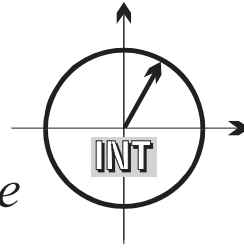


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie*



Christian Körner

■ **Cognitive Radio -
Kanalsegmentierung und
Schätzung von Periodizitäten**

■ Band 23

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Karlsruher Institut für Technologie, 2010

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

ISSN: 1433-3821

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie**

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

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

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie**

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 Echtzeitver-
marktung 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 basierendem 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 des
Karlsruher Instituts für Technologie**

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**
- Band 20 Volker Blaschke
Multiband-Cognitive-Radio-Systeme
- Band 21 Ulrich Berthold
Dynamic Spectrum Access using OFDM-based Overlay Systems
- Band 22 Sinja Brandes
**Suppression of Mutual Interference in OFDM-based Overlay Sys-
tems**

Vorwort des Herausgebers

Cognitive Radios (CRs) eignen sich zum Aufbau von Overlay-Netzen, die eine bessere Ausnutzung der knappen Ressource Frequenz zulassen. Dabei wird es Sekundärnutzern gestattet, Spektralbereiche zu belegen, die räumlich und zeitlich gesehen vom Primärnutzersystem, das das System der lizenzierten Nutzer ist, momentan nicht benötigt werden. Dazu ist es natürlich unumgänglich, dass allen Sekundärnutzern bekannt ist, welche Frequenzen für das Overlay-Netz aktuell verfügbar sind. Das wiederum heißt, dass das Overlay-Netz belegte Spektralbereiche erkennen und allen seinen Teilnehmern signalisieren muss. Natürlich sollten die Erkennung möglichst schnell und die Signalisierung mit minimalem Aufwand erfolgen. Genau hier setzt die Aufgabenstellung für die vorliegende Dissertation an.

Es sollen zunächst Verfahren untersucht werden, die es gestatten, innerhalb eines fest definierten Intervalls auf der Frequenzachse festzustellen, wo Übertragungsaktivitäten zu beobachten sind und wie diese Aktivitäten nach Mittenfrequenz und Bandbreite bestimmten Quellen zuzuordnen sind. Dieses Vorgehen wird als Kanalsegmentierung bezeichnet. Die Kanalsegmentierung lässt zu einem bestimmten Zeitpunkt eine Aussage darüber zu, wo innerhalb des Intervalls auf der Frequenzachse elektromagnetische Energie einfällt und welche Grenzen die belegten Bereiche haben. Darüber hinaus kann versucht werden, aus der Segmentierung zum Zeitpunkt t_0 die spektrale Belegung zum Zeitpunkt $t_0 + \Delta t$ vorherzusagen. Solche Verfahren basieren auf reinen Messungen der Signalamplitude bzw. der Signalenergie, weitere Kenntnisse, z.B. über Signalstrukturen, sind nicht erforderlich.

Wird nun aber das oben bereits diskutierte Szenario des Einsatzes von Overlay-Netzen im von lizenzierten Primärnutzersystem nutzbaren Frequenzbereich betrachtet, erscheint es sinnvoll, Vorkenntnisse über die von den Primärnutzern gesendeten Signale in die von den CRs durchzuführende Detektion einzubeziehen. Die vorliegende Dissertation schlägt vor, hierfür in den CRs der Overlay-Netze gezielt nach Periodizitäten zu suchen, die charakteristisch für die Primärnutzersignale sind. Prinzipiell ähnelt dieser Ansatz dem in der Dissertation von Öner¹ verfolgten. Er unterscheidet sich von diesem aber insoweit, als hier nicht wie bei Öner mit der Zyklstationarität der Signale argumentiert wird sondern nur wirklich elementare Schätzverfahren zur Suche nach Periodizitäten eingesetzt werden.

¹ Mustafa Mengüç Öner: Air Interface Identification for Software Radio Systems. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 10, 2004

Die Dissertation Cognitive Radio - Kanalsegmentierung und Schätzung von Periodizitäten von Christian Körner liefert folgende Beiträge zum Fortschritt von Wissenschaft und Technik:

- Es wird gezeigt, dass die Kanalsegmentierung und die Schätzung von Periodizitäten bei der Suche nach von einem Overlay-Netz nutzbaren Frequenzen helfen
- Die beschriebenen Verfahren werden erstmalig anhand von simulierten **und** aufgezeichneten Szenarien gegenübergestellt
- Es wird nachgewiesen, dass die untersuchten Algorithmen in Cognitive Radios einsetzbar sind

Karlsruhe, im April 2010
Friedrich Jondral

Cognitive Radio – Kanalsegmentierung und Schätzung von Periodizitäten

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Christian Körner

aus

Frankfurt am Main

Tag der mündlichen Prüfung:

22. April 2010

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik (CEL) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Mein besonderer Dank gilt dem Institutsleiter Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral für seine hervorragende Betreuung bei der Durchführung meiner Arbeit. Neben seiner wertvollen fachlichen Unterstützung gab er mir viel von seiner Erfahrung mit auf den Weg. Ich danke Ihm herzlich für sein Vertrauen in meine Fähigkeiten in Forschung und Lehre, sowie für seine Bereitschaft, das Hauptreferat zu übernehmen.

Herrn Prof. Dr. Thomas Zwick, Leiter des Instituts für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie, danke ich für sein Interesse an meiner Arbeit und für die Übernahme des Korreferats.

Allen Kollegen, mit denen ich im Laufe meiner Zeit am CEL zusammengearbeitet habe, danke ich für die gute Zusammenarbeit, die konstruktiven Diskussionen und die zahlreichen wertvollen Ratschläge. Besonders möchte ich Dr.-Ing. Holger Jäkel für seine Ratschläge und für die Durchsicht meiner Arbeit danken. Darüberhinaus danke ich allen an dieser Arbeit beteiligten Diplomanden, Masterarbeitern, Studienarbeitern und Hilfwissenschaftlern, die mit ihren Arbeiten zu dieser Promotion beigetragen haben. Insbesondere danke ich Jens Elsner und Till Gradinger für Ihre hervorragenden Beiträge.

Herrn Dr. Liedtke von der Fraunhofer-Gesellschaft danke ich sehr für seine Hilfe.

Des Weiteren danke ich unseren Administratoren Reiner Linnenkohl und Kurt David, unseren Sekretärinnen Gabriele Kuntermann und Beate Mast und unserer Graphikerin Angelika Olbrich für die gute Zusammenarbeit und Unterstützung.

Die dieser Dissertation zugrunde liegenden Arbeiten entstanden teilweise in verschiedenen Studien und Projekten. Ich danke allen Beteiligten für die gute Zusammenarbeit und die sehr interessanten Erfahrungen, die ich dadurch gewonnen habe.

Besonders bedanke ich mich bei meinem Bruder und meinen Eltern für Ihre Unterstützung während meiner Studien- und Promotionszeit.

Zusammenfassung

Drahtlose Kommunikationssysteme finden in der Gesellschaft eine immer größere Verbreitung und zeigen exponentiell wachsende Datenübertragungsraten. Dagegen sind die hierfür zur Verfügung stehenden spektralen Ressourcen jedoch begrenzt und bis zu sehr hohen Frequenzen hin schon vergeben. Derzeit werden diese Ressourcen in der Regel länderspezifisch und über Jahre hinweg einem Nutzer zugeteilt. Diese starre Zuweisung führt jedoch dazu, dass spektrale Ressourcen häufig nur wenig genutzt werden. Es gibt daher Bestrebungen, Spektrum dynamisch zuzuweisen und für eine Zweitnutzung durch Overlay-Systeme zu verwenden. Die primären Systeme dürfen dabei nur mit geringen Wahrscheinlichkeiten gestört werden. Es kann auch nicht vorausgesetzt werden, dass die primären Systeme für eine Kooperation mit den Overlay-Systemen angepasst werden. Daher sollen Cognitive Radios zur Detektion nicht belegter spektraler Ressourcen eingesetzt werden und selbstständig ihre Umgebung erlernen. Allerdings ist noch einige Forschung bis zur Realisierung eines vollständig selbstlernenden Cognitive Radios notwendig [Pol09]. Daher werden in dieser Arbeit Algorithmen untersucht, die der Suche nach nicht belegten spektralen Ressourcen dienen. Ein Fokus dieser Arbeit liegt auf dem 2,4-GHz-ISM-Band, da die Belegung der ISM-Bänder deutlich zunimmt und eine Steigerung der Gesamteffizienz in diesen Bändern wichtig ist. Die Untersuchung und Auslegung von Overlay-Systemen wird hier nicht behandelt, da dies bereits in [Ber09, Bra09] untersucht wurde.

Cognitive-Radio-Systeme und Overlay-Systeme müssen sich flexibel an die primären Systeme anpassen können. Daher werden in Kapitel 2 Software Defined Radios, die die Basis der Cognitive Radios bilden, beschrieben. Die hohe Flexibilität führt jedoch zu recht hohen Anforderungen an die Hardware sowie zu vergleichsweise hohen Latenzzeiten, die beim Entwurf der CR-Algorithmen beachtet werden sollten.

CR-Grundlagen

In Kapitel 3 werden zunächst die Grundlagen der Cognitive Radios erläutert. Es folgen Analysen zur Aufbereitung und Verteilung der Belegungsinformationen im Cognitive-Radio-Netzwerk. Die Knoten des Netzwerkes schätzen zunächst die spektrale Belegung in Form von Spektrogrammen. Die Verarbeitung der Spektrogramme im Netzwerk unterliegt verschiedenen Zielen, die gleichzeitig erreicht werden sollen:

Zum einen müssen die Spektrogramme zur Signalisierung innerhalb des Netzwerks und zur Speicherung in einer Belegungsdatenbank sehr stark komprimiert werden. Dabei sollen jedoch die Informationen möglichst gut erhalten bleiben. Auch die Leistungsdichten sollten signalisiert werden, um starke Interferenzen am Empfänger des Overlay-Systems zu umgehen und um die räumliche Ausbreitung der Belegungen besser abschätzen zu können. Darüberhinaus sollten Vorabinformationen über die zu erwartenden Belegungen im Netzwerk bereitgestellt werden, da die Signalisierung über Kontrollkanäle im Netzwerk hohen Verzögerungen unterliegen kann. Diese Vorabinformationen dienen der Vermeidung von Kollisionen des Overlay-Systems mit regelmäßig auftretenden Belegungen der primären Systeme. Die hier vorgestellten Ziele können einzeln besser verfolgt werden, müssen aber alle berücksichtigt werden.

Zur Realisierung dieser Ziele werden in der Arbeit verschiedene Optionen untersucht, die hier zusammenfassend beschrieben werden:

Zum einen kann die Verarbeitung der spektralen Belegungsinformationen ohne Kenntnisse der Standards der Funkssysteme in der Umgebung erfolgen: So wird in [Wei04, WJ04] das *Boosting Protocol* vorgeschlagen. Hier bleibt allerdings noch zu untersuchen, wie dieses Protokoll mit den Latenzzeiten der SDRs und den Co-Site-Fähigkeiten der Transceiver zurechtkommt. In dieser Arbeit wird ebenfalls ein Bildkompressionsverfahren untersucht, das aber keine ausreichende Kompression zur Verfügung stellt. Durch eine willkürliche blockweise Aufteilung des Spektrogramms und eine anschließende Maximalwertbildung kann eine hohe Kompression erreicht werden, jedoch wird hier viel Information verloren. Da hiermit jedoch prinzipiell eine Signalisierung möglich ist, wird diese Option in dieser Arbeit als Vergleichsoption herangezogen.

Da die hier beschriebenen Optionen deutliche Abweichungen bei der Erreichung der Ziele aufweisen, wird in dieser Arbeit eine Verarbeitung unter Kenntnis der Standards vorgeschlagen. Das Spektrum eines Transmitters ist häufig nicht von der Zeit abhängig, so dass das Leistungsdichtespektrum und die Kanalleistung unabhängig voneinander signalisiert werden können. Durch die Reduktion des Spektrogramms auf statistisch unabhängige Komponenten können die Spektrogramme deutlich komprimiert werden, ohne dass zu hohe Verluste auftreten. Die in der spektralen Belegung in der Regel vorhandenen Strukturen können für eine effiziente Signalisierung, zur strukturierten und effizienten Ablage der Belegungsinformationen in einer Datenbank und zur Bereitstellung von Vorabinformationen verwendet werden.

Wenn dem Cognitive Radio die Standards, nach denen die Transmitter in der Umgebung senden, nicht bekannt sind, ist ein teilweises Erlernen dieser Standards nötig. In dieser Arbeit werden daher Verfahren zur Erlernung des Kanalzugriffsverhaltens unbekannter Standards entwickelt und vorgestellt.

GSM wird in dieser Arbeit als Evaluationsszenario verwendet, um die Schätzergebnisse anhand bekannter Parameter evaluieren zu können. In der Arbeit wird darüber hinaus ein ISM-Band-Szenario betrachtet, bei dem die Parameter des Transmitters unbekannt sind.

Kanalsegmentierung

In Kapitel 4 werden Algorithmen zur automatischen Kanalsegmentierung entwickelt und analysiert. Zum einen wird das CSeg-Verfahren [Lie96] und zum anderen eine SSCL-basierte Kanalsegmentierung, die in [RFKZ01] und [Öne04] vorgeschlagen wurde, analysiert. Beim zweiten Verfahren wird in dieser Arbeit die Anzahl der Schwellwerte deutlich reduziert und die Trennung spektral teilweise überlappender Transmitter ermöglicht. In diesem Algorithmus werden zunächst mit Hilfe des SSCL Häufungen bzw. Cluster im Leistungsdichtespektrum bestimmt. Das Leistungsdichtespektrum wird dann quantisiert, wobei die Quantisierungsstufen den Clusterzentren entsprechen. Durch morphologische Operationen werden einzelne Spitzen eliminiert. Die Transmitter werden als Maxima des quantisierten Leistungsdichtespektrums bestimmt. Bild 0.1 zeigt die Segmentiererergebnisse dieses Algorithmus für ein aus gemessenen GSM-Daten erzeugtes Spektrogramm. Das Spektrogramm wurde über die Zeitpunkte $0, \dots, 262$ ms gemittelt und das daraus resultierende LDS segmentiert. Die gestrichelten Linien zeigen die Kanalgrenzen an, während die durchgezogenen Linien die Mittenfrequenzen markieren. Die weitere Erläuterung folgt in Abschnitt 5.2.

Da die beiden vorgestellten Verfahren Leistungsdichtespektren nur für einen separaten Zeitpunkt segmentieren, ist bei einer alternativen schrittweisen Verarbeitung eines Spektrogramms eine Fusionierung der Segmentiererergebnisse notwendig. Daher wird eine SSCL-basierte Fusionierung der Ergebnisse vorgeschlagen. Um auch zeitliche Verläufe von Anfang an in die Segmentierung mit einzubeziehen, wird die direkte Segmentierung von Spektrogrammen untersucht. Der Einsatz des Pyramid-Linking-Verfahrens ist aber leider nicht zielführend.

Zeitliche Modellbildung

In Kapitel 5 folgt eine Modellbildung der zeitlichen Verläufe. Dabei werden die Kanalleistungen der in der Kanalsegmentierung bestimmten Kanäle auf Periodizi-

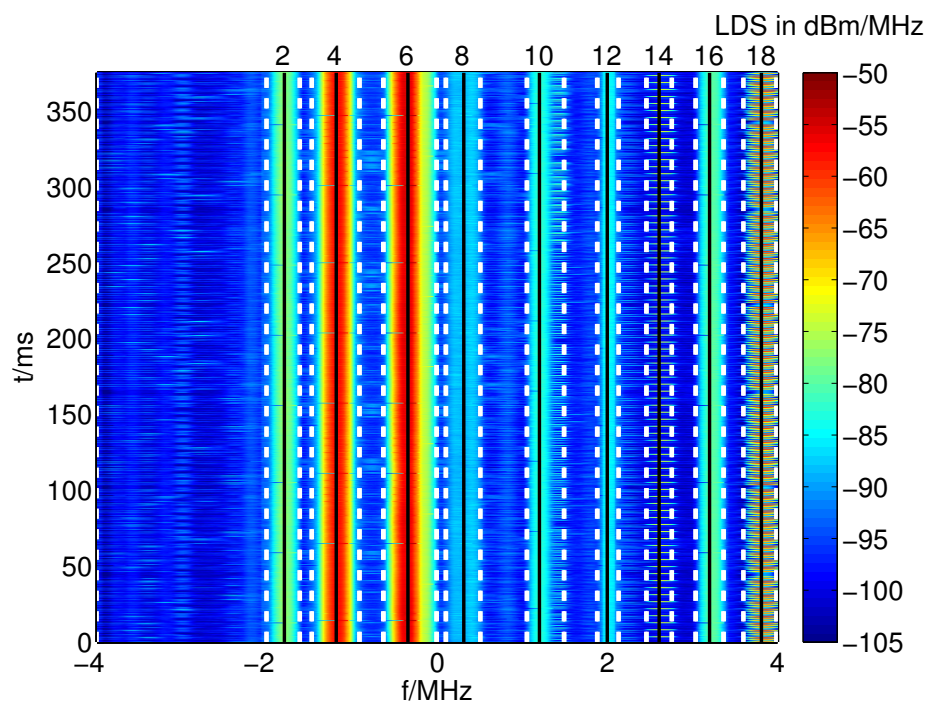


Bild 0.1 Segmentierung eines GSM-Spektrogramms durch den SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus

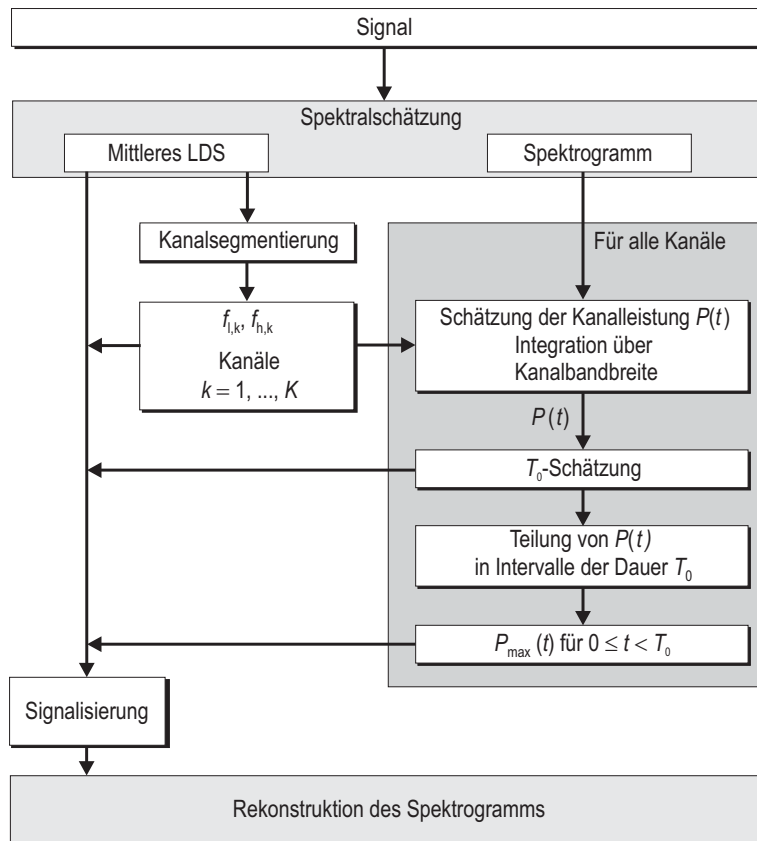


Bild 0.2 Übersicht über die Abfolge der Schätzungen und die zu signalisierenden Parameter

täten hin untersucht. Hierzu werden das AKF- und das YIN-Verfahren [dCK02] zur Schätzung der Periodendauern eingesetzt und analysiert. Nach der Schätzung der Grundperiode \hat{T}_0 wird eine Statistik inklusive einer Maximalwertbildung $P_{\max}(t)$ für $0 \leq t < \hat{T}_0$ gebildet.

Nach dem Erlernen der Belegungsstrukturen kann das Spektrogramm signalisiert und im CR-Netzwerk rekonstruiert werden. Für die in diesem GSM-Szenario vorliegende Belegung ergibt sich ein Kompressionsfaktor von 150. Bild 0.2 zeigt den Ablauf der Schätzungen, die zu signalisierenden Parameter und die Rekonstruktion des Spektrogramms. Bild 0.3 zeigt die Differenz zwischen dem GSM-Spektrogramm und der Rekonstruktion des Spektrogramms. Der zeitliche Ausschnitt 262 ms, ..., 375 ms wurde für Daten rekonstruiert, die nicht in die Schätzungen eingeflossen sind, um die Bereitstellung der Vorabinformationen zu evaluieren. Die Abweichung fallen trotz aller Schätzfehler nur sehr gering aus. Auch die numerische

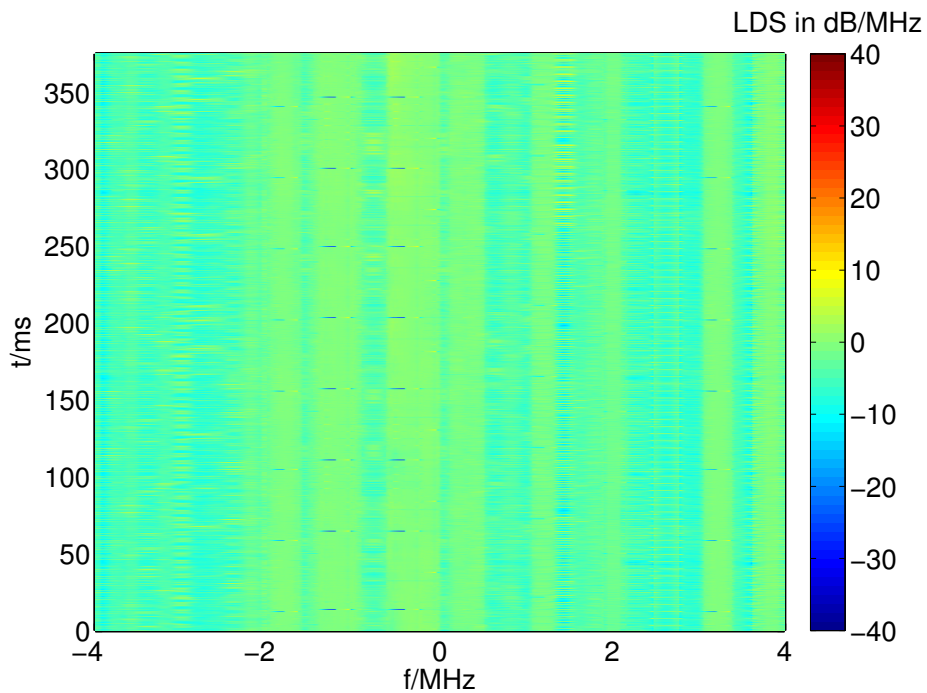


Bild 0.3 Differenz zwischen dem GSM-Spektrogramm und seiner Rekonstruktion

Auswertung der Differenz hat nur eine mittlere Abweichung von 4 dB ergeben. Dabei ergeben sich in diesem Szenario so gut wie keine Unterschiede zwischen dem als bekannt vorausgesetzten Ausschnitt und dem vorhergesagten Ausschnitt. Das als Vergleichsverfahren eingesetzte Verfahren der blockweisen Maximalwertbildung erreicht einen Kompressionsfaktor von 256. Die Abweichungen sind hier aber deutlich höher als die Abweichungen des Lernverfahrens und liegen für den als Vorabinformation bereitgestellten Ausschnitt bei 15 dB.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Aufbau der Arbeit	2
2	Software Defined Radio	4
2.1	SDR-Hardware	6
2.1.1	Transceiver Front-End	8
2.1.2	Signalverarbeitungshardware	9
2.2	SDR-Software	10
2.2.1	SDR-Ansätze	10
2.2.2	SDR-Implementierungen	12
2.3	Entwurf der SDR-Module und Schnittstellen	16
2.3.1	Aufbau des SDRs aus einem Block	16
2.3.2	Modularer Aufbau des SDRs	17
2.3.3	Plattformspezifischer Code	19
2.3.4	Abstrahierung des Transceiver Front-Ends	20
2.4	Übergreifende Aspekte	21
3	Cognitive-Radio-Systeme	23
3.1	Grundlagen	23
3.1.1	Cognitive-Radio-Definitionen	24
3.1.2	Overlay-Systeme	25
3.1.3	Interferenzen in Overlay-Systemen	28
3.1.4	Cognitive Pilot Channel	28
3.2	Transmitter-Detektion	29
3.2.1	Matched-Filter-Detektion	30
3.2.2	Energie-Detektion	31

3.2.3	Detektion zyklstationärer Merkmale	31
3.3	Overlay-Szenarien	31
3.3.1	TV-Band	31
3.3.2	ISM-Bänder	33
3.3.3	GSM-Band	37
3.4	Signalisierung und Statistik der spektralen Belegung	38
3.4.1	Kenntnis der Kanalzugriffsverfahren nicht vorhanden . . .	40
3.4.2	Kenntnis der Kanalzugriffsverfahren vorhanden	43
3.5	Modellierung der spektralen Belegung	47
3.5.1	Erlernen des Kanalzugriffsverhaltens	48
3.5.2	Langfristige Modellierung	49
3.5.3	Räumliche Modellierung	50
4	Automatische Kanalsegmentierung	51
4.1	Einführung	51
4.2	Spektralschätzung	54
4.2.1	Kurzzeit-Fourier-Transformation	54
4.2.2	Spektrogramm-Filterung	55
4.3	Segmentierung von Leistungsdichtespektren	59
4.3.1	SSCL-basierte Kanalsegmentierung	61
4.3.2	Zeitliche Nachverarbeitung der Segmentiererergebnisse . . .	64
4.3.3	Konfiguration der Algorithmen	67
4.4	Evaluierung der Verfahren	68
4.4.1	Qualitätsmaße	70
4.4.2	Szenarien und Simulationsergebnisse	71
4.4.3	Segmentierung von Messdaten	75
4.4.4	Bewertung	77
4.5	Segmentierung von Spektrogrammen	81
5	Modellierung zeitperiodischer Vielfachzugriffsverfahren	84

5.1	Einführung	84
5.1.1	Schätzung der Periode	85
5.2	Periode der Kanalleistung	86
5.2.1	Schätzung der Kanalleistung	88
5.2.2	Schätzung durch Autokorrelationsverfahren	90
5.2.3	Schätzung durch YIN-Verfahren	92
5.2.4	Evaluierung der Verfahren	95
5.3	Belegungsmodellierung innerhalb der Periode	98
5.4	Signalisierung und Rekonstruktion der Belegung	101
5.4.1	GSM-Band-Szenario	103
5.4.2	ISM-Band-Szenario	106
5.4.3	Bewertung	112
5.5	Ausblick	114
6	Zusammenfassung	116
	Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	120
	Literaturverzeichnis	124
	Studentische Arbeiten	131
	Index	132
	Lebenslauf	133

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die Nutzung drahtloser Kommunikation verbreitet sich immer weiter und weist exponentiell wachsende Datenübertragungsraten auf. Die dafür zur Verfügung stehenden spektralen Ressourcen sind jedoch begrenzt. Zwar können durch die weitere Entwicklung höhere Frequenzbereiche nutzbar gemacht werden, aber deren physikalische Eigenschaften eignen sich primär nur für die Nahbereichskommunikation. Darüberhinaus wird ab einigen GHz auch eine Sichtverbindung zwischen den Funkgeräten benötigt. Da die Ressourcen derartig beschränkt sind, erfolgt eine strenge Regulierung der Frequenzuteilungen, die auf der im Abstand mehrerer Jahre stattfindenden World Radio Conference weltweit koordiniert wird. Die exklusive Zuweisung spektraler Ressourcen an neue Nutzer ist daher sehr schwierig und kann den exponentiell steigenden Bedarf nicht decken. Im derzeitigen Lizenzmodell werden Ressourcen für große Gebiete und sehr lange Zeiträume zugeteilt. Ein Nutzer muss sich daher bei der Beantragung an seinem maximalen und nicht an seinem mittleren Bedarf orientieren. Aus dieser starren Zuteilung ergibt sich jedoch, dass Spektrum häufig ungenutzt bleibt.

Es gibt daher Bestrebungen, Spektrum dynamisch zu nutzen und für eine Zweitnutzung durch Overlay-Systeme zu öffnen. Es kann dabei nicht davon ausgegangen werden, dass die derzeit verwendeten primären Nutzer angepasst werden. Um eine Zweitnutzung des Spektrums rechtfertigen zu können, müssen die vom Overlay-System erzeugten Interferenzen vom primären System zu tolerieren sein. Cognitive Radios sollen in diesem Zusammenhang zur Suche nach unbelegtem Spektrum eingesetzt werden. Das Cognitive Radio soll seine Umgebung erlernen und Informationen zur spektralen Belegung bereitstellen. Ein vollständig selbstlernendes Cognitive Radio ist derzeit noch nicht realisierbar und wird noch länger Gegenstand der Forschung bleiben. In dieser Arbeit sollen daher Algorithmen analysiert werden, die der Suche nach unbelegtem Spektrum dienen. Die Analyse des Overlay-Systems ist nicht Teil dieser Arbeit, da hierzu bereits Arbeiten vorliegen [Ber09, Bra09].

1.2 Aufbau der Arbeit

Overlay-Systeme müssen sich als Zweitnutzer auf die primären Systeme einstellen können. Sie sind daher auf Software Defined Radios angewiesen, die flexibel rekonfiguriert werden können.

In Kapitel 2 werden diese Software Defined Radios, die die Grundlage der Cognitive Radios bilden, erläutert. Der Entwurf von Software Defined Radios stellt jedoch sehr hohe Anforderungen an Hard- und Software. Die Spezifikationen sollten jedoch nicht zu strikt ausgelegt werden und Cognitive Radios so entworfen werden, dass die Anforderungen an Software Defined Radios herabgesetzt werden können. So ergeben sich häufig höhere Latenzzeiten als bei Legacy-Funkgeräten, auf die beim Design der Cognitive Radios Rücksicht genommen werden sollte.

Im Kapitel 3 werden zunächst die Grundlagen der Cognitive Radios vorgestellt. Dann werden Ziele definiert, die ein Cognitive-Radio-Netzwerk erreichen soll: Die sehr hohen Datenmengen, die bei der Schätzung der spektralen Belegung anfallen, sollen bei größtmöglichem Erhalt der Informationen drastisch komprimiert werden, um eine effiziente Signalisierung, Datenbankablage und Vorhersage zu ermöglichen. Zur Erreichung dieser Ziele werden verschiedene Optionen zur Aufbereitung und Signalisierung der spektralen Belegung im Cognitive-Radio-Netzwerk vorgeschlagen.

Zum einen können Signalisierungen eingesetzt werden, die keine Kenntnisse über die Funkstandards der umgebenden Transmitter erfordern: Hier wird zunächst das in [Wei04, WJ04] vorgeschlagene *Boosting Protocol* vorgestellt. Es werden ebenso Optionen erläutert, die die Belegungsinformationen über einen Kontrollkanal signalisieren und daher eine hohe Kompression erfordern. So können aus der Bildverarbeitung bekannte Bildkompressionen eingesetzt werden, die jedoch keine zufriedenstellende Kompression erreichen. Die Kompression kann auch durch eine blockweise Maximalwertbildung über das Spektrogramm erreicht werden; dabei tritt allerdings ein hoher Informationsverlust auf.

Zum anderen wird in dieser Arbeit eine Signalisierung vorgeschlagen, die Kenntnisse über die Funkstandards der umgebenden Transmitter einsetzt. Durch die getrennte Verarbeitung des Leistungsdichtespektrums und der Kanalleistung eines Transmitters soll eine deutliche Kompression erreicht werden. Wenn die Kenntnisse nicht vorhanden sind, muss das Cognitive Radio Teile der Standards erlernen. Dies gilt insbesondere für das in dieser Arbeit analysierte ISM-Band-Szenario.

In Kapitel 4 wird zunächst die Spektralschätzung erläutert. Darauf aufbauend wer-

den Verfahren zur automatischen Kanalsegmentierung analysiert.

In Kapitel 5 folgt die zeitliche Modellbildung der Kanalleistungen der durch die Kanalsegmentierung identifizierten Kanäle. Nach Abschluss der Kanalsegmentierung und der zeitlichen Modellbildung kann die Signalisierung erfolgen und die Belegung im CR-Netzwerk rekonstruiert werden. Daraufhin wird dieses Signalisierungsverfahren mit dem Verfahren der blockweisen Maximalwertbildung hinsichtlich Kompressionsfaktor, Abweichungen und Qualität der Vorhersage verglichen.

2 Software Defined Radio

Software Radios (SR) sind Funkgeräte, deren Kommunikationsfunktionalitäten so weit wie möglich in Software realisiert sind. In einem idealen Software Radio wird das Empfangssignal hinter der Antenne nach einem Anti-Aliasing-Filter durch einen A/D-Wandler abgetastet und anschließend digital ins Basisband konvertiert. Ab dem digitalen Basisband werden alle Funktionalitäten in Software realisiert. Der Sendepfad eines SR ist äquivalent dazu aufgebaut: Die Software generiert das Sendesignal und stellt es im digitalen Basisband zur Verfügung. Das Signal durchläuft einen D/A-Wandler und ein Rekonstruktionsfilter, wird verstärkt und danach von der Antenne abgestrahlt.

Jedoch führt die Abtastung direkt nach der Antenne zu deutlichen Leistungsnachteilen. Der Wandler muss über eine extrem hohe Abtastrate verfügen und einen sehr hohen Dynamikbereich abdecken, da starke benachbarte Signale durch den Verzicht auf analoge Bandpässe nicht ausgefiltert werden. Selbst wenn sich dies technisch realisieren ließe, wäre dies weder in Bezug auf Kosten noch in Bezug auf Leistungsaufnahme, Bauvolumen und Gewicht effizient.

Ein *Software Defined Radio* (SDR) ist eine praktisch realisierbare Version eines idealen SRs [Jon05]. Das SDR baut im Transceiver Front-End auf den üblichen Architekturen auf, die alle ein Bandpassfilter einsetzen. In einem SDR können auch mehrere Transceiver Front-Ends für unterschiedliche Frequenzbereiche oder für die gleichzeitige Kommunikation auf mehreren Linien eingesetzt werden. Im digitalen Basisband werden üblicherweise *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs), *Digital Signal Processors* (DSPs) und *General Purpose Processors* (GPPs) eingesetzt, die per Software rekonfiguriert werden können.

Das Software Defined Radio Forum definiert ein SDR als „radio, in which some or all of the physical layer functions are software defined“ [SDRa, SDRb]. Ein Funkgerät, dessen physikalische Schicht eine feste Funktionalität hat, ist nach dieser Definition kein SDR, sondern ein *Hardware Radio* oder *Software Controlled Radio* [SDRa, SDRb].

Cognitive Radios (CRs) sind Funkgeräte, die Kenntnisse über ihre Umgebung erwerben können und darauf basierend Entscheidungen über die Anpassung ihres Funkbetriebs treffen können. CRs sammeln zum Beispiel Informationen darüber, welche Funknetzwerke verfügbar sind, welche spektralen Ressourcen nutzbar sind

und wie sich der Funkkanal verhält. CRs sind dabei sowohl für die Gewinnung von Informationen als auch für die Adaptierung des eigenen Verhaltens auf die sehr flexible Funkgerätestruktur von SDRs angewiesen.

Ein CR kann daher als ein erweitertes SDR verstanden werden [Jon05].

Da ideale SRs nicht realisierbar sind, müssen beim Entwurf eines SDRs immer wieder Kompromisse zwischen verschiedenen Leistungskriterien eingegangen werden, auf die beim Design eines CRs Rücksicht genommen werden sollte.

SDR Ziele

Je nach Einsatzzweck können folgende SDR-Systeme unterschieden werden:

1. Ein *Multi-Band System* unterstützt mehr als ein Frequenzband eines Standards (wie z.B. GSM 900, GSM 1800 und GSM 1900).
2. Ein *Multi-Standard System* kann mit mehreren Funkstandards kommunizieren (wie z.B. WLAN, GSM, UMTS und WiMAX).
3. Das *Multi-Mode System* ist eine Kombination aus einem Multi-Band System und einem Multi-Standard System. Dieses System liegt im Fokus der weiteren Betrachtungen.
4. Ein *Multi-Channel System* kann gleichzeitig auf mehreren unabhängigen Kanälen kommunizieren.

Beim Einsatz von SDRs können unterschiedliche Ziele verfolgt werden [SDRb]:

SDRs können für eine Wartung per Remote Access ausgelegt werden und Upgrades können unter Umständen über die Luftschnittstelle (*engl.* Over-the-Air) installiert werden.

Die Wiederverwendung von Software-Komponenten in der Implementierung von Standards hat das Ziel, kürzere Entwicklungszeiten zu erreichen. Eine gute Portabilität erleichtert die Migration einer Standard-Implementierung auf eine neue Hardwareplattform. Sowohl Wiederverwendbarkeit als auch Portabilität sollen letztlich Entwicklungszeiten reduzieren. Damit ergibt sich auch eine kürzere Zeitspanne bis zur Verfügbarkeit neuer Produkte am Markt (*engl.* Time-to-Market). Allerdings werden Wiederverwendbarkeit und Portabilität von Standard-Implementierungen in der Regel durch den Einsatz eines SDR Frameworks erreicht. Der Aufwand für

dessen Entwicklung und Portierung sollte jedoch in die Gesamtbetrachtungen mit einbezogen werden.

Durch kurze Rekonfigurationszeiten des SDRs ergibt sich eine erhöhte Flexibilität bzw. Adaptivität der Funkübertragung, ohne die ein CR sich nicht an seine Umgebung anpassen kann.

Die Herausforderung beim Aufbau von SDRs liegt in den sehr hohen Datenraten, auf die sowohl die Busse als auch die Prozessoren ausgelegt werden müssen. Prinzipiell ist die Realisierung von Funktionalitäten in Software durchaus üblich, in Funkgeräten hat sich dieses Vorgehen allerdings bisher wegen der intensiven Echtzeit-Signalverarbeitung nicht durchgesetzt.

Das Kapitel gliedert sich im Weiteren wie folgt: Zunächst wird die SDR/CR-Architektur mit dem RF-Front-End und der Hardware zur Basisbandsignalverarbeitung beschrieben. Es folgt die Erläuterung zweier Methoden zum Aufbau der Software sowie die Beschreibung zweier SDR-Implementierungsansätze. Darauf werden Optionen zur Abstrahierung der Standard-Implementierung und des RF-Front-Ends analysiert. Das Kapitel schließt mit der Betrachtung übergreifender Aspekte.

2.1 SDR-Hardware

Bild 2.1 zeigt die Architektur des Sendepfad und Empfangspfad eines SDRs/CRs. Im Empfangspfad des Transceiver Front-Ends wird das analoge Signal heruntergemischt und Analog/Digital gewandelt, wobei in dieser Ausführung ein direkt mischender Empfänger eingesetzt wird. Im digitalen Front-End (DFE) [MHD⁺06] wird im Empfangspfad bei Bedarf geringfügig die Mittenfrequenz verschoben, die Daten werden gefiltert und die Abtastrate wird reduziert. Für den CR-Anteil kann hier eine Spektralschätzung integriert werden. Diese Aufgaben lassen sich durch *Application-Specific Integrated Circuits* (ASICs), FPGAs oder bei geringeren Datenraten auch durch DSPs realisieren. Die standardspezifische Software der ISO/OSI-Schichten 1 bis 3 und die CR-Software werden auf einer Hardwareplattform mit FPGAs, DSPs oder GPPs ausgeführt. Auf dieser Plattform laufen sowohl Empfänger als auch Sender ab. Im DFE erfolgt im Sendepfad eine Anpassung der Abtastrate, eine Filterung und unter Umständen eine geringe Verschiebung der Mittenfrequenz. Das Transceiver Front-End führt die Digital/Analog-Wandlung und die Hochmischung auf die Trägerfrequenz aus.

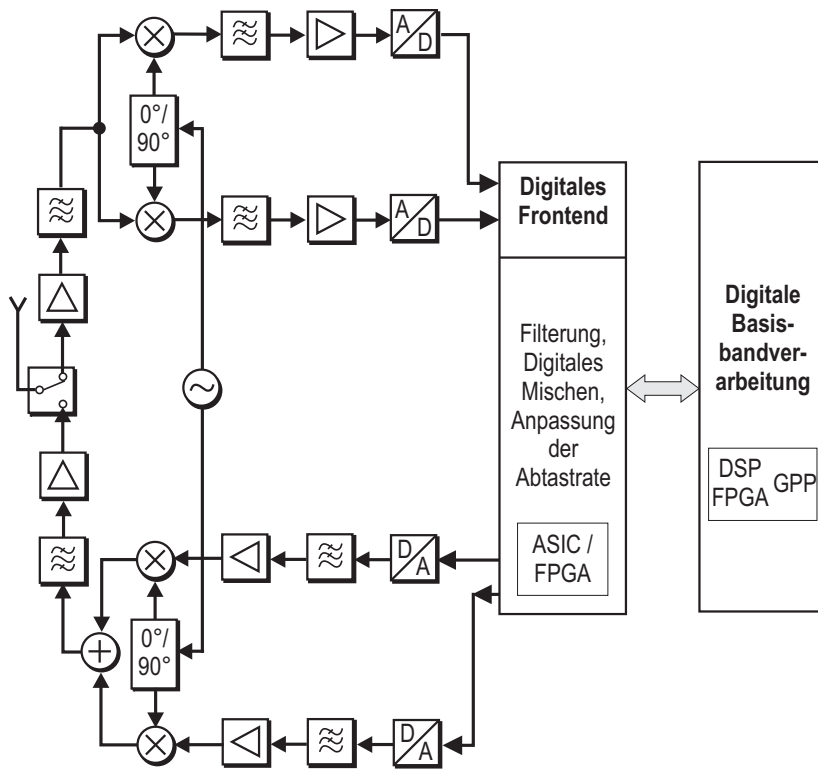


Bild 2.1 Architektur eines SDR/CR.

2.1.1 Transceiver Front-End

Die Anforderungen an den Sendepfad des Transceiver Front-Ends sind in der Regel einfacher zu erfüllen als die Anforderungen an den Empfangspfad [JMW02]. Im Sendepfad wird in der Regel eine Architektur wie in Bild 2.1 eingesetzt. Für den Empfangspfad kommen zunächst prinzipiell die zwei üblichen Empfängertypen direkt mischer Empfänger und Superhet-Empfänger in Betracht.

Der direkt mischer Empfängertyp ist in der in Bild 2.1 dargestellten Architektur eingesetzt und wird auch als homodyner Empfänger oder Zero-IF-Empfänger bezeichnet. Der Vorteil dieses Empfängertyps liegt in der effizienteren Nutzung der aufgenommenen Leistung und des Bauvolumens [JMW02].

Im Superhet-Empfänger wird das *Hochfrequenz* (RF)-Empfangssignal zunächst in einer Mischstufe auf eine *Zwischenfrequenz* (IF) abwärts gemischt, wobei sich bei hochwertigen Empfängern weitere IF-Mischstufen anschließen können. Dieser Empfängertyp wird auch als heterodyner Empfänger bezeichnet. Konventionell erfolgt die A/D-Wandlung erst im Basisband. Für den Einsatz in einem SDR bietet sich die A/D-Wandlung des reellen Signals auf der letzten IF an. Durch die frühere Digitalisierung wird der Empfänger flexibler, und durch die digitale Realisierung der Abwärtsmischung ins Basisband entfallen die Gleichlaufprobleme [JMW02] zwischen den I- und Q-Zweigen [ERKJ07].

In der Vergangenheit wurde die Hardware speziell auf einen Funkstandard ausgelegt und konnte durch die hohe Spezialisierung der analogen Bauteile die teilweise recht strikten Anforderungen eines Standards erfüllen. Die Verwendung eines SDR Transceiver Front-Ends für die verschiedensten Standards verlangt jedoch die Einhaltung der Spezifikationen aller Standards. Das Abstimmen der Bauteile über einen breiten Frequenzbereich stellt hohe Anforderungen an die analoge Hardware und erfordert Kompromisse bei anderen Leistungskriterien.

Untersuchungen 18 verschiedener Standards innerhalb des E2R-Projektes [MBM⁺07] haben sehr hohe Forderungen ergeben [MDB⁺06]:

1. Frequenzbereich von 100 MHz bis 6 GHz
2. Bandbreiten von 200 kHz bis 20 MHz
3. Sendeleistungen von -50 dBm bis +40 dBm
4. Eingangsleistungen am Empfänger von -135 dBm bis -1 dBm

5. Modulationsverfahren mit den unterschiedlichsten Peak-to-Average Power Ratios

Da diese Anforderungen derzeit nicht in einem kommerziellen Transceiver zu realisieren sind, kann dieser nur für eine Teilmenge der Standards ausgelegt werden. Darüber hinaus ist es sinnvoll, mehrere Transceiver für verschiedene Frequenzbereiche einzusetzen.

Es bietet sich daher an, die Anforderungen an die Transceiver durch den Einsatz von Cognitive Radios zu lockern. So können zum Beispiel Nachbarkanal-Interferenzen am Empfänger durch eine intelligente Verteilung der Mittenfrequenzen auf die Kommunikationspartner reduziert werden [MHD⁺06].

Ein kommerziell verfügbares SDR Transceiver Front-End ist das *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) der Firma Ettus Research LLC, das als Front-End für das GNU Software-Radio-Projekt eingesetzt wird. Mit einem USRP wurden die I/Q-Daten für die CR-Untersuchungen in dieser Arbeit aufgezeichnet. Das USRP Mainboard wird über eine USB 2.0 Schnittstelle an einen PC angebunden. Der maximale Durchsatz von 480 MBit/s der USB 2.0 Schnittstelle erlaubt die Übertragung von Signalen mit einer Bandbreite von 8 MHz. Bei längeren Aufzeichnungen liegt die maximale Datenrate, die die verwendeten PCs abspeichern können, bei 4 bzw. 2 MHz. Das USRP verfügt über einen FPGA, der Filterungen und Abstratenkonversionen ausführt und mit den Analog/Digital- bzw. Digital/Analog-Wandlern des Boards verbunden ist. Über analoge Schnittstellen können unterschiedliche Daughterboards mit dem Mainboard verbunden werden. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit kamen ein DBSRX-Empfänger für den Frequenzbereich von 800 MHz bis 2.4 GHz bzw. ein RFX2400 Transceiver für das ISM-Band bei 2.4 GHz zum Einsatz.

2.1.2 Signalverarbeitungshardware

Die SDR-Hardware zur Signalverarbeitung besteht aus einer Plattform, auf der GPPs, DSPs, FPGAs und ASICs eingesetzt werden können. GPPs sind auf eine sehr hohe Flexibilität ausgelegt: Der in einer höheren Programmiersprache geschriebene Code kann zum einen durch den Einsatz eines Compilers recht gut portiert werden und zum anderen wiederverwendet werden. Die hohe Flexibilität wird allerdings durch eine schlechte Energieeffizienz erkauft. Durch die Auswahl spezialisierter ICs kann zum einen die Energieeffizienz und zum anderen die Leistungsfähigkeit

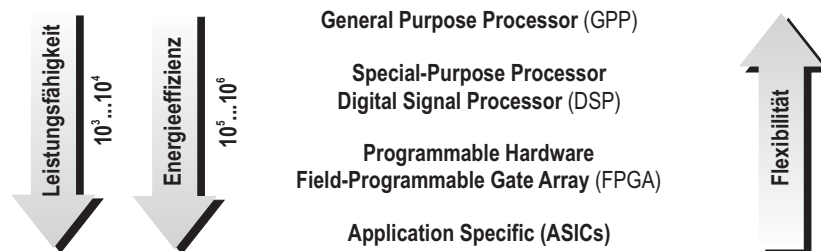


Bild 2.2 Flexibilität von Verarbeitungselementen vs. Leistungsfähigkeit und Energieeffizienz

pro IC verbessert werden.

Bild 2.2 zeigt den Trade-off zwischen Flexibilität und Energieeffizienz. Die Leistungsfähigkeit der Prozessortypen unterscheidet sich dabei um einen Faktor zwischen 10^3 und 10^4 , während sich die Energieeffizienz um einen Faktor zwischen 10^5 und 10^6 verändert [BFN05].

2.2 SDR-Software

In der Literatur werden zwei Vorgehensweisen zur SDR-Realisierung im digitalen Basisband beschrieben: *Parameter Controlled Software Defined Radio* (PaC-SDR) und *Modulares Software Defined Radio* (Mod-SDR) [Rhi04]

2.2.1 SDR-Ansätze

Parameter Controlled Software Defined Radio

Beim Entwurf eines PaC-SDR werden zunächst die zu implementierenden Standards auf Gemeinsamkeiten untersucht. Alle benötigten nachrichtentechnischen Funktionen werden im Code realisiert und so allgemein wie möglich gehalten. Die Rekonfigurierung auf einen Funk-Standard soll lediglich durch das Laden eines neuen Parametersatzes erfolgen. Im Parametersatz stehen dann beispielsweise das Modulationsverfahren, die Codierungsrate, Taktraten, Interleavingverfahren etc.

Allerdings benötigen Standards wie WLAN, GSM oder UMTS teilweise sehr unterschiedliche Funktionen, die sich nicht in eine verallgemeinerte gemeinsame Struktur pressen lassen. So unterscheiden sich z. B. die Synchronisierungsverfahren dieser Standards so deutlich, dass zwar einzelne Unterfunktionen erneut verwen-

det werden könnten, aber sich keine wie im PaC-SDR beabsichtigte gemeinsame Struktur ergibt. Bei einer gemeinsamen Realisierung dieser Standards in einem PaC-SDR bietet es sich an, die drei Synchronisierungsverfahren getrennt zu implementieren, wobei die Rekonfigurierung der Synchronisierungsanteile durch Auswahl eines dieser Verfahren erfolgt.

Der zugrunde liegende Code muss alle Varianten der vorgesehenen Standards abdecken. Die Funktionen und deren Verbindungen werden jedoch mit jedem neu hinzugefügten Standard komplexer und die Hardwareanforderungen werden umfangreicher, insbesondere muss das PaC-SDR bei einer nachträglichen Implementation eines Standards erneut entworfen und entwickelt werden.

Dies gilt natürlich auch für die externen Schnittstellen eines PaC-SDR. Bei jeder zusätzlichen Implementierung eines Standards müssen diese modifiziert werden.

PaC-SDR erfüllt prinzipiell das SDR-Designziel nach Rekonfigurierbarkeit, bei einer zu hohen Anzahl von Standards wird es jedoch ineffizient. PaC-SDR impliziert generell eine gröbere Blockstruktur, die Blockhüllen umfassen mehr Aufgaben als die im folgenden Abschnitt vorgestellten Mod-SDR-Blöcke.

Modulares Software Defined Radio

Zur Realisierung eines Standards in einem Mod-SDR werden Signalverarbeitungsmodule an ihren Ein- und Ausgangsports aneinandergefügt und die Module parametrisiert. Mod-SDR steht dabei nicht im Widerspruch zu PaC-SDR, sondern kann eher als Ergänzung aufgefasst werden.

[Rhi04] definiert Modulares Software Defined Radio (Mod-SDR) als alle Arten von Software Defined Radios, „bei denen die Hardware aus einem einfach zu erweiternden Multiprozessorsystem besteht und Software für die Signalverarbeitungsaufgaben der physikalischen Schicht aus Modulen zusammengesetzt ist.“

Ein Modul kann z.B. einem Modulator entsprechen. Am Eingang liegen Bits an, die am Ausgang als komplexe Symbole dargestellt werden. Das Modul wird dem Standard entsprechend zum Beispiel auf BPSK konfiguriert. Als weitere Signalverarbeitungsblöcke bieten sich FFT/IFFT, Entzerrer, Filter, Interleaver/Deinterleaver, Multiplexer/Demultiplexer, Blockcodierer, Faltungscodierer, RAKE und CR-Segmentierungsmodule an. Die Implementierung eines weiteren Standards erfordert evtl. den Entwurf neuer Module, aber prinzipiell kann auf die vorhandenen und getesteten Module zurückgegriffen werden.

2.2.2 SDR-Implementierungen

In der Literatur zu Software Defined Radios werden derzeit zwei Realisierungs- und Implementierungsansätze beschrieben: Zum einen hat Vanu G. Bose ein SDR-System entwickelt [Bos99], das in C++ beschriebene Signalverarbeitungsblöcke einsetzt und diese mit Hilfe eines Konfigurations- und Kontrollskriptes verbindet. Dieses SDR-System ist auf modularisierbare, weitgehend echtzeitabhängige und datenintensive Signalverarbeitungsanwendungen ausgelegt und läuft auf GPPs ab. Damit ist das System klar dem oben beschriebenen Mod-SDR zuzuordnen.

Zum anderen wird die *Software Communications Architecture* (SCA) beschrieben, die im Gegensatz zu [Bos99] für eine heterogene und verteilte Umgebung entworfen wurde. Die SCA baut auf der *Common Object Request Broker Architecture* (CORBA) auf, die zum einen für heterogene System entworfen wurde, d.h. gemeinsame Schnittstellen in verschiedene Programmiersprachen übersetzen kann, und zum anderen für verteilte Systeme ausgelegt wurde, d.h. Objekte auf verschiedenen Prozessoren können per CORBA kommunizieren [HV99]. Der Overhead ist bei dieser Architektur natürlich deutlich erhöht. Hier ist zunächst keine eindeutige Präferenz für eine der beiden Strategien (PaC- bzw. Mod-SDR) vorhanden.

GNU Software Radio

GNU Radio ist eine freie Softwareumgebung zur Entwicklung von Software Defined Radios und ist ein offizielles GNU-Projekt. GNU Radio basiert ursprünglich auf dem Pspectra Code, der unter Beteiligung von Vanu G. Bose im SpectrumWare-Projekt des MIT entwickelt wurde [Bos99]. Zwischenzeitlich wurde GNU Radio jedoch überarbeitet, so dass es keinen ursprünglichen Pspectra Code mehr enthält. Die Pspectra-Umgebung war auch Ausgangspunkt für die kommerziellen SDR-Entwicklungen von Vanu Software Radio. Vanu, Inc. ist der erste Hersteller von Software-Radio-Basisstationen, die von der U.S. Federal Communications Commission (FCC) sowohl für GSM- als auch für CDMA-Systeme zertifiziert wurden¹. Vanu, Inc. setzt konsequent auf GPP-basierte Lösungen und hat damit die Tauglichkeit dieses Ansatzes für Basisstationen unter kommerziellen Bedingungen demonstriert.

Implementierungen von Standards, die für rein auf GPP basierende SDRs entwickelt wurden, gewinnen allein durch die weitere Entwicklung der GPPs an Performance. Während Code, der speziell für bestimmte DSPs bzw. FPGAs entwickelt

¹www.vanu.com

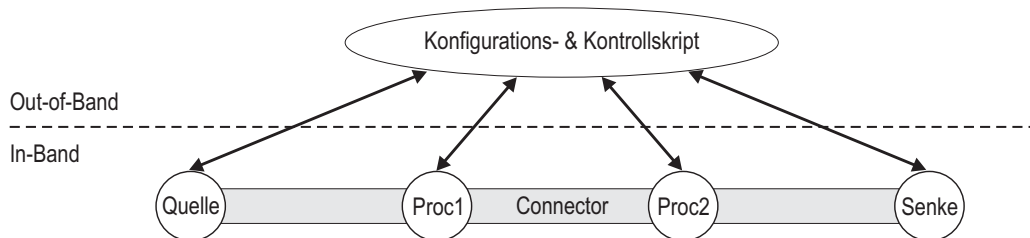


Bild 2.3 Software Defined Radio Struktur von Vanu G. Bose

wurde, nach der Abkündigung der entsprechenden Bauteile neu entwickelt werden muss, kann ein GPP Code ohne größere Anpassungen für modernere und leistungsfähigere GPPs erneut kompiliert werden.

Allerdings hat der Verzicht auf spezialisierte Hardware auch diverse Nachteile: So enthält das GNU-Radio-Projekt wegen nicht ausreichender Performance bzw. Echtzeitfähigkeit bisher keine voll funktionstüchtige WLAN 802.11 Implementierung und die verfügbaren Standards laufen mit dem Strombedarf und den Abmessungen von auf GPP basierenden PCs und nicht im Format tragbarer Mobiltelefone.

Abbildung 2.3 zeigt die Softwarestruktur von [Bos99]. Auf dem In-Band-Pfad läuft die echtzeitsensitive und rechenintensive Verarbeitung ab, während der Out-of-Band-Pfad die Kontrolle und Konfiguration der Module übernimmt. Der applikationsspezifische Teil des Codes wird dabei weitgehend im Out-of-Band-Teil gehalten, es können aber applikationsspezifische Module notwendig werden.

Die In-Band-Struktur besteht hauptsächlich aus den Signalverarbeitungsmodulen und deren Verbindungen:

Die Signalverarbeitungsmodule sind Objekte, die den spezifischen Code wie z.B. ein Filter, einen Modulator oder eine FFT enthalten und die Methoden zur Konfiguration und Kontrolle durch den Out-of-Band-Pfad bereitstellen.

Die Verbindungen bilden einen weiteren wichtigen Teil des In-Band-Pfades und transportieren die Datenströme zwischen den Modulen. Sie implementieren die Datenstromabstraktion und puffern die Datenströme in einem Ringspeicher zwischen.

In GNU Radio ist der Out-of-Band-Pfad in Python realisiert und kontrolliert und konfiguriert die zahlreich vorhandenen C++-Signalverarbeitungsobjekte des In-Band-Pfades.

Software Communications Architecture

Die *Software Communications Architecture* (SCA) [SCA06, JAP07, MHA07, BK07] wurde mit dem Ziel entworfen, die Portabilität und Wiederverwendbarkeit von Standard-Implementierungen zu erleichtern. Dazu soll die standardspezifische Software von der Hardware des Funkgeräts abstrahiert werden. Die SCA enthält dazu im SCA Core Framework eine Reihe von Interfaces:

Die SCA definiert zum einen Schnittstellen, hinter denen zentrale Kontroll- und Steuerungsaufgaben des Funkgeräts abstrahiert werden. Hierzu gehören zentrale Komponenten wie der *Domain Manager*, der das gesamte Funkgerät kontrolliert und den sicheren Bootvorgang des Funkgeräts erlaubt. Ebenso wird ein Dateimanager definiert, der einen einheitlichen Zugriff auf Dateien im gesamten Funkgerät bereitstellt. Die zentralen Komponenten erfüllen weiterhin Aufgaben wie Logservice, die Verwaltung der Hardware und die Instantiierung von Standard-Implementierungen. Eine SCA-Implementierung verfügt darüber hinaus über einen XML-Parser, über den XML-Konfigurationsdateien geladen werden können.

Zum anderen sind Komponenten wie die *Resource* definiert, die über Schnittstellen zur Kommunikation mit anderen *Resources* und mit den zentralen SCA-Komponenten verfügt. In einer *Resource* kann zum Beispiel ein Signalverarbeitungsblock implementiert werden, in der SCA sind jedoch im Gegensatz zu GNU Radio keine Schnittstellen zu spezifischen Signalverarbeitungsaufgaben definiert. Bei der Definition der SCA wurde davon ausgegangen, dass spezialisierte Hardware wie DSPs und FPGAs zur Realisierung der Echtzeit-Signalverarbeitung eingesetzt wird, auf der CORBA-Verbindungen nur mit Einschränkungen eingesetzt werden können. Daher enthält die SCA keine APIs für spezifische Signalverarbeitungsaufgaben. Die *Resource* enthält keine hardware-spezifischen Methoden und ist daher für den Ablauf auf GPPs ausgelegt.

Um die Kommunikation zwischen den Komponenten auf verteilten und heterogenen Systemen sicherzustellen, setzt die SCA CORBA ein. Die Core Framework Interfaces sind in der *Interface Description Language* (IDL) unabhängig von der Programmiersprache beschrieben. Über ein solches Interface kann ein Client mit einem Server per CORBA kommunizieren. Client und Server können sowohl auf unterschiedlicher Hardware ablaufen als auch in unterschiedlichen Programmiersprachen realisiert sein. Für viele Programmiersprachen existiert eine Zuordnung der IDL zu den Konstrukten der jeweiligen Sprache. Ein IDL Compiler erzeugt aus den in IDL beschriebenen Interfaces sowohl den schnittstellenspezifischen Code

des Clients als auch den des Servers. Ein IDL Interface enthält keinen auszuführenden Programmcode, dieser muss in Client und Server implementiert werden. CORBA setzt dabei auf ein *Echtzeitbetriebssystem* (RTOS) auf und eignet sich prinzipiell eher für den Einsatz auf GPPs. Das *Operating Environment* (OE) umfasst das Betriebssystem, CORBA und das SCA Core Framework.

Eine *Resource* empfängt durch ihren Inputport, der üblicherweise als CORBA Server ausgelegt ist, ein Paket. Am Ausgang verhält sie sich wie ein CORBA Client und übermittelt dem CORBA Server der nächsten *Resource* ein Paket. Die beschriebene Port-Verbindung zwischen den *Resources* enthält in der SCA-Grund-Version 2.2.2 [SCA06] keinen Rückkanal. Die in [JAP07] zusätzlich veröffentlichten APIs enthalten jedoch unter anderem Erweiterungen für eine Flusskontrolle. Die aufzubauenen Verbindungen sind applikationsspezifisch und in den XML-Dateien des Standards abgelegt.

Das *Canadian Research Center* (CRC) hat im Rahmen seiner *SCA Reference Implementation* (SCARI) Dokumentation [SCA05] das Blockdiagramm einer *Digital Audio Broadcast* (DAB) Applikation veröffentlicht (siehe Abb. 2.4). Die Applikation enthält zwei SCA *Devices*, mit denen der Zugriff auf spezielle Hardware abstrahiert wird. Die restlichen Komponenten sind als SCA *Resources* dargestellt und laufen damit auf GPPs ab. Die recht umfangreiche OFDM-Synchronisation ist in einer Komponente enthalten, womit Schleifen im Flussgraphen vermieden werden. An diesem Beispiel zeigt sich, dass die Komponenten durchaus recht unterschiedliche Komplexitäten aufweisen können: Synchronisation und Viterbi Decoder sind deutlich aufwändiger als Deinterleaver oder QPSK-Demodulation. Das ausgewählte DAB-Applikationsbeispiel eignet sich recht gut für eine SDR-Implementierung auf GPPs: Zum einen spielt die zeitliche Verzögerung beim unidirektionalen Radioempfang eine recht geringe Rolle, und zum anderen ist die Nutzdatenrate vergleichsweise gering.

Die zusätzlich veröffentlichten APIs inklusive der *Modem Hardware Abstraction Layer* (MHAL) API [JAP07, MHA07] enthalten unter anderem APIs für die Ansteuerung des Transceiver Front-Ends sowie APIs für ein Ethernet und ein Vocoder Device.

Die MHAL API soll es ermöglichen, nicht CORBA-fähige, spezialisierte Hardware wie DSPs und FPGAs in einem Funkgerät anzusprechen. Die zugrunde liegende Idee ist, dass in der Entwicklung zwischen hardwareabhängigem und hardwareunabhängigem Code separiert wird. Die Echtzeit-Signalverarbeitung wird hardware-spezifisch realisiert und es werden Schnittstellen zum hardwareunabhängigen Code

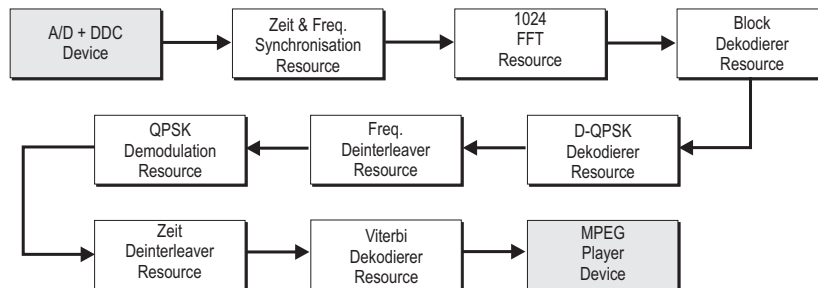


Bild 2.4 Vereinfachtes Blockdiagramm von CRC's DAB SCA Applikation

spezifiziert. Dabei müssen diese Schnittstellen für jeden Standard erneut definiert werden, ermöglichen aber einen vereinfachten Austausch des hardwareabhängigen Codes und damit eine verbesserte Portabilität.

2.3 Entwurf der SDR-Module und Schnittstellen

In diesem Abschnitt werden Strategien zum Aufbau der Basisbandsignalverarbeitung von SDRs vorgestellt. Zunächst wird anhand von SCA und GNU Radio erläutert, welche Optionen zur Gestaltung der Blockgröße vorliegen. Zum einen können komplette ISO/OSI-Schichten in einer Komponente aufgebaut werden und zum anderen können bei GPPs feingranulare Module eingesetzt werden. Diese Module werden nach außen durch APIs abstrahiert. Im Weiteren werden SDR-Latenzzeiten und die Integration von plattformspezifischem Code erläutert.

2.3.1 Aufbau des SDRs aus einem Block

Die größte Granularität der SDR Software ergibt sich, wenn für die PHY- und MAC-Schicht nur ein Block verwendet wird. Unter den beiden vorgestellten Implementationen ist diese Option nur für die SCA geeignet.

Charakteristisch für die weiteren Betrachtungen ist, dass nur eine SCA-Komponente und damit auch nur eine SCA-Interface-Schicht vorgesehen ist. Die SCA übernimmt das Laden und die Verwaltung der Standardapplikation. Dies ist insbesondere dann sinnvoll, wenn die Standardimplementierung in verschiedenen Hard- und Softwarekonfigurationen ablaufen soll.

Ein SDR Block für einen Standard

Für jeden Standard kann eine dedizierte CORBA-fähige *Resource* erstellt werden, die PHY- und MAC-Schicht umfasst. Die CORBA-Schnittstelle nach außen umfasst neben der Anbindung an die darüberliegenden Schichten nur wenige Parameter, da die Standardapplikation durch den Aufruf ihrer dedizierten *Resource* instanziiert wird. Die Rekonfigurierung des Funkgerätes erfolgt von der SCA-Ebene aus betrachtet durch das Instantiieren einer standardspezifischen Softwarekomponente. Diese Komponente kann speziell auf die Hardware angepasst werden und kann so eine verbesserte Leistungsfähigkeit und Echtzeitfähigkeit erreichen. Auch Schleifen im Programmablauf lassen sich in der Regel einfacher innerhalb einer Komponente realisieren. Bei hardwareunabhängiger Realisierung der Schnittstellen zu den darüberliegenden Schichten kann darüber hinaus der plattformspezifische Code gekapselt und damit leichter ausgewechselt werden.

Ein SDR Block für mehrere ähnliche Standards

Sollen ähnliche Standards implementiert werden, bietet sich der PaC-SDR-Ansatz aus Abschnitt 2.2.1 an. Die Standards werden vorab auf Gemeinsamkeiten untersucht, ein gemeinsamer Code in einen SDR-Block integriert und mit einer gemeinsamen Schnittstelle ausgestattet. Die Auswahl des Standards erfolgt über die Auswahl des standardspezifischen Parametersatzes. Code und Schnittstellen des Blocks werden jedoch mit jedem neu hinzugefügten Standard komplexer.

2.3.2 Modularer Aufbau des SDRs

Wenn sich der Standard für eine Implementierung auf GPPs eignet, bietet es sich an, die Standardimplementation, wie in Abschnitt 2.2.1 beschrieben, aus mehreren Modulen aufzubauen. Dieser Ansatz wird wie bereits beschrieben sowohl in GNU Radio als auch in SCA-Umgebungen verfolgt. Abb. 2.5 zeigt ein Beispiel.

Beim Start einer Standardimplementation auf GPPs werden die Module instantiiert, über ihre Schnittstellen konfiguriert und die Ein- und Ausgangsports verbunden. Da auf dem GPP keine plattformspezifische Verbindung erforderlich ist, sind die Module, solange die Hardware ausreichend dimensioniert ist, frei miteinander zu verbinden.

Der oberste Kontroll- und Konfigurationsblock entspricht dem Python-Skript von GNU Radio. Auf SCA-Seite enthält das Beispiel in Abb. 2.4 kein explizites Äqui-

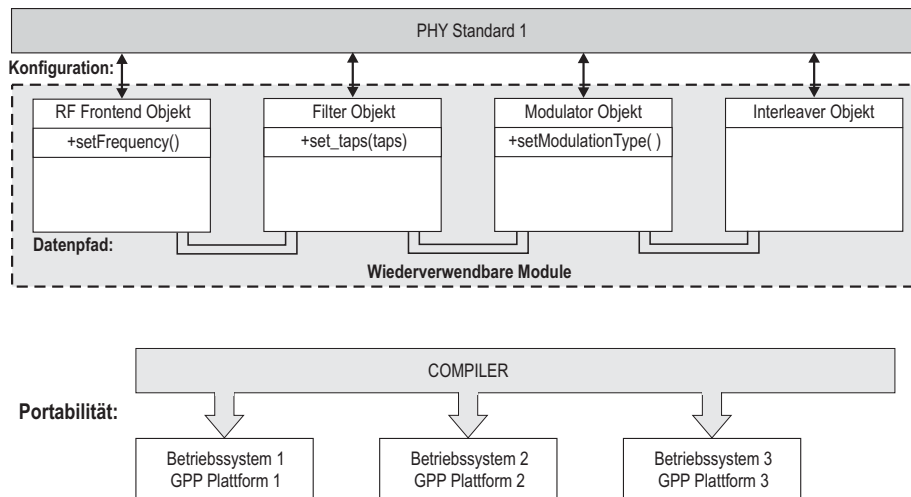


Bild 2.5 SDR-Strukturen zur Erreichung von Portabilität und Wiederverwendbarkeit von GPP-basierten Systemen

valent, allerdings werden die *SCA Resources* inklusive ihrer Port-Verbindungen beim Aufruf der Standardapplikation durch XML-Dateien konfiguriert. Ebenso ist es möglich, eine eigene stark standardabhängige *Resource* zu entwerfen, die zum Beispiel eine Adaptierung des Standards konfiguriert. Der Konfigurationsblock enthält die standardspezifischen Anteile und ist daher so gut wie nicht wiederzuverwenden.

Die Signalverarbeitungsobjekte sind exemplarisch dargestellt. Diese Objektstruktur zeigt sich sowohl in GNU Radio als auch im SCA-konformen Beispiel, jedoch unterscheiden sich die Realisierungen des Datentransportes. GNU Radio organisiert den Datentransport über eigene Ringspeicherverbindungen, während die SCA-Pakete per CORBA an das nächste Objekt transportiert werden.

Sowohl GNU Radio als auch das SCA-Beispiel enthalten keine Schleifen im Flussgraphen. Sollten Rückkopplungen erforderlich werden, können diese innerhalb eines Blockes realisiert werden, der aber größer und damit stärker standardspezifisch wird.

Die Module sind in einer höheren Programmiersprache geschrieben und ermöglichen so zum einen die Wiederverwendbarkeit von Code auf GPP-Plattformen und zum anderen die Portabilität zwischen verschiedenen GPP-Plattformen. Die hardwareunabhängige Beschreibung in der höheren Programmiersprache ermöglicht zusammen mit dem Compiler eine verbesserte Portierbarkeit des Codes zwi-

schen verschiedenen Betriebssystem- und GPP-Plattform-Kombinationen.

Das Framework, das in der SCA dem Operating Environment bzw. unter GNU Radio der Bereitstellung von Basisfunktionen entspricht, ist in der Abb. 2.5 nicht dargestellt. Es ist allerdings davon auszugehen, dass zur Portierung des Frameworks auf eine andere Plattform ein signifikanter Aufwand anfällt und das Framework durchaus an das Betriebssystem angepasst werden muss.

Die Ziele Wiederverwendbarkeit und Portabilität dienen der Kosten- und Zeiteffizienz der Implementierung des Standards, d.h. der Zeit- und Kostenaufwand für das Framework sollte gegen die Ersparnisse bei der Modifikation der Standardimplementierungen abgewogen werden. Die Abwägung kann dabei nur auf kommerziellen Erfahrungen beruhen, da letztlich neben anderen Optimierungskriterien die Anzahl von Entwicklerstunden minimiert werden soll.

Dieses in der SCA verwendete Paketisierungskonzept bewirkt jedoch neue Latenzen, die insbesondere in analogen Funkgeräten so nicht vorhanden sind. Ein Modul empfängt durch seinen Inputport ein Paket. Erst wenn das Modul das letzte Sample des Pakets verarbeitet hat, wird es das Paket an das nächste Modul weitergeben. Das heißt, dass mit der Verarbeitung eines Pakets erst dann im nächsten Block begonnen werden kann, wenn das Paket im vorhergehenden Block prozessiert ist. Die Paketlänge unterliegt dabei einem Trade-off zwischen Overhead durch den Transportaufruf und Latenzzeit durch größere Paketlängen. Es ist dabei zu beachten, dass sich die Latenzzeiten zum Transport der Pakete von Modul zu Modul akkumulieren. Das heißt, dass sich ein zweiter Trade-off zwischen Granularität und Gesamtlatenzzeit ergibt. Die Blocklänge ergibt sich abgesehen von analogen Standards häufig aus dem Standard; so bieten sich TDMA-Bursts, Vielfache von OFDM-Symbolen oder Ähnliches an.

2.3.3 Plattformspezifischer Code

Da viele Standards hohe Anforderungen an Datendurchsatz und Latenzzeiten haben, muss in vielen Fällen für die physikalische und die MAC-Schicht Spezialhardware eingesetzt werden. Wegen der hohen Datenraten müssen in der Regel plattformspezifische Datenbusse verwendet werden.

Auf der GPP-Plattform ermöglichen Prozessor und Betriebssystem ein freies Wiederverwenden und Verbinden von Modulen. Da auf der Spezialhardware bewusst auf diese Eigenschaften zugunsten einer höheren Leistungsfähigkeit verzichtet wird,

muss der Code spezifisch angepasst werden. Insbesondere auf FPGAs kann keine reine C/C++-Beschreibung eingesetzt werden, da diese keine parallele Verarbeitung abbilden kann.

In der GPP-Umgebung sorgt der Compiler für die Portierbarkeit der Signalverarbeitungsblöcke, indem er hardwareunabhängigen Code einer höheren Programmiersprache auf plattformspezifischen ausführbaren Code umsetzt.

Für FPGA- und DSP-Plattformen wird MatLab/Simulink mit einem ähnlichen Ziel eingesetzt. Die Beschreibung des Standards und dabei insbesondere des Signalverarbeitungsanteils soll in MatLab/Simulink erfolgen. Eine automatische Codegenerierung soll eine verbesserte Portabilität ermöglichen, wobei die automatische Generierung noch nicht so ausgereift ist wie derzeitige GPP Compiler.

Unabhängig von den Methoden zur Erstellung des plattformspezifischen Codes sollten klare Schnittstellen zwischen den hardware-spezifischen und hardware-unabhängigen Anteilen definiert werden, um ein späteres Austauschen des hardware-spezifischen Codes zu erleichtern. Die MHAL bietet für diese Schnittstellen Vorgaben an.

2.3.4 Abstrahierung des Transceiver Front-Ends

Das Transceiver Front-End hat, wie in Abschnitt 2.1.1 beschrieben, die Aufgabe, die im digitalen Basisband vorliegenden Daten hochzumischen bzw. die empfangenen Signale ins digitale Basisband herunterzumischen. Da dies eine klar beschriebene Funktionalität mit überschaubaren Variationsmöglichkeiten ist, kann diese hinter einer Schnittstelle abstrahiert werden. Die wichtigsten Konfigurationsoptionen des Transceiver Front-Ends sind Mittenfrequenz, Bandbreite, Latenzzeiten, Einstellung von *Automatic Gain Control* (AGC) und *Automatic Level Control* (ALC) sowie die Übergabe der Basisbanddaten. Das Ziel ist dabei, die standard-spezifische Kontrolle allein in der digitalen Basisbandverarbeitung auszuführen. Das Transceiver Front-End kann damit ausgetauscht werden, ohne die Standardimplementationen anzupassen. So lange die Qualitätsparameter eingehalten werden, ist es für die Standardimplementierung völlig unerheblich, ob im Transceiver Front-End z.B. ein direkt mischender Empfänger oder ein Superhet-Empfänger eingesetzt wird. GNU Radio und USRP setzen eine derartige Abstrahierung ein. Dies erfordert allerdings, dass das Transceiver Front-End so ausgelegt werden kann, dass die geforderten Spezifikationen ohne Einstellung spezieller Bausteine erfüllt werden können.

Neben den Abstraktionen für GPPs, DSPs und FPGAs spezifiziert die MHAL eine RF Chain Coordinator API [MHA07]. Dieser Teil der MHAL entspricht der im vorherigen Abschnitt beschriebenen Softwareschnittstelle des Transceiver Front-Ends, umfasst aber nur einen Teil der beschriebenen Parameter. Weitere Möglichkeiten zum Entwurf dieser Schnittstelle sind in der Transceiver Facility des SDR Forums enthalten.

Einen anderer Ansatz wurde bei der Definition der *Common Public Radio Interface* (CPRI) Spezifikation verfolgt [CPR08]: Der Standard wurde von mehreren Mobilfunknetzausrüstern zur Aufteilung von Mobilfunkbasisstationen in ein *Radio Equipment* (RE) und ein *Radio Equipment Control* (REC) definiert. Der Fokus der Spezifikation liegt auf der physikalischen und der MAC-Schicht. Die Schnittstelle überträgt digitale Basisbanddaten, Kontroll- und Managementdaten und Synchronisationssignale. Das REC enthält Funktionalitäten des digitalen Basisbandes, während das RE das Transceiver Front-End enthält. Die Spezifikation bezieht sich insbesondere auf die zwei kommerziellen Standards UTRA FDD und WiMAX. Die zwei Standards wurden auf Gemeinsamkeiten hin untersucht und alle benötigten Funktionen zur Kontrolle dieser zwei Standards definiert. Dieser Ansatz entspricht damit dem Vorgehen bei PaC-SDR und ist daher nur für eine begrenzte Anzahl an Standards sinnvoll.

2.4 Übergreifende Aspekte

Da SDRs einen höheren Bedarf an Leistung, Bauvolumen und Gewicht haben, eignen sie sich derzeit eher für die Integration in PCs und Fahrzeuge. Da die Lebensdauer von PCs, Flugzeugen, Schiffen und Autos länger ist als die von Mobilfunktelefonen und damit die Funkgerätehardware über Jahre hinaus identisch bleibt, kann die Möglichkeit zur Installation von neuen Funkstandards die genannten Nachteile durchaus kompensieren. Durch den teilweise weltweiten Einsatz der Fahrzeuge kann sich eine hohe Anzahl an benötigten Standards ergeben. Da die Funkgeräte nicht mehr für jeden Standard einzeln als Einheit aus Hard- und Software zugekauft werden können, muss entweder der Hersteller der SDR-Hardware alle Funkstandards selbst implementieren oder verschiedene Hersteller müssen kooperieren. Weil die Implementationen von Funkstandards häufig durch Rechte und Patente geschützt sind, bleibt teilweise nur die letzte Alternative. Die erfolgreiche Integration von Hard- und Software verschiedener Hersteller erfordert jedoch, dass entweder der Hardwarehersteller oder die Softwarehersteller dem Kooperations-

partner Know-how offenlegen.

Die Hardware muss darüber hinaus immer auf den anspruchsvollsten Standard ausgelegt werden und damit ergibt sich eine Abhängigkeit von Hard- und Software-Updates. Wenn die Hardware zur Implementation eines neuen, anspruchsvollen Standards erneuert werden muss, müssen alle Softwarehersteller den plattform-spezifischen Teil ihrer Software anpassen.

Durch die Multi-Band-Fähigkeit von SDRs ergeben sich auch neue Sicherheitsanforderungen: Die Störung lebenswichtiger Kommunikations- und Navigationsverbindungen, wie z.B. Flugfunk oder GPS und Galileo, sollte nur mit äußerst geringer Wahrscheinlichkeit erfolgen. Entweder das SDR wird insgesamt nach sehr strikten Spezifikationen entworfen, oder die Störung sensibler Frequenzbereiche wird durch Filter in der Hardware ausgeschlossen.

3 Cognitive-Radio-Systeme

3.1 Grundlagen

Cognitive Radios werden als neuer Ansatz zur verbesserten Nutzung des elektromagnetischen Spektrums angesehen [Hay05]. Der Bedarf an Übertragungsressourcen steigt bei vielen Nutzern kontinuierlich, da neue drahtlose Übertragungstechniken eine immer weitere Verbreitung finden. Der Grund für den scheinbaren Mangel an verfügbarem Spektrum ist jedoch in der derzeitigen starren Vergabe des Spektrums zu sehen. Im derzeitigen Lizenzmodell wird einem Nutzer ein Bereich im Spektrum für große Gebiete auf Jahre hinaus zugewiesen. Ein Nutzer wird sich in seinen Anträgen daher immer an seinem maximalen Bedarf orientieren. Die Zuweisungen werden auf der World Radio Conference (WRC) international koordiniert. Diese Konferenz findet alle zwei bis vier Jahre statt und wird von der ITU, einer Unterorganisation der UN, veranstaltet¹. Die resultierenden Zuteilungen sind stark von Kompromissen geprägt und nur wenig flexibel. So kann zum Beispiel auf den wirtschaftlichen und gesellschaftlichen Erfolg von Geräten des Wireless-LAN-Standards 802.11 des *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE) nur sehr langsam reagiert werden. Da Zweitnutzungen derzeit in nur geringem Umfang verfolgt werden, benötigen viele Nutzer aufgrund des derzeitigen Lizenzmodells zwar spektrale Ressourcen, nutzen sie aber häufig nicht effizient. Belegungsmessungen im VHF- und UHF-Band ergeben regelmäßig, dass im Mittel weniger als 20% des Spektrums genutzt werden [BJR⁺07, Sha06].

Auch durch technischen Fortschritt lassen sich nur bedingt neue Frequenzressourcen erschließen. Zwar können Transceiver Front-Ends für höhere Frequenzbereiche entwickelt werden, jedoch eignen sich diese Frequenzen aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften nur bedingt für die Kommunikation. Da die Freiraumdämpfung mit der Frequenz zunimmt und bei Frequenzen ab mehreren GHz häufig eine Line-of-Sight-Verbindung benötigt wird, sind Frequenzen oberhalb von mehreren GHz für Nahbereichskommunikation, Satellitenkommunikation oder Richtfunk prädestiniert. Auch die Leistungsfähigkeit monolithisch integrierter Wandler nimmt nur um ungefähr 1 Bit Auflösung pro Dekade zu [Wal99]. Da die Wandler entweder über eine hohe Bit-Auflösung oder eine hohe Abtastrate verfügen, nimmt

¹www.itu.int

die Bandbreite, die ein CR digital beobachten kann, nur sehr langsam zu. Im Gegensatz dazu verdoppeln sich die Leistungsfähigkeit digitaler Hardware und die Datenraten in digitalen Netzen entsprechend dem Moore'schen Gesetz etwa alle zwei Jahre. Damit steigt der Bedarf nach drahtloser Kommunikation wesentlich stärker als die zur Verfügung stehenden Ressourcen. Da sich die digitale Hardware deutlich schneller entwickelt als die Transceiver Front-Ends und das technisch nutzbare Spektrum, bietet es sich an, die zur Verfügung stehenden Ressourcen durch den Einsatz von digitaler Signalverarbeitung effizienter zu nutzen.

Das Ziel ist daher, die Effizienz der Spektrumsnutzung durch eine dynamische Allokation des Spektrums zu steigern. Diese Effizienz wird bestimmt als die mittlere Anzahl an Bits, die pro Sekunde und pro Hertz in einer gegebenen Fläche übertragen werden [Ber09, EKJ08].

3.1.1 Cognitive-Radio-Definitionen

In diesem Abschnitt werden die grundlegenden Begriffe eines CRs definiert. Der Begriff Cognitive Radio wurde von Joseph Mitola III als ideales Ziel geprägt, zu dem sich ein SDR entwickeln soll [MM99, Mit00]. Das SDR-Forum hat sich auf die folgenden CR-Definitionen verständigt [SDRa, SDRb]:

- **Adaptive Radio:**

“Radio in which communication systems have a means of monitoring their own performance and a means of varying their own parameters by closed-loop action to improve their performance.”

- **Cognitive Radio:**

a.) “Radio in which communication systems are aware of their environment and internal state and can make decisions about their radio operating behavior based on that information and predefined objectives. The environmental information may or may not include location information related to communication systems.

b.) Cognitive Radio (as defined in a.) that utilizes Software Defined Radio, Adaptive Radio, and other technologies to automatically adjust its behavior or operations to achieve desired objectives.”

- **Intelligent Radio:**

“Cognitive Radio that is capable of machine learning.“

- **Radio Awareness:**

”Radio awareness is the functionality with which a radio maintains internal information about its location, spectrum environment, or internal state, and is able to detect changes in that information.“

[Pol09] definiert ein CR als: ”A CR senses and understands its local radio environment to autonomously identify temporarily vacant spectrum to operate in.”

Ein CR muss gemäß diesen Definitionen auf einem SDR aufbauen, da es auf dessen Flexibilität angewiesen ist. Ebenso muss das CR die Parameter einer Implementierung eines Standards kennen und diese adaptieren können. Die Forderung nach Bewusstsein und Verständnis der Funkgeräte-Umgebung ist essenziell für den Aufbau eines CRs. Hier ergeben sich zwei mögliche Aufgaben: Zum einen sollte ein CR wissen, in welche bekannten Netze es sich einbuchen kann. Zum anderen sollte ein CR ein Verständnis dafür entwickeln, wo sich freie spektrale Ressourcen befinden. Diese freien Ressourcen können innerhalb eines CR-Netzwerkes mehrerer CR-Knoten zur Übertragung eingesetzt werden. Zur Steigerung der Gesamteffizienz der Spektrumsnutzung ist es daher von zentraler Bedeutung, dass das CR Wissen darüber erwirbt, wie hoch die Wahrscheinlichkeit ist, dass eine Frequenz zu einem bestimmten Zeitpunkt an einem bestimmten Ort belegt ist.

In der Literatur wird vorgeschlagen, die verschiedensten Ansätze aus dem Bereich des maschinellen Lernens (*engl. Machine Learning*) auf ihre Eignung für CRs zu untersuchen [Fet06]: Unter anderem werden Klassifikation, Bayes'sche Logik, Entscheidungsbäume, Reinforcement-Based Learning, neuronale Netze, genetische Algorithmen und spieltheoretische Ansätze für den Einsatz in Cognitive Radios beschrieben. Jedoch befindet sich die Untersuchung vieler dieser Ansätze für den Einsatz in CRs noch in einem sehr frühen Stadium. Die Aussagen in [Pol09] zum Entwicklungsstadium von CRs decken sich durchaus mit den Vorstellungen Joseph Mitolas: *“The research undertaken suggests that the emergence of full CR, capable of automated, dynamic spectrum sharing across a number of bands, is still far from reality.”*

3.1.2 Overlay-Systeme

[Hay05] bezeichnet ein Frequenzband, das einem primären Nutzer zugewiesen ist und zu einem bestimmten Zeitpunkt und an einem spezifischen Ort von diesem Nutzer nicht verwendet wird, als „spectrum hole“. Diese nicht belegten Bereiche wer-

den in der Literatur auch als „white space“ bezeichnet. Diese Begriffe lassen sich als Zeit-Frequenz-Lücke übersetzen. Primäre Nutzer (*engl. Primary Users*) sind die etablierten Nutzer eines Frequenzbandes. Hierfür kann auch der Begriff lizenzierter Nutzer (*engl. Licensed Users*) verwendet werden. Die Nutzer, die die Zeit-Frequenz-Lücken durch ein Overlay-System nutzen, werden auch als Zweit-Nutzer (*engl. Secondary Users*) oder Mietnutzer (*engl. Rental Users*) bezeichnet. Die etablierten primären Nutzer sind in der Regel darauf ausgelegt, dass die Ressourcen in einem Netzwerk exklusiv zugeteilt sind. Eine zentrale Instanz wie zum Beispiel eine Basisstation in einem Mobilfunknetz weist den größten Teil der Ressourcen für einen exklusiven Zugriff der Mobilstationen zu. Diese Nutzer detektieren daher in der Regel nicht, ob der Kanal tatsächlich frei ist. Da keine Veränderungen an den im Betrieb befindlichen primären Systemen vorausgesetzt werden können, ist allein das sekundäre System für die Minimierung seiner Störeinflüsse auf das primäre System verantwortlich. Damit muss das Overlay-System die Belegung durch das primäre System zuverlässig detektieren. Welche Störungen des primären Systems tolerabel sind, liegt dabei im Ermessen des Betreibers des primären Systems bzw. im Ermessen der Regulierungsbehörden.

Zur Realisierung von Overlay-Systemen ist OFDM geeignet, da hier die Unterträger einzeln aktiviert und deaktiviert werden können [WJ04]. Bild 3.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines OFDM-basierten Overlay-Systems. Auf der unteren Ebene sind die Transmitter des primären Systems dargestellt, während die obere Ebene das Raster des OFDM-Overlay-Systems zeigt. Die durch die primären Transmitter nicht belegten Bereiche sind weiß dargestellt und können durch das Overlay-System verwendet werden. Mit der Bandbreite B und der Anzahl der Unterträger $N_{FFT,SU}$ des Overlay-Systems ergibt sich der Abstand der Unterträger [Ber09]:

$$\Delta f_{SU} = \frac{B}{N_{FFT,SU}} \quad (3.1)$$

Die Dauer eines OFDM-Symbols berechnet sich mit einem Guard Interval der Länge T_{GI} als [Ber09, Jon08]

$$T_S = \frac{N_{FFT,SU}}{B} + T_{GI}. \quad (3.2)$$

Das Design des OFDM-Overlay-Systems unterliegt damit dem klassischen Trade-off zwischen Zeit- und Frequenzauflösung. Ohne weitere Kompensation haben die OFDM-Systeme jedoch nur eine recht geringe Unterdrückung der nicht benutzten Unterträger. In [Bra09] werden daher Verfahren zur Reduktion des *Leistungs-*

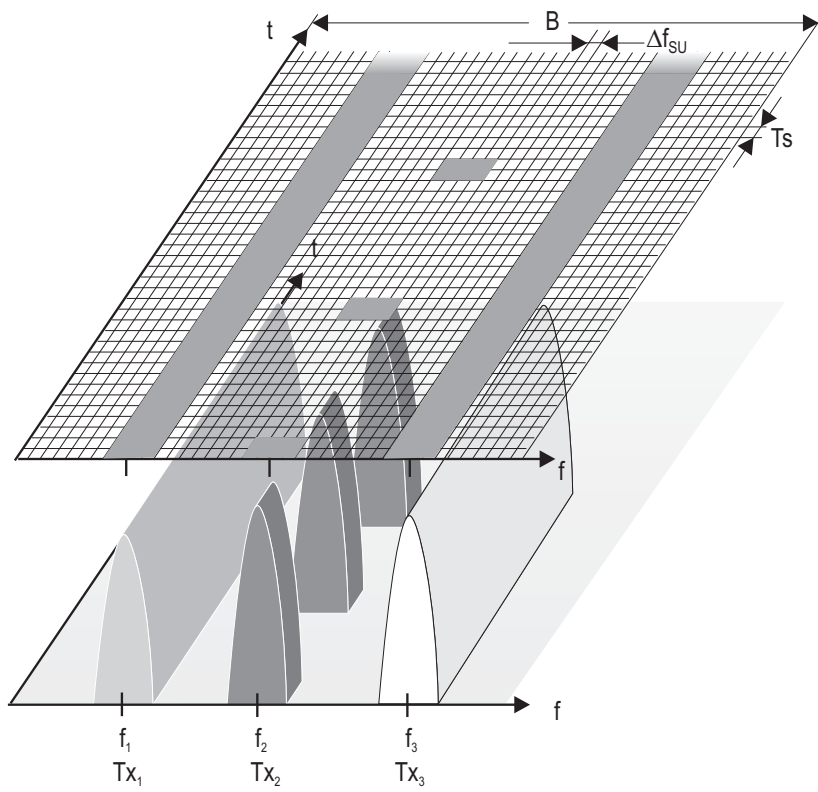


Bild 3.1 OFDM-Overlay-System

dichtespektrums (LDS) in den Frequenzbereichen der abgeschalteten Unterträger beschrieben.

3.1.3 Interferenzen in Overlay-Systemen

Zur Reduktion von Störeinflüssen sind beim Design der Overlay-Systeme zwei Kriterien wichtig:

Zum einen muss die Interferenz des sekundären Systems auf das primäre System in einem Rahmen gehalten werden, der für das primäre System noch tolerabel ist. In den Randgebieten, in denen das Signal im Empfänger des primären Systems eine Leistung in der Höhe der Sensitivität des Empfängers aufweist und damit gerade noch zu empfangen ist, muss die vom sekundären System verursachte Interferenzleistung unterhalb der Rauschleistung des primären Empfängers liegen. Dieses Problem wird durch die in Abschnitt 2.1.1 beschriebene flexible Auslegung der Transmitter Front-Ends verschärft. Auf einen Standard spezialisierte Hardware eines primären Nutzers kann Signale häufig bei geringeren Leistungen empfangen als flexible CR/SDR Transmitter Front-Ends. Zur erneuten Nutzung des Spektrums ist es von Interesse, auch Signale mit Leistungen unterhalb der Sensitivität der primären Empfänger zu detektieren.

Zum anderen muss in den Bereichen, in denen der Betrieb des sekundären Systems für das primäre System tolerabel ist, darauf geachtet werden, dass die Interferenzen des primären Systems einen Betrieb des sekundären Systems erlauben.

3.1.4 Cognitive Pilot Channel

Die einfachste und zuverlässigste Option zur Verteilung von Informationen über die vorhandenen Systeme ist ein Signalisierungskanal, über den Informationen zu Frequenzzuweisungen der Regulierungsbehörden bzw. Informationen der Operatoren verteilt werden. In [CKea06, PSR⁺08] wird ein *Cognitive Pilot Channel* (CPC) vorgestellt, der mobilen drahtlosen Terminals das Einbuchen in ein Mobilfunknetzwerk ohne vorherige Kenntnisse über die Mittenfrequenzen erleichtern soll. Durch eine dynamische Allokierung der Frequenzen müsste das mobile Terminal für jeden Standard einzeln einen sehr breiten Frequenzbereich absuchen, was zu größeren Verzögerungen bei einer Netzsuche führen würde. Über einen CPC sollen daher die Identifikationsnummern der Standards, ihre groben Mittenfrequenzen und evtl. eine Positionsangabe des Senders übertragen werden. Damit wird in diesem Konzept da-

von ausgegangen, dass dem CR einige Standards bekannt sind und diese nur noch per Identifikationsnummer referenziert werden müssen. Der CPC ist dabei hierarchisch aufgebaut: Zum einen werden grundlegende Allokierungsinformationen übertragen und zum anderen kann jeder Operator netzwerkspezifische Informationen verbreiten. Der CPC ist prinzipiell dafür vorgesehen, dass ein CR-Terminal sich leichter in ein vorhandenes (Mobilfunk-)Netzwerk einbuchen kann, die Informationen können aber, sofern die Operatoren ein Interesse an einer Zweitnutzung ihrer Frequenzressourcen haben, auch zur Konfiguration von Overlay-Netzen eingesetzt werden. Der CPC kann jedoch in dieser Form keine Informationen über die unregulierten *Industrial-, Scientific- and Medical-Bänder* (ISM-Bänder) übertragen, da es hier keine zentrale Einheit gibt, an die die ISM-Band-Nutzer ihre Konfigurationen melden müssen. Darüber hinaus ist davon auszugehen, dass viele in Betrieb befindliche primäre Systeme modifiziert werden müssten, um ihr Kanalzugriffsverhalten so detailliert zu signalisieren, dass ein störungsfreier Overlay-Betrieb ohne weitere Intelligenz im CR-Netzwerk möglich ist. So haben GSM und UMTS Kontrollkanäle, die ein CR-Netzwerk mithören kann, allerdings ist ein Teil der Informationen zur Ressourcenvergabe verschlüsselt. Daher sollte ein CR-Netzwerk über eigene Fähigkeiten verfügen, um das Kanalzugriffsverhalten der Transmitter in seiner Umgebung zu erlernen. Dazu ist zunächst eine Transmitter-Detektion notwendig.

3.2 Transmitter-Detektion

Das Bewusstsein über die eigene spektrale Umgebung ist die Hauptaufgabe eines CRs. Derzeit sind drei Prinzipien zur Transmitter-Detektion bekannt: Matched-Filter-Detektion, Energie-Detektion und die Detektion zyklstationärer Merkmale [RKJ07, ALVM06]. Es kann sich durchaus als nützlich erweisen, mehrere Detektionsprinzipien in einem CR-Netzwerk zu kombinieren.

Belegungen können abhängig von der Geländetopologie und den räumlichen Verteilungen nicht zu detektieren sein. Dieses Problem lässt sich durch den Einsatz einer verteilten Detektion deutlich reduzieren, da die Verhältnisse an benachbarten CR-Knoten deutlich besser sein können.

3.2.1 Matched-Filter-Detektion

Im Fall der Matched-Filter-Detektion sucht das CR nach bekannten Standards. Das CR kennt demnach mögliche Mittenfrequenzen, das Matched Filter, die Modulationsart, Präambeln oder Spreizcodes etc. Der klassische Weg der Matched-Filter-Detektion ist die Verwendung der Detektions- und Synchronisationsverfahren einer Standardimplementierung. So kann zum Beispiel durch Einsatz des Schmidl & Cox OFDM-Synchronisations-Verfahrens auf einen 802.11 a/g Transmitter synchronisiert werden [FK03]. Ebenso kann durch Einsatz der Initial Cell Search Procedure auf eine UMTS-Basisstation synchronisiert werden. Durch die erfolgreiche Synchronisation kann ein System identifiziert werden. Das CR weiß damit, welcher Frequenzbereich belegt ist, welche minimale und maximale Belegungsdauer zum Beispiel durch ein WLAN-Paket zu erwarten ist. Ebenso kann das CR einem Transmitter eine Historie zuordnen. Es ist allerdings zu beachten, dass Detektion und Synchronisation den größten Teil des Rechenaufwandes einer Standardimplementierung ausmachen. Insbesondere dann, wenn sehr breite Frequenzbänder auf eine hohe Anzahl an Standards abgesucht werden sollen, kann ein erheblicher Aufwand entstehen.

Neben der klassischen Synchronisation kann auch eine auf Signalmerkmalen basierende Detektion realisiert werden. So wird in [LPNSR08] ein Verfahren vorgeschlagen, um Signale mit bekanntem Spektralverlauf aufzufinden. Allerdings bleibt es fraglich, wie sich das Verfahren bei Überlagerung anderer Systeme und unter Mehrwegeausbreitungsbedingungen verhält. Es ist ebenfalls möglich, eine Modulationsartenerkennung durchzuführen und anhand der Modulationsart auf mögliche Standards zu schließen. Allerdings sollten für eine Modulationsartenerkennung die Mittenfrequenzen bekannt sein. In Kapitel 5 werden Algorithmen eingeführt, um eine Periodizität in der Kanalleistung wie eine *Time Division Multiple Access* (TDMA)-Rahmenlänge oder eine Beacon-Intervalllänge zu schätzen. Auch dieses Merkmal kann zur Identifikation von Standards eingesetzt werden. Das in der Matched-Filter-Detektion verfügbare Vorabwissen kann die Detektionswahrscheinlichkeiten erhöhen und senkt deutlich die Komplexität der Detektions- bzw. Lernalgorithmen, jedoch ist dieses Wissen insbesondere in einem CR-Umfeld nicht immer verfügbar. Die Matched-Filter-Detektion ist ein vergleichsweise schnelles Verfahren. Wenn klar ist, nach welchem System gesucht wird, können Detektionsgeschwindigkeiten erreicht werden, die mit denen der Energie-Detektion vergleichbar sind.

3.2.2 Energie-Detektion

Zur Energie-Detektion ist keine Vorabinformation notwendig. Das CR berechnet die Energie in einem spezifischen Frequenz- und Zeitausschnitt und entscheidet auf „Belegt“, wenn die Signalenergie deutlich über der Rauschenergie liegt. Auch hier kann die Detektion verbessert werden, wenn dem CR der zu erwartende Standard bekannt ist und die Frequenz- und Zeitausschnitte darauf eingerichtet werden können. Wenn unbekannte RF-Quellen in einem Frequenzband zu erwarten sind, eignet sich in erster Linie die Energie-Detektion. Durch die Energie-Detektion kann das CR einen Überblick gewinnen und die Umgebung erlernen.

3.2.3 Detektion zyklstationärer Merkmale

Das dritte Detektionsprinzip baut auf der zyklstationären Signalanalyse auf. Vom Menschen erzeugte Signale enthalten häufig Periodizitäten, die durch cosinusförmige Träger, Pulszüge, Spreizung und Präambeln entstehen. Diese Periodizitäten können durch eine zyklische Spektralanalyse der Signalamplitude detektiert werden [ÖJ07]. Für ausreichend lange Beobachtungszeiten können auch Signale unterhalb des Rauschens detektiert werden. Diese Analyse ist jedoch sehr rechenintensiv und hängt von einem Tuning der Parameter ab. Daher ist dieses Detektionsverfahren deutlich langsamer als die Matched-Filter- bzw. die Energie-Detektion. Die Eignung dieses Detektionsprinzips für die Wiedererkennung von Standards wurde in [ÖJ07] gezeigt. Die Detektion basiert dabei auf dem Symbol- bzw. Chiptakt der Signale. Das heißt, dass Standardparameter dem CR-Netzwerk entweder vorab bekannt sein müssen oder dass das CR-Netzwerk die Standardparameter an Knoten mit hohem SNR erlernen muss.

3.3 Overlay-Szenarien

3.3.1 TV-Band

Unter dem Namen IEEE 802.22 wird der erste CR-basierte Standard entwickelt, der in lokal ungenutzten TV-Bändern betrieben werden soll [CCBSS05]. Insbesondere zielt die Entwicklung auf die Versorgung ländlicher Regionen mit breitbandigem Internetzugriff ab. Die TV-Bänder eignen sich aus den verschiedensten Gründen für den Einsatz von CRs: Aus historischen Gründen wurden den TV-Stationen tech-

nisch sehr attraktive Frequenzbänder für die Kommunikation über weitere Entfernungen zugewiesen. Durch die Digitalisierung des TV-Rundfunks werden weniger Frequenzbänder benötigt, die als *digitale Dividende* anderen Nutzern zugewiesen werden sollen [Sie08]. In diesen Bändern wird nur unidirektional gesendet und die Frequenzbänder werden daher nur durch sehr wenige Transmitter belegt, die sehr genau bekannt sind: Sowohl der DVB-T-Standard als auch Senderangaben wie Positionen, Leistungen, Frequenzen und sogar die Antennencharakteristiken sind öffentlich verfügbar². Ein Problem in diesen Frequenzbändern stellt jedoch die Nutzung von drahtlosen Mikrofonen dar. Diese Verbindungen können zum einen durch eine gewöhnliche Detektion geschützt werden und zum anderen können die Mikrofone auf ihren Frequenzbändern Beacons einsetzen, die signalisieren, dass der Kanal belegt ist [CCBSS05, Pol09].

Im TV-Band stellt sich jedoch die Frage, wie nicht belegte Gebiete definiert werden:

Zum einen kann darunter ein Gebiet verstanden werden, das in der Funknetzplanung als nicht abgedeckt vorgesehen ist. In diesem Fall kann in diesem Gebiet ohne großen Detektionsaufwand mit Leistungen gesendet werden, die im als abgedeckt vorgesehen Gebiet in den TV-Empfängern noch tolerierbare Interferenzen erzeugen.

Zum anderen kann ein nicht belegtes Gebiet so definiert werden, dass dort tatsächlich kein Empfang möglich ist. In diesem Fall muss eine Detektion durch ein CR-Netzwerk erfolgen. Da die TV-Standards bekannt sind, kann eine reguläre Matched-Filter-Detektion bzw. eine Detektion zyklstationärer Merkmale eingesetzt werden. Die Herausforderung besteht darin, die räumliche Ausbreitung der TV-Transmitter abzuschätzen. Hierzu kann zum einen eine verteilte Detektion [Wei04] eingesetzt werden oder ein in Abschnitt 3.5.3 vorgeschlagenes Verfahren zur räumlichen Modellierung verwendet werden.

CRs können sich durchaus zuerst in diesem Szenario durchsetzen. Das TV-Band-Szenario wird aber für die weiteren Untersuchungen nicht näher betrachtet, da der Schwerpunkt dieser Arbeit auf dem Erlernen des Kanalzugriffsverhaltens unbekannter Transmitter liegt.

²www.bundesnetzagentur.de

3.3.2 ISM-Bänder

In den ISM-Bändern können Funkgeräte ohne eine eigene Frequenzzuteilung benutzt werden. Die gemeinsame Nutzung bedingt natürlich gegenseitige Interferenzen.

Die weiteren Betrachtungen beziehen sich auf das ISM-Frequenzband von 2,4 GHz bis 2,4835 GHz, da das Frequenzband im Vergleich zu anderen ISM-Bändern sehr breit ist, von zahlreichen Anwendungen genutzt wird und in einem technisch attraktiven Frequenzbereich liegt. Prinzipiell kann jeder das Frequenzband für WLAN-Funkanwendungen mit einer maximalen *äquivalenten Strahlungsleistung* (EIRP) von 100 mW nutzen [BNe]. Dabei bezieht sich die äquivalente Strahlungsleistung auf die Summenleistung im gesamten ISM-Frequenzband. Die Nutzung des Bandes ist nicht an einen bestimmten Standard gebunden. Die maximale spektrale Leistungsdichte bei *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS)-Verfahren liegt bei 100 mW/100 kHz und die maximale spektrale Leistungsdichte bei *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS)-Verfahren beträgt 10 mW/1 MHz [BNe]. Die zunehmende Nutzung durch drahtlose Videoübertragungssysteme, IEEE 802.11b/g WLAN, Bluetooth, IEEE 802.15.4 (ZigBee) und Mikrowellenherde führt jedoch inzwischen häufig zu einer Auslastung des Bandes [Ziv07]. Zwar ist derzeit ein Ausweichen der IEEE 802.11 WLAN-Systeme in das 5 GHz Band möglich, allerdings ist mit einem weiter steigenden Bedarf an drahtloser Kommunikation zu rechnen, ohne dass in naher Zukunft dafür neue Frequenzbänder zur Verfügung stehen. Eine Überlastung der Frequenzressourcen führt nicht nur zu einem geringeren Durchsatz pro Nutzer, sondern kann auch ganz erheblich den Gesamtdurchsatz der eingesetzten Systeme beeinträchtigen.

Optimal wäre daher eine volle Kooperation zwischen den verschiedensten Nutzern, die sich über einen gemeinsamen Kontrollmechanismus über ihren Kanalzugriff abstimmen. Da die derzeitigen Legacy-Systeme jedoch nicht in dieser Form kooperieren können, sollten diese wie primäre Systeme behandelt werden und durch Overlay-Systeme überlagert werden. Damit verändert sich in den ISM-Bändern geringfügig die Bedeutung von primären und sekundären Systemen. Da jeder Nutzer eine Lizenz hat, entsprechen die ISM-Legacy-Nutzer den primären Systemen und die intelligenten ISM-Nutzer den sekundären Nutzern. Prinzipiell darf das CR-Overlay-System zwar immer senden, ein unkooperatives Verhalten ist allerdings nicht sinnvoll. Es ist insbesondere ineffizient, breitbandige Systeme durch schmalbandige Systeme zu stören.

Einige ISM-Band-Systeme verfügen über *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance* (CSMA/CA)-Verfahren, die vor dem Senden zunächst den Kanal abhören. Ist der Kanal für eine gewisse Zeit frei, sendet die Station mit Übertragungswunsch ein *Request to Send* (RTS) Signal. Die empfangende Station antwortet bei freiem Kanal mit einem *Clear to Send* (CTS) Signal. Damit ist der Kanal für diese beiden Stationen reserviert und alle in Empfangsreichweite liegenden Stationen dürfen den Kanal bis zur Beendigung dieser Übertragung nicht verwenden. Durch die CTS-Signalisierung des Empfängers werden Kollisionen mit *Hidden Stations* desselben Systems verringert. Wenn jedoch unterschiedliche CSMA-Systeme auf den gleichen Kanal zugreifen, sollten sie auch gegenseitig ihre Kontrollkanäle empfangen können. Die Ressourcenzuteilung innerhalb eines CSMA/CA-Systems ist jedoch obsolet, sofern andere Systeme ohne Einsatz eines CSMA/CA-Mechanismus das Spektrum belegen, wie dies zum Beispiel bei der Aussendung von Beacons in ZigBee [IEE06, Abs. 5.5.4.1] oder beim Betrieb eines Mikrowellenherdes der Fall ist.

Das Ziel eines CR-Einsatzes im ISM-Band ist es daher, Kollisionen bzw. gegenseitige Interferenzen im Sinne einer Gesamteffizienz zu minimieren. Da das CR andere Systeme immer stören darf, sind die Anforderungen an die Fehlerfreiheit des CR-Netzwerkes nicht so hoch wie in Bändern mit klassischen lizenzierten Nutzern. Die ISM-Bänder stellen daher ein Szenario dar, in dem CRs entwickelt werden können und in denen sich deren Erfolg und Zuverlässigkeit unter kommerziellen Bedingungen zeigen kann. Es ist davon auszugehen, dass CRs erst dann in anderen Frequenzbereichen von den Regulierungsbehörden bzw. von den Lizenzinhabern zugelassen werden, wenn die CR-Technologie sehr geringe Interferenzen verursacht. Die in den ISM-Bändern eingesetzten Funkstandards zeichnen sich darüber hinaus durch eine schnelle Adaption von neuen Funktechnologien aus. So gehört IEEE 802.11 zu den Standards, in denen OFDM und MIMO zu erst eingeführt wurden.

Die ISM-Bänder enthalten durch die allgemeine Lizenz viele unbekannte Systeme. In dieser Arbeit werden Verfahren zur Erlernung der Standardparameter dieser unbekanntenen Systeme eingeführt, um die Systeme identifizieren zu können, ihnen Eigenschaften zuzuordnen zu können und sie nach dem Erlernen als bekannte Systeme behandeln zu können.

Wireless LAN IEEE 802.11

Im Wireless-LAN-Standard IEEE 802.11 sind mehrere Modi für die physikalische Schicht definiert. Der ursprüngliche Standard 802.11 enthält einen FHSS-Modus und einen DSSS-Modus, die beide im 2,4 GHz Band operieren. Der Erfolg des WLAN-Standards hat sich jedoch erst mit der Einführung von 802.11b eingestellt, in dem ein High-Rate-DSSS-Modus eingeführt wurde, der über 5,5 Mbit/s bzw. 11 Mbit/s Bruttodatenrate verfügt. Hier wird eine *Complementary Code Keying* (CCK)-Modulation mit einer Chiprate von 11 Mchip/s eingesetzt, die zu einer Kanalbandbreite von 22 MHz führt [LAdS07]. 802.11a ist eine Erweiterung, die einen OFDM-PHY-Modus für das 5 GHz Band definiert. Die in 802.11g definierten Modi operieren im 2,4 GHz Band und werden mit der Erweiterung *Extended Data PHY* (ERP) bezeichnet. Der ERP-OFDM-Modus übernimmt fast komplett den 802.11a-Standard, der Unterschied liegt hauptsächlich in der geänderten Trägerfrequenz [80203b, Abs. 19.1.2]. Sowohl im OFDM-PHY-Modus als auch im ERP-OFDM-Modus werden 52 Unterträger eingesetzt, von denen 48 Daten und 4 Piloten übertragen. Die Unterträger haben einen Abstand von $\Delta f_{WLAN} = 0.3125 \text{ MHz} (= 20 \text{ MHz}/64)$ [80203a, Abs. 17.3.2.3]. Das abgestrahlte LDS soll bei 11 MHz Frequenzoffset von der Mittenfrequenz mindestens 20 dB unter dem Maximum des LDS des Signals liegen [80203a, Abs. 17.3.9.2]. Die MAC-Schicht ist für alle vorgestellten Modi identisch.

Im 2,4 GHz ISM-Band können Systeme auf maximal drei Kanälen mit tolerablen Interferenzen parallel operieren. Dies führt insbesondere durch die regelmäßige Übertragung von Beacons zu einer schnellen Auslastung des Bandes. Beacons geben die Existenz eines Netzwerks bekannt und werden in einem Infrastruktur-Netzwerk vom Access Point übertragen. Das Beacon-Intervall ist konfigurierbar als Vielfaches einer Zeit-Einheit $T_U = 1024 \mu\text{s}$ und wird häufig auf $100T_U$ eingestellt [Gas02, S. 69 u. 79] [Kan05]. Der Kanalzugriff der Stationen wird gemäß dem Exponential-Backoff-Algorithmus organisiert: Eine Station mit Übertragungswunsch prüft zunächst, ob der Kanal frei ist. Nach Ablauf von T_{DIFS} nach der letzten Belegung des Kanals beginnt das Contention Window der Dauer T_{CW} . Um die Zugriffsmöglichkeit auf den Kanal fair auf alle Stationen zu verteilen, erfolgt der Start einer Übertragung einer Station gleichverteilt innerhalb ihres Contention Windows. Zunächst wird $T_{CW} = T_{CW,min}$ gesetzt und T_{CW} bei jeder fehlgeschlagenen Übertragung verdoppelt, bis die maximale Dauer $T_{CW,max}$ erreicht ist. Nach einer erfolgreichen Übertragung oder Verwerfung eines Paketes wird das Contention Window wieder auf $T_{CW} = T_{CW,min}$ zurückgesetzt [Gas02, S. 34].

Das Aussenden eines Beacons führt jedoch, solange der Access Point aktiv ist, zu einer regelmäßigen Belegung des Spektrums. Dies ist insbesondere dann ineffizient, wenn das WLAN zwar permanent aktiv ist, aber nur in einem Bruchteil des Tages Nutzdaten übertragen werden. Ohne Übertragung von Nutzlasten wird die Belegung jedoch weitgehend deterministisch und bietet ein großes Potenzial für den Einsatz von Overlay-Systemen.

ZigBee

ZigBee ist eine Spezifikation, die auf dem IEEE 802.15.4-2006 Standard [IEE06] aufbaut und für kleine, kostengünstige und stromsparende Funkgeräte für *Wireless Personal Area Networks* (WPANs) ausgelegt ist. ZigBee wurde für Anwendungen entworfen, die eine geringe Datenrate auf der Luftschnittstelle benötigen, und ermöglicht hohe Batterielebensdauern. Der Standard bietet einige Optionen zur Organisation des Kanalzugriffs [IEE06, Abs. 5.5.4.1]: Im Beacon-Modus überträgt ein ZigBee-Router periodisch Beacons. Die Netzwerkknoten können mit einem *slotted* CSMA/CA-Mechanismus auf den Kanal zugreifen. Wenn keine Daten zu übertragen sind bzw. diese nicht zeitkritisch sind, können in einem größeren Teil des Beacon-Intervalls die Transceiver deaktiviert werden und somit Energie gespart werden. Im Modus ohne Übertragung von Beacons verwenden die Knoten das *unslotted* CSMA/CA-Kanalzugriffsverfahren. Der Energieverbrauch ist hier asymmetrisch verteilt: Manche Knoten müssen permanent aktiv sein, während andere nur dann Energie verbrauchen, wenn Daten anliegen. Die Funkgeräte können in drei verschiedenen Frequenzbändern operieren. In Europa kann ein Kanal bei 868 MHz genutzt werden, in Nordamerika, Australien und weiteren Ländern stehen 10 Kanäle bei 915 MHz zur Verfügung und im 2,4 GHz Band können weltweit 16 Kanäle genutzt werden. Die Standardparameter wurden für jeden Frequenzbereich unterschiedlich definiert. Im Weiteren werden nur die Parameter für das 2,4 GHz Band beschrieben. Die Bruttodatenrate liegt bei 250 kbit/s und es wird ein DSSS-Verfahren mit Spreizfaktor 16 eingesetzt. Der Kanalabstand wurde auf 5 MHz festgesetzt.

Bild 3.2 zeigt das *slotted* CSMA/CA-Zugriffsverfahren im Beacon-Modus. Die Dauer des Beacon-Intervalls wird gemäß $T_{BI} = 15,36 \text{ ms} \cdot 2^{B_O}$ flexibel konfiguriert. Es kann auch nur der erste Teil des Beacon-Intervalls der Dauer $T_{SD} = 15,36 \text{ ms} \cdot 2^{S_O}$ aktiv gesetzt werden. Es gilt hier für die *Beacon Order* $B_O \in \mathbb{Z}$, für die *Superframe Order* $S_O \in \mathbb{Z}$ und $0 \leq S_O \leq B_O \leq 14$ [IEE06, Tab. 1 u. 85 sowie Abschnitt 7.5.1.1]. Der verbleibende Abschnitt am Ende des Beacon-Intervalls ist

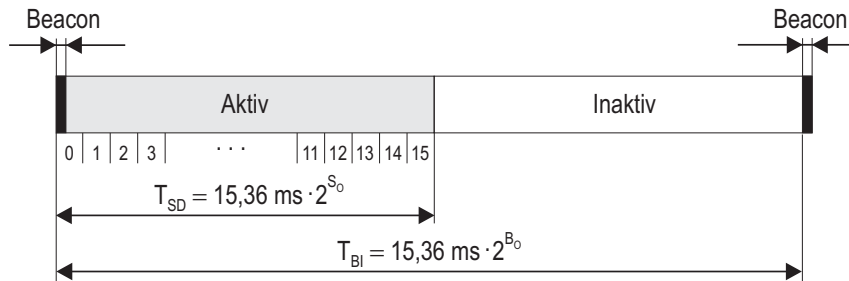


Bild 3.2 ZigBee Rahmenstruktur im Beacon-Modus bei 2,4 GHz

inaktiv. Der aktive Teil wird in 16 gleichlange Slots unterteilt, in denen die CSMA-Zugriffe stattfinden können. Die selten belegten Bereiche und insbesondere die inaktiven Bereiche innerhalb des Beacon-Intervalls bieten ein großes Potenzial für den Einsatz von CRs. Das CR sollte die Beacon-Intervalllänge akquirieren und im Overlay-System die Beacons und periodisch auftretende Nutzer umgehen.

3.3.3 GSM-Band

Im dritten Szenario wird der Einsatz von CRs in GSM-Frequenzbändern betrachtet. Das CR soll in diesem Szenario ohne Vorwissen über GSM das Kanalzugriffsverhalten von GSM erlernen und Standardparameter wie Mittenfrequenzen, Bandbreiten, TDMA-Rahmenlängen etc. schätzen. Die erlernten Standardparameter sollen für eine effiziente Signalisierung und Speicherung der Belegung eingesetzt werden. Nach der Schätzung der Parameter aus dem Signal werden die Schätzwerte mit den aus dem Standard bekannten Werten verglichen. Dieses Szenario dient damit zur Bewertung und Verifikation der Lern- bzw. Schätzalgorithmen. Während GSM das Haupttestszenario in dieser Arbeit ist, wird in Kap. 4 und 5 auch die Analyse von unbekannt Systemen beschrieben. GSM ist aus mehreren Gründen für den Test der CR-Lernalgorithmen geeignet: Die Bandbreite ist verhältnismäßig gering, so dass I/Q-Aufzeichnungen mehrerer Kanäle mit dem USRP (siehe Abschnitt 2.1.1) möglich sind. Die derzeit betriebenen GSM-Systeme haben eine höhere Auslastung als die in Abschnitt 3.1 referenzierten 20% und damit können die Algorithmen auch unter hoher Systemauslastung getestet werden.

Im Folgenden werden die Teile des Standards beschrieben, die einen hohen Einfluss auf die Belegung des Spektrums haben. GSM nutzt das *Frequency Division Duplex* (FDD)-Verfahren, wobei der Abstand zwischen Up- und Downlink 45 MHz beträgt. Der nominale Kanalabstand in GSM beträgt 200 kHz, allerdings werden die

Kanäle selten so dicht nebeneinandergelegt, da das abgestrahlte LDS erst ab einem Abstand von 200 kHz zur Mittenfrequenz 30 dB unterhalb des Maximums liegen muss. Als Modulationsverfahren wird GMSK bzw. in einer Erweiterung des Standards (EDGE) auch 8-PSK eingesetzt. GSM verfügt pro Kanal über eine Datenrate von 270,833 kbit/s. Ein TDMA Burst hat die Dauer $577\mu\text{s}$ und enthält zweimal 57 Nutzdatenbits. 8 Bursts bilden einen TDMA-Rahmen der Zeitdauer 4,615ms [Jon08].

3.4 Signalisierung und Statistik der spektralen Belegung

Das CR-Netzwerk hat nach der Detektion der spektralen Belegung an den Knoten die wichtige Aufgabe, diese Informationen im Netzwerk zu signalisieren und gemeinsam auszuwerten. Es bietet sich an, aus den Belegungsinformationen zu lernen und die Ergebnisse in einer Datenbank abzulegen. Das CR-Netzwerk sollte das Kanalzugriffsverhalten der primären Nutzer so gut wie möglich kennen, um gegenseitige Interferenzen mit dem Overlay-System zu vermeiden.

Um gegenseitige Interferenzen bzw. Kollisionen zu reduzieren, sind Informationen über das zukünftige Kanalzugriffsverhalten der primären Nutzer wünschenswert, da Kollisionen in einem Funkkanal vom Sender während einer aktiven Übertragung nur sehr schwer zu detektieren sind. Es wird zwar diskutiert [Ber09], während des Sendebetriebs eines Overlay-Systems regelmäßige Sendepausen zur Detektion einzulegen, ein Daten- bzw. Paketverlust kann jedoch in beiden Systemen während der Sendephase des Overlay-Systems bereits eingetreten sein. Die Kollisionen degradieren insbesondere dann die Effizienz, wenn nicht nur wenige Bits gestört werden, die durch Interleaving und Kanalcodierung wiedergewonnen werden können, sondern wenn ganze Pakete verloren werden oder sogar die Verbindung abreißt. Daher sollten insbesondere die mit hoher Wahrscheinlichkeit aktiven Zeitintervalle von periodisch emittierenden RF-Quellen wie Mikrowellenherde, Beacons etc. nicht überlagert werden. Da viele Systeme das Spektrum mit vergleichsweise kurzen Periodizitäten belegen, sollte das CR auch diese kurzfristigen Abhängigkeiten erlernen. Wenn das primäre System nur kurze Störungen toleriert, muss das CR die Belegungen auch mit hoher zeitlicher Auflösung beobachten.

Die CR-Knoten sollten nach Möglichkeit nicht nur die binäre Entscheidung „Belegt/Nicht Belegt“ (Hard-Decision) an das Netzwerk übertragen, sondern auch gro-

be Informationen über das LDS übermitteln. Zum einen ermöglicht die Übermittlung der Leistungsinformation eine bessere gemeinsame Entscheidung im Netzwerk. Die Leistungsinformation kann, wie in Abschnitt 3.5.3 beschrieben, für eine räumliche Modellierung der Leistungsverläufe eingesetzt werden. Zum anderen können starke primäre Systeme, die innerhalb der Bandbreite des OFDM-Systems liegen, zu hohen Interferenzen innerhalb des OFDM-Empfängers führen. Die fremden Systeme sind erstens nicht orthogonal zu den Trägern des Overlay-Systems und können, auch wenn die betreffenden Unterträger deaktiviert sind, Störungen verursachen. Zweitens kann bereits die Synchronisation gestört werden, in der noch keine Unterträger deaktiviert werden können. Wenn der Empfänger diese primären Systeme nicht ausreichend selbstständig durch ein adaptives Filter unterdrücken kann, benötigt das CR-Netzwerk Informationen über das LDS am Empfänger, um nach Möglichkeit andere Frequenzbänder zuzuweisen oder die Parameter der Verbindung zu adaptieren.

Zur Bereitstellung des Wissens über die primären Systeme ergeben sich drei Optionen [Pol09]:

Das CR kann nur eine Datenbank einsetzen, ohne das Spektrum zu beobachten. Diese Option bietet sich an, wenn in einem Band nur RF-Quellen aktiv sein können, die zu bestimmten Zeiten oder an bestimmten Orten nicht senden. So können zum Beispiel Frequenzen, die ausschließlich für den Seefunk reserviert sind, mit ausreichendem Abstand zur See wiederverwendet werden. Ebenso können Frequenzen, die zum Beispiel nachts nicht benutzt werden, durch ein einzelnes Overlay-System genutzt werden. Es ist jedoch sinnvoller, sowohl eine Datenbank als auch eine Beobachtung des Spektrums einzusetzen. Damit kann zum einen auf das Wissen in der Datenbank zurückgegriffen werden und zum anderen durch die Beobachtung des Spektrums neues Wissen gewonnen werden und die Datenbank kontinuierlich aktualisiert werden. In der Datenbank soll dabei eine Kanalbelegungsstatistik abgelegt werden, die die Wahrscheinlichkeiten der Kanalbelegungen enthält. Es ist ebenfalls möglich, auf die Datenbank zu verzichten und eine reine Beobachtung des Spektrums einzusetzen.

Bei der Auslegung der Datenbank und der Signalisierung der Belegungsinformationen ist jedoch zu beachten, dass beide sehr stark von den verwendeten Lern-Algorithmus abhängen. Die Wissensrepräsentation eines neuronalen Netzes sieht zum Beispiel ganz anders aus als die eines genetischen Algorithmus. Im Folgenden werden Optionen zur Darstellung der Belegungsinformationen erläutert: Im nächsten Abschnitt ist dem CR-Netzwerk der Standard mindestens eines primären

Systems nicht bekannt, während im darauffolgenden Abschnitt davon ausgegangen wird, dass alle Standards bekannt sind.

3.4.1 Kenntnis der Kanalzugriffsverfahren nicht vorhanden

Timo Weiß hat in [WJ04, Wei04] Verfahren zur Signalisierung von Belegungsinformationen beschrieben. Dabei werden zunächst in den in Abschnitt 3.1.2 eingeführten OFDM-Unterträgern die Belegungen detektiert. Nach Abschluss der Detektionsphase müssen die binären Allokationsvektoren an das Netzwerk signalisiert werden. Es wird diskutiert, diese Vektoren als Kontrollpakete der MAC-Schicht an einen zentralen Access Point zu übertragen. Da der Signalisierungsaufwand jedoch viel zu hoch wird, wurde in [WJ04] vorgeschlagen, die binären Allokationsvektoren durch das *Boosting Protocol* in der physikalischen Schicht zu signalisieren. Nach Abschluss der Detektionsphase werden die in dieser Phase neu belegten Unterträger signalisiert. Auf den entsprechenden Unterträgern werden für sehr kurze Zeit Symbole mit der maximalen Leistung übertragen. Alle Knoten müssen sich dabei synchronisieren und gemeinsam boosten. Dadurch wird zwar das primäre System gestört, es ermöglicht aber eine hohe Detektionswahrscheinlichkeit an den Knoten des Overlay-Systems. In einer dritten Phase werden die während der Detektionsphase nicht mehr belegten Unterträger signalisiert.

Da die Belegungsinformationen im *Boosting Protocol* nur implizit übertragen werden und nicht mit einer expliziten Ortskoordinate verknüpft sind, wird eine räumliche Modellierung schwierig. Darüber hinaus können durch die binäre Signalisierung keine Leistungswerte übermittelt werden. Durch die verschiedenen Phasen des *Boosting Protocols* ergibt sich eine gröbere zeitliche Auflösung, die die zeitliche Modellbildung bzw. die Erkennung von Periodizitäten wie Beacon-Intervallen und TDMA-Rahmenlängen erschweren kann. In einem zusammenhängenden Overlay-System müssen alle Knoten ihre Detektions- und Boostingphasen synchronisieren, da sonst der Kanal alleine durch Boosten belegt werden kann. Dies kann insbesondere dann schwierig werden, wenn sich in dicht besiedelten Gebieten sehr große Overlay-Netzwerke ergeben, die sich dynamisch teilen und wieder zusammenfügen.

Es wird daher vorgeschlagen, Spektrogramme an jedem CR-Knoten zu erfassen und die Belegungsinformationen zusammen mit Orts- und Zeitreferenz nach einer drastischen Kompression über Kontrollkanäle im CR-Netzwerk zu signalisieren. Damit können auch Leistungswerte übermittelt werden und die Störung der pri-

mären Systeme durch die Boostingphase kann umgangen werden.

Nach der Erläuterung der CR-Grundlagen werden darauf aufbauend verschiedene Optionen zur Signalisierung und Speicherung der Belegungsinformationen erläutert. Für die ersten Optionen wird ein simulierter GSM-Datensatz zur Illustrierung verwendet, während die letzte Option zusätzlich am Beispiel WLAN erläutert wird. Zur besseren Bewertung der Kompression wird die Signalisierungs- und Speicherungseffizienz Γ definiert, mit der der Signalisierungs- bzw. Speicherungsdatenumfang in Bits pro beobachtetem Zeit- und Frequenzausschnitt gemessen wird. Dabei wird noch keine langfristige Kompression durch eine Statistikbildung betrachtet. Γ sollte in jedem Fall geringer sein als die Bandbreiteneffizienz eines im beobachteten Frequenzband operierenden Overlay-Systems. Bei der Bewertung der Kompression sollte beachtet werden, dass für verlässliche Detektionsergebnisse mehrere CR-Knoten ihre Beobachtungen signalisieren müssen, das Overlay-System die als frei detektierten Ressourcen aber nur einmal innerhalb einer Region nutzen kann.

- **Option 1 – Unkomprimierte I/Q-Daten:** In dieser Option werden die I/Q-Daten unverändert signalisiert bzw. gespeichert. Dieses Verfahren ist praktisch nicht realisierbar und wird nur zu Vergleichs- und Referenzzwecken betrachtet. Werden 12 Bit Auflösung des Wandlers vorausgesetzt, so ergibt sich für diese Option $\Gamma_{I/Q} = 24 \text{ bit/s/Hz}$. Bild 3.3(a) zeigt das Spektrogramm der simulierten GSM-I/Q-Daten. Bei einem Overlap der Segmente der Spektrogrammschätzung von 50% gilt

$$\Gamma_{Spec} = \Gamma_{I/Q}, \quad (3.3)$$

da ein Spektrogramm keine Phaseninformationen enthält. Die weiteren Parameter der Spektrogrammschätzung werden in Abschnitt 4.2 erläutert.

- **Option 2 – Unterteilung in Ausschnitte und Maximalwertbildung:** Das Spektrum wird in Frequenz- und Zeitausschnitte unterteilt und es werden entweder die Mittelwerte oder die Maximalwerte dieser Ausschnitte gebildet. Da in größeren Mittelungsausschnitten das Spektrum nur sehr punktuell belegt sein kann, kann die Bildung des Mittelwertes trotz teilweiser Belegung eine freie Ressource suggerieren. Daher wurde in Bild 3.3(b) das Maximum der jeweiligen Ausschnitte gebildet. Da in diesem Abschnitt davon ausgegangen wird, dass der Standard mindestens eines Systems unbekannt ist, müssen die unteren und oberen Frequenzen sowie die Anfangs- und Endzeitpunkte der Ausschnitte willkürlich festgesetzt werden. Für die Berechnungen in Bild

3.3(b) wurden 1 ms für den zeitlichen und 500 kHz für den Frequenzabstand verwendet. Bei einer Auflösung des Leistungswertes eines Ausschnitts von 12 bit ergibt sich

$$\Gamma_{\text{Rect Max}} = 12 \text{ bit}/1 \text{ ms}/500 \text{ kHz} = 0,024 \text{ bit/s/Hz.} \quad (3.4)$$

Die Kompression ist recht hoch, jedoch wurde der Informationsgehalt stark reduziert und bei der gegebenen Belegung können kaum noch freie spektrale Bereiche identifiziert werden. Die Ermittlung der Periodizitäten der Belegung ist nicht mehr möglich.

- **Option 3 – Quellencodierung des Spektrogramms:** In dieser Option wird die Kompression durch eine Quellencodierung betrachtet. Eine Kompression des Spektrogramms führt zu einer PNG-Grafikdatei der Größe 90 KB. Für die Signalisierungs- und Speichereffizienz folgt damit

$$\Gamma_{PNG} = 100 \text{ KByte}/16 \text{ ms}/8 \text{ MHz} = 6,25 \text{ bit/s/Hz.} \quad (3.5)$$

Die Kompression ist nicht ausreichend, bei optimaler Belegung der freien Ressourcen durch das Overlay-System wäre es alleine durch die Signalisierung überlastet. Auch zur Speicherung der Belegung ist noch eine weitere Kompression bzw. Statistikbildung erforderlich.

- **Option 4 – Binarisierung des Spektrogramms:** Das Spektrogramm kann durch eine Schwellwertentscheidung in belegte und nicht belegte Frequenzbins unterteilt werden. Da sich die binarisierten LDS aber durch Rauscheinflüsse und den Kanalzugriff der Systeme permanent ändern, muss die Belegung kontinuierlich signalisiert werden. Die der Belegung zugrunde liegenden Strukturen sind für den menschlichen Betrachter zwar relativ einfach zu erkennen, die starken Rauscheinflüsse stellen jedoch für Lernalgorithmen eine große Herausforderung dar. Durch den Verlust der Leistungsinformation ergibt sich $\Gamma_{Bin} = 2 \text{ bit/s/Hz}$. Da dies deutlich zu hoch ist, wird in der nächsten Option zusätzlich eine Quellencodierung eingesetzt.
- **Option 5 – Binarisierung und Quellencodierung des Spektrogramms:** Wird das binarisierte Spektrogramm aus Option 4 in eine PNG-Datei komprimiert, ergibt sich

$$\Gamma_{Bin,PNG} = 12 \text{ KByte}/16 \text{ ms}/8 \text{ MHz} = 0,75 \text{ bit/s/Hz.} \quad (3.6)$$

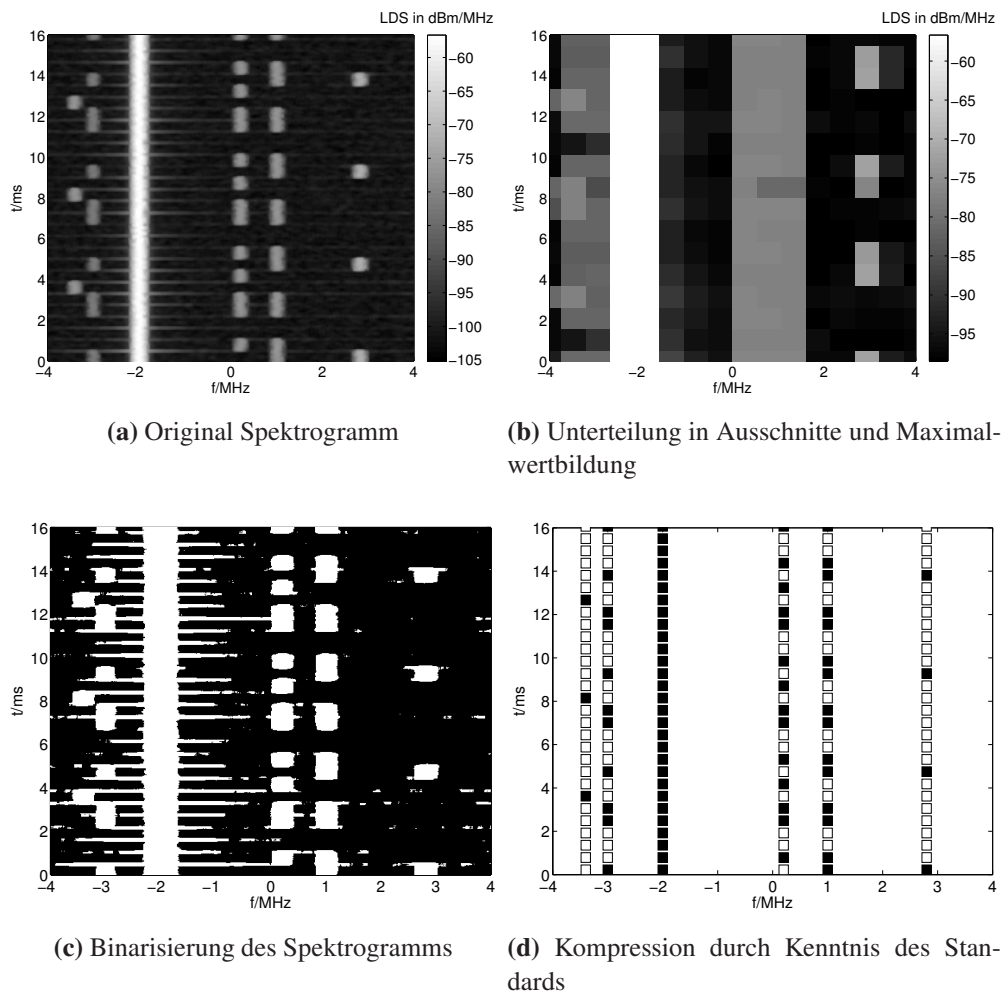


Bild 3.3 Optionen zur Signalisierung/Speicherung eines Spektrogramms

Auch diese Kompression ist für eine effiziente Signalisierung nicht ausreichend und es können keine Strukturen zur effizienten Abspeicherung in einer Datenbank abgeleitet werden.

3.4.2 Kenntnis der Kanalzugriffsverfahren vorhanden

Da sich die im letzten Abschnitt vorgestellten Optionen nur sehr bedingt für den Einsatz in CRs eignen, wird in dieser Arbeit vorgeschlagen, die Belegungsinformationen anhand der Strukturen des Standards darzustellen. Die Signalisierung und Speicherung der spektralen Belegung kann zum einen in eine Beschreibung

der Standardparameter und zum anderen in eine Beschreibung der Nutzerzugriffe separiert werden:

1. Das Kanalzugriffsverhalten eines Transmitters lässt sich durch Parameter wie die Mittenfrequenz, die Kanalleistung, die TDMA-Rahmenstruktur, die Beacon-Intervalllänge sowie das relativ zum Maximalwert angegebene LDS oder alternativ die 3-dB-Bandbreite beschreiben. Diese Parameter bleiben in der Regel für lange Zeit stationär. Es ist daher nur sehr selten eine Signalisierung bzw. eine Ablage in der Belegungsdatenbank nötig.
2. Die tatsächliche Belegung des Spektrums durch ein Kommunikationssystem richtet sich nach der Nutzer-Auslastung. In einem TDMA-System muss lediglich die Belegung der einzelnen Bursts kontinuierlich signalisiert bzw. in der Datenbank abgelegt werden.

In diesem Abschnitt wird die Kenntnis der Parameter aller in einem Frequenzband aktiven Standards zunächst angenommen, um das weitere Vorgehen zu motivieren und das System zu erläutern. Dieses Vorgehen wird im Folgenden an den Beispielen GSM und WLAN erläutert.

- **Option 6a – Kompression mit Kenntnis des Standards am Beispiel GSM**

Bild 3.3(d) illustriert den Signalisierungs- und Aufzeichnungsaufwand für das veränderliche Nutzerverhalten eines GSM-Systems. Auch in diesem Beispiel werden die Standardparameter, die Leistung der Teilnehmer, die Position des CR etc. als sehr langsam veränderlich angenommen und nicht mit in den Signalisierungsaufwand eingerechnet. Damit ergibt sich $\Gamma_{GSM} = 1 \text{ bit}/577 \mu\text{s}/200 \text{ kHz} = 0,0087 \text{ bit/s/Hz}$ unter der Voraussetzung, dass für jeden nominellen GSM-Kanal eine Quelle zu signalisieren ist. Tatsächlich sollte jedoch weniger als eine Quelle pro nominellem Kanal zu detektieren sein und Γ_{GSM} damit sinken. Allerdings kann sich der Aufwand durch eine feinere Signalisierung der Kanalleistung wieder erhöhen. Damit benötigt das CR-Overlay-System für jeden zu beobachtenden und zu signalisierenden CR-Knoten ein Bit Signalisierungsoverhead für eine Ressource, in der das primäre System in diesem Beispiel 97 Nutzbits signalisieren kann. Dieser Overhead ist gerade noch zu tolerieren, sollte aber nach Möglichkeit weiter reduziert werden. In GSM werden in der Regel Gespräche übertragen, so dass von einer gewissen Stationarität der Burstbelegungen auszugehen ist.

Darüber hinaus kann die Kenntnis des Standards auch für eine effiziente Vorhersage der spektralen Belegung eingesetzt werden: Wenn das CR eine schnelle Detektion und Signalisierung durchführen kann, können die verbleibenden Teile eines als frei detektierten TDMA-Bursts genutzt werden. Da WLAN-Stationen ein Acknowledgement ihrer Pakete schon nach $10 \mu s$ erfordern, stellt eine CR-Detektion und Signalisierung innerhalb des vorderen Burstteils zwar hohe Anforderungen an die CR/SDR-Plattform, die Implementierung erscheint aber nicht unmöglich. Wenn die CR/SDR-Plattform nicht schnell genug für eine direkte Nutzung eines freien Bursts ist, kann von der Belegung eines Bursts auf die Belegung dieses Bursts in den folgenden Rahmen geschlossen werden.

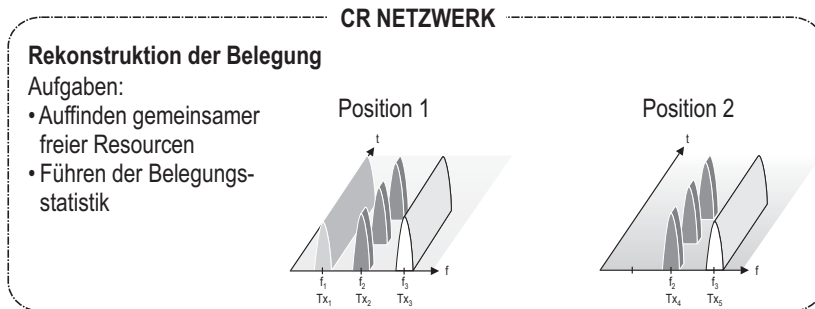
Das vorgestellte Vorgehen kann auf ZigBee übertragen werden; statt der Belegung der Bursts wird die Belegung der 16 CSMA-Slots signalisiert (siehe Abschnitt 3.3.2).

Diese Option erlaubt die effiziente Kompression der Belegungsinformationen in Frequenz- und Zeitrichtung für Signalisierung und Datenbank. Die Option ermöglicht darüber hinaus eine effektive Aussage über zukünftige Belegungen und die Erhaltung grober Leistungsinformationen.

- **Option 6b – Kompression mit Kenntnis des Standards am Beispiel WLAN 802.11**

In dieser Option wird eine Kompression am Beispiel von IEEE 802.11 erläutert. Es wird davon ausgegangen, dass zwar die Periode bzw. in diesem Beispiel die Beacon-Intervalllänge bekannt ist, aber eine weitere Slotstruktur nicht bekannt ist bzw. nicht zielführend ist. Dadurch ist nur eine geringere Kompression der Signalisierung in Zeitrichtung möglich. Allerdings belegt der Standard eine hohe Bandbreite und ermöglicht alleine durch die Kompression in Frequenzrichtung eine gute Signalisierungs- und Speichereffizienz. Durch die Kenntnis der Beacon-Intervalllänge ist der Aufbau einer Datenbank bzw. Statistik möglich, mit der die permanent belegten bzw. unbelegten Anteile des Intervalls identifiziert werden können (siehe Kap. 5).

Bild 3.4 enthält den in dieser Arbeit vorgeschlagenen prinzipiellen Aufbau einer CR-Signalisierungs- und Datenbankstruktur. Die vorgeschlagenen Signalisierungskanäle basieren damit ebenso wie der ursprünglich für eine bessere Einbuchung in bestehende Systeme entwickelte CPC auf Standardinformationen (siehe Abschnitt



Signalisierung über Kontrollkanal	Tx ₁	Tx ₂	Tx ₃	Tx ₄	Tx ₅
Feste Standardparameter	f _{c, 1} , B _{3-dB, 1} CW-Quelle	f _{c, 2} , B _{3-dB, 2} TDMA-Parameter	f _{c, 3} , B _{3-dB, 3} CW-Quelle	f _{c, 4} , B _{3-dB, 4} TDMA-Parameter	f _{c, 5} , B _{3-dB, 5} CW-Quelle
Dynamisches Nutzerverhalten	Sende-status=On Position ₁ P ₁	Belegung der Bursts 1000 0000 1000 0000 1000 0000 Position ₁ , P ₂	Sende-status=On Position ₁ , P ₃	Belegung der Bursts 1000 0000 1000 0000 1000 0000 Position ₂ , P ₄	Sende-status=On Position ₂ , P ₅

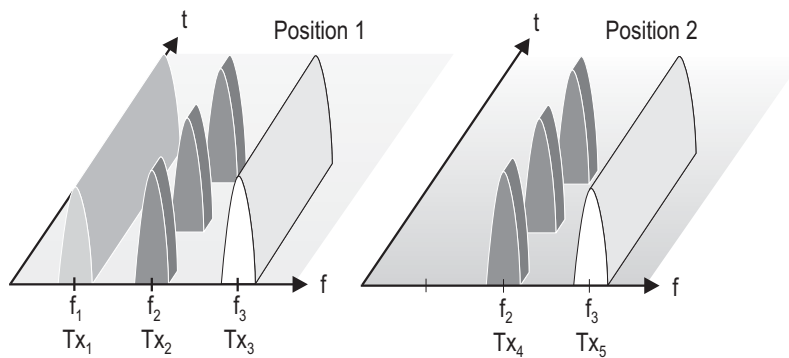


Bild 3.4 Signalisierungs- und Datenbankstruktur eines CR-Netzwerks

3.1.4). Die Abbildung beschreibt auch die Signalisierung einer kontinuierlich sendenden Quelle (CW-Quelle); hier wird der Signalisierungs- und Speicheraufwand noch deutlich geringer als in einem TDMA-System.

3.5 Modellierung der spektralen Belegung

Da nicht davon ausgegangen werden kann, dass das CR-Netzwerk sämtliche Informationen zur Belegung des Spektrums vorab kennt, werden in dieser Arbeit Algorithmen zur verbesserten Auffindung nicht belegter spektraler Ressourcen entwickelt. Es wird vorgeschlagen, die Belegungsmessung, -modellierung, -erlernung bzw. -statistik in mehrere Stufen zu untergliedern, um eine drastische Kompression zu ermöglichen. Dabei sollen voneinander unabhängige Effekte getrennt werden:

- In der Kanalzugriffsstufe sollen die in Abschnitt 3.4.2 vorausgesetzten Parameter wie Mittenfrequenzen, 3-dB-Bandbreiten, TDMA-Rahmenlängen etc. erlernt werden. Da die Kenntnis des Kanalzugriffsverhaltens aller RF-Quellen nicht immer vorausgesetzt werden kann, müssen Algorithmen zu dessen Erlernung entwickelt werden. In Abschnitt 3.5.1 und in den Kapiteln 4 und 5 wird die Kenntnis des Kanalzugriffsverhaltens der Systeme nicht mehr vorausgesetzt, sondern erläutert, wie diese bei unbekanntem Systemen gewonnen werden kann. Zu dieser Stufe gehören eine Spektralschätzung sowie die Frequenz- und Kurzzeitmodellbildung. Der Schwerpunkt der weiteren Betrachtungen liegt auf dieser Stufe.
- In der Langzeit-Modellbildungsstufe sollen Effekte zusammengefasst werden, die durch die Auslastung des Systems entstehen. Diese Stufe wird in Abschnitt 3.5.2 weiter erläutert.
- In der räumlichen Modellbildung sollen Ausbreitungseffekte, die vom Ort abhängen, zusammengefasst werden. Ein auf räumlichen Korrelationen basierendes Verfahren wird in Abschnitt 3.5.3 vorgestellt.

Es bietet sich an, diese Stufen zunächst getrennt voneinander zu entwickeln und die Robustheit zu erhöhen. So kann im ISM Band zum Beispiel zunächst auf eine räumliche Modellierung verzichtet werden. Auch wenn die Ressourcen zunächst nicht optimal ausgenutzt werden, ist eine deutliche Verbesserung der Gesamteffizienz zu erwarten und die Systeme bleiben beherrschbar. Dagegen kann die räumliche Modellbildung zuerst in Frequenzbändern wie zum Beispiel den TV-Bändern eingesetzt werden, in denen die Standards bekannt sind. Im Folgenden wird ein detaillierter Überblick über diese einzelnen Stufen gegeben.

3.5.1 Erlernen des Kanalzugriffsverhaltens

Im Folgenden werden verschiedene Fälle vorgestellt, in denen das CR das Kanalzugriffsverhalten der umgebenden Systeme nicht oder nicht vollständig durch Vorwissen identifizieren kann und damit erlernen muss.

Auch bei prinzipiell bekanntem Kanalzugriffsverhalten kann eine Matched-Filter-Detektion aus verschiedenen Gründen nicht erfolgreich sein:

So kann ein CR aufgrund von Hard- und Softwarebeschränkungen nicht in der Lage sein, alle Parameter eines prinzipiell bekannten Systems vollständig zu decodieren. In einem Frequenzband können so viele Standards aktiv sein, dass diese nicht mehr mit einem sinnvollen Hardwareaufwand über die klassische Detektion und Synchronisation der Standardimplementierungen erkannt werden können. Als Beispiel können die amerikanischen Behördenfunkbänder angeführt werden, in denen aufgrund der dortigen Behördenstrukturen sehr viele Funkstandards in Betrieb sind. Auch in den ISM-Bändern können in Zukunft immer mehr RF-Quellen aktiv werden. Die Dekodierung von Kontrollkanälen bzw. die Detektion und Synchronisierung kann auch durch zu schmale A/D-Wandler des CRs eingeschränkt werden. So können auch erst nach Abschluss des CR-Designs primäre Systeme auftreten, die mit der vorhandenen Hardware nicht mehr dekodiert werden können.

Neben Hard- und Softwarebeschränkungen können auch Interferenzen mehrerer Systeme die Detektion und Dekodierung der primären Systeme einschränken. So kann zum Beispiel ein starkes schmalbandiges System die Synchronisation auf ein breitbandiges System verhindern. Die Matched-Filter-Detektion meldet in diesem Fall keine oder nur verringerte Belegungen, obwohl das Band stark belegt ist. Dieses Verhalten muss abgefangen werden, da das CR-Netzwerk sonst mit dem Sendebetrieb beginnt und auch in der weiteren Umgebung primäre Systeme stört, die dann ebenfalls nicht durch den Matched-Filter-Ansatz detektiert werden können.

Ein Erlernen des Kanalzugriffsverhaltens wird auch in den ISM-Bändern erforderlich, da hier unbekannte Systeme aktiv sein können. Manche dieser Systeme, wie zum Beispiel Mikrowellenherde oder medizinische Geräte, unterliegen auch keinem Standard, der den Kanalzugriff regelt. Allerdings sind hier Grenzen für das abgestrahlte LDS vorgegeben.

In den vorgestellten Fällen wird eine Energiedetektion erforderlich und ein Erlernen der nicht durch den Matched-Filter-Ansatz erhältlichen Parameter sinnvoll. Das Erlernen unbekannter Standards bietet insbesondere dann Vorteile, wenn ein CR einen Teil der Standards kennt und hierfür einen Matched-Filter-Ansatz einsetzt.

Damit können Signalisierungskanal und Datenbank auf ähnlichen Strukturen aufbauen und es kann darauf verzichtet werden, die durch den Matched-Filter-Ansatz gewonnenen Informationen in eine Struktur wie in Option 2 umzurechnen. Das Erlernen des Kanalzugriffsverhaltens eines Standards bietet darüber hinaus die Erweiterungsmöglichkeit, zusätzliche Merkmale zu extrahieren und diesen Standard nach erfolgreicher Lernphase mit einem Matched-Filter-Ansatz zu identifizieren.

Durch eine automatische Kanalsegmentierung sollen nach einer Spektralschätzung belegte von nicht belegten Bereichen unterschieden werden und verschiedene Transmitter voneinander getrennt werden. Die Kanalsegmentierung ist in zwei Aufgaben untergliedert: Zum einen werden im Spektrogramm bzw. im LDS zusammenhängende belegte Bereiche detektiert. Innerhalb dieser belegten Bereiche werden Tiefpunkte detektiert, um direkt nebeneinanderliegende Transmitter voneinander zu trennen. Zum anderen werden die Mittenfrequenzen und evtl. die 3-dB Bandbreiten oder die Leistungsdichtespektren der Transmitter geschätzt. Das weitere Vorgehen wird in Kap. 4 erläutert. Nachdem die Kanalstruktur bekannt ist, wird die Kanalleistung innerhalb der Kanäle geschätzt und, wie in Kap. 5 beschrieben, die Kanalleistung auf kurzfristige Periodizitäten hin untersucht.

3.5.2 Langfristige Modellierung

Nachdem das Kanalzugriffsverhalten der RF-Quellen bekannt ist, kann eine langfristige Modellbildung angeschlossen werden, um Abhängigkeiten von Tageszeit und Wochentag zu extrahieren. Die langfristige Statistik sollte dabei nach Möglichkeit für jeden Transmitter und seine Ressourcen getrennt geführt werden. Durch den größtmöglichen Erhalt der Strukturen kann zum Beispiel festgestellt werden, dass in einem WLAN-System tagsüber ausschließlich der Beacon gesendet wird und die Intervalle dazwischen frei sind. Bei einer Mittelung der Belegung über das komplette ISM-Band ohne Verwertung der Standardinformationen bliebe nur die Aussage, dass die Belegung beispielsweise zwischen 5 % und 35 % schwankt. Mit dieser Information läßt sich jedoch leider nicht mehr viel anfangen. In dieser Arbeit wird daher der Ansatz verfolgt, zunächst die Zusammenhänge für kleine Abstände in Frequenz und Zeit zu betrachten, die statistischen Abhängigkeiten so gut wie möglich zu extrahieren und dann ein Bild über die gröberen Auflösungen zu gewinnen. In [Bla08] wird dagegen der Ansatz verfolgt, zunächst größere zusammenhängende Bänder zu verfolgen, und erst dann ein Band genauer zu beobachten, wenn die mittlere Belegung klein genug ist. Prinzipiell können aber un-

abhängig von der Auswahl des Ansatzes die in [Bla08] analysierten Algorithmen zur Zeitreihenanalyse wie das ARMA-Modell oder die partielle AKF verwendet werden. Da in der langfristigen Modellbildung in erster Linie Nutzeroauslastungen erfasst werden, können hier auch Ansätze verwendet werden, die zum Beispiel bei der Prädiktion von Stromverbräuchen oder Verkehrsauslastungen eingesetzt werden.

3.5.3 Räumliche Modellierung

In der Stufe zur räumlichen Modellbildung sollen Ausbreitungseffekte wie die Freiraumdämpfung sowie Beugungs- und Streuungseffekte modelliert werden. Die Gebiete, in denen die Kanalleistung mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit unter einer vordefinierten Schwelle liegt, können durch einen CR-Transmitter belegt werden. Die Algorithmen zur räumlichen Modellbildung sind dabei zunächst unabhängig davon, ob in der Kanalzugriffsstufe die Option 2 oder 6 eingesetzt wird. Die spektrale Belegung kann zwar exakter bei Kenntnis des Standards repräsentiert werden, die Algorithmen können aber auch auf anderen definierten Leistungsmaßen aufsetzen. Zur räumlichen Modellbildung der Leistungsverteilungen außerhalb geschlossener Gebäude kann zunächst bei bekannter Topologie und bekannten Transmittern ein Raytracing-Verfahren verwendet werden. Dieses Verfahren ist jedoch sehr rechenintensiv und erfordert detaillierte Vorkenntnisse, die ein CR selbst gewinnen soll. Daher wird vorgeschlagen, die beobachteten Leistungen durch räumliche Korrelationen zu analysieren und damit nur die Effekte und nicht die Ursachen zu modellieren. Zur Aufzeichnung der Messwerte kann ein GPS-Empfänger zur Positionsbestimmung außerhalb geschlossener Gebäude verwendet werden. In [EKJ08, EKJ09] werden Gauß-Prozesse zur Modellierung bzw. Abdeckungsvorhersage eingesetzt. Die Modellbildung erfolgt zur Vereinfachung der Darstellung in 2 Dimensionen. Es wird dabei zunächst von einer räumlichen Stationarität ausgegangen. Es bietet sich jedoch an, auch Algorithmen zu untersuchen, die nicht von einer räumlichen Stationarität ausgehen.

4 Automatische Kanalsegmentierung

4.1 Einführung

In diesem Kapitel wird das Erlernen der Mittenfrequenzen und 3-dB-Bandbreiten unbekannter Systeme untersucht. Wie in Abschnitt 3.4.2 gezeigt, ist die Kenntnis der Standardparameter für eine effiziente Signalisierung und Vorhersage der spektralen Belegung innerhalb eines CR-Netzwerks sehr wichtig. Wenn das normierte LDS eines Transmitters und die zeitliche Belegung statistisch voneinander unabhängig sind, können diese voneinander getrennt signalisiert werden. Damit kann die spektrale Belegung an einem CR-Knoten mit deutlich reduziertem Overhead signalisiert werden. Diese Unabhängigkeit ist in Kommunikationssystemen häufig gegeben und wird in dieser Arbeit angenommen. Es wird im Weiteren ebenfalls angenommen, dass auf einer Mittenfrequenz nur ein Transmitter aktiv ist. Wenn das CR-Netzwerk die Parameter Mittenfrequenz, Bandbreite etc., wie in Abschnitt 3.5.1 beschrieben, nicht durch vorheriges Wissen erhalten kann, ist ein Erlernen notwendig.

Es sind jedoch nur wenige Veröffentlichungen zum Thema Schätzung der Mittenfrequenzen und Bandbreiten verfügbar. [LPNSR08] stellt eine Methode zur Bestimmung der Mittenfrequenz und der Leistung eines gegebenen primären Nutzers vor. Es wird ein auf einer Autokorrelationsmatrix basierender Ansatz verwendet, der einen Transmitter mit einem bekannten LDS detektieren kann. Die Methode dient damit in erster Linie dazu, bekannte primäre Systeme zu detektieren und diese von Zweitnutzern zu unterscheiden. In [TG06, TM08] werden Wavelets zur breitbandigen Beobachtung in CRs untersucht. Das Ziel ist die Identifikation der Frequenzen nicht überlappender spektraler Bänder. In den Untersuchungen wird das beobachtete Band jedoch aus benachbarten Unterbändern modelliert, in denen das LDS jeweils als konstant angenommen wird. Das erhaltene Spektrum wird im Anschluss verrauscht. Die nicht kontinuierlichen Veränderungen zwischen den Unterbändern werden durch Wavelets analysiert. Es bleibt jedoch noch zu untersuchen, wie sich die Algorithmen bei kontinuierlich veränderlichen LDS verhalten.

Die Detektion unbekannter Systeme und die Schätzung der zugehörigen Mittenfre-

quenzen und Bandbreiten wird als *automatische Kanalsegmentierung* bezeichnet. Die automatische Kanalsegmentierung kann dabei entweder auf einem über längere Zeit gemittelten LDS oder auf einem Spektrogramm basieren, wobei sich die Mittelung über längere Zeiträume natürlich primär für stationäre Signale eignet. Die Unterschiede zwischen diesen beiden Vorgehensweisen werden im weiteren Verlauf des Kapitels näher erläutert. Da die in diesem Kapitel beschriebenen Verfahren auf Leistungsdichtewerten basieren, arbeitet das CR in einem Energie-Detektions-Modus (c.f. Abschnitt 3.2.2).

Die ersten veröffentlichten Kanalsegmentierungsverfahren basieren auf der gemeinsamen Auswertung von zwei Darstellungen über der Zeit-Frequenz-Ebene. Zum einen wird ein Spektrogramm verwendet und zum anderen eine Darstellung des Azimutwinkels über der Zeit-Frequenz-Ebene, unter dem die Energie zu den jeweiligen Zeitpunkten und Frequenzen einfällt [Jon91]. Dieses Verfahren erfordert jedoch ein Mehrantennensystem zur Peilung. Da die derzeit kommerziell verfügbaren Empfänger nicht über Peilfähigkeiten verfügen, werden in dieser Arbeit Verfahren untersucht, die ohne Peilinformatoren auskommen.

In [DPBGRM91] wird eine Signalvorverarbeitung für eine automatische Kanalsegmentierung beschrieben, die auf einer Ableitung des LDS basiert. Es werden einige Verarbeitungsschritte vorgeschlagen, die vollständige Automatisierung der Segmentierung gehört aber nicht zum Umfang der Veröffentlichung.

Ein in den weiteren Analysen als CSeg bezeichnetes Verfahren segmentiert LDS [Lie96].

Die Kanalsegmentierung kann prinzipiell auch als Bildsegmentierungsproblem interpretiert werden [Öne04, RFKZ01]. Die LDS werden dabei als eindimensionale, graue Bilder aufgefasst, bei denen die Frequenzbins den Pixeln und die Leistungsdichtewerte der Intensität der Pixel entsprechen. Spektrogramme entsprechen durch die zusätzliche Zeitachse zweidimensionalen grauen Bildern. Obwohl bei Spektrogrammen häufig eine Farbdarstellung zur besseren Darstellung der Intensität eingesetzt wird, bleiben die Bilder vom Standpunkt der Bildsegmentierungsalgorithmen aus betrachtet grau.

Das Ziel der Bildsegmentierung besteht in der Vereinfachung der Bilddarstellung. Der Segmentierungsalgorithmus trennt entweder das Bild in Regionen auf, in denen die Pixel einer Region zueinander ähnlich sind, oder extrahiert Konturen und Kanten des Bildes. Diese Eigenschaften sollen genutzt werden, um Transmitter vom Rauschen zu trennen und Transmitter, die auf unterschiedlichen Frequenzen senden,

voneinander zu trennen.

In [RFKZ01] wird daher eine nicht exakt beschriebene binäre Segmentierung eines Spektrogramms eingesetzt, um belegte von nicht belegten Bereichen zu unterscheiden. Für weitere Details wird jedoch auf [Fan01] verwiesen. Zur Beseitigung von Schwankungen in der näheren Umgebung eines Pixels werden eine Erosion und eine Dilatation eingesetzt.

Schwellwerte zur Unterscheidung zwischen belegten und nicht-belegten Bereichen können automatisiert durch Clusteralgorithmen gewonnen werden. Dabei werden die Leistungsdichtewerte des LDS oder des Spektrogramms einer Clusteranalyse unterzogen. Im Clusterprozess werden die Werte in eindeutige Cluster (oder Punktwolken) unterteilt, so dass die Mehrheit der Werte innerhalb des Clusters näher aneinanderliegt als zu den Werten in anderen Clustern. Die Werte werden auf ihre Clusterzentren abgebildet.

Einfache Clusteralgorithmen setzen voraus, dass im Datensatz nur zwei Cluster vorhanden sind. Wenn diese Annahme aber nicht zutrifft, können die zwei Cluster so bestimmt werden, dass sich nicht ein Rauschcluster und ein Belegt-Cluster ergeben und damit der Belegt/Nicht-Belegt-Schwellwert falsch ist. Daher werden in [Öne04] weitere Clusterverfahren zur Segmentierung von LDS evaluiert. K-Means ist ein Verfahren, das für eine vorab bekannte Anzahl von Clustern ausgelegt ist. Die automatische Bestimmung der Anzahl der Cluster ist allerdings schwierig. Daher wird in [Öne04] der *Self-Splitting-Competitive-Learning* (SSCL)-Algorithmus, der selbstständig die Anzahl an Clustern finden kann [ZL02], zur Realisierung eines Segmentieralgorithmus verwendet.

In [Fan01] werden HF-Signale anhand von selbstorganisierenden Karten klassifiziert. Es wird auf das Literaturverzeichnis in [Fan01] für weitere Veröffentlichungen zur Modulationsartenerkennung und zur Signalklassifikation verwiesen. In [Gan06] werden verschiedene Zeit-Frequenz-Transformationen untersucht und mit Stand-alone- bzw. kooperativen Klassifizierern kombiniert.

Bei der Auswertung von *Elektroenzephalogrammen* (EEG) ergibt sich ein ähnliches Problem wie bei der automatischen Kanalsegmentierung von Funksignalen. Auch die EEG-Signale können zu gemeinsamen Frequenzkanälen zusammengefasst werden. Da die Segmentierung aufgrund von Erfahrungswerten nicht optimal ist, bietet sich auch hier eine automatische Bandsegmentierung an. In [LEPM06] wird das LDS zunächst durch die Methode von Welch geschätzt. Anschließend wird im Frequenzbereich eine Korrelationsmatrix zur Identifikation korrelierter Frequenz-

komponenten gebildet.

In [QF06] wird eine Signalparameterschätzung mit Hilfe einer Zeit-Frequenz-Analyse unter dem Einfluss von Kanalverzerrungen untersucht.

Das Kapitel gliedert sich im Weiteren wie folgt: Zunächst wird die Spektralschätzung erläutert; hier werden ein Ansatz zur Schätzung eines Spektrogramms und ein Vergleichsansatz zur Schätzung eines über längere Zeit gemittelten LDS vorgestellt. Es folgt die Erläuterung des SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus, der in dieser Arbeit modifiziert und so erweitert wird, dass auch spektral teilweise überlappende Transmitter voneinander getrennt werden können. Weiterhin wird eine Stufe zur Fusionierung der Segmentierresultate mehrerer Zeitpunkte eingeführt. Der CSeg und der SSCL-basierte Algorithmus werden verglichen und anhand von GSM-Simulationen und Messdaten intensiv untersucht.

4.2 Spektralschätzung

Zur Segmentierung der Kanäle wird vorab das Spektrum geschätzt. Hier bietet sich zum einen die nicht-parametrische FFT-basierte Spektralschätzung an und zum anderen die parametrische Spektralschätzung. Bei der parametrischen Spektralschätzung wird zunächst ein Modell ausgewählt, mit dem die Daten dargestellt werden können sollten. Die Bestimmung des Modells erfordert jedoch ein Vorwissen über die zu analysierenden LDS [Jon91]. Da in diesem Kapitel aber unbekannte Signale segmentiert werden sollen, wird ebenso wie in den vorhandenen Veröffentlichungen zur Kanalsegmentierung [Öne04, LEPM06, DPBGRM91, RFKZ01] eine FFT-basierte Spektralschätzung eingesetzt.

Zur Berechnung eines Spektrogramms wird in dieser Arbeit die Kurzzeit-Fourier-Transformation (*engl. Short-Time-Fourier-Transform (STFT)*) verwendet. Für eine detaillierte Darstellung dieser Transformation wird auf [OS95] verwiesen.

4.2.1 Kurzzeit-Fourier-Transformation

Die I/Q-Daten in dieser Arbeit verfügen über eine komplexe Bandbreite von $B = 8$ MHz. Die Abtastfrequenz wird als $f_s = B$ gewählt und das Abtastintervall als $T_s = 1/f_s$. Das Signal wird zunächst in Segmente der Fenster- und FFT-Länge N_{FFT} unterteilt, wobei jedes Segment mit einem Hamming-Fenster multipliziert wird. Zwei benachbarte Segmente überlappen, wie in [DPBGRM91] vorgeschla-

gen, um 50%. Die Varianz der Welch-Spektralschätzung verbessert sich bei einer noch höheren Überlappung der Segmente nicht weiter, da die Segmente mit ansteigender Überlappung immer abhängiger werden [OS95, Abs. 11.6.3]. Die Fourier-Transformierten dieser Segmente bilden die STFT $X(f, t)$. Mit

$$S_l(f, t) = |X(f, t)|^2 \quad (4.1)$$

erfolgt die Darstellung als Leistungsdichte, die hier zunächst noch linear dargestellt ist. $S_l(f, t)$ bzw. die gefilterten Varianten werden in dieser Arbeit als Spektrogramm (*engl.* spectrogram) bezeichnet. Synonym hierzu wird in manchen Veröffentlichungen der Begriff Wasserfalldiagramm verwendet [Bla08]. Es ergibt sich jedoch immer ein Trade-off zwischen einer langen FFT, die zu einer hohen Frequenzauflösung führt, und einer kurzen FFT, die zu einer hohen zeitlichen Auflösung führt. Die Frequenzauflösung wurde für die in dieser Arbeit evaluierten GSM- und ISM-Band-Szenarien auf

$$\Delta f = B/N_{\text{FFT}} = 15,6 \text{ kHz} \quad (4.2)$$

festgelegt, was mit $N_{\text{FFT}} = 512$ korrespondiert. N_{FFT} bleibt in dieser Arbeit konstant und wird nur in Abschnitt 4.4.2 zur Untersuchung des Einflusses der Frequenzauflösung verändert. Die diskrete Frequenzvariable wird als

$$f = -B/2, -B/2 + \Delta f, \dots, B/2 - \Delta f \quad (4.3)$$

definiert. Die Zeitdauer eines FFT-Segments folgt als

$$T_{\text{FFT}} = N_{\text{FFT}} \cdot T_s = N_{\text{FFT}}/B = 64 \mu\text{s}. \quad (4.4)$$

Da die Segmente um 50 % überlappen, beträgt der Abstand zwischen zwei Kurzzeit-Spektralschätzungen $\Delta t = 32 \mu\text{s}$. Die diskrete Zeitvariable wird als

$$t = \Delta t, 2\Delta t, \dots, N_T \Delta t \quad (4.5)$$

definiert, wobei N_T die Anzahl der Kurzzeit-Spektralschätzungen darstellt.

4.2.2 Spektrogramm-Filterung

Die Auswertung von Simulationen und Messungen hat wie zu erwarten bestätigt, dass der Spektralschätzung vor der weiteren Segmentierung eine Filterung zur Unterdrückung des Rauschens folgen muss. Hier können zunächst die zahlreichen in

der Bildverarbeitung eingesetzten Verfahren verwendet werden. So kann $S_l(f, t)$ mit einem Kern mit konstanten Werten oder mit gaußförmiger Gewichtung gefaltet werden. Ein Kern (*engl.* kernel) bezeichnet dabei das Muster der Gewichte eines linearen Filters [FP03, Abs. 7.1.1]. Ebenso kann wie auch in [Öne04] ein Median-Filter eingesetzt werden, das die Kanten besser erhält als eine Mittelung [SS01]. Weitere Filtertypen inklusive adaptiver Methoden werden in [Umb99, FP03, SS01] beschrieben.

Da es sich hier aber nicht um eine Verarbeitung klassischer Bilder, sondern um eine Spektralschätzung handelt, orientiert sich die Auswahl des Filterungsverfahrens in dieser Arbeit an der in der Spektralschätzung am häufigsten verwendeten Welch-Methode [KK98]. So wird $S_l(f, t)$ im Welch-Verfahren über eine vorgegebene Anzahl an Zeitpunkten mit identischer Gewichtung gemittelt. Die Mittelung hat darüber hinaus den Vorteil, dass die Energie erhalten bleibt. Da die Spektralschätzung jedoch nach der Kanalsegmentierung noch für eine zeitliche Modellbildung verwendet wird, sollte nicht über eine zu hohe Anzahl an Zeitpunkten gemittelt werden. Daher wird in dieser Arbeit, wie in [DPBGRM91] vorgeschlagen, auch eine Mittelung in Frequenzrichtung verwendet. Diese Mittelung in Frequenzrichtung ist wichtig, um vor der in der Kanalsegmentierung erfolgenden Detektion von Maxima durch Rauschen verursachte Maxima zu glätten. Nach der Mittelung erfolgt wie üblich eine logarithmische Darstellung in dB.

Zu Vergleichszwecken werden die beiden folgenden Mittelungsansätze verwendet: Zum einen wird $S_l(f, t)$ so gemittelt, dass ein Spektrogramm erhalten bleibt und damit auch der zeitliche Verlauf in die Kanalsegmentierung einbezogen werden kann. Zum anderen wird $S_l(f, t)$ in Zeitrichtung über alle N_T gemittelt. Dieses Vorgehen eignet sich nur eingeschränkt für instationäre Signale, weist aber in der nachfolgenden Kanalsegmentierung deutliche Geschwindigkeitsvorteile auf. Da die in den bisherigen Publikationen vorgeschlagenen Segmentierungsverfahren entweder auf dem einen oder dem anderen Ansatz beruhen, sollen hier beide Ansätze miteinander verglichen werden.

- Im **Spektrogrammansatz** wird $S_l(f, t)$ gemäß

$$S_a(f, t) = \frac{1}{(2M + 1)(2N + 1)} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N S_l(f + m\Delta f, t + n\Delta t) \quad (4.6)$$

gemittelt. Dabei werden zur Berechnung der Ränder von $S_a(f, t)$ die Wer-

te auf den Rändern von $S_l(f, t)$ nach außen in den nicht in (4.3) und (4.5) definierten Bereichen dupliziert. Es wird darauf verzichtet, $S_l(f, t)$ in diesen Bereichen gleich null zu setzen, da dies in $S_a(f, t)$ Minima an den Rändern verursachen würde, die nicht im Signal vorhanden sind. Diese Minima könnten in der Kanalsegmentierung evtl. als eigene Maxima interpretiert werden und könnten die Rauschleistungsichte-Schätzung \hat{N}_0 beeinträchtigen.

Die Operation in (4.6) ist die Faltung von $S_l(f, t)$ mit einem Filter-Kern der Abmessungen

$$(2N + 1) \times (2M + 1) \quad (4.7)$$

und den Gewichten

$$1/((2M + 1)(2N + 1)). \quad (4.8)$$

Die Filterung in (4.6) wird auch Englisch als „Box Filter“ bezeichnet [SS01, Abs. 5.4]. Wird $S_a(f, t_0)$ nur für einen einzelnen festen Zeitpunkt t_0 bestimmt und $M = 0$ gesetzt, entspricht $S_a(f, t_0)$ der klassischen Welch-Spektralschätzung.

In [Öne04, Abs. 4.2.1] wird ein Filter eingesetzt, das eine Länge von 53 Frequenzbins hat. Da in dieser Arbeit aber $S_l(f, t)$ nicht nur für einen Zeitpunkt zur Verfügung steht, kann $N > 0$ gewählt werden. Dies ermöglicht eine Verringerung von M und damit die Detektion schmalbandigerer Transmitter. Mit $M > N$ wird stärker in Frequenzrichtung als in Zeitrichtung gemittelt, da die nachfolgende Kanalsegmentierung auf einer Detektion von Maxima basiert. Daher sollten Maxima in Frequenzrichtung, die nur durch Rauschen verursacht werden, so gut wie möglich unterdrückt werden. In der in Kap. 5 beschriebenen zeitlichen Modellbildung werden in $S_a(f, t)$ keine Maxima detektiert, daher ist $M > N$ auch für den Einsatz der Schätzung in der zeitlichen Modellbildung sinnvoll. In dieser Arbeit werden $M = 4$ und $N = 2$ verwendet. In diesem Fall liegt die Gesamtgröße des Filters von $(2M + 1)(2N + 1) = 45$ in der Größenordnung der in [Öne04] gewählten Filterlänge von 53. Beide Parameter M und N können noch weiter optimiert werden. Nach der Mittelung erfolgt eine Darstellung in dB:

$$S(f, t) = 10 \log_{10} S_a(f, t) \quad (4.9)$$

Bild 4.1 zeigt $S(f, t)$ für ein GSM-Szenario, das mit dem in Abschnitt 2.1.1 beschriebenen USRP aufgezeichnet wurde.

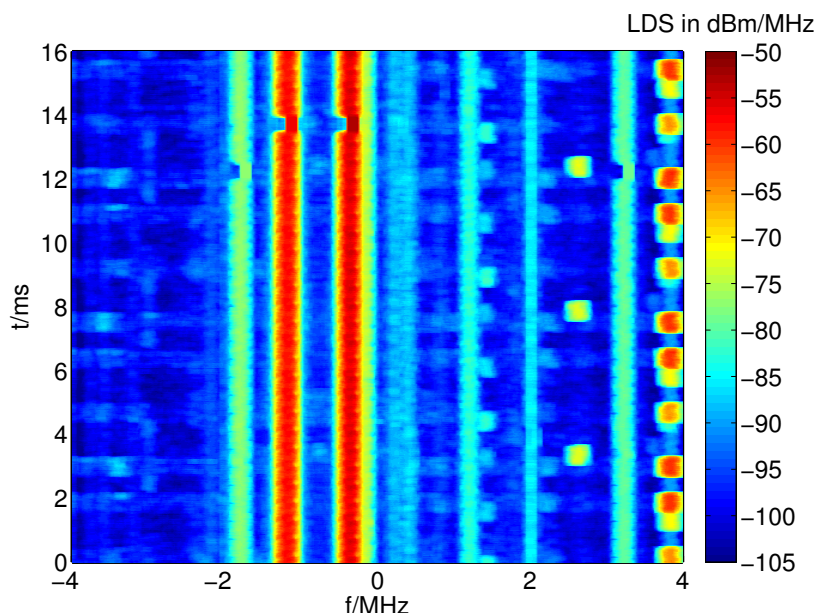


Bild 4.1 Spektrogramm eines GSM-Szenarios

- Im **mittleren LDS-Ansatz** wird mit

$$S_a(f) = \frac{1}{(2M + 1)N_T} \sum_{m=-M}^M \sum_{n=1}^{N_T} S_l(f + m\Delta f, n\Delta t) \quad (4.10)$$

über einen längeren Zeitraum gemittelt. Um eine Vergleichbarkeit zum Spektrogrammansatz zu erreichen, wird $M = 4$ gesetzt. (4.10) kann auch als Faltung mit einem Kern der Abmessungen $1 \times (2M + 1)$ und Gewichte $1/(2M + 1)$ sowie einer anschließenden Mittelung über alle Zeitpunkte betrachtet werden. Auch hier erfolgt nach der Mittelung die Darstellung in dB:

$$S(f) = 10 \log_{10} S_a(f) \quad (4.11)$$

Bild 4.2 zeigt $S(f)$ für die in Bild 4.1 dargestellten Daten.

Bild 4.3 zeigt ein Blockschaltbild mit den beiden alternativen Ansätzen zur Spektralschätzung. Die Kanalsegmentierung baut in dieser Arbeit auf der logarithmischen Darstellung auf.

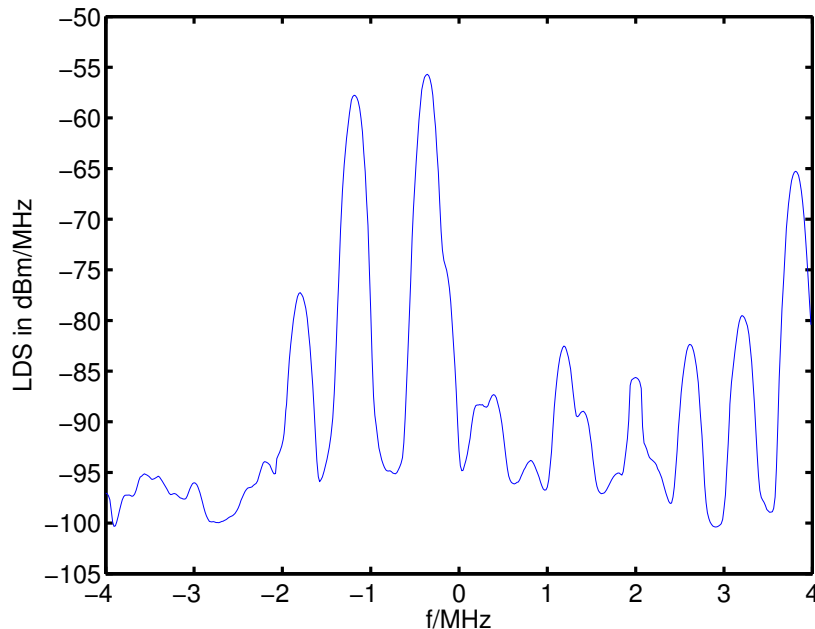


Bild 4.2 LDS des in Bild 4.1 dargestellten GSM-Szenarios

4.3 Segmentierung von Leistungsdichtespektren

In diesem Abschnitt werden Verfahren zur Kanalsegmentierung behandelt, die zunächst nur das mittlere LDS $S(f)$ oder einen Ausschnitt des Spektrogramms $S(f, t_0)$ für einen festen Zeitpunkt t_0 segmentieren. Der Ablauf dieser Verarbeitungsstufe unterscheidet sich für diese beiden Alternativen nicht, daher wird der Eingang in diese Verarbeitungsstufe unabhängig davon, ob es sich um $S(f)$ oder $S(f, t_0)$ handelt, als LDS bezeichnet. Der Ablauf unterscheidet sich erst wieder nach Abschluss dieser Verarbeitungsstufe: Im Spektrogrammansatz müssen die Segmentierungsergebnisse für die einzelnen Zeitpunkte noch fusioniert werden, bei Verwendung des über alle Zeitpunkte gemittelten LDS ist dies nicht notwendig. Verfahren, die Spektrogramme direkt segmentieren, werden in Abschnitt 4.5 beschrieben.

CSeg ist der erste in diesem Abschnitt evaluierte Algorithmus. Für eine detaillierte Beschreibung wird auf [Lie96] verwiesen. In diesen Untersuchungen wurden nur geringe Modifikationen an diesem Algorithmus vorgenommen.

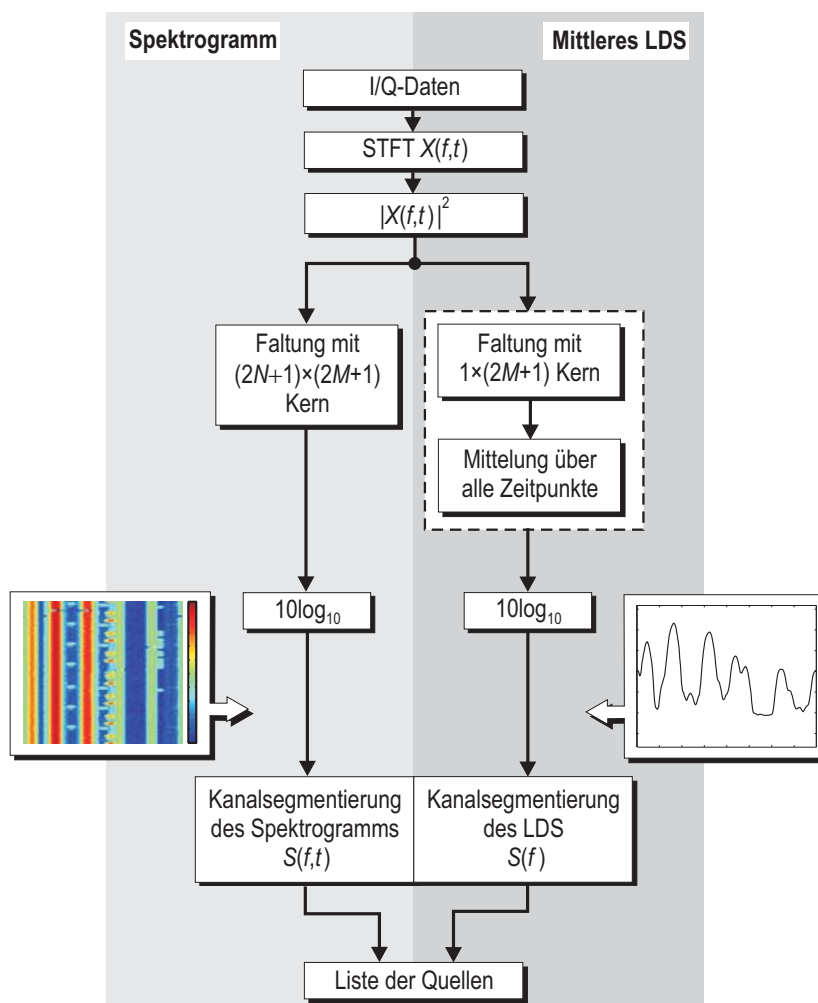


Bild 4.3 Blockschaltbild der Spektralschätzung für die beiden alternativen Ansätze

Self-Splitting Competitive Learning Algorithmus

Der SSCL wird in dieser Arbeit eingesetzt, um Häufungen bzw. Cluster in Datensätzen aufzufinden. Die besondere Stärke dieses Algorithmus liegt darin, dass dieser selbstständig die Anzahl an Clustern identifizieren kann. Die Zentren dieser Cluster werden dabei als Quantisierungsstufen oder auf Englisch als „Centroids“ bezeichnet. Da der SSCL zufällige Initialisierungen einsetzt, können die Resultate sich auch bei identischen Eingangsdaten unterscheiden. Für eine genauere Darstellung des Algorithmus wird auf [ZL02] verwiesen.

4.3.1 SSCL-basierte Kanalsegmentierung

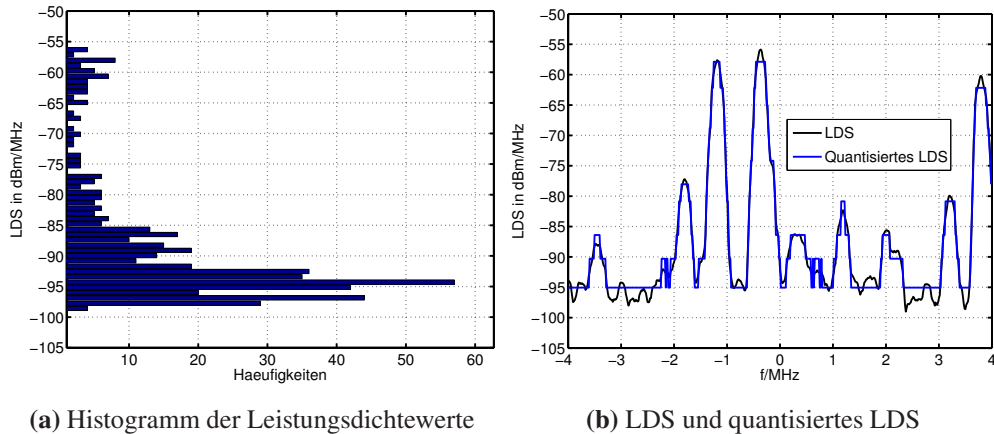
Das Ziel der Segmentierung besteht darin, belegte und nicht belegte Bereiche voneinander zu unterscheiden sowie unterschiedliche, aber spektral teilweise überlappende Transmitter voneinander zu trennen. Der Ablauf der Kanalsegmentierung kann in zwei Schritte unterteilt werden:

1. **Detektion:** Zum einen muss entschieden werden, welche Frequenzbereiche als belegt bzw. als nicht belegt betrachtet werden. Zum anderen muss entschieden werden, ob ein Maximum im LDS als separater Transmitter aufgefasst wird oder einem benachbarten Transmitter zugeordnet wird.
2. **Schätzung:** Nach Abschluss der Detektion sind die Mittenfrequenzen und Bandbreiten der einzelnen detektierten Transmitter zu schätzen.

Die auf dem SSCL basierende Kanalsegmentierung orientiert sich an [Öne04] und ist folgendermaßen aufgebaut:

- **Clusterbildung / Quantisierung des LDS**

Bild 4.4(b) zeigt den Ausschnitt $S(f, t_0)$ zum Zeitpunkt $t_0 = 380\Delta t = 12,16$ ms des in Bild 4.2 dargestellten Spektrogramms. Die Werte des dargestellten LDS werden in einen Vektor \mathbf{v} geschrieben. Nun soll in diesen Leistungsdichtewerten nach Häufungen bzw. Clustern gesucht werden. In Bild 4.4(a) ist das Histogramm der Leistungsdichtewerte aufgetragen. Bei der Verteilung um -95 dBm/MHz kann man davon ausgehen, dass es sich um die Leistungsdichte des Rauschens handelt. Bei den höheren Leistungsdichtewerten ergeben sich ebenfalls Häufungen. Der SSCL-Algorithmus wird nun



(a) Histogramm der Leistungsdichtewerte

(b) LDS und quantisiertes LDS

Bild 4.4 Ausschnitt von $S(f, t_0)$ zum Zeitpunkt $t_0 = 380\Delta t = 12,16$ ms des in Bild 4.2 dargestellten Spektrogramms

dazu eingesetzt, innerhalb des Vektors nach diesen Häufungen bzw. Clustern zu suchen. Wie in [ZL02] vorgeschlagen, wird zur Clustering $\epsilon = 0,02(\max(\mathbf{v}) - \min(\mathbf{v}))$ verwendet.

Da das Bild 4.4(a) ausschließlich der Illustration dient, spielt die Breite der Histogramme im weiteren Ablauf keine Rolle. Nach dem Auffinden der Cluster durch den SSCL werden die Leistungsdichtewerte ihren jeweiligen Quantisierungsstufen zugeordnet, es ergibt sich dadurch das ebenfalls in Bild 4.4(b) dargestellte quantisierte LDS. Die Quantisierungsstufe mit der geringsten Leistungsdichte wird im Weiteren als \hat{N}_0 verwendet. Da dieses Band stark belegt ist, ist davon auszugehen, dass \hat{N}_0 durch die Interferenzen etwas erhöht wurde.

• Morphologische Operationen

Nach der Quantisierung werden morphologische Operationen zur Entfernung kleinerer Artefakte eingesetzt. Bild 4.5 zeigt den Ablauf dieser Operationen; dabei wird ein Ausschnitt der in Bild 4.4(b) dargestellten Daten gezeigt. Zunächst wird eine Erosion eingesetzt, die die Objekte an den Kanten verkleinert (erodiert). Darauf folgt eine Dilatation, die die Objekte ausdehnt. Diese Abfolge von Erosion und Dilatation wird auch auf Englisch als „Opening Operation“ bezeichnet und entfernt alle Spitzen, die kleiner als das strukturierende Element sind. Dieses Element hat in dieser Arbeit die Länge 5, wobei hier noch Optimierungsbedarf besteht. Kleine Vertiefungen werden

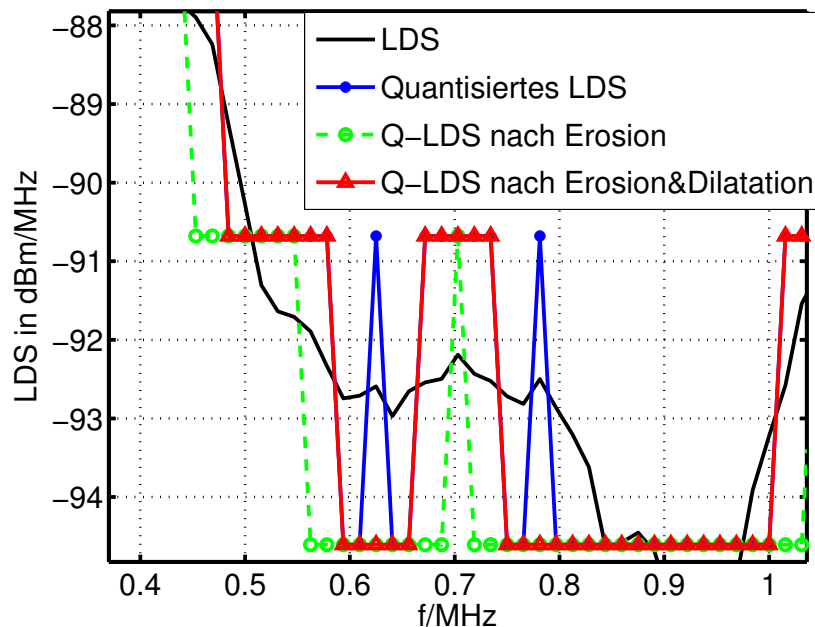


Bild 4.5 Ablauf der morphologischen Operationen für einen Ausschnitt der Daten aus Bild 4.4(b)

mit diesem Operator jedoch nicht geschlossen; hierzu müssten Erosion und Dilatation in umgekehrter Reihenfolge ablaufen. Ein zusätzliches Maximum im quantisierten LDS führt im weiteren Ablauf immer zur Detektion eines eigenen Transmitters. Durch den Einsatz des Opening Operators soll die Detektion kleiner, nur durch Rauschen verursachter Spitzen verhindert werden und damit die Falschalarmwahrscheinlichkeit verringert werden. In [Öne04] wird der Operator auf einem binarisierten LDS eingesetzt. Da in dieser Arbeit jedoch auch spektral teilweise überlappende Transmitter voneinander getrennt werden sollen, werden die morphologischen Operationen auf einem LDS mit mehreren Quantisierungsstufen durchgeführt. Dies entspricht im Bildverarbeitungskontext einer Morphologie auf graustufigen Bildern. Das quantisierte LDS nach der Opening Operation ist damit fast überall wieder äquivalent zum quantisierten LDS, lediglich die Spitzen bei 0,63 MHz und 0,78 MHz wurden entfernt (siehe Bild 4.5). Für eine detailliertere Beschreibung der morphologischen Operationen wird auf [Umb99] verwiesen.

- **Bestimmung der Transmitter**

Anhand des quantisierten LDS nach Ablauf des Opening Operators kön-

nen die belegten bzw. nicht belegten Bereiche bestimmt werden sowie spektral überlappende Transmitter voneinander getrennt werden. Alle Bereiche, die der Quantisierungsstufe mit der geringsten Leistungsdichte zugeordnet werden, werden als nicht belegt betrachtet. Werden innerhalb eines als belegt erkannten Bereiches Tiefpunkte detektiert, werden die belegten Bereiche an diesen Tiefpunkten aufgetrennt und separate Transmitter bestimmt. Ist der Tiefpunkt über einen Frequenzbereich mit konstanter Quantisierungsstufe ausgedehnt, erfolgt die Trennung in der Mitte dieses Frequenzbereiches. Mit diesem Schritt ist die Detektion der Transmitter abgeschlossen und die Start- und Stoppfrequenzen der Transmitter werden gespeichert. Damit wird im Folgenden auch vollständig vom Vorgehen in [Öne04] abgewichen. Auf einen erneuten Ablauf des SSCL für einzelne belegte Bereiche wird verzichtet, um die Anzahl an Parametern zu reduzieren.

- **Schätzung der Mittenfrequenz und Bandbreite durch Parabelapproximation** Für jeden detektierten Transmitter sollen die jeweilige Mittenfrequenz und die 3-dB-Bandbreite geschätzt werden. Hierzu wird das nicht quantisierte LDS von der Start- bis zur Stoppfrequenz eines detektierten Transmitters durch eine Parabel approximiert. Die Frequenz, an der die Parabel maximal wird, wird als Schätzung der Mittenfrequenz verwendet. Die 3-dB-Bandbreite der Parabel wird als Schätzung der 3-dB-Bandbreite des Transmitters eingesetzt. Bild 4.6 zeigt den Ablauf dieser Approximation für die in Bild 4.4(b) dargestellten Daten.

4.3.2 Zeitliche Nachverarbeitung der Segmentiererergebnisse

Wird der CSeg-Algorithmus oder der im vorhergehenden Abschnitt vorgestellte SSCL-basierte Kanalsegmentierungsalgorithmus zur Segmentierung des über alle Zeitpunkte gemittelten LDS eingesetzt, ist die Kanalsegmentierung ohne weitere Verarbeitung abgeschlossen. Werden diese Algorithmen jedoch zur schrittweisen Segmentierung von $S(f, t)$ eingesetzt, müssen die Resultate fusioniert werden. Bild 4.7 zeigt die geschätzten Mittenfrequenzen der durch den SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus detektierten Transmitter. Für diese geschätzten Mittenfrequenzen wird nun ein Histogramm gebildet, das in Bild 4.8 dargestellt ist. Die Bin-Breite des Histogramms beträgt dabei Δf . In den im Histogramm dargestellten Daten wird nun erneut nach Clustern gesucht. Dazu werden alle in Bild 4.7 dargestellten geschätzten Mittenfrequenzen in einen Vektor geschrieben und durch den

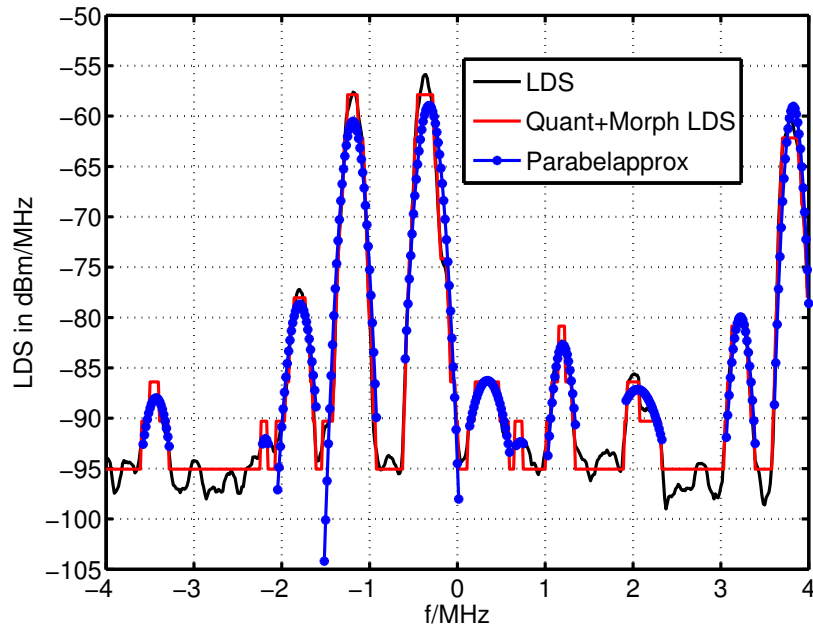


Bild 4.6 Parabelapproximationen für die detektierten Transmitter

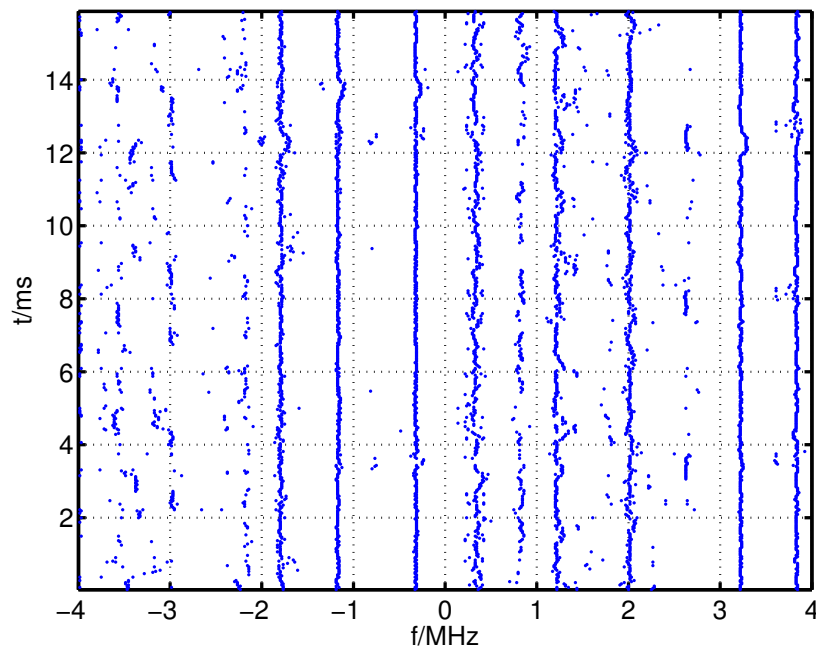


Bild 4.7 Geschätzte Mittenfrequenzen der durch den SSCL-basierten Algorithmus detektierten Transmitter

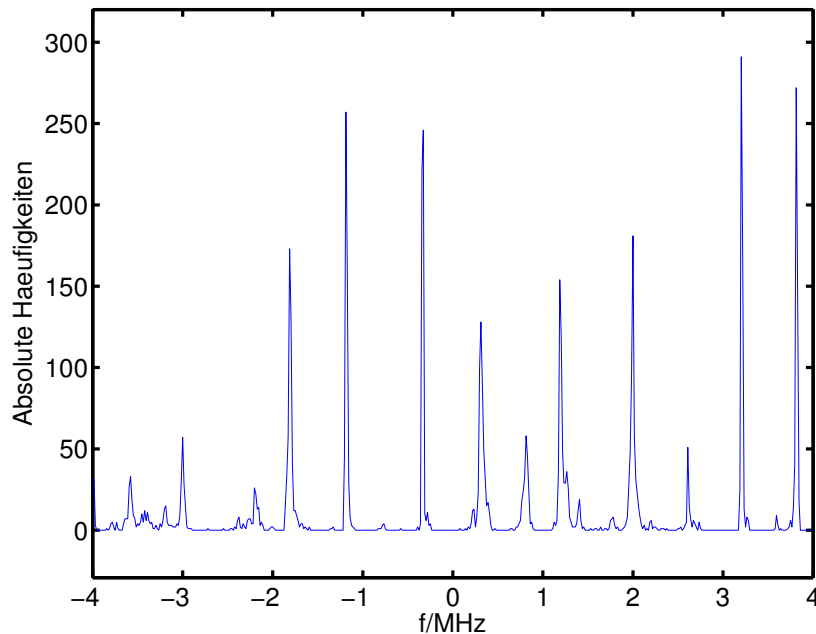


Bild 4.8 Histogrammdarstellung der in Bild 4.7 dargestellten geschätzten Mittenfrequenzen

SSCL quantisiert. Die Quantisierungsstufen ergeben die Mittenfrequenzen der fusionierten Kanalsegmentierung. Damit erfolgen die Detektion der Transmitter und die Schätzung ihrer Mittenfrequenzen in dieser Stufe in einem Schritt.

Erfolgt die schrittweise Segmentierung von $S(f, t)$, wie hier beschrieben, durch den SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus, wird in der Fusion $\epsilon = 0,005B$ gewählt. Wird jedoch CSeg zur Segmentierung der LDS verwendet, wird in der Fusion $\epsilon = 0,0015B$ gesetzt. Die geschätzten Mittenfrequenzen des SSCL-basierten Segmentierungsalgorithmus variieren stärker als die geschätzten Mittenfrequenzen des CSeg. Daher wird ϵ in der Fusion der Mittenfrequenzen des SSCL-basierten Segmentierungsalgorithmus größer gewählt, um die Teilung von zu einem Transmitter gehörenden Clustern zu verhindern. ϵ darf jedoch auch nicht zu groß gewählt werden, da sonst nur ein Transmitter der Mittenfrequenz f_c detektiert wird, wenn tatsächlich drei Transmitter bei den Frequenzen $f_c - u, f_c, f_c + u$ aktiv sind. In diesem Fall liegt der Schwerpunkt der drei Transmitter durch die Symmetrie auf dem mittleren Transmitter und erschwert damit den Clusterprozess. Die hier gewählten Werte für ϵ können noch abschließend optimiert werden.

Da der SSCL durch seinen zufälligen Ablauf nicht in allen Fällen identische Re-

sultate liefern muss, erfolgt in dieser Fusionsstufe eine mehrfache Ausführung des SSCL auf den gleichen Daten. Der Aufwand hierfür ist dabei gegenüber dem Aufwand zur schrittweisen Segmentierung des Spektrogramms zu vernachlässigen. Diese mehrfache Ausführung wird ausschließlich in der Fusion durchgeführt, da hier eine wenn auch selten auftretende Abweichung besonders deutliche Auswirkungen hat. Die durch den SSCL bestimmten Mittenfrequenzen werden nach jedem Durchlauf zunächst nach Frequenzen sortiert und dann in einen Vektor $\hat{\mathbf{f}}_l$ geschrieben, wobei $l = 1, \dots, 10$ den Durchlauf bezeichnet. Alternativ zu l wird im Weiteren auch $w = 1, \dots, 10$ als Laufvariable verwendet. Es wird dann $\hat{\mathbf{f}}_{l_{opt}}$ so ausgewählt, dass die Summe der quadratischen Abstände zu allen anderen $\hat{\mathbf{f}}_w$ minimal wird:

$$l_{opt} = \arg \min_l \sum_{w=1}^{10} \|\hat{\mathbf{f}}_l - \hat{\mathbf{f}}_w\|^2 \quad (4.12)$$

Die geschätzten Start- und Stoppfrequenzen können im zeitlichen Verlauf relativ stark schwanken, da sich die Leistungen verändern oder sich Transmitter nur zu einem Teil aller Zeitpunkte spektral überlappen können. Ebenso sind die Rauscheinflüsse auf Schätzung der Start- und Stoppfrequenzen relativ hoch. Daher werden sie nicht zur Fusionierung verwendet. Stattdessen kann untersucht werden, ob auch die 3-dB-Bandbreiten in die Fusion mit einbezogen werden sollen.

4.3.3 Konfiguration der Algorithmen

Die Algorithmen werden in insgesamt 4 Konfigurationen evaluiert, die zur besseren Übersicht in den Bildern 4.9 und 4.10 dargestellt sind:

1. **CSeg:** Mit dem CSeg Algorithmus wird das Spektrogramm $S(f, t)$ schrittweise für alle Zeitpunkte einzeln segmentiert und die Resultate durch den SSCL-Algorithmus fusioniert.
2. **SSCL_1D:** Das Spektrogramm $S(f, t)$ wird durch den SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus schrittweise für alle Zeitpunkte einzeln segmentiert und die Resultate durch den SSCL-Algorithmus fusioniert.
3. **CSeg_Mean:** Das über alle Zeitpunkte gemittelte LDS wird durch den CSeg-Algorithmus segmentiert.

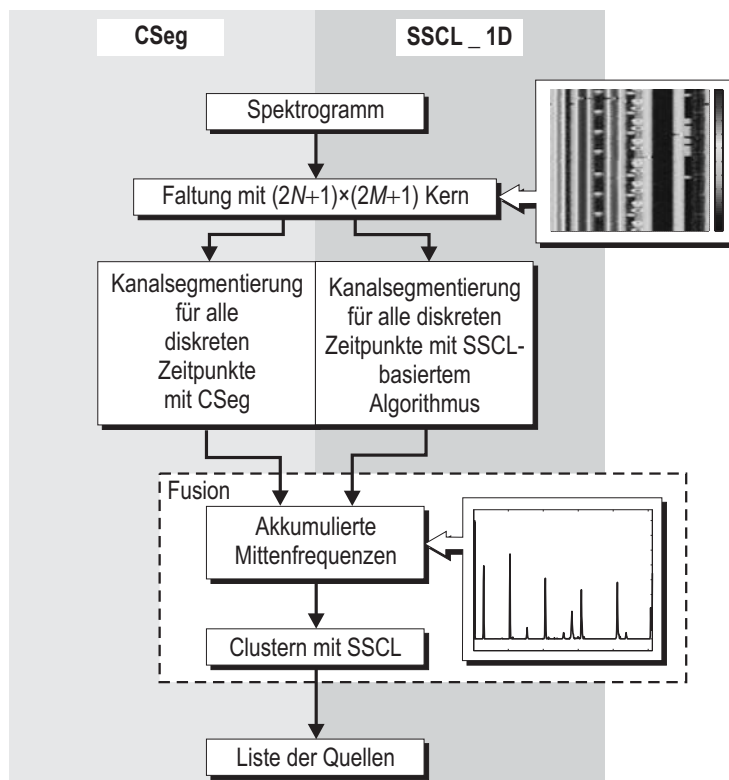


Bild 4.9 Ablauf der beiden alternativen Verfahren CSeg und SSCL_{1D}

4. **SSCL_Mean:** Das über alle Zeitpunkte gemittelte LDS wird durch den SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus segmentiert.

4.4 Evaluierung der Verfahren

Die Algorithmen werden durch Simulationen anhand des in Abschnitt 3.3.3 beschriebenen GSM evaluiert. Hierzu generiert eine GSM-Quelle I/Q-Daten. Die aktiven Quellen werden in dieser Simulation mit $a = 1, \dots, A$ bezeichnet. Dabei sind die Mittenfrequenz $f_{c,a}$, das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis SNR_a und der Duty Cycle γ_a einer Quelle veränderlich.

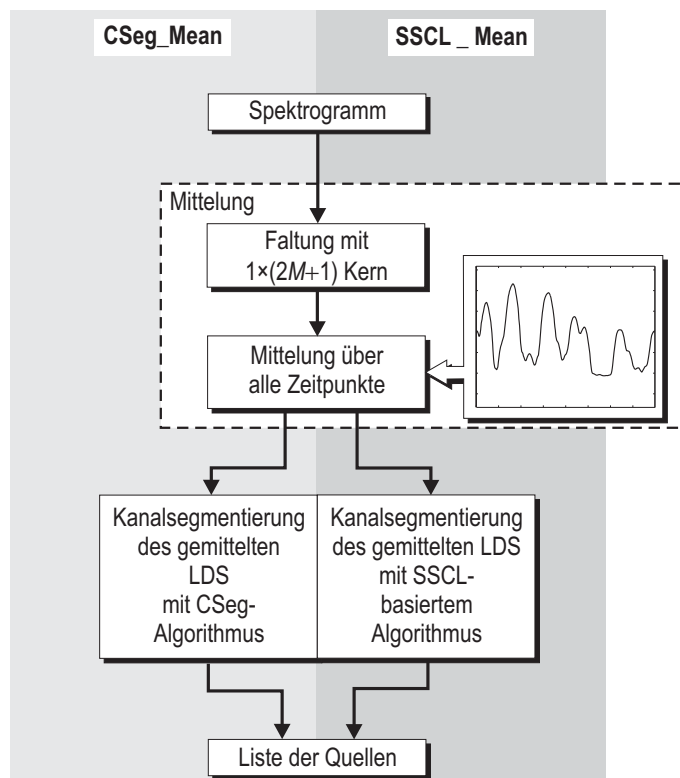


Bild 4.10 Ablauf der beiden alternativen Verfahren CSeg_Mean und SSCL_Mean

4.4.1 Qualitätsmaße

Um die Algorithmen bewerten zu können, müssen Qualitätsmaße entwickelt werden. Die Bewertung orientiert sich hier an den geschätzten Mittenfrequenzen der detektierten Quellen, da diese besonders wichtig sind. Dazu muss eine Zuordnung zwischen den aktiven und den detektierten Quellen erfolgen, wobei die detektierten Quellen in dieser Simulation mit $d = 1, \dots, D$ bezeichnet werden. Die zugehörige geschätzte Mittenfrequenz ist $\hat{f}_{c,d}$. Bild 4.11 zeigt das Vorgehen zur Zuordnung an einem Beispiel. Zunächst wird jeder aktiven Quelle eine detektierte Quelle so zugeordnet, dass die Mittenfrequenzen den geringsten Abstand aufweisen:

$$p(a) = \arg \min_d |f_{c,a} - \hat{f}_{c,d}|, \quad a = 1, \dots, A \quad (4.13)$$

Ebenso wird jeder detektierten Quelle eine aktive Quelle so zugeordnet, dass die Mittenfrequenzen den geringsten Abstand aufweisen:

$$q(d) = \arg \min_a |f_{c,a} - \hat{f}_{c,d}|, \quad d = 1, \dots, D \quad (4.14)$$

Diese Zuordnungen sind in Bild 4.11 durch Pfeile gekennzeichnet. Zeigen zwei Zuordnungen auf den Ausgangspunkt der jeweils anderen, ist eine korrekte Detektion wahrscheinlich. Wenn die beiden Zuordnungen nicht übereinstimmen, ist eine fehlerhafte Detektion anzunehmen.

Die Anzahl der Nichtentdeckungen ist definiert als

$$E = \sum_{a=1}^A 1 \{a \neq q(p(a))\} \quad (4.15)$$

und die Anzahl der Falschalarme als

$$F = \sum_{d=1}^D 1 \{d \neq p(q(d))\}. \quad (4.16)$$

Zur Bewertung des Schätzfehlers der Mittenfrequenzen wird ein quadratisches Gütemaß

$$G = \sum_{a=1}^A \left(f_{c,a} - \hat{f}_{c,p(a)} \right)^2 + \sum_{d=1}^D \left(f_{c,d} - \hat{f}_{c,q(d)} \right)^2 \quad (4.17)$$

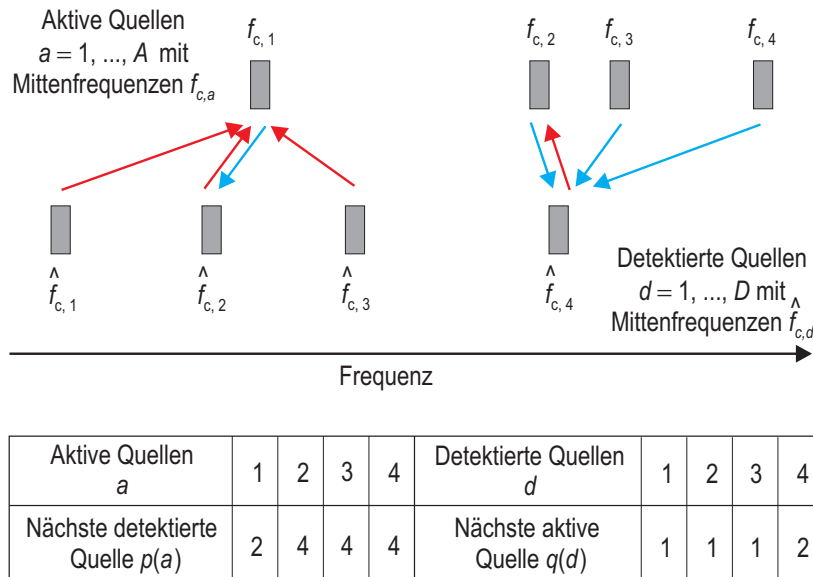


Bild 4.11 Zuordnung der detektierten Quellen zu den aktiven Quellen für ein Beispiel

definiert. Zur Bewertung der Algorithmen werden alle drei Maße benötigt, da zum Beispiel ein hohes G sowohl durch eine schlechte Schätzung als auch durch fehlerhafte Detektionen verursacht werden kann. Die drei Maße werden über die Simulationsläufe gemittelt und als E_m , F_m und G_m bezeichnet.

4.4.2 Szenarien und Simulationsergebnisse

In dieser Arbeit werden die Segmentierungsalgorithmen anhand dreier Simulationsszenarien untersucht. Dabei enthalten alle Szenarien fünf GSM-Quellen, wobei die meisten bis auf Verschiebungen der Mittenfrequenzen nicht verändert werden. Im ersten Szenario wird die Mittenfrequenz der Quelle 5 verändert, im zweiten wird die Leistung aller Quellen modifiziert und im dritten Szenario die FFT-Auflösung geändert.

Szenario 1

In diesem Szenario wird die Leistungsfähigkeit der Algorithmen bei der Trennung benachbarter Transmitter evaluiert. Tabelle 4.1 zeigt die Parameter der Quellen. $f_{c,5}$ wird geringfügig oberhalb von $f_{c,3}$ initialisiert und in 32 Simulationsschritten um jeweils 50 kHz erhöht und erreicht dann $f_{c,4}$. Damit entspricht nur jeder vierte

Quelle a	$f_{c,a}$	SNR_a	Duty Cycle γ_a
Quelle 1	-3,4 MHz	25 dB	100%
Quelle 2	-1,2 MHz	20 dB	
Quelle 3	1,2 MHz	45 dB	
Quelle 4	2,8 MHz	25 dB	
Quelle 5	Variabel	25 dB	50%

Tabelle 4.1 Signalparameter für das GSM-Szenario 1, Sweep der Mittenfrequenz von Quelle 5

Wert dem GSM-Kanalraster. Die Auflösung wurde dennoch so fein gewählt, um die Ergebnisse besser auf andere Systeme übertragen zu können. Die sonstigen Parameter der Quellen wurden so gewählt, dass keine zusätzlichen permanenten Fehler entstehen.

Zum Start ist die variable Quelle vollständig von der Quelle 3 mit $\text{SNR}_3 = 45$ dB überdeckt und bewegt sich dann in die Quelle 4 hinein, die ebenso wie die variable Quelle über ein $\text{SNR} = 25$ dB verfügt. Da die Kanalsegmentierung hier auf einer Spektralschätzung aufbaut, können die Algorithmen die zwei Quellen bei vollständiger Überlappung nicht auseinanderhalten. Dementsprechend zeigt Bild 4.12(b) auch im Mittel eine Nichtentdeckung bei vollständiger Überlappung der Quellen. Der minimale Frequenzabstand, den die Algorithmen zur Trennung der Transmitter benötigen, liegt zwischen 300 und 400 kHz für die Quelle mit $\text{SNR}_3 = 45$ dB und zwischen 200 und 300 kHz für die Quelle mit $\text{SNR}_4 = 25$ dB (siehe Bild 4.12(b) und 4.12(a)). Obwohl GSM ein nominales Kanalraster von 200 kHz hat, werden die Transmitter selten in diesem Abstand platziert, da die spektrale Maske deutlich breiter ist als 200 kHz.

Da sich für den SSCL_Mean bei $f_{c,5} = 1,85$ MHz keine Nichtentdeckungen bzw. Falschalarme ergeben (siehe Bilder 4.12(b) und 4.12(c)), ist davon auszugehen, dass es sich bei der Spitze in Bild 4.12(a) um einen Fehler handelt, der durch eine ungenaue Bestimmung der Start- oder Stopffrequenzen hervorgerufen wurde. Daraus folgend wurde wahrscheinlich die Schätzung der Mittenfrequenz durch die Parabelapproximation beeinträchtigt. Die Nichtentdeckungen des SSCL_1D bei $f_{c,5} = 2,1$ MHz wurden wahrscheinlich in der Fusionsstufe hervorgerufen.

Die Falschalarme bzw. Nichtentdeckungen des Cseg bei $f_{c,5} = 2,65$ MHz ergeben sich ebenfalls in der Fusionsstufe. Da die Quelle 5 über einen Duty Cycle von $\gamma_5 = 0,5$ verfügt, ergeben sich im Histogramm der Mittenfrequenzen für die beiden

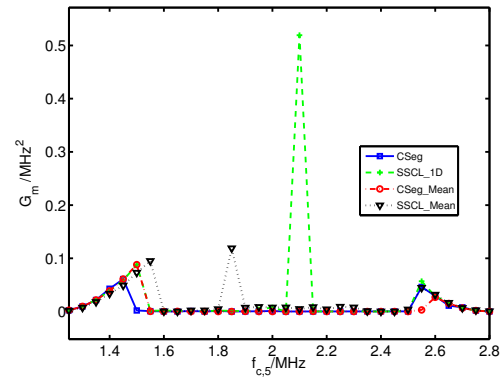
Quellen 4 und 5 drei dicht beieinanderliegende Häufungen. Zwei dieser Häufungen entstehen, wenn beide Quellen 4 und 5 aktiv sind. Da diese relativ nah beieinanderliegen, rutschen die geschätzten Mittenfrequenzen etwas auseinander. Die dritte Häufung im Histogramm der Mittenfrequenzen bei den Quellen 4 und 5 ergibt sich, wenn nur Quelle 4 aktiv ist. Aus diesen drei nah beieinanderliegenden Häufungen entstehen in der Fusionierung die Fehler. Da die Nichtentdeckungen bzw. falschen Alarmer nur im Übergangsbereich auftreten, ergeben sich jedoch, wie auch in Bild 4.12(a) bestätigt, keine großen Nachteile.

Szenario 2

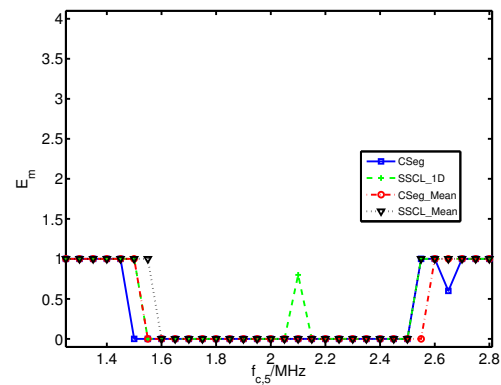
In diesem Szenario soll der Einfluss des SNR auf die Algorithmen getestet werden. Tabelle 4.2 zeigt die Parameter der GSM-Quellen. Die SNR-Werte sind relativ zum SNR_2 angegeben, da die Quelle 2 über die geringste Signalleistung verfügt. Die SSCL-Algorithmen detektieren die Transmitter auch bei prinzipiell niedrigeren Signalleistungen, da diese ihre Schwellwerte adaptieren (siehe Bild 4.13(b)). SSCL_1D zeigt in Bild 4.13(c) einige Falschalarme an. Es ist jedoch davon auszugehen, dass das Spektrogramm tatsächlich einige durch Rauschen bedingte Maxima enthält, die durch die adaptive Schwellwertbildung auch gefunden werden. Durch die lange Mittelung ergeben sich diese Falschalarme bei SSCL_Mean nicht.

Szenario 3

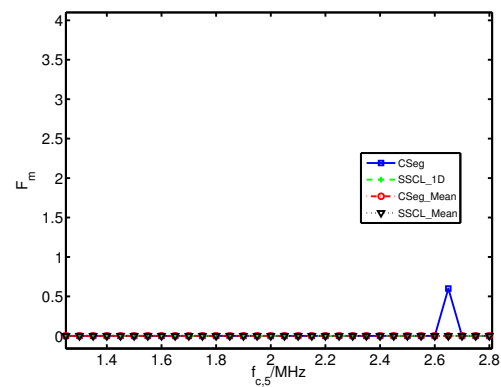
Szenario 3 dient der Untersuchung des Einflusses der Frequenzauflösung. Die Signalparameter sind in Tabelle 4.3 angegeben und sind ähnlich zu denen der Szenarien 1 und 2. N_{FFT} wird bei 64 initialisiert und in 6 Schritten um den Faktor 2 erhöht; insgesamt werden 4096 Frequenzbins erreicht. Alle Konfigurationen zeigen wie erwartet eine gute Leistung um die Hauptfrequenzauflösung $N_{\text{FFT}} = 512$ dieser Arbeit (siehe Bild 4.14). Wenn N_{FFT} zu klein wird, überlappen die Transmitter in der spektralen Darstellung und können daher nicht mehr getrennt werden. Bei $N_{\text{FFT}} = 64$ beträgt die Frequenzauflösung $\Delta f = 125$ kHz. Die Mittelungen in (4.6) bzw. (4.10) umfassen damit eine Frequenzbandbreite von 1 MHz. Durch diese Mittelung und die geringe Anzahl an Frequenzbins zwischen den Quellen 4 und 5 können diese beiden Quellen nicht mehr auseinandergehalten werden. Bei wachsendem N_{FFT} werden auch die Nebenmaxima der Quellen im Spektrum dargestellt und die Algorithmen erkennen diese als separate Transmitter. Es sollte ebenfalls angemerkt werden, dass das GMSK-Modulationsverfahren sich zwischen zwei Maxima mit dem Abstand 66 kHz bewegt. Auch in diesem Szenario werden durch den



(a)



(b)



(c)

Bild 4.12 Szenario 1: Sweep der Mittenfrequenz der Quelle 5

Quelle a	$f_{c,a}$	SNR_a	Duty Cycle γ_a
Quelle 1	-3,4 MHz	$\text{SNR}_2 + 5 \text{ dB}$	100%
Quelle 2	-1,2 MHz	SNR_2	
Quelle 3	1,2 MHz	$\text{SNR}_2 + 25 \text{ dB}$	
Quelle 4	2,8 MHz	$\text{SNR}_2 + 5 \text{ dB}$	
Quelle 5	3,4 MHz	$\text{SNR}_2 + 5 \text{ dB}$	

Tabelle 4.2 Signalparameter für das GSM-Szenario 2, Veränderung der Signalleistungen

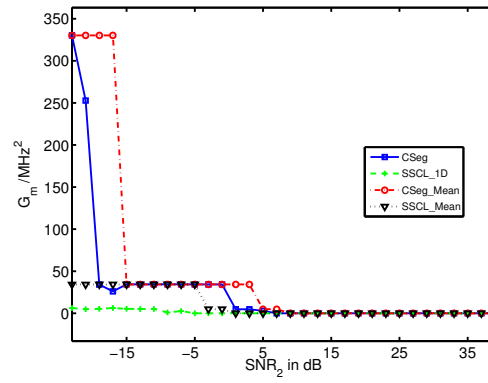
SSCL_Mean wegen der langen Mittelung weniger Maxima erkannt als durch den SSCL_1D. Die CSeg-Konfigurationen zeigen eine gute Leistung.

Die Algorithmen werden eingesetzt, um verschiedene Quellen voneinander zu trennen, und werden auch unter dieser Vorgabe evaluiert. Die untersuchten Algorithmen detektieren jedoch Maxima in der Spektraldarstellung. Dies ist nur dann weitgehend identisch zur Trennung von Quellen, wenn die Auflösung nicht zu fein ist und die Quellen sich nicht zu stark überlappen. Unabhängig von der sehr strikten Bewertung der Algorithmen eignet sich auch die Detektion von Nebenmaxima zur Signalisierung der spektralen Belegung. Selbst bei einer Auflösung von $N_{\text{FFT}} = 4096$ ergeben sich maximal 19 Falschalarme. Damit können im Mittel $4096/(19+5) = 171$ Frequenzbins zu einem Kanal zusammengefasst werden. Die weitere Erläuterung der Kompressionsfaktoren erfolgt in Kap. 5.

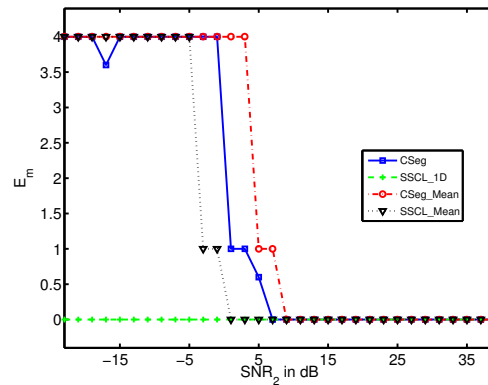
4.4.3 Segmentierung von Messdaten

In diesem Abschnitt werden die Algorithmen an GSM-Daten getestet, die mit dem USRP aufgezeichnet wurden. Die Algorithmen verarbeiten entweder das in Bild 4.1 dargestellte Spektrogramm oder das in Bild 4.2 dargestellte gemittelte LDS. Die Resultate der verschiedenen Algorithmen werden jedoch zur Bewertung jeweils in das Spektrogramm eingezeichnet. Die geschätzten Mittenfrequenzen $\hat{f}_{c,d}$ werden dabei durch eine durchgängige Linie und die Nummerierung mit d markiert. Die Kanalgrenzen werden hier zur besseren Übersicht nicht dargestellt. In diesem Abschnitt werden nur Segmentierungsergebnisse für dieses GSM-Szenario dargestellt, in Kapitel 5 folgt ein weiteres Szenario.

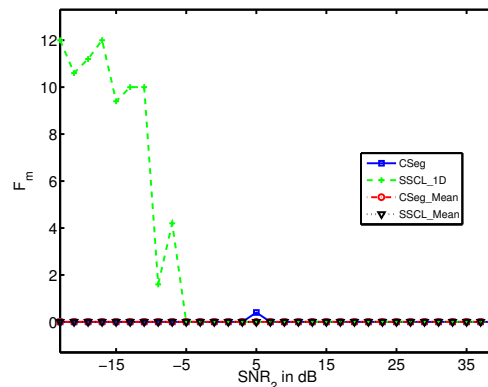
Zunächst ist festzustellen, dass alle Konfigurationen die deutlich ausgeprägten Kanäle finden. Auch ein Kanal mit einem geringen Duty Cycle, aber recht hoher Leis-



(a)



(b)



(c)

Bild 4.13 Szenario 2: Sweep der Sendeleistungen

Quelle a	$f_{c,a}$	SNR_a	Duty Cycle γ_a
Quelle 1	-3,4 MHz	25 dB	100%
Quelle 2	-1,2 MHz	20 dB	
Quelle 3	1,2 MHz	45 dB	
Quelle 4	2,8 MHz	25 dB	
Quelle 5	3,4 MHz	25 dB	

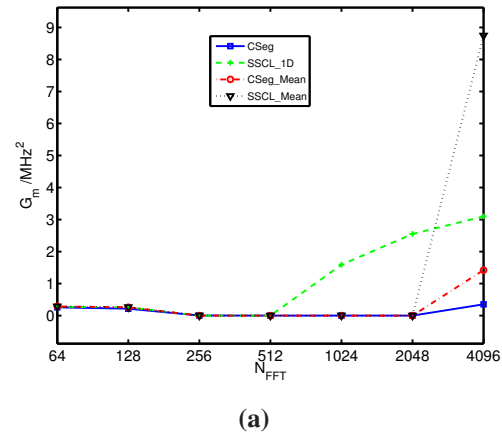
Tabelle 4.3 Signalparameter für das GSM-Szenario 3, Sweep der Frequenzauflösung

tung wie Kanal 13 aus Bild 4.15 wird von allen Konfigurationen detektiert. Es zeigt sich allerdings, dass die spektrogrammbasierten Konfigurationen auch die unregelmäßig belegten Kanäle mit geringerer Leistung auffinden können (wie die Kanäle 1-4 in Bild 4.17). Besonders schwierig zu detektieren ist jedoch zum Beispiel Kanal 11 aus Bild 4.17. Hier verschimmt ein Kanal mit nur geringem Duty Cycle mit dem benachbarten Kanal.

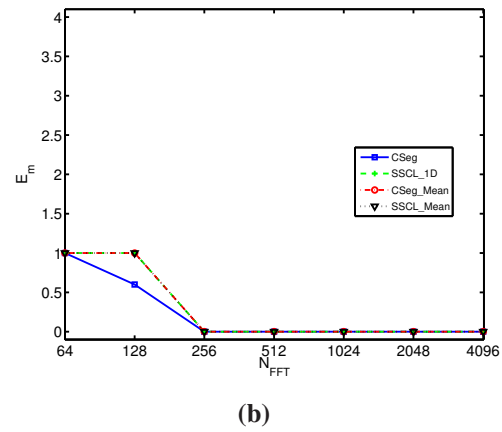
Es sollte jedoch angemerkt werden, dass nicht notwendigerweise auch alle im Spektrogramm erscheinenden Belegungen auch noch zu empfangen sein müssen. Eng benachbarte Kanäle können durchaus auch von verschiedenen weiter entfernt liegenden Stationen stammen und so interferieren, dass sie weder empfangen werden können noch durch die Segmentierung getrennt werden können.

4.4.4 Bewertung

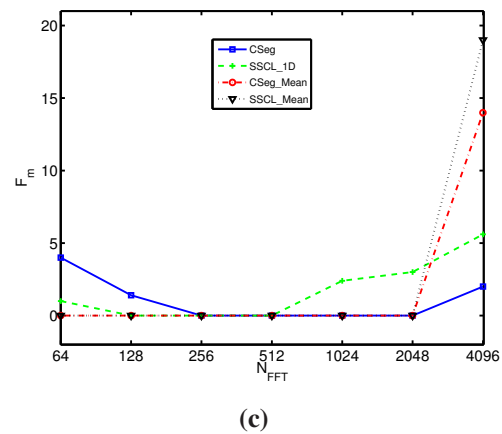
Sowohl die Simulationen als auch die Segmentierungen der Messdaten zeigen, dass prinzipiell alle Konfigurationen die starken Kanäle detektieren können. Die CSeg-Konfiguration zeigt insbesondere beim Frequenzsweep (siehe Bild 4.12) und bei der Veränderung der Frequenzauflösung (siehe Bild 4.14) eine gute und verlässliche Performance. Der SSCL_Mean kann jedoch im Vergleich zum CSeg die Quellen auch bei niedrigeren SNRs noch detektieren (siehe Bild 4.13). Der SSCL_1D weist eine nicht zu vernachlässigende Anzahl an Nichtentdeckungen und falschen Alarmen auf. Es ist anzumerken, dass die spektrogrammbasierten Konfigurationen einen deutlich höheren Rechenaufwand verursachen, da die Segmentierung für jeden Zeitpunkt einzeln durchgeführt wird. Da beim SSCL-basierten Kanalsegmentierungsalgorithmus die Quantisierungsstufen adaptiert werden, benötigt dieser einen höheren Rechenaufwand als der CSeg. Allerdings ist die Schätzung von \hat{N}_0 bei den SSCL-basierten Algorithmen besser. Diese Schätzung spielt bei der



(a)



(b)



(c)

Bild 4.14 Szenario 3: Sweep der FFT-Auflösung

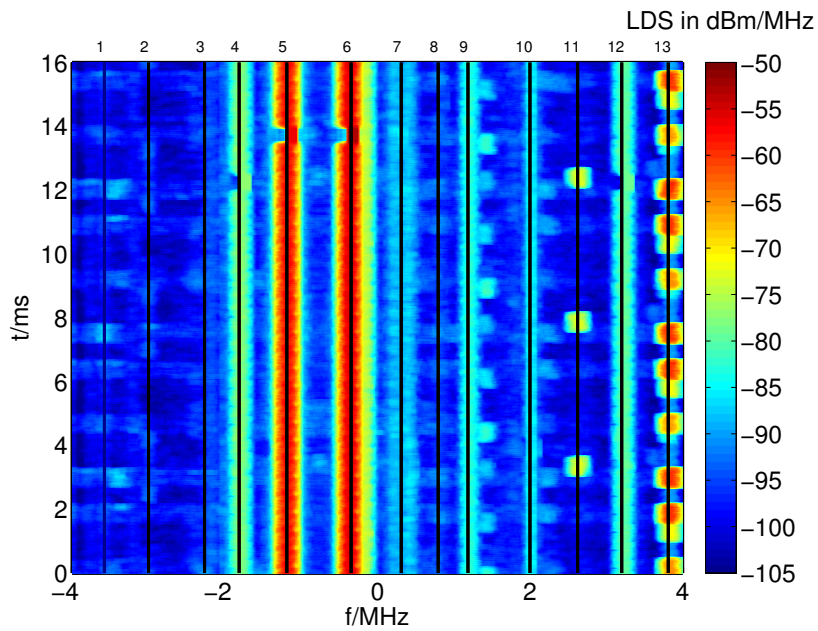


Bild 4.15 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch SSCL_1D

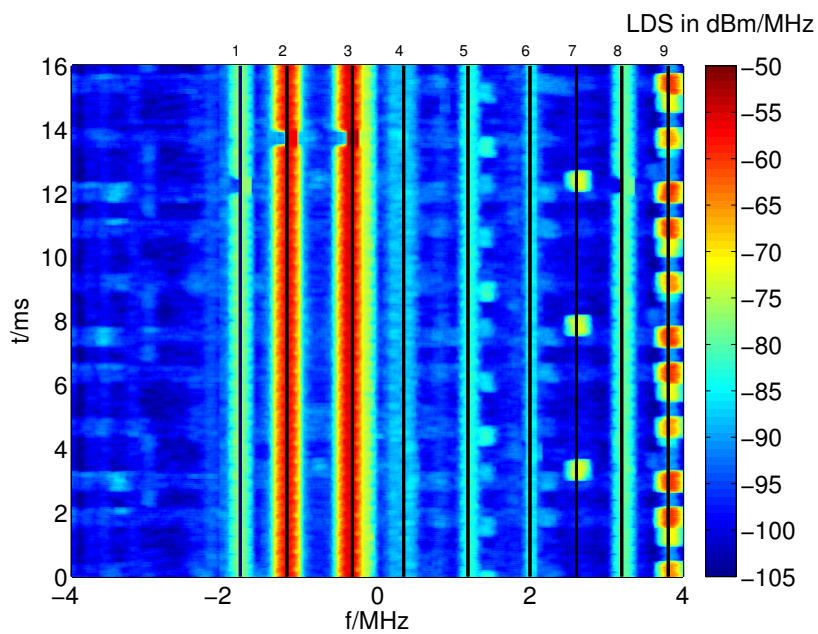


Bild 4.16 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch SSCL_Mean

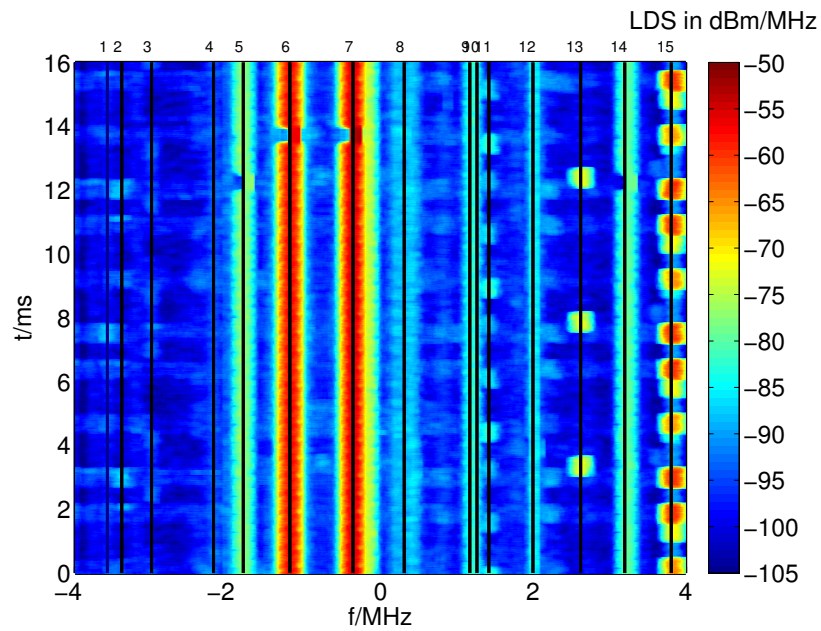


Bild 4.17 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch CSeg

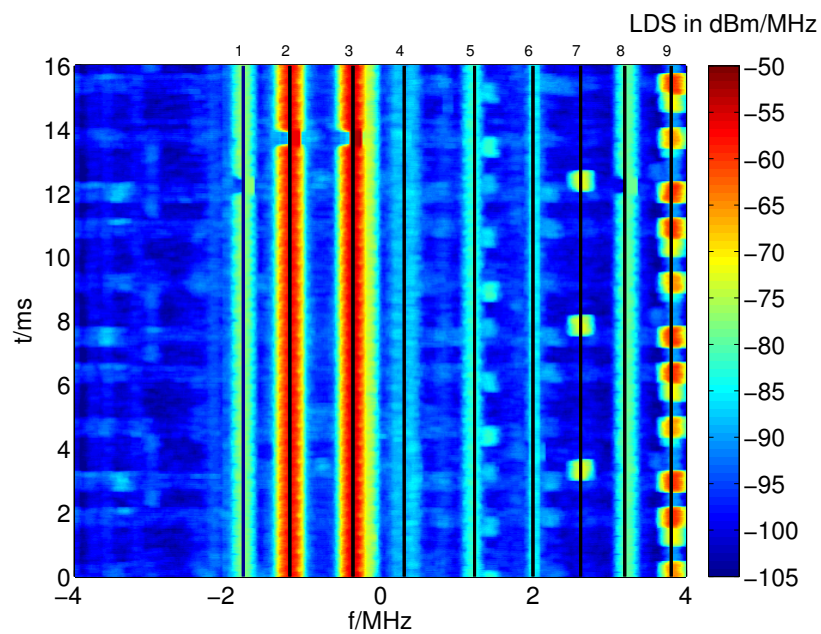


Bild 4.18 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch CSeg_Mean

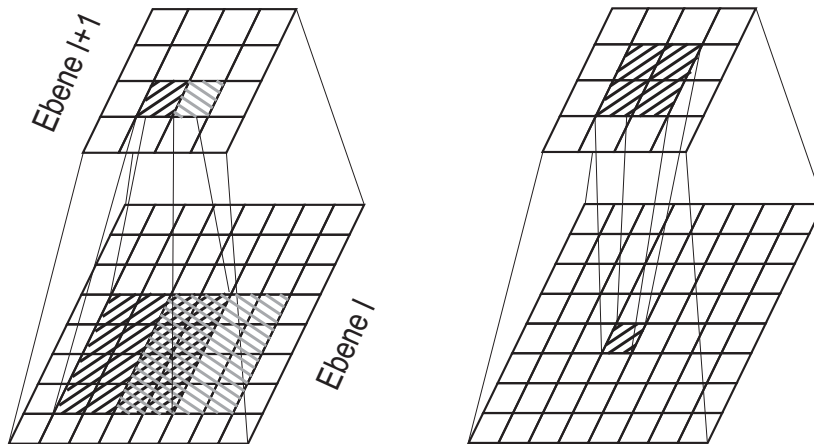


Bild 4.19 Zuordnung der Pixel im Pyramid Linking

in Kapitel 5 vorgestellten Signalisierung und Rekonstruktion eine wichtige Rolle. Aufgrund der Geschwindigkeitsvorteile der Mean-Konfigurationen, der besseren \hat{N}_0 -Schätzung und einer soliden Kanalsegmentierung wird im Weiteren der SSCL_Mean eingesetzt.

4.5 Segmentierung von Spektrogrammen

Um auch den zeitlichen Verlauf direkt in die Segmentierung einzubeziehen, bietet es sich an, Segmentierungsverfahren einzusetzen, die Spektrogramme ohne zeitliche Zerlegung segmentieren. In [Jäh05] wird das Pyramid-Linking-Verfahren zur Bildsegmentierung vorgeschlagen, da hier bis auf die Auswahl der Ebene keine Schwellwerte bestimmt werden müssen. Bild 4.19 zeigt das prinzipielle Vorgehen. Dabei werden die Pixel des Spektrogramms beginnend bei der untersten Ebene pyramidenförmig zusammengefasst. Die auf der jeweils unteren Ebene liegenden „Sohn“-Knoten werden dabei dem auf der nächsthöheren Ebene liegenden „Vater“-Knoten zugeordnet, bei dem die Abstände der Grauwerte am geringsten sind. Durch die Übereinanderschichtung der Ebenen entsteht eine Pyramidenstruktur. Für eine detailliertere Beschreibung wird auf [Jäh05, MMTB⁺06] verwiesen. In den Bildern 4.20, 4.21 und 4.22 wird die Segmentierung des GSM-Spektrogramms aus Bild 4.1 für verschiedene Ebenen dargestellt. Es zeigt sich, dass der Pyramid-Linking-Algorithmus nicht zur Segmentierung von Spektrogrammen geeignet ist.

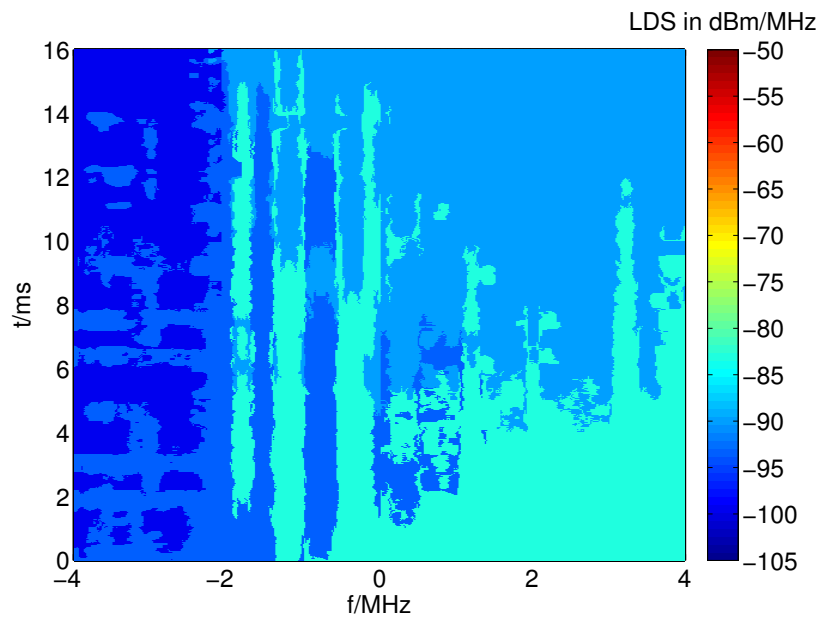


Bild 4.20 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch Pyramid Linking mit Ebene 4

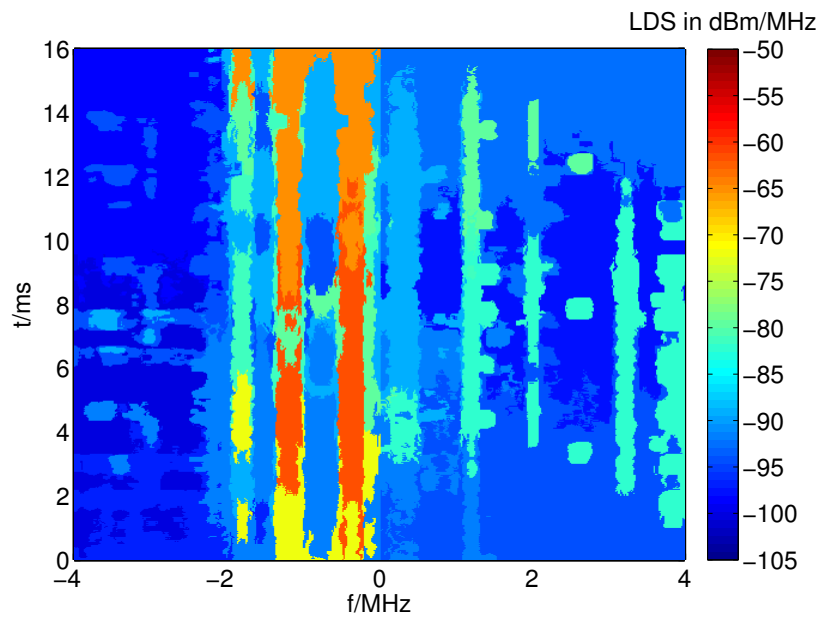


Bild 4.21 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch Pyramid Linking mit Ebene 16

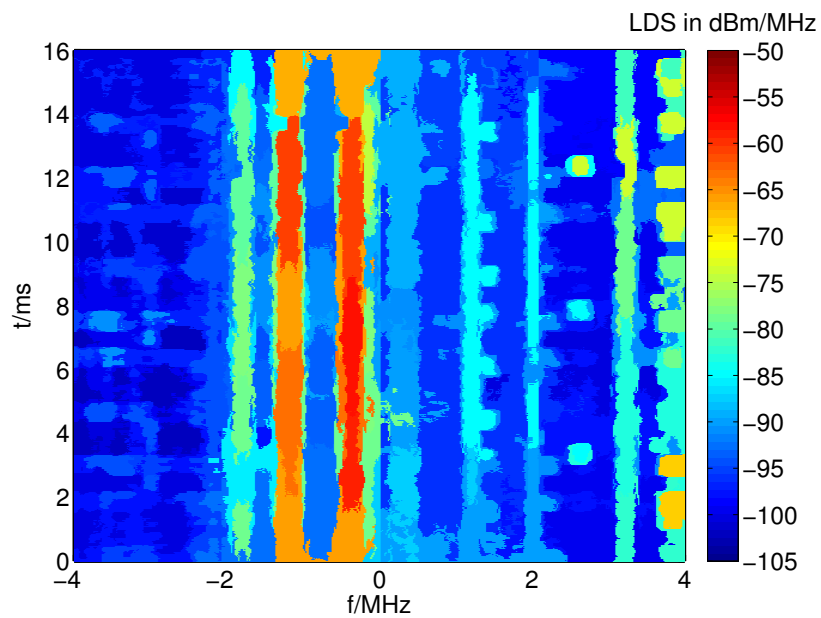


Bild 4.22 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch Pyramid Linking mit Ebene 64

5 Modellierung zeitperiodischer Vielfachzugriffsverfahren

5.1 Einführung

In diesem Kapitel wird die Modellierung kurzfristiger Periodizitäten der spektralen Belegung analysiert. So greifen viele digitale Übertragungssysteme mit einer periodischen Struktur auf das Spektrum zu. Die durch die PHY- und MAC-Schicht hervorgerufenen kurzfristigen Periodizitäten sollen erlernt werden, um die regelmäßig nicht benutzten Zeitintervalle wiederverwenden zu können. In einem TDMA-System können zum Beispiel regelmäßig nur bestimmte Bursts belegt sein oder in einem Beacon-basierten CSMA-System können über einen bestimmten Zeitraum nur wenige Nutzdaten übertragen werden.

Diese Periodizitäten in der Kanalbelegung ergeben sich aus verschiedenen Gründen: Da ein Teilnehmer auf einem Funkkanal nicht gleichzeitig senden und empfangen kann, muss die Kommunikation bei einem Duplexbetrieb entweder in getrennten Zeitintervallen oder in getrennten Frequenzbändern erfolgen. Das *Time Division Duplex* (TDD)-Verfahren, bei dem die Kommunikationspartner zeitlich gestaffelt auf den Funkkanal zugreifen, eignet sich gut, um auf einem Funkkanal einen Duplexbetrieb zu realisieren. Die Alternative zum TDD-Verfahren ist das FDD-Verfahren, bei dem für den Uplink- und Downlinkbetrieb zwei unterschiedliche Frequenzbänder eingesetzt werden. Da jedoch das gleichzeitige Senden und Empfangen auf benachbarten Frequenzen bei räumlich nah beieinanderliegenden Antennen recht aufwendig ist, wird meist TDD eingesetzt. Zur effizienten Signalisierung und Implementierung des TDD-Verfahrens bietet es sich an, die zeitliche Struktur nicht permanent zu ändern. Auch die in den Abschnitten 3.3.2 und 3.3.3 vorgestellten WLAN-, ZigBee- und GSM-Systeme weisen zeitliche Strukturen auf, die zwar zum Teil flexibel konfiguriert werden können, aber zumindest nach der Konfiguration konstant bleiben. Neben digitalen Kommunikationssystemen weisen aber auch andere Systeme Periodizitäten auf: Radarsysteme zeigen bei gleichmäßig rotierenden Antennen eine periodische spektrale Belegung. Die RF-Emissionen von Mikrowellenherden, die ebenfalls im 2,4-GHz-ISM-Band operieren, können sich an der Netzfrequenz orientieren [Gas02, S. 34].

Diese in der spektralen Belegung häufig vorhandenen Periodizitäten sollen nun so genutzt werden, dass ein Overlay-System in den freien Zeitintervallen übertragen kann. Da davon auszugehen ist, dass die Belegung insbesondere in den ISM-Bändern immer weiter zunimmt, sollten Overlay-Systeme auch in teilweise belegten Kanälen übertragen können. Da bei Kollisionen auf dem Funkkanal die Effizienz bei den meisten Systemen erheblich leidet, sollte das CR regelmäßig auftretende Belegungen kennen und dazu ein Kenntnis des Standards erwerben (siehe Abschnitt 3.4.2).

Wenn das CR das Kanalzugriffsverhalten eines Systems, wie in Abschnitt 3.5.1 beschrieben, nicht kennt, muss es Parameter schätzen. In diesem Kapitel werden daher Periodendauern geschätzt, die sich zum Beispiel durch die Rahmenlänge eines TDMA-Systems oder die Beacon-Länge eines Beacon-basierten CSMA-Systems ergeben.

Die im Weiteren beschriebenen Verfahren zur Schätzung der Periodendauern können noch für einen weiteren Zweck eingesetzt werden: Wie in Abschnitt 3.2.1 erläutert, kann durch die Schätzung der Periodendauer eines Systems ein Merkmal zur Identifikation bekannter Systeme gewonnen werden. Hierbei ist zu beachten, dass ein System auch je nach Belegung durchaus über verschiedene Periodendauern verfügen kann. Die Identifikation eines bekannten Systems dient dabei entweder zur Kommunikation mit diesem System oder dem Overlay dieses Systems.

5.1.1 Schätzung der Periode

Die Schätzung der Periode ist ein Forschungsfeld mit einer langen Tradition und Anwendungen in vielen Forschungsgebieten. Im Data-Mining-Kontext wird dieses Forschungsfeld auf Englisch als „Periodicity Detection“ bezeichnet [VYC05]. Eine der wichtigsten Anwendungen ist dabei die Schätzung der Grundfrequenz f_0 (*engl.* fundamental frequency estimation) im Bereich der Akustik. Dabei entspricht $T_0 = 1/f_0$ der kleinsten von null verschiedenen Verschiebung, die ein perfekt periodisches Signal unverändert lässt [Tsy07]. Jedoch ist die Analyse eines perfekt periodischen Sinus-Signals selten von Interesse, so dass Abweichungen von der Periode in Sprach- und Musiksignalen die f_0 -Schätzung beeinträchtigen können. Daher wird selbst nach Jahrzehnten intensiver Forschung weiter auf diesem Gebiet gearbeitet [Ger03, Tsy07].

[Ger03] enthält eine Einführung in die verwendeten Algorithmen. Im Zeitbereich kann hier zunächst die klassische Autokorrelation zur Schätzung der Periode ein-

gesetzt werden. Die Autokorrelationsfolge ist jedoch selbst wieder periodisch und zeigt auch Hochpunkte bei Vielfachen von T_0 . Ohne weitere Verarbeitung kann dieses Verfahren nicht zwischen T_0 und dessen Vielfachen unterscheiden. Da die T_0 -Schätzung für die weitere Verwendung in dieser Arbeit in der Regel eine höhere Genauigkeit als Δt aus (4.5) aufweisen muss, wird wie in [JS93] beschrieben eine Interpolation eingesetzt. Um unter anderem zwischen T_0 und dessen Vielfachen zu unterscheiden, wurde der YIN f_0 -Schätzer vorgeschlagen [dCK02]. Dieser wird aufgrund einer hohen Anzahl an Referenzierungen und guten Bewertungen im Weiteren auf seine Eignung zur Schätzung von Periodizitäten der spektralen Belegung analysiert. Als Referenzansatz wird das Autokorrelationsverfahren eingesetzt. [Ger03] beschreibt neben einigen weiteren Algorithmen zur f_0 -Schätzung auch das Cepstrum-Verfahren, das aber für aus Messdaten bestimmte Kanalleistungen keine überzeugenden Schätzungen lieferte. In [Kla03] wird eine Methode zur Schätzung mehrerer Grundfrequenzen vorgestellt. Dieser Artikel enthält ebenso wie [Tsy07] einen Überblick über ausgewählte Verfahren und zahlreiche weitere Referenzen.

5.2 Periode der Kanalleistung

Um den Aufwand für die Schätzung der Periodizitäten zu reduzieren und die folgende Signalisierung der Belegung effizient zu gestalten, wird nach der Kanalsegmentierung die Leistungsdichte über die jeweiligen Kanäle integriert und die Periode in jedem Kanal geschätzt. Die Daten des in Bild 5.1 dargestellten GSM-Spektrogramms sind weitgehend identisch mit den in Bild 4.1 dargestellten, allerdings wird zur verlässlichen Schätzung der Periode ein größerer zeitlicher Ausschnitt benötigt. Da in diesem Kapitel auch die Fähigkeiten zur Vorhersage von Belegungen getestet werden sollen, werden in der weiteren Verarbeitung zunächst nur die Daten der ersten $8192\Delta t = 262$ ms verwendet. Nach Abschluss der Schätzungen wird das Spektrogramm für $0, \dots, 375$ ms rekonstruiert. Der Ausschnitt 263 ms, $\dots, 375$ ms dieser Rekonstruktion ist eine Vorhersage und wird im Weiteren mit dem entsprechenden Ausschnitt aus Bild 5.1 verglichen. Bild 5.2 zeigt das LDS, das über den Ausschnitt $0, \dots, 262$ ms gemittelt ist. Dieses LDS wird durch den *SSCL-Mean* segmentiert und die Resultate werden in Bild 5.1 dargestellt. Da im Weiteren auch spektrale Bereiche überwacht bzw. rekonstruiert werden sollen, in denen die Kanalsegmentierung zunächst keine Belegungen festgestellt hat, erhalten diese Bereiche ebenso wie die als belegt erkannten Kanäle eine Kanalnummer $k = 1, \dots, K$. Die Kanalnummern der zunächst als nicht belegt erkannten Kanäle

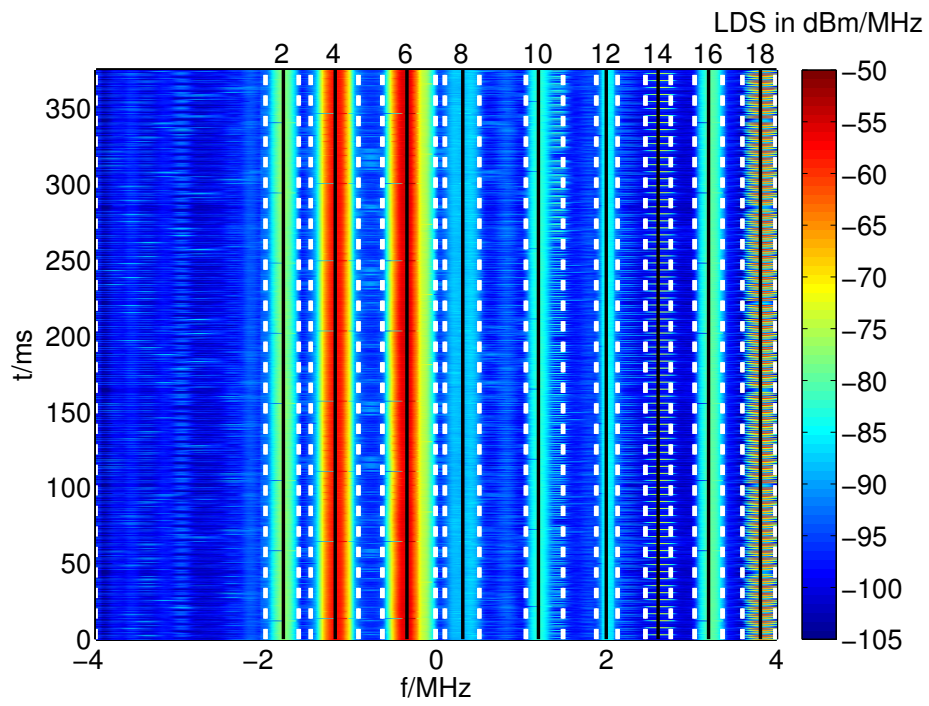


Bild 5.1 Segmentierung des GSM-Spektrogramms durch SSCL-Mean

sind in Bild 5.1 nicht dargestellt. Die geschätzten Mittenfrequenzen werden wie bisher durch eine durchgezogene Linie dargestellt. Die Kanalgrenzen, die sich aus den Start- und Stopffrequenzen ergeben, sind durch gestrichelte Linien dargestellt.

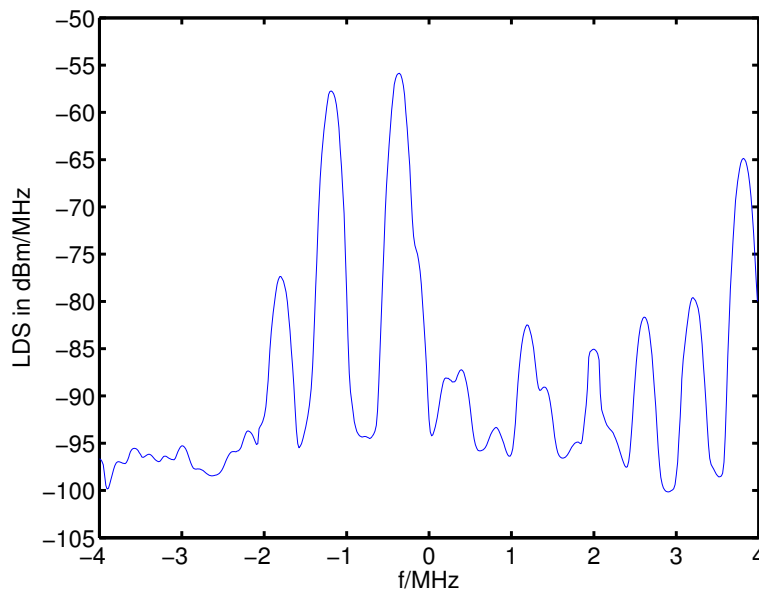


Bild 5.2 LDS

5.2.1 Schätzung der Kanalleistung

Zur Schätzung der Kanalleistung $P_k(t)$ wird die Leistungsdichte über die Kanalbandbreite summiert, dabei sind $f_{l,k}$ und $f_{h,k}$ als untere und obere Kanalgrenze des Kanals k definiert:

$$P_k(t) = \sum_{f=f_{l,k}}^{f_{h,k}} S(f, t) \Delta f \quad (5.1)$$

Der Index k zur Bezeichnung des Kanals wird in den weiteren Erläuterungen zur Vereinfachung weggelassen, die weitere Verarbeitung erfolgt aber prinzipiell für jeden Kanal. Unter der Annahme, dass in der Kanalsegmentierung alle Transmitter voneinander getrennt werden und die Spektren der Transmitter abgesehen von einem Skalierungsfaktor konstant bleiben, sind die Leistungsdichtespektren $S(f, t_0)$ für einen festen Zeitpunkt und innerhalb eines Kanals abgesehen von Rauscheinflüssen statistisch voneinander abhängig. Dadurch geht durch die Summation in

(5.1) kaum Information verloren und das Spektrogramm $S(f, t)$ gemäß (4.9) kann anhand des LDS, der Rauschleistungsdichte \hat{N}_0 und der Kanalleistungen rekonstruiert werden. Durch die Ausnutzung dieser statistischen Abhängigkeiten und die Reduktion auf statistisch unabhängige Größen soll eine hohe Kompression der Belegungsinformationen erreicht werden.

Bild 5.3 zeigt die gemäß (5.1) berechnete Kanalleistung $P(t)$ des in Bild 5.1 dargestellten Kanals 14.

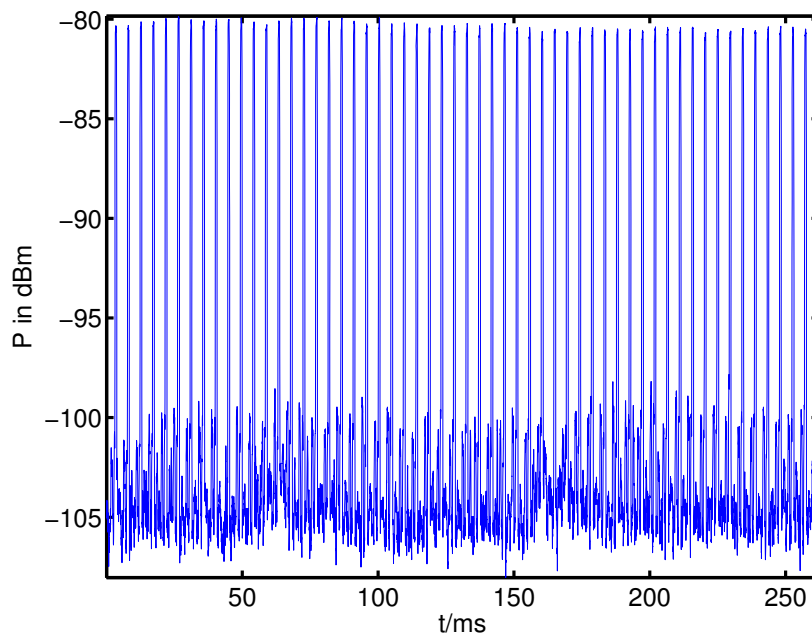


Bild 5.3 Leistung des Kanals 14

Bild 5.4 zeigt die prinzipiell durch ein Kommunikationssignal hervorgerufenen Periodizitäten. Zur Erläuterung der Prinzipien wird in diesem Beispiel ein Signal angenommen, dessen Amplitude im Symboltakt T_S die Polarität wechseln kann. Es wird weiterhin eine TDMA-Struktur mit einer Burstdauer T_{Br} zugrunde gelegt. Die Kanalleistung dieses Systems enthält keine Periodizitäten des Symboltaktes mehr. In der Regel werden in einem TDMA-System die Slots eines TDMA-Rahmens den Nutzern auf längere Zeit zugewiesen, so dass sich eine Periodizität der Rahmendauer T_{Fr} ergibt. Diese muss jedoch nicht in allen Fällen T_0 entsprechen, da sich T_0 je nach Belegung zum Beispiel auch zu $T_{Fr}/2$ ergeben kann. In diesem Beispiel wird von einer alternierenden Belegung der Slots ausgegangen, so dass hier $T_0 = 2T_{Br}$ folgt.

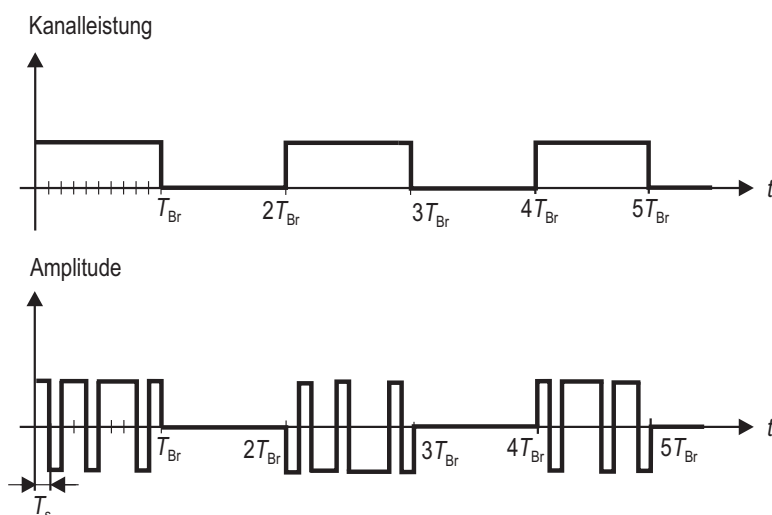


Bild 5.4 Schematische Darstellung der Amplitude und der Kanalleistung eines Kommunikationssignals

Sowohl die Kanalleistung als auch die Signalamplitude können als zyklstationärer Prozess aufgefasst werden, hier unterscheiden sich rein prinzipiell nur die Zeitachsen und der Gleichanteil. Soll das Signal anhand des Symbol- bzw. Chiptaktes identifiziert werden, kann es, wie in Abschnitt 3.2.3 beschrieben, einer Zyklstationaritätsanalyse unterzogen werden.

Bei der Suche nach Periodizitäten in diesem Kapitel wird jedoch explizit nicht in der Amplitude nach diesen Symbol- bzw. Chiptakten gesucht, sondern immer die Kanalleistung analysiert.

Im Weiteren sollen zwei Verfahren zur Schätzung der Periodizität evaluiert und miteinander verglichen werden.

5.2.2 Schätzung durch Autokorrelationsverfahren

Zunächst soll die Periode durch ein Autokorrelationsverfahren geschätzt werden. Die Schwäche in Bezug auf die Schätzung von Vielfachen der Grundperiode ist bekannt und wird hier nicht weiter analysiert. Zur Erhöhung der zeitlichen Auflösung kann entweder das Signal oder die *Autokorrelationsfolge* (AKF) interpoliert werden [JS93]. Unter der Annahme, dass das Signal bandbegrenzt ist, kann das Signal ohne Verluste interpoliert werden. Für die Interpolation des Signals sind jedoch deutlich mehr Operationen erforderlich als für die Berechnung der AKF. Die Interpolation

der AKF kann auf die Nachbarschaft der Hochpunkte beschränkt werden und erfordert auch deshalb einen geringeren Rechenaufwand. Da das AKF-Verfahren aber aufgrund seiner fehlenden Fähigkeit zur Extrahierung der Grundperiode nicht für den endgültigen Ablauf verwendet wird, dient das Verfahren auch aufgrund seiner hohen Bedeutung in der Signalverarbeitung in der weiteren Analyse nur als Vergleichsverfahren. Da das Verfahren nur als Vergleichsverfahren eingesetzt wird, ist die Recheneffizienz von nachgeordneter Bedeutung, und daher wird zunächst das Signal interpoliert und dann die AKF gebildet. Wird ein Signal mit Zeitintervallen gemäß (4.5) um den Faktor 100 interpoliert, ergeben sich Zeitintervalle der Dauer $\Delta t_I = 0,32\mu\text{s}$. Bei einer Statistikbildung über 100 Grundperioden erlaubt diese Interpolation eine zeitliche Abweichung von unterhalb Δt . Für den Entwurf des FIR-Interpolationsfilters wird eine Stoppbandunterdrückung von 80 dB gewählt, die für die hier betrachteten Signale ausreicht. Als Fenster kommt ein Kaiserfenster zum Einsatz. Um Fehler durch Einschwingvorgänge zu vermeiden, wird die interpolierte Kanalleistung $P_I(t)$ an Beginn und Ende um die Filterordnung, die sich im Entwurf zu 2008 Samples ergeben hat, gekürzt. Aus dieser interpolierten Kanalleistung wird die AKF gebildet:

$$r^I(\tau) = \frac{1}{W - (\tau/\Delta t_I)} \sum_{j=1}^{W - (\tau/\Delta t_I)} P_I(j\Delta t_I) P_I(j\Delta t_I + \tau), \quad 0 \leq \tau < \tau_{\max} \quad (5.2)$$

Dabei bezeichnet τ eine diskrete Zeitdifferenz mit Auflösung Δt_I und W die maximale Anzahl der Abtastwerte, über die summiert wird. In die Schätzung gehen alle zur Verfügung stehenden Daten ein, d. h. W entspricht der Anzahl der Abtastwerte des interpolierten Signals. Der Faktor vor der Summation liefert eine erwartungstreue Schätzung [OS95, Abs. 11.7]. Die Einhüllende der AKF sinkt damit auch mit steigendem τ nicht auf null. Die AKF wird nur für $0 \leq \tau$ dargestellt, da $P(t)$ hier reell ist und die AKF damit symmetrisch zur Null ist. Die Varianz der Schätzung steigt mit τ , da die Schätzung auf einer sinkenden Anzahl an Werten beruht. Daher ist es sinnvoll, die AKF nur bis zu einer maximalen Zeitdifferenz τ_{\max} zu berechnen. Diese wird für alle weiteren Betrachtungen in diesem Kapitel zu $\tau_{\max} = 125$ ms festgesetzt, um zum einen das standardmäßige Beacon-Intervall von WLAN und zum anderen den GSM-Multirahmen, der bei der Übertragung von Nutzinformationen eine Länge von 120 ms aufweist, erfassen zu können. \hat{T}_0 wird

als die Zeitdifferenz des globalen Maximums von $r^I(\tau)$ bestimmt. Weitere Erläuterungen zur Schätzung von AKFs finden sich in [OS95, dCK02].

5.2.3 Schätzung durch YIN-Verfahren

Das zweite in dieser Arbeit evaluierte Verfahren ist das YIN-Verfahren, das auch die fundamentale Periode schätzen kann.¹ Die im Folgenden verwendeten Gleichungen sind ähnlich zu den in [dCK02] verwendeten. In diesem Verfahren wird die Statistik des Signals interpoliert und nicht das Signal, d. h., im Algorithmus wird $P(t)$ nicht vorab interpoliert.

Ein ideales Signal $P(t)$ mit der Grundperiode T_0 ist per Definition invariant gegenüber einer Verschiebung um T_0 :

$$P(t) - P(t + T_0) = 0 \quad (5.3)$$

Dies gilt auch nach einer Quadrierung und der Summation über W :

$$\sum_{j=1}^W (P(j\Delta t) - P(j\Delta t + T_0))^2 = 0 \quad (5.4)$$

Dementsprechend kann mit der Differenzfunktion [dCK02]

$$d(\tau) = \sum_{j=1}^W (P(j\Delta t) - P(j\Delta t + \tau))^2 \quad (5.5)$$

nach unbekanntem Perioden gesucht werden. τ hat hier eine Auflösung von Δt .

Bild 5.5 zeigt einen Ausschnitt der Kanalleistung des Kanals 14 in linearer Darstellung. Bild 5.6 zeigt die Differenzfunktion für diesen Kanal. Auch in diesem Verfahren wird $\tau_{\max} = 125$ ms verwendet, so dass die Differenzfunktion nur für das Intervall $0 \leq \tau < \tau_{\max}$ dargestellt ist. Die dargestellte Differenzfunktion wird null für $\tau = 0$. Um zu verhindern, dass $\hat{T}_0 = 0$ geschätzt wird, wird die „cumulative normalized difference function“ definiert [dCK02], die hier als „kumulierte normierte Differenzfunktion“, bezeichnet wird:

$$d'(\tau) = \begin{cases} 1 & \text{wenn } \tau = 0 \\ d(\tau) / \left(\frac{1}{\tau/\Delta t} \sum_{j=1}^{\tau/\Delta t} d(j) \right) & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.6)$$

¹Für die Untersuchungen wird der YIN-Quellcode verwendet, der auf der Website des Autors verfügbar war: <http://recherche.ircam.fr/equipements/pcm/cheveign/>

Die Differenzfunktion $d(\tau)$ wird durch den Durchschnitt aller $d(\tau)$ mit kleinerem τ geteilt. Damit bleibt $d'(\tau)$ für sehr kleine τ zunächst weit genug von null entfernt und fällt erst bei der GSM-Rahmenlänge T_{Fr} Richtung null. Die in Bild 5.6 zu erkennenden Tiefpunkte ergeben sich, wenn $d(\tau)$ sehr klein wird und deutlich unter seinen Durchschnitt fällt. Mit der Definition dieser Funktion erfolgt auch eine Normierung für den folgenden Schritt. In Bild 5.6 ist ein ähnliches Problem wie bei der T_0 -Schätzung durch die AKF zu erkennen: Die Minima in $d'(\tau)$ treten auch für alle Vielfachen von T_0 auf. Die Auswahl des globalen Minimums würde nicht zum Erfolg führen. Es wird daher ein Schwellwert β definiert und aus allen Minima, die unterhalb dieses Schwellwertes liegen, das Minimum mit dem kleinsten τ ausgewählt. Lediglich wenn kein Minimum unterhalb dieses Schwellwertes liegt, wird das globale Minimum ausgewählt. Die Untersuchungen in [dCK02] haben ein Optimum für $\beta = 0,1$ ergeben, so dass dieser Schwellwert auch in dieser Arbeit verwendet wird. Für die hier vorliegenden Signalszenare besteht allerdings noch Optimierungsbedarf. Nach der Auswahl des Minimums wird $d'(\tau)$ interpoliert, um eine höhere Genauigkeit zu erreichen. Detailliertere Erläuterungen finden sich in [dCK02].

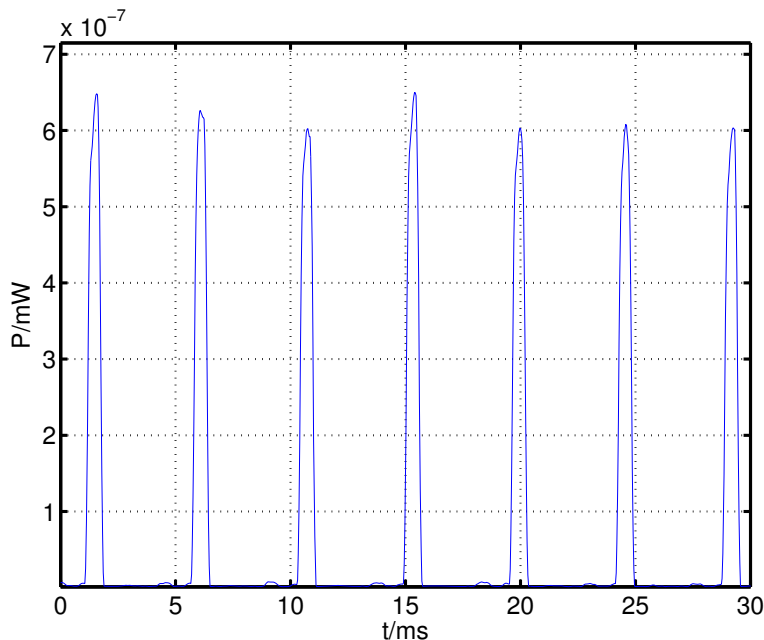


Bild 5.5 Kanalleistung P des Kanals 14, Ausschnitt der Daten aus Bild 5.3

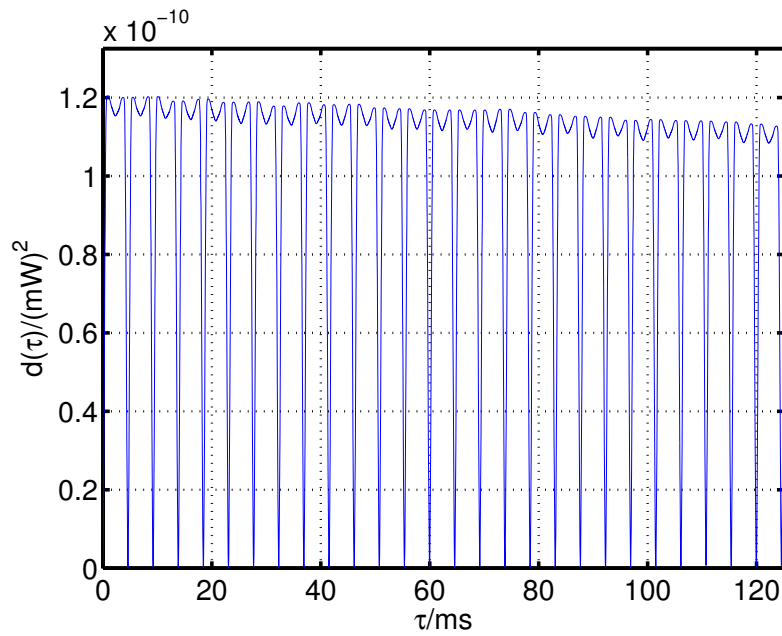


Bild 5.6 Differenzfunktion für die Kanalleistung des Kanals 14

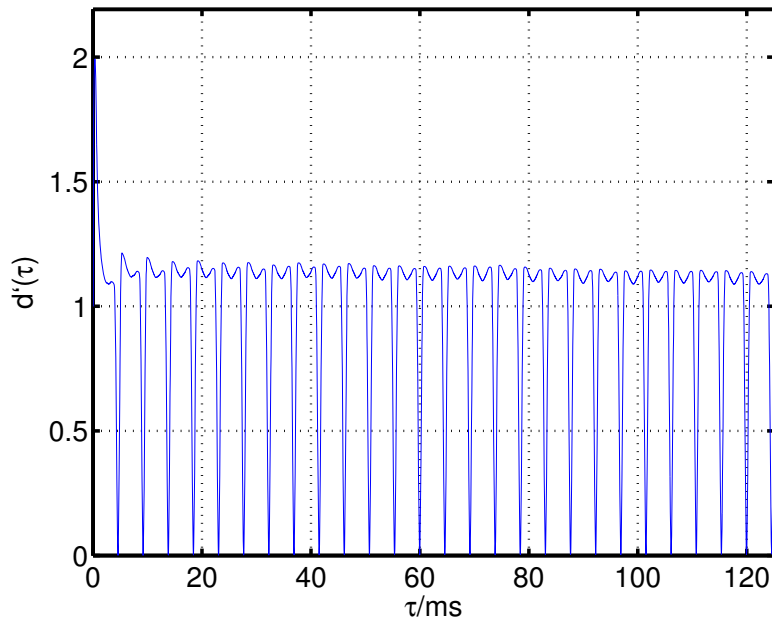


Bild 5.7 „Kumulierte normierte Differenzfunktion“ für die Kanalleistung des Kanals 14

5.2.4 Evaluierung der Verfahren

Beide Verfahren werden im Rahmen von Simulationen mit GSM-Parametern untersucht. Hierzu wird eine Kanalleistung $P(t)$ erzeugt, die den Burst- und Rahmenlängen von GSM entspricht. Hierbei wird das Abtastintervall der Kanalleistung Δt_{Sim} so variiert, dass sich zufällig zwischen 5 und 10 Abtastwerte pro Burst ergeben. Damit liegt Δt_{Sim} im Intervall $[57,7\mu\text{s}; 115,4\mu\text{s}]$. Die Variation des Abtastintervalls in der Simulation entspricht übertragen auf einen Messaufbau der Variation der Abtastrate des CR-Empfängers. Es kann dabei davon ausgegangen werden, dass der CR-Empfänger und damit auch der T_0 -Schätzer seine eigene Abtastrate kennt. Die Belegung eines Rahmens wird für jeden Simulationslauf zufällig bestimmt und bleibt für die Länge des Vektors konstant. Die Algorithmen werden für 3 verschiedene Längen, die in den Simulationsergebnissen angegeben sind, evaluiert. Jeder dieser 8 Slots kann dabei mit gleichen Wahrscheinlichkeiten entweder nicht belegt sein oder die volle Leistung übertragen. Um die Algorithmen fair bewerten zu können, werden Belegungsmuster verworfen, bei denen $T_0 \neq T_{\text{Fr}}$ gilt. Damit werden Muster verworfen, bei denen die Bursts entweder alle belegt sind oder alle nicht belegt sind oder für die $T_0 = 0,5T_{\text{Fr}}$ oder $T_0 = 0,25T_{\text{Fr}}$ gilt. Die Algorithmen würden mit diesen Belegungen zwar zurechtkommen und die Periodizität in der Belegung korrekt identifizieren können, aber die Bewertung der Algorithmen wäre unfair, wenn die Schätzergebnisse \hat{T}_0 mit T_{Fr} verglichen werden würden.

Die beiden Algorithmen haben, wie angesprochen, mehr oder weniger ausgeprägt den Nachteil, dass sie nicht T_0 sondern dessen Vielfache als Schätzwert zurückliefern. Allerdings sind auch diese Vielfache korrekte Periodizitäten der spektralen Belegung und die Modellierung kann prinzipiell auch mit diesen Vielfachen erfolgen. Das Verfehlen der Grundperiode ist eher ein geringes Problem und soll daher getrennt evaluiert werden. Daher wird zunächst berechnet, welches Vielfache der T_0 -Schätzung zugrunde liegt:

$$\hat{N}_{\text{Fr}} = \text{round} \left(\hat{T}_0 / T_{\text{Fr}} \right) \quad (5.7)$$

Anschließend wird der zeitliche Restversatz

$$\hat{T}_R = \hat{T}_0 - \hat{N}_{\text{Fr}} T_{\text{Fr}} \quad (5.8)$$

berechnet, der in der weiteren Verarbeitung für ein Verschmieren der Belegungsstrukturen sorgt. Bild 5.8 zeigt Mittelwert und Standardabweichung von \hat{T}_R . Da bekannt ist, dass das AKF-Verfahren Vielfache von T_0 liefert, wird dies hier nicht

näher untersucht. Die Abweichungen können auch relativ betrachtet werden: Eine Standardabweichung von 10^{-4} s ergibt bei $T_0 = 4,6154$ ms eine Abweichung von ca. 2 %

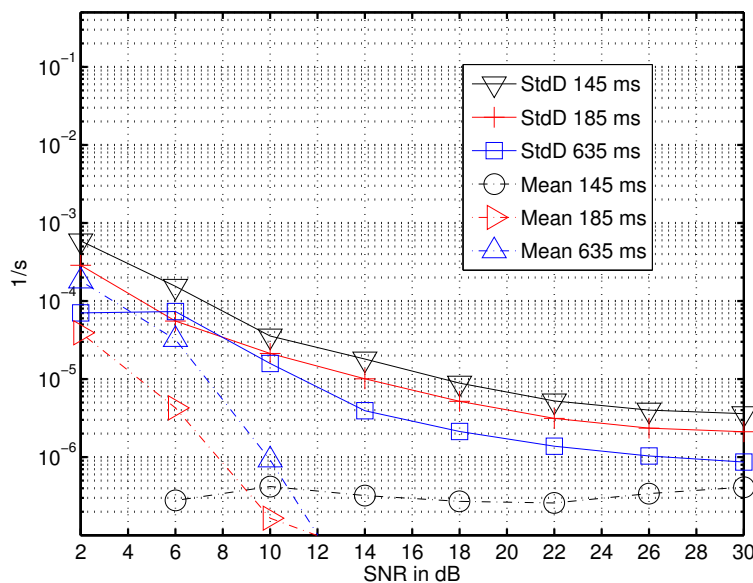
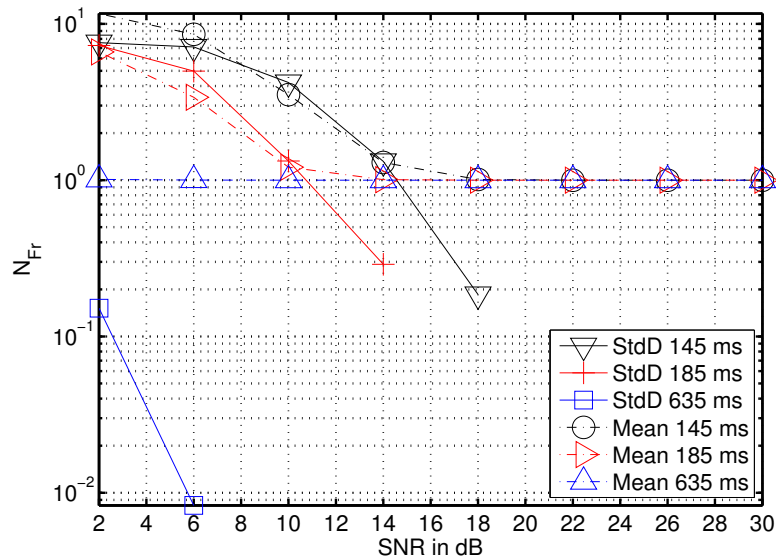


Bild 5.8 Mittelwert und Standardabweichung von \hat{T}_R für AKF-Verfahren

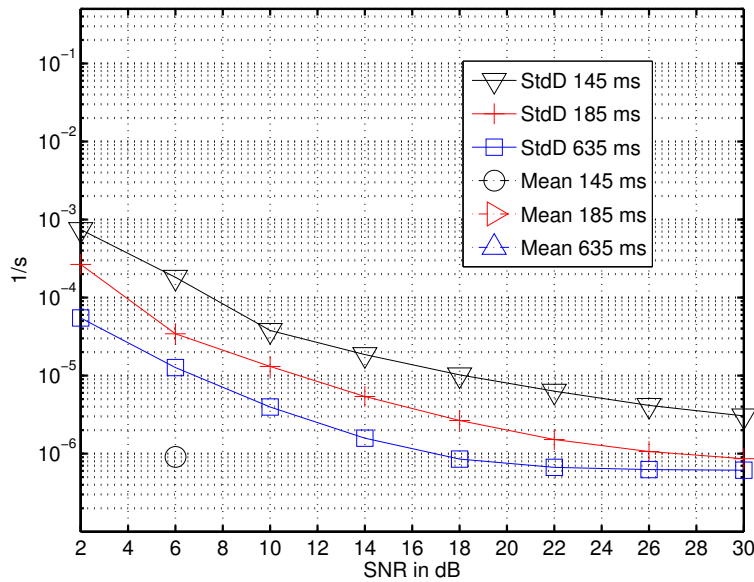
Die Längen des Kanalleistungsvektors T_{all} sind in den Simulationskurven angegeben und werden im YIN-Verfahren folgendermaßen aufgeteilt: Es gilt $\tau_{\text{max}} = 125$ ms für alle untersuchten Längen. Damit ergibt sich nach Umformungen von (5.5) $T_{\text{all}} = \tau_{\text{max}} + T_W + T_{\text{Offs}}$. Dabei bezeichnet $T_W = W \Delta t_{\text{Sim}}$ die Summationsdauer, über die summiert wird, und $T_{\text{Offs}} = 10$ ms einen Berechnungsoffset.

Bild 5.9(a) zeigt den deutlichen Einfluss von W . Bei einer Gesamtlänge von 635 ms ergeben sich nur sehr wenige Fehler, allerdings wird auch ein recht langer Ausschnitt benötigt. In diesem Bild zeigt sich rein prinzipiell ein ähnlicher Verlauf wie in Bild 5.8. In Bild 5.10 sind die beiden Effekte des YIN-Verfahrens gemeinsam dargestellt. Für die weiteren Evaluierungen wurde, wie in [dCK02] vorgeschlagen, eine Dauer gewählt, die dem Doppelten der höchsten erwarteten Periode entspricht. Daher wurde auch der Zeitausschnitt der in Bild 5.3 dargestellten Kanalleistung zu $0, \dots, 8192\Delta t = 0, \dots, 262$ ms gewählt.

Tabelle 5.1 stellt die Schätzergebnisse des YIN-Verfahrens für den Ausschnitt der in Bild 5.1 dargestellten Daten dar. Hier bestätigen sich die in den Simulationen gewonnenen Erkenntnisse. Abgesehen vom Problem der Vielfachen von T_0 ergeben



(a) Mittelwert und Standardabweichung von \hat{N}_{Fr}



(b) Mittelwert und Standardabweichung von \hat{T}_R

Bild 5.9 Schätzung der GSM-Rahmendauer durch YIN-Algorithmus

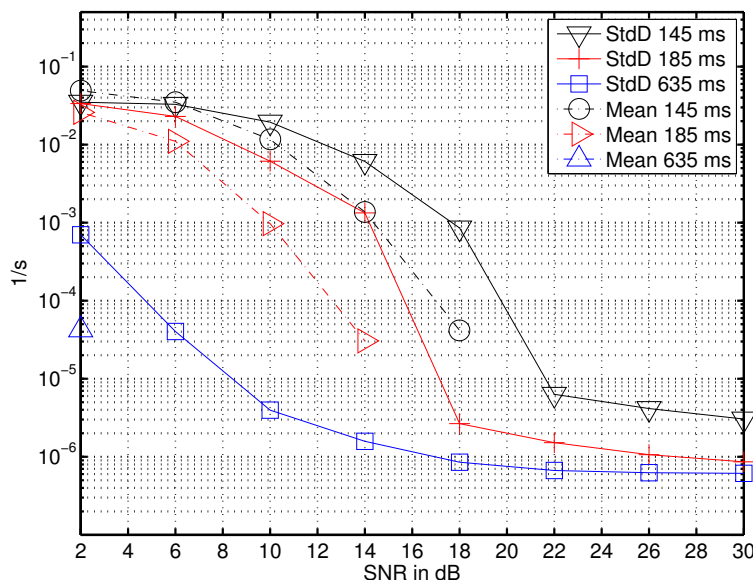


Bild 5.10 Mittelwert und Standardabweichung von $\hat{T}_0 - T_{Fr}$ für YIN-Algorithmus

sich bei allen Kanälen nur sehr geringe Abweichungen. Für die Kanäle mit deutlichen zeitlichen Strukturen wie die Kanäle 10 und 14 wird auch $\hat{N}_{Fr} = 1$ korrekt geschätzt. In Kanal 18 ergibt sich $26 \cdot T_{Fr}$. Dies ist jedoch nicht als Fehler zu werten, da dies bei der Übertragung von Nutzdaten der Dauer eines GSM-Multirahmens entspricht. Insbesondere bei den Kanälen, die von der Kanalsegmentierung als nicht belegt eingestuft wurden und nur zur Überwachung als Kanal geführt werden, ergeben sich recht geringe SNR. So ergeben die Schätzungen für die Kanäle 3, 5 und 7 Vielfache von T_0 .

5.3 Belegungsmodellierung innerhalb der Periode

Sobald eine T_0 -Schätzung vorliegt, kann die Belegung innerhalb der Periode $0 \leq t < \hat{T}_0$ modelliert werden. Hierzu werden der Mittelwert

$$\mu(t) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} P(t + i \cdot \hat{T}_0), \quad 0 \leq t < \hat{T}_0, \quad (5.9)$$

Kanal	\hat{T}_0/ms	\hat{T}_0/T_{Fr}
1	119,9978	25,9995
2	4,6158	1,0001
3	96,9173	20,9988
4	4,6144	0,9998
5	59,9892	12,9977
6	124,6124	26,9994
7	55,3951	12,0023
8	73,8482	16,0005
9	4,6169	1,0003
10	4,6073	0,9983
11	119,9994	25,9999
12	69,2284	14,9995
13	4,6152	1,0000
14	4,6154	1,0000
15	4,6126	0,9994
16	4,6126	0,9994
17	4,6165	1,0002
18	119,9995	25,9999

Tabelle 5.1 Ergebnisse des YIN-Schätzers für die Daten aus Bild 5.1

die Varianz

$$\sigma^2(t) = \frac{1}{I-1} \sum_{i=0}^{I-1} \left(P(t + i \cdot \hat{T}_0) - \mu(t) \right)^2, \quad 0 \leq t < \hat{T}_0 \quad (5.10)$$

und der Maximalwert

$$P_{\max}(t) = \max_{0 \leq i \leq I-1} P(t + i \cdot \hat{T}_0), \quad 0 \leq t < \hat{T}_0 \quad (5.11)$$

innerhalb der Periode bestimmt. Die Variable $i = 1, \dots, I$ stellt die Intervalle dar, die in diese Statistik eingehen. Bild 5.11 illustriert die Bestimmung dieser Werte an einem Beispiel. Durch dieses Vorgehen kann festgestellt werden, welche Intervalle innerhalb der Periode regelmäßig nicht belegt sind. Ebenso kann durch $\mu(t)$, $\sigma(t)$ und evtl. weitere zentrale Momente eine Wahrscheinlichkeit berechnet werden, mit der $P(t)$ eine Schwelle überschreitet.

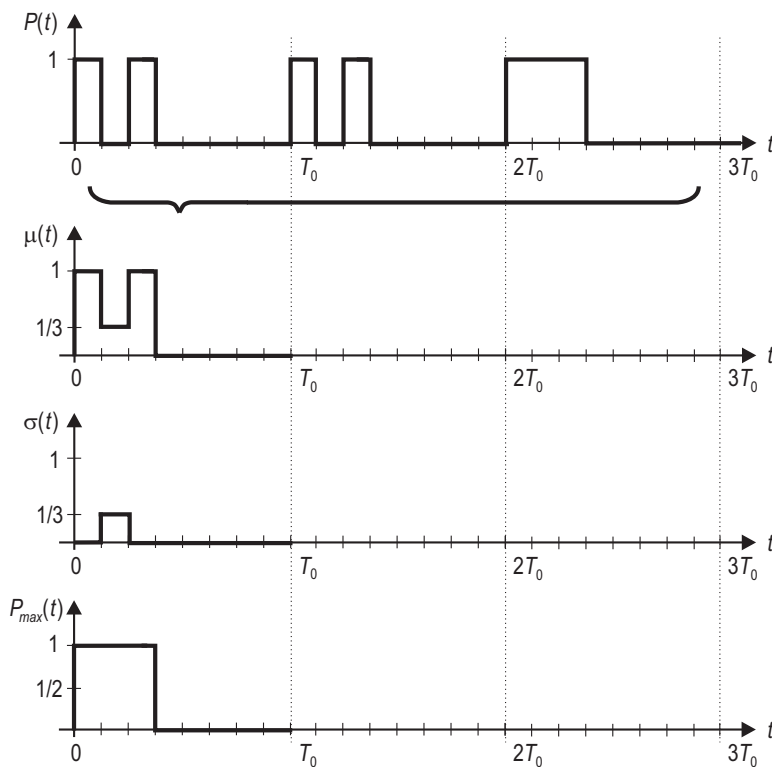


Bild 5.11 Mittelwert, Standardabweichung und Maximum der Kanalleistung im Intervall T_0

Bild 5.12 zeigt $\mu(t)$, $\mu(t) + \sigma(t)$, $\mu(t) - \sigma(t)$ und $P_{\max}(t)$ für Kanal 14. \hat{T}_0 wurde Tabelle 5.1 entnommen. In die Statistik ist der gesamte in Bild 5.3 dargestellte

Ausschnitt eingegangen, d. h. $I = 262 \text{ ms}/\hat{T}_0 = 56$. Die geringen zeitlichen Abweichungen der dargestellten Kurven an den Flanken des offensichtlich belegten Bursts bestätigen die gute T_0 -Schätzung.

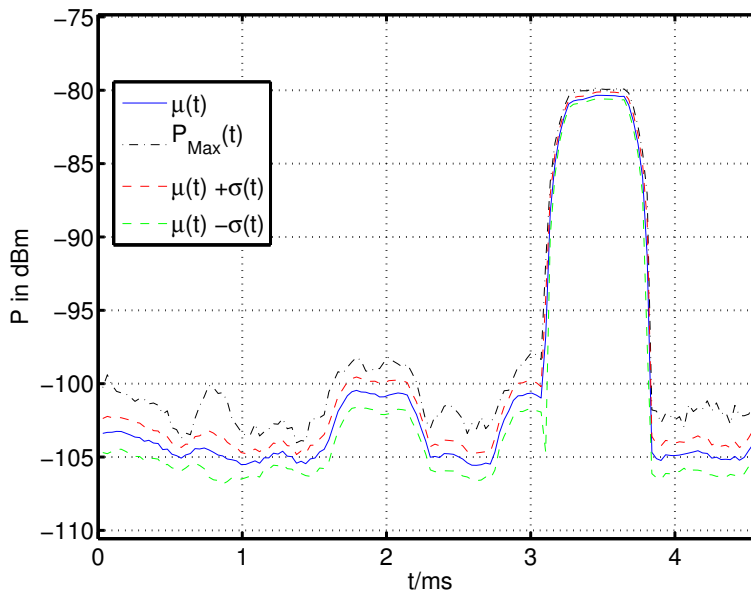


Bild 5.12 Mittelwert, Standardabweichung und Maximum der Kanalleistung im Intervall T_0 für Kanal 14 aus Bild 5.3

5.4 Signalisierung und Rekonstruktion der Belegung

Nachdem die Schätzung der verschiedenen Parameter abgeschlossen ist, können diese signalisiert werden und anschließend das Spektrogramm rekonstruiert werden. Bild 5.13 zeigt eine Übersicht über die Abfolge der Schätzungen. Die Rekonstruktion des Spektrogramms wird hier nur für einen Kanal mit den Grenzen f_l bis f_h dargestellt, erfolgt aber schrittweise für alle Kanäle. In den folgenden Gleichungen wird auf die Indizierung mit dem Kanalindex k zugunsten einer besseren Übersichtlichkeit verzichtet. Zunächst muss das LDS innerhalb des Kanals normiert werden:

$$S_N(f) = S(f) / \sum_{f_m=f_l}^{f_h} (\Delta f \cdot S(f_m)) \quad (5.12)$$

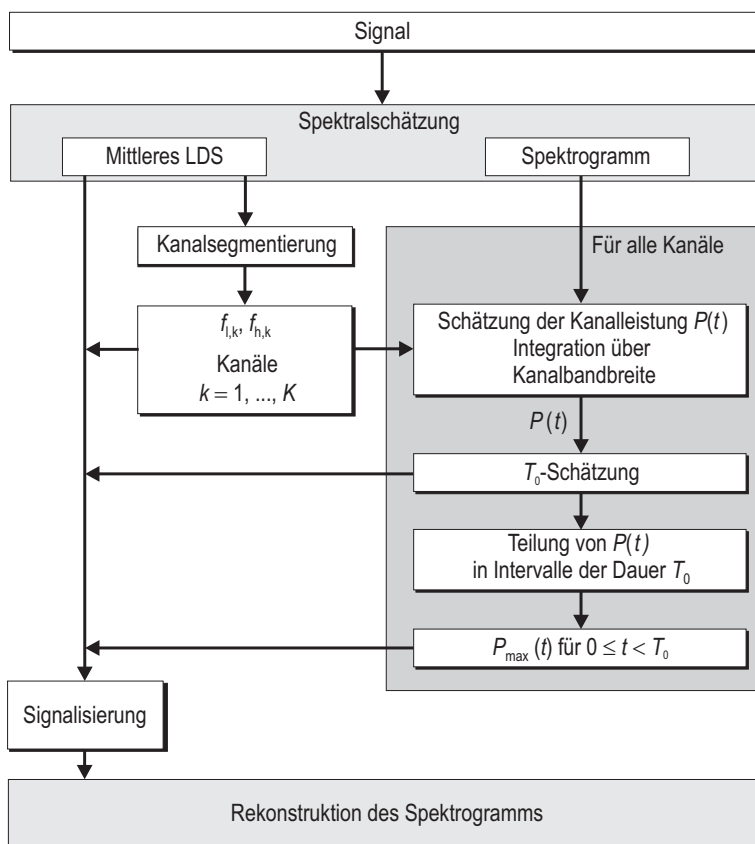


Bild 5.13 Übersicht über die Abfolge der Schätzungen und die zu signalisierenden Parameter

Anschließend kann das Spektrogramm für diesen Kanal rekonstruiert werden:

$$\hat{S}_{\text{Rec}}(f, t) = \left(P_{\text{max}}(t \bmod \hat{T}_0) - \hat{N}_0(f_h - f_l) \right) S_N(f) + \hat{N}_0 \quad (5.13)$$

Hier wird die maximale Kanalleistung $P_{\text{max}}(t)$ mit dem auf eins normierten LDS multipliziert und damit die Kanalleistung wieder auf die Kanalbandbreite verteilt. Es wäre prinzipiell möglich, in (5.12) \hat{N}_0 zu subtrahieren, allerdings würde dies insbesondere bei Leistungsdichten $S(f)$, die teilweise oberhalb und teilweise unterhalb von \hat{N}_0 liegen, zu starken Schwankungen in $\hat{S}_{\text{Rec}}(f, t)$ führen. Durch

$$P_{\text{max}}(t \bmod \hat{T}_0) \quad (5.14)$$

können auch Vorabinformationen über die zukünftige Belegung bereitgestellt werden.

Die hier betrachtete Signalisierung, die der in Abschnitt 3.4.2 vorgestellten Option 6b entspricht, soll im Weiteren auch mit der in Abschnitt 3.4.1 beschriebenen Option 2, in der blockweise der Maximalwert gebildet wird, verglichen werden. Beide Optionen können aber trotz der Übertragung von Leistungsinformationen zumindest vom Prinzip her noch signalisiert werden. In der blockweisen Maximalwertbildung werden jedoch keine Strukturen erkannt, so dass hier die Vorabinformationen über zukünftige Belegungen durch die Bildung des Maximalwertes über alle Zeitpunkte eines Frequenzintervalls bereitgestellt werden. In den zwei folgenden Unterabschnitten werden die beiden Optionen für zwei aus aufgezeichneten Messdaten generierte Spektrogramme evaluiert.

5.4.1 GSM-Band-Szenario

Bild 5.14 zeigt die Rekonstruktion für das bekannte GSM-Spektrogramm. Der Ausschnitt 263 ms, . . . , 375 ms wurde für Daten rekonstruiert, die nicht in die Schätzungen eingeflossen sind. Bild 5.15 zeigt die Differenz zwischen dem aus den Messdaten gewonnenen logarithmisch dargestellten Spektrogramm und dem logarithmisch dargestellten rekonstruierten Spektrogramm:

$$S_{\text{Err}}(f, t) = S(f, t) - \hat{S}_{\text{Rec}}(f, t) \text{ [dB]} \quad (5.15)$$

Zu erkennen sind die GSM-Frequenzsynchronisationsbursts, die im Spektrogramm in den Kanälen 2, 4, 6 und 16 noch vorhanden sind und im rekonstruierten Spektrogramm verloren wurden. Hier ist die Pulsform von der Zeit abhängig und somit ergeben sich Fehler. Allerdings wird die Belegung im rekonstruierten Spektrogramm

überschätzt, so dass hier keine Störung des primären Systems erfolgen würde. Eine Unterschätzung im rekonstruierten Spektrogramm hat dagegen gravierendere Auswirkungen auf die Kollisionswahrscheinlichkeiten.

Die Abweichung können auch numerisch durch das Fehlermaß

$$e = \sqrt{\text{MSE}(S_{\text{Err}}(f, t))} \quad (5.16)$$

analysiert werden. e_{all} repräsentiert den Fehler des gesamten Zeitausschnitts, e_{unpr} zeigt den Fehler für den Ausschnitt ohne Vorabinformationen und e_{pred} zeigt den Fehler für den Zeitausschnitt, der nur Vorabinformationen enthält. Diese Fehler sind für dieses Szenario unter der Option „Lernverfahren“ in Tabelle 5.2 dargestellt. Auch die numerische Auswertung zeigt, dass sich die spektrale Belegung trotz aller Schätzfehler mit einer nur geringen Abweichung signalisieren lässt. Die Tabelle zeigt ebenfalls den Kompressionsfaktor c_r , um den die Datenmenge aus (3.3) reduziert wird. Damit ergibt sich für die Signalisierung der in Bild 5.13 zusammengefassten Informationen der Signalisierungsaufwand $\Gamma_{\text{GSM,est}} = \Gamma_{\text{Spec}}/c_r$.

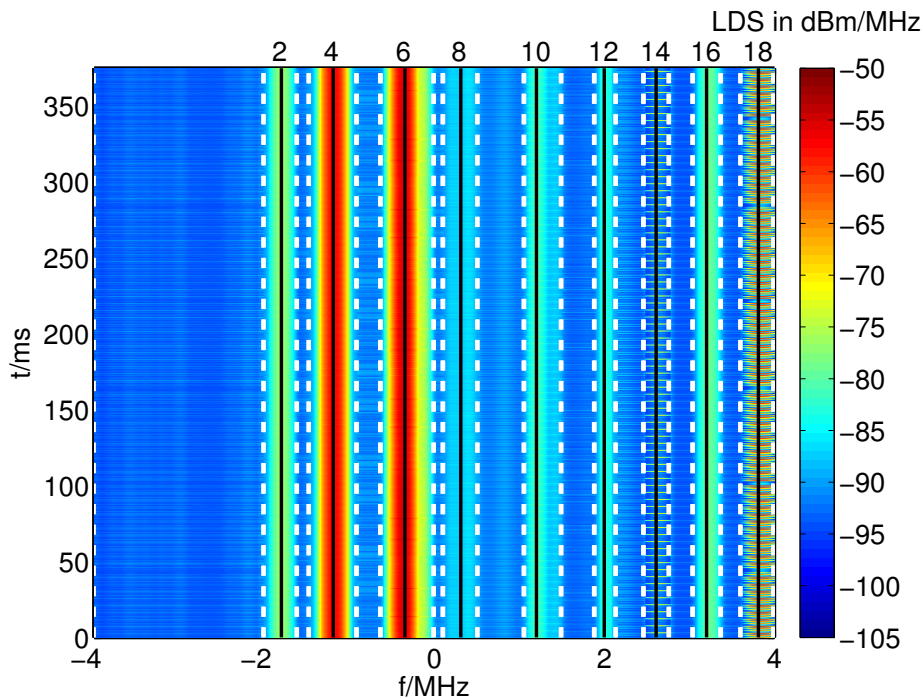


Bild 5.14 Rekonstruiertes GSM-Spektrogramm

Bild 5.16 zeigt die in Option 2 vorgeschlagene blockweise Maximalwertbildung für das in diesem Kapitel verwendete GSM-Spektrogramm. Zunächst wird wie auch

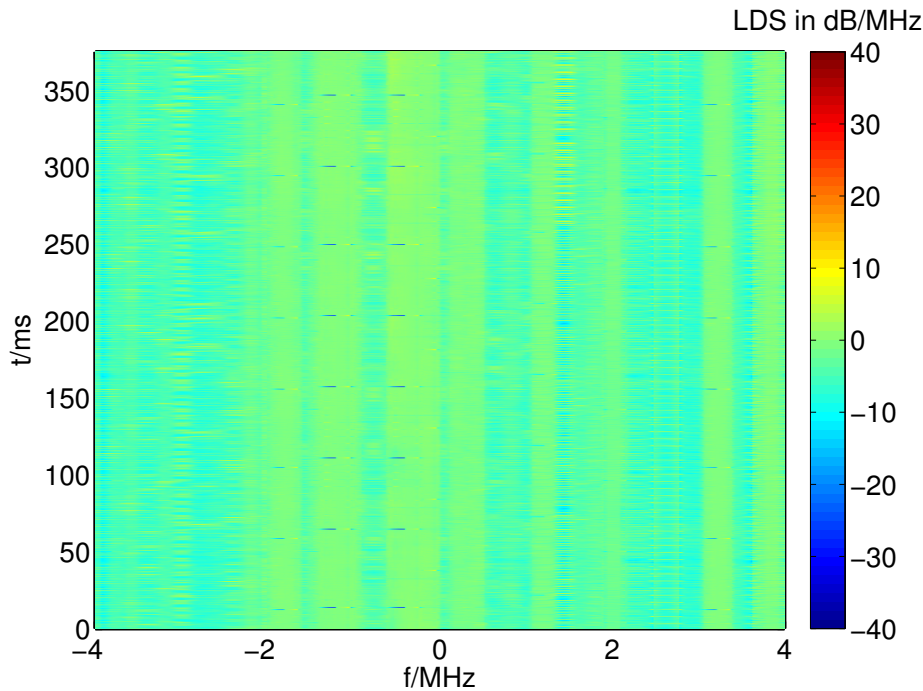


Bild 5.15 Differenz zwischen dem GSM-Spektrogramm und seiner Rekonstruktion

schon im Lernverfahren nur der zeitliche Ausschnitt von 0 ms, . . . , 262 ms verarbeitet. Die Größe der Blöcke wird allerdings im Vergleich zu (3.4) verringert, um die Fehlerparameter e auf der Basis ähnlicher Signalisierungsoverheads vergleichen zu können:

$$\Gamma_{\text{Block Max}} = 12 \text{ bit}/0,5 \text{ ms}/250 \text{ kHz} = 0,096 \text{ bit/s/Hz} \quad (5.17)$$

Da das Spektrogramm für den Ausschnitt 263 ms, . . . , 375 ms zunächst als nicht bekannt angenommen wird, muss eine Vorabinformation über die Belegung bereitgestellt werden. Wie bereits erläutert, wird hierfür für jedes Frequenzintervall der Maximalwert aus dem gesamten bekannten Zeitausschnitt verwendet, um Störungen des primären Systems auszuschließen. Im Bild 5.16 ist deutlich die Grenze zwischen dem als bekannt angenommenen Ausschnitt und dem vorhergesagten Ausschnitt zu erkennen. Bild 5.17 zeigt die Differenz zwischen dem GSM-Spektrogramm und der blockweisen Maximalwertbildung. Die Differenzen sind wesentlich höher als die in Bild 5.15 dargestellten Differenzen für das Lernverfahren. Dies bestätigt auch die numerische Auswertung in Tabelle 5.2; die Abweichungen liegen hier zwischen 11 und 15 dB. Insbesondere fällt hier auf, dass die

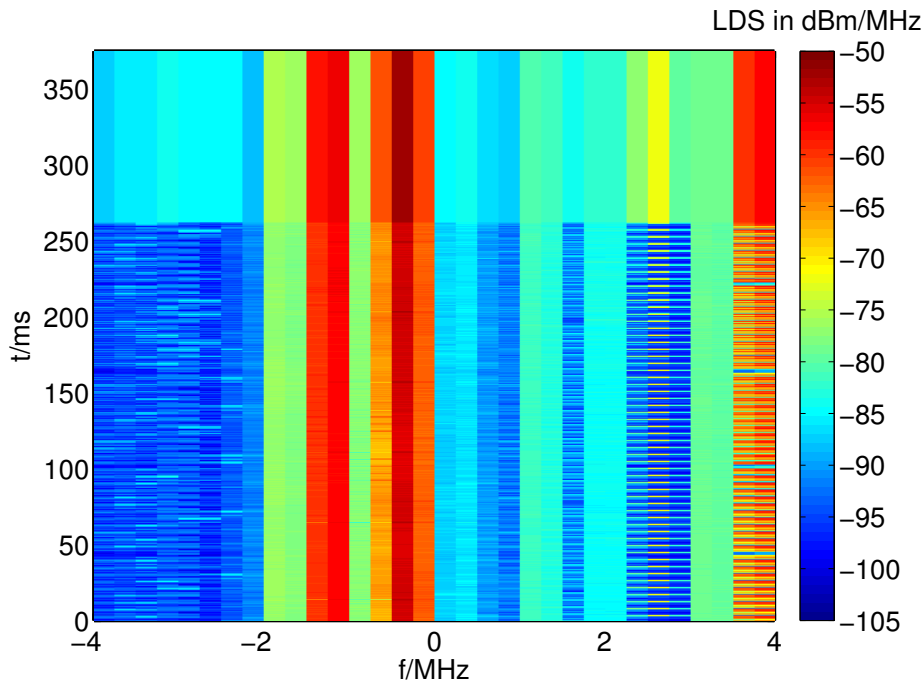


Bild 5.16 Blockweise Maximalwertbildung für das GSM-Spektrogramm

Vorabinformationen große Abweichungen aufweisen.

5.4.2 ISM-Band-Szenario

In diesem Unterabschnitt sollen die beiden Signalisierungsverfahren für ein ISM-Band-Szenario untersucht werden. Hierzu wurden mit dem in Abschnitt 2.1.1 beschriebenen USRP die Daten einer Funkmaus im 2,4-GHz-ISM-Band aufgezeichnet. Die Schätzalgorithmen des Lernverfahrens laufen in diesem Szenario mit exakt denselben Parametern wie im GSM-Szenario ab. Es unterscheiden sich lediglich die I/Q-Daten. In diesem Szenario ist der Standard der Funkmaus im Gegensatz zum GSM-Szenario tatsächlich unbekannt. Die Schätzergebnisse des Lernverfahrens können daher nicht mit bekannten Werten verglichen werden, allerdings können ISM-Spektrogramm und rekonstruiertes Spektrogramm durchaus miteinander verglichen werden. Bild 5.18 zeigt das durch den *SSCL-Mean* segmentierte Spektrogramm. Ebenso wie für das GSM-Szenario werden die Schätzungen nur für den als bekannt vorausgesetzten Zeitausschnitt 0 ms, . . . , 262 ms durchgeführt. Auch hier sind Kanalnummer und Mittenfrequenz des als belegt detektierten Kanals einge-

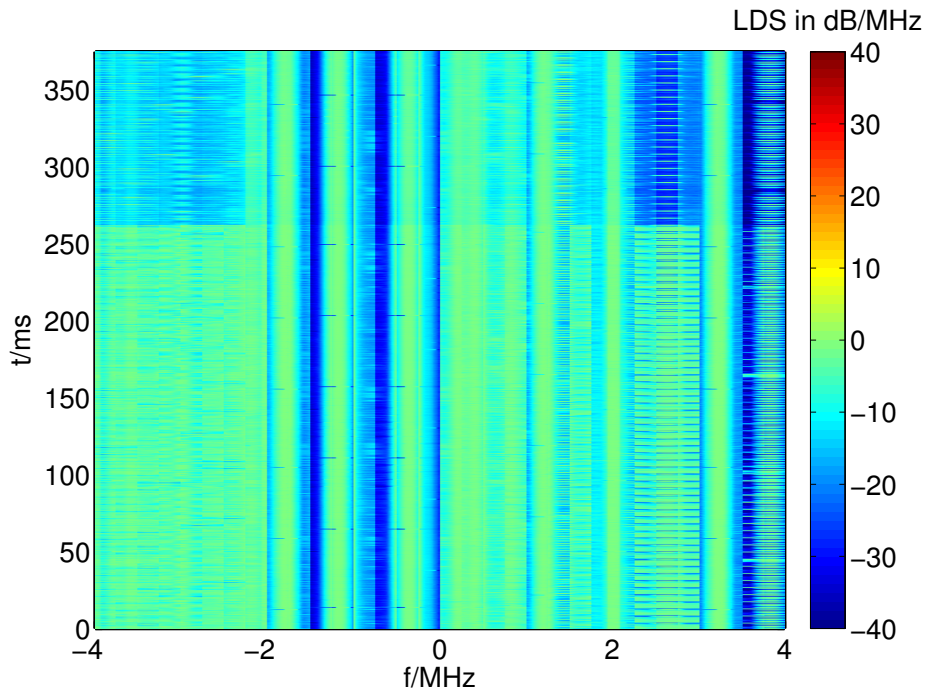


Bild 5.17 Differenz zwischen dem GSM-Spektrogramm und der blockweisen Maximalwertbildung

	Lernverfahren	Blockweiser Maximalwert
e_{all}	4 dB	13 dB
e_{unpr}	4 dB	11 dB
e_{pred}	4 dB	15 dB
c_r	150	256
Γ	0,16 bit/s/Hz	0,096 bit/s/Hz

Tabelle 5.2 Vergleich der zwei Signalisierungsoptionen für das GSM-Spektrogramm

zeichnet. Die Grenzen zu den als nicht belegt detektierten Kanälen sind durch die gestrichelten Linien markiert. Die Mittenfrequenz der Funkmaus liegt, wie auch in Bild 5.20 zu erkennen, nicht bei $f = 0$ MHz.

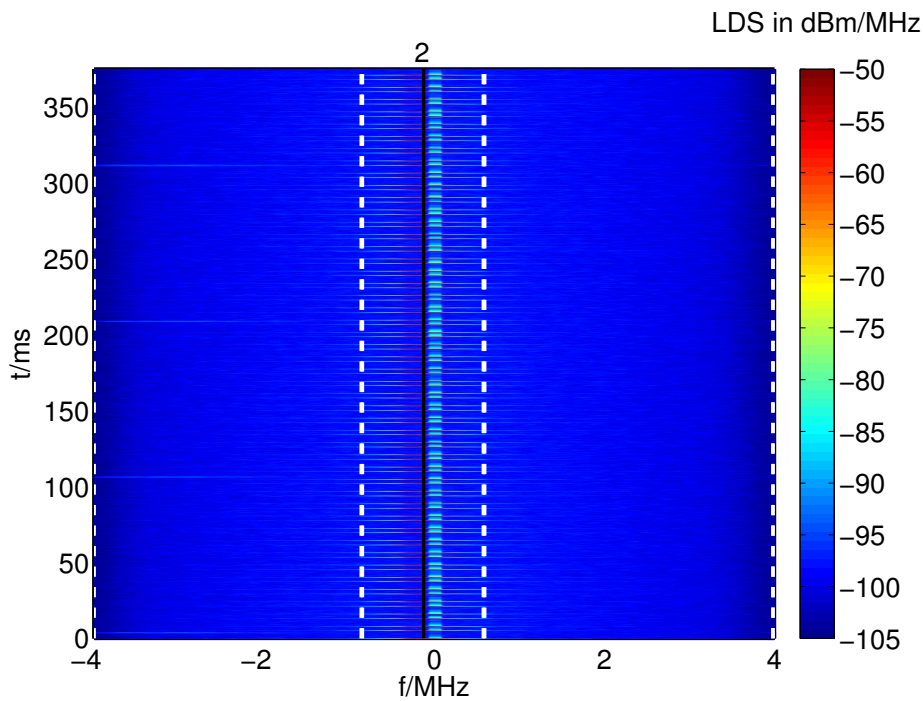


Bild 5.18 Segmentierung des ISM-Spektrogramms durch SSCL-Mean

Tabelle 5.3 zeigt die T_0 -Schätzungen des YIN-Verfahrens für die drei Kanäle. T_0 ist hier unbekannt, daher kann in Tabelle 5.3 kein Vergleich zum Standard gezogen werden. Die Perioden der Kanäle zwei und drei sind sehr ähnlich und die Schätzung für Kanal eins liefert ein Vielfaches davon. Die beiden äußeren Kanäle haben kaum Leistung, die entsprechenden $\mu(t)$ und $P_{\max}(t)$ sind gering. $P_{\max}(t)$ wird für diese Kanäle nur zur Überwachung übertragen. Bild 5.19 zeigt $\mu(t)$, $\mu(t) + \sigma(t)$, $\mu(t) - \sigma(t)$ und $P_{\max}(t)$ für Kanal 2. Für diesen Kanal ergibt sich $I = 262 \text{ ms} / \hat{T}_0 = 32$.

Kanal k	$\hat{T}_{0,k} / \text{ms}$	$\hat{T}_{0,1} / \hat{T}_{0,k}$
1	112,7793	1
2	8,0566	13,9985
3	8,0580	13,9959

Tabelle 5.3 Ergebnisse des YIN-Schätzers für die Daten aus Bild 5.18

Die geringen zeitlichen Offsets an den Flanken deuten auf eine gute T_0 -Schätzung hin. Die Funkmaus scheint zumindest bei Bewegung ein sehr regelmäßiges Muster aufzuweisen.

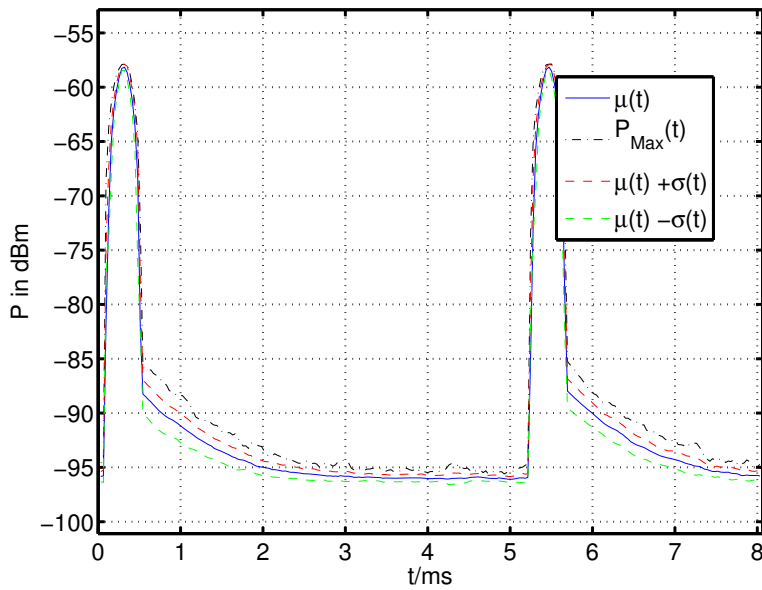


Bild 5.19 Kanal 2 des in Bild 5.18 dargestellten ISM-Spektrogramms

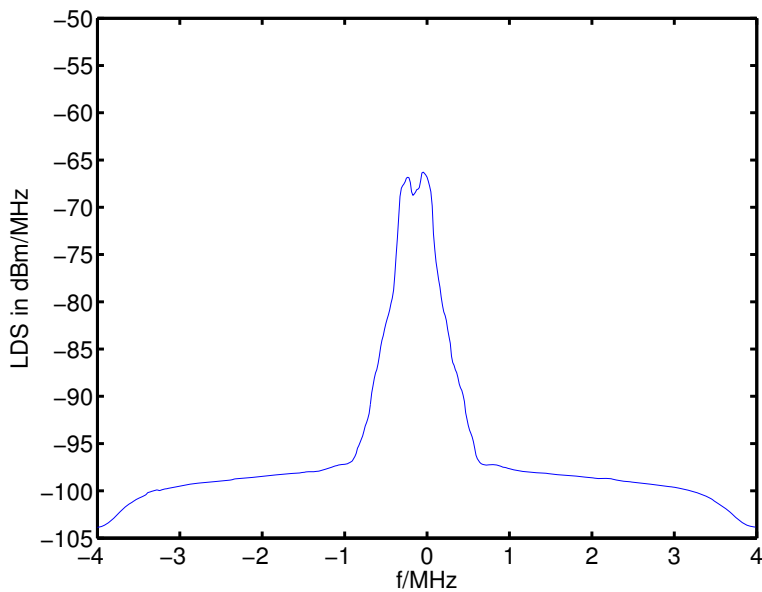


Bild 5.20 Mittleres LDS des in Bild 5.18 dargestellten ISM-Spektrogramms

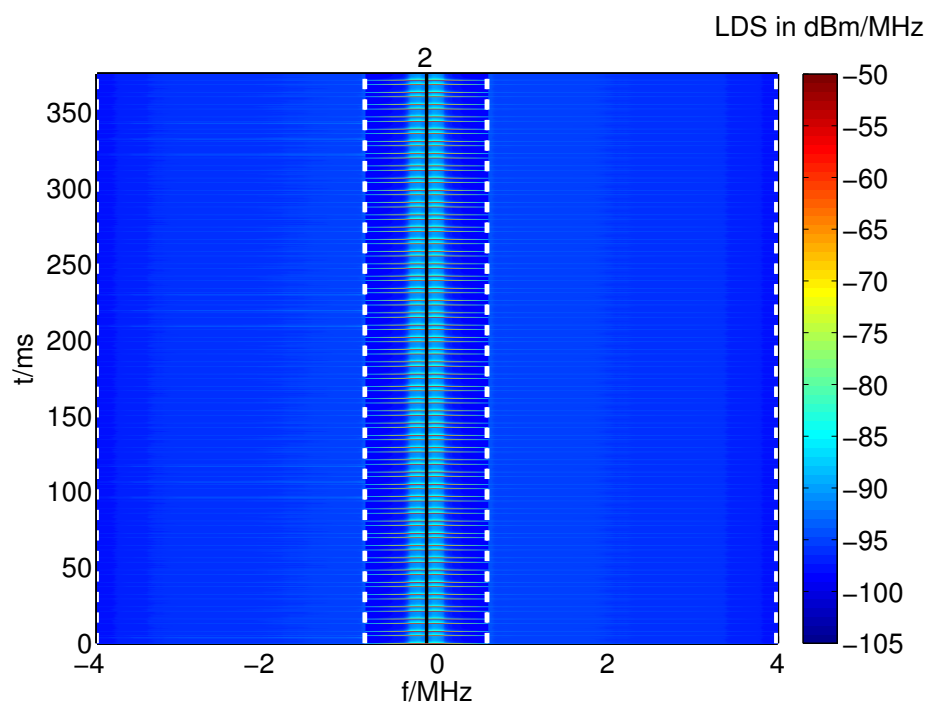


Bild 5.21 Rekonstruiertes ISM-Spektrogramm

Bild 5.21 zeigt das rekonstruierte Spektrogramm. Die Differenz zwischen dem ISM-Spektrogramm und dem rekonstruierten Spektrogramm ist in Bild 5.22 abgebildet. Das ISM-Spektrogramm weist einen Offset für $f = 0$ MHz (DC-Offset) auf, der nicht ganz dem zeitlichen Verhalten des breiteren Sendespektrums entspricht. Die daraus resultierenden leichten Abweichungen sind in der Differenz-Darstellung zu erkennen. Die Differenzen sind aber trotz der akkumulierten Schätzfehler gering. Auch die in Tabelle 5.4 dargestellte numerische Auswertung der Fehler bestätigt die geringen Abweichungen. Der Kompressionsfaktor c_r ist in diesem Szenario höher als im GSM-Szenario, da hier $P_{\max}(t)$ für eine geringere Anzahl Kanäle signalisiert werden muss. Der Signalisierungsoverhead liegt in einem Bereich, der prinzipiell noch eine sinnvolle Signalisierung ermöglicht.

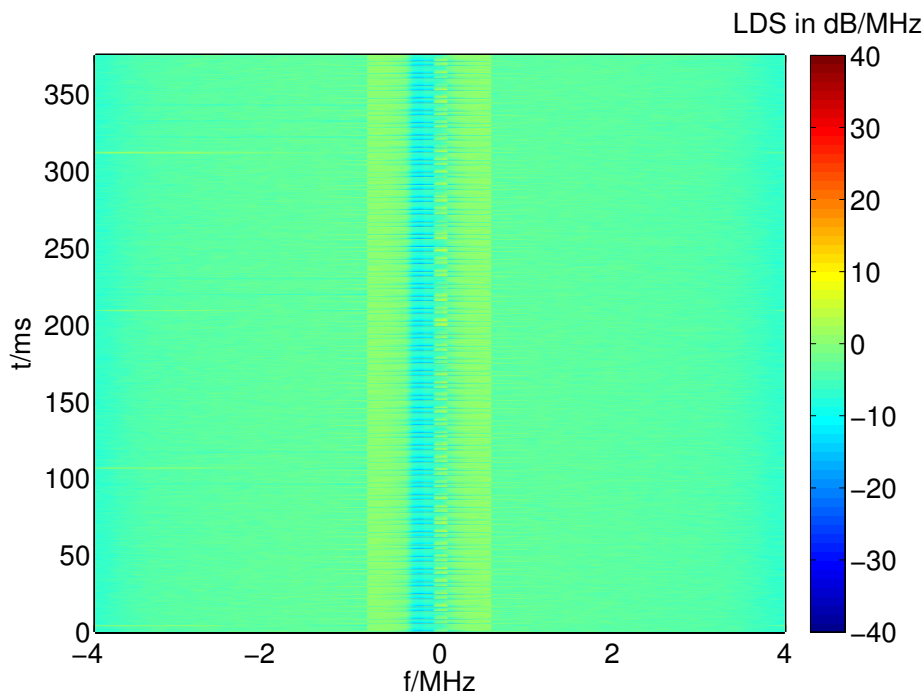


Bild 5.22 Differenz zwischen ISM-Spektrogramm und dessen Rekonstruktion

Bild 5.23 zeigt die blockweise Maximalwertbildung für das ISM-Spektrogramm. Die Abmessungen der Blöcke bleiben gegenüber dem GSM-Szenario unverändert und so entspricht auch $\Gamma_{\text{Block Max}}$ unverändert (5.17). Auch hier ist deutlich die Grenze zwischen dem als bekannt vorausgesetzten Zeitausschnitt und dem durch die Maximalwertbildung über die vorhandenen Blöcke dieses Frequenzbereiches ergänzten Zeitausschnitt zu erkennen. Die Differenz zwischen dem ISM-Spektro-

gramm und der blockweisen Maximalwertbildung ist in Bild 5.24 dargestellt. Die Fehlermaße e sind deutlich höher als die des Lernverfahrens. Dies gilt insbesondere für die Vorabinformationen.

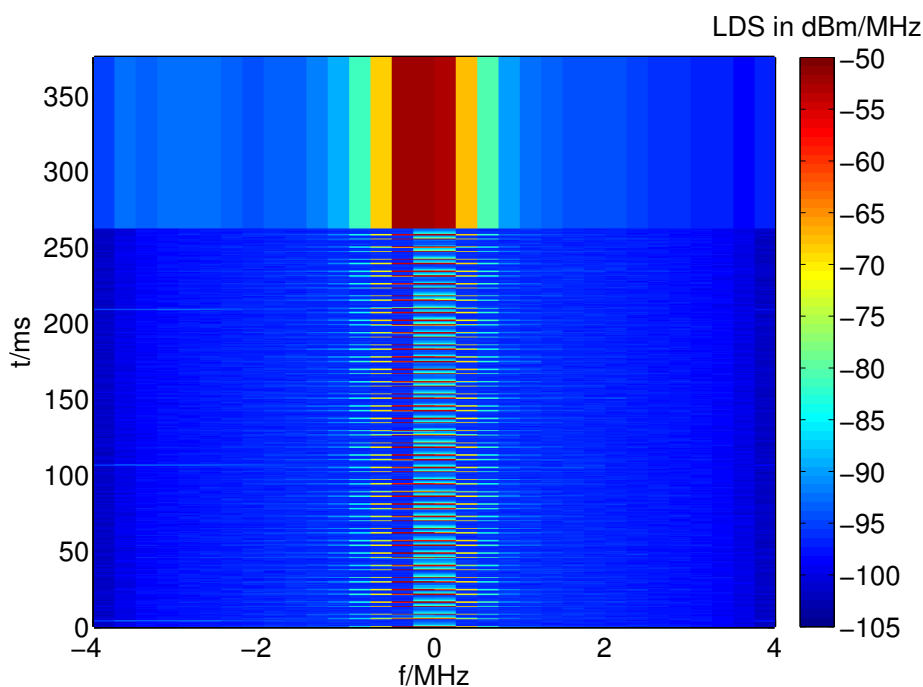


Bild 5.23 Blockweise Maximalwertbildung für das ISM-Spektrogramm

5.4.3 Bewertung

Im vorangegangenen Abschnitt wurden Signalisierungsverfahren an zwei Szenarien untersucht. Zum einen wurde das GSM-Szenario eingesetzt, bei dem die Standardparameter bekannt sind. Zum anderen wurde im ISM-Band die Signalisierung der Belegungen eines unbekanntes Systems untersucht. Der Einsatz von CR-Systemen in den ISM-Bändern, in denen prinzipiell jeder senden darf, solange eine maximale Leistung nicht überschritten wird, dient der Steigerung der Gesamteffizienz der in diesem Band aktiven Systeme. So können Firmen oder Privathaushalte ein starkes Interesse an CRs entwickeln, die die gegenseitigen Interferenzen der zu ihnen gehörenden verschiedenen Funksysteme minimieren.

Zur Signalisierung der Belegungen in diesen zwei Szenaren wurden zwei Optionen evaluiert. Beide Optionen wurden mit der Prämisse gestaltet, dass bei einem Over-

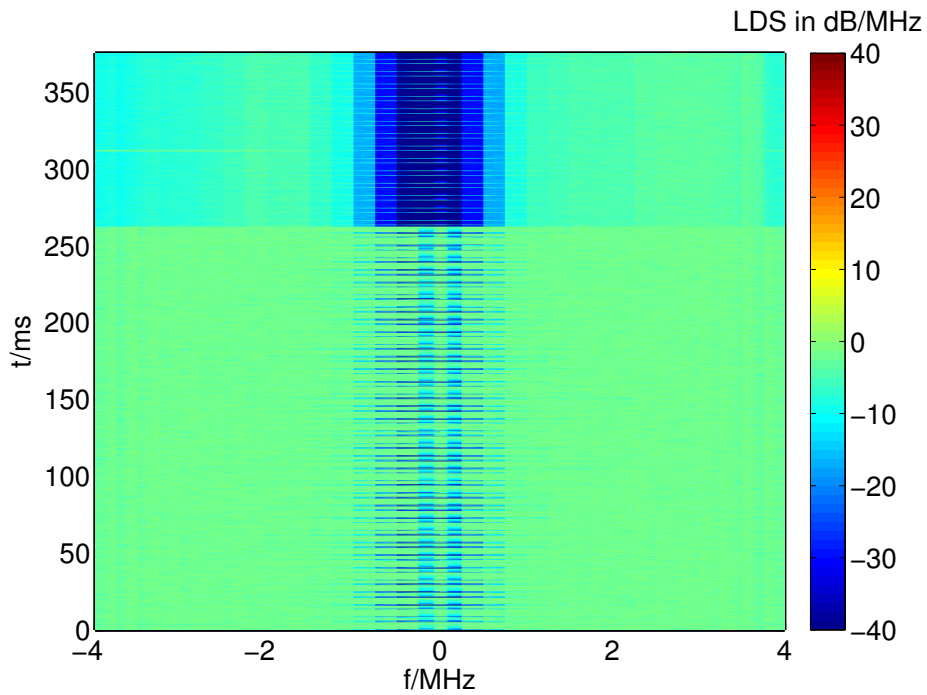


Bild 5.24 Differenz zwischen dem ISM-Spektrogramm und dessen blockweiser Maximalwertbildung

	Lernverfahren	Blockweise Maximalwertbildung
e_{all}	4 dB	10 dB
e_{unpr}	4 dB	6 dB
e_{pred}	4 dB	16 dB
c_r	924	256
Γ	0,026 bit/s/Hz	0,096 bit/s/Hz

Tabelle 5.4 Vergleich der zwei Signalisierungsoptionen für das ISM-Band-Spektrogramm

lay der als frei signalisierten Bereiche keine Kollisionen auftreten. Daher wurde sowohl bei der Signalisierung des bekannten Zeitausschnitts als auch bei der Bereitstellung von Vorabinformationen eine Maximalwertbildung eingesetzt.

Im Lernverfahren wird im GSM-Szenario ein Kompressionsfaktor von 150 erreicht, während im ISM-Band-Szenario ein Kompressionsfaktor von 924 erreicht wird. Hier zeigt sich, dass beim Einsatz von CRs nicht nur die Belegungen des Overlay-Systems an das primäre System angepasst werden müssen, sondern auch die Signalisierung. Im Extremfall einer völlig unstrukturierten spektralen Belegung des primären Systems kann schon ein zu hoher Signalisierungsoverhead die Zweitnutzung verhindern. Für die untersuchten Szenare kann selbst bei Akkumulierung der Schätzfehler des Lernverfahrens eine Rekonstruktion mit nur geringen Fehlern erfolgen. Die numerische Fehlerabschätzung liefert für dieses Verfahren in beiden untersuchten Szenaren trotz der sehr hohen Kompression nur 4 dB Abweichungen. Es ist insbesondere wichtig, dass auch die bereitgestellten Vorabinformationen nur diese geringen Abweichungen aufweisen.

Bei der blockweisen Maximalwertbildung können ebenfalls sehr hohe Kompressionsfaktoren erreicht werden, allerdings wird hier sehr viel Information verloren, die nicht wieder zu rekonstruieren ist. Die numerische Auswertung der Abweichungen der Vorabinformationen liefert 15 dB für das GSM-Szenario bzw. 16 dB für das ISM-Band-Szenario. Ein Overlay zeitweilig belegter Bereiche ist mit dieser Option nicht möglich. Diese Option eignet sich nur zum Overlay von völlig unbenutzten Bereichen.

5.5 Ausblick

Das YIN-Verfahren liefert neben \hat{T}_0 auch eine Schätzung des Verhältnisses der periodischen zur aperiodischen Leistung zurück. Diese Schätzung kann als Gütemaß der T_0 -Schätzung eingesetzt werden.

In (5.9),(5.10) und (5.11) werden bisher keine Korrelationen innerhalb der Periode \hat{T}_0 ausgewertet. So lässt sich die Struktur des GSM-Rahmens bzw. die Dauer der GSM-Bursts bisher nicht schätzen. Es wird daher vorgeschlagen, hierfür die Autokorrelation

$$r(t_1, t_2) = \mathbb{E} \{P(t_1)P(t_2)\}, \quad 0 \leq t_1 < \hat{T}_0, 0 \leq t_2 < \hat{T}_0 \quad (5.18)$$

zu untersuchen. Ebenso können zur zeitlichen Modellbildung Verfahren zur Ana-

lyse zyklstationärer Prozesse eingesetzt werden [Gar94].

Nachdem die kurzzeitigen Strukturen bekannt sind, kann sich eine mittel- und langfristige Statistik anschließen. So können zum Beispiel Tages- und Wochengänge für ein WLAN-System erstellt werden. (5.9),(5.10) und (5.11) können beispielsweise für Kanalleistungsvektoren der Dauer 5 Minuten gebildet werden. Diese Statistiken können kontinuierlich gebildet werden und in einer Datenbank abgelegt werden. Damit können Overlay-Systeme kollisionsfrei in spektralen Bereichen betrieben werden, in denen WLAN-Systeme zu bestimmten Tageszeiten keine Nutzlast übertragen.

6 Zusammenfassung

Die für die drahtlose Kommunikation zur Verfügung stehenden Funkressourcen sind begrenzt. Neue exklusive Ressourcen können einem Nutzer, wenn überhaupt, nur im Abstand mehrerer Jahre zugeteilt werden. Im Gegensatz dazu wächst die Nutzung dieser Kommunikationssysteme exponentiell. Daher werden derzeit Overlay-Systeme untersucht, die nicht belegte spektrale Bereiche als Zweitnutzer verwenden sollen. Die Suche nach nicht belegten Frequenzbereichen (*engl.* White Spaces) sollen CRs übernehmen. In dieser Arbeit wurden Algorithmen analysiert, die der Suche nach nicht belegten spektralen Bereichen dienen. Die Algorithmen wurden unter anderem für ein 2,4-GHz-ISM-Band-Szenario verifiziert. Da die Belegung der ISM-Bänder deutlich zunimmt, ist eine Steigerung der Gesamteffizienz insbesondere in diesen Bändern wichtig.

Die CR-Knoten schätzen die spektrale Belegung in ihrer Umgebung und müssen diese Informationen im CR-Netzwerk verteilen. Für die Verarbeitung der Spektrogramme im Netzwerk ergeben sich mehrere Ziele, die gleichzeitig verfolgt werden sollen: Zum einen ist eine deutliche Kompression der Spektrogramme zur Signalisierung im Netzwerk und zur Ablage der Informationen in einer Belegungsdatenbank erforderlich. Dabei sollen durch die Kompression möglichst wenig Informationen verloren werden. Darüber hinaus sind Informationen über die Leistungsdichten der Belegungen von Interesse, um starken Interferenzen am Empfänger des Overlay-Systems auszuweichen und um Modelle zur räumlichen Verteilung der Belegung bilden zu können. Das Netzwerk sollte weiterhin über Vorabinformationen über die zukünftigen Belegungen verfügen, da SDRs recht hohe Latenzzeiten aufweisen und die Signalisierung der Belegungsinformationen im Netzwerk einige Zeit in Anspruch nehmen kann. Da ein Funkgerät auf einem Kanal nicht gleichzeitig senden und empfangen kann, kann ein einzelner CR-Knoten während eines Sendeintervalls keine Kollision detektieren. Um den Abbruch der Verbindung fremder Systeme und damit einen deutlichen Einbruch der Effizienz zu vermeiden, sollte das Overlay-System regelmäßigen Belegungen ausweichen. Diese Ziele sind getrennt besser zu erreichen, in der Gesamtsicht müssen aber alle Ziele beachtet werden.

Zur Erreichung dieser Ziele wurden in dieser Arbeit einige Optionen analysiert, von denen die wichtigsten hier erläutert werden:

Zunächst werden Optionen erläutert, die ohne Kenntnis der verwendeten Standards auskommen. Es bietet sich an, für verschiedene Kanäle eine Statistik über die Belegungswahrscheinlichkeiten in dem jeweiligen Kanal zu erheben. Diese Statistik hilft bei der Auswahl des Kanals, im ausgewählten Kanal werden aber kaum Kollisionen reduziert, da die Information über die Struktur bzw. Periodizität der Belegungen nicht enthalten ist. Zur Verteilung der Belegungsinformation im Netzwerk wurde in [WJ04, Wei04] das *Boosting Protocol* vorgeschlagen, mit dem in der Boostingphase die CR-Knoten die Detektion einer Belegung in einem Frequenzbereich durch eine kurze starke Belegung dieses Frequenzbereichs signalisieren. Es bleibt hier allerdings noch zu untersuchen, ob die Belegungen trotz der Latenzzeiten der SDRs rechtzeitig signalisiert werden können und wie dieses System mit den Co-Site-Fähigkeiten der Transceiver zurechtkommt. Die Synchronisationsfähigkeiten sehr großer Netzwerke müssen ebenso noch nachgewiesen werden. Es bietet sich ebenfalls an, das Spektrogramm in Blöcke willkürlich bestimmter Abmessungen zu unterteilen und den Maximalwert des Spektrogramms zu signalisieren bzw. in einer Datenbank abzulegen. Diese Option wurde in dieser Arbeit als Vergleichsoption verwendet und näher analysiert. Es zeigte sich, dass diese Option bei teilweise belegten spektralen Bereichen nur schlecht geeignet ist.

Da die vorgestellten standardunabhängigen Optionen deutliche Schwächen bei der Erreichung der Ziele aufweisen, wurde in dieser Arbeit ein standardabhängiges Vorgehen vorgeschlagen. Die spektrale Maske eines Transmitters ist in der Regel unabhängig von der Zeit. Damit können LDS und Kanalleistung eines Transmitters getrennt voneinander signalisiert werden. Es ist jedoch notwendig, die Kanalstruktur zu kennen, um nicht mehrere unabhängige Transmitter zu einem Kanal zusammenzufassen. Durch die Ausnutzung der statistischen Abhängigkeiten kann eine hohe Kompression bei Erhaltung der Informationen erreicht werden. Die in der Belegung vorhandenen Strukturen können zur Signalisierung, zur Datenbank-Ablage und zur Vorhersage der spektralen Belegung eingesetzt werden. Da ein Overlay-System keinen exklusiven Zugriff auf das Spektrum hat, ist immer mit Einschränkungen durch das primäre System zu rechnen. Auch die hier vorgeschlagene standardabhängige Signalisierung ist auf Strukturen in der spektralen Belegung angewiesen. Bei einer völlig zufälligen spektralen Belegung kann mit diesem Vorgehen kein interferenzfreies Overlay realisiert werden.

Wenn das CR die Standards der primären Systeme des Bandes nicht kennt, ist ein Erlernen des Kanalzugriffsverhaltens dieser Systeme notwendig. In dieser Arbeit wurden dazu Methoden untersucht, mit denen die Strukturen der spektralen Bele-

gung erlernt werden können. Zur Trennung der Transmitter wurden zwei Verfahren zur automatischen Kanalsegmentierung analysiert. Zum einen wurde das CSeg-Verfahren und zum anderen eine SSCL-basierte Kanalsegmentierung, die in den aufeinander aufbauenden Veröffentlichungen [RFKZ01] und [Öne04] vorgeschlagen wurde, untersucht. Das zweite Verfahren wurde in dieser Arbeit so modifiziert, dass deutlich weniger Schwellwerte benötigt werden und die Trennung spektral teilweise überlappender Transmitter ermöglicht wird. In diesem Verfahren wird zunächst ein LDS durch den SSCL nach Häufungen bzw. Clustern der Leistungsdichten durchsucht. Das LDS wird anschließend quantisiert; die Quantisierungsstufen ergeben sich dabei aus den Clusterzentren. Es folgen morphologische Operationen zur Glättung einzelner Spitzen. Jedes verbleibende Maximum wird als Transmitter betrachtet.

In dieser Arbeit wurde ebenfalls eine SSCL-basierte Fusionsstufe vorgeschlagen, die die Ergebnisse der Kanalsegmentierungen mehrerer aufeinanderfolgender LDS fusioniert. Die Fusionsstufe kann dabei auf beiden Verfahren aufbauen.

Nach der Segmentierung der Kanäle folgt eine zeitliche Modellbildung. Hier wurden das AKF- und das YIN-Verfahren auf ihre Eignung zur Schätzung der Periodizitäten der Kanalleistungen hin untersucht. Nach der Schätzung der Grundperiode der Kanalleistung wird eine Statistik für $0 \leq t < \hat{T}_0$ gebildet.

Nach Abschluss der Schätzungen kann die spektrale Belegung signalisiert werden. Für dieses Lernverfahren ergibt sich für das untersuchte GSM-Szenario ein Kompressionsfaktor von 150, während für das vorgestellte ISM-Band-Szenario ein Kompressionsfaktor von 924 ermöglicht wird. Die Zahlen zeigen, dass der Signalisierungsaufwand von der vorliegenden Belegung abhängt. Auch die Überlagerung von als nicht belegt angenommenen Spektralbereichen wird durch einen strukturierten Zugriff des primären Systems erleichtert. Die Rekonstruktion ergibt für beide Szenarien trotz der sehr hohen Kompression nur eine mittlere Abweichung von 4 dB. Diese Abweichungen sind insbesondere für die als Vorabinformation bereitgestellten Bereiche deutlich geringer als die Abweichungen der als Vergleichsoption eingesetzten blockweisen Maximalwertbildung.

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

AKF	Autokorrelationsfolge	90
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit	6
CPC	Cognitive Pilot Channel	28
CPRI	Common Public Radio Interface	21
CR	Cognitive Radio	4
CSeg	Kanalsegmentierungsverfahren nach [Lie96]	52
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance	34
DAB	Digital Audio Broadcast	15
DSP	Digital Signal Processor	4
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	33
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	33
FDD	Frequency Division Duplex	37
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum	33
FPGA	Field Programmable Gate Array	4
GPP	General Purpose Processor	4
IDL	Interface Description Language	14
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	23
IF	Zwischenfrequenz	8
ISM-Bänder	Industrial-, Scientific- and Medical-Bänder	29
LDS	Leistungsdichtespektrum	28
MHAL	Modem Hardware Abstraction Layer	15
RF	Hochfrequenz	8
SCA	Software Communications Architecture	14
SDR	Software Defined Radio	4
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis (Signal-to-Noise Ratio)	68
SSCL	Self-Splitting Competitive Learning	53
STFT	Short Time Fourier Transform	54
TDD	Time Division Duplex	84

TDMA	Time Division Multiple Access	30
USRP	Universal Software Radio Peripheral	9

Notation und Formelzeichen

$a = 1, \dots, A$	aktive Quellen	68,68
B	Bandbreite	26,54
$d = 1, \dots, D$	detektierte Quellen	70,70
$d(\tau)$	Differenzfunktion des YIN-Verfahrens	92
E	Anzahl der Nichtentdeckungen	70
E_m	Anzahl der Nichtentdeckungen über Simulationsläufe gemittelt	71
F	Anzahl der Falschalarme	70
F_m	Anzahl der Falschalarme über Simulationsläufe gemittelt	71
f	Frequenz	55
f_0	Grundfrequenz der Kanalleistung	85
$f_s = 1/B$	Abtastfrequenz	54
$f_{c,a}$	Mittenfrequenz der aktiven Quelle a	68
$\hat{f}_{c,d}$	Geschätzte Mittenfrequenz der detektierten Quelle d	75
$\hat{\mathbf{f}}_l$	Geschätzte Mittenfrequenzen in der Fusionsstufe mit Laufindex l	67
$\hat{\mathbf{f}}_{l,opt}$	In der Fusionsstufe ausgewählter Mittenfrequenzvektor	67
Δf	Frequenzauflösung	55
$f_{l,k}$	untere Grenze des Kanals k	88
$f_{h,k}$	obere Grenze des Kanals k	88
Δf_{SU}	Abstand der Unterträger des Overlay-Systems	26
Δf_{WLAN}	Abstand der Unterträger für bestimmte Modi des WLAN IEEE 802.11	35
G	Quadratisches Gütemaß	70
G_m	Quadratisches Gütemaß über Simulationsläufe gemittelt	71
γ_a	Duty Cycle der aktiven Quelle a	68
Γ	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz	41
$\Gamma_{I/Q}$	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz für unkomprimierte I/Q-Daten	41
Γ_{Spec}	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz des unkomprimierten Spektrogramms	41

$\Gamma_{\text{Rect Max}}$	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz bei blockweiser Maximalwertbildung	42
Γ_{PNG}	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz für PNG-Bildkompression	42
Γ_{Bin}	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz für binarisiertes Spektrum	42
$\Gamma_{\text{Bin,PNG}}$	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz für binarisiertes Spektrum nach PNG-Bildkompression	42
Γ_{GSM}	Signalisierungs- und Speicherungseffizienz für GSM-Standard-spezifische Signalisierung	44
$k = 1, \dots, K$	Kanalnummer	86
$l = 1, \dots, 10$	Indizierung der Mittenfrequenzvektoren in der Fusionsstufe	67
m	Laufvariable zur Filterung	56
M	Abmessung des Filterkerns in Frequenzrichtung	56
\hat{N}_0	Rauschleistungsdichte-Schätzung	57,62
n	Laufvariable zur Filterung	56
N	Abmessung des Filterkerns in Zeitrichtung	56
N_{FFT}	Fenster- und FFT-Länge der FFT-Segmente	54
$N_{\text{FFT,SU}}$	Anzahl der Unterträger des Overlay-Systems	26
N_T	Anzahl der Kurzzeit-Spektralschätzungen	55
$p(a)$	Nächste detektierte Quelle	70
$P(t)$	Kanalleistung	88
$P_I(t)$	Interpolierte Kanalleistung	91
$q(d)$	Nächste aktive Quelle	70
$r^I(\tau)$	AKF der interpolierten Kanalleistung	91
$S_a(f)$	Mittleres LDS in linearer Darstellung	58
$S(f)$	Mittleres LDS in logarithmischer Darstellung	58
$S(f, t)$	Spektrum in logarithmischer Darstellung	57
$S_a(f, t)$	Spektrum nach Faltung mit Filterkern	56
$S_l(f, t)$	Spektrum in linearer Darstellung	55
t	Zeit	55
Δt	Abstand zwischen zwei Kurzzeit-Spektralschätzungen	55
Δt_I	Abtastintervall der Kanalleistung nach Interpolation	91
t_0	fester Zeitpunkt	61
T_0	Grundperiode	85
T_{Br}	Burstdauer	89
T_{FFT}	Zeitdauer eines FFT-Segments	55

T_{Fr}	Rahmendauer	89
T_{GI}	Dauer des Guard Intervals des Overlay-Systems	26
T_s	Abtastintervall	54
τ	Zeitdifferenz	91
τ_{max}	Maximale Zeitdifferenz	91
SNR_a	Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis der aktiven Quelle a	68
$w = 1, \dots, 10$	Indizierung der Mittenfrequenzvektoren in der Fusionsstufe	67
W	Anzahl der Abrastwerte des Summationsfensters	91
$X(f, t)$	STFT	55

Literaturverzeichnis

- [80203a] *IEEE Standard 802.11a - High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band.* IEEE, Reaffirmed 2003. [Online]. Verfügbar: <http://standards.ieee.org/getieee802>.
- [80203b] *IEEE Standard 802.11g - Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band.* IEEE, Reaffirmed 2003. [Online]. Verfügbar: <http://standards.ieee.org/getieee802>.
- [ALVM06] AKYILDIZ, IAN F., WON-YEOL LEE, MEHMET C. VURAN und SHANTIDEV MOHANTY: *NeXt Generation/Dynamic Spectrum Access/Cognitive Radio Wireless Networks: A Survey.* *Comput. Networks*, 50(13):2127–2159, September 2006.
- [Ber09] BERTHOLD, ULRICH: *Dynamic Spectrum Access Using OFDM-based Overlay Systems.* Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 21, 2009. [Online]. Verfügbar: <http://digbib.ubka.uni-karlsruhe.de/volltexte/1000011484>.
- [BFN05] BLUME, H., H. T. FELDKAEMPER und T. G. NOLL: *Model-Based Exploration of the Design Space for Heterogeneous Systems on Chip.* *J. VLSI Signal Process. Syst.*, 40(1):19–34, 2005.
- [BJR⁺07] BLASCHKE, V., H. JAEKEL, T. RENK, C. KLOECK und F. K. JONDRA: *Occupation Measurements Supporting Dynamic Spectrum Allocation for Cognitive Radio Design.* In: *Proc. 2nd International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications CrownCom 2007*, Seiten 50–57, August 2007.
- [BK07] BARD, JOHN und VINCENT J. KOVARIK: *Software Defined Radio - The Software Communications Architecture.* Wiley & Sons, Ltd, 2007.
- [Bla08] BLASCHKE, VOLKER: *Multiband Cognitive Radio-Systeme.* Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 20, 2008. [Online]. Verfügbar: <http://digbib.ubka.uni-karlsruhe.de/volltexte/1000009926>.
- [BNe] *Allgemeinzuteilung von Frequenzen im Frequenzbereich 2400,0 - 2483,5 MHz für die Nutzung durch die Allgemeinheit in lokalen Netzwerken; Wireless Local Area Networks (WLAN-Funkanwendungen).* Bundesnetzagentur. Vfg 89 / 2003, [Online]. Verfügbar: <http://www.bundesnetzagentur.de>.

- [Bos99] BOSE, VANU G.: *Design and Implementation of Software Radios Using a General Purpose Processor*. Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 1999.
- [Bra09] BRANDES, SINJA: *Suppression of Mutual Interference in OFDM Based Overlay Systems*. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 22, 2009. [Online]. Verfügbar: <http://digbib.ubka.uni-karlsruhe.de/volltexte/1000011889>.
- [CCBSS05] CORDEIRO, C., K. CHALLAPALI, D. BIRRU und N. SAI SHANKAR: *IEEE 802.22: The First Worldwide Wireless Standard Based on Cognitive Radios*. In: *Proc. First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks DySPAN 2005*, Seiten 328–337, November 2005.
- [CKea06] CORDIER, P., C. KLÖCK und ET. AL.: *E2R Cognitive Pilot Channel Concept*. In: *IST Mobile and Wireless Communication Summit*, Myconos, Greece, 2006.
- [CPR08] *Common Public Radio Interface (CPRI); Interface Specification, V4.0*, Juni 2008. [Online]. Verfügbar: <http://www.cpri.info>.
- [dCK02] CHEVEIGNÉ, ALAIN DE und HIDEKI KAWAHARA: *YIN, a Fundamental Frequency Estimator for Speech and Music*. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 111(4):1917–1930, 2002.
- [DPBGRM91] DOMÍNGUEZ, L. VERGARA, J. M. PORTILLO BORRALLA, J. PORTILLO GARCÍA und B. RUIZ MEZCUA: *A General Approach to the Automatic Classification of Radiocommunication Signals*. *Signal Process.*, 22(3):239–250, 1991.
- [EKJ08] ELSNER, J.P., C. KOERNER und F.K. JONDRAL: *Non-Parametric Modeling with Gaussian Processes for Spatial Radio-Scene Analysis*. 5th IEEE Consumer Communications and Networking Conference (CCNC) 2008, Seiten 983–987, Januar 2008.
- [EKJ09] ELSNER, J., C. KOERNER und F. K. JONDRAL: *Centralized Modeling of the Communication Space for Spectral Awareness in Cognitive Radio Networks*. *ACM MC2R Special Issue on Cognitive Radio Technologies and Systems*, 2009.
- [ERKJ07] ELSNER, J. P., P. RYKACZEWSKI, C. KOERNER und F. K. JONDRAL: *Orthogonal Complex Hadamard Spreading Codes for I/Q Imbalance Mitigation in MC-CDMA Systems*. In: *Proc. IEEE 65th Spring Vehicular Technology Conference VTC2007*, Seiten 2661–2665, 22–25 April 2007.
- [Fan01] FANGHÄNEL, KARSTEN: *HF-Signalklassifikation mit Selbst-Organisierenden Karten*. Dissertation, Universität der Bundeswehr Hamburg, 2001.

- [Fet06] FETTE, BRUCE (Herausgeber): *Cognitive Radio Technology*. Elsevier, 2006.
- [FK03] FAZEL, KHALED und STEFAN KAISER: *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, 2003.
- [FP03] FORSYTH, DAVID A. und JEAN PONCE: *Computer Vision - A Modern Approach*. Prentice Hall, 2003.
- [Gan06] GANDETTO, MATTEO: *Mode Identification and Spectrum Monitoring Algorithms for Cognitive Radio*. Dissertation, University of Genova, 2006.
- [Gar94] GARDNER, WILLIAM A. (Herausgeber): *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*. IEEE Press, 1994.
- [Gas02] GAST, MATTHEW S.: *802.11 Wireless Networks: The Definitive Guide*. O'Reilly & Associates, 2002.
- [Ger03] GERHARD, DAVID: *Pitch Extraction and Fundamental Frequency: History and Current Techniques*. Technischer Bericht University of Regina, CANADA, 2003. ISBN 0-7731-0455-0.
- [Hay05] HAYKIN, S.: *Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications*. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 23(2):201–220, Februar 2005.
- [HV99] HENNING, MICHI und STEVE VINOSKI: *Advanced CORBA Programming with C++*. Addison-Wesley, 1999.
- [IEE06] *IEEE 802.15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, September 2006. [Online]. Verfügbar: <http://www.ieee.org>.
- [JAP07] *JTRS Application Program Interfaces (APIs)*. Joint Program Executive Office of the Joint Tactical Radio System (JPEO JTRS), April 2007. [Online]. Verfügbar: <http://sca.jpeojtrs.mil/downloads.asp>.
- [JMW02] JONDRAL, FRIEDRICH, RALF MACHAUER und ANNE WIESLER: *Software Radio – Adaptivität durch Parametrisierung*. J. Schlembach Fachverlag, 2002.
- [Jon91] JONDRAL, F.: *Funksignalanalyse*. Teubner, 1991.
- [Jon05] JONDRAL, FRIEDRICH K.: *Software-Defined Radio—Basics and Evolution to Cognitive Radio*. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2005(3):275–283, 2005.
- [Jon08] JONDRAL, FRIEDRICH: *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach Fachverlag, 3. Auflage, 2008.
- [JS93] JACOVITTI, G. und G. SCARANO: *Discrete time techniques for time delay estimation*. IEEE Transactions on Signal Processing, 41(2):525–533, Februar 1993.

- [Jäh05] JÄHNE, BERND: *Digitale Bildverarbeitung*. Springer, 2005.
- [Kan05] KANE, JOHN (Herausgeber): *Cisco 802.11 Wireless Networking Quick Reference*. Cisco Press, Indianapolis, USA, 2005.
- [KJ07] KÖRNER, CHRISTIAN und FRIEDRICH K. JONDRA: *Spread Spectrum Sequence Estimation for the UMTS Downlink Using Eigenvectors*. FREQUENZ, 61:157–161, Juli 2007.
- [KK98] KAMMEYER, KARL-DIRK und KRISTIAN KROSCHER: *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner, 1998.
- [Kla03] KLAPURI, ANSSI P.: *Multiple fundamental frequency estimation based on harmonicity and spectral smoothness*. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 11(6):804–816, November 2003.
- [LAdS07] LABIOD, HOUDA, HOSSAM AFIFI und COSTANTINO DE SANTIS: *Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee and WiMAX*. Springer, 2007.
- [LEPM06] LAN, TIAN, D. ERDOGMUS, M. PAVEL und S. MATHAN: *Automatic Frequency Bands Segmentation Using Statistical Similarity for Power Spectrum Density Based Brain Computer Interfaces*. In: *Proc. International Joint Conference on Neural Networks IJCNN '06*, Seiten 4650–4655, Juli 2006.
- [Lie96] LIEDTKE, F.: *Verfahren zur automatischen Segmentierung von Frequenzspektren - Grundlagen und Rechnersimulationen*. Technischer Bericht4-96, Forschungsgesellschaft für Angewandte Naturwissenschaften e.V. (FGAN), Wachtberg-Werthhoven, Dezember 1996.
- [LPNSR08] LAGUNAS, MIGUEL A., A. I. PEREZ-NEIRA, P. STOICA und M. A. ROJAS: *Spectrum Labeling for Cognitive Radio Systems: Candidate Spectral Estimation*. In: *2008 IAPR Workshop on Cognitive Information Processing*, Santorini, Greece, Juni 2008.
- [MBM⁺07] MUCK, M., D. BOURSE, K. MOESSNER, N. ALONISTIOTI, P. DEMESTICHAS, E. NICOLLET, E. BURACCHINI, D. BATEMAN, Z. BOUFIDIS, E. PATOUNI, V. STAVROULAKI, A. TROGOLO und P. GORIA: *End-to-End Reconfigurability in Heterogeneous Wireless Systems - Software and Cognitive Radio Solutions enriched by Policy- and Context-based Decision Making*. In: *Proc. 16th IST Mobile and Wireless Communications Summit*, Seiten 1–5, Juli 2007.
- [MDB⁺06] MAURER, LINUS, THOMAS DELLSPERGER, THOMAS BURGER, DOMINIQUE NUSSBAUM, RAYMOND KNOPP und HERVE CALLEWAERT: *Medium Term Evolution for Reconfigurable RF Transceivers*. In: *Proceeding of the SDR 06 Technical Conference and Product Exposition*, 2006.

- [MHA07] *JTRS Modem Hardware Abstraction Layer (MHAL) API*. Joint Program Executive Office of the Joint Tactical Radio System (JPEO JTRS), Mai 2007. V 2.11.1 [Online]. Verfügbar: <http://sca.jpeojtrs.mil/downloads.asp>.
- [MHD⁺06] MAURER, L., G. HUEBER, T. DELLSPERGER, T. BURGER, M. HUEMER und R. WEIGEL: *A Frequency Agile Terminal Receiver for Wireless Multi-Standard Applications*. In: *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium*, Seiten 291–294, Oktober 2006.
- [Mit00] MITOLA, JOSEPH: *Cognitive Radio: An integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*. Dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Schweden, 2000.
- [MM99] MITOLA, J., III und JR. MAGUIRE, G. Q.: *Cognitive Radio: Making Software Radios more Personal*. *IEEE Personal Communications*, 6(4):13–18, August 1999.
- [MMTB⁺06] MARFIL, R., L. MOLINA-TANCO, A. BANDERA, J. A. RODRÍGUEZ und F. SANDOVAL: *Pyramid segmentation algorithms revisited*. *Pattern Recognition*, 39(8):1430–1451, 2006.
- [ÖJ07] ÖNER, M. und F. JONDRALE: *On the Extraction of the Channel Allocation Information in Spectrum Pooling Systems*. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 25(3):558–565, April 2007.
- [Öne04] ÖNER, M.: *Air Interface Identification for Software Radio Systems*. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 10, 2004. [Online]. Verfügbar: <http://digbib.ubka.uni-karlsruhe.de/volltexte/1000001103>.
- [OS95] OPPENHEIM, ALAN V. und RONALD W. SCHAFFER: *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*. R. Oldenburg Verlag, 2. Auflage, 1995.
- [Pol09] POLITIS, C.: *Managing the Radio Spectrum*. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 4(1):20–26, März 2009.
- [PSR⁺08] PAN, JIANMING, PETER SLANINA, TOBIAS RENK, MUGDIM BUBLIN und IAVOR KAMBOUROV: *A Cognitive Pilot Channel System Design Approach*. In: *Proc. 5th Karlsruhe Workshop on Software Radios*, März 2008.
- [QF06] QUADFLIEG, D. und W. FOERSTER: *Signalparameterschätzung mittels Zeit-Frequenz-Analyse - Untersuchung des Einflusses von Kanalverzerrungen*. Technischer Bericht 112, Forschungsgesellschaft für Angewandte Naturwissenschaften e.V. (FGAN) - FKIE, Wachtberg-Werthhoven, März 2006.
- [RFKZ01] RAPS, R., K. FANGHANEL, K. KOLLMANN und H. C. ZEIDLER: *HF Band Emitter Detection and Segmentation based on Image Processing*. In: *Proc. IEEE MILCOM 2001*, Band 1, Seiten 428–431, Oktober 2001.

- [Rhi04] RHIEMEIER, ARND-RAGNAR: *Modulares Software Defined Radio*. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 9, 2004. [Online]. Verfügbar: <http://digbib.ubka.uni-karlsruhe.de/volltexte/1000001174>.
- [RKJ07] RENK, TOBIAS, CLEMENS KLOECK und FRIEDRICH K. JONDRAL: *A Cognitive Approach to the Detection of Spectrum Holes in Wireless Networks*. 4th IEEE Consumer Communications and Networking Conference, Seiten 1118–1122, Januar 2007.
- [RKKJ06] RENK, TOBIAS, CLEMENS KLÖCK, CHRISTIAN KÖRNER und FRIEDRICH K. JONDRAL: *Increasing Spectral Efficiency by Managing Adjacent Channel Interference*. In: *Proceedings of the First International Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum*, Boston, USA, August 2006.
- [SCA05] *Software Communications Architecture v2.2 Reference Implementation Project, Deliverable 3, Analog FM Application Developer Guide*. Technischer Bericht Communications Research Centre Canada, Ottawa, Ontario, Canada, Februar 2005. [Online]. Verfügbar: http://crc.ca/en/html/crc/home/research/satcom/rars/sdr/products/scari_open/scari_open.
- [SCA06] *Software Communications Architecture Specification*. Joint Program Executive Office of the Joint Tactical Radio System (JPEO JTRS), Mai 2006. V2.2.2 [Online]. Verfügbar: <http://sca.jpeojtrs.mil/downloads.asp>.
- [SDRa] *SDRF Cognitive Radio Definitions*. Technischer Bericht [Online]. Verfügbar: http://www.sdrforum.org/pages/documentLibrary/documents/SDRF-06-R-0011-V1_0_0.pdf.
- [SDRb] *SDRF ITU Submission Cognitive Radio*. Technischer Bericht [Online]. Verfügbar: <http://www.sdrforum.org>.
- [Sha06] *Comprehensive Spectrum Occupancy Measurements over six different Locations*. Technischer Bericht Shared Spectrum Company, August 2006. [Online]. Verfügbar: www.sharedspectrum.com.
- [Sie08] SIETMANN, RICHARD: *Spektrum in bester Lage*. c't Magazin für Computertechnik, 26, 2008.
- [SS01] SHAPIRO, LINDA G. und GEORGE C. STOCKMAN: *Computer Vision*. Prentice Hall, 2001.
- [TG06] TIAN, ZHI und GEORGIOS B. GIANNAKIS: *A Wavelet Approach to Wideband Spectrum Sensing for Cognitive Radios*. In: *Proc. 1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications*, Seiten 1–5, Juni 2006.

- [TM08] THILAKAWARDANA, SHYAMALIE und KLAUS MOESSNER: *Efficient Spectrum Sensing Technique for Opportunistic Radio using Wavelet Techniques*. In: *Proc. 5th Karlsruhe Workshop on Software Radios*, Karlsruhe, Germany, März 2008. Universität Karlsruhe (TH).
- [Tsy07] TSYPLIKHIN, A. I.: *Analysis of Vocal Pulses in a Speech Signal*. *Acoustical Physics*, 53(1):105–118, 2007. ISSN 1063-7710.
- [Umb99] UMBAUGH, SCOTT E.: *Computer Vision and Image Processing*. Prentice Hall, 1999.
- [VYC05] VLACHOS, MICHAEL, PHILIP S. YU und VITTORIO CASTELLI: *On Periodicity Detection and Structural Periodic Similarity*. In: *Proc. 2005 SIAM Intl. Conf. on Data Mining*, 2005.
- [Wal99] WALDEN, R. H.: *Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis*. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 17(4):539–550, April 1999.
- [Wei04] WEISS, TIMO: *OFDM-basiertes Spectrum Pooling*. Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), Band 13, 2004. [Online]. Verfügbar: <http://digbib.ubka.uni-karlsruhe.de/volltexte/1000001376>.
- [WJ04] WEISS, T. A. und F. K. JONDRA: *Spectrum Pooling: An Innovative Strategy for the Enhancement of Spectrum Efficiency*. *IEEE Communications Magazine*, 42(3):S8–14, März 2004.
- [Ziv07] ZIVADINOVIC, DUSAN: *Beschleunigte Umleitung*. *c't Magazin für Computertechnik*, 23:160–166, 2007.
- [ZL02] ZHANG, YA-JUN und ZHI-QIANG LIU: *Self-Splitting Competitive Learning: A new on-line Clustering Paradigm*. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 13(2):369–380, März 2002.

Diplom-, Studien- und Masterarbeiten, Teamprojekte

- B. Zhang: *Implementierung und Analyse eines UMTS-RAKE-Empfängers*
Studienarbeit, 31. März 2006
- D. Epple, F. Pleitgen,
N. Rapp, R. von Rhein: *Hilberttransformation*
Teamprojekt, 17. Juli 2006
- J. Elsner: *Implementation of the DAB Physical Layer in Software using the GNU Radio Framework*
Studienarbeit, 30. Mai 2007
- J. Elsner: *Centralized Modeling of the Communications Space for Spectral Awareness in Cognitive Radio Networks*
Masterarbeit, 22. November 2007
- M. Braun, N. Decker,
V. Hai, E. Klasing: *Belegungsmessungen in UMTS-Mobilfunksystemen*
Teamprojekt, 21. Februar 2008
- F. Pleitgen: *Die physikalische Schicht einer OFDM-basierten Wellenform*
Diplomarbeit, 27. Mai 2008
- R. von Rhein: *Modellierung der spektralen Belegung von TDMA-Systemen für Cognitive Radios*
Diplomarbeit, 28. Juli 2008
- T. Gradinger: *Modellierung der spektralen Belegung von FDMA-Systemen für Cognitive Radios*
Diplomarbeit, 20. Dezember 2008

Index

- Autokorrelation, 92
- Automatische Kanalsegmentierung, 52
- Bildsegmentierung, 53
- Blockweise Maximalwertbildung, 106
- Boosting Protocol, 40
- Cluster, 53
- Cognitive Pilot Channel, 29
- CORBA, 12, 15
- Detektion zyklstationärer Merkmale, 31
- Dilatation, 63
- Energie-Detektion, 31
- Erosion, 63
- GNU Software Radio, 12
- Grundfrequenz, 86
- Identifikation bekannter Systeme, 85
- Kanalleistung, 89
- Kern, 56
- Lernverfahren, 104
- Maschinelles Lernen, 25
- Matched-Filter-Detektion, 30
- Modulares Software Defined Radio (Mod-SDR), 10
- Overlay-Systeme, 28
- Parameter Controlled Software Defined Radio (PaC-SDR), 10
- Periodizitäten, 85
- Primärer Nutzer, Sekundärer Nutzer, 26
- Quantisierungsstufen, 61
- SCA, 14
- Self-Splitting-Competitive-Learning(SSCL)-Algorithmus, 53
- Signalisierung, 103
- Spektrogramm, 55
- Time Division Duplex, 84
- USRP, 9
- Welch-Spektralschätzung, 55, 56
- WLAN IEEE 802.11, 36
- YIN-Verfahren, 92
- ZigBee, 37
- Zyklstationärer Prozess, 90

Lebenslauf

	Persönliche Daten
Name	Christian Körner
Geburtsort	Frankfurt am Main
Staatsangehörigkeit	Deutsch
	Schulbildung
1984-1988	Friedrich-Fröbel-Grundschule in Obertshausen
1988-1997	Franziskaner-Gymnasium Kreuzburg in Großkrotzenburg
	Studium und Berufsweg
1998-2004	Technische Universität Darmstadt, Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik mit Fachrichtung Nachrichtentechnik
2001-2002	State University of New York at Buffalo, Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik
seit 2005	Karlsruher Institut für Technologie, Institut für Nachrichtentechnik, wissenschaftlicher Mitarbeiter