

Timo Weiß

■ **OFDM-basiertes Spectrum Pooling**

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

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

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

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

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

- Band 9 Arnd-Ragnar Rhiemeier
Modulares Software Defined Radio
- Band 10 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

Vorwort des Herausgebers

Dass die Übertragungsressource Spektrum ein knappes Gut ist, wird ganz besonders an Orten deutlich, an denen es zu bestimmten Zeiten zu hohen Nachfragespitzen kommt. Das ist häufig im Zusammenhang mit Veranstaltungen wie Messen und Sportereignissen oder an Brennpunkten des täglichen Lebens wie Flughäfen und Bahnhöfen der Fall. Für Netzbetreiber wird bei solchen Gelegenheiten die Bereitstellung von *Hot Spots* (zusätzlich oder im Rahmen ihrer Infrastruktur) zu einem lukrativen Geschäft. Natürlich ist zu erwarten, dass in solchen Hot Spots die bekannten Netze der zweiten und dritten Mobilfunkgeneration bis an ihre Grenzen belastet sind.

Daher wird die Idee des *Spectrum Poolings* für die Abdeckung dieser Hot Spots interessant: Dabei bringen Spektrumsbesitzer (*Stammnutzer*), die die ihnen zugeeilte Übertragungsressource nur sporadisch nutzen, ihre Frequenzen in einen Pool ein, aus dem *Mietnutzer* Bandbreite mieten können. Durch die Einnahmen aus der Vermietung können die Stammnutzer beispielsweise Kosten für das Spektrum refinanzieren. Allerdings wird kein Stammnutzer die sekundäre Nutzung seines Spektrums zulassen, wenn nicht mit technischen Mitteln sichergestellt wird,

1. dass ihm, wenn er selbst die Übertragungsressource benötigt, diese unverzüglich zur Verfügung steht,
2. das von ihm betriebene Stammmnutzersystem vom Mietnutzersystem nicht gestört wird.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich erstmalig aus praktischer Sicht mit den technischen Aspekten des Spectrum Poolings. Auf der Basis fortschrittlicher digitaler Mobilkommunikationstechnologien wird ein drahtloses lokales Netz (Wireless Local Area Network, WLAN) beschrieben, das eine Modifikation des IEEE 802.11a bzw. des HIPERLAN/2-Standards darstellt und als Mietnutzersystem innerhalb eines FDMA- bzw. eines TDMA-Systems, das nicht die *Listen Before Talk Etikette* benutzt, arbeitet. Spectrum Pooling wird hier als eine Koexistenzstrategie zweier Mobilfunksysteme im selben Band betrachtet, bei der keine Kommunikation zwischen den Systemen notwendig ist. Diese Sichtweise setzt natürlich voraus, dass das Stammmnutzersystem für den Einsatz im Spectrum Pooling nicht verändert wird. Allein geeignete Mechanismen im Mietnutzersystem haben für das reibungslose Funktionieren der Koexistenzstrategie zu sorgen.

Es liegt auf der Hand, dass die Einführung von Spectrum Pooling wesentlich zu einer effizienteren Nutzung des elektromagnetischen Spektrums beitragen kann.

Es darf aber auch nicht verschwiegen werden, dass zusätzlich zu den hier diskutierten technischen Aufgabenstellungen auch ökonomische und vor allem rechtliche Fragen zu klären sind, bevor es zum breiten Einsatz einer solchen Technologie kommen kann. Die Notwendigkeit zu einer grundsätzlichen Änderung der Frequenzuteilungs- und Frequenznutzungsstrategien wird offensichtlich, wenn die derzeitige Diskussion innerhalb und außerhalb der (nationalen) Regulierungsbehörden über eine effizientere Spektrumsnutzung ins Spiel kommt: Mit der Bereitstellung der WLAN-Bänder im 5 GHz Bereich und der Zulassung von *Ultra Wide Band* (UWB) als Overlay System in Nordamerika wurden bereits erste Schritte in Richtung einer flexibleren Spektrumsnutzung getan.

Die Dissertation *OFDM-basiertes Spectrum Pooling* von Herrn Timo Weiß ist in einem sehr gut lesbaren Stil geschrieben. Die Kapitel 2 bis 4 stellen bereits für sich ausgezeichnete Einführungen in das Umfeld der OFDM-Übertragung, von Mobilfunkkanälen und von WLAN-Standards dar.

Den wichtigen und neuen Teil der Arbeit, der auch die wesentlichen Beiträge des Autors zum technisch-wissenschaftlichen Fortschritt enthält, bilden die Kapitel 5 und 6. Dabei sei der professionelle Umgang von Herrn Weiß mit den analytischen Mitteln der Wahrscheinlichkeitsrechnung besonders hervorgehoben. Die Arbeit enthält eine ganze Reihe komplexer Rechnungen, die alle mit äußerster Sorgfalt ausgeführt wurden.

Die entscheidenden technisch-wissenschaftlichen Beiträge der Arbeit sehe ich in

- der erstmaligen Vorlage eines realisierbaren Ansatzes für Spectrum Pooling Systeme im Rahmen einer Koexistenzstrategie
- der Einführung verteilter Detektionsverfahren zur Erkennung von Stammnutzersignalen im Mietnutzersystem und dabei insbesondere im analytischen Beweis ihrer Leistungsfähigkeit
- in der Entwicklung des Boosting Protokolls zur Signalisierung, Berechnung und Verteilung des Systemebelegungsvektors im Mietnutzersystem
- der Anpassung von Synchronisationsalgorithmen im OFDM-basierten Mietnutzersystem, die deren Einsatz im Spectrum Pooling ermöglichen
- der Untersuchung verschiedener angepasster Kanalschätzalgorithmen im Mietnutzersystem

- der Behandlung der durch den Einsatz der FFT im Mietnutzertransceiver entstehenden wechselseitigen Interferenzen zwischen Stammnutzer- und Mietnutzersystem und deren Unterdrückung
- der auf die Sicherungsschicht bezogenen mathematischen Modellierung des Stammnutzerzugriffs durch einen stochastischen Prozess und dessen Simulation
- der Diskussion von Dienstgüteparametern im Mietnutzersystem
- der Entwicklung von Interpool Handover Strategien

Die Dissertation von Herrn Weiß ebnet den Weg zu weiteren Untersuchungen in Richtung des zukünftigen Einsatzes effizienter Verfahren für Spektrumsvergabe und Spektrumsmanagement.

Karlsruhe im Dezember 2004
Friedrich Jondral

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe (TH), 2004

Druck: Druckerei Peter Rohrhirsch, Kaiserstr. 61
76131 Karlsruhe, Tel. 0721/373596

ISSN: 1433-3821

OFDM-basiertes Spectrum Pooling

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

vorgelegte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Timo Weiß

aus

Singen am Hohentwiel

Tag der mündlichen Prüfung:

14.12.2004

Hauptreferent:

Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Klaus David

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtentechnik (INT) der Universität Karlsruhe (TH). Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.rer.nat. Friedrich Jondral, dem Leiter des INT, für seine wertvolle Unterstützung bei der Erstellung dieser Arbeit. Die ausgezeichnete Zusammenarbeit ging dabei in zahlreichen Gebieten über das Fachliche hinaus, so dass ich mich in meiner Zeit am INT nicht nur technisch und wissenschaftlich, sondern auch persönlich weiterentwickeln konnte. Für seine Bereitschaft, das Hauptreferat zu übernehmen, danke ich ebenfalls.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Klaus David, Leiter des Instituts für Kommunikationstechnik, Fachbereich Elektrotechnik und Informatik der Universität Kassel, danke ich für sein Interesse an meiner Arbeit, die Übernahme des Korreferats und die rasche Begutachtung.

Allen aktuellen und ehemaligen Kollegen am INT möchte ich meinen Dank für das angenehme Arbeitsklima und für viele interessante Diskussionen und Anregungen aussprechen. Speziell hervorheben möchte ich dabei die Herren Dres.-Ing. Gunther Sessler, Henrik Schober und Arnd-Ragnar Rhiemeier, die mir stets mit fachkundigen Ratschlägen helfend zur Seite standen. Ferner danke ich allen an dieser Arbeit beteiligten Diplomanden und Hilfswissenschaftlern, die mit ihren wertvollen Ideen maßgeblich zum Gelingen meiner Promotion beigetragen haben. Dabei möchte ich Herrn Dipl.-Ing. Jörg Hillenbrand, Herrn Dipl.-Ing. Albert Krohn und Herrn Christian Berger für ihre hervorragende Arbeit besonders erwähnen.

Mein weiterer Dank gilt auch Herrn Dipl.-Ing. (FH) Reiner Linnenkohl für die sehr angenehme Arbeitsatmosphäre und die stets kompetente und rasche Hilfe bei Softwareproblemen. Weiterhin danke ich unseren Sekretärinnen, besonders Frau Gabriele Kuntermann, und unserer Grafikerin, Frau Angelika Olbrich, für die gestalterische Unterstützung beim Anfertigen von Tagungsbeiträgen und Zeitschriftenaufsätzen. Ganz speziell möchte ich mich bei Frau Dipl.-Volksw. Verica Skuban für die mühevollen und gewissenhaften Durchsicht dieser Arbeit bedanken.

Schließlich danke ich ganz besonders meinen Eltern für ihr stetes Vertrauen und die Förderung meiner Fähigkeiten. Ohne ihre fortwährende Unterstützung wäre meine erfolgreiche persönliche Entwicklung nicht möglich gewesen.

Zusammenfassung

Die in den letzten Jahren zu beobachtende Verschmelzung von Internet und digitalem Mobilfunk bietet vielfältige Chancen für Netzausrüster, Diensteanbieter sowie für professionelle und private Nutzer. Um diese Entwicklung in der Informations- und Kommunikationstechnik zu einem technischen und ökonomischen Erfolg zu führen, ist es notwendig, den mobilen Nutzern das rasant gestiegene Datenvolumen bei hohen Übertragungsraten bereitstellen zu können. Dabei ist es allerdings fraglich, ob die ständig wachsende Nachfrage nach Übertragungsbandbreite mit den bestehenden Mobilfunksystemen der zweiten und dritten Generation gedeckt werden kann. Aus diesem Grund müssen in naher Zukunft weitere Frequenzbänder für den öffentlichen Mobilfunk zur Verfügung gestellt werden, selbst wenn diese bereits an andere Lizenznehmer vergeben sind. Die jahrzehntelange Praxis der restriktiven Reglementierung des Mobilfunkspektrums hat zu einer ineffizienten statischen Belegung der Funkressourcen geführt. Öffentlich zugängliche Spektralbereiche unterliegen einer starken Verknappung, während ein Großteil lizenzierter Frequenzbänder nur sporadisch genutzt wird.

Mit neuartigen Techniken bei der Ressourcenvergabe – wie sie in dieser Arbeit präsentiert werden – ist es jedoch möglich, weite Spektralbereiche einer sekundären Nutzung zugänglich zu machen, ohne die getätigten Investitionen in die Infrastruktur der Primärsysteme zu gefährden. Hierdurch wird ein wertvoller Beitrag zur gleichmäßigeren und effizienteren Nutzung der beschränkten spektralen Ressourcen getätigt. Die Technologie, die dieses ambitionierte Ziel verfolgt, wurde Ende der neunziger Jahre des vergangenen Jahrhunderts von Joseph Mitola und Jens Zander unter dem Namen *Spectrum Pooling* geprägt. Dieser Begriff steht im Wesentlichen für die Koexistenz eines primären und eines sekundären Mobilfunksystems im selben Frequenzbereich, wobei die Nutzer des sekundären Systems einen Mietzins an die angestammten Lizenznehmer entrichten müssen. Hierdurch entstehen Synergien für beide beteiligten Parteien.

In der vorliegenden Arbeit werden die ursprünglichen Visionen zur Technik des Spectrum Poolings weiterentwickelt und zum ersten Mal auf real existierende Mobilfunksysteme übertragen. Hierbei gilt es, zahlreiche technische Herausforderungen zu lösen, die durch den Koexistenzansatz zweier Mobilfunksysteme entstehen. Im Verlauf dieser Arbeit werden Konzepte, Algorithmen und Methoden entwickelt, die es gestatten, die vielfältigen technischen Abwägungen beim Entwurf

eines Spectrum Pooling Systems bestmöglich vorzunehmen. So werden beispielsweise Lösungen für die optimale Detektion freier und belegter Ressourcen präsentiert, was von entscheidender Bedeutung für die Minimierung der Interferenz auf das Primärsystem und die Maximierung der spektralen Effizienz ist.

Weiterhin werden neuartige Konzepte zur Kanalschätzung und Synchronisation entwickelt, da die konventionellen Verfahren einem Einsatz in einem Koexistenzszenario nicht gewachsen sind. Hierzu werden adaptive Methoden entworfen, die sich der ständig wechselnden spektralen Auslastungssituation optimal anpassen. Trotz der hochentwickelten und technisch ausgefeilten Verfahren bleibt ein Koexistenzansatz nicht frei von wechselseitigen Interferenzen zwischen den beteiligten Systemen. Diese Interferenzen werden in der vorliegenden Arbeit mathematisch beschrieben und quantifiziert. Weiterhin werden Techniken erarbeitet, die die wechselseitigen Interferenzen minimieren.

Spectrum Pooling Systeme sollen den sekundären Nutzern neben den klassischen Sprach- und Datendiensten auch anspruchsvolle Multimediaanwendungen ermöglichen. Die Dienstgüte, die in einem solchen System bezüglich Systemdurchsatz, Paketverzögerung und Verzögerungsvarianz zur Verfügung gestellt werden kann, wird in dieser Arbeit durch zahlreiche Simulationen evaluiert und interpretiert. Falls ein bestimmter Spektralbereich aufgrund einer zu hohen Auslastung eine gewisse Dienstgüte nicht bereitstellen kann, so muss ein Spectrum Pooling System in der Lage sein, einen Wechsel in einen weniger ausgelasteten Spektralbereich durchzuführen. Dies führt zu dem neuentwickelten Interpool Handover Konzept, für welches leistungsfähige Algorithmen zur optimalen Handover Auslösung hergeleitet werden.

Die in dieser Arbeit präsentierten Verfahren werden durch zahlreiche analytische und simulative Untersuchungen in ihrer Leistungsfähigkeit verifiziert.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation für Spectrum Pooling	1
1.2	Ziel und Gliederung der Arbeit	3
2	Systembeschreibung und Szenario	7
2.1	Grundlagen zu OFDM	7
2.1.1	Historische Entwicklung	7
2.1.2	Mathematische Beschreibung	7
2.1.3	Vor- und Nachteile von OFDM	15
2.2	Spectrum Pooling als Koexistenzstrategie	16
2.2.1	Beschreibung des Szenarios	16
2.2.2	OFDM-Overlay	20
3	Der Mobilfunkkanal	23
3.1	Charakterisierung des Mehrwegekanals	23
3.1.1	Frequenzkorrelation	24
3.1.2	Zeitkorrelation	26
3.2	Das verwendete Kanalmodell	28
4	OFDM-basierte drahtlose lokale Netze	35
4.1	IEEE 802.11a	35
4.1.1	Systemarchitektur	36
4.1.2	Physikalische Schicht	37
4.1.3	Sicherungsschicht	40
4.2	ETSI HIPERLAN/2	47
4.2.1	Systemarchitektur	47

4.2.2	Physikalische Schicht	49
4.2.3	Sicherungsschicht	49
5	Modifikation der physikalischen Schicht	57
5.1	Detektion des Stammnutzers	57
5.1.1	Optimale lokale Detektion	57
5.1.2	Verteilte Detektion	72
5.1.3	Signalisierung der Detektionsergebnisse	77
5.2	Synchronisation im Mietnutzersystem	92
5.2.1	Konventionelle Synchronisationstechniken	92
5.2.2	Verfahren ohne Kenntnis des Belegungsvektors	94
5.2.3	Verfahren mit Kenntnis des Belegungsvektors	98
5.3	Kanalschätzung im Mietnutzersystem	104
5.3.1	Kanalschätzung in OFDM-Systemen	104
5.3.2	Statische und adaptive Pilotsequenzen	109
5.3.3	Simulationsergebnisse	110
5.4	Wechselseitige Interferenzen durch OFDM	118
5.4.1	Interferenzen zulasten des Stammnutzers	118
5.4.2	Interferenzen zulasten des Mietnutzers	119
5.4.3	Verfahren zur Interferenzunterdrückung	122
5.5	Zusammenfassung	129
6	Modifikation der Sicherungsschicht	133
6.1	Modell des Stammnutzerzugriffs	133
6.1.1	Freie Bandbreite als stochastischer Prozess	133
6.1.2	Kurz- und Langzeitstatistik	137
6.2	Dienstgüte im Mietnutzersystem	139
6.2.1	Scheduling Verfahren	139
6.2.2	Simulationsszenario	143

6.2.3	Paketverzögerung im Mietnutzersystem	144
6.2.4	Durchsatz im Mietnutzersystem	147
6.3	Interpool Handover	150
6.3.1	Analogie zum Intercell Handover	150
6.3.2	Algorithmen zur Auslösung des Interpool Handovers . . .	151
6.3.3	Simulationsergebnisse	152
6.4	Zusammenfassung	158
A	Herleitungen	161
A.1	Herleitung der Entdeckungswahrscheinlichkeit	161
B	Verwendete Kanalmodelle	165
B.1	Ländliche Umgebung	165
B.2	Büroumgebung	165
	Abkürzungen, Notation und Formelzeichen	167
	Literaturverzeichnis	177
	Betreute Studien- und Diplomarbeiten	183
	Index	184
	Förderung	187
	Lebenslauf	189

1 Einleitung

Kaum eine andere Technik hat so rasant Einzug in das Alltagsleben so vieler Menschen gehalten wie die mobile Kommunikation. Der Start der Netze der dritten Mobilfunkgeneration bedeutet einen weiteren Meilenstein für die Entwicklung der Kommunikationsgesellschaft. Information wird weltweit für den Einzelnen unabhängig von Zeit und Ort noch einfacher und schneller verfügbar.

1.1 Motivation für Spectrum Pooling

Es ist allerdings fraglich, ob der ständig wachsende Bedarf an Übertragungsbandbreite durch Mobilfunksysteme wie *Global System for Mobile Communications* (GSM) und *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) gedeckt werden kann. Deshalb müssen in naher Zukunft weitere Spektralbereiche für den öffentlichen Mobilfunk zugänglich gemacht werden, auch wenn diese bereits lizenziert sind.

Das Mobilfunkspektrum ist jedoch eine der am stärksten regulierten Ressourcen weltweit. Der Zugriff auf Funkfrequenzen wurde seit über einem Jahrhundert durch staatliche Institutionen beschränkt, was zu einer ineffizienten statischen Belegung des Spektrums und zu einer Knappheit an öffentlich zugänglichen Frequenzbändern geführt hat. Gleichzeitig existieren jedoch Spektralbereiche, die nur sporadisch oder selten genutzt werden. Diese Tatsache wurde durch Messungen [75] der elektromagnetischen Feldstärke im Bereich von 50 MHz bis 1 GHz bestätigt, die in Bild 1.1 dargestellt sind. Es ist zu sehen, dass nur die Frequenzbänder des terrestrischen Rundfunks im *Ultra High Frequency* (UHF) Bereich und die GSM-Bänder (um 900 MHz) durchgängig genutzt werden.

Der Grund für die angesprochenen Einschränkungen bei der Lizenzvergabe sind die jahrelang überbewerteten Bedenken, dass verschiedene Mobilfunkgeräte miteinander interferieren können. Interferenz ist jedoch keine inhärente Eigenschaft des Spektrums. Sie ist vielmehr eine Eigenschaft der Technologie, die den jeweiligen Geräten zu Grunde liegt. Ob ein neues Funksystem mit einem bestehenden interferiert, hängt nur von den verwendeten Anlagen und Geräten ab. Diese Erkenntnis rückt auch immer weiter in den Fokus weltweiter Regulierungsbehörden [20, 36, 41, 68].

Einige interessante neue Technologien können dazu beitragen, die derzeitige Knappheit des Spektrums zu überwinden. Anspruchsvolle Anwendungen wie drahtlose interaktive Audio- und Videokommunikation können nur mit Übertragungssystemen realisiert werden, die eine weitaus größere Kapazität aufweisen als sie derzeit existierende Systeme zur Verfügung stellen. Als Schlüsseltechnologien hierzu können sich Mehrantennensysteme (*Multiple Input Multiple Output*, MIMO) [51] oder Ultra-Wideband (UWB) [81] erweisen. Die vorliegende Arbeit schlägt eine weitere Strategie vor, die dazu beiträgt, die spektrale Effizienz und die Systemkapazität zukünftiger Mobilfunksysteme zu steigern: *Spectrum Pooling*. Erste Überlegungen zu Spectrum Pooling kamen aus Schweden [83] und den USA [42].

In einem Spectrum Pooling System stellen verschiedene Lizenznehmer wie z.B. Polizei, Militär oder Rettungsdienste ihre Frequenzbänder in einem gemeinsamen *Spectrum Pool* zur Verfügung. Von diesem Pool, der vom *Stammnutzersystem* betrieben wird, können *Mietnutzer* zeitweise Spektralbereiche mieten. Dabei muss natürlich Sorge getragen werden, dass der Mietnutzer das belegte Frequenzband sofort verlässt, wenn der *Stammnutzer* dieses benötigt. Da diese Räumung unmittelbar erfolgen muss, ist darauf zu achten, dass die resultierende Reaktionszeit des Mietnutzersystems auf einen Stammnutzerzugriff so kurz wie möglich gehalten wird (<10 ms).

Eine weitere Grundvoraussetzung ist, dass für die Einführung von Spectrum Pooling keinerlei Veränderungen an der ursprünglichen Ausrüstung der Stammnutzer durchgeführt werden müssen. Die im Feld befindliche Hardware kann also weiter betrieben werden, als ob sich kein sekundäres System im selben Frequenzbereich befände. Mit diesen Forderungen und der Aussicht auf zusätzliche Einnahmequellen wird die sekundäre Nutzung für den angestammten Nutzer attraktiv, der bisher einen exklusiven Zugriff auf seine ihm fest zugewiesenen Frequenzbänder gewohnt war. Der Vorteil für die Mietnutzer besteht darin, Zugang zu Spektralbereichen zu erhalten, die ihnen bisher verwehrt blieben, was sich besonders an Standorten und zu Zeitpunkten mit erhöhtem Bandbreitebedarf (z.B. Messen, Konzerte, Innenstadtbereiche etc.) auszahlt.

Weiterhin trägt Spectrum Pooling durch eine gleichmäßigere Verteilung der Last bei spektralen Zugriffen dazu bei, die Effizienz bei der Nutzung dieser Ressource zu erhöhen. Dies ist angesichts der Verknappung in den öffentlich zugänglichen Frequenzbändern (z.B. in den *Industrial Scientific Medical* (ISM) Bändern bei 2,4 und 5,1 GHz) dringend notwendig. Den Mietnutzern müssen hierzu Transceiver bereitgestellt werden, die speziell für diesen Anforderungsfall konzipiert sind. Dabei beziehen sich die notwendigen Modifikationen und Erweiterungen, die gegenüber

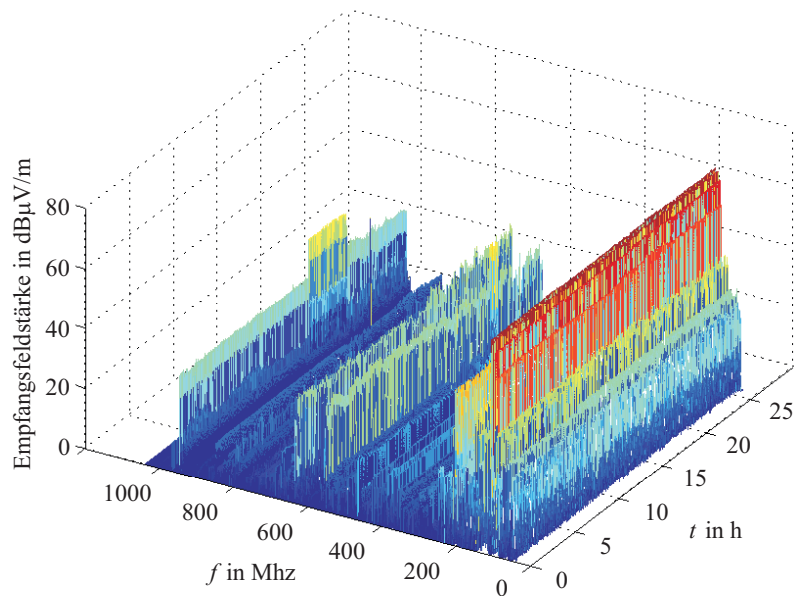


Bild 1.1 Messung der elektromagnetischen Feldstärke über 24 Stunden im Bereich von 50 MHz bis 1 GHz in Lichtenau, Baden.

herkömmlichen Geräten vorgenommen werden müssen, sowohl auf das Basisband als auch auf die Sicherungsschicht.

1.2 Ziel und Gliederung der Arbeit

Aus diesem Ansatz von Spectrum Pooling ergibt sich eine Vielzahl interessanter ökonomischer und juristischer Fragestellungen. Ziel der vorliegenden Arbeit ist jedoch die Bereitstellung von Lösungen zu den *technischen* Herausforderungen, die durch die Einführung eines Spectrum Pooling Systems entstehen. Im Rahmen dieser Arbeit werden Konzepte, Algorithmen und Methoden entwickelt, die es gestatten, die zahlreichen technischen Abwägungen beim Entwurf eines Spectrum Pooling Systems bestmöglich vorzunehmen. Diese Verfahren ermöglichen die Optimierung der Leistungsfähigkeit eines solchen Systems in Bezug auf spektrale Effizienz, wechselseitige Interferenzen und erreichbare Dienstgüte.

Dabei gliedert sich die vorliegende Arbeit wie folgt. Für das Verständnis der weiteren Betrachtungen sind Kenntnisse über die OFDM-Modulation unerlässlich, weshalb in Kapitel 2 ein Überblick über die mathematischen Grundlagen dieser Technik sowie deren Vor- und Nachteile gegeben wird. Danach folgt eine fundierte Beschreibung des untersuchten Spectrum Pooling Szenarios und der für die sekundäre Frequenznutzung verwendeten Technik des OFDM-Overlays, wobei wichtige Begriffe, Größen und Randbedingungen definiert werden.

Die Übertragungseigenschaften des Mobilfunkkanals haben entscheidenden Einfluss auf die im Verlauf dieser Arbeit untersuchten Basisbandfunktionen des Mietnutzersystems (z.B. Synchronisation und Kanalschätzung). Aus diesem Grund widmet sich Kapitel 3 der analytischen Beschreibung dieses anspruchsvollen Kanals in der Nachrichtentechnik.

Spectrum Pooling Systeme sollen in den vorgestellten Betrachtungen nicht als Konkurrenz zu bestehenden Mobilfunksystemen der zweiten und dritten Generation verstanden werden. Sie sollen diese vielmehr in räumlich beschränkten Gebieten mit hohem Bandbreitebedarf ergänzen. Durch diese Voraussetzung können OFDM-basierte drahtlose lokale Netze durch geeignete Modifikationen und Ergänzungen für den Einsatz in Spectrum Pooling Systemen tauglich gemacht werden. Die ursprünglichen Standards hinter diesen Systemen werden in Kapitel 4 vorgestellt, wobei die Unterschiede und Gemeinsamkeiten der US-amerikanischen und europäischen Empfehlungen zu dieser Technik beschrieben werden.

Kapitel 5 setzt sich eingehend mit den Einflüssen des Spectrum Pooling Ansatzes auf die physikalische Schicht des Mietnutzersystems auseinander. Zuerst wird der für die Akzeptanz durch die Stammnutzer wichtige Bereich der Detektion freier und belegter Spektralbereiche untersucht. Es werden für verschiedene Statistiken der Stammsignale optimale Detektoren hergeleitet, deren Leistungsfähigkeit in Best und Worst Case Szenarien analytisch quantifiziert wird. Um die Verlässlichkeit der Detektion signifikant zu steigern, wird die Methode der verteilten Detektion entwickelt, die sich eine räumliche Diversität zu Nutze macht. Nachteile durch das erhöhte Messdatenvolumen werden durch hocheffiziente Signalisierungskonzepte kompensiert. Die Performanz dieser neuartigen Technik wird durch analytische Berechnungen nachgewiesen. Weiterhin können die Methoden der ursprünglichen Standards der drahtlosen lokalen Netze in Bezug auf Funktionen wie Synchronisation und Kanalschätzung nicht unverändert für Spectrum Pooling übernommen werden. Deshalb werden in diesem Kapitel neue Verfahren vorgestellt, die den speziellen Anforderungen dieses Szenarios gerecht werden. Hierzu kommen adaptive Techniken zum Einsatz, die sich der jeweiligen spektralen Auslastungssituation op-

timal anpassen. Dieses Kapitel wird durch eine Betrachtung der wechselseitigen Interferenzen zwischen Stamm- und Mietnutzersystem abgeschlossen, wobei die mathematischen und physikalischen Ursachen dieser Interferenzen analytisch beschrieben und quantifiziert werden. Weiterhin werden adaptive Verfahren zur optimalen Interferenzreduktion präsentiert.

In Kapitel 6 wird der Einfluss des Spectrum Pooling Szenarios auf verschiedene Funktionen der Sicherungsschicht analysiert. Die dem Ressourcen Management zur Verfügung stehende Bandbreite entspringt durch den Ansatz der sekundären Nutzung einem stochastischen Prozess, der zu Beginn dieses Kapitels mathematisch beschrieben wird. Neben klassischen Sprach- und Datenanwendungen sollen den Mietnutzern auch anspruchsvolle Multimediadienste zur Verfügung gestellt werden. Daher wird in diesem Kapitel die erreichbare Dienstgüte in verschiedenen spektralen Auslastungsszenarien untersucht, wobei simulative Abschätzungen der Leistung bezüglich des Systemdurchsatzes, der Paketverzögerung und der Verzögerungsvarianz präsentiert werden. In Situationen hoher Auslastung durch das Stammnutzersystem kann eine ausgehandelte Dienstgüte oft nicht mehr eingehalten werden, wodurch ein Wechsel in einen weniger stark frequentierten Spektralbereich notwendig wird. Dies führt zum neuartigen Konzept des Interpool Handover, welches zum Schluss dieses Kapitels vorgestellt wird. Hierbei werden effiziente Auslösealgorithmen hergeleitet und deren Leistungsfähigkeit durch Simulationsergebnisse verifiziert. Weiterhin wird der notwendige Kompromiss zwischen verschiedenen gegenläufigen Optimierungsgrößen diskutiert.

2 Systembeschreibung und Szenario

2.1 Grundlagen zu OFDM

2.1.1 Historische Entwicklung

Konventionelle Frequenzmultiplexsysteme (*Frequency Division Multiplex*, FDM) ordnen die einzelnen Teildatenströme streng getrennt entlang der Frequenzachse an. Um diese Teilbänder mit herkömmlichen Bandpassfiltern endlicher Flankensteilheit wieder sauber voneinander trennen zu können, müssen Schutzabstände eingeführt werden. Da diese Frequenzbereiche nun nicht mehr der Informationsübertragung zur Verfügung stehen, sinkt hierdurch die spektrale Effizienz je nach Trägeranordnung und Güte der verwendeten Filter erheblich. Des Weiteren kann die Zahl der notwendigen Bandpässe insbesondere bei sehr hochstufigen Multiplexsystemen ein technisch und wirtschaftlich nicht mehr akzeptables Maß annehmen.

Aus diesen Gründen entwickelten Chang [10] und Salzberg [57] in den 60er Jahren die orthogonale FDM-Technik (OFDM). Die Einführung der diskreten FOURIER-Transformation (DFT) zur Modulation und Demodulation anstelle paralleler Oszillatoren durch Weinstein und Ebert [70] bedeutete eine wesentliche Reduktion des Realisierungsaufwandes. Bemerkenswerte technische Fortschritte in den 80er Jahren gehen auf die Arbeiten von Hirosaki [25] zurück, der sich mit Algorithmen zur Unterdrückung von Interkanal- bzw. Intersymbolinterferenzen (*Inter-carrier Interference*, ICI, bzw. *Intersymbol Interference*, ISI) beschäftigte. In den letzten Jahren erlebte die Forschung auf dem Gebiet der OFDM-Technik einen immensen Aufschwung, der vor allem durch den wachsenden Bedarf an moderner digitaler Breitbandkommunikation begründet ist.

2.1.2 Mathematische Beschreibung

Grundgedanke eines jeden Multiplexsystems ist es, niederratige Datenströme zu bündeln bzw. hochratige Datenströme aufzuteilen. Die Trennung dieser Bündelströme erfolgt bei der konventionellen FDM-Technik durch Modulation der ankommenden Datensignale auf verschiedene Unterträger f_1 bis f_L , wobei – wie schon angesprochen – aufgrund von Filter- und Oszillatorungenauigkeiten, Schutzabstän-

de zwischen den Teilbändern einzuhalten sind, worin auch die spektrale Ineffizienz dieses Verfahrens begründet ist. Ein völliger Verzicht auf Schutzbänder ohne unzulässige ICI ist jedoch möglich, wenn die modulierten Unterträger der Forderung paarweiser Orthogonalität genügen.

Gilt für alle Paare f_k und f_l der L Unterträger für eine Impulsformung $g(t)$ die Orthogonalitätsbedingung

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 e^{-j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_l t} dt = C \cdot \delta(k - l) \quad \text{für alle } 1 \leq k, l \leq L, \quad (2.1)$$

so kann im Empfänger wieder jeder einzelne Unterträger ohne jegliche ICI demoduliert werden, selbst wenn sich deren Teilspektren überlappen [19]. Eine besonders einfache Möglichkeit, ein System aufzubauen, welches der Bedingung (2.1) genügt, ist es, alle Unterträger im Basisband als ganzzahliges Vielfaches einer Grundfrequenz Δf zu wählen, so dass

$$f_l = l \cdot \Delta f \quad \text{mit } 1 \leq l \leq L \quad (2.2)$$

gilt. Geht man nun noch von rechteckiger Impulsformung aus, so erkennt man, dass (2.1) genau dann erfüllt ist, wenn die Schwingungsdauer $(\Delta f)^{-1}$ der Grundschwingung gleich der Symboldauer T_S ist, da

$$\int_0^{T_S} e^{-j2\pi k \frac{1}{T_S} t} e^{j2\pi l \frac{1}{T_S} t} dt = 0 \quad \text{für alle } k \neq l \quad (2.3)$$

gilt. Bild 2.1 zeigt dies für f_1 , f_2 und f_3 . Des Weiteren lässt sich dieser Sachverhalt im Frequenzbereich verdeutlichen, in dem sich das Spektrum durch eine Faltung des DIRAC-Kamms der Unterträger und einer $\text{Si}(x)$ -Funktion als FOURIER-Transformierte eines $\text{rect}(t)$ -Impulses ergibt. Bei der Frequenz eines bestimmten Unterträgers liefert lediglich das entsprechende Datensymbol einen Beitrag, während alle $L - 1$ anderen Symbole dort einen Nulldurchgang erfahren.

Bild 2.2 stellt diesen Sachverhalt anhand eines spektralen Ausschnittes mit drei benachbarten Unterträgern dar. Die sich überlappenden Teilspektren summieren sich zu einem sehr bandbreiteneffizienten Übertragungsverfahren auf. Die ideale rechteckige Form des Gesamtspektrums lässt sich so sehr gut durch eine endliche Summe von $\text{Si}(x)$ -Funktionen approximieren. Dadurch bleibt auch das Übersprechen in

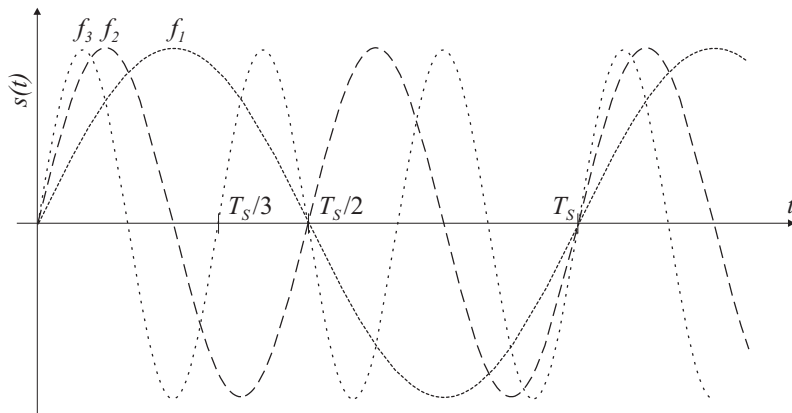


Bild 2.1 Bedeutung der Orthogonalitätsbedingung im Zeitbereich.

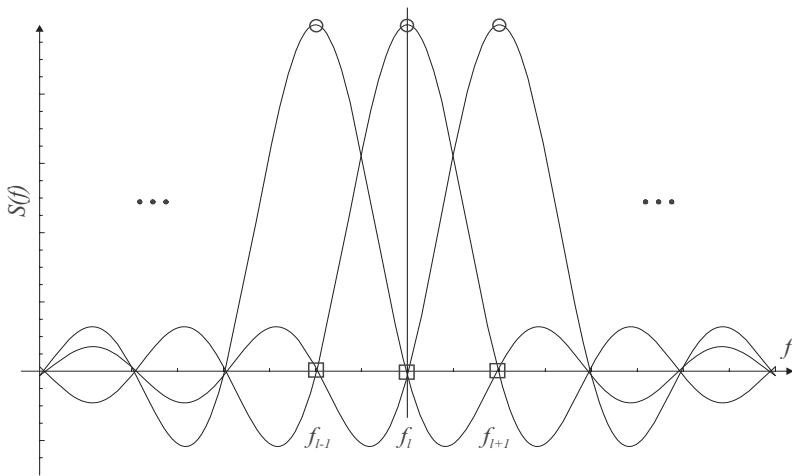


Bild 2.2 Bedeutung der Orthogonalitätsbedingung im Frequenzbereich.

angrenzende Frequenzbänder gering und verbessert sich mit zunehmender Unterträgerzahl noch weiter, wie in Bild 2.3 zu sehen ist.

Verwendet man anstatt einer rechteckigen Pulsformung andere Zeitfenster (z.B. Rolloff-, HANN- oder HAMMING-Fenster etc.), so ergibt sich sogar noch eine wei-

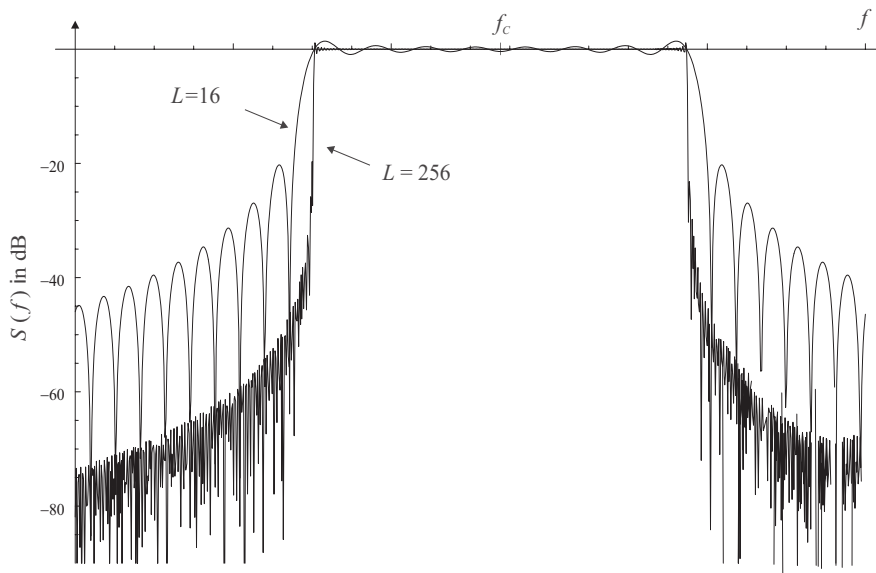


Bild 2.3 Leistungsdichtespektrum $S(f)$ zweier OFDM-Signale mit 16 bzw. 256 Unterträgern.

tere Verbesserung dieses Verhaltens, wie dies später in Abschnitt 5.4 noch genauer behandelt wird.

Zur hochrätigen Datenkommunikation kann die OFDM-Technik eingesetzt werden, indem der ankommende Datenstrom in L niederrätigere Teilströme aufgeteilt wird, die jeweils auf ihren entsprechenden Unterträger moduliert werden. Dies hat zur Folge, dass sich die Symboldauer gegenüber einem seriellen Einträgersystem um den Faktor L verlängert, was die parallele Übertragung auf einer großen Zahl von Unterträgern weniger anfällig gegen Intersymbolinterferenzen macht, worauf später noch näher eingegangen werden soll. Dieser Vorteil bringt allerdings eine erhöhte Empfängerkomplexität mit sich.

Die Notwendigkeit großer Filter- und Oszillatorbänke kann durch den Einsatz der diskreten FOURIER-Transformation umgangen werden, wie im Folgenden gezeigt wird.

Sei f_c die Frequenz des in die Funkfrequenzlage modulierenden Trägers. Dann stellt

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l=1}^L d(l) e^{j2\pi(f_C + l\Delta f)t} \right\} \quad (2.4)$$

das Sendesignal für die Dauer eines OFDM-Symbols dar, wobei unter dem Begriff OFDM-Symbol die Gesamtheit aller L Datensymbole $d(1)$ bis $d(L)$ des hochrati- gen Datenstroms zu verstehen ist. Die Folgeelemente $d(l)$ gehen dabei im Allge- meinen aus einer *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) Modulation oder mehr- stufigen *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) hervor, aber auch differenzielle Verfahren sind denkbar. Zieht man den Träger aus der Summation heraus, so ergibt sich

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi f_C t} \sum_{l=1}^L d(l) e^{j2\pi l \Delta f t} \right\}. \quad (2.5)$$

Das Summensignal besitzt für große L in guter Näherung die einseitige Bandbreite $L \cdot \Delta f = L/T_S$ und lässt sich daher nach dem SHANNONSchen Abtasttheorem durch eine diskrete Folge der Schrittdauer T_S/L darstellen. Dies führt auf ein dis- kretes Basisbandsignal der Form

$$u(kT_S/L) = \sum_{l=1}^L d(l) e^{j2\pi k l T_S \Delta f / L} \quad (2.6)$$

oder vereinfacht mit der Orthogonalitätsbedingung $T_S \cdot \Delta f = 1$:

$$u(k) = \sum_{l=1}^L d(l) e^{j2\pi k l / L}. \quad (2.7)$$

Die Modulationsgleichung (2.7) entspricht formal der Definition der inversen DFT (IDFT) [34]. Zusammenfassend kann man also die Modulation eines niederrati- gen OFDM-Symbols als Anwendung der IDFT auf eine Folge von L hochrati- gen Ein- gangssymbolen $d(l)$ mit anschließender Digital/Analog-Wandlung und Mischung

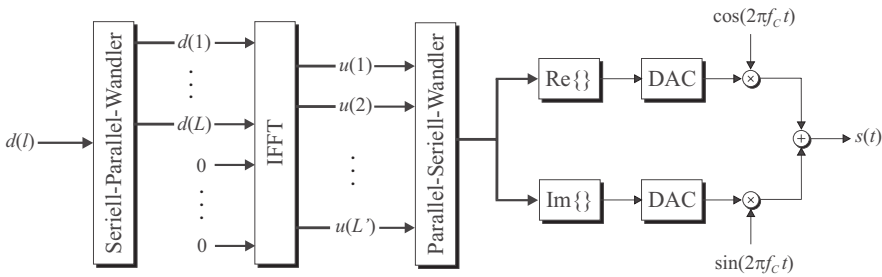


Bild 2.4 Schematischer Aufbau eines OFDM-Modulators.

in die Funkfrequenzlage auffassen. Bild 2.4 zeigt zur Veranschaulichung den Flussgraphen des Modulators eines OFDM-Systems. Fettgedruckte Signalflüsse seien hierbei komplexwertig.

Bei der praktischen Realisierung wird natürlich die rechentechnisch wesentlich günstigere *Inverse Fast Fourier Transformation* (IFFT) verwendet. Gegebenenfalls müssen bei einer Unterträgerzahl, die von einer Zweierpotenz abweicht, die fehlenden $d(l)$ durch $L' - L$ Nullen aufgefüllt werden, wobei $L' = 2^{\lfloor \log_2 L \rfloor + 1}$. Eine ganz analoge Herleitung führt zur Möglichkeit der Anwendung der *Fast Fourier Transformation* (FFT) zur Demodulation von OFDM-Signalen, worauf allerdings an dieser Stelle verzichtet werden soll. Der Demodulatoraufbau ist in Bild 2.5 illustriert.

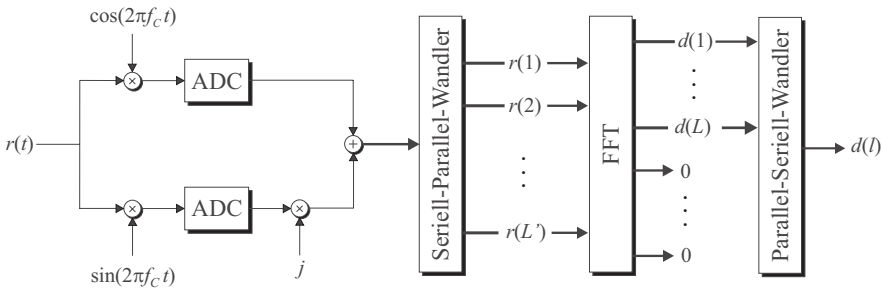


Bild 2.5 Schematischer Aufbau eines OFDM-Demodulators.

Die Einführung der FFT und ihrer inversen Operation führt so zu einer vollständigen Digitalisierung des Verfahrens, wodurch sich eine erheblich niedrigere Störfähigkeit, eine höhere Genauigkeit und beträchtliche Kostenvorteile durch Hochintegration der Bauteile ergeben.

Ein großer Vorteil von OFDM in der Breitbandkommunikation über Mobilfunkkanäle ist – wie bereits erwähnt – die Robustheit gegenüber ISI. Diese Art der Interferenz lässt sich im Empfänger sogar vollständig entfernen, was diese Technik geradezu für Kanäle mit ausgeprägter Mehrwegecharakteristik (z.B. Mobilfunk, terrestrischer Rundfunk etc.) prädestiniert.

Erreicht wird die ISI-Resistenz durch eine künstliche Verlängerung der Symboldauer im Sender. Hierzu werden die letzten L_G Folgenglieder nach der IFFT als Kopf vorne angestellt, so dass sich eine Gesamtlänge von $L' + L_G$ Abtastwerten pro OFDM-Symbol ergibt oder kontinuierlich ausgedrückt:

$$T_S = T_U + T_G, \quad (2.8)$$

wobei T_U das tatsächlich nutzbare Intervall und T_G das *Guard Intervall* beschreibt. Man nennt dies auch eine *zyklische Erweiterung* des Nutzintervalls. Die Idee der ISI-Unterdrückung besteht nun darin, das Schutzintervall groß genug zu dimensionieren, damit die abklingende Impulsantwort des Kanals $h(\tau, t)$ das Sendesignal nur während der Dauer des redundanten Intervalls T_G , nicht aber während T_U , störend beeinflusst. Im Empfänger werden dann die ersten L_G Folgenglieder verworfen und nur die L' unverzerrten Elemente der FFT zugeführt. Bild 2.6 verdeutlicht den Vorgang der zyklischen Erweiterung.

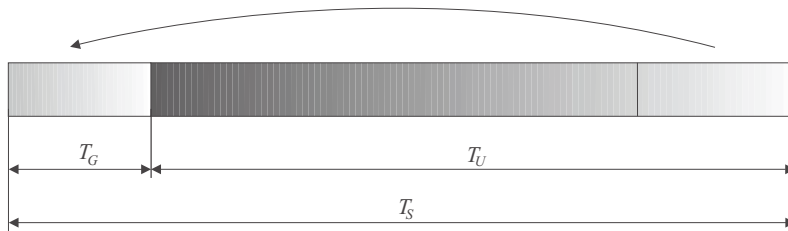


Bild 2.6 Zyklische Erweiterung des Nutzintervalls.

Hat der Kanal also eine maximale Echoverzögerung τ_{\max} , so lässt sich das Symbolübersprechen für jede Wahl von $T_G > \tau_{\max}$ vollständig eliminieren. Natürlich sollte T_G nur so groß wie gerade notwendig gewählt werden, um die Systemkapazität durch die eingefügte Redundanz nicht zu sehr zu verringern. Praktische Redundanzraten T_G/T_S liegen unter 20%, was einen vertretbaren Aufwand darstellt, wenn man bedenkt, dass die sehr komplexen und teuren adaptiven Entzerrer der

Einträgersysteme entfallen können und die Kanalschätzung eine beachtliche Vereinfachung erfährt.

Erwähnenswert ist außerdem, dass die Orthogonalität der einzelnen Teilsignale durch die zyklische Erweiterung nicht verloren geht, selbst wenn sich durch Mehrwegeausbreitung mehrere unterschiedlich gedämpfte und verzögerte Signale überlagern. Während des nutzbaren Teils des Symbolintervalls T_U ist die Zahl der Zyklen der einzelnen Unterträger immer ganzzahlig. Durch die Verzögerung und Überlagerung ändern sich zwar deren Phasen und Amplituden, die Signalform während T_U bleibt jedoch immer noch rein sinusförmig und die Unterträger orthogonal. Dadurch wird auch bei ungünstigen Kanälen eine wechselseitige Unterträgerinterferenz vermieden. Bild 2.7 zeigt diesen Sachverhalt für einen Zweivegekanal. Ebenfalls kann man gut erkennen, dass der Einfluss der jeweiligen Vorgängersymbole auf die Schutzzeit beschränkt ist und daher das Ergebnis der FFT nicht verfälschen kann.

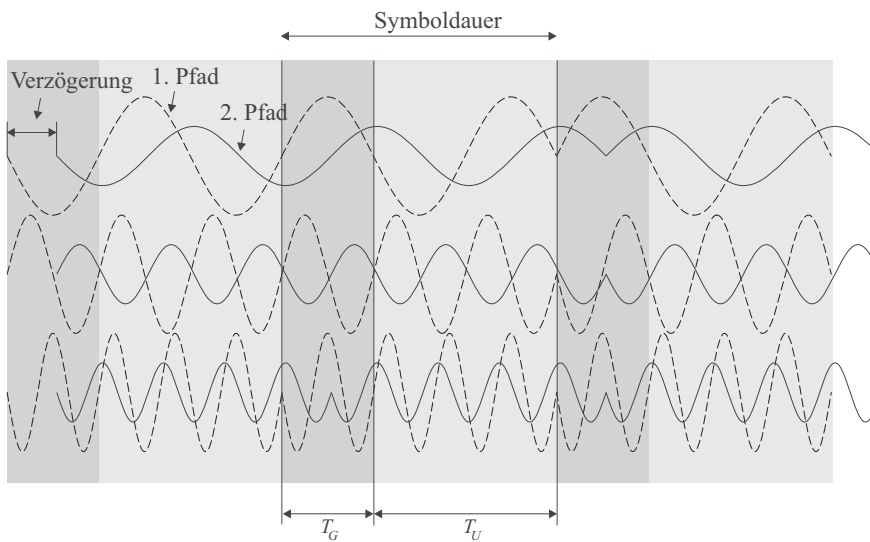


Bild 2.7 Erhaltung der Orthogonalität der Unterträger trotz Mehrwegeausbreitung.

2.1.3 Vor- und Nachteile von OFDM

Zusammenfassend lassen sich folgende Vorteile der OFDM-Übertragungstechnik gegenüber konventionellen Einträgersystemen angeben:

- Hohe spektrale Effizienz durch annähernd konstantes Leistungsdichtespektrum und hohe Flankensteilheit an den Rändern.
- Resistenz gegenüber Intersymbolinterferenzen durch Einführung einer Schutzzeit, die aufwändige adaptive Entzerrer überflüssig macht.
- Hohe Robustheit gegenüber schmalbandigen Störern, da immer nur ein kleiner Teil der Unterträger betroffen ist.
- Ermöglichung von *Single Frequency Networks* (SFNs), die ohne Frequenzplanung auskommen, aber durch sehr hohe Laufzeitverzögerungen gekennzeichnet sind.

Allerdings stehen diesen Vorteilen auch einige Nachteile gegenüber, die an dieser Stelle nicht verschwiegen werden sollen:

- OFDM-Systeme sind anfällig gegenüber Frequenzversatz von Sende- und Empfangsoszillatoren, d.h. Synchronisationsmechanismen werden aufwändiger, worauf in Abschnitt 5.2 noch näher eingegangen wird.
- Durch die Bildung des OFDM-Signals nach (2.5) entsteht ein Missverhältnis zwischen maximaler und mittlerer Sendeleistung (*Peak to Average Power Ratio*, PAPR), was die Effizienz der Verstärker negativ beeinflusst.

Insgesamt überwiegen jedoch die positiven Eigenschaften von OFDM, was die Technik in den letzten Jahren insbesondere durch den Preisverfall der FFT/IFFT-Bausteine zu einer interessanten Alternative gemacht hat. Vor allem bei der mobilen Verteilkommunikation (z.B. *Digital Video Broadcast*, DVB) wird das Potenzial von OFDM voll ausgeschöpft. Weiterhin ist OFDM im Gespräch als Ergänzung zu *Code Division Multiple Access* (CDMA) für die Mobilfunksysteme der dritten Generation und als Modulationsverfahren für Systeme der vierten Generation. Praktischen Einzug hat OFDM bereits in die auf dem Markt befindlichen drahtlosen lokalen Netze (*Wireless Local Area Networks*, WLANs) gefunden. Diese sind für einen Spectrum Pooling Einsatz von besonderem Interesse, wie im Folgenden erläutert werden soll.

2.2 Spectrum Pooling als Koexistenzstrategie

Nachdem in Abschnitt 1.1 die volkswirtschaftliche Notwendigkeit für die Einführung sekundärer Nutzung von Funkressourcen aufgezeigt wurde, sollen nun die technischen Randbedingungen erörtert werden, die erfüllt sein müssen, um die Koexistenz zweier Mobilfunksysteme im selben Frequenzbereich zu ermöglichen.

2.2.1 Beschreibung des Szenarios

Wie bereits erwähnt, wurde der Begriff Spectrum Pooling von Joseph Mitola [42] geprägt, der ihn in Zusammenhang mit *Cognitive Radio* sieht. In Mitolas Ansatz bezeichnet Spectrum Pooling das Zusammenfassen von Frequenzbereichen verschiedener Lizenznehmer (Stammnutzer) zu *Spectrum Pools*, um diese neben deren primären Nutzung öffentlich an Mietnutzer zu vermieten.

Mitola schlägt vor, dies in Zeitbereichen durchzuführen, in denen seitens der Stammnutzer ohnehin keine Aktivität vorliegt, woraus sich für beide beteiligten Parteien eine Reihe von Vorteilen ergibt. Zum einen existiert mit einem solchen Ansatz erheblich mehr öffentlich nutzbare Bandbreite als zuvor. Zum anderen wird diese wesentlich effizienter genutzt. Weiterhin eröffnet sich den Stammnutzern eine zusätzliche Einnahmequelle, ohne dass hierzu bedeutende Investitionen getätigt werden müssten. Außerdem ist keine aufwändige Neuvergabe bestehender Lizenzen erforderlich.

Um die potenziellen Vorteile von Spectrum Pooling vollständig nutzen zu können, sind den Mietnutzern neuartige Transceiver bereitzustellen. Die verfügbaren Spectrum Pools können nur dann effizient genutzt werden, wenn die Hardware der Mietnutzer in der Lage ist, in einem weiten Frequenzbereich zu operieren. Dies stellt für die Frontends der Endgeräte eine ähnliche Problematik dar wie bei einem *Software Defined Radio* (SDR). Lösungen hierzu sind in [53, 80] zu finden.

Weiterhin muss ein Spectrum Pooling fähiger Transceiver sehr schnell auf frei werdende Ressourcen reagieren. Die Vergabe freier Bandbreite und die Aushandlung eines Preises wird dabei automatisiert vorgenommen, was in jüngster Zeit unter dem Namen *Spectrum Brokerage* Einzug in die Forschung gehalten hat [43]. Der Nutzer gibt dabei nur noch Direktiven (z.B. maximaler Preis, minimale Dienstgüte etc.) zur Auswahl der jeweiligen Spectrum Pools vor. Mitola bezieht auch kognitive Aspekte für die Auswahl freier Ressourcen ein. So würde ein Transceiver aus einem selbst erzeugten Kontext heraus in der Lage sein, die gewünschten Eigenschaften einer Übertragung zu beurteilen und danach zu handeln.

Weiterhin ist für die Realisierung von Spectrum Pooling ein neuartiges Protokoll notwendig, das den Zugriff auf die Ressourcen kontrolliert. Mitola bezeichnet dieses als *Radio Etiquette Protocol* [42], das vor allem garantieren muss, dem Stammnutzer uneingeschränkte Priorität zukommen zu lassen. Dieser würde mittels einer geeigneten Inbandsignalisierung den Mietnutzern mitteilen, dass gerade Bandbreite verfügbar ist, welche die Mietnutzer nach einer automatischen Aushandlung des Preises nutzen können.

Diese Vorgehensweise bringt allerdings zwei entscheidende Nachteile mit sich. Erstens müssten die potenziellen Mietnutzer zuvor alle Signalisierungskanäle im Stammnutzersystem und deren Übertragungsverfahren kennen. Von einer solchen Kenntnis kann jedoch vor allem in militärisch genutzten Stammnutzersystemen nicht ausgegangen werden, da diese Information sicherheitskritisch für militärische Anwendungen ist. Zweitens müssten Änderungen an den bereits vorhandenen Transceivern der Stammnutzer vorgenommen werden, was einen nicht unerheblichen Aufwand darstellt oder im Einzelfall gar nicht möglich ist. Um Spectrum Pooling für den praktischen Einsatz attraktiver zu machen, soll in dieser Arbeit der ursprüngliche Gedanke Mitolas weiterentwickelt werden.

Spectrum Pooling soll hier als eine Koexistenzstrategie zweier Mobilfunksysteme betrachtet werden, bei der *keine* Kommunikation zwischen den Systemen notwendig ist. Das bedeutet, dass der Transceiver des Mietnutzers selbst entscheidet, welche Bereiche der Zeit-Frequenz-Ebene frei sind und diese bei Bedarf eigenständig belegt, aber auch sofort wieder freigibt, falls ein Stammnutzer zugreift. Dieser Ansatz macht die Priorisierung des Stammnutzers noch wichtiger, da diese weder von Basisband- noch von Protokollseite auf eine sekundäre Nutzung eingestellt sind.

Beim Design eines solchen Spectrum Pooling Systems ist es also von besonderer Bedeutung, die Störungen der Stammnutzer durch die Mietnutzer minimal zu halten, so dass die Stammnutzer ihr System trotz der gleichzeitigen sekundären Nutzung ohne nennenswerte Qualitätseinbußen weiterbetreiben können.

Für das neu zu entwerfende Mietnutzersystem sind mehrere Koexistenzstrategien denkbar. Eine Möglichkeit bestünde darin, verbreitete Bandspreiztechniken wie *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS) oder *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS) für den Transceiver des Mietnutzers einzusetzen. Im Falle weniger Mietnutzer könnte dann die Leistungsdichte des Sendesignals nahe oder sogar unter das Rauschniveau gebracht werden (DSSS) bzw. die Störung des Stammnutzers sehr schmalbandig und kurz gehalten werden (FHSS). Steigt jedoch die Zahl der Mietnutzer, steigen auch die Störungen für die Stammnutzer, was diesen Ansatz problematisch macht.

Deshalb soll hier eine andere Strategie verfolgt werden. Eine Koexistenz kann auch gewährleistet werden, wenn die Mietnutzer eine *Listen Before Talk* Etikette befolgen. Diese besteht darin, dass die Mietnutzer vor ihrer eigenen Übertragung die Teilbänder der Stammnutzer abhören und nur dann selbst zugreifen, wenn keine Aktivität der Stammnutzer besteht. Diese spektralen Messungen müssen natürlich koordiniert und in regelmäßigen zeitlichen Abständen T_D erfolgen, um die maximale Störungsdauer für die Stammnutzer gering zu halten. Außerdem dürfen während der Messphasen keine eigenen Zugriffe seitens des Mietnutzersystems stattfinden. Dadurch wird sichergestellt, dass die Messergebnisse nicht durch die abgestrahlte Leistung der Mietnutzer verfälscht werden. Dies kann durch entsprechende Protokolle beim Medienzugriff gewährleistet werden.

Als nächstes wird geklärt, welche Arten von Stammnutzersystemen für Spectrum Pooling überhaupt in Betracht kommen. Aufgrund des nicht verfügbaren Signalisierungskanals muss der Mietnutzer seine Kenntnis über die Belegung des Spektrums durch Messungen erlangen. Infolgedessen scheiden Stammnutzersysteme aus, die mit Bandspreiztechniken arbeiten, da hier die spektrale Leistungsdichte des Sendesignals zu gering ist, um zuverlässig erkannt zu werden und die verwendeten Spreizsequenzen nicht bekannt sind. Ausgenommen hiervon sind FHSS-Systeme mit einer hinreichend großen Dauer T_H der einzelnen Hops. Unter hinreichend groß ist hierbei das Verhältnis von Hopdauer und Detektionsintervall zu verstehen ($T_H > T_D$).

Time Division Multiple Access (TDMA) basierte Stammnutzersysteme sind bedingt geeignet für Spectrum Pooling. Sie dürfen selbst nicht über eine *Listen Before Talk* Etikette verfügen, da sonst die Priorisierung der Stammnutzer nicht gewährleistet werden kann. Außerdem bergen kurze Zeitschlitze und schnelle Zugriffswechsel Probleme. Hier besteht die Gefahr, dass das Mietnutzersystem den Stammnutzerzugriff nicht schnell genug erkennt.

Die beste Eignung für Spectrum Pooling haben *Frequency Division Multiple Access* (FDMA) Systeme. Ungenutzte Teilbänder können vom Mietnutzer direkt belegt werden. Im Folgenden soll davon ausgegangen werden, dass das Stammnutzersystem die oben genannten Anforderungen erfüllt, also keine DSSS-Techniken und keine *Listen Before Talk* Etikette zum Einsatz kommt, was die potenziellen Frequenzbereiche für Spectrum Pooling nicht wesentlich einschränkt [16].

Ein typischer Zugriff des Stammnutzers in einem Spectrum Pooling geeigneten System ist in Bild 2.8 durch die belegten Bereiche skizziert. Die Frequenzachse ist dabei in die Teilbänder des Stammnutzersystems eingeteilt. Die nicht von Stammnutzern belegten Gebiete stellen die für das Mietnutzersystem nutzbaren Ressourcen dar.

cen dar. Bei idealem Spectrum Pooling wäre das Mietnutzersystem in der Lage, die Lücken vollständig auszufüllen, was in einem realen System wegen der oben angesprochenen periodischen Messzyklen nicht möglich ist. Wird ein Teilband nach dem Zugriff eines Stammnutzers wieder frei, so kann dies erst im folgenden Messzyklus festgestellt werden, was zu einem Verlust potenziell nutzbaren Spektrums führt.

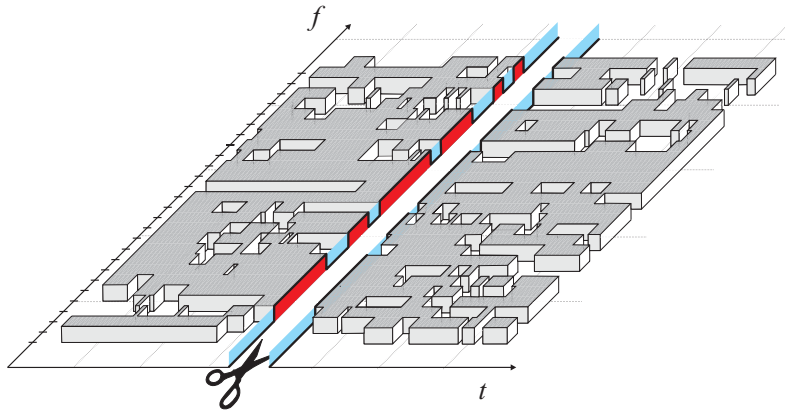


Bild 2.8 Zugriff der Stammnutzer in der Zeit-Frequenz-Ebene.

Umgekehrt ist es auch möglich, dass ein Stammnutzer auf ein Teilband zugreift, das bei der letzten Messung als frei gekennzeichnet und nun vom Mietnutzer belegt wurde. Dies führt unweigerlich zu einer Kollision, was nach Möglichkeit verhindert werden bzw. in seiner Dauer minimiert werden muss. Eine Verkleinerung des Messintervalls T_D könnte den gewünschten Effekt bewirken. Allerdings dürfen diese Intervalle auch nicht beliebig klein gemacht werden, da sonst keine Zeit für das Mietnutzersystem verbleibt, um Nutzdaten übertragen zu können. Hier ist also ein Kompromiss zu finden, auf den in Abschnitt 5.1.2 näher eingegangen werden soll.

Im vorgestellten Zusammenhang soll Spectrum Pooling keine Konkurrenz zu bestehenden flächendeckenden Mobilfunksystemen der zweiten und dritten Generation wie GSM und UMTS darstellen, sondern vielmehr eine Ergänzung an Orten und zu Zeitpunkten bieten, an denen ein erhöhter Bandbreitebedarf besteht. Diese Hot Spot Anforderung könnte am besten mit einem modifizierten WLAN-System erfüllt werden, das in denselben Frequenzbereich verschoben wird, in dem das Stammnutzersystem operiert, dessen Bandbreite gemietet werden soll. Die-

ses Szenario eines eingebetteten Mietnutzer Hot Spots in ein umgebendes Stammmnutzersystem ist in Bild 2.9 verdeutlicht.

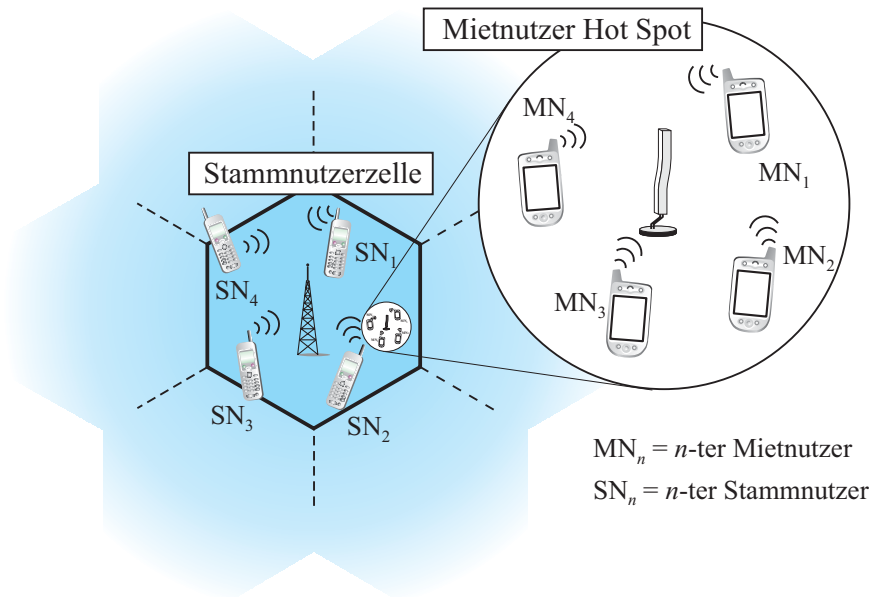


Bild 2.9 Szenario eines eingebetteten Mietnutzer Hot Spots.

2.2.2 OFDM-Overlay

Betrachtet man den eingezeichneten Schnitt entlang der Frequenzachse in Bild 2.8, so ist zu erkennen, dass das Sendesignal des Mietnutzersystems hochflexibel bezüglich seiner spektralen Gestalt sein muss, um die Lücken in Frequenzrichtung bestmöglich ausfüllen zu können. Das in Abschnitt 2.1.2 beschriebene OFDM-Modulationsverfahren kann diese Anforderung vorzüglich erfüllen, da es hier möglich ist, einen Satz von Unterträgern unmoduliert zu lassen und somit im Bereich dieser Unterträger keine Energie abzustrahlen. Dies bedeutet, dass Übertragungen der Stammmnutzer in diesen Bereichen nicht gestört werden.

Die Grundidee hinter OFDM-basiertem Spectrum Pooling ist es, das Kanalaraster des Stammmnutzersystems auf Gruppen von Unterträgern des breitbandigeren OFDM-basierten Mietnutzersystems abzubilden. Die Zahl der Unterträger, durch die ein

Stammnutzerteilband aufgelöst wird, sei im Folgenden mit a bezeichnet. Die Bandbreite eines Teilbandes beträgt also $a \cdot \Delta f$. Die Ganzzahligkeit von a kann durch Variation der Symboldauer T_U und damit auch von Δf realisiert werden. Ein ähnlicher Ansatz wird in jüngster Zeit von Hijazi und Natarajan verfolgt [24]. Um alle potenziellen Kanalraster erfassen zu können, muss der Transceiver des Mietnutzers variabel bezüglich der angesprochenen Parameter gehalten werden, was durch einen Software Defined Radio Ansatz erreicht werden kann. Ein Beispiel, das den skizzierten Ansatz für $a = 4$ verdeutlicht, ist in Bild 2.10 dargestellt.

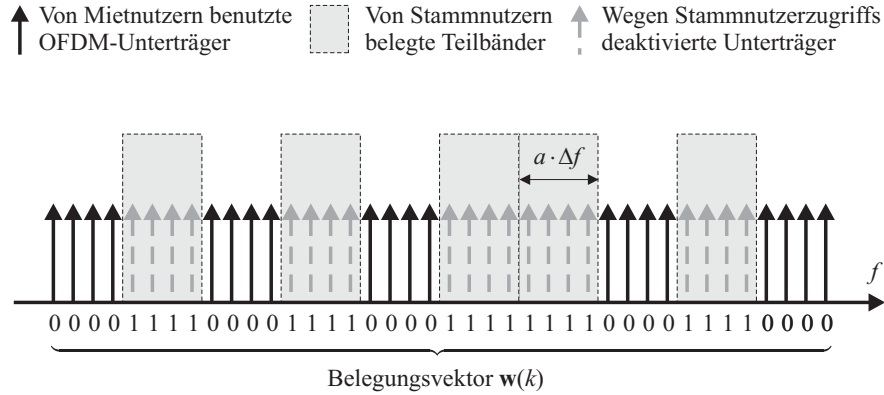


Bild 2.10 Schematisches Beispiel eines OFDM-basierten Spectrum Pools.

Unter der Frequenzachse ist der L -dimensionale Belegungsvektor $\mathbf{w}(k)$ zu sehen, der jeweils zu den Detektionszeitpunkten kT_D aktualisiert wird. Er repräsentiert in binärer Darstellung, welche Unterträger durch einen Stammnutzertzugriff belegt sind und welche nicht. Das HAMMING-Gewicht $w_H(\mathbf{w}(k))$ des Belegungsvektors gibt die Zahl der gesperrten OFDM-Unterträger an. Wird diese Zahl auf die Gesamtzahl L der Unterträger bezogen, so ergibt sich die aktuelle Poolauslastung $r \in [0, 1]$ zu:

$$r = \frac{w_H(\mathbf{w}(k))}{L}. \quad (2.9)$$

Neben der hochflexiblen Anpassung an die jeweilige Belegungssituation im betrachteten Spectrum Pool hat OFDM als Modulationsverfahren im Mietnutzersystem noch einen weiteren Vorteil. Wie in Bild 2.5 zu sehen ist, enthält der Demo-

dulator eines OFDM-Systems ohnehin eine FFT-Operation, d.h. die angesprochenen spektralen Messungen, die in Abschnitt 5.1 noch detailliert untersucht werden, können ohne zusätzlichen Hardwareaufwand realisiert werden.

3 Der Mobilfunkkanal

Der Mobilfunkkanal stellt in der Kommunikationstechnik einen der anspruchsvollsten Kanäle überhaupt dar. Seine Impulsantwort kann im Gegensatz zu draht- oder glasfasergebundenen Übertragungsmedien nicht als determiniert betrachtet werden. Vielmehr handelt es sich hierbei um eine zufällige, zeitvariante Impulsantwort. Dies rührt daher, dass sich die physikalischen Eigenschaften der Funkstrecke ständig ändern. Effekte wie Reflexion, Streuung und Beugung führen dazu, dass das gesendete Signal auf mehr als einem Weg zum Empfänger gelangen kann. Dort überlagern sich diese einzelnen Pfade additiv, wie in Bild 3.1 zu sehen ist. Deshalb bezeichnet man diesen Kanal auch als Mehrwegekanal. Da die Positionen von Sender, Empfänger und Reflexions- bzw. Streuobjekten nicht vorhersagbar sind, dienen stochastische Prozesse zur Beschreibung der Kanalimpulsantwort.

3.1 Charakterisierung des Mehrwegekanals

Wenn man einen DIRAC-Impuls über einen zeitvarianten Mehrwegekanal überträgt, erscheint das empfangene Signal als Pulschette. Jeder Einzelimpuls dieser Kette entspricht einem Ausbreitungspfad. Auf jedem dieser Pfade wird das Signal in der Amplitude gedämpft, in der Phase gedreht und durch die Laufzeitunterschiede aufgrund verschiedener Pfadlängen zeitlich verzögert. Des Weiteren erfährt jeder Pfad eine gewisse DOPPLER-Verschiebung, so dass die zeitvariante Impulsantwort im Basisband wie folgt modelliert werden kann:

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^K \alpha_i(t) e^{j2\pi(f_{D_i} t - f_C \tau_i(t))} \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (3.1)$$

Hier wurde eine Anzahl von K Pfaden angenommen. Bei der komplexwertigen Dämpfung $\alpha_i(t)$, der DOPPLER-Frequenz $f_{D_i}(t)$ und der Verzögerung $\tau_i(t)$ des i -ten Pfades handelt es sich um stochastische Prozesse, auf die später noch näher eingegangen werden soll. Betrachtet man nun die Übertragung eines unmodulierten Trägers der Frequenz f_C und der Amplitude $A = 1$, so ergibt sich das entsprechende Empfangssignal zu:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \alpha_i(t) A e^{j2\pi(f_{D_i} t - f_C \tau_i(t))} = \sum_{i=1}^K \alpha_i(t) e^{j\varphi_i(t)}, \quad (3.2)$$

wobei $\varphi_i(t) = 2\pi(f_{D_i}t - f_C\tau_i(t))$ gilt. Hieraus wird ersichtlich, dass der Kanal für ungünstige Frequenzen zu zufälligen Zeitpunkten keine Übertragung zulässt, nämlich genau dann, wenn sich die komplexen Empfangsvektoren $\alpha_i(t)e^{j\varphi_i(t)}$ destruktiv überlagern. Die Signalamplitude im Empfänger ist dann also annähernd Null. Dies geschieht typischerweise in einem Abstand von $\lambda/2$. Man spricht in diesem Fall von einem *Fast Fading* Kanal [14].

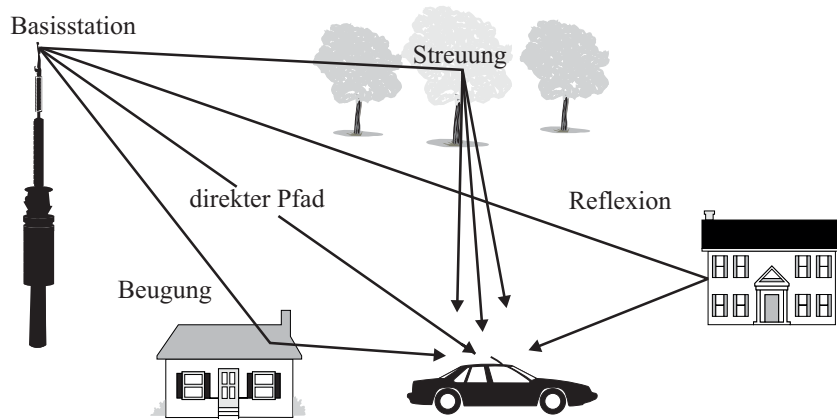


Bild 3.1 Mehrwegeausbreitung in einem Mobilfunkszenario [32].

Überlagert sich eine sehr große Anzahl eintreffender Pfade additiv, unkorreliert und ohne Sichtverbindung, so lässt sich der zentrale Grenzwertsatz anwenden. Die Kanalimpulsantwort wird also für große K ein komplexwertiger mittelwertfreier GAUSSscher Zufallsprozess. Die Einhüllende $|h(\tau, t)|$ unterliegt somit einer RAYLEIGH-Verteilung. Besteht jedoch eine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger, so kann die Mittelwertfreiheit nicht mehr aufrechterhalten werden, da sich ein konstanter Empfangsvektor überlagert. Die Verteilungsfunktion der Einhüllenden geht in diesem Fall in eine RICESche Dichte über.

3.1.1 Frequenzkorrelation

Im Folgenden sollen einige Korrelationsfunktionen und Kenngrößen vorgestellt werden, die zur Beschreibung von Mobilfunkkanälen hilfreich sind. Ausgangspunkt ist hierbei die Kanalimpulsantwort im Basisband $h(\tau, t)$, die als komplexwertiger Zufallsprozess in der Variable t betrachtet werden kann. Die Funktion $h(\tau, t)$ soll als im weiteren Sinne stationär (*Wide Sense Stationary*, WSS) angenommen

werden [47]. Die Autokorrelationsfunktion (AKF) lässt sich definieren als

$$\varphi_{hh}(\tau_1, \tau_2, \delta_t) = E\{h^*(\tau_1, t)h(\tau_2, t + \delta_t)\}. \quad (3.3)$$

Neben der WSS-Annahme, die dazu führt, dass φ_{hh} nur von der Differenz der Betrachtungszeitpunkte δ_t abhängt, wird noch eine weitere Annahme getroffen, nämlich die der unkorrelierten Streuung (*Uncorrelated Scattering*, US). Diese besagt, dass zwei Verzögerungen τ_1 und τ_2 , die genau zwei Mehrwegepfaden entsprechen, unterschiedlichen Ausbreitungsbedingungen unterworfen sind, die nicht miteinander korreliert sind, d.h. Gleichung (3.3) vereinfacht sich zu

$$\varphi_{hh}(\tau_1, \tau_2, \delta_t) = \varphi_{hh}(\tau_1, \delta_t) \cdot \delta(\tau_1 - \tau_2). \quad (3.4)$$

Der Einfachheit halber wird im Folgenden $\tau = \tau_1$ definiert. Lässt man nun δ_t in $\varphi_{hh}(\tau, \delta_t)$ gegen Null gehen, dann beschreibt $\varphi_{hh}(\tau, 0) \equiv \theta(\tau)$ nichts anderes als die mittlere Leistung, die über den Pfad mit der Verzögerung τ übertragen wird. Daher nennt man $\theta(\tau)$ auch *Power Delay Profile*.

Ein ganz analoger Ansatz beginnt im Frequenzbereich. Führt man über $h(\tau, t)$ eine FOURIER-Transformation über die Verzögerung τ durch, so erhält man die zeitabhängige Übertragungsfunktion des Kanals

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (3.5)$$

Da $h(\tau, t)$ als komplexwertiger, mittelwertfreier GAUSSScher Prozess modelliert wird, folgt, dass auch $H(f, t)$ die gleiche Statistik aufweist. Somit lässt sich die AKF von $H(f, t)$ zu

$$\varphi_{HH}(f_1, f_2, \delta_t) = E\{H^*(f_1, t)H(f_2, t + \delta_t)\} \quad (3.6)$$

definieren. Weiterhin kann gezeigt werden [49], dass φ_{HH} nur vom Unterschied der betrachteten Frequenzen $\delta_f = f_1 - f_2$ und vom Zeitunterschied $\delta_t = t_1 - t_2$ abhängt und sich somit $\varphi_{HH}(f_1, f_2, \delta_t)$ zu $\varphi_{HH}(\delta_f, \delta_t)$ vereinfacht. Schreibt man die Erwartungswerte und die FOURIER-Transformation in Gleichung (3.6) aus, so lässt sich ferner herleiten, dass die Korrelation zweier Träger im Abstand δ_f der FOURIER-Transformierten des Power Delay Profiles $\varphi_{hh}(\tau)$ entspricht:

$$\varphi_{hh}(\tau, 0) \circlearrowleft \varphi_{HH}(\delta_f, 0). \quad (3.7)$$

Hieraus lassen sich zwei für die Beschreibung der Eigenschaften des Mobilfunkkanals wichtige Größen ableiten. Man definiert den *Delay Spread* τ_{DS} als Standardabweichung von τ bezüglich des als Wahrscheinlichkeitsdichte aufgefassten

(normierten) Power Delay Profiles [21]. Damit lässt sich der Kehrwert von τ_{DS} als Kohärenzbandbreite B_{koh} des Kanals verstehen

$$B_{\text{koh}} \approx \frac{1}{\tau_{\text{DS}}}. \quad (3.8)$$

Anschaulich bedeutet dies für die Funkübertragung, dass zwei Träger, die einen Abstand von mehr als B_{koh} besitzen, vom Kanal unterschiedlich beeinflusst werden. Ist also z.B. die Bandbreite eines Datensignals größer als die Kohärenzbandbreite ($B \gg B_{\text{koh}}$), so besitzt die Übertragungsstrecke frequenzselektive Eigenschaften, und es werden adaptive Entzerrerfilter notwendig, die die auftretende ISI rückgängig machen müssen. Man spricht deshalb auch von einem frequenzselektiven Kanal.

Liegt die Bandbreite des Sendesignals jedoch innerhalb der Kohärenzbandbreite ($B \ll B_{\text{koh}}$), so werden alle darin enthaltenen Frequenzen identisch gedämpft und in der Phase gedreht, d.h. die Entzerrung benötigt lediglich eine komplexe Multiplikation. Der Zusammenhang zwischen Kohärenzbandbreite und Impulsverbreiterung ist in Bild 3.2 veranschaulicht.

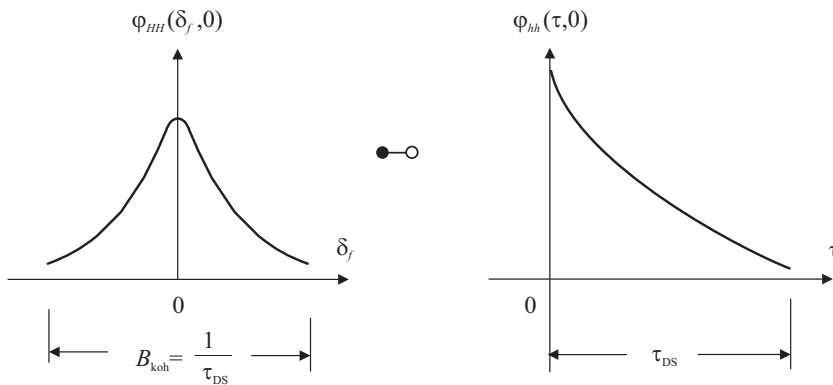


Bild 3.2 FOURIER-Relation zwischen Frequenzkorrelation $\varphi_{HH}(\delta_f, 0)$ und Power Delay Profile $\varphi_{hh}(\tau, 0)$.

3.1.2 Zeitkorrelation

Im Folgenden wird die zeitliche Änderung des Mobilfunkkanals, die durch den Parameter δ_t in $\varphi_{HH}(\delta_f, \delta_t)$ beschrieben wird, näher beleuchtet. Die Zeitvarianz wird

maßgeblich durch die relative Bewegung von Sender und Empfänger bestimmt. Diese führt dazu, dass sich die Einfallswinkel der Pfade und damit die effektiven, radialen Geschwindigkeitskomponenten statistisch ändern. Dadurch ergibt sich eine Verbreiterung und eine Verschiebung des Sendesignalspektrums. Mathematisch lässt sich dieser Sachverhalt folgendermaßen ausdrücken. Sei

$$S_H(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{HH}(\delta_t) e^{-j2\pi\lambda\delta_t} d\delta_t \quad (3.9)$$

die FOURIER-Transformierte von $\varphi_{HH}(\delta_f, \delta_t)$ in δ_t für $\delta_f \rightarrow 0$. Somit beschreibt $S_H(\lambda)$ das Leistungsspektrum in Abhängigkeit der DOPPLER-Frequenz λ , die wiederum genau einem eintreffenden Pfad zugeordnet werden kann. Die Breite des Frequenzbereichs, in dem $S_H(\lambda)$ von Null verschieden ist, nennt man den *Doppler Spread* B_{DS} . Auch hier gilt wieder aufgrund der FOURIER-Relation der reziproke Zusammenhang zwischen B_{DS} und der Kohärenzzeit T_{koh} , die ein Maß für die Zeitvarianz des Kanals darstellt:

$$T_{koh} \approx \frac{1}{B_{DS}}. \quad (3.10)$$

Dies bedeutet, dass für eine große DOPPLER-Verbreiterung, sprich eine hohe Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger, der Kanal seinen physikalischen Einfluss auf die Übertragung zeitlich schnell ändert. In Bild 3.3 wird diese Beziehung illustriert. Ganz analog zur Signalbandbreite lässt sich hier die Symboldauer des Datensignals einbringen. Ist die Symboldauer T_S sehr viel kleiner als die Kohärenzzeit T_{koh} , so kann davon ausgegangen werden, dass ein einzelnes Symbol während der Übertragung eine konstante Beeinflussung durch den Kanal erfährt, der mit konventionellen, adaptiven Entzerrern begegnet werden kann.

Ist die Bedingung $T_S \ll T_{koh}$ jedoch nicht mehr erfüllt, so bedeutet dies, dass die Kanalimpulsantwort $h(\tau, t)$ während eines Symbols nicht mehr als in t konstant angenommen werden kann. Hier versagt die Adaptivität der Entzerrer und eine Datenübertragung ist mit herkömmlichen Methoden nicht mehr möglich. Bei OFDM-basierter Übertragung wird hier außerdem die Orthogonalität verletzt, was zu einer erhöhten ICI führt. In Mobilfunksystemen gibt es deswegen Geschwindigkeitsgrenzen ($B_{DS} \sim v$), bis zu denen eine Aufrechterhaltung der Funkverbindung gerade noch gewährleistet werden kann.

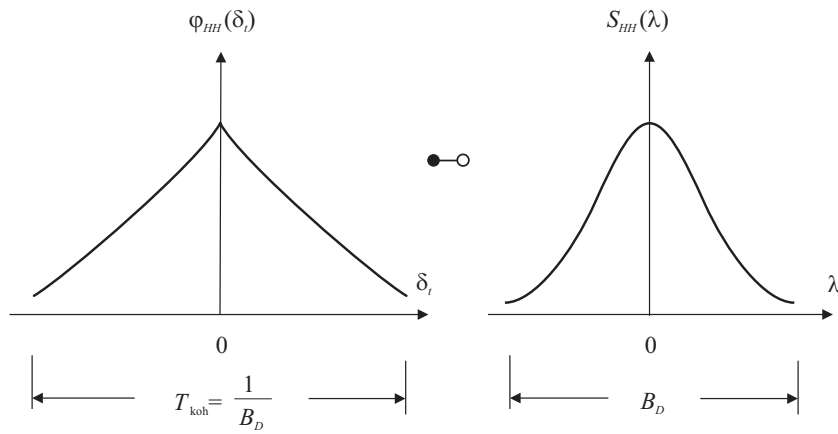


Bild 3.3 FOURIER-Relation zwischen Zeitkorrelation $\varphi_{HH}(\delta_t)$ und DOPPLER-Spektrum $S_H(\lambda)$.

3.2 Das verwendete Kanalmodell

Für einige der in Abschnitt 5.3 vorgestellten Kanalschätzmethoden ist es unbedingt erforderlich, Kenntnis über die Korrelationsfunktion in Abhängigkeit von Zeit- und Frequenzabstand $\varphi_{HH}(\delta_f, \delta_t)$ zu haben, da diese direkt in die Schätzung eingeht. Ausgehend von einem physikalischen Modell soll nun die Funktion $\varphi_{HH}(\delta_f, \delta_t)$ hergeleitet werden, wie sie auch in den simulierten Spectrum Pooling Systemen Verwendung findet.

Bei OFDM-Übertragung kann davon ausgegangen werden, dass die Bandbreite eines Datensignals, die hier dem Trägerabstand $\Delta_f = 1/T_U$ entspricht, sehr viel kleiner ist als die Kohärenzbandbreite B_{koh} . Bei den WLAN-Systemen 802.11a und HIPERLAN/2, die in den Abschnitten 4.1 und 4.2 noch ausführlich beschrieben werden, haben die Träger beispielsweise einen Abstand von 312,5 kHz [18, 28]. Selbst bei ungünstigen Ausbreitungsbedingungen, wie bei hügeligem Gelände mit großen Delay Spreads und Kohärenzbandbreiten von einigen zehn Kilohertz, ist die Kohärenzbedingung $B \approx T_U^{-1} \ll B_{\text{koh}}$ sicher erfüllt, d.h. der Kanal verhält sich bezüglich eines einzelnen Unterträgers nicht frequenzselektiv und kann daher für eine Dauer kleiner als T_{koh} mit einer einzigen komplexen Multiplikation, also einer Dämpfung der Signalamplitude und einer Phasendrehung, beschrieben werden.

Mit Hilfe der FOURIER-Transformierten von Gleichung (3.1) und der WSSUS-Annahme kann man diesen komplexwertigen Kanalparameter in Abhängigkeit der

Symbolnummer k und der Trägernummer l ausdrücken durch

$$H(k_1, l_1) = \sum_{i=1}^K \alpha_i \exp \left(j2\pi(f_{D_i} k_1 T_S - \tau_i l_1 \Delta f) \right), \quad (3.11)$$

wobei α_i , f_{D_i} und τ_i Zufallsprozesse sind, die die komplexe Dämpfung, DOPPLER-Verschiebung und Verzögerung des i -ten Pfades repräsentieren. Der Korrelationskoeffizient zwischen $H(k_1, l_1)$ und $H(k_2, l_2)$ ist definiert durch

$$\varphi_{HH}(k_1, k_2, l_1, l_2) = E\{H(k_1, l_1)H^*(k_2, l_2)\}. \quad (3.12)$$

Schreibt man diesen Erwartungswert für $\varphi_{HH}(k_1, k_2, l_1, l_2)$ allgemein aus, so führt dies zu der Gleichung

$$\begin{aligned} \varphi_{HH}(k_1, k_2, l_1, l_2) &= \int \cdots \int p(f_{D_1}, \dots, f_{D_K}, \tau_1, \dots, \tau_K, \alpha_1, \dots, \alpha_K) \\ &\quad \cdot \sum_{i=1}^K \alpha_i^* \exp \left(j2\pi(f_{D_i} k_1 T_S - \tau_i l_1 \Delta f) \right) \\ &\quad \cdot \sum_{m=1}^K \alpha_m \exp \left(-j2\pi(f_{D_m} k_2 T_S - \tau_m l_2 \Delta f) \right) \\ &\quad d\alpha_1 \dots d\alpha_K d\tau_1 \dots d\tau_K df_{D_1} \dots df_{D_K}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Durch die Forderung nach unkorrelierter Streuung verschwinden die Kreuzkorrelationsterme [30] zwischen α_i und α_m für $i \neq m$ und die verbleibende Autokorrelation entspricht wie weiter oben angesprochen dem Power Delay Profile $\theta(\tau_i)$, denn

es gilt

$$\begin{aligned}
& \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^K \alpha_i^* \exp \left(j2\pi (f_{D_i} k_1 T_S - \tau_i l_1 \Delta f) \right) \right. \\
& \quad \cdot \left. \sum_{m=1}^K \alpha_m \exp \left(-j2\pi (f_{D_m} k_2 T_S - \tau_m l_2 \Delta f) \right) \right\} \\
&= \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^K \underbrace{\alpha(\tau_i)^* \alpha(\tau_i)}_{=\theta(\tau_i)} \exp \left(j2\pi (f_{D_i} (k_2 - k_1) T_S - \tau_i (l_2 - l_1) \Delta f) \right) \right\} \\
& \quad + \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^K \sum_{i=1, i \neq m}^K \alpha(\tau_i)^* \alpha(\tau_i) \exp \left(-j2\pi (f_{D_i} k_1 T_S - \tau_i l_1 \Delta f) \right) \right. \\
& \quad \quad \cdot \left. \exp \left(j2\pi (f_{D_i} k_2 T_S - \tau_i l_2 \Delta f) \right) \right\},
\end{aligned} \tag{3.14}$$

wobei der Erwartungswert der Doppelsumme verschwindet. Weiterhin wird statistische Unabhängigkeit der f_{D_i} von f_{D_m} und der τ_i von τ_m für $i \neq m$ angenommen. Die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte $p(f_{D_1}, \dots, f_{D_K}, \tau_1, \dots, \tau_K)$ kann daher durch das Produkt der Einzelwahrscheinlichkeitsdichten ersetzt werden, woraus folgt:

$$\begin{aligned}
\varphi_{HH}(k_1, k_2, l_1, l_2) &= \int \dots \int \int \dots \int \prod_{m=1}^K p(f_{D_m}) p(\tau_m) \\
& \quad \cdot \sum_{i=1}^K \theta(\tau_i) \exp \left(j2\pi (f_{D_i} (k_2 - k_1) T_S - \tau_i (l_2 - l_1) \Delta f) \right) \\
& \quad d\tau_1 \dots d\tau_K df_{D_1} \dots df_{D_K}.
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Nun erfolgt die Integration über die gesamten Integrationsvariablen $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_K$ und $f_{D_1}, f_{D_2}, \dots, f_{D_K}$. Da in Gleichung (3.15) für alle $i \neq m$ lediglich Integrale über Wahrscheinlichkeitsdichten berechnet werden, kann man nach Vertauschung der Reihenfolge von Summation und Integration und mit $k = k_2 - k_1$ und $l = l_2 - l_1$ schreiben:

$$\begin{aligned}
\varphi_{HH}(k, l) &= \sum_{i=1}^K \int \int p(f_{D_i}) p(\tau_i) \theta(\tau_i) \\
& \quad \cdot \exp \left(j2\pi (k \cdot f_{D_i} T_S - l \cdot \tau_i \Delta f) \right) d\tau_i df_{D_i}.
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Will man Gleichung (3.16) für ein reales System berechnen, so ist es notwendig, die Wahrscheinlichkeitsdichten $p(\tau_i)$ und $p(f_{D_i})$ und das Power Delay Profile $\theta(\tau_i)$ zu messen oder durch weitere Modellbildung zu beschreiben. Hier soll der induktive Weg gewählt und dabei einige Worst Case Abschätzungen vorgenommen werden, da diese eine besonders robuste Kanalschätzung ermöglichen, wie später gezeigt wird.

Das Power Delay Profile $\theta(\tau_i)$ wird im Allgemeinen durch eine exponentiell abfallende Kurve modelliert, was sich durch reale Messungen bestätigen lässt. Dieser Verlauf ist für alle K Pfade identisch, so dass gilt:

$$\theta(\tau_i) = \theta(\tau) = C \cdot e^{-\tau/\tau_{DS}}. \quad (3.17)$$

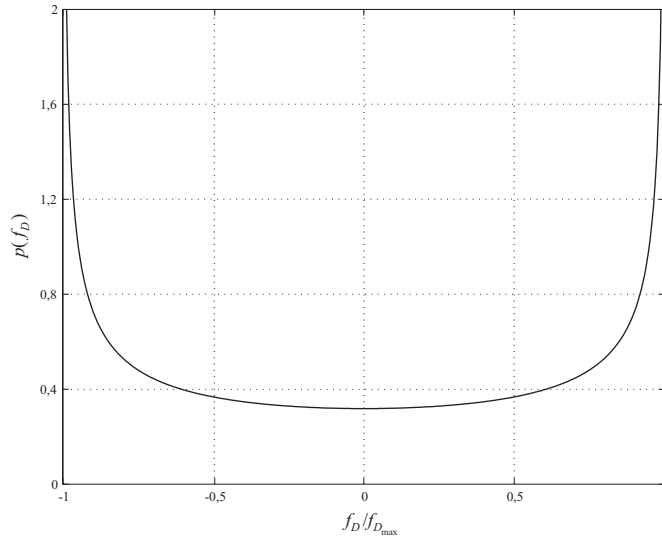


Bild 3.4 Die Wahrscheinlichkeitsdichte $p(f_D)$.

Zur Herleitung der Verteilung der DOPPLER-Verschiebungen soll keine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger bestehen und alle Einfallswinkel der Pfade seien gleich wahrscheinlich. Unter diesen Voraussetzungen entsteht ein JAKES-Spektrum [33], welches auf Eins normiert als Wahrscheinlichkeitsdichte für die

DOPPLER-Verschiebung

$$p(f_{D_i}) = p(f_D) = \frac{1}{\pi f_{D_{\max}}} \frac{\text{rect}\left(\frac{f_D}{f_{D_{\max}}}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_D}{f_{D_{\max}}}\right)^2}} \quad (3.18)$$

verwendet werden kann. Der Verlauf dieser Dichte ist in Bild 3.4 dargestellt. Bei der Wahrscheinlichkeitsdichte der $p(\tau_i)$ ist es ebenfalls besonders ungünstig, wenn große Verzögerungen genauso wahrscheinlich sind wie kleine und somit die τ_i in einem Intervall von $\tau_i = 0$ bis $\tau_i = \tau_{\max}$ gleichverteilt sind. Für $p(\tau_i)$ gilt dann

$$p(\tau_i) = p(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_{\max}} & \text{für } 0 \leq \tau \leq \tau_{\max} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.19)$$

Mit diesen Annahmen lässt sich die Korrelationsfunktion $\varphi_{HH}(k, l)$ analytisch berechnen:

$$\begin{aligned} \varphi_{HH}(k, l) &= \sum_{i=1}^K \int_{-f_{D_{\max}}}^{f_{D_{\max}}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{\pi f_{D_{\max}}} \frac{1}{\tau_{\max}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{D_i}}{f_{D_{\max}}}\right)^2}} C e^{-\tau_i/\tau_{DS}} \\ &\quad \cdot \exp\left(j2\pi(k \cdot f_{D_i} T_S - l \cdot \tau_i \Delta f)\right) d\tau_i df_{D_i}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Da die Wahrscheinlichkeitsdichten $p(\tau_i)$ und $p(f_{D_i})$ und das Power Delay Profile $\theta(\tau_i)$ für alle Pfade gleich angenommen werden, ergibt sich:

$$\begin{aligned} \varphi_{HH}(k, l) &= \frac{KC}{\pi f_{D_{\max}} \tau_{\max}} \int_{-f_{D_{\max}}}^{f_{D_{\max}}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_D}{f_{D_{\max}}}\right)^2}} e^{-\tau/\tau_{DS}} \\ &\quad \cdot \exp\left(j2\pi k \cdot f_D T_S\right) \exp\left(-j2\pi l \cdot \tau \Delta f\right) d\tau df_D. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Unter der Worst Case Annahme, dass $\tau_{\max} \gg \tau_{DS}$ gelte, erkennt man, dass die Integrale über $d\tau$ und df_D FOURIER-Transformierte einer abklingenden Exponentialfunktion bzw. die inverse FOURIER-Transformierte eines JAKES-Spektrums darstellen. Es gelten die Korrespondenzen [7]

$$\exp(-at) \circ \bullet \frac{1}{a + j\omega} \quad (3.22)$$

mit $\text{Si}(x) = \frac{\sin x}{x}$ und

$$\frac{\text{rect}\left(\frac{\omega}{a}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{a}\right)^2}} \bullet \circ \pi J_0(ta), \quad (3.23)$$

wobei $J_0(x)$ die BESSELFunktion nullter Ordnung und erster Gattung beschreibt. Schließlich kann die Kanalkorrelation in Zeit- und Frequenzrichtung mit der Normierung $\varphi_{HH}(0, 0) = 1$ durch einen kompakten analytischen Ausdruck formuliert werden:

$$\varphi_{HH}(k, l) = \frac{1}{1 + j2\pi\tau_{DS}\Delta f \cdot l} \cdot J_0(2\pi f_{D_{\max}} T_S \cdot k). \quad (3.24)$$

Am Streckungsfaktor $\tau_{DS}\Delta f$ im Argument der Si-Funktion kann man sehr gut die Frequenzselektivität des Kanals erkennen. Ist der Delay Spread des Kanals τ_{DS} groß gegenüber der nutzbaren Symboldauer $T_U = (\Delta f)^{-1}$ oder – im Frequenzbereich ausgedrückt – die Signalbandbreite klein gegenüber der Kohärenzbandbreite, so wird auch die Korrelation in Frequenzrichtung sehr schnell abnehmen und Träger, die um mehr als $\Delta f = \frac{1}{T_U}$ getrennt sind, werden unterschiedlich gedämpft und phasenverschoben.

Ganz analog gilt für den Ausdruck $f_{D_{\max}} T_S$ im Argument der BESSELFunktion, dass wenn $f_{D_{\max}}$ klein ist im Verhältnis zur Signalbandbreite ($\approx T_S^{-1}$), so kann die Korrelation für einen verhältnismäßig langen Zeitraum (in Größenordnungen der Symboldauer) aufrecht erhalten werden. Somit würden aufeinander folgende Symbole einer weitestgehend identischen Kanaldämpfung und -phasendrehung unterliegen, vorausgesetzt sie werden auf dem gleichen Träger gesendet.

4 OFDM-basierte drahtlose lokale Netze

Drahtlose Netzwerkanwendungen verbreiten sich derzeit mit einer immensen Geschwindigkeit. Ihre Fähigkeiten und ihr Funktionsumfang in Bezug auf Sicherheit, Dienstgüte und Übertragungskapazität wachsen ständig. Standards für drahtlose Netze wie *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE) 802.11 [27, 28] und *European Telecommunications Standardization Institute* (ETSI) HIPERLAN/2 [18] bilden die Basis für eine Technologie, die eine breite Palette von Einsatzmöglichkeiten sowohl für den Firmen- wie für den Privatbereich bietet.

4.1 IEEE 802.11a

Der WLAN-Standard IEEE 802.11 gehört zur IEEE 802.x-Familie (802.3 Ethernet und 802.5 Token Ring). Das bedeutet, dass dieser Standard das gleiche Interface für die höheren Schichten wie die drahtgebundenen Standards bietet, um weitgehende Interoperabilität zu gewährleisten, darüber hinaus jedoch eine physikalische Schicht und eine Sicherungsschicht spezifiziert, die speziell auf die Besonderheiten der drahtlosen Übertragung zugeschnitten sind. Der zugehörige Protokollstapel ist exemplarisch in Bild 4.1 dargestellt.

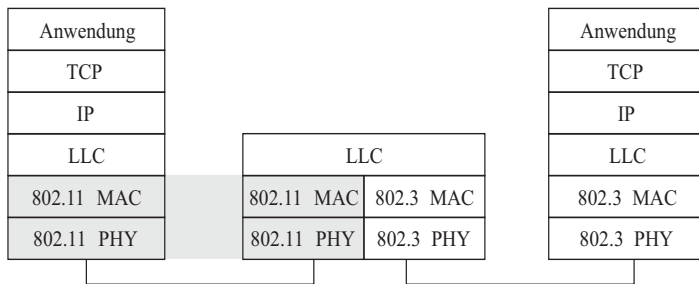


Bild 4.1 Protokollstapel eines Netzwerkes nach den IEEE 802.x Standards.

Das primäre Ziel der Standardisierung von IEEE 802.11 war die Spezifikation eines einfachen und robusten drahtlosen Netzes, das zeitgebundene und asynchrone

Dienste unterstützt. Weiterhin sollte die Sicherungsschicht mit einer Vielzahl unterschiedlicher physikalischer Schichten zusammenarbeiten, wobei für unsere Betrachtung die OFDM-basierte Variante IEEE 802.11a von besonderem Interesse ist.

4.1.1 Systemarchitektur

Drahtlose Netze nach IEEE 802.11 haben zwei grundsätzliche Systemarchitekturen: Infrastrukturnetzwerk und Ad-hoc Netzwerk. Da das Ad-hoc Szenario aufgrund seiner fehlenden Billing- und Accountingmöglichkeit für einen Spectrum Pooling Einsatz nicht in Erwägung kommen kann, beschränkt sich die weitere Betrachtung auf den Infrastrukturmodus, dessen Komponenten in Bild 4.2 veranschaulicht sind.

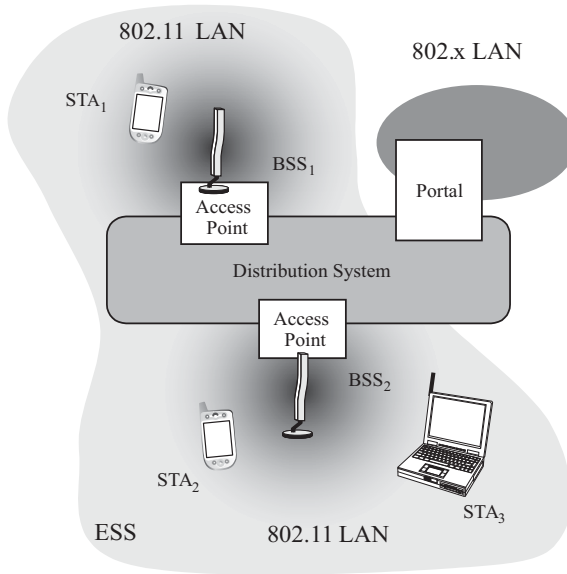


Bild 4.2 Systemarchitektur des IEEE 802.11 Standards im Infrastrukturmodus.

Grundbaustein eines Netzwerks nach IEEE 802.11 ist die Station (STA). Diese Station ist einem *Access Point* (AP) zugeordnet, mit dem sie über drahtlose Zugriffsmechanismen ständig in Verbindung steht. Die Zusammenfassung mehrerer Stationen und eines APs bezeichnet man als *Basic Service Set* (BSS). Das abgebildete Beispiel zeigt zwei BSSs, die über ein *Distribution System* (DS) gekoppelt

sind und damit ein *Extended Service Set* (ESS) bilden. Darüber hinaus verbindet das DS das drahtlose Netzwerk über die APs mit einem Portal, das eine Anbindung an andere LANs und das Internet bereitstellt.

Die Architektur des DS ist in IEEE 802.11 nicht weiter spezifiziert. Es könnte aus gekoppelten IEEE LANs, drahtlosen Links oder beliebigen anderen Netzwerken bestehen. Die zugehörigen Dienste (*Distribution System Services*, DSS) sind jedoch bereits im Standard vorgesehen. Stationen können einen AP auswählen und sich bei ihm assoziieren. Der AP unterstützt Roaming (Wechseln zwischen APs), wobei das DS den Datentransfer zwischen den beteiligten APs abwickelt. Weiterhin stellt der AP die Synchronisation innerhalb des BSS sicher, bietet ein Energiemanagement und regelt den Zugriff auf das drahtlose Medium.

4.1.2 Physikalische Schicht

IEEE 802.11a nutzt Funkfrequenzen in den international lizenzfreien 5,1 GHz ISM-Bändern, welche in Europa von der *Conférence Européenne des Administrations des Postes et Télécommunications* (CEPT) und in den USA von der *Federal Communications Commission* (FCC) für den Einsatz von WLAN-Systemen genehmigt wurden. Diese Bänder teilen sich in ein unteres Teilband von 5,15 GHz bis 5,35 GHz und ein oberes Band von 5,47 GHz bis 5,725 GHz auf. Das untere Teilband darf hierbei nur in Inneneinrichtungen verwendet werden. Für das obere Band gilt eine Beschränkung der Sendeleistung auf 1 W mittlere abgestrahlte Leistung. Der zur Verfügung stehende Spektralbereich wird in 19 Kanäle zu je 20 MHz Bandbreite aufgeteilt. Eine Zelle nutzt immer genau einen Kanal, wobei dieser während des Betriebs dynamisch gewechselt werden kann (*Dynamic Frequency Selection*, DFS).

Zur Datenübertragung wird in der physikalischen Schicht das in Abschnitt 2.1 beschriebene OFDM-Verfahren eingesetzt. Die in IEEE 802.11a verwendeten OFDM-Parameter sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Es wird eine 64-Punkte FFT über einer Bandbreite von 20 MHz verwendet, wovon jeweils sechs Träger an den Rändern aus Interferenzgründen nicht genutzt werden. Vier Unterträger werden als Pilotträger benutzt und sind neben den Präambeln, die weiter unten näher erläutert werden, für Aufgaben wie Synchronisation und Kanalschätzung bestimmt.

Tabelle 4.2 zeigt die möglichen Datenraten, wobei nur der 6 Mbit/s-Modus für alle Geräte nach IEEE 802.11a obligatorisch ist. Die Wahl zwischen schnelleren oder robusteren Übertragungsverfahren erfolgt in Abhängigkeit der aktuellen Kanalsituation. Von der Sicherungsschicht übergebene Datenpakete werden in einen Rah-

Parameter	Wert
Zahl der Datenunterträger K_D	48
Zahl der Pilotunterträger K_P	4
Gesamtzahl verwendeter OFDM-Unterträger K	$52 (= K_D + K_P)$
Bandbreite der FFT	20 MHz
Abstand der OFDM-Unterträger Δf	$312,5 \text{ kHz} (= 20 \text{ MHz}/64)$
Dauer eines FFT-Abtastwertes T_A	$50 \text{ ns} (= 1/20 \text{ MHz})$
Dauer des Nutzanteils eines OFDM-Symbols T_U	$64 \cdot T_A = 3,2 \mu\text{s} (= 1/\Delta f)$
Dauer des Guard Intervalls T_G	$16 \cdot T_A = 0,8 \mu\text{s}$
Dauer eines OFDM-Symbols T_S	$4 \mu\text{s} (= T_U + T_G)$

Tabelle 4.1 OFDM-bezogene Parameter bei IEEE 802.11a.

Datenrate in Mbit/s	Modulation	Coderate R	Codebits pro Unterträger	Infobits pro OFDM-Symbol
6	BPSK	1/2	1	24
9	BPSK	3/4	1	36
12	QPSK	1/2	2	48
18	QPSK	3/4	2	72
24	16-QAM	1/2	4	96
36	16-QAM	3/4	4	144
48	64-QAM	2/3	6	192
54	64-QAM	3/4	6	216

Tabelle 4.2 Spezifizierte Modi der physikalischen Schicht von IEEE 802.11a.

men der physikalischen Schicht (PHY-Rahmen) eingebettet. Für die Übertragung des Headers dieses Rahmens ist es obligatorisch, den Modus mit der niedrigsten Datenrate (BPSK, $R = 1/2$) zu verwenden. Diese Vorgehensweise ermöglicht den Stationen, die keine schnelleren Modi unterstützen, wenigstens die Belegungsdauer des Kanals zu bestimmen. Dies ist wichtig für den *Virtual Carrier Sense* Mechanismus, der in Abschnitt 4.1.3 erläutert wird.

Die Präambel eines PHY-Rahmens ist in Bild 4.3 zu sehen. Sie umfasst die ersten $16 \mu\text{s}$. Sie besteht aus zehn kurzen (*Short Training Symbols*, STSs) und zwei langen Trainingssymbolen (*Long Training Symbols*, LTSs). Die Aufgaben der ersten sieben kurzen STSs (t_1, t_2, \dots, t_7) sind die Signalerkennung, die automatische Verstärkungsregelung (*Automatic Gain Control*, AGC) und die Trägererkennung (*Carrier Sense*, CS). Die nächsten drei STSs (t_8, t_9, t_{10}) dienen der gro-

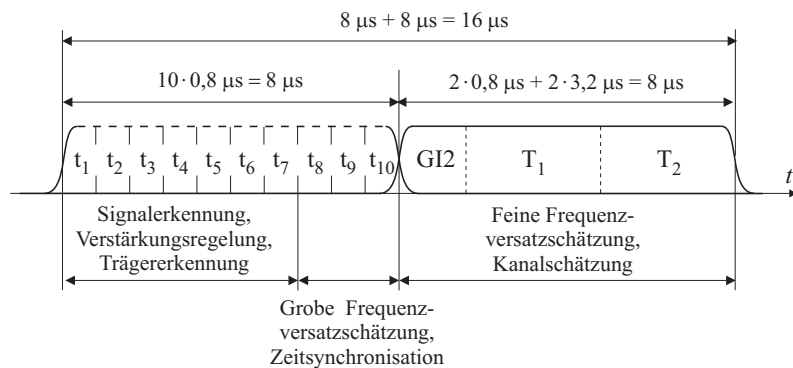


Bild 4.3 Aufbau der Präambel eines PHY-Rahmens in IEEE 802.11a.

ben Frequenz- und Zeitsynchronisation. Die kürzere Dauer der STSs hat vor allem für die Schätzung des Frequenzversatzes Bedeutung. Deren kurze periodische Anordnung im Zeitbereich korrespondiert mit einem diskreten Spektrum, das eine Schätzung des Frequenzversatzes zulässt, auch wenn dieser größer als der OFDM-Unterträgerabstand Δf ist, worauf in Abschnitt 5.2 noch näher eingegangen wird. Die STSs werden erzeugt, indem die Unterträger mit der Sequenz

$$S_{-26,26} = \sqrt{\frac{13}{6}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 0, 1 + j, 0 \\ 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, 0, 1 + j, 0 \\ 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1 - j, 0, 0, 0, -1 - j, 0 \\ 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0, 0, 1 + j, 0, 0 \end{array} \right\} \quad (4.1)$$

moduliert werden. Man sieht, dass nur jeder vierte Unterträger eingesetzt wird, was zur angesprochenen periodischen Verkürzung der Trainingssymbole führt. Nach den STSs wird ein Guard Intervall doppelter Länge eingefügt, gefolgt von den LTSs (T_1 und T_2 in Bild 4.3). Diese können zur Feinschätzung des Frequenzversatzes und zur Kanalschätzung herangezogen werden, wie in Abschnitt 5.3 beschrieben wird.

Nach der Präambel folgt ein Signalisierungssymbol, dessen Aufbau in Bild 4.4 verdeutlicht ist (dunkelgrau hinterlegt). Das Signalisierungssymbol wird wie oben angesprochen mit $R = 1/2$ codiert und BPSK-moduliert. Es enthält Information über die verwendete Datenrate und die Länge des restlichen PHY-Rahmens. Das Paritybit und die Tailbits werden zur Fehlererkennung bzw. zur Terminierung des Faltungscodes benutzt. Der eigentliche Datenteil beginnt mit 16 Servicebits, die alle zu



- PRÄAMBEL:** Zehn kurze und zwei lange Trainingssymbole, zusammen 16 ms
- SIGNAL:** Ein OFDM-Symbol (4 ms), nicht verwürfelt, faltungskodiert ($R = \frac{1}{2}$), interleaved, BPSK
- DATA:** Ganzzahlige Anzahl von OFDM-Symbolen, verwürfelt, moduliert und faltungskodiert entsprechend dem *RATE*-Feld, interleaved

Bild 4.4 Struktur des PHY-Rahmens in IEEE 802.11a.

Null gesetzt werden, was eine Schätzung des Anfangszustands des Verwürflers im Sender ermöglicht. Die Verwürfelung erfolgt mit Hilfe eines paketsynchronisierten Verwürflers mit dem Generatorpolynom

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1. \quad (4.2)$$

Nach dem Einkapseln des Datenrahmens der Sicherungsschicht folgen weitere Tail- und Padbits, um den Faltungscoder für die Nutzdaten zu terminieren und um auf ein ganzzahliges Vielfaches von OFDM-Symbolen zu gelangen. Nach der Kanalcodierung wird auf dem Codebitstrom ein Interleaving durchgeführt, um benachbarte Symbole voneinander zu trennen. Damit wird sichergestellt, dass Bündelfehler, die durch den Einfluss des frequenzselektiven und zeitvarianten Mobilfunkkanals entstehen, aufgebrochen und verteilt werden können.

4.1.3 Sicherungsschicht

Die Sicherungsschicht hat außer ihrer Hauptaufgabe des reinen Datendienstes auch noch weitere Aufgaben wie Verschlüsselung, Roaming und Synchronisation. Um an einem Infrastrukturnetzwerk teilzunehmen, muss eine Station zu genau einem AP assoziiert werden. Der Ablauf ist wie folgt: Eine Station bewegt sich in die physikalische Erreichbarkeit eines APs. Sie empfängt spezielle periodisch wiederholte Pakete (*Beacons*) dieses APs und kann so die benötigten Informationen finden, um sich anschließend mit dem AP zu authentifizieren und zu assoziieren. Umgekehrt kann aber auch die Station mittels *Probe Paketen* potenzielle APs akquirieren.

Rahmenaufbau und Adressierung

Die prinzipielle Struktur eines Datenpaketes der Sicherungsschicht (MAC-Paket) ist in Bild 4.5 dargestellt. Die einzelnen Felder haben dabei folgende Bedeutung:

Frame Control: Diese Felder enthalten Informationen über den Datenaustausch. Neben der Protokollversion und dem Typ der Nachricht, sind die Felder *From/To DS* für die Adressierung wichtig. Sie geben an, wie die Adressfelder *ADR1-ADR4* zu interpretieren sind. Das Bit *More Frag* wird gesetzt, wenn eine längere Nachricht in mehreren Fragmenten übertragen werden muss und noch weitere Teilstücke folgen.

Duration ID: Hier ist Information für den virtuellen Belegungsmechanismus enthalten, auf den weiter unten noch näher eingegangen wird.

ADR1-ADR4: Die Adressfelder enthalten im normalen Datenbetrieb die MAC-Adresse von Sender und Empfänger sowie die Identifikationsnummer des BSSs. Sie können aber auch Angaben über das DS enthalten, falls beispielsweise APs miteinander kommunizieren.

Sequence Control: Wurde ein Paket aufgrund fehlerhafter Übertragung doppelt empfangen, so kann dies mit Hilfe der Sequenznummern erkannt und behoben werden.

Frame Body: Dieser Teil Enthält das eigentliche Nutzdatenpaket aus den höheren Schichten.

Frame Checksum: Diese Prüfsumme wird mit dem Generatorpolynom der Ordnung 32 gebildet und dient der Behandlung von Übertragungsfehlern in der Sicherungsschicht.

Eine empfangende Station interpretiert immer das erste Adressfeld, um festzustellen, ob die Nachricht an sie gerichtet ist. Ist dies nicht der Fall, so wird das gerade empfangene Paket verworfen. Die Sicherungsschicht in IEEE 802.11 unterscheidet hierbei verschiedene Typen von Adressen. Der elementare Typ ist die individuelle Adresse einer einzelnen Station. Außerdem existieren so genannte *Multicast* Adressen, mit denen ein logischer Verbund von Stationen angesprochen werden kann. Die *Broadcast* Adresse spricht alle zu einem bestimmten AP assoziierten Stationen an. Hierzu werden alle Bits der MAC-Adresse auf Eins gesetzt.

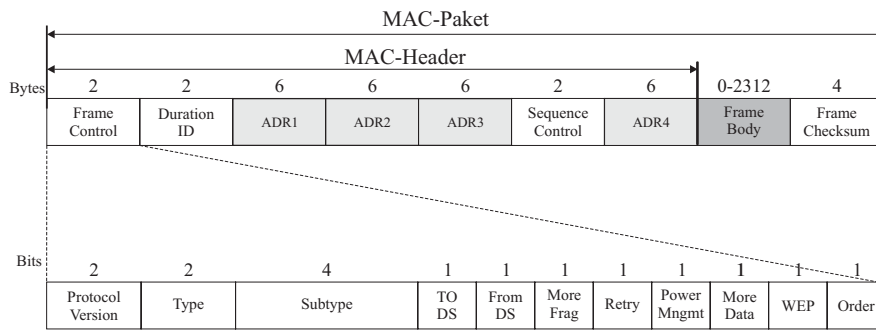


Bild 4.5 Struktur des MAC-Paketes in IEEE 802.11.

Authentifizierung und Verschlüsselung

In den derzeitigen Implementierungen von IEEE 802.11 ist eine optionale Verschlüsselung der Daten in der Sicherungsschicht vorgesehen. Das Verschlüsselungsverfahren heißt *Wired Equivalent Privacy* (WEP) und beruht auf dem *Release Candidate 4* (RC4) Schlüsselstrom der Firma RSA Security. Die Nutzdaten und die *Cyclic Redundancy Check* (CRC) Prüfsumme werden senderseitig bitweise mit dem Schlüsselstrom modulo-2 addiert. In der Empfangsstation wird dies durch eine gleichartige Addition wieder rückgängig gemacht.

Während des Verschlüsselungsprozesses generiert WEP einen Schlüssel, der durch die Verkettung eines vorher an die Stationen verteilten, geheimen Schlüssels und eines zufälligen 24-bit langen *Initialization Vectors* (IVs) generiert wird. Der IV verlängert die Periode des geheimen Schlüssels und kann von Übertragung zu Übertragung geändert werden. WEP nutzt diesen verketteten Schlüssel, um einen Pseudozufallszahlengenerator zu speisen, der einen Schlüsselstrom der Länge des zu versendenden Datenpaketes erzeugt. Außerdem wird ein 32-bit langer Integritätsprüfwert (*Integrity Check Value*, ICV) gebildet. Beim ICV handelt es sich um eine Prüfsumme, die im Empfänger neu berechnet werden kann. Ein Vergleich mit dem empfangenen Wert gibt Aufschluss darüber, ob das Paket bei der Übertragung mutwillig verfälscht wurde. Stimmen neu berechneter und empfangener Wert nicht überein, so kann das Paket zurückgewiesen oder der Nutzer über die mutwillige Manipulation benachrichtigt werden.

WEP spezifiziert verteilte, geheime Schlüssel einer Länge von 40 bzw. 64 Bit, um Datenpakete zu ver- oder entschlüsseln. Einige Hersteller haben auch 128-bit Schlüssel in ihren WLAN-Produkten implementiert. Diese Erweiterung ist auch

als WEP2 bekannt. Beim herkömmlichen WEP muss die Empfangsstation den gleichen Schlüssel wie der Sender benutzen. Daher muss jeder AP und jede Station manuell konfiguriert werden. Der IV wird im Klartext in den Bytes des Datenrumpfes mitgeschickt. Die Empfangsstation kombiniert den empfangenen IV und den verteilten, geheimen Schlüssel, der vom Nutzer bereitgestellt wird, um die Nutzdaten im empfangenen Paket zu entschlüsseln. Da viele Kontrollpakete besonders häufig gesendet werden (s. nächster Abschnitt) und allein aus ihrer Position in der Übertragung erkannt werden können, ist es ratsam, den IV häufig zu variieren. So wird Dritten ein Entschlüsselungsangriff erschwert.

Medienzugriff

Das fundamentale Zugriffsverfahren in IEEE 802.11 ist das *Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance* (CSMA/CA) Verfahren. Dabei handelt es sich um ein verteiltes Zugriffsverfahren. Deshalb wird die Funktionalität des Medienzugriffs bei IEEE 802.11 auch als *Distributed Coordination Function* (DCF) bezeichnet. Neben diesem konkurrierenden Zugriff gibt es auch einen kontrollierten Zugriff (*Point Coordination Function*, PCF), der auf einem Pollingverfahren beruht. Der *Point Coordinator* (PC) sendet Anfragen an die assoziierten Stationen, die ihm wiederum antworten. Unaufgefordertes Senden ist innerhalb der PCF nicht gestattet. Der IEEE 802.11 Standard sieht vor, dass sich Perioden der DCF (*Contention Periods*, CPs) und Perioden der PCF (*Contention Free Periods*, CFPs) abwechseln.

Der CSMA/CA-Mechanismus in IEEE 802.11 baut auf unterschiedlichen Zeitabständen zwischen gesendeten Datenpaketen auf. Priorisierung wird durch verschiedenen lange Wartezeiten erreicht. Die Station mit der kürzesten Wartezeit gewinnt den konkurrierenden Zugriff, da sie bereits zu senden beginnt, während die anderen Stationen noch wartend das Medium beobachten. Diese verschiedenen Zeitintervalle und deren Bedeutung seien hier kurz zusammengefasst:

Slot ($9 \mu\text{s}$): Ein Slot stellt die kleinste Zeiteinheit für die Wahl der zufälligen Wartezeiten dar.

Short Inter Frame Space (SIFS, $16 \mu\text{s}$): Das Intervall SIFS wird für Pakete verwendet, die eine höhere Priorität haben als andere (z.B. Kontrollpakete), da dies die kürzeste Wartezeit darstellt.

PCF Inter Frame Space (PIFS, $25 \mu\text{s}$): Diese Wartezeit nutzt der PC, um eine neue CFP einzuleiten. Sie ist kürzer als DIFS und hat deshalb eine höhere Priorität.

DCF Inter Frame Space (DIFS, $34 \mu\text{s}$): DIFS ist die Standardwartezeit innerhalb der DCF und wird vor jedem konkurrierenden Zugriff eingesetzt.

Extended Inter Frame Space (EIFS, ca. $700 \mu\text{s}$): Die Wartezeit EIFS ist erheblich länger als alle anderen und wird verwendet, wenn ein Datenpaket mit falscher CRC-Prüfsumme empfangen wird.

Für das CSMA/CA-Zugriffsverfahren ist es zwingend erforderlich, dass das Medium als belegt erkannt wird, wenn eine Station zugreift (*Carrier Sense*, CS). Nur dann ist sichergestellt, dass kein Datenpaket auf den Weg geschickt wird, das eine Kollision verursacht. Ist eine fremde Sendung beendet, so ist die Wahrscheinlichkeit besonders hoch, dass nun Stationen in Konkurrenz treten, die vor dem fremden Zugriff kein Senderecht bekommen haben. Hierfür gibt es einen speziellen Algorithmus, der den Anfangszeitpunkt einer Sendung zufällig verzögert und so die Zahl der Kollisionen herabsetzt (*Collision Avoidance*, CA). Für eine Station, die ein Datenpaket zu senden hat, gibt es drei mögliche Szenarien.

1. Ist das Medium frei und wurde das letzte Datenpaket korrekt empfangen, so wird die Zeitdauer DIFS gewartet. Verstreicht diese ohne Zugriff einer anderen Station, so beginnt die Station mit der eigenen Übertragung.
2. War der Empfang des letzten Datenpaketes fehlerhaft, so wird EIFS statt DIFS gewartet. Ansonsten bleibt das Verhalten identisch.
3. Falls das Medium besetzt ist, muss gewartet werden bis das Medium frei wird und zusätzlich die Zeit DIFS verstreicht. Daraufhin wird der *Backoff* Mechanismus gestartet und zufällig eine weitere Wartezeit bestimmt. Die Station, die die kürzeste Zusatzwartezeit auswürfelt, wird danach ihre Sendung verschicken können. Alle anderen Stationen halten ihre Sendung zurück und merken sich ihre restliche Wartezeit, die sie noch bis zum eigenen Zugriff hätten warten müssen. Wenn das Medium wieder frei wird, müssen sie keine neue Wartezeit auswürfeln, sondern starten gleich mit der nun kürzeren Restwartezeit nach dem letzten Wettbewerb. Somit wird erreicht, dass die Wahrscheinlichkeit, den Zugriff zu erhalten, für genau diejenigen Stationen steigt, die den letzten Wettbewerb verloren haben.

Bild 4.6 soll das Zusammenspiel mehrerer Stationen bei einem CSMA/CA-Medienzugriff verdeutlichen. Zum Zeitpunkt T_0 bekommt STA4 von einer höheren Protokollschicht die Aufforderung, ein Paket zu senden. Da das Medium frei ist, beginnt

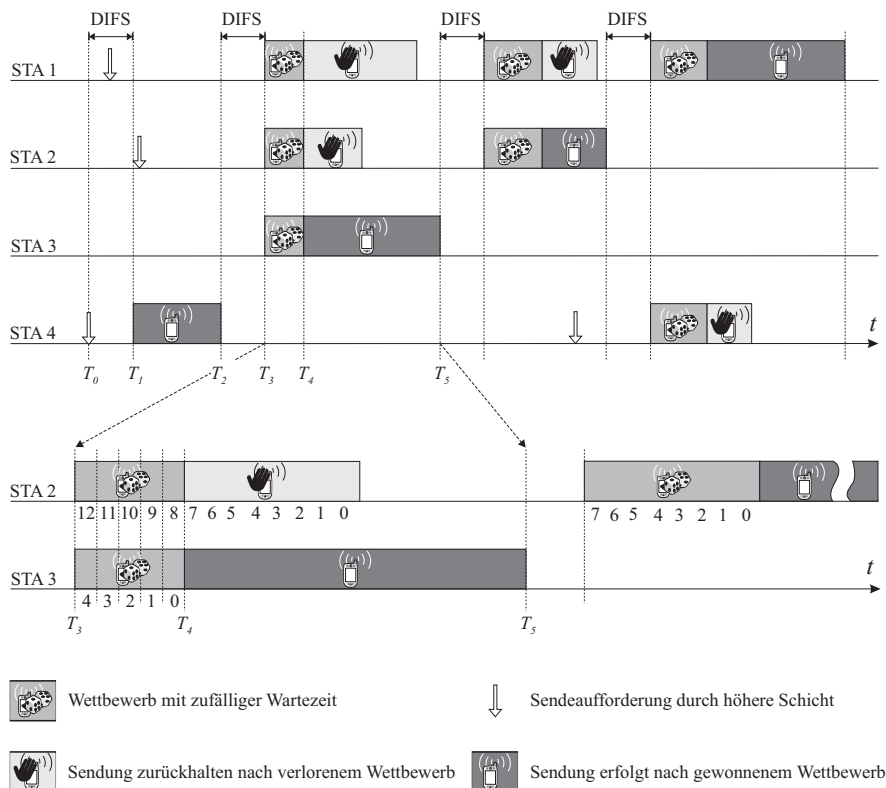


Bild 4.6 Exemplarischer Ablauf des CSMA/CA-Medienzugriffs.

STA4 die Übertragung nach der Wartezeit DIFS (T_1). Die anderen Stationen erhalten ihrerseits Sendeaufforderungen während der Belegung des Mediums durch STA4. Nach dem Ende der Übertragung (T_2) und einer weiteren Wartezeit DIFS (T_3) treten STA1, STA2 und STA3 in einen Wettbewerb um den Zugriff. Sie ermitteln jeweils eine Zufallszahl aus dem Intervall $[0, CW]$, wobei CW die Größe des *Contention Window* beschreibt. Die Zufallszahl entspricht der Dauer in Slots, die bis zum eigenen Übertragungsbeginn gewartet werden soll. Von T_3 an wird in jeder Station ein Zähler im Slottakt heruntergezählt. Erreicht dieser die Null bevor eine andere Station das Medium belegt, erfolgt die eigene Sendung. Kommt eine andere Station zuvor, so wird der eigene Zählerstand für weitere Wettbewerbsphasen zwischengespeichert, wie z.B. in STA2 zum Zeitpunkt T_4 . Nach dem Ende der

Übertragung von STA3 (T_5) gewinnt STA2 mit dem verringerten Zählerstand den folgenden Wettbewerb und kann selbst das Medium belegen. Haben zwei Stationen die gleiche Zufallszahl ausgewürfelt, kommt es zu einer Kollision. Dies kann aber durch einen fehlerhaften CRC und ausbleibende Bestätigungspakete erkannt werden. Die Sendung wird dann mit einem vergrößerten Wettbewerbsfenster wiederholt, um die Wahrscheinlichkeit einer erneuten Kollision zu senken. Für Details sei hier auf den Standard [27] verwiesen.

Ein besonders kritisches Szenario in WLAN-Systemen ist die *Hidden Terminal* Konstellation, die in Bild 4.7 veranschaulicht ist. Aufgrund der begrenzten Sende-reichweite der Stationen ist es möglich, dass zwei Stationen (z.B. STA1 und STA3), zwar mit ihrem direkten Nachbarn (z.B. STA2) kommunizieren können, potenzielle Störer dieser Kommunikation aber nicht wahrnehmen können. Dies kann zu Kollisionen bei STA2 führen, da STA1 und STA3 die Trägerbelegung der jeweils anderen Station nicht erkennen und der CS-Mechanismus fehlschlägt.

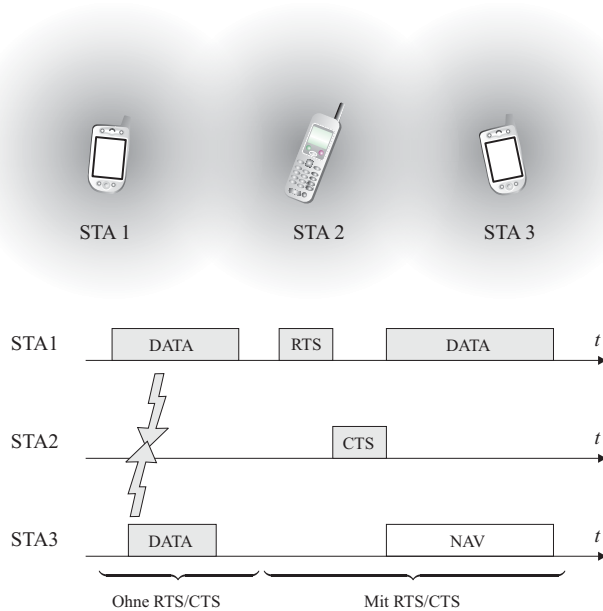


Bild 4.7 Umgehung des Hidden Terminal Problems durch das RTS/CTS-Verfahren.

Um diese Kollisionen zu vermeiden, wird ein zusätzlicher Handshake eingeführt. Alle Stationen senden vor der eigenen Übertragung ein kurzes *Ready To Send* (RTS)

Paket aus (z.B. STA1 in Bild 4.7). Die adressierte STA2 antwortet ihrerseits mit einem *Clear To Send* (CTS) Paket, welches auch STA3 empfangen kann und somit über die Belegung des Mediums informiert ist, obwohl sie den Träger von STA1 nicht erkennen kann. Da in den RTS- und CTS-Paketen die Dauer des Medienzugriffs enthalten ist, kann STA3 eine virtuelle Belegung auslösen und ihren *Network Allocation Vector* (NAV) auf das signalisierte Ende der Medienbelegung setzen. Vor Ablauf der im NAV gespeicherten Zeit wird STA3 nun keinen eigenen Sendeversuch unternehmen und somit auch keine Kollision bei STA2 hervorrufen.

4.2 ETSI HIPERLAN/2

Das europäische Gegenstück zum amerikanischen IEEE 802.11 Standard ist der HIPERLAN/2 Standard der ETSI. Die Abkürzung HIPERLAN/2 steht für *High Performance Radio Local Area Network*. Dieser Standard ging im Jahre 1999 aus dem *Broadband Radio Access Network* (BRAN) Projekt der ETSI hervor.

4.2.1 Systemarchitektur

Die Topologie eines HIPERLAN/2-Netzwerkes im Infrastrukturmodus entspricht weitestgehend derjenigen von IEEE 802.11 aus Bild 4.2. Weiterhin ist ebenfalls ein Ad-hoc Betriebsmodus vorgesehen, der die Verbindung zwischen mehreren *Mobile Terminals* (MTs, entsprechen STAs aus IEEE 802.11) ohne AP ermöglicht.

Empfängt ein MT Signale von mehreren APs in einem Versorgungsgebiet, so wird zunächst die empfangene Feldstärke gemessen und danach der beste AP ausgewählt. Falls sich die Empfangssituation aufgrund von Störeinflüssen oder durch die Bewegung des MTs ändert, wird ein Handover durchgeführt. Bei einem Handover werden alle offenen Verbindungen des MTs zum AP an den neuen AP übergeben. Die Kommunikation zwischen den APs erfolgt nicht über HIPERLAN/2, sondern über das Festnetz (z.B. Ethernet, HiperAccess). Außerdem ist es möglich, dass der AP und alle assoziierten MTs im Falle zu starker Störungen in ein anderes Frequenzband wechseln. HIPERLAN/2 benötigt also keine Frequenzplanung, da die jeweils verwendete Trägerfrequenz wie bei IEEE 802.11a dynamisch gewählt wird.

Im Gegensatz zu den gegenwärtigen IEEE 802.11x Standards ist die Übertragung bei HIPERLAN/2 verbindungsorientiert und ermöglicht so die Unterstützung von Dienstgütemechanismen. Diese Dienstgüte ist notwendig, um eine einwandfreie Übertragung von Multimediainhalten (z.B. Video, Audio) sicherstellen zu können,

was durch eine explizite Zuweisung von Übertragungsressourcen zu einzelnen Verbindungen erreicht wird. Hierauf wird in Abschnitt 6.2 noch näher eingegangen. Da der Zugriff auf einem deterministischen Verfahren und nicht auf einem statistischen Verfahren (z.B. CSMA/CA) beruht, können vereinbarte Dienstgüteparameter wie Durchsatz und Paketverzögerung jederzeit eingehalten werden.

Die Verschlüsselung des Datenverkehrs ist bei einem WLAN-System unbedingt erforderlich, da ein Mithören durch Dritte im Bereich einer Funkzelle aufgrund des geteilten Mediums leicht möglich ist. HIPERLAN/2 unterstützt dies durch die symmetrischen Verschlüsselungstechniken *Data Encryption Standard* (DES) und 3DES. Der Schlüsselaustausch findet nach dem DIFFIE-HELLMAN-Verfahren [15] statt. Eine gegenseitige Authentifizierung zwischen MT und AP ist entweder mit öffentlichen oder vorher ausgetauschten Schlüsseln möglich.

Im mobilen Umfeld ist einer der begrenzenden Parameter beim Systementwurf die zur Verfügung stehende elektrische Energie. Je aufwändiger die Verfahren der digitalen Signalverarbeitung und die Protokollabläufe sind, desto mehr Rechenleistung bzw. Energie wird benötigt. Außerdem ist Energie für das Senden der Übertragungssignale erforderlich. Umso entscheidender ist der effiziente Umgang mit der vorhandenen Energie. HIPERLAN/2 sieht hierzu einen Mechanismus vor, der ein MT in einen *Sleep Mode* versetzt.

Wenn ein MT erkennt, dass es für eine bestimmte Zeit keine Aktivität zu verzeichnen hat, teilt es dem AP mit, dass es sich im Sleep Mode befindet. Bei Ablauf dieser Zeit wird das MT durch den AP aufgeweckt. Alle für das MT eingehenden Datenpakete während der *Sleep Period* werden vom AP aufbewahrt, bis das MT den Sleep Modus wieder verlässt. Der Standard sieht je nachdem, ob kurze Verzögerungszeiten oder minimaler Energieverbrauch gewünscht wird, unterschiedlich lange Sleep Periods vor.

Der HIPERLAN/2 Protokollstapel besitzt eine sehr flexible Architektur, die eine Anbindung an verschiedene Netzprotokolle ermöglicht. HIPERLAN/2 beschreibt die untersten zwei Schichten des *International Standards Organization/Open System Interconnection* (ISO/OSI) Basisreferenzmodells (physikalische Schicht und Sicherungsschicht) sowie einen *Convergence Layer* (CL). Der CL dient als Vermittlungsschicht zwischen dem WLAN-System und anderen Netzwerkprotokollen wie UMTS [67] und *Integrated Services Digital Network* (ISDN) [6]. Das Protokoll ist in Anlehnung an ISDN in eine Kontroll- und eine Nutzerebene unterteilt, wie in Bild 4.8 zu sehen ist. Hierbei ist die Nutzerebene für die Übertragung der Benutzerdaten zuständig (vgl. B-Kanal bei ISDN), während die Kontrollebene (vgl. D-Kanal bei ISDN) zur Steuerung der einzelnen Verbindungen eingeführt wurde.

Bei HIPERLAN/2 wird diese Unterscheidung nur in der *Data Link Control* (DLC) Schicht gemacht.

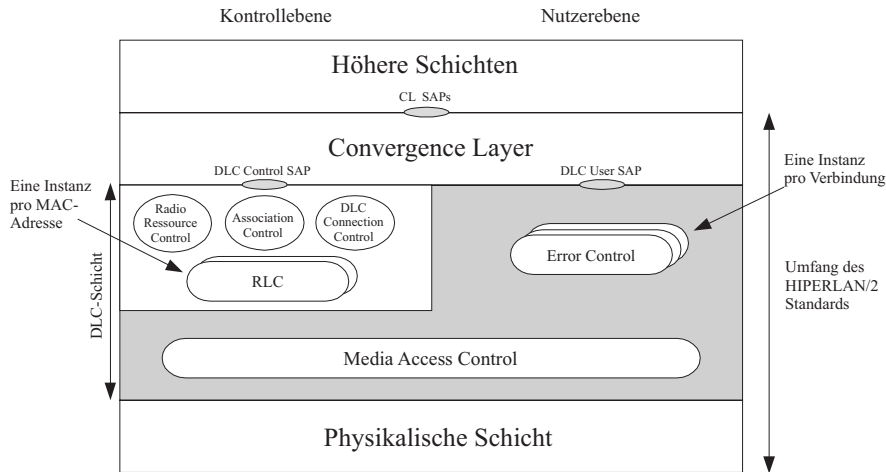


Bild 4.8 Protokollstapel bei HIPERLAN/2.

4.2.2 Physikalische Schicht

Die physikalischen Schichten von HIPERLAN/2 und IEEE 802.11a wurden harmonisiert, wodurch eine weitgehende Übereinstimmung der Funktionsblöcke im Basisband erreicht wurde. Geringfügige Unterschiede bestehen bei einigen Übertragungsmodi. So ist in HIPERLAN/2 ein Modus mit 16-QAM und Coderate $R = 9/16$ festgelegt, während IEEE 802.11a die Coderate $R = 1/2$ bei 16-QAM vorschreibt, was die Nettodatenrate von 27 Mbit/s auf 24 Mbit/s reduziert. Der 48 Mbit/s-Modus (64-QAM, $R = 2/3$) aus IEEE 802.11a fehlt bei HIPERLAN/2 gänzlich. Die spezifizierten Übertragungsmodi sind in Tabelle 4.3 wiedergegeben.

4.2.3 Sicherungsschicht

Die DLC-Schicht bildet das Herzstück des HIPERLAN/2 Standards. Sie umfasst Instanzen zur Fehler- und Flusskontrolle, die *Radio Link Control* (RLC) Unterschicht und den Medienzugriff. Der Aufbau der DLC-Schicht ist in Bild 4.8 veranschaulicht. Zunächst soll hier die RLC-Unterschicht näher beleuchtet werden.

Datenrate in Mbit/s	Modulation	Coderate R	Codebits pro Unterträger	Infobits pro OFDM-Symbol
6	BPSK	1/2	1	24
9	BPSK	3/4	1	36
12	QPSK	1/2	2	48
18	QPSK	3/4	2	72
27	16-QAM	9/16	4	108
36	16-QAM	3/4	4	144
54	64-QAM	3/4	6	216

Tabelle 4.3 Spezifizierte Modi der physikalischen Schicht von HIPERLAN/2.

Diese nimmt Aufgaben wahr, die im Zusammenhang mit dem Management der Luftschnittstelle stehen. Im Wesentlichen besteht diese Unterschicht aus drei Teilen, die sich wie folgt gliedern:

Association Control (AC): An dieser Stelle wird die Zuordnung eines MTs zu einer MAC-Adresse vorgenommen. Da für Multicast und Broadcast ganz bestimmte MAC-Adressen verwendet werden, gehört hierzu auch die Zuordnung von MTs zu verschiedenen Multicast Gruppen. Des Weiteren umfasst die Association Control auch die Aushandlung der vorhandenen Kapazitäten einer Verbindung, sowie das Austauschen von Verschlüsselungsinformation.

Radio Resource Control (RRC): Die RRC beinhaltet die dynamische Frequenzwahl, die Regelung der Sendeleistung (*Transmission Power Control*), verschiedene Arten eines Handovers (Sektoren, APs, Netze), Energiesparfunktionen sowie Funktionen zur Überprüfung, ob ein MT angeschaltet ist, bzw. ob es überhaupt erreichbar ist (MT_Alive und MT_Absence Funktionen).

DLC Connection Control (DLC-CC): Da HIPERLAN/2, wie bereits gesagt, ein verbindungsorientiertes Protokoll ist, kann ein MT eine oder mehrere Verbindungen zum AP oder im Direct Link Mode auch zu anderen MTs aufbauen. Jeder Verbindung wird beim Aufbau eine eindeutige Adresse zugewiesen. Unter DLC-CC sind der Auf- und Abbau, das Rücksetzen und die Veränderungen dieser Verbindungen zusammengefasst.

Für die Fehler- und Flusskontrolle der Nutzerdaten ist der *Acknowledged Mode* vorgesehen, der auf einem *Automatic Repeat Request (ARQ)* Protokoll basiert, das einen selektiven Wiederholungsmechanismus beinhaltet. Über ein spezielles ARQ-Paket teilt die Empfängerseite der Senderseite mit, welche Pakete erfolgreich und

welche fehlerhaft empfangen wurden. Daraufhin überträgt der Sender die fehlerhaften Pakete im nächsten Datenrahmen ein weiteres Mal. Die Entscheidung, ob ein Paket fehlerhaft empfangen wurde oder nicht, fällt der Empfänger anhand der CRC-Prüfsumme.

Um ein Paket eindeutig identifizieren zu können, wird jedem Paket eine Sequenznummer zugewiesen. Sobald der Empfänger durch ARQ-Pakete dem Sender bestätigt hat, dass er bis zu einer bestimmten Sequenznummer alle Pakete korrekt empfangen hat, leitet der Empfänger diese Pakete an den CL weiter. Das ARQ-Protokoll stellt zwar sicher, dass alle Pakete korrekt empfangen werden und kein Paket verloren geht, allerdings erhöht sich auch die Übertragungsverzögerung, da die Pakete solange im Empfangspuffer verbleiben, bis sie durch ein ARQ-Paket als korrekt empfangen bestätigt werden. Je höher der Anteil an erneuten Übertragungsversuchen und je länger die Periode, in der ARQ-Pakete vom Empfänger versendet werden, desto größer ist die Verzögerungszeit.

Anwendungen, bei denen eine kurze Verzögerungszeit wichtiger ist als der korrekte Empfang aller Pakete (z.B. Telefonie), unterstützt HIPERLAN/2 durch den *Unacknowledged Mode*, welcher lediglich feststellt, ob ein Paket fehlerhaft ist oder nicht. In diesem Modus werden alle korrekten Pakete in der richtigen Reihenfolge an den CL weitergeleitet. Dadurch ergeben sich minimale Verzögerungszeiten. Der *Unacknowledged* und *Acknowledged Mode* verhalten sich somit in der Sicherungsschicht (Punkt-zu-Punkt) ganz analog zum unquittierten *User Datagram Protocol* (UDP) und zum quittierten *Transport Control Protocol* (TCP) in der Transportschicht (Ende-zu-Ende) des ISO/OSI-Referenzmodells. Zusammenfassend ergeben sich folgende Aufgaben für die beiden Modi der Fehlerkontrolle:

- Acknowledged Mode
 - Erzeugung und Bewertung der CRC Prüfsummen für Datenpakete
 - Erkennung von fehlenden Datenpaketen
 - Erzeugung und Auswertung der ARQ-Pakete
 - Weiterleitung der Datenpakete an den CL in der richtigen Reihenfolge

- Unacknowledged Mode
 - Erzeugung und Bewertung der CRC Prüfsummen für Datenpakete
 - Weiterleitung der Datenpakete an den CL

Die Steuerung des Medienzugriffs wird über einen *Centralized Packet Reservation Multiple Access* (C-PRMA) realisiert [5]. Als Duplexverfahren kommt ein dynamisches *Time Division Duplex* (TDD) zum Einsatz. Die Zusammensetzung eines Rahmens in der Sicherungsschicht (MAC-Rahmen) ist in Bild 4.9 veranschaulicht. Alle Medienzugriffe, abgesehen vom Random Access Channel (RCH), werden zentral über den AP gesteuert. Dieser erzeugt MAC-Rahmen einer konstanten Länge von 2 ms und weist den einzelnen MTs Übertragungsressourcen (Zeitslots) innerhalb dieses Rahmens zu. Die zugewiesenen Ressourcen bestehen aus der Angabe einer bestimmten Anzahl *Short Transport Channels* (SCHs) und *Long Transport Channels* (LCHs) zusammen mit der jeweiligen Position im MAC-Rahmen. SCHs haben eine Länge von neun Bytes, während LCHs 54 Bytes lang sind, wovon 49,5 Byte für Nutzdaten zur Verfügung stehen. LCHs werden sowohl für Daten als auch für Steuerinformation verwendet, wohingegen SCHs nur für die Übertragung von Steuer- und Signalisierungsinformation genutzt werden.

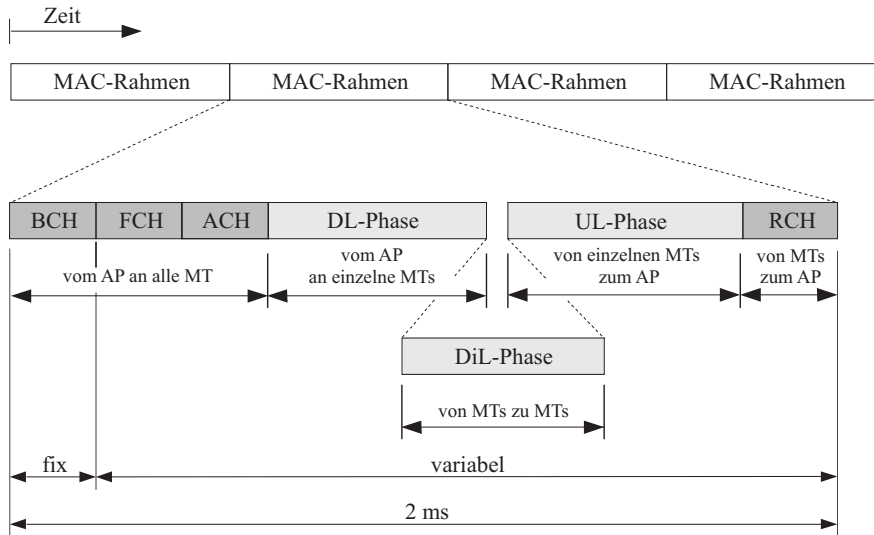


Bild 4.9 Rahmenstruktur bei HIPERLAN/2.

Die Anzahl der SCHs und LCHs pro MAC-Rahmen richtet sich nach dem verwendeten Übertragungsmodus der physikalischen Schicht, der wiederum von der aktuellen Kanalqualität abhängt. Im Folgenden soll die Funktion der einzelnen Transportkanäle erläutert werden.

Broadcast CHannel (BCH): Der BCH enthält unter anderem Information zur eindeutigen Identifizierung der Zelle (Net ID, Access Point ID, Sektor ID), sowie Länge und Beginn von FCH und RCH (s. unten).

Frame control CHannel (FCH): Im FCH werden so genannte *Information Elements* (IEs) übertragen. Diese beschreiben die vom AP zugewiesenen Übertragungsressourcen für den aktuellen Rahmen. Ein IE enthält für jeweils eine Verbindung die Anzahl an SCHs und LCHs, den physikalischen Übertragungsmodus (s. Tabelle 4.3) und die Position im MAC-Rahmen, beschrieben durch einen Startpointer. Da die Anzahl der IEs von Rahmen zu Rahmen variiert, ist die Länge des FCH nicht fix.

Access feedback CHannel (ACH): Dieser Transportkanal signalisiert, welche Zugriffe auf den letzten RCH (s. unten) erfolgreich waren.

DL-, DiL- und UL-Phase: Die Übertragung der Nutzerdaten, also der Daten, die vom CL an die DLC-Schicht zur Übertragung weitergegeben werden, findet ausschließlich in den Downlink (DL), Uplink (UL) und Direct Link (DiL) Phasen statt. In der DiL-Phase können Daten direkt von einem MT zum anderen übertragen werden. Die Bestätigung über die angeforderten Übertragungskapazitäten in der UL- und DiL-Phase geschieht durch die oben angesprochenen IEs. Für die IEs der DL-Phase müssen keine Ressourcen angefordert werden. Sie sind eine Benachrichtigung darüber, dass Nutzerdaten in einem durch den Startpointer gegebenen Abschnitt der DL-Phase für eine bestimmte Verbindung zum Empfang vorgesehen sind.

Random access CHannel (RCH): Diese Phase bietet den MTs die Möglichkeit, auch ohne zugeteilte Ressourcen auf das Medium zuzugreifen, allerdings nicht für die Übertragung von Nutzerdaten, sondern nur für die Übertragung bestimmter Steuerungsdaten. Im Wesentlichen sind dies *Resource Requests* (RRs), um Übertragungsressourcen vom AP anzufordern, und Signalisierungsinformationen z.B. für Handovers zwischen verschiedenen Zellen. Der Zugriff auf das Medium wird über ein *Slotted Aloha* Verfahren [58] zusammen mit einem exponentiellen Backoff Algorithmus zur Kollisionsvermeidung durchgeführt.

Eine Übersicht aller Transportkanäle in HIPERLAN/2 ist in Tabelle 4.4 zusammengefasst. Neben den Transportkanälen sind zusätzlich logische Kanäle definiert, die sich stärker an der Funktion der zu übertragenden Daten orientieren. Die logischen Kanäle stellen somit eine weitere Strukturierung des MAC-Rahmens dar

Kanäle	Richtung	PHY-Modus	Bytes
BCH	Downlink	BPSK, $R = 1/2$	15
FCH	Downlink	BPSK, $R = 1/2$	$n \cdot 27$
SCH	DL/UL/DiL	adaptiv	9
LCH	DL/UL/DiL	adaptiv	54
ACH	Downlink	BPSK, $R = 1/2$	9
RCH	Uplink	BPSK, $R = 1/2$	9

Tabelle 4.4 Spezifizierte Transportkanäle in HIPERLAN/2.

und werden vollständig auf die Transportkanäle abgebildet. Logische Kanäle unterscheiden sich in der Bezeichnung von Transportkanälen dadurch, dass sie durch vier und nicht durch drei Buchstaben abgekürzt werden.

In Bild 4.10 werden die Abbildungen der einzelnen logischen Kanäle auf die jeweiligen Transportkanäle dargestellt. Die drei logischen Kanäle *Broadcast Control Channel* (BCCH), *Frame Control Channel* (FCCH) und *Random access Feedback Channel* (RFCH) werden nur der Vollständigkeit halber erwähnt, da sie nur auf jeweils einen Transportkanal abgebildet werden und es auch keine anderen logischen Kanäle gibt, die auf einen dieser Transportkanäle abgebildet werden. Die Bedeutung der einzelnen logischen Kanäle wird im Folgenden kurz beschrieben.

Link Control Channel (LCCH): Der LCCH überträgt ARQ-Pakete zur Fehlerkontrolle im UL, DL und DiL und RRs im UL.

RLC Broadcast Channel (RBCH): Dieser Kanal beinhaltet hauptsächlich RLC-Nachrichten, die für alle assoziierten MTs der Zelle bestimmt sind.

Dedicated Control Channel (DCCH): Über den DCCH-Kanal werden Nachrichten der zuvor erwähnten RLC-Unterschicht übertragen. So werden hier beispielsweise Anweisungen über den Aufbau einer Benutzerdatenverbindung übermittelt.

User Data Channel (UDCH): Die eigentliche Übertragung der Nutzerdaten findet in diesem Kanal statt.

User Broadcast Channel (UBCH): Durch diesen Kanal ist die Möglichkeit gegeben, dass der AP während der DL-Phase oder MTs während der DiL-Phase Nutzerdaten an alle MTs senden (Broadcast).

User Multicast Channel (UMCH): Dieser Kanal entspricht in der Funktionalität dem UBCH, nur dass es sich hierbei um Multicast statt Broadcast handelt.

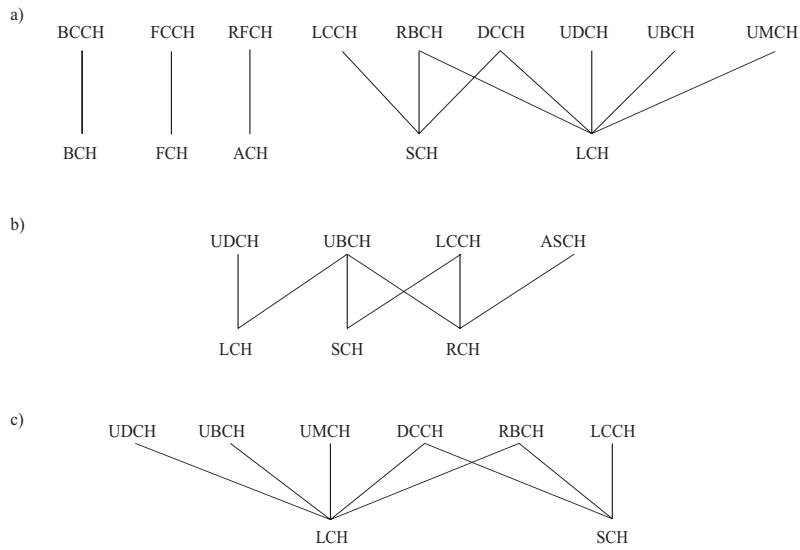


Bild 4.10 Abbildung logischer Kanäle auf Transportkanäle im a) DL, b) UL und c) DiL.

Association control Channel (ASCH): Dieser Kanal dient der Übertragung von Assoziationsanfragen und Handover Auslösungen durch MTs, die noch nicht mit einem AP assoziiert sind.

5 Modifikation der physikalischen Schicht

Es gibt eine Vielzahl von Modifikationen, die es zu beachten gilt, will man OFDM-basierte WLAN-Systeme wie HIPERLAN/2 oder IEEE 802.11a für den Einsatz in Spectrum Pooling Systemen tauglich machen. In diesem Kapitel sollen die Auswirkungen eines solchen Ansatzes auf die Basisbandverarbeitung des Mietnutzersystems analysiert werden. Es werden Lösungen geboten bezüglich der Erkennung von Stammnutzerezugriffen, der Synchronisation bzw. Kanalschätzung unter Stammnutzereinfluss und der zu erwartenden wechselseitigen Interferenzen zwischen beiden beteiligten Systemen.

5.1 Detektion des Stammnutzers

Eine der wichtigsten Aufgaben bei der Modifikation der angesprochenen WLAN-Systeme ist die Detektion der Stammnutzerezugriffe. Nur wenn hier eine ausreichende Detektionsgüte gewährleistet werden kann, werden die Stammnutzer gewillt sein, ein sekundäres System in ihrem lizenzierten Frequenzbereich zuzulassen. Dabei ist der Detektionsvorgang ein Kompromiss zwischen der erreichbaren Erkennungsrate und der dafür notwendigen Beobachtungsdauer. Wenn der Erkennungsvorgang sehr kurz gehalten wird, verbleibt dem Mietnutzersystem mehr Zeit zur Übertragung von Nutzdaten. Jedoch muss eine minimale Beobachtungsdauer zwingend eingehalten werden, um eine verlässliche Detektion zu erzielen.

5.1.1 Optimale lokale Detektion

In diesem Abschnitt wird darauf eingegangen, wie ein Detektor zu konzipieren ist, der das bestmögliche Detektionsergebnis bei einer gegebenen Beobachtungsdauer erreicht. Dazu wird zunächst ein Modell für die Berechnung der Signalstatistik des Stammnutzers gebildet, so dass die Detektion als Schätzaufgabe formuliert und mit Hilfe eines Optimalitätskriteriums gelöst werden kann.

Das Signal- und Detektormodell ist in Bild 5.1 dargestellt. Das komplexwertige Signal des Stammnutzers $s(k)$ wird dabei additiv von einem Rauschprozess $n(k)$ überlagert, der das Hintergrundrauschen des Mobilfunkkanals und das thermische

Rauschen des Empfängers repräsentiert. Die Statistiken erster und zweiter Ordnung des Stammmuttersignals $s(k)$ werden später noch von besonderem Interesse sein. Das Empfangssignal $r(k) = s(k) + n(k)$ wird mit Hilfe der ohnehin schon im OFDM-Empfänger vorhandenen FFT-Operation in den Frequenzbereich transformiert. Diejenigen Frequenzabtastwerte, die ein bestimmtes Stammmutzerteilband auflösen (s. Bild 2.10), werden in einen Speicher geschrieben.

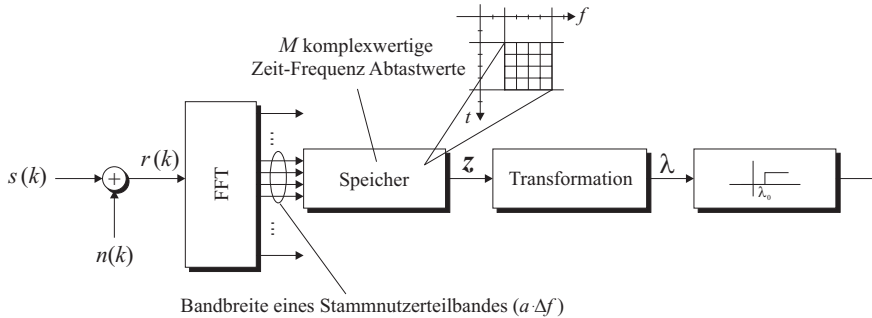


Bild 5.1 Signal- und Detektormodell für die Erkennung von Stammmutzerzugriffen.

Dieser FFT-Vorgang wird so lange wiederholt bis M komplexwertige Abtastwerte im Speicher gesammelt sind. Die gesamte Dauer des Detektionsvorgangs beträgt also $M/a \cdot T_U$. Bild 5.1 zeigt ein Beispiel für $a = 4$ und $M = 16$. Die angegebene Struktur des Speichers kann natürlich für die restlichen Stammmutzerteilbänder parallelisiert werden. Der Übersichtlichkeit halber werden die Betrachtungen hier auf die Detektion in einem einzelnen Stammmutzerteilband beschränkt. Der Inhalt des Speichers kann durch einen Vektor \mathbf{z} beschrieben werden, dessen $2M$ Komponenten nach Real- und Imaginärteil getrennt angeordnet sind:

$$\mathbf{z} = \left(\underbrace{x_1, x_2, \dots, x_M}_{M \text{ Realteile}}, \underbrace{y_1, y_2, \dots, y_M}_{M \text{ Imaginärteile}} \right)^T, \quad (5.1)$$

wobei x_m und y_m den m -ten Real- bzw. Imaginärteil darstellen. Zunächst müssen einige Annahmen getroffen werden, um die Statistik erster Ordnung der Komponenten von \mathbf{z} herzuleiten, wobei hier vornehmlich die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte der x_m bzw. y_m von Interesse ist. Zunächst wird in einer Worst Case Annahme vorausgesetzt, dass zwischen einem zu detektierenden Stammmutzer und dem messenden Mietnutzer keine Sichtverbindung (*Non-Line Of Sight*, NLOS) besteht. In diesem Fall überlagern sich an der Empfangsantenne des Mietnutzers mehrere unkorrelierte Mehrwegepfade (US-Annahme) additiv. Weiterhin gibt es durch die

fehlende Synchronisation zwischen Stamm- und Mietnutzer nur einen statistischen Phasenbezug zwischen beiden Systemen. Unter diesen Voraussetzungen lässt sich der Zentrale Grenzwertsatz [31] anwenden, so dass $s(k)$ durch einen komplexen, mittelwertfreien GAUSSschen Prozess beschrieben werden kann.

Ferner sei angenommen, dass die höheren Protokollschichten – insbesondere die Sicherungsschicht – gewährleisten, dass während des Detektionsvorgangs keine Zugriffe durch das Mietnutzersystem erfolgen, so dass die spektrale Energie auf der Funkübertragungsstrecke nur von Stammmutzern herrühren kann. Diese Stillephasen können beispielsweise in den periodischen Beacons von IEEE 802.11a oder in den BCH-Rahmen von HIPERLAN/2 angekündigt werden.

Das additive Rauschen $n(k)$ kann als von $s(k)$ unabhängiger, mittelwertfreier, weißer GAUSSscher Prozess modelliert werden. Daraus folgt, dass auch $r(k)$ als Summe von $s(k)$ und $n(k)$ mittelwertfrei normalverteilt ist. Wegen der Linearität der FFT-Operation bleibt auch die Verteilung der Zeit-Frequenz-Abtastwerte im Speicher GAUSSisch.

Diese Abtastwerte ergeben sich durch additive Überlagerung der FOURIER-Transformierten $S(l)$ und $N(l)$ von $s(k)$ bzw. $n(k)$. Die mittlere Leistung der Abtastwerte von $S(l)$ und $N(l)$ sei mit $2\sigma_S^2$ bzw. $2\sigma_N^2$ bezeichnet. Der Faktor 2 vereinfacht dabei die Notation im Folgenden. Da die Prozesse $S(l)$ und $N(l)$ voneinander unabhängig sind, kann die Autokovarianzmatrix ihrer Summe \mathbf{C}_{ZZ} aus der Summe ihrer einzelnen Autokovarianzmatrizen \mathbf{C}_{SS} und \mathbf{C}_{NN} berechnet werden [46]:

$$\mathbf{C}_{ZZ} = \mathbf{C}_{SS} + \mathbf{C}_{NN}. \quad (5.2)$$

Greift ein Stammmutzer auf das betrachtete Teilband zu, so ergibt sich die bedingte Verbundwahrscheinlichkeitsdichte $f_{\mathbf{z}|\text{SN}}(\mathbf{z}|\text{SN})$ der Komponenten in \mathbf{z} zu:

$$f_{\mathbf{z}|\text{SN}}(\mathbf{z}|\text{SN}) = [(2\pi)^{2M} \det(\mathbf{C}_{SS} + \sigma_N^2 \mathbf{I})]^{-\frac{1}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \mathbf{z}^T (\mathbf{C}_{SS} + \sigma_N^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{z}\right), \quad (5.3)$$

wobei \mathbf{C}_{SS} die $2M \times 2M$ -dimensionale Autokovarianzmatrix der Zeit-Frequenz-Abtastwerte des Stammmutzerprozesses beschreibt, und \mathbf{I} die entsprechende Einheitsmatrix repräsentiert. Auf die Notwendigkeit der Kenntnis von \mathbf{C}_{SS} soll später noch näher eingegangen werden.

Falls *kein* spektraler Zugriff des Stammmnutzers erfolgt, verwandelt sich \mathbf{C}_{SS} in die Nullmatrix $\mathbf{0}$, d.h. der Detektor des Mietnutzers beobachtet nur den Rauschprozess. Die bedingte Verbundwahrscheinlichkeitsdichte $f_{\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}}(\mathbf{z}|\overline{\text{SN}})$ vereinfacht sich in

diesem Fall zu:

$$f_{\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}}(\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_N^2)^M} \exp\left(-\frac{\mathbf{z}^T \mathbf{z}}{2\sigma_N^2}\right). \quad (5.4)$$

Es wird nunmehr eine Entscheidungsregel benötigt, die ausgehend vom Empfangsvektor \mathbf{z} eine Aussage über den Belegungszustand macht. Gesucht ist also ein Detektor, der das betrachtete Stammmutzerteilband in *belegt* (logische Eins in $\mathbf{w}(k)$, vgl. Bild 2.10) oder *unbelegt* (logische Null in $\mathbf{w}(k)$) klassifiziert. Der Algorithmus, der diese Entscheidung trifft, ist in zwei Teile gegliedert, wie in Bild 5.1 verdeutlicht ist. Die erste Stufe ist eine Transformation aus dem EUKLIDischen Raum \mathbb{R}^{2M} nach \mathbb{R} , gefolgt von einem Schwellwertvergleich, der das skalare Ergebnis der Transformation mit einer Schwelle λ_0 vergleicht und damit die binäre Entscheidung über die Stammmutzerpräsenz fällt.

Die Herleitung eines optimalen Detektionsalgorithmus, der sowohl die Transformation $\mathbb{R}^{2M} \rightarrow \mathbb{R}$ als auch die Schwelle λ_0 beschreibt, soll auf der Basis des NEYMAN-PEARSON-Kriteriums [65] erfolgen. Dieses Kriterium hat den Vorteil, dass weder die Kosten für eine Fehlentscheidung noch die a priori Wahrscheinlichkeiten bekannt sein müssen, wie dies beim Maximum a posteriori (MAP) Kriterium der Fall wäre. Diese Informationen wären in einem realen Spectrum Pooling System nur schwerlich zu beschaffen. Das NEYMAN-PEARSON-Kriterium ist durch die beiden Wahrscheinlichkeiten

$$P_F = \int_{\mathbf{R}_{\text{SN}}} f_{\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}}(\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}) d\mathbf{z} \quad \text{und} \quad (5.5)$$

$$P_E = \int_{\mathbf{R}_{\text{SN}}} f_{\mathbf{z}|\text{SN}}(\mathbf{z}|\text{SN}) d\mathbf{z} \quad (5.6)$$

bestimmt, wobei P_F und P_E die Falschalarm- bzw. Entdeckungswahrscheinlichkeit für einen Stammmutzerzugriff darstellen. Die Menge $\mathbf{R}_{\text{SN}} \subseteq \mathbb{R}^{2M}$ ist diejenige Teilmenge von \mathbb{R}^{2M} , die zu einer Entscheidung für einen Stammmutzerzugriff führt, falls $\mathbf{z} \in \mathbf{R}_{\text{SN}}$. Die optimale Transformationsvorschrift, die die Entdeckungswahrscheinlichkeit P_E für eine vorgegebene Falschalarmwahrscheinlichkeit P_F maximiert, kann über den Likelihood-Verhältnistest [65]

$$\frac{f_{\mathbf{z}|\text{SN}}(\mathbf{z}|\text{SN})}{f_{\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}}(\mathbf{z}|\overline{\text{SN}})} = \Lambda(\mathbf{z}) \underset{\text{SN}}{\overset{\text{SN}}{>}} \underset{\overline{\text{SN}}}{<} \lambda_0 \quad (5.7)$$

berechnet werden. Allgemein wird dann die unbekannte Schwelle λ_0 mit (5.5) und

durch die Vorgabe einer Sollfalschalarmwahrscheinlichkeit P_{F_0} berechnet:

$$P_F = \int_{\mathbf{R}_{\text{SN}}} f_{\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}}(\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}) d\mathbf{z} \stackrel{!}{=} P_{F_0}. \quad (5.8)$$

Allerdings impliziert (5.8) die Berechnung komplexer $2M$ -dimensionaler Integrale. Eine Möglichkeit, die Integrale in (5.5) und (5.6) zu vereinfachen, ist es, das Likelihood-Verhältnis $\Lambda(\mathbf{z})$ in (5.7) selbst wieder als eine Zufallsvariable aufzufassen. Die Eigenschaften dieser Zufallsvariable können durch die Transformation der $2M$ -dimensionalen Zufallsvariable \mathbf{Z} in eine einzige skalare Zufallsvariable bestimmt werden, d.h. die mehrdimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichten $f_{\mathbf{z}|\text{SN}}(\mathbf{z}|\text{SN})$ bzw. $f_{\mathbf{z}|\overline{\text{SN}}}(\mathbf{z}|\overline{\text{SN}})$ verwandeln sich in die eindimensionalen Wahrscheinlichkeitsdichten $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ bzw. $f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}})$. Damit vereinfachen sich (5.5) und (5.6) zu:

$$P_F = \int_{\lambda_0}^{\infty} f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}}) d\lambda \quad \text{und} \quad (5.9)$$

$$P_E = \int_{\lambda_0}^{\infty} f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) d\lambda, \quad (5.10)$$

was eine weit einfachere Berechnung von λ_0 durch Vorgabe einer Sollfalschalarm- oder Sollentdeckungswahrscheinlichkeit ermöglicht, wie später noch zu sehen ist. Um eine explizite Transformationsvorschrift angeben zu können, muss die Autokovarianzmatrix \mathbf{C}_{SS} aus (5.3) bekannt sein. \mathbf{C}_{SS} beschreibt die Statistik zweiter Ordnung des Sendeprozesses des betrachteten Stammnutzers in der Zeit-Frequenz-Ebene. Diese Statistik ist nicht immer a priori gegeben. Sie kann sogar über der Zeit variieren, z.B. aufgrund wechselnder Modulationsverfahren oder zeitlicher Variationen des Mobilfunkkanals. Es können jedoch analytische Lösungen für zwei Extremfälle angegeben werden, die im Folgenden untersucht werden sollen.

Unkorrelierte Stammnutzerabtastwerte

Der erste Fall ist, dass alle Abtastwerte der Zeit-Frequenz-Ebene unabhängig voneinander sind. Somit wird \mathbf{C}_{SS} zu einer $2M$ -dimensionalen Diagonalmatrix:

$$\mathbf{C}_{\text{SS}} = \sigma_S^2 \cdot \mathbf{I}. \quad (5.11)$$

Für diesen Fall vereinfacht sich (5.3) zu:

$$f_{\mathbf{z}|\text{SN}}(\mathbf{z}|\text{SN}) = \frac{1}{(2\pi(\sigma_S^2 + \sigma_N^2))^M} \exp\left(-\frac{\mathbf{z}^T \mathbf{z}}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right). \quad (5.12)$$

Setzt man (5.12) und (5.4) in (5.7) ein, so erhält man nach Logarithmierung und einigen Umformungen, die in [71] ausführlich beschrieben sind, die Testvorschrift

$$\Lambda(\mathbf{z}) = \mathbf{z}^T \mathbf{z} = \sum_{m=1}^M x_m^2 + \sum_{m=1}^M y_m^2 \underset{\leq}{\overset{\geq}{\text{SN}}} \lambda_0, \quad (5.13)$$

welche besagt, dass die Abtastwerte im Speicher quadriert und aufsummiert werden müssen, bevor dieses Ergebnis dann mit λ_0 verglichen wird. Die Schwelle λ_0 kann wahlweise durch Vorgabe von P_E oder P_F über (5.10) bzw. (5.9) bestimmt werden. In einem Spectrum Pooling System ist es jedoch sinnvoller P_E zu spezifizieren, weil dadurch die gewünschte, dem Stammnutzer garantierte Entdeckungswahrscheinlichkeit eingehalten werden kann.

Für die Berechnung von λ_0 mit Hilfe von (5.9) und (5.10) müssen die bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten $f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}})$ und $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ bekannt sein. Betrachtet man $\Lambda(\mathbf{z})$, x_m und y_m aus (5.13) als Realisierungen von Zufallsvariablen, so kann die Transformationsvorschrift wie folgt ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{Z}) &= \sum_{m=1}^M X_m^2 + \sum_{m=1}^M Y_m^2 \\ &= \sum_{m=1}^M (S_{X_m} + N_{X_m})^2 + \sum_{m=1}^M (S_{Y_m} + N_{Y_m})^2, \end{aligned} \quad (5.14)$$

wobei S_{X_m} , N_{X_m} , S_{Y_m} und N_{Y_m} die Komponenten des Stammnutzerprozesses bzw. Rauschprozesses in ihren Real- und Imaginärteilen beschreiben.

Für die weiteren Betrachtungen soll zunächst davon ausgegangen werden, dass die tatsächliche Statistik der Abtastwerte des Stammnutzersignals, derjenigen Statistik entspricht, für die der Detektor in (5.13) ausgelegt wurde – nämlich $\mathbf{C}_{\text{SS}} = \sigma_S^2 \cdot \mathbf{I}$. Dies stellt ein Best Case Szenario dar, in dem der Detektor optimal an die tatsächliche Statistik angepasst ist. Mit dieser Annahme ergibt sich, dass S_{X_m} , N_{X_m} , S_{Y_m} und N_{Y_m} voneinander unabhängige normalverteilte Zufallsvariablen sind. Aus (5.14) ist ersichtlich, dass X_m und Y_m einer $\mathcal{N}(0, \sigma_S^2 + \sigma_N^2)$ -Verteilung gehorchen. Da sich die Zufallsvariable $\Lambda(\mathbf{Z})$ aus einer Summe von $2M$ quadratischen, identisch verteilten, mittelwertfreien GAUSSschen Zufallsvariablen zusammensetzt, ist sie mit $2M$ Freiheitsgraden zentral χ^2 -verteilt und besitzt die Wahrscheinlichkeits-

dichte:

$$f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) = \begin{cases} \frac{\lambda^{M-1}}{2^M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)^M(M-1)!} \\ \cdot \exp\left(-\frac{\lambda}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right), & \text{für } \lambda \geq 0 \\ 0, & \text{für } \lambda < 0. \end{cases} \quad (5.15)$$

Setzt man nun (5.15) in (5.10), so erhält man:

$$\begin{aligned} P_E &= \int_{\lambda_0}^{\infty} f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) d\lambda \\ &= \frac{1}{2^M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)^M(M-1)!} \cdot \int_{\lambda_0}^{\infty} \lambda^{M-1} \cdot \exp\left(-\frac{\lambda}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right) d\lambda. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dieses Integral ist in [22] tabelliert, so dass sich für die Entdeckungswahrscheinlichkeit

$$\begin{aligned} P_E &= \frac{1}{2^M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)^M(M-1)!} \cdot \left[\exp\left(-\frac{\lambda}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right) \cdot \left(\frac{\lambda^{M-1}}{-\frac{1}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}}\right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^m \cdot \frac{(M-1)(M-2)\dots(M-m)}{\left(-\frac{1}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right)^{m+1}} \lambda^{M-m-1} \right]_{\lambda_0}^{\infty} \\ &= \frac{1}{2^M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)^M(M-1)!} \exp\left(-\frac{\lambda_0}{2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right) \\ &\quad \cdot \left(2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)\lambda_0^{M-1} + \sum_{m=1}^{M-1} (2(\sigma_S^2 + \sigma_N^2))^{m+1} \lambda_0^{M-m-1} \prod_{l=1}^m (M-l)\right) \end{aligned} \quad (5.17)$$

ergibt. Die Berechnung von P_F kann auf die gleiche Weise erfolgen, da die bedingte Dichte $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ für $\sigma_S^2 \rightarrow 0$ in $f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}})$ übergeht. Daher lässt sich P_F schreiben als:

$$\begin{aligned} P_F &= \frac{1}{(2\sigma_N^2)^M(M-1)!} \exp\left(-\frac{\lambda_0}{2\sigma_N^2}\right) \\ &\quad \cdot \left(2\sigma_N^2\lambda_0^{M-1} + \sum_{m=1}^{M-1} (2\sigma_N^2)^{m+1} \lambda_0^{M-m-1} \prod_{l=1}^m (M-l)\right). \end{aligned} \quad (5.18)$$

Die sich daraus ergebende Empfängerarbeitscharakteristik ist in Bild 5.2 für variierende Signal-zu-Rausch-Verhältnisse (*Signal to Noise Ratio*, $\text{SNR} = \sigma_S^2/\sigma_N^2$)

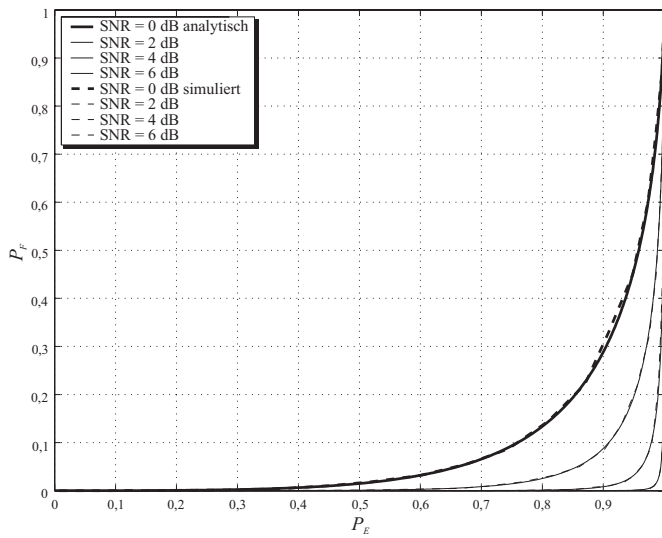


Bild 5.2 Empfängerarbeitscharakteristik eines an unkorrelierte Signalstatistik angepassten Detektors im Best Case Szenario für $M = 8$.

dargestellt ($M = 8$). Dabei ist zu beachten, dass P_E entgegen der üblichen Darstellungswise einer Empfängerarbeitscharakteristik auf der Abszisse aufgetragen ist und nicht auf der Ordinate. Dies hat den einfachen Hintergrund, dass bei einem Spectrum Pooling Szenario – wie oben angesprochen – die Vorgabe der Entdeckungswahrscheinlichkeit sinnvoller ist, weshalb P_E als unabhängige Variable in Bild 5.2 gewählt ist. Zum Vergleich sind neben den aus (5.17) und (5.18) analytisch gewonnenen Kurven auch die entsprechenden simulierten Empfängerarbeitscharakteristiken abgebildet. Dabei ist eine ausgezeichnete Deckung zwischen Simulation und analytischem Ansatz zu erkennen.

In einem realen System kann jedoch nicht immer davon ausgegangen werden, dass das Signal des Stammnutzers tatsächlich diejenige Statistik aufweist, für die der Detektor ausgelegt wurde. In einer Worst Case Betrachtung wird nun angenommen, dass die Abtastwerte des Stammnutzers voll korreliert sind. Somit hat die Autokovarianzmatrix C_{SS} die Gestalt:

$$C_{SS} = \begin{pmatrix} C_{XX} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C_{YY} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_{XX} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C_{XX} \end{pmatrix}, \quad (5.19)$$

wobei $\mathbf{C}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ die Form

$$\mathbf{C}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \sigma_S^2 \begin{pmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

besitzt. Mit den oben gemachten Annahmen sind die Real- und Imaginärteile der Abtastwerte des Stammmnutzers voneinander unabhängig und unterliegen der gleichen Statistik, was durch das NLOS-Szenario und die fehlende Synchronisation von Miet- und Stammmnutzersystem gerechtfertigt ist. Die Transformationsvorschrift (5.14) ist dabei jedoch noch für $\mathbf{C}_{\mathbf{S}\mathbf{S}} = \sigma_S^2 \mathbf{I}$ optimiert. Mit der tatsächlichen Statistik aus (5.19) entspricht dies also einer maximalen Modellabweichung (Worst Case). In einem realen System kann die Leistungsfähigkeit des Detektors also nur besser sein.

Um analytische Ausdrücke für P_E und P_F zu erhalten, muss (5.14) neu betrachtet werden. Im voll korrelierten Fall sind alle S_{X_m} identisch. Ist also eine einzige dieser Zufallsvariablen – beispielsweise S_{X_i} – realisiert, so sind alle anderen S_{X_k} mit $i \neq k$ nicht mehr zufällig, wodurch sich die Summen $X_m = S_{X_m} + N_{X_m}$ und $Y_m = S_{Y_m} + N_{Y_m}$ in *nicht*-mittelwertfreie normalverteilte Zufallsvariablen mit der Varianz des Rauschprozesses verwandeln. Ihre Verteilungen sind also $\mathcal{N}(s_X, \sigma_N^2)$ und $\mathcal{N}(s_Y, \sigma_N^2)$, wobei s_X und s_Y die Realisierungen eines beliebigen S_{X_m} bzw. S_{Y_m} beschreiben, die im Folgenden kurz mit S_X und S_Y bezeichnet werden. Demzufolge lässt sich (5.14) in

$$\Lambda(\mathbf{Z}) = \sum_{m=1}^M \left(\underbrace{S_X + N_{X_m}}_{X_m} \right)^2 + \sum_{m=1}^M \left(\underbrace{S_Y + N_{Y_m}}_{Y_m} \right)^2 \quad (5.21)$$

umformen. Anschaulich kann X_m als verkettete Zufallsvariable betrachtet werden, bei der die Realisierung des $\mathcal{N}(0, \sigma_S^2)$ -verteilten S_X die Verteilung von X_m auf eine zufällige Weise parametrisiert. Die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte von S_X und X_m kann durch

$$f_{S_X, X_m}(s_X, x_m) = f_{S_X}(s_X) \cdot f_{X_m|S_X}(x_m|s_X) \quad (5.22)$$

ausgedrückt werden. Dann lässt sich die eigentliche Wahrscheinlichkeitsdichte von

X_m durch die Randdichte von $f_{S_X, X_m}(s_X, x_m)$ bezüglich S_X ausdrücken:

$$\begin{aligned} f_{X_m}(x_m) &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{S_X, X_m}(s_X, x_m) ds_X \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{S_X}(s_X) \cdot f_{X_m|S_X}(x_m|s_X) ds_X, \end{aligned} \quad (5.23)$$

was einer infinitesimalen Variante des Satzes von BAYES mit den kontinuierlichen Gewichtungsfaktoren $f_{S_X}(s_X)$ entspricht. Der gleiche Ansatz kann verwendet werden, um die gesuchte Wahrscheinlichkeitsdichte von Λ zu bestimmen. Da X_m und Y_m normalverteilte Zufallsvariablen mit den zufälligen Mittelwerten s_X und s_Y und der deterministischen Varianz σ_N^2 sind, ist Λ nichtzentral χ^2 -verteilt

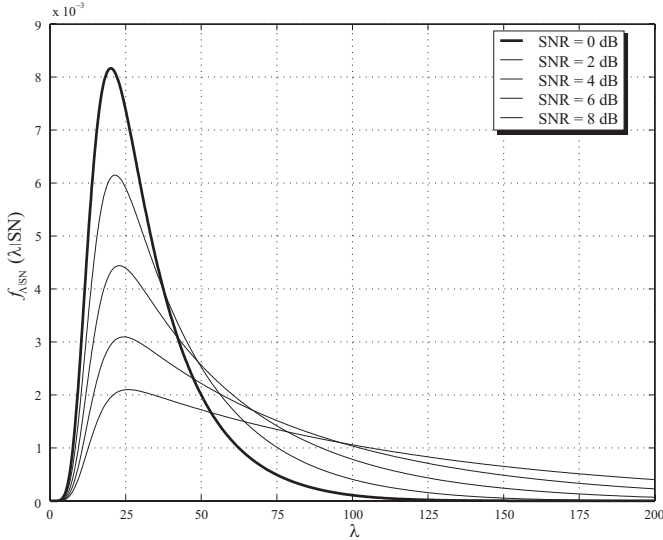


Bild 5.3 Worst Case Wahrscheinlichkeitsdichte $f_{\Lambda|SN}(\lambda|SN)$ für variierendes SNR ($M = 8$).

[60] mit dem zufälligen Nichtzentralitätsparameter $M \cdot (s_X^2 + s_Y^2)$ und $2M$ Freiheitsgraden. Die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte von S_X , S_Y und Λ ist durch

$$f_{S_X, S_Y, \Lambda}(s_X, s_Y, \lambda) = f_{S_X}(s_X) \cdot f_{S_Y}(s_Y) \cdot f_{\Lambda|S_X, S_Y}(\lambda|s_X, s_Y), \quad (5.24)$$

gegeben, wobei berücksichtigt wurde, dass S_X und S_Y voneinander unabhängig sind. Analog zu obigem Ansatz der verketteten Zufallsvariablen in (5.23) lässt sich

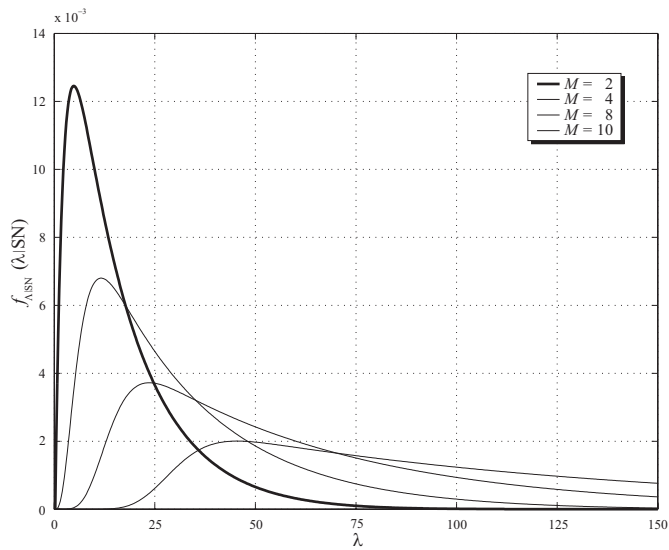


Bild 5.4 Worst Case Wahrscheinlichkeitsdichte $f_{\Lambda|SN}(\lambda|SN)$ für variierende Abtastwertzahl M (SNR = 5 dB).

die Wahrscheinlichkeitsdichte von Λ für den Fall eines Zugriffs des Stammnutzers als Randdichte von $f_{S_X, S_Y, \Lambda}(s_X, s_Y, \lambda)$ bezüglich S_X und S_Y auffassen und wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned}
 f_{\Lambda|SN}(\lambda|SN) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{S_X, S_Y, \Lambda}(s_X, s_Y, \lambda) ds_X ds_Y \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_{S_X}(s_X) \cdot f_{S_Y}(s_Y) \\
 &\quad \cdot f_{\Lambda|S_X, S_Y}(\lambda|s_X, s_Y) ds_X ds_Y,
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

wobei $f_{S_X}(s_X)$ und $f_{S_Y}(s_Y)$ einer $\mathcal{N}(0, \sigma_S^2)$ -Wahrscheinlichkeitsdichte genügen und $f_{\Lambda|S_X, S_Y}(\lambda|s_X, s_Y)$ sich durch eine $\chi^2(M(s_X^2 + s_Y^2), \sigma_N^2, 2M)$ -Wahrscheinlichkeitsdichte beschreiben lässt. Wendet man diese Erkenntnisse auf (5.25) an, so

erhält man:

$$\begin{aligned}
 f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{4\pi\sigma_S^2\sigma_N^2} \left(\frac{\lambda}{M(s_X^2 + s_Y^2)} \right)^{\frac{M-1}{2}} \\
 &\cdot \exp\left(-\frac{\lambda + M(s_X^2 + s_Y^2)}{2\sigma_N^2}\right) \cdot I_{M-1}\left(\frac{\sqrt{M(s_X^2 + s_Y^2)}\lambda}{\sigma_N^2}\right) \\
 &\cdot \exp\left(-\frac{s_X^2 + s_Y^2}{2\sigma_S^2}\right) ds_X ds_Y. \tag{5.26}
 \end{aligned}$$

Diese Wahrscheinlichkeitsdichte ist in Bild 5.3 für verschiedene SNRs und in Bild 5.4 für verschiedene Anzahlen von Abtastwerten M dargestellt. Die Entdeckungswahrscheinlichkeit P_E kann wieder durch Einsetzen von $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ in (5.10) berechnet werden. Für eine detaillierte Herleitung von P_E sei auf Anhang A.1 verwiesen. Das Ergebnis dieser umfassenden Rechnung ist:

$$\begin{aligned}
 P_E &= \left(\frac{\sigma_N^2 + M\sigma_S^2}{M\sigma_S^2} \right)^{M-1} \cdot \left[\exp\left(-\frac{\lambda_0}{2\sigma_N^2 + 2M\sigma_S^2}\right) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{2\sigma_N^2 + 2M\sigma_S^2} \exp\left(-\frac{\lambda_0}{2\sigma_N^2}\right) \right. \\
 &\quad \left. \cdot \sum_{m=0}^{M-2} \left(\frac{M\sigma_S^2}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \right)^m \sum_{l=0}^m \frac{(2\sigma_N^2)^{l+1} \lambda_0^{m-l}}{(m-l)!} \right]. \tag{5.27}
 \end{aligned}$$

Da die Statistik des Stammnutzers für einen gegebenen Detektor keinen Einfluss auf die Falschalarmwahrscheinlichkeit hat, kann P_F auch im Falle einer Fehlanpassung des Detektors nach (5.18) berechnet werden. Diese Gleichung stellt den Spezialfall in (5.26) für $\sigma_S^2 \rightarrow 0$ dar. Dann entarten $f_{s_X}(s_X)$ und $f_{s_Y}(s_Y)$ in DIRAC-Impulse, und $f_{\Lambda|s_X, s_Y}(\lambda|s_X, s_Y)$ verwandelt sich von einer nichtzentralen in eine zentrale χ^2 -Verteilung, wodurch sich die Integrale in (5.26) vereinfachen. Der Grenzübergang $\sigma_S^2 \rightarrow 0$ kann ebenfalls für (5.27) durchgeführt werden und endet gleichermaßen in (5.18), ist aber weit weniger anschaulich. Die entsprechenden Empfängerarbeitscharakteristiken für den behandelten Fehlanpassungsfall sind in Bild 5.5 für variierendes SNR gezeichnet ($M = 8$). Erneut ist eine vorzügliche Deckung der analytischen und simulierten Kurven zu erkennen.

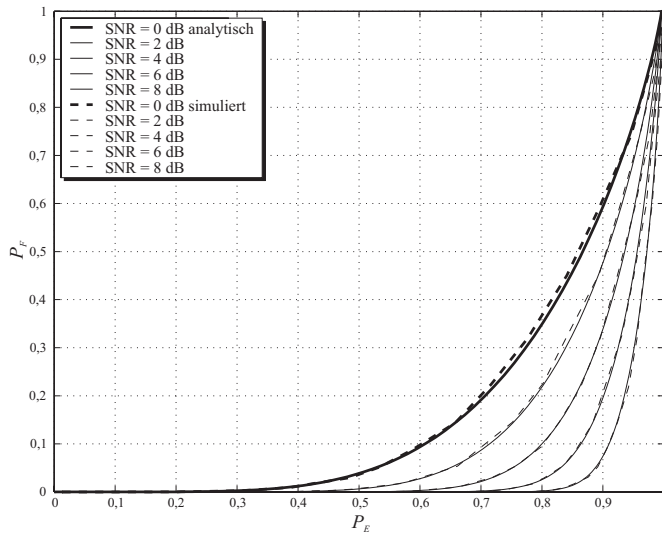


Bild 5.5 Empfängerarbeitscharakteristik eines an unkorrelierte Signalstatistik angepassten Detektors im Worst Case Szenario für $M = 8$.

Korrelierte Stammmutzerabtastwerte

Der zweite Extremfall, den es zu untersuchen gilt, ist der eines Detektors, der für voll korrelierte Stammmutzerabtastwerte ausgelegt ist, d.h. die erwartete Autokovarianzmatrix C_{SS} entspricht der Form in (5.19). Die optimale Transformationsvorschrift wurde in [71] durch Logarithmierung und Umformung von (5.7) hergeleitet. Das Endergebnis lautet:

$$\Lambda(\mathbf{z}) = \left(\sum_{m=1}^M x_m \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^M y_m \right)^2 \underset{\leq}{\overset{\geq}}{\text{SN}} \lambda_0. \quad (5.28)$$

Analog zum Ansatz in (5.14) werden nun die gespeicherten Abtastwerte x_m und y_m als Zufallsvariablen mit den entsprechenden Signal- und Rauschkomponenten

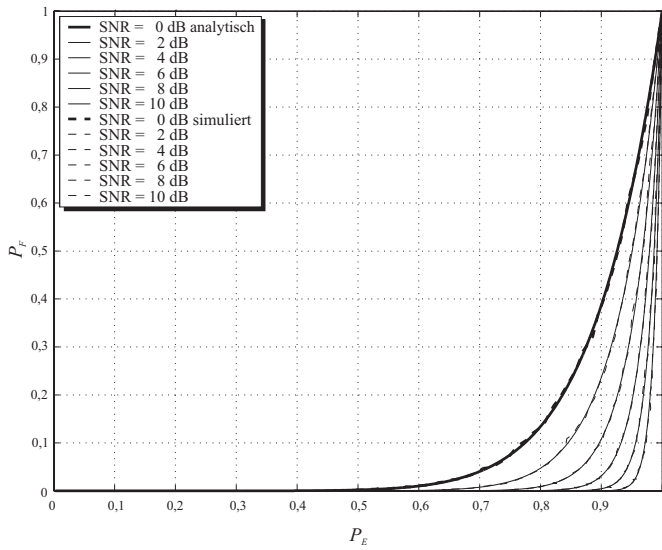


Bild 5.6 Empfängerarbeitscharakteristik eines an voll korrelierte Signalstatistik angepassten Detektors im Best Case Szenario für $M = 8$.

S_{X_m} , N_{X_m} , S_{Y_m} und N_{Y_m} interpretiert. Dies führt zu:

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{Z}) &= \left(\sum_{m=1}^M X_m \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^M Y_m \right)^2 \\ &= \left(\sum_{m=1}^M (S_{X_m} + N_{X_m}) \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^M (S_{Y_m} + N_{Y_m}) \right)^2. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Ist die Entwurfsannahme für den Detektor bezüglich der voll korrelierten Statistik tatsächlich erfüllt (Best Case), so kann (5.29) zu

$$\Lambda(\mathbf{Z}) = \left(MS_X + \sum_{m=1}^M N_{X_m} \right)^2 + \left(MS_Y + \sum_{m=1}^M N_{Y_m} \right)^2 \quad (5.30)$$

umgeformt werden, wobei S_X und S_Y jeweils einen Repräsentanten der untereinander identischen Zufallsvariablen S_{X_m} und S_{Y_m} bezeichnen. $M \cdot S_X$ ist dabei $\mathcal{N}(0, M^2\sigma_S^2)$ -verteilt, während $(\sum_{m=1}^M N_{X_m})$ als Summe von M normalverteilten Zufallsvariablen eine $\mathcal{N}(0, M\sigma_N^2)$ -Verteilung aufweist. Das gleiche gilt für

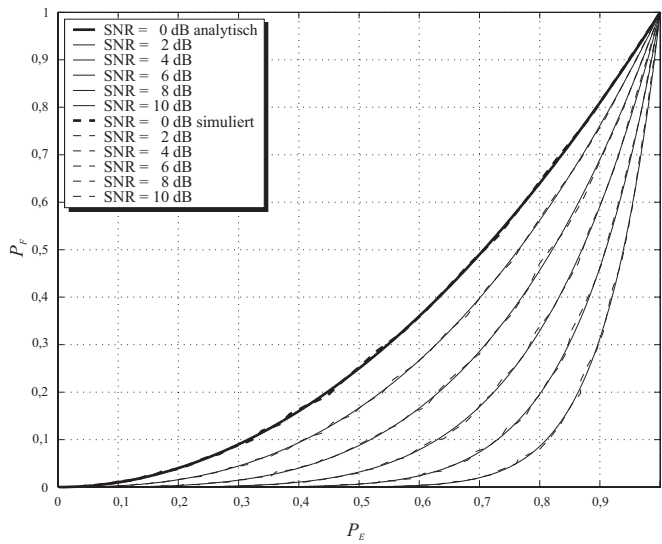


Bild 5.7 Empfängerarbeitscharakteristik eines an voll korrelierte Signalstatistik angepassten Detektors im Worst Case Szenario für $M = 8$.

den Imaginärteil von $\Lambda(\mathbf{Z})$. Da für die Signal- und Rauschkomponenten angenommen wurde, dass sie voneinander statistisch unabhängig sind, können ihre jeweiligen Varianzen miteinander addiert werden, so dass sich für $\Lambda(\mathbf{Z})$ eine zentrale χ^2 -Verteilung $\chi^2(0, M^2\sigma_S^2 + M\sigma_N^2, 2)$ mit zwei Freiheitsgraden und der Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) = \frac{1}{2(M^2\sigma_S^2 + M\sigma_N^2)} \cdot \exp\left(-\frac{\lambda}{2(M^2\sigma_S^2 + M\sigma_N^2)}\right) \quad (5.31)$$

ergibt. Setzt man (5.31) in (5.10) ein, so erhält man:

$$P_E = \exp\left(\frac{\lambda_0}{2(M^2\sigma_S^2 + M\sigma_N^2)}\right) \quad (5.32)$$

und

$$P_F = \exp\left(\frac{\lambda_0}{2M\sigma_N^2}\right), \quad (5.33)$$

falls man $\sigma_S^2 \rightarrow 0$ gehen lässt, um den Fall der Abwesenheit jeglicher Stammnutzer zu betrachten. Die resultierenden Empfängerarbeitscharakteristiken für ver-

schiedene SNRs sind in Bild 5.6 dargestellt ($M = 8$), wobei wieder eine sehr gute Übereinstimmung von Simulation und analytischem Ansatz zu beobachten ist.

Das letzte Szenario, das in diesem Zusammenhang untersucht werden soll, ist das eines unangepassten Detektors, der nach der Transformationsvorschrift (5.28) arbeitet. In einer analogen Worst Case Annahme soll hier der Fall der maximalen Modellabweichung betrachtet werden. Dies ist erfüllt, wenn die Stammnutzerab-tastwerte untereinander unkorreliert sind, wie in (5.11) beschrieben. Da alle S_{X_m} und N_{X_m} voneinander unabhängig sind, ist X_m eine GAUSSsche Zufallsvariable mit der Verteilung $\mathcal{N}(0, \sigma_S^2 + \sigma_N^2)$, woraus eine $\mathcal{N}(0, M\sigma_S^2 + M\sigma_N^2)$ -Verteilung für deren Summe $\sum_{m=1}^M X_m$ folgt. Das gleiche gilt wiederum für den Imaginärteil, so dass $\Lambda(\mathbf{Z})$ χ^2 -verteilt ist mit den Parametern $\chi^2(0, M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2), 2)$ und der Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) = \frac{1}{2M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)} \cdot \exp\left(-\frac{\lambda}{2M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right). \quad (5.34)$$

Das Einsetzen von (5.34) in (5.10) ergibt:

$$P_E = \exp\left(\frac{\lambda_0}{2M(\sigma_S^2 + \sigma_N^2)}\right). \quad (5.35)$$

P_F kann auch im Fehlanpassungsfall mit Hilfe von (5.33) bestimmt werden, da die tatsächliche Autokovarianzmatrix \mathbf{C}_{SS} die Falschalarmwahrscheinlichkeit bei einem gegebenen Detektor nicht beeinflusst, was durch Einsetzen von (5.4) in (5.9) ersichtlich wird. Die analytisch gewonnenen Empfängerarbeitscharakteristiken und ihre simulierten Gegenstücke sind für $M = 8$ und verschiedene SNRs in Bild 5.7 aufgetragen.

5.1.2 Verteilte Detektion

Um Spectrum Pooling für potenzielle Stammnutzer attraktiv zu machen, muss eine sehr hohe Entdeckungswahrscheinlichkeit von 99,9% und mehr gewährleistet sein. Betrachtet man dabei die Empfängerarbeitscharakteristiken aus Abschnitt 5.1.1, insbesondere diejenigen für den Fehlanpassungsfall, so wird jedoch klar, dass die Forderung $P_E > 0,999$ mit den vorgeschlagenen Detektoren allein nicht einzuhalten ist. Die daraus resultierende Falschalarmwahrscheinlichkeit wäre in diesem Fall viel zu hoch. Ein großes P_F wirkt sich nachteilig auf den Durchsatz des Mietnutzersystems aus, da ein Großteil der eigentlich freien Ressourcen fälschlicherweise als belegt erkannt würde.

Auch eine Steigerung der Abtastwertzahl M ist eine ungeeignete Gegenmaßnahme, um P_F bei gegebenem P_E substanziell zu verringern. Größere M und damit mehr FFT-Zyklen bringen einen größeren zeitlichen Overhead mit sich, was den Durchsatz des Mietnutzersystems stärker reduziert als durch eine Senkung von P_F gewonnen werden könnte. Dieser Nachteil könnte mit Hilfe einer feineren Auflösung der Stammnutzerteilbänder durch mehr OFDM-Unterträger (z.B. $a = 8$ oder $a = 16$) gemildert werden, da hier mehr Abtastwerte pro Messzyklus generiert werden. Es gibt jedoch eine weit leistungsfähigere Methode, um P_F um mehrere Größenordnungen zu senken und gleichzeitig das gewünschte P_E von 99,9% beizubehalten.

Die Performanz der Detektion kann durch einen Diversitätsansatz erheblich gesteigert werden. In diesem Zusammenhang bedeutet das, dass nicht nur ein einziger Mietnutzer eine spektrale Detektion durchführt, sondern alle Mietnutzer, die zum AP des Mietnutzersystems assoziiert sind. Dieser Ansatz ist in Bild 5.8a verdeutlicht. Beteiligen sich mehrere Mietnutzer an der Detektion, so ist es ausreichend, wenn mindestens einer von ihnen den spektralen Zugriff eines Stammnutzers erkennt. Daraus folgt eine höhere Entdeckungswahrscheinlichkeit für den gesamten Hot Spot des Mietnutzersystems. Diese Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit sei im Folgenden mit \tilde{P}_E bezeichnet. Somit kann die Falschalarmwahrscheinlichkeit P_F für ein gegebenes P_E reduziert werden, wie später noch analytisch gezeigt wird. Dieser Diversitätsansatz ist außerdem vorteilhaft, um der in Abschnitt 4.1.3 besprochenen Hidden Terminal Problematik entgegenzuwirken.

Nach der lokalen Detektion überträgt der n -te Mietnutzer sein Detektionsergebnis – sprich seinen individuellen Belegungsvektor $\mathbf{w}_n(k)$ – an den AP (s. Bild 5.8b). Dort werden diese BOOLEschen Ergebnisse gesammelt und einer logischen ODER-Operation unterzogen. Danach verteilt der AP die kombinierten Ergebnisse als neuen verbindlichen Systembelegungsvektor $\mathbf{w}(k)$ zurück an die Mietnutzerstationen, wie in Bild 5.8c dargestellt ist. Auf sehr effiziente Verfahren zur Bündelung und Verteilung der spektralen Belegungsinformation wird später noch näher eingegangen.

Um zu einer mathematischen Beschreibung dieses Verfahrens zu gelangen, wird neben der Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit $\tilde{P}_E(N)$ die Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit $\tilde{P}_F(N)$ eingeführt, wobei N die Zahl der sich beteiligenden Mietnutzerstationen beschreibt. Beim verteilten Detektionsverfahren geben also $\tilde{P}_E(N)$ und $\tilde{P}_F(N)$ die Wahrscheinlichkeiten an, dass ein Stammnutzerteilband im Systembelegungsvektor des APs richtigerweise bzw. fälschlicherweise als belegt deklariert ist.

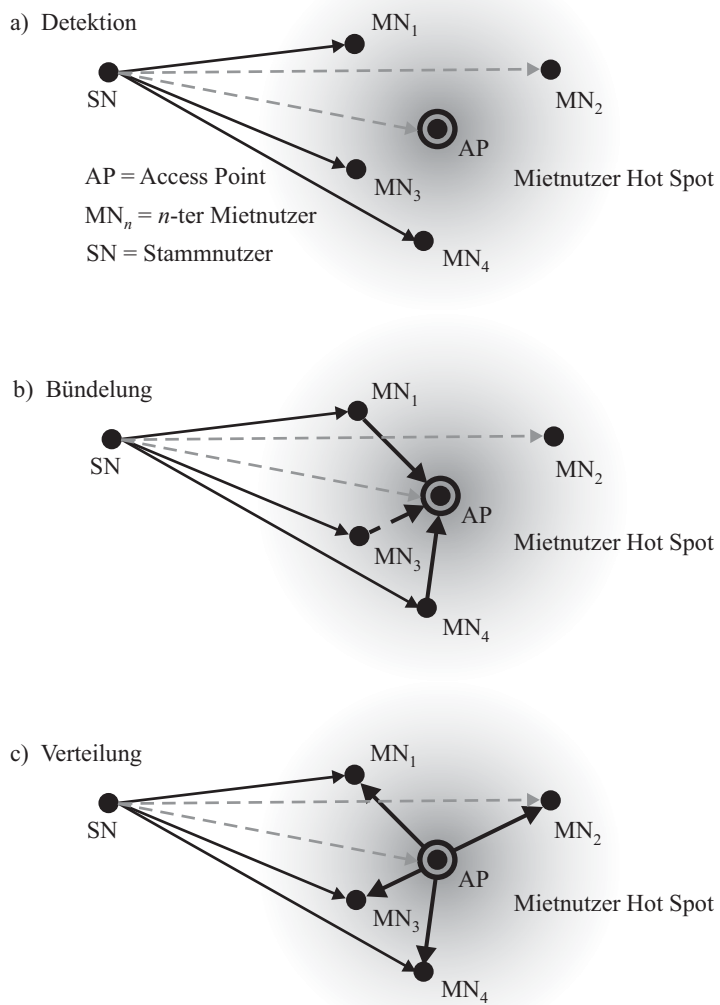


Bild 5.8 Ablauf des verteilten Detektionsverfahrens ($N = 4$).

Ferner wird angenommen, dass die Detektionsergebnisse aller Mietnutzer voneinander unabhängig sind, was gerechtfertigt ist, wenn ein Abstand untereinander von mehr als $\lambda/2$ unterstellt wird. Durch den Hot Spot Ansatz wird weiterhin angenommen, dass alle detektierenden Mietnutzer ungefähr den gleichen Abstand vom zugreifenden Stammnutzer haben und somit statistisch gesehen den gleichen *Slow Fading* Bedingungen [14] unterworfen sind, d.h. die mittleren Leistungen σ_S^2 und somit auch die Einzelentdeckungswahrscheinlichkeiten P_E bzw. Einzelfalschalarmwahrscheinlichkeiten P_F sind für alle Mietnutzer gleich. Mit diesen Annahmen können $\tilde{P}_E(N)$ und $\tilde{P}_F(N)$ durch

$$\tilde{P}_E(N) = 1 - (1 - P_E)^N \quad \text{und} \quad (5.36)$$

$$\tilde{P}_F(N) = 1 - (1 - P_F)^N \quad (5.37)$$

ausgedrückt werden, woraus folgt, dass die Einzelentdeckungswahrscheinlichkeit P_E durchaus klein sein kann und trotzdem ein hohes $\tilde{P}_E(N)$ möglich ist, falls sich eine genügend große Zahl von Mietnutzerstationen beteiligt. Bei diesem Ansatz sind $\tilde{P}_E(N)$ und $\tilde{P}_F(N)$ die maßgebenden Güteparameter für die Detektion und nicht mehr P_E und P_F wie bei der lokalen Einzeldetektion. Eine Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit $\tilde{P}_E(N)$ von mehr als 99,9% ist notwendig, um die Anforderungen der Stammnutzer zu erfüllen. In den folgenden Betrachtungen wird dieser Parameter als zentrales Gütemaß fix vorgegeben und sei nunmehr unabhängig von N .

Aus (5.37) ist ersichtlich, dass die Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit $\tilde{P}_F(N)$ ebenfalls mit N ansteigt, was einen unerwünschten Effekt darstellt. Allerdings ist der erhaltene Gewinn durch die nun weniger strengen Anforderungen an die Einzelentdeckungswahrscheinlichkeit P_E größer, was in der Konvexität der Empfängerarbeitscharakteristik begründet liegt und im Folgenden analytisch gezeigt werden soll. Löst man (5.36) nach P_E auf, so ergibt sich:

$$P_E(N) = 1 - \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E}, \quad (5.38)$$

wobei nun P_E durch die fixe Vorgabe von \tilde{P}_E von N abhängig ist. P_E und P_F gehen in eineindeutiger Weise über die Empfängerarbeitscharakteristik auseinander hervor. Der genaue funktionale Zusammenhang muss dabei nicht bekannt sein. Es ist jedoch leicht einzusehen, dass die Funktion $P_F(P_E)$ streng monoton wachsend ist. Durch Einsetzen von (5.38) in (5.37) erhält man:

$$\tilde{P}_F(N) = 1 - \left[1 - P_F \left(1 - \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E} \right) \right]^N. \quad (5.39)$$

N	P_E	P_F	\tilde{P}_F
1	0,999	0,982	0,982
2	0,968	0,662	0,886
3	0,900	0,294	0,648
4	0,822	0,100	0,344
5	0,749	0,034	0,159
10	0,499	0,001	0,010
20	0,292	≈ 0	≈ 0

Tabelle 5.1 Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit $\tilde{P}_F(N)$ bei fixem $\tilde{P}_E = 99,9\%$ für verschiedene Mietnutzerzahlen N .

Durch die Differenziation dieser Gleichung nach N wird das Verhalten von $\tilde{P}_F(N)$ deutlich:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dN}\tilde{P}_F(N) &= -N \left[1 - P_F \left(1 - \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E} \right) \right]^{N-1} \\
&\quad \cdot \frac{d}{dN} \left[1 - P_F \left(1 - \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E} \right) \right] \\
&= -N \left[1 - P_F \left(1 - \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E} \right) \right]^{N-1} \\
&\quad \cdot \left(-\frac{1}{N^2} \right) \cdot \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E} \cdot \underbrace{\ln \left(1 - \tilde{P}_E \right)}_{<0} \\
&\quad \cdot \underbrace{\frac{d}{dP_E} P_F(P_E)}_{>0} \Big|_{1 - \sqrt[N]{1 - \tilde{P}_E}} < 0. \tag{5.40}
\end{aligned}$$

$\tilde{P}_F(N)$ ist also für ein gegebenes \tilde{P}_E eine streng monoton fallende Funktion in N , d.h. je mehr Mietnutzerstationen sich beteiligen, desto höher ist der Gewinn *auch* bezüglich der Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit $\tilde{P}_F(N)$, was in (5.37) nicht offensichtlich ist, in (5.40) aber analytisch gezeigt wurde. Wie hoch dieser Gewinn für verschiedene N ist, wird aus Tabelle 5.1 ersichtlich. Hierbei wurden die betrachteten Größen P_E , P_F und \tilde{P}_F für die Parameter $M = 16$, $\text{SNR} = 3$ dB und $\tilde{P}_E = 0,999$ berechnet.

Es ist zu erkennen, dass die verteilte Detektion die notwendige Verbesserung gegenüber der lokalen Einzeldetektion aus Abschnitt 5.1.1 erbringt. Zufrieden stellend bezüglich der Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit \tilde{P}_F wird die Detektion ab $N = 4$ Mietnutzerstationen. Voraussetzung hierzu ist jedoch, dass die beteiligten Mietnutzerstationen ihre Detektionsschwellen λ_0 in Abhängigkeit des SNR und von N so einstellen, dass die Forderung $\tilde{P}_E = 0,999$ erfüllt ist. Diese Schwelle kann im AP mit Hilfe von (5.38) und den Formeln aus Abschnitt 5.1.1 berechnet und durch den Beacon oder BCH-Rahmen bekannt gegeben werden. Dazu müssen die Mietnutzerstationen jedoch regelmäßig über die Situation ihres gegenwärtigen SNRs berichten, was aber kein Problem darstellt, da hier nur langsam veränderliche Schwundeffekte berücksichtigt werden müssen.

Da man nicht immer davon ausgehen kann, dass jederzeit vier oder mehr Mietnutzerstationen an der verteilten Detektion beteiligt sind, müssen außer dem AP mindestens drei weitere Stationen – so genannte *Boosting Stationen* – vorzugsweise am Rand des Mietnutzer Hot Spots installiert werden. Diese bedürfen keines Anschlusses an ein Datennetz. Sie beteiligen sich lediglich an der verteilten Detektion, übertragen und empfangen selbst allerdings keine Nutzdaten. Da hier also eine Verkabelung (ausgenommen eine Spannungsversorgung) entfällt und ihre Funktionalität sehr simpel ist, können die Boosting Stationen sehr preisgünstig installiert werden und erhöhen den Aufwand eines Spectrum Pooling Systems nur geringfügig.

5.1.3 Signalisierung der Detektionsergebnisse

Ein großes Problem der verteilten Detektion ist, dass sämtliche beteiligten Mietnutzerstationen ihre lokalen Belegungsvektoren $w_n(k)$ zum AP übertragen müssen. Die Zahl der assoziierten Mietnutzerstationen ist eine variable Größe und kann in den betrachteten WLAN-Systemen auf bis zu 250 ansteigen. Eine getrennte Übertragung der Belegungsvektoren in separaten Datenpaketen ist aufgrund des hohen Zeitbedarfs einer solchen Übertragung nicht möglich. Selbst wenn die Übermittlung eines einzigen Belegungsvektors nur acht OFDM-Symbole (Präambel und Datenteil) in Anspruch nähme, wäre die Dauer der gesamten Übertragung schon 6,4 ms.

Natürlich ließe sich die Zahl der beteiligten Mietnutzerstationen reduzieren. Jedoch hat dieser Ansatz mehrere Nachteile. Die Auswahl der detektierenden Stationen aus der Gesamtheit der assoziierten Stationen könnte nur eine zufällige sein und würde somit keine optimale räumliche Verteilung der detektierenden Stationen garantie-

ren. Weiterhin würde die Übertragung der Belegungsvektoren immer noch einige Zeit erfordern und deren korrekter Empfang wäre durch Stammnutzer gestört, die nach dem letzten Messzyklus auf ihre Teilbänder zugegriffen haben.

Ein weiteres Problem ist die Redundanz in den zu übertragenden Belegungsvektoren, die dadurch entsteht, dass einige der Mietnutzerstationen die gleiche Konstellation von Stammnutzern detektieren und somit identische Belegungsvektoren übertragen würden. Diese würden – bis auf den ersten – keine neue Information im AP liefern. Zur Reduktion der Redundanz wurden verschiedene Konzepte wie beispielsweise das *Adaptive Tree Walk* Protokoll [63] untersucht. Jedoch überzeugte keines davon in Hinblick auf Robustheit und Übertragungsdauer, weshalb ein neuer Ansatz entwickelt wurde, der im Folgenden erläutert werden soll.

Bündelung der lokalen Belegungsvektoren

Anstatt die Übertragung der Belegungsvektoren sequenziell in regulären Datenpaketen der Sicherungsschicht vorzunehmen, ist es auch möglich, die Signalisierung parallel in der physikalischen Schicht durchzuführen. Die Grundidee dahinter ist es, Datensymbole nicht mit den von den Standards vorgesehenen Übertragungsverfahren zu modulieren, sondern lediglich über die emittierte bzw. nicht-emittierte Leistung zu signalisieren, was im Prinzip einem *On Off Keying* entspricht. Motiviert wird dieser Ansatz durch die Tatsache, dass die lokalen Belegungsvektoren im AP ohnehin ODER-verknüpft werden müssen, was sich durch Überlagerung von emittierter Leistung leicht realisieren lässt. Diese Überlegungen münden in das Konzept des *Boosting Protokolls*, das das Problem des sequenziellen redundanten Medienzugriffs vieler Stationen elegant löst.

Dabei gliedert sich dieses Verfahren in zwei getrennte Phasen. Die erste Phase dient der Signalisierung der neu hinzugekommenen Stammnutzer, d.h. derjenigen, die im letzten Detektionszyklus als noch nicht belegt erkannt wurden. Nach Beendigung des aktuellen Detektionsvorgangs vergleicht somit jede der N Mietnutzerstationen ihren neuen individuellen Belegungsvektor $\mathbf{w}_n(k)$ mit dem alten Systembelegungsvektor $\mathbf{w}(k-1)$ durch die Vorschrift

$$\mathbf{v}_n(k) = \mathbf{w}_n(k) \wedge \overline{\mathbf{w}}(k-1), \quad (5.41)$$

wobei $\mathbf{v}_n(k)$ diejenigen OFDM-Unterträger mit einer logischen Eins repräsentiert, die neue Stammnutzer enthalten. Auf diesen Unterträgern wird nun ein Datensymbol mit der mittleren Leistung $2\sigma_B^2$ übertragen und für eine Dauer von $M/a \cdot T_U$ beibehalten. Diejenigen Unterträger, die in $\mathbf{v}_n(k)$ durch eine logische Null repräsentiert sind, sollen keine Leistung abstrahlen – sprich erhalten eine komplexe Null

aufmoduliert. Führen alle Mietnutzerstationen diese Prozedur gleichzeitig durch, so bewirkt dies eine leistungsmäßige Verstärkung (Boosting) der Sendesignale der neuen Stammnutzer. Die Mietnutzerstationen arbeiten während der ersten Phase des Boosting Protokolls also wie selektive nichtregenerative Repeater.

Während der Verstärkungsphase führt der AP eine weitere lokale Detektion durch, wie in Abschnitt 5.1.1 erläutert. Die von den verschiedenen Stationen emittierten Leistungen addieren sich im Mittel an der Empfangsantenne des APs. Durch diese Addition der mittleren Leistungen liegt am AP eine analoge ODER-Verknüpfung aller $\mathbf{v}_n(k)$ vor, mit $1 \leq n \leq N$. Falls ein Stammnutzerteilband von allen detektierenden Stationen als unbelegt klassifiziert wurde, so analysiert der Detektor des APs an dieser Stelle nur die Rauschkomponente. Hat jedoch mindestens eine Station das Stammnutzerteilband als belegt betrachtet, so wird der AP im zeitlichen Mittel eine merklich höhere Nutzleistung empfangen, was zu einer deutlichen Verbesserung des SNRs bei der Detektion führt. Je mehr Stationen einen Stammnutzerzugriff erkennen, desto größer wird dieser Gewinn. In Bild 5.8 ist durch gestrichelte Linien gekennzeichnet, welche Stationen einen Stammnutzerzugriff aufgrund von Fading Effekten oder zu großen Abständen nicht erkennen (Bild 5.8a) oder nicht signalisieren können (Bild 5.8b).

Dieser Ansatz hat zwei entscheidende Vorteile. Erstens können mit Hilfe des vorgestellten Boosting Verfahrens die Detektionsergebnisse aller Mietnutzerstationen *gleichzeitig* erfasst werden, was eine Übertragung in möglicherweise redundanten Datenpaketen unnötig macht und somit die Signalisierungsdauer für die verteilte Detektion wesentlich verringert. Zweitens ist kein Speicheraufwand nötig, um die einzelnen Detektionsergebnisse der Mietnutzerstationen zwischenspeichern.

Das grundlegende Verfahren während der ersten Boosting Phase ist in der Bildreihe 5.9a-c zusammengefasst. Bild 5.9a zeigt eine exemplarische Poolbelegung zum Zeitpunkt $(k - 1)T_D$. Nach einem neuen Detektionszyklus generiert die n -te Station den Belegungsvektor $\mathbf{w}_n(k)$, der die Poolbelegung in Bild 5.9b repräsentiert. Man erkennt, dass ein Teilband durch einen Stammnutzer freigegeben wurde (hellgrau hinterlegt) und ein anderes neu belegt wurde (dunkelgrau hinterlegt). Wie oben beschrieben werden nur diejenigen OFDM-Unterträger geboostet, die einen neuen Stammnutzerzugriff erfahren (Bild 5.9c).

Man könnte natürlich auch sämtliche als belegt detektierten Teilbänder boosten. Dies hätte allerdings den entscheidenden Nachteil, dass die belegten Teilbänder periodisch mit jedem Detektionszyklus gestört würden. Beschränkt man sich auf die neu hinzugekommenen Stammnutzer, so erfahren nur diese eine einmalige Störung. Außerdem ist diese Störung ohnehin schon vorhanden, da der Zugriff des

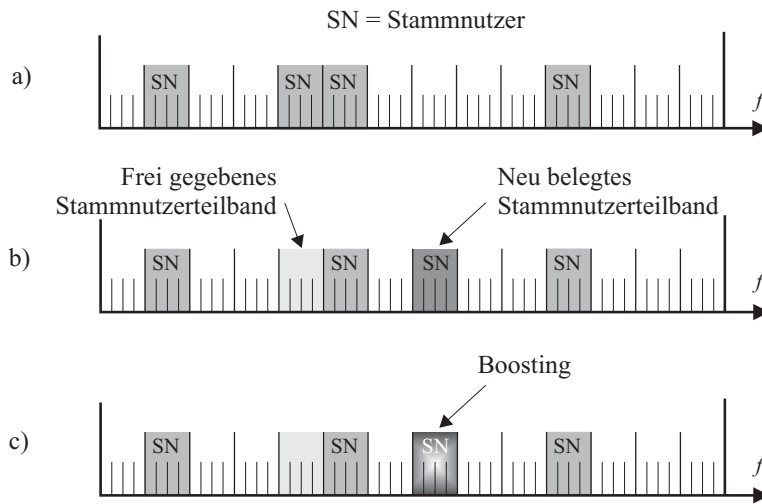


Bild 5.9 Ablauf der ersten Phase des Boosting Protokolls.

Stammmutzers vor der aktuellen Detektion stattfand. Durch das Boosting Verfahren wird die Stammmutzerstörung also nur um die Dauer des Boostings verlängert, nicht aber systematisch verursacht. Die Vermeidung der periodischen Störung durch den Übergang zu einer differenziellen Signalisierung der Belegungsvektoren hat allerdings den Nachteil, dass nicht nur hinzukommende Stammmutzer signalisiert werden müssen, sondern auch diejenigen, die ihr Teilband seit der letzten Detektion freigegeben haben. Dies führt direkt zur zweiten Phase des Boosting Protokolls, die der Signalisierung freierwerdender Stammmutzerteilbänder dient und später noch genauer beschrieben wird.

Es soll jedoch zunächst die Leistungsfähigkeit des Boostings bezüglich der Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit $\tilde{P}_E(N)$ und der Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit $\tilde{P}_F(N)$ analytisch und simulativ untersucht werden. Hierzu können die Methoden, die in Abschnitt 5.1.1 entwickelt wurden, verwendet werden. Der Übersichtlichkeit halber soll hier nur der Worst Case für einen Detektor gemäß (5.13) für unkorrelierte Empfangswerte behandelt werden. Analoge Ergebnisse lassen sich auch für den Detektor nach (5.28) herleiten. Während der beschriebenen ersten Phase des Boosting Protokolls kommt am AP zusätzlich zum Signal des Stammmutzers (S_{X_m} und S_{Y_m}) und zum Rauschen (N_{X_m} und N_{Y_m}) auch noch das durch

Überlagerung entstandene Boosting Signal an, so dass sich (5.14) in

$$\begin{aligned}\Lambda(\mathbf{Z}) &= \sum_{m=1}^M X_m^2 + \sum_{m=1}^M Y_m^2 \\ &= \sum_{m=1}^M (S_{X_m} + N_{X_m} + B_{X_m})^2 + \sum_{m=1}^M (S_{Y_m} + N_{Y_m} + B_{Y_m})^2\end{aligned}\quad (5.42)$$

umschreiben lässt, wobei B_{X_m} und B_{Y_m} den Real- und Imaginärteil der n -ten Komponente des Boosting Signals beschreiben. Aufgrund der nicht vorhandenen Synchronisation und des NLOS-Szenarios seien B_{X_m} und B_{Y_m} mittelwertfrei normalverteilt mit der Varianz $N\sigma_B^2$, die die Sendeleistung der N boostenden Mietnutzerstationen repräsentiert. In einer Worst Case Annahme sei das Boosting Signal genau wie das Stammnutzersignal in (5.19) voll korreliert. Dies bedeutet:

$$E\{B_{X_i}B_{X_k}\} = E\{B_{Y_i}B_{Y_k}\} = N\sigma_B^2 \quad \text{für alle } i, k = 1, 2, \dots, M \quad (5.43)$$

und

$$E\{B_{X_i}B_{Y_k}\} = 0 \quad \text{für alle } i, k = 1, 2, \dots, M. \quad (5.44)$$

Weiterhin sei wegen der fehlenden Synchronisation zwischen Stamm- und Mietnutzersystem angenommen, dass zwischen dem Anteil des Boosting Signals und dem Anteil des Stammnutzers am Empfangssignal keine Korrelation herrsche:

$$E\{S_{X_i}B_{X_k}\} = E\{S_{Y_i}B_{Y_k}\} = 0 \quad \text{für alle } i, k = 1, 2, \dots, M \quad (5.45)$$

und

$$E\{S_{X_i}B_{Y_k}\} = E\{S_{Y_i}B_{X_k}\} = 0 \quad \text{für alle } i, k = 1, 2, \dots, M. \quad (5.46)$$

Nun boosten jedoch nicht immer alle N assoziierten Mietnutzerstationen, sondern nur diejenigen, die einen Stammnutzerzugriff erkannt haben. Die tatsächliche Zahl boostender Mietnutzerstationen ist also eine binomialverteilte Zufallsvariable B , für deren Verteilung gilt [3]:

$$P(B = b) = \binom{N}{b} P_E^b (1 - P_E)^{N-b}. \quad (5.47)$$

Dieser Ansatz birgt einen neuen zufälligen Freiheitsgrad für die Berechnung der Wahrscheinlichkeitsdichte von $\Lambda(\mathbf{Z})$, der mit Hilfe des Satzes von BAYES beschrieben werden kann. Wieder müssen die Fälle der An- und Abwesenheit eines Stammnutzers getrennt untersucht werden. Greift ein Stammnutzer auf das betrachtete

Teilband zu oder nicht, so ergeben sich die bedingten Wahrscheinlichkeitsdichten:

$$f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN}) = \sum_{b=0}^N \binom{N}{b} P_E^b (1 - P_E)^{N-b} \cdot f_{\Lambda|B,\text{SN}}(\lambda|b, \text{SN}) \quad (5.48)$$

$$f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}}) = \sum_{b=0}^N \binom{N}{b} P_F^b (1 - P_F)^{N-b} \cdot f_{\Lambda|B,\overline{\text{SN}}}(\lambda|b, \overline{\text{SN}}), \quad (5.49)$$

wobei $f_{\Lambda|B,\text{SN}}(\lambda|b, \text{SN})$ und $f_{\Lambda|B,\overline{\text{SN}}}(\lambda|b, \overline{\text{SN}})$ mit den Annahmen der Unabhängigkeit in (5.43)-(5.46) berechnet werden können. Dazu können die Summen aus S_{X_m} und B_{X_m} als neue Zufallsvariablen begriffen werden, die untereinander ebenfalls voll korreliert sind, jedoch die neue Varianz $\sigma_S^2 + b\sigma_B^2$ aufweisen, wobei $b\sigma_B^2$ die mittlere Leistung der b boostenden Mietnutzerstationen beschreibt. Gleiches gilt für die Summe der Imaginärteile S_{Y_m} und B_{Y_m} . Somit erhält man für $f_{\Lambda|B,\text{SN}}(\lambda|b, \text{SN})$ den Ausdruck:

$$\begin{aligned} f_{\Lambda|B,\text{SN}}(\lambda|b, \text{SN}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{4\pi(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)\sigma_N^2} \left(\frac{\lambda}{M(s_X^2 + s_Y^2)} \right)^{\frac{M-1}{2}} \\ &\cdot \exp\left(-\frac{\lambda + M(s_X^2 + s_Y^2)}{2\sigma_N^2}\right) \cdot I_{M-1}\left(\frac{\sqrt{M(s_X^2 + s_Y^2)}\lambda}{\sigma_N^2}\right) \\ &\cdot \exp\left(-\frac{s_X^2 + s_Y^2}{2(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)}\right) ds_X ds_Y. \end{aligned} \quad (5.50)$$

Um nun die Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit $\tilde{P}_E(N)$ auszurechnen, ist (5.48) in (5.10) einzusetzen und schließlich das Integral

$$\tilde{P}_E(N) = \int_{\tilde{\lambda}_0}^{\infty} \sum_{b=0}^N \binom{N}{b} P_E^b (1 - P_E)^{N-b} \cdot f_{\Lambda|B,\text{SN}}(\lambda|b, \text{SN}) d\lambda \quad (5.51)$$

durch Einsetzen von (5.50) zu berechnen, wobei $\tilde{\lambda}_0$ die Schwelle im AP während des Boostings beschreibt, die sich von λ_0 bei der lokalen Detektion unterscheidet. Auf die Problematik der Schwellen soll später noch eingegangen werden. Durch Einsetzen von (5.50) in (5.51) und die Vertauschung von Summation und Integration kann eine analoge Rechnung zu Anhang A.1 durchgeführt werden, die auf das

Ergebnis

$$\begin{aligned} \tilde{P}_E(N) = & \sum_{b=0}^N \binom{N}{b} P_E^b (1 - P_E)^{N-b} \cdot \left(\frac{\sigma_N^2 + M(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)}{M(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)} \right)^{M-1} \\ & \cdot \left[\exp \left(-\frac{\tilde{\lambda}_0}{2\sigma_N^2 + 2M(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)} \right) \right. \\ & - \frac{1}{2\sigma_N^2 + 2M(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)} \exp \left(-\frac{\tilde{\lambda}_0}{2\sigma_N^2} \right) \\ & \left. \cdot \sum_{m=0}^{M-2} \left(\frac{M(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2)}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M(\sigma_S^2 + b\sigma_B^2))} \right)^m \sum_{l=0}^m \frac{(2\sigma_N^2)^{l+1} \tilde{\lambda}_0^{m-l}}{(m-l)!} \right] \end{aligned} \quad (5.52)$$

führt. Die Gesamtfalschalarmwahrscheinlichkeit $\tilde{P}_F(N)$ kann bei Verwendung des Boosting Protokolls nicht mehr nach (5.18) berechnet werden, da durch individuelle Fehlalarme der Mietnutzerstationen auch Leistung am AP empfangen wird, die nicht nur vom Rauschprozess herrührt, wie in (5.49) zu sehen ist. Wendet man den dortigen Zusammenhang auf (5.9) an, so ergibt sich $\tilde{P}_F(N)$ zu:

$$\tilde{P}_F(N) = \int_{\tilde{\lambda}_0}^{\infty} \sum_{b=0}^N \binom{N}{b} P_F^b (1 - P_F)^{N-b} \cdot f_{\Lambda|B, \overline{SN}}(\lambda|b, \overline{SN}) d\lambda, \quad (5.53)$$

wobei sich die bedingte Dichte $f_{\Lambda|B, \overline{SN}}(\lambda|b, \overline{SN})$ aus $f_{\Lambda|B, SN}(\lambda|b, SN)$ in (5.50) durch den Grenzübergang $\sigma_S^2 \rightarrow 0$ gewinnen lässt. Die Integration in (5.53) kann wieder gemäß Anhang A.1 durchgeführt werden, und man erhält:

$$\begin{aligned} \tilde{P}_F(N) = & \sum_{b=0}^N \binom{N}{b} P_F^b (1 - P_F)^{N-b} \cdot \left(\frac{\sigma_N^2 + Mb\sigma_B^2}{Mb\sigma_B^2} \right)^{M-1} \\ & \cdot \left[\exp \left(-\frac{\tilde{\lambda}_0}{2\sigma_N^2 + 2Mb\sigma_B^2} \right) - \frac{1}{2\sigma_N^2 + 2Mb\sigma_B^2} \exp \left(-\frac{\tilde{\lambda}_0}{2\sigma_N^2} \right) \right. \\ & \left. \cdot \sum_{m=0}^{M-2} \left(\frac{Mb\sigma_B^2}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + Mb\sigma_B^2)} \right)^m \sum_{l=0}^m \frac{(2\sigma_N^2)^{l+1} \tilde{\lambda}_0^{m-l}}{(m-l)!} \right]. \end{aligned} \quad (5.54)$$

Die resultierende Empfängerarbeitscharakteristik des APs beim Boosting ist für verschiedene Zahlen von Mietnutzerstationen in Bild 5.10 wiedergegeben. Die mittlere Sendeleistung σ_B^2 einer Mietnutzerstation während des Boostings ist dabei auf

die Rauschleistung σ_N^2 bezogen. Dies sei mit $\text{SNR}_B = \sigma_B^2 / \sigma_N^2$ bezeichnet. Im abgebildeten Beispiel sind die Parameter zu $\text{SNR}_B = 3$ dB, $\text{SNR} = 4$ dB und $M = 8$ gewählt, was die Kurven mit Bild 5.5 vergleichbar macht. Die entsprechende Kurve ohne Boosting (entspricht $N = 0$) mit den identischen Parametern ist gestrichelt dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich das Boosting erst in hohen Bereichen von \tilde{P}_E auszahlt, was aber ohnehin das Zielgebiet für die Entdeckungswahrscheinlichkeit ist. Weiterhin sieht man, dass eine Erhöhung der Zahl boostender Stationen starke Verbesserungen in der Empfängerarbeitscharakteristik bewirkt. Die Zugewinne werden jedoch für wachsendes N immer geringer.

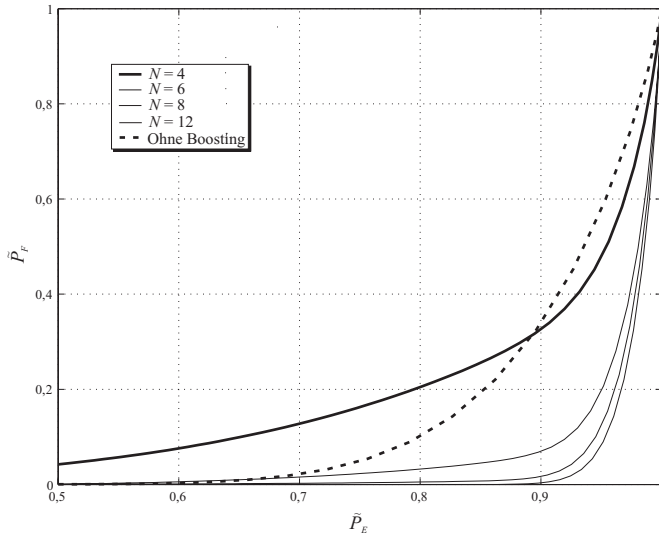


Bild 5.10 Empfängerarbeitscharakteristik des APs beim Boosting für verschiedene N bei $\text{SNR}_B = 3$ dB und $\text{SNR} = 4$ dB.

Interessant ist außerdem, dass das Boosting Protokoll tatsächlich die theoretischen Werte für $\tilde{P}_E(N)$ und $\tilde{P}_F(N)$ aus Abschnitt 5.1.2 erreicht. Die Ergebnisse in Bild 5.11 verdeutlichen dies. Hier sind die Empfängerarbeitscharakteristiken des APs beim Boosting für $N = 3$ und $N = 5$ Mietnutzerstationen gezeichnet ($M = 16$ und $\text{SNR} = 3$ dB). Für die verschiedenen Zahlen von Mietnutzerstationen wurde deren Sendeleistung und damit das SNR_B variiert. Die Kurvenscharen weisen für wachsendes SNR_B einen signifikanten Knick auf. Bildet man die Verlängerung auf die Ordinate, wie im dargestellten Beispiel verdeutlicht, so ergeben sich für \tilde{P}_F exakt die Werte aus Tabelle 5.1. Voraussetzung hierzu ist wieder die angesprochene

$N = 5$ Mietnutzerstationen zu sehen sind. Es ist auffallend, dass sich $f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}})$ nur sehr geringfügig in Richtung höherer Empfangsleistungen verschiebt, wenn σ_B^2 erhöht wird (dünne gestrichelte Kurve).

Völlig unterschiedlich ist die Situation für $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$. Wird hier die Sendeleistung der boostenden Stationen erhöht, so ändert sich $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ signifikant hin zu höheren Empfangsleistungen (dicke gestrichelte Kurve), was ja gerade der durch das Boosting beabsichtigte Effekt ist. Diese starke Abflachung der bedingten Dichte $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ gegenüber $f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}})$ führt zu der starken Knickbildung für große σ_B^2 , da sich \tilde{P}_E nur sehr langsam bei Variation von $\tilde{\lambda}_0$ ändert, \tilde{P}_F jedoch schlagartig.

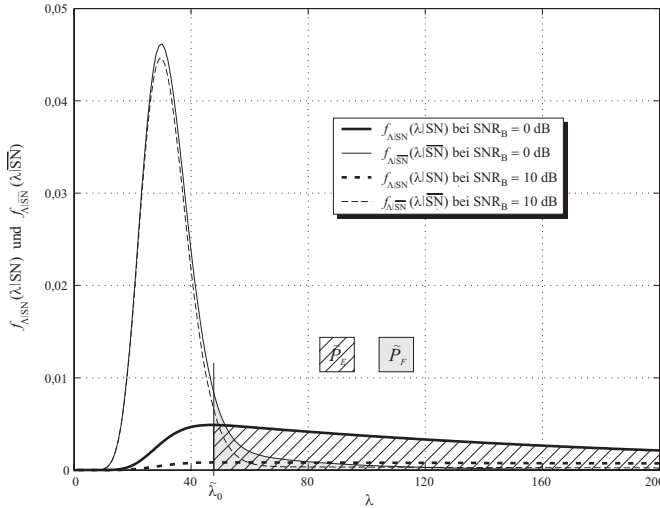


Bild 5.12 $f_{\Lambda|\text{SN}}(\lambda|\text{SN})$ und $f_{\Lambda|\overline{\text{SN}}}(\lambda|\overline{\text{SN}})$ für $\text{SNR}_B = 0$ dB bzw. 10 dB ($N = 5$).

Angenehmer Nebeneffekt des Boostings bei hohem SNR_B ist es, dass die Einstellung der Schwelle $\tilde{\lambda}_0$ weniger kritisch ist. Sie muss nur groß genug sein, um \tilde{P}_F ausreichend klein zu halten. Wird sie zu groß gewählt, geht dies kaum auf Kosten einer verringerten Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit. Nichtsdestotrotz bleibt anzumerken, dass $\tilde{\lambda}_0$ gemäß der in diesem Abschnitt hergeleiteten Formeln angepasst werden muss, wenn sich beispielsweise die Zahl der Mietnutzer oder das SNR ändert.

Mit der Boosting Technik lassen sich also die neu hinzugekommenen Stammnutzer

hervorragend signalisieren. Will man dieses aufwandsgünstige Verfahren ebenfalls in der zweiten Phase einsetzen, um freiwerdende Stammmnutzerteilbänder zu signalisieren, so steht man vor zwei Problemen. Erstens darf in den freigewordenen Teilbändern nicht geboostet werden, da es mit der Wahrscheinlichkeit $1 - P_E$ vorkommen kann, dass ein Teilband gar nicht frei ist, obwohl dies fälschlicherweise so detektiert wurde. Dies würde zu Störungen des Stammmnutzers beim Boosting führen. Zweitens lässt sich mit der Boosting Technik nur eine analoge ODER-Verknüpfung realisieren. Um maximale Sicherheit für den Stammmnutzer zu erreichen, müssten jedoch *alle* Stationen ein Teilband als frei erkennen, was jedoch einer logischen UND-Operation entspricht.

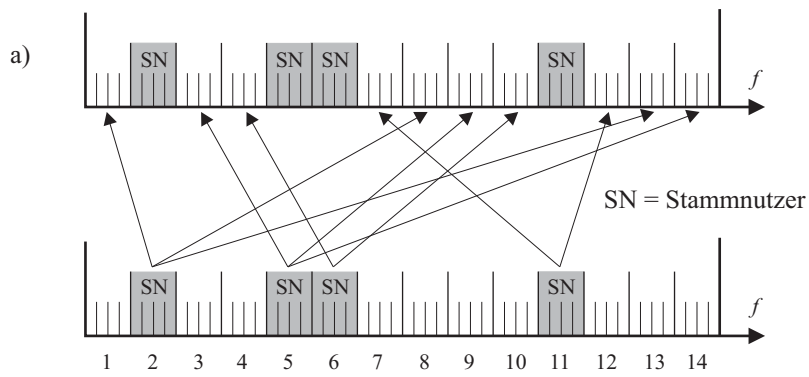
Das erste Problem kann gelöst werden, indem sich die Signalisierung mit Hilfe des Boostings auf die freien Teilbänder des letzten Systembelegungsvektors $\mathbf{w}(k-1)$ beschränkt. Hierzu müssen die belegten Teilbänder in einer eindeutigen Weise auf die unbelegten Teilbänder abgebildet werden, worauf gleich näher eingegangen werden soll. Das Problem der fehlenden UND-Operation kann durch eine logische Negation umgangen werden. Es werden also nicht diejenigen Teilbänder mittels Boosting signalisiert, die gerade freigeworden sind, sondern diejenigen, die noch weiter belegt bleiben.

Der eindeutige Abbildungsalgorithmus ist in Bild 5.13a veranschaulicht. Das erste belegte Teilband wird auf das erste freie Teilband abgebildet. Ebenso wird mit dem zweiten belegten und dem zweiten freien Teilband verfahren usw. Bei dieser Abbildungsvorschrift sind zwei Fälle zu unterscheiden. Im ersten betrachteten Fall seien mehr freie als belegte Teilbänder vorhanden. Hier kann die Zählung der belegten Teilbänder zyklisch wiederholt werden, was zu einer Redundanz in der Signalisierung führt, die im AP für eine sicherere Erkennung der freigewordenen Teilbänder ausgenutzt werden kann. Dieser Fall ist in Bild 5.13a dargestellt.

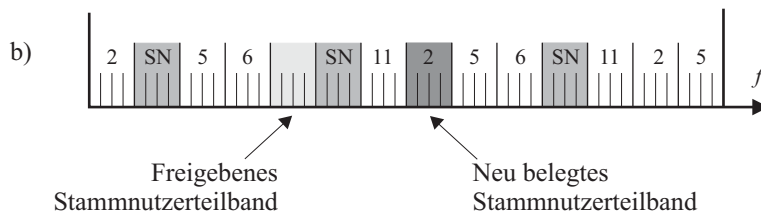
Es kann jedoch auch vorkommen, dass weniger freie als belegte Teilbänder vorhanden sind. Tritt dies ein, so muss die zweite Phase des Boosting Protokolls in der Zeitrichtung um weitere Boosting Rahmen erweitert werden, wobei jeder dieser Boosting Rahmen dieselbe zeitliche Länge $M/a \cdot T_U$ hat wie die erste Phase des Boosting Protokolls. Die belegten Teilbänder, die im ersten Rahmen nicht auf ein freies Teilband abgebildet werden konnten, werden im zweiten Rahmen abgebildet, wobei wieder beim ersten freien Teilband begonnen wird. Gegebenenfalls muss diese zeitliche Verlängerung durch weitere Boosting Rahmen mehrfach wiederholt werden bis alle belegten Teilbänder abgebildet werden konnten.

Das Ergebnis dieser Abbildungsvorschrift ist in Bild 5.13b zu sehen. Die Zahlen in den freien Teilbändern repräsentieren die Nummern der belegten Teilbänder, die

Eineindeutige Abbildung zwischen belegten und unbelegten Stammnutzerteilbändern basierend auf dem letzten Systembelegungsvektor



Neue Poolbelegung nach aktuellem Detektionszyklus



Muster der geboosteten OFDM-Unterträger während der zweiten Boostingphase

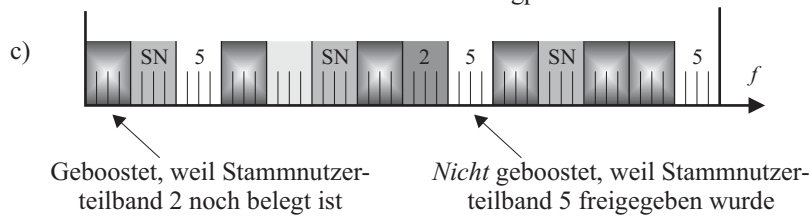


Bild 5.13 Abbildung und Boosting während der zweiten Phase.

dorthin abgebildet wurden. Weiterhin ist hier der Belegungszustand nach dem aktuellen Detektionszeitpunkt kT_D abgebildet. Es ist zu erkennen, dass das fünfte Stammnutzerteilband freigegeben wurde (hellgrau hinterlegt), während die Teilbänder 2, 6 und 11 weiter belegt bleiben. Es werden somit alle freien Teilbänder geboostet, auf die die Teilbänder mit den Nummern 2, 6 und 11 abgebildet wurden (s. Bild 5.13c). Aufgrund der oben angesprochenen Negation der zu signalisierenden Information werden alle Teilbänder, auf die das freiwerdende fünfte Teilband abgebildet wurde, *nicht* geboostet. Der AP kennt den eineindeutigen Abbildungsalgorithmus und ist somit in der Lage, die überlagerten Sendesignale der beteiligten Mietnutzerstationen zu detektieren.

Allerdings hat dieses Verfahren auch zwei Nachteile, die nicht verschwiegen werden sollen. Zum einen hängt die Dauer T_{BP} der zweiten Phase des Boosting Protokolls von der aktuellen Poolauslastung ab:

$$T_{BP} = \frac{M}{a} T_U \cdot \left[\frac{w_H(\mathbf{w}(k))}{L - w_H(\mathbf{w}(k))} \right], \quad (5.55)$$

wobei M die Zahl der Abtastwerte beschreibt, die pro Boosting Rahmen aus der Zeit-Frequenz-Ebene entnommen werden. Ein weiterer Nachteil ist, dass neu hinzukommende Stammnutzer mit den Boosting Signalen der zweiten Phase kollidieren können, wie dies im abgebildeten Beispiel beim Teilband mit der Nummer 8 der Fall ist. Da es keinen Sinn macht, dieses Teilband zur Signalisierung zu verwenden, können die Mietnutzer, die den Zugriff erkannt haben, das Boosting dort unterlassen, um nicht zu interferieren. Hat der AP den Zugriff auf dieses Teilband während seiner eigenen Detektion erkannt, so muss er die Signalisierung auf diesem Teilband ignorieren und über ein redundantes Teilband an die Belegungsinformation gelangen. Ist keine Redundanz in der Signalisierung, was vorwiegend in stark ausgelasteten Spectrum Pools der Fall ist, so darf der AP das entsprechende Teilband nicht freigeben. Dieser Verlust an potenzieller Übertragungskapazität hat allerdings nur bis zum nächsten Detektionszyklus Bestand, da nun ein anderes Abbildungsmuster für die Teilbänder verwendet wird und das betroffene Teilband nun freigegeben werden kann, falls keine ähnliche Kollision mit einem neuen Stammnutzer auftritt.

Verteilung des Systembelegungsvektors

Nach der Beendigung des Boosting Protokolls verfügt der AP über das Wissen der aktuellen Poolbelegung $\mathbf{w}(k)$. Nun ist es seine Aufgabe, diese Information an alle assoziierten *und* an neu hinzukommende Mietnutzerstationen zu verteilen, damit

das gesamte Mietnutzersystem bis zum nächsten Detektionszyklus über eine einheitliche Vorschrift verfügt, welche Unterträger verwendet werden dürfen. Dies ist von großer Wichtigkeit, da sonst Stammnutzer gestört werden können oder eine sinnvolle Übertragung im Mietnutzersystem nicht gelingen würde.

Für die Verteilung des Systembelegungsvektors muss eine neue Signalisierung gefunden werden. Eine gewöhnliche Übertragung innerhalb eines Beacons oder im BCH-Kanal ist nicht möglich, da Sender und Empfänger hierzu wissen müssen, auf welchen Unterträgern die Kommunikation stattfindet. Dieses Wissen kann aber bei neu hinzukommenden Mietnutzerstationen nicht vorausgesetzt werden.

Aufgrund dieser Schwierigkeit ist es sinnvoll, den Systembelegungsvektor auf jedem einzelnen freien OFDM-Unterträger parallel zu übertragen. Unter *frei* sind dabei diejenigen OFDM-Unterträger zu verstehen, die im letzten Systembelegungsvektor als unbelegt klassifiziert waren, da dies die letzte systemweit verfügbare Information über die Poolbelegung ist. Der zu übertragende aktuelle Systembelegungsvektor darf hierzu nicht verwendet werden, da diese Ergebnisse von der letzten Detektion abweichen können und noch nicht bekannt sind.

Ein Problem bei der Verteilung des Systembelegungsvektors ist es, die Übertragung schnell und gleichzeitig sicher zu gestalten. Ein Verfahren, das hierbei einen guten Kompromiss bereitstellt, wurde in [76] veröffentlicht und soll nun kurz skizziert werden.

Zunächst wird der Systembelegungsvektor in einzelne Teile geschnitten, wie in Bild 5.14 illustriert ist. Diese Teile bilden zusammen mit einer CRC-Prüfsumme und Information zur Interpretation der Daten (z.B. Teilnummer) ein Datenpaket. Diese Datenpakete werden auf einzelnen freien OFDM-Unterträgern übertragen. Im abgebildeten Beispiel sind dies sieben Teile, die zyklisch über die freien OFDM-Unterträger verteilt werden. Die Übertragung geschieht seriell in Zeitrichtung im langsamsten aber sichersten Übertragungsmodus (BPSK, $R = 1/2$). Durch die zyklische Wiederholung entsteht eine Redundanz, die es den Mietnutzerstationen selbst bei Schwundeinbrüchen auf einzelnen OFDM-Unterträgern ermöglicht, die notwendige Information über andere Unterträger zu erhalten. Weiterhin erfährt die Übertragung Störungen durch neu zugreifende Stammnutzer, die nicht im letzten Systembelegungsvektor erfasst wurden, wie in Bild 5.14 dargestellt ist. Um hier unnötige Störungen für den Mietnutzer zu vermeiden, kann der AP die Übertragung auf den neu belegten Teilbändern unterdrücken, also nur auf den OFDM-Unterträgern senden, die in $w(k-1)$ und $w(k)$ freigegeben sind. Jedoch hilft auch hier die redundante Übertragung, den Belegungsvektor in der Mietnutzerstation trotz der gestörten Übertragung wieder zusammenzusetzen.

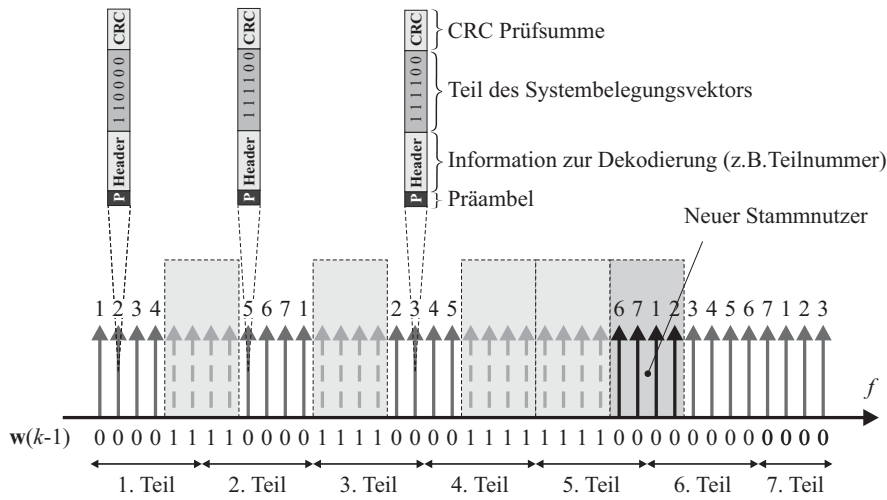


Bild 5.14 Verfahren zur Verteilung des Systembelegungsvektors.

Die Position der Datenpakete auf den einzelnen Datenträgern ist irrelevant, da die Nummer des Teils im Belegungsvektor mitübertragen wird. Daher sind sie immer identifizierbar ohne a priori Wissen über die aktuelle Belegungssituation. Eine Mietnutzerstation muss also nur die Symbole jedes einzelnen OFDM-Unterträgers empfangen und kanaldekodieren. Mit Hilfe der CRC-Prüfsumme kann die Korrektheit des Empfangs kontrolliert werden. Ein weiteres Problem stellt die Wahl einer geeigneten Präambel zur Synchronisation der Übertragung in Zeit- und Frequenzrichtung dar. Leistungsfähige Lösungen hierzu werden in Abschnitt 5.2 vorgestellt. Weitere Optimierungen der Verteilung des Systembelegungsvektors in Bezug auf Übertragungsdauer und -sicherheit sind in [76] zu finden.

5.2 Synchronisation im Mietnutzersystem

Eine weitere wichtige Basisbandfunktion des Mietnutzertransceivers, die durch den Spectrum Pooling Ansatz stark beeinflusst wird, ist die Synchronisation von Frequenz und Zeit. Synchronisationsverfahren für IEEE 802.11a und HIPERLAN/2 wurden für konventionelle Übertragungsszenarien ausführlich untersucht [2, 59, 82]. Diese Synchronisationstechniken können jedoch nicht unverändert für Spectrum Pooling übernommen werden, da die in den Standards vorgesehenen Präambeln der massiven schmalbandigen Interferenz, die die Stammnutzer bei ihren Zugriffen einbringen, nicht gewachsen sind, wie Simulationsergebnisse zeigen werden.

Jedoch ist die exakte Synchronisation in einem OFDM-basierten WLAN-System von großer Bedeutung, da diese Übertragungstechnik sehr empfindlich gegenüber Frequenzversätzen, Phasenrauschen und Fehlern im Timing ist. Diese Effekte führen zu einem Verlust der Orthogonalität der Unterträger, was in erheblicher ICI resultiert, wie in Abschnitt 2.1.2 erläutert wurde. In diesem Abschnitt werden technische Lösungen für die Zeit- und Frequenzsynchronisation in Spectrum Pooling Systemen vorgestellt und untersucht. Zunächst werden jedoch kurz die herkömmlichen Synchronisationsverfahren beschrieben, wie sie für die betrachteten WLAN-Standards vorgesehen sind.

5.2.1 Konventionelle Synchronisationstechniken

Zunächst muss präzisiert werden, welche Arten der Synchronisation weiter untersucht werden sollen. Die Synchronisation des Abtasttaktes wird beispielsweise mit Taktregelkreisen durchgeführt, wobei der Verwürfler im Sender eine wichtige Rolle spielt. Die Einflüsse von Spectrum Pooling auf diese Synchronisation sind vernachlässigbar und sollen deshalb im weiteren Verlauf nicht untersucht werden. Die Synchronisation der Trägerphase wird mit Hilfe von Kanalschätzverfahren realisiert. Eine genaue Untersuchung dieser Methoden wird in Abschnitt 5.3 vorgenommen. Deshalb konzentrieren wir unsere Betrachtungen an dieser Stelle auf die Synchronisation der Trägerfrequenz und des Rahmenbeginns. Blickt man auf das Systemdesign von IEEE 802.11a und HIPERLAN/2, so werden diese Aufgaben durch den Einsatz dafür vorgesehener Präambeln gelöst. Daher ist es naheliegend, auch in einem Spectrum Pooling System eine präambelbasierte Synchronisation durchzuführen.

Wie schon in Abschnitt 4.1.2 erklärt, besteht die Präambel bei den zu modifizierenden WLAN-Systemen aus zehn STSs und zwei LTSs, getrennt durch ein spezielles

Guard Intervall. Die Benutzung der verkürzten, periodisch wiederholten Trainings-symbole führt zu einem diskreten Spektrum des Sendesignals, in dem nur jeder vierte Unterträger Leistung emittiert. Diese Eigenschaft kann dazu genutzt werden, um Trägerversätze von mehr als einem Unterträgerabstand Δf zu schätzen. Eine detaillierte Beschreibung eines Verfahrens, das diese verkürzte Periodizität ausnutzt ist in [11] veröffentlicht.

Durch die Autokorrelation des Empfangssignals mit einer verzögerten Version seiner selbst kann der Rahmenanfang bestimmt werden. Das Ergebnis dieser Korrelation wird zum Rahmenbeginn besonders groß, da hier die beiden identischen LTSs korreliert werden. Für die Suche des Rahmenbeginns wird also der Betrag der Korrelationssumme gebildet und eine Maximumsuche durchgeführt. Diese Vorgehensweise ist in Bild 5.15 illustriert. In [2] wird neben dem Betrag auch die Phase der Korrelationssumme zur Synchronisation herangezogen. Diese Methode kann jedoch in einem Spectrum Pooling System aufgrund der starken Störungen der Phase durch die schmalbandigen Stammnutzerinterferenzen nicht verwendet werden.

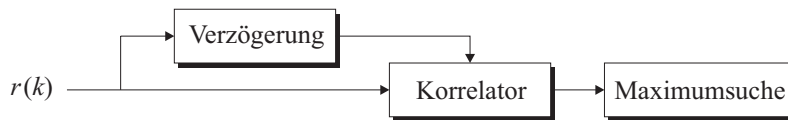


Bild 5.15 Struktur der Zeit- und Frequenzsynchronisation.

Mathematisch lässt sich dieses Vorgehen wie folgt beschreiben: Das Empfangssignal $r(k)$ wird durch den Frequenzversatz Δf_C zwischen Sender- und Empfängerszillator moduliert. Die Phase des Empfangssignals nimmt daher ständig zu ($\Delta f_C > 0$) bzw. ab ($\Delta f_C < 0$) oder algebraisch ausgedrückt:

$$r(k) = s(k) \cdot e^{j2\pi\Delta f_C T_A k}, \quad (5.56)$$

wobei $s(k)$ und T_A das Sendesignal bzw. die Abtastdauer darstellen. Die Korrelation mit der um K_C Abtastwerte verzögerten Version von $r(k)$ ergibt:

$$C_1 = \sum_{k=0}^{K_C-1} r(k) \cdot r^*(k + K_C) = e^{-j2\pi\Delta f_C T_C} \cdot \sum_{k=0}^{K_C-1} |s(k)|^2, \quad (5.57)$$

wobei $T_C = K_C T_A$ die Dauer der Korrelation ist, die sinnvollerweise ganzzahlige Vielfache der nutzbaren Symboldauer T_U beträgt. Somit kann der Frequenzversatz wie folgt berechnet werden:

$$\Delta f_C = \frac{1}{2\pi T_C} \arg C_1^*. \quad (5.58)$$

Da der Eindeutigkeitsbereich von (5.58) auf das Intervall $[-\pi, \pi)$ beschränkt ist, wird mathematisch klar, warum mit den LTSs nur Trägerversätze geschätzt werden können, die betragsmäßig kleiner als ein halber Unterträgerabstand sind. Mit den verkürzten Trainingsymbolen, deren Länge gerade ein Viertel von T_U beträgt, erhält man für den Korrelationsausdruck:

$$C_{\frac{1}{4}} = \sum_{k=0}^{\frac{K_C}{4}-1} r(k) \cdot r^*\left(k + \frac{K_C}{4}\right) = e^{-j2\pi\Delta f_C T_A \cdot \frac{1}{4}} \sum_{k=0}^{\frac{K_C}{4}-1} |s(k)|^2, \quad (5.59)$$

wodurch sich die Schätzgleichung (5.58) für den Frequenzversatz in

$$\Delta f_C = \frac{4}{2\pi T_C} \arg C_{\frac{1}{4}}^* \quad (5.60)$$

umschreiben lässt. Nun kann ein Bereich von $\pm 2\Delta f_C$ eindeutig geschätzt werden. Im speziellen Fall von IEEE 802.11a und HIPERLAN/2 werden dadurch aber nur noch 16 statt 64 Abtastwerte für die Korrelation herangezogen, was zu einer verringerten Schätzgenauigkeit führt. Mit einem Rundungstrick [11] kann man die Schätzungen aus (5.58) und (5.60) kombinieren:

$$\Delta f_C = \frac{1}{T_C} \left[\frac{4}{2\pi} \arg C_{\frac{1}{4}}^* \right] + \frac{1}{2\pi T_C} \arg C_1^*. \quad (5.61)$$

Wie in [77] gezeigt wurde, sind die in den Standards vorgesehenen LTSs zu kurz für den Einsatz in einem Spectrum Pooling System, besonders in der Anwesenheit mehrfacher schmalbandiger Störung durch die Stammnutzer. Deshalb ist der Übergang zu modifizierten oder ganz neuen Verfahren unumgänglich.

5.2.2 Verfahren ohne Kenntnis des Belegungsvektors

In einem ersten Ansatz sollen die Verfahren der untersuchten WLAN-Systeme zur Synchronisation von Rahmen und Frequenz möglichst wenig verändert werden. Dabei sei *keine* Kenntnis der aktuellen Poolbelegung vorausgesetzt. Dies ist besonders wichtig für Mietnutzerstationen, die sich neu zu einem AP assoziieren wollen und somit noch kein Wissen über den gegenwärtigen Belegungsvektor haben können. Hierfür kommt eine Präambel zum Einsatz, die eine Folge *nicht* verkürzter Trainingsymbole enthält. Mit dieser Präambel muss es jedoch auch noch möglich

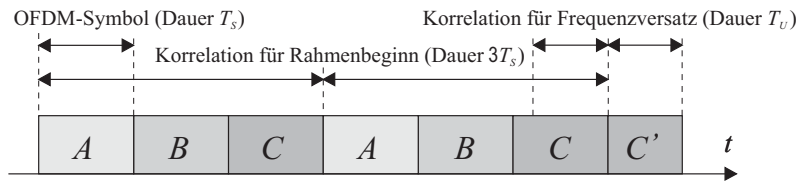


Bild 5.16 Prambele zur Synchronisation von Rahmen und Trägerfrequenz.

sein, den Frequenzversatz nach (5.58) zu schätzen, wozu zwei identische aufeinander folgende Symbole benötigt werden, die nicht durch ein Guard Intervall getrennt sind.

In Bild 5.16 ist der typische Aufbau einer solchen Prambele dargestellt. Sie besteht in diesem Beispiel aus drei sich wiederholenden OFDM-Symbolen A , B und C , die den Standards entsprechend jeweils 80 Abtastwerte umfassen. Der Wiederholung von A , B und C folgt das Symbol C' , das die Funktion eines LTSs zur Frequenzversatzschätzung übernimmt und daher nur 64 Abtastwerte enthält, die durch Kopie aus C gewonnen werden. Dabei müssen die verwendeten Symbole nicht durch eine reguläre OFDM-Modulation entstanden sein, da sie lediglich als Abtastwerte durch den Korrelator aus Bild 5.15 geschoben werden. Einzig die Zahl der zu korrelierenden Abtastwerte muss bekannt sein, um die passende Verzögerung einzustellen.

Die Nutzung dieser Methode in einem Spectrum Pooling Szenario hat den Nachteil, dass mit zunehmender Poolauslastung r immer mehr Störanteile am Empfangssignal von zugreifenden Stammnutzern eingebracht werden und sich daher das *Signal to Interference Ratio* (SIR) für die Korrelation verschlechtert. Bild 5.17 zeigt diesen Effekt sehr deutlich. In diesem Beispiel kam die Prambele aus Bild 5.16 mit drei OFDM-Symbolen Korrelationslänge – sprich $K_C = 240$ – zum Einsatz. Die mittlere Sendeleistung der Stammnutzer lag dabei um 3 dB höher als die mittlere Sendeleistung der Mietnutzer ($\Delta P = 3$ dB) bei einer Poolauslastung von $r = 0,1$ bzw. $r = 0,7$. Das untersuchte Mietnutzersystem selbst arbeitete bei einem SNR von 20 dB.

Mit Hilfe dieser Korrelatorausgangswerte müssen nun zwei Aufgaben durchgeführt werden. Zum einen ist der Empfang einer regulären Prambele zu detektieren, was beispielsweise mit einem einfachen Schwellwertvergleich am Korrelatorausgang geschehen kann. Dies wird jedoch mit zunehmender Poolauslastung immer schwieriger, da sich die Korrelationsspitze für große r immer weiter absenkt. Zum anderen muss der genaue Beginn eines Rahmens geschätzt werden. Hierzu muss die exakte zeitliche Lage der Korrelationsspitze bestimmt werden. Dies kann mit dem Verlauf

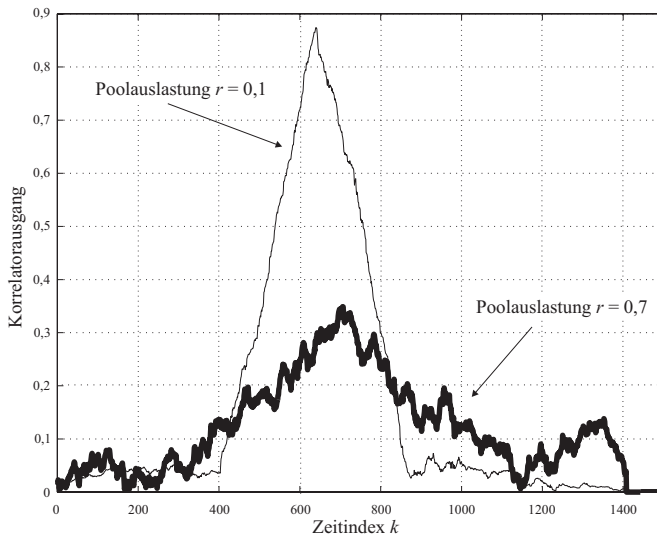


Bild 5.17 Korrelatorausgang für $K_C = 240$ und $r = 0,1$ bzw. $r = 0,7$.

der Kurve für $r = 0,1$ aus Bild 5.17 relativ leicht erreicht werden, da das Korrelationsdreieck eine saubere Spitze ausbildet. Bei einer Poolauslastung von $r = 0,7$ ist das Korrelationsdreieck deutlich flacher und stark verrauscht, was die Bestimmung der Lage der Spitze erschwert, so dass sich der Fehler bei der Schätzung des Rahmenbeginns vergrößert. Dieser Schätzfehler ist jedoch sehr kritisch in einem OFDM-System, da ein zeitlicher Versatz zum tatsächlichen Rahmenbeginn das effektive Guard Intervall verkürzt und ISI auftreten kann. Bild 5.18 zeigt, wie eine Vergrößerung der Korrelationslänge von $K_C = 240$ auf $K_C = 640$ (acht OFDM-Symbole) die Korrelationskurve unter sonst identischen Bedingungen verbessern kann.

Im Folgenden wird untersucht, wie sich die Korrelationslänge K_C , die Poolauslastung r und das Sendeleistungsverhältnis ΔP auf verschiedene Anforderungen an die Zeit- und Rahmensynchronisation auswirken. Bild 5.19 zeigt die simulativ ermittelte Rate der empfangenen Rahmen, deren Beginn auf ± 8 Abtastwerte genau geschätzt wurde, so dass das Guard Intervall von 16 Abtastwerten eingehalten werden kann. Es ist zu erkennen, dass die Empfangsrate sehr schnell mit steigender Poolauslastung sinkt, was sich besonders bei hohen Stammnutzersendeleistungen äußert. Dem kann jedoch entgegengewirkt werden, indem die Korrelationslänge

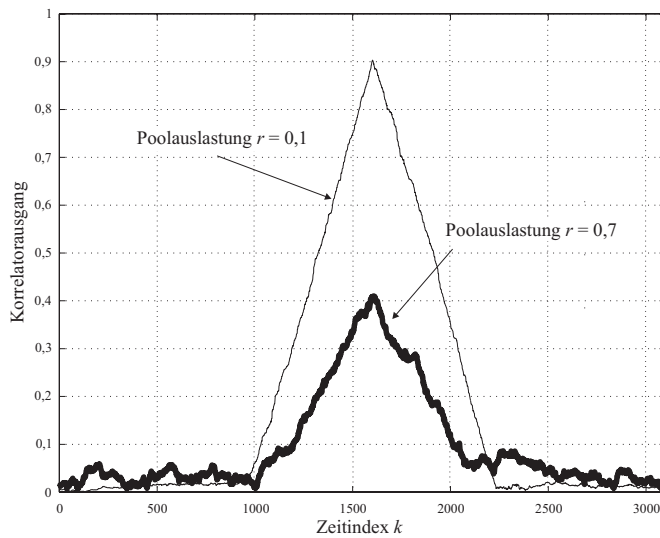


Bild 5.18 Korrelatorausgang für $K_C = 640$ und $r = 0,1$ bzw. $r = 0,7$.

vergrößert wird. Allerdings ist der Gewinn durch diese Maßnahme im Vergleich zum steigenden Aufwand und zur größeren Verzögerung eher gering.

In den Bildern 5.20 und 5.21 ist der Einfluss von r und ΔP auf die Standardabweichung des Fehlers bei der Rahmenbeginn- bzw. Frequenzversatzschätzung dargestellt. Es ist ersichtlich, dass bei einem um 6 dB leistungsstärkeren Stammnutzersystem zufrieden stellende Ergebnisse nur für Poolauslastungen bis $r = 0,4$ erreichbar sind. Wird die Standardabweichung der Schätzung des Rahmenbeginns größer als acht Abtastwerte, so wird die Übertragung der auf die Präambel folgenden Datensymbole durch die eintretende ISI schwer gestört. Dieser negative Effekt kann nur durch die Verlängerung der Korrelation in gewissen Grenzen wettgemacht werden, wie in Bild 5.20 zu sehen ist. Standardabweichungen der Frequenzversatzschätzung von mehr als 15 kHz sind bei einem Unterträgerabstand von $\Delta f = 312,5$ kHz nicht mehr akzeptabel, da hierdurch die Orthogonalität der Unterträger zerstört wird und starke ICI auftritt. Bild 5.21 zeigt die Standardabweichung der Frequenzversatzschätzung für verschiedene ΔP und K_C .

Insgesamt lässt sich sagen, dass in stark belegten Spectrum Pools die Leistungsfähigkeit der Synchronisationsverfahren ohne Kenntnis des Belegungsvektors beschränkt ist, weshalb die vorgestellten Verfahren nur dann zum Einsatz kommen

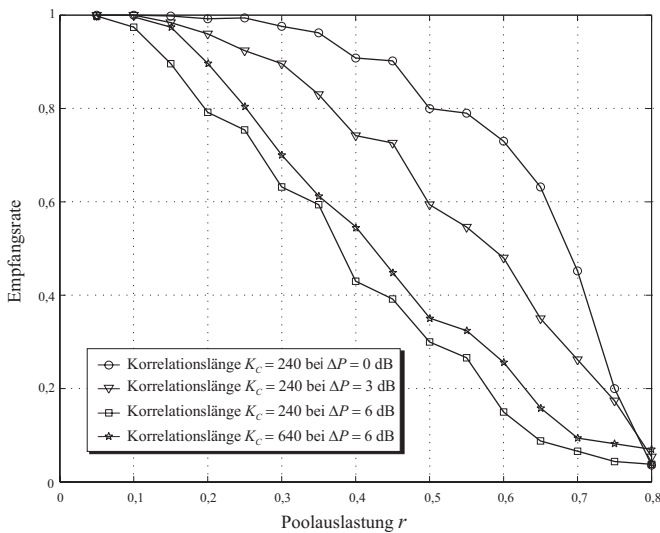


Bild 5.19 Anteil korrekt detektierter Rahmen als Funktion der Poolauslastung r .

sollten, wenn eine Mietnutzerstation sich neu zu einem AP assoziieren möchte. Hierfür ist es völlig ausreichend, wenn der AP in größeren zeitlichen Abständen (z.B. 10 ms) die in diesem Abschnitt eingeführten Präambeln sendet. Niedrige Empfangsraten von 50% und weniger wären für den Zweck der Assoziation zufrieden stellend, da ein solcher Vorgang nicht notwendigerweise im ersten Versuch gelingen muss. Für eine Datenübertragung im regulären Betrieb ist die Leistung dieser Methoden jedoch inakzeptabel, weshalb es neuer Verfahren bedarf, die das Wissen über den Belegungsvektor ausnutzen.

5.2.3 Verfahren mit Kenntnis des Belegungsvektors

Falls der Belegungsvektor in der Mietnutzerstation bekannt ist, ergeben sich völlig neue Möglichkeiten, der mehrfachen Schmalbandinterferenz durch die Stammnutzer zu begegnen, wie in diesem Abschnitt gezeigt wird. Der Belegungsvektor kann mit Hilfe der bisher vorgestellten Verfahren in den Assoziationspräambeln aus Abschnitt 5.2.2 an die Mietnutzerstationen übertragen werden. Da nun Synchronisationstechniken hergeleitet werden, die auf die speziellen Anforderungen eines Spectrum Pooling Systems im regulären Datenbetrieb zugeschnitten sind, soll

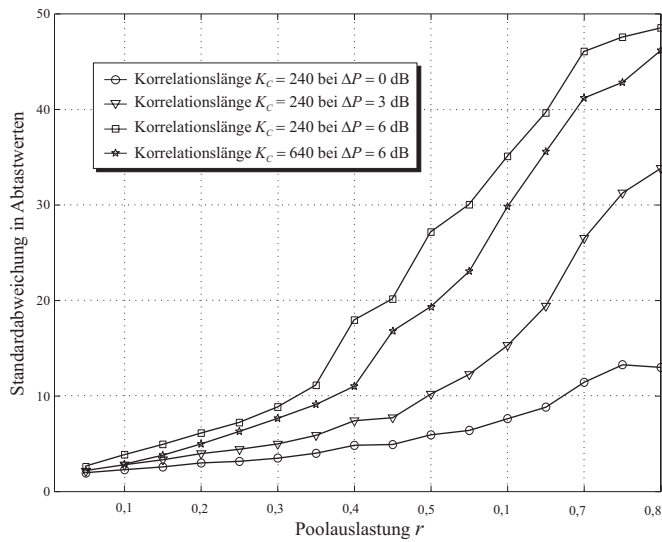


Bild 5.20 Standardabweichung der Schätzung des Rahmenbeginns als Funktion der Poolauslastung r .

zunächst ein weiterer notwendiger Schritt weg von den Verfahren aus den WLAN-Standards vorgenommen werden.

Ein gravierender Nachteil bei der Adaption der ursprünglichen Präambelkonzepte ist die größere Verzögerung und der Verlust von potenzieller Übertragungskapazität durch die Erhöhung der Präambeldauer. Diese kann bei den vorgestellten Verfahren leicht $50 \mu\text{s}$ überschreiten, was sich speziell bei IEEE 802.11a mit seinen überwiegend kurzen Datenpaketen [54, 55] negativ auswirkt.

Eine Möglichkeit die Präambellänge drastisch zu verkürzen, ist der Übergang von Korrelationsmethoden, die das empfangene Signal $r(k)$ mit seiner verzögerten Version $r(k + K_C)$ korrelieren, zu Verfahren, die das Empfangssignal mit dem ursprünglichen Sendesignal $s(k)$ korrelieren. Diese vorzugsweise pseudozufällige Sequenz in $s(k)$ muss dazu natürlich dem Empfänger bekannt sein. Bild 5.22 verdeutlicht die Struktur und Funktion dieser neuen Präambel. Der wiederholte Teil (C und C') dient weiterhin der Schätzung des Trägerfrequenzversatzes Δf_C nach (5.57), was systematisch notwendig ist, wie gleich gezeigt wird. Mathematisch

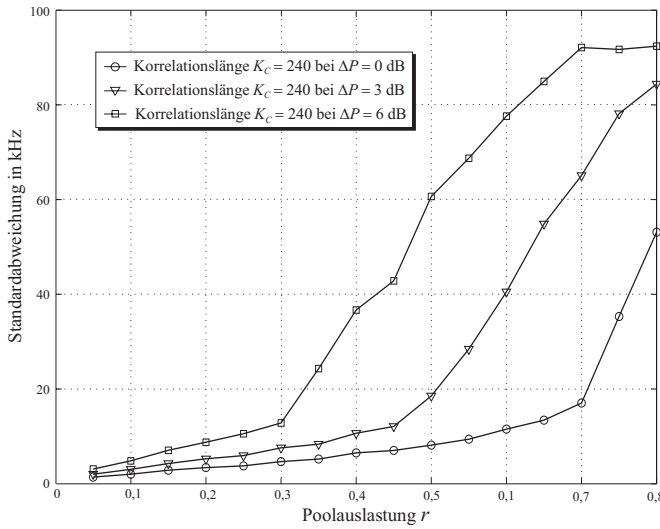


Bild 5.21 Standardabweichung der Schätzung des Frequenzversatzes als Funktion der Poolauslastung r .

kann dieser Ansatz durch

$$C_2 = \sum_{k=0}^{K_C-1} s(k) \cdot r^*(k) = e^{-j\varphi} \sum_{k=0}^{K_C-1} |s(k)|^2 e^{-j2\pi\Delta f_C T_A k} \quad (5.62)$$

beschrieben werden, wobei φ die Trägerphase beschreibt, deren Schätzung in Abschnitt 5.3 noch ausführlich beschrieben wird. Es ist zu erkennen, dass dieses Verfahren nicht zur Schätzung des Frequenzversatzes dienen kann. Ein großes Δf_C degradiert sogar den Spitzenwert der Korrelation in (5.62), da jeder komplexe Summand vor der Summation gedreht wird. Dies bewirkt, dass dieses Verfahren *nicht* zur beschriebenen Assoziation neuer Mietnutzerstationen genutzt werden kann, da während dieser Phase der Frequenzversatz noch zu groß sein kann. Zum Zweck der Assoziation muss also auf die im letzten Abschnitt beschriebenen Verfahren zurückgegriffen werden. Die Schätzung des Rahmenbeginns kann nun durch die Betragsbildung

$$|C_2| = \left| \sum_{k=0}^{K_C-1} |s(k)|^2 \cdot e^{-j2\pi\Delta f_C T_A k} \right| \quad (5.63)$$

und eine nachfolgende Maximumsuche realisiert werden. Sind die Korrelationseigenschaften der in der Präambel verwendeten Pseudozufallssequenz günstig gewählt, so entwickelt (5.63) eine sehr scharfe Spitze beim exakten Rahmenbeginn, was eine erheblich präzisere Maximumsuche zulässt als die dreiecksförmige Gestalt der Korrelation aus den Bildern 5.17 und 5.18.

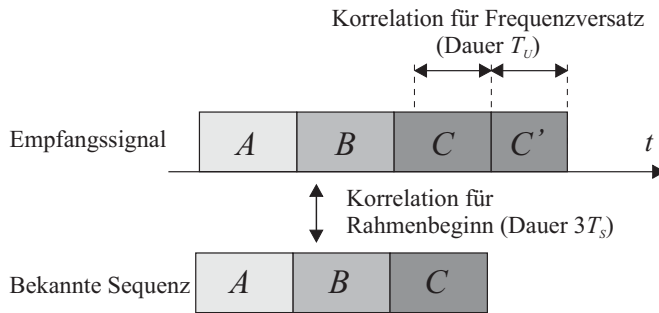


Bild 5.22 Struktur der Präambel zur Korrelation mit Pseudozufallssequenzen.

Weiterhin kann die Synchronisation aber durch die Kenntnis des Belegungsvektors verbessert werden. Der Grund für die mangelhaften Ergebnisse aus Abschnitt 5.2.2 ist die mehrfache schmalbandige Interferenz der Stammnutzer. Um die Synchronisationsgüte sowohl für den Rahmenbeginn als auch für die Trägerfrequenz nachhaltig zu erhöhen, muss diese Interferenz aus dem Empfangssignal herausgefiltert werden. Dies kann mit einem adaptiven FIR-Filter geschehen, dessen Frequenzverlauf sich am aktuellen Systembelegungsvektor orientiert. Die Filterkoeffizienten können dabei mittels der ohnehin im OFDM-Empfänger vorhandenen IFFT berechnet werden. Hierzu wird der negierte Belegungsvektor $\bar{\mathbf{w}}(k)$ als frequenzdiskrete Übertragungsfunktion des adaptiven Vorfilters interpretiert. Diese wird der IFFT-Operation zugeführt und in den Zeitbereich transformiert. Die ausgegebenen Zeitabstastwerte dienen dann als Filterkoeffizienten, wie in [45] ausführlich beschrieben ist.

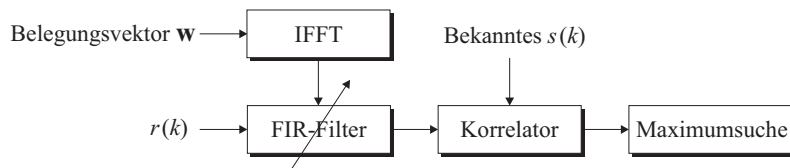


Bild 5.23 Struktur der Rahmensynchronisation mit adaptivem Vorfilter.

Ein Funktionsblockbild dieses Verfahrens ist in Bild 5.23 dargestellt. Das FIR-Filter arbeitet dabei wie eine spektrale Sequenz von adaptiven Bandsperren und Bandpässen. Diese Filterung kann auch im Sender eingesetzt werden, um Störungen der Stammnutzer während der Präambelübertragung zu vermeiden. Durch die Filterung werden allerdings nicht nur die Interferenzen durch die Stammnutzer, sondern auch spektrale Nutzanteile der zur Korrelation herangezogenen Pseudozufallssequenzen unterdrückt, was zu einer Degradation der Synchronisationsgüte führt. Der Gewinn durch die Interferenzunterdrückung überwiegt aber bei weitem den Verlust durch die Filterung des Nutzsignals. Dies zahlt sich vor allem bei Stammmnutzersystemen mit starker mittlerer Sendeleistung aus, wie Simulationen zeigen, deren Ergebnisse in den Bildern 5.24 und 5.25 zu sehen sind.

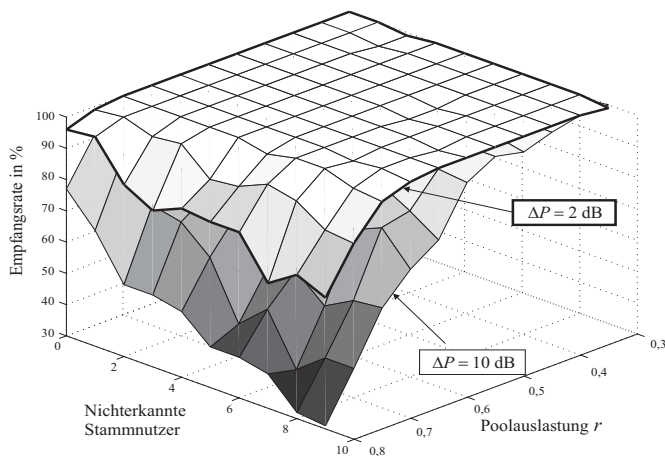


Bild 5.24 Standardabweichung für die Schätzung des Rahmenbeginns.

Durch die vorgestellte Filterung kann das Empfangssignal in der Mietnutzerstation jedoch nicht von sämtlichen schmalbandigen Interferenzen befreit werden. Dies hat zwei Gründe. Erstens ist die Detektion der Stammmutzer an sich nicht perfekt und kann zu Fehlentscheidungen führen, wie in Abschnitt 5.1.2 gezeigt wurde. Zweitens können Stammmutzer nach dem letzten Detektionszyklus zugreifen und somit noch keine Berücksichtigung im Systembelegungsvektor finden. Beides führt dazu, dass die Filterübertragungsfunktion nicht optimal an die tatsächliche aktuelle Belegungssituation im Pool angepasst ist. Bild 5.24 zeigt den Einfluss der nicht-erkannten Stammmutzer und der Poolauslastung auf die Empfangsrate. Analog zu Bild 5.19 wurde ein korrekter Empfang gewertet, wenn der absolute Schätzfehler

des Rahmenbeginns kleiner als acht Abtastwerte war. Die obere Kurve (dicke Umrandung) wurde dabei mit einem Sendeleistungsverhältnis von $\Delta P = 2$ dB und einem Frequenzversatz von $\Delta f_C = -40$ kHz aufgenommen. Dieser große Frequenzversatz wurde in einer Worst Case Annahme gewählt, um die daraus folgende Verschlechterung der Rahmensynchronisation nach (5.62) zu berücksichtigen. Die untere Kurve (dünne Umrandung) wurde mit den Parametern $\Delta P = 10$ dB und $\Delta f_C = 40$ kHz simuliert. Die erhaltene Kurve demonstriert die Überlegenheit des Korrelationsverfahrens nach (5.62) in Verbindung mit der adaptiven Filtertechnik. Die Kurve bei $\Delta P = 2$ dB liefert über weite Bereiche vorzügliche Empfangsraten. Sogar bei einer sehr hohen Poolauslastung von $r = 0,8$ und einem nichterkannten Stammnutzer werden noch über 90% aller Rahmen korrekt empfangen.

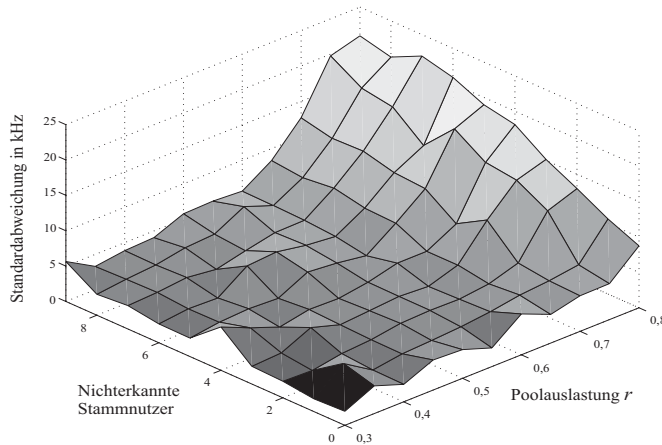


Bild 5.25 Standardabweichung für die Schätzung des Trägerversatzes Δf_C .

In Bild 5.25 sind die Ergebnisse für die Schätzung des Trägerversatzes dargestellt. Die Simulationen wurden dabei mit $\Delta P = 3$ dB und $\text{SNR} = 20$ dB durchgeführt. Sehr gute Resultate wurden dabei bis zu einer Poolauslastung von $r = 0,7$ erreicht. Vergleicht man Bild 5.21 mit Bild 5.25, so wird ersichtlich, dass die Standardabweichung bei der Schätzung des Trägerversatzes durch die Einführung der adaptiven Interferenzunterdrückung mehr als halbiert werden konnte. Nimmt man den Schätzfehler als normalverteilt an, so ergibt sich eine 80%-ige Sicherheit, dass der verbleibende Frequenzversatz bis zu einer Poolauslastung von $r = 0,8$ und zwei nichterkannten Stammnutzern 6 kHz nicht überschreitet. Dies entspricht 2% des Unterträgerabstandes, wodurch die Orthogonalität des OFDM-Signals weitgehend intakt bleibt [26] und ICI vernachlässigt werden kann.

5.3 Kanalschätzung im Mietnutzersystem

Wie in Abschnitt 3.1 gezeigt wurde, setzt sich das Empfangssignal in einem Mobilfunksystem aus mehreren zeitverschobenen Versionen des Sendesignals zusammen, die jeweils in der Amplitude gedämpft und der Phase verschoben sind. Um das empfangene Signal richtig detektieren zu können, müssen im Empfänger geeignete Maßnahmen ergriffen werden, um die Verzerrungen des Mobilfunkkanals weitestgehend zu kompensieren. Hierzu ist Kenntnis über die zeitvariante Kanalimpulsantwort $h(\tau, t)$ bzw. die zeitvariante Kanalübertragungsfunktion $H(f, t)$ notwendig, die unter dem Einfluss von Rauschen und Interferenzen geschätzt werden muss.

5.3.1 Kanalschätzung in OFDM-Systemen

In OFDM-Systemen kann bei geschickter Wahl des Guard Intervalls keine ISI durch den Mobilfunkkanal auftreten (s. Abschnitt 2.1.2). Der Kanal ist dennoch frequenzselektiv, d.h. jeder einzelne OFDM-Unterträger l erfährt eine zunächst noch unbekannte multiplikative Dämpfung $H(k, l)$, wodurch sich bei OFDM-Systemen eine Kanalschätzung im Frequenzbereich anbietet. Dabei muss vorausgesetzt werden, dass sich der Mobilfunkkanal während eines OFDM-Symbols und zwischen zwei OFDM-Unterträgern nicht signifikant ändert ($T_{\text{koh}} \gg T_S$ bzw. $B_{\text{koh}} \gg \Delta f$). Beide Forderungen sind in den untersuchten WLAN-Systemen für die betrachteten Delay Spreads ($\tau_{\text{DS}} < 0,5 \mu\text{s}$) und Teilnehmergegeschwindigkeiten ($v < 10 \text{ m/s}$) erfüllt. Mit diesen Annahmen ist es möglich, den Einfluss des Kanals auf einen OFDM-Unterträger durch eine einzige komplexe Multiplikation mit dem Kehrwert des Kanalübertragungskoeffizienten $H(k, l)$ rückgängig zu machen.

Um die Kanalübertragungskoeffizienten $H(k, l)$ schätzen zu können, müssen die gesendeten Datensymbole an den Stützstellen der Schätzung bekannt sein. Bei den untersuchten WLAN-Systemen bieten sich hierzu die LTSs und die Piloten auf den OFDM-Unterträgern -21, -7, 7 und 21 an. Leider ist der spektrale Abstand der Pilotträger beim Systemdesign zu groß gewählt worden, um der Frequenzselektivität des Kanals gerecht zu werden. Nach dem SHANNONSchen Abtasttheorem müssen für die ΔK und ΔL der Pilotsymbole in Zeit- bzw. Frequenzrichtung die Bedingungen $\Delta K \leq (\tau_{\text{DS}} \Delta f)^{-1}$ und $\Delta L \leq (f_{D_{\text{max}}} T_S)^{-1}$ erfüllt sein [64]. Mit den Systemparametern von IEEE 802.11a bzw. HIPERLAN/2 ergeben sich für $v = 10 \text{ m/s}$ und $\tau_{\text{DS}} = 0,5 \mu\text{s}$ die Werte $\Delta K = 6$ und $\Delta L = 188$, woraus ersichtlich wird, dass die Pilotträger gemäß des Standards nicht übernommen werden können. Ein einfaches Ausblenden der Pilotträger durch eine Kanalschätzung, welche nur die

LTSs berücksichtigt, führt unter den erschwerenden Bedingungen eines Spectrum Pooling Umfeldes zu starken Leistungseinbußen, wie spätere Simulationsergebnisse zeigen. Somit muss eine gegenüber dem Standard veränderte Positionierung der Pilotsymbole durchgeführt werden.

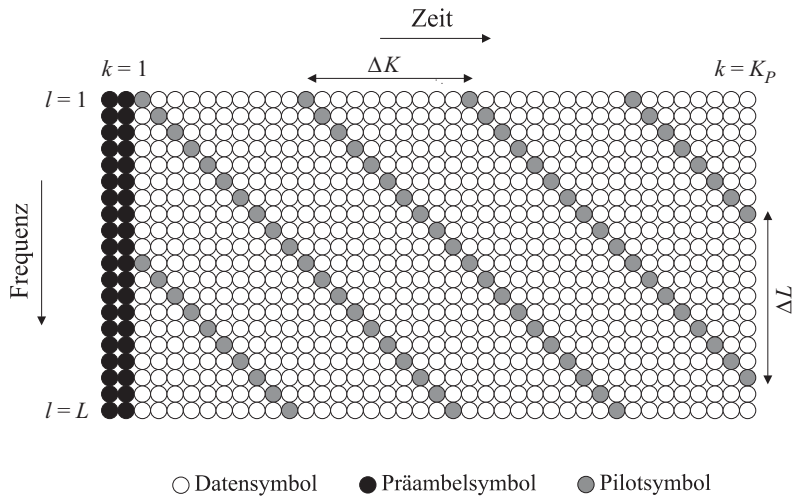


Bild 5.26 Datenpaket mit Präambel und diagonalen Pilotsymbolen.

Einige wissenschaftliche Untersuchungen haben sich mit dem Positionierungsproblem beschäftigt [12, 23], ohne jedoch ein analytisches Verfahren herleiten zu können, das einen Zusammenhang zwischen der Position der Pilotsymbole und der Bitfehlerrate (*Bit Error Rate*, BER) herstellt. Es zeigte sich in den oben genannten Veröffentlichungen jedoch, dass eine empirisch gefundene Konstellation diagonal ausgerichteter Pilotsymbole die besten Ergebnisse erzielt. Dieses Pilotmuster ist in Bild 5.26 für ein Datenpaket aus K_P OFDM-Symbolen der Breite L veranschaulicht, wobei die ersten beiden OFDM-Symbole entsprechend IEEE 802.11a als Präambel fungieren. Die Parameter ΔK und ΔL beschreiben die Abstände der diagonalen Pilotsymbole in Zeit- bzw. Frequenzrichtung.

Unter der getroffenen Annahme $B_{\text{koh}} \gg \Delta f$ kann die Übertragung in einem OFDM-System durch ein System paralleler GAUSS-Kanäle modelliert werden, wie Bild 5.27 veranschaulicht. Dieses Systemmodell geht von einer Drehstreckung des l -ten Unterträgers mit dem komplexwertigen Kanalkoeffizienten $h_l = H(k, l)$ für einen festen Zeitindex k und einer additiven weißen GAUSSschen Störung n_l aus. Somit kann für die Übertragung der N_P Pilotsymbole des LK_P Symbole umfas-

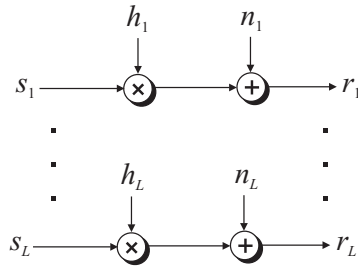


Bild 5.27 Systemmodell paralleler GAUSS-Kanäle.

senden Datenpaketes die Matrixnotation

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_P} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & p_{N_P} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_{N_P} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_P} \end{pmatrix} \quad (5.64)$$

angegeben werden oder in Kurzform ausgedrückt:

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}\mathbf{h}_P + \mathbf{n}, \quad (5.65)$$

wobei \mathbf{r} , \mathbf{h}_P und \mathbf{n} den Empfangsvektor, den Vektor der Kanalkoeffizienten an den Pilotstellen bzw. den Rauschvektor darstellen. Die Matrix \mathbf{P} hat Diagonalgestalt und enthält die gesendeten Pilotsymbole p_n .

Ausgehend von diesem linearen Systemmodell lässt sich die *Zero Forcing* (ZF) Kanalschätzung durch die Minimierung des quadratischen Gütemaßes

$$Q_{ZF} = (\mathbf{r} - \mathbf{P}\hat{\mathbf{h}}_{ZF})^H (\mathbf{r} - \mathbf{P}\hat{\mathbf{h}}_{ZF}) \stackrel{!}{=} \min \quad (5.66)$$

herleiten, wobei $\hat{\mathbf{h}}_{ZF}$ die ZF-Schätzung von \mathbf{h}_P beschreibt. Q_{ZF} kann dabei zum absoluten Minimum gemacht werden, wenn

$$\hat{\mathbf{h}}_{ZF} = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{r} = \left(\frac{r_1}{p_1}, \frac{r_2}{p_2}, \dots, \frac{r_{N_P}}{p_{N_P}} \right)^T \quad (5.67)$$

gilt. Mit diesem Verfahren erhält man also einen sehr einfach zu realisierenden Schätzer, bei dem zur Gewinnung der Schätzung für jede Pilotstelle nur eine komplexe Division durchgeführt werden muss. Weiterhin benötigt diese Methode bis

auf die gesendeten Pilotsymbole keine weitere a priori Information. Jedoch erhält man auf diese Weise nur eine Schätzung der Kanalkoeffizienten an den Pilotstellen. Für die Kanalschätzung an den Stellen der Nutzdaten werden somit Interpolationsverfahren nötig. Ein weiterer Nachteil dieses Verfahrens ist die inhärente Rauschverstärkung an den Stellen mit kleinen Kanalkoeffizienten ($|h_n| \rightarrow 0$), was die ohnehin schon schwierige Störsituation in einem Spectrum Pooling Umfeld noch weiter verschlechtert.

Eine Erweiterung und Verbesserung der ZF-Schätzung kann dadurch erreicht werden, dass man die Korrelationseigenschaften der Kanalkoeffizienten $H(k, l)$, die in Abschnitt 3.2 beschrieben wurden, geschickt ausnutzt, wie dies im Minimum Mean Square Error (MMSE) Schätzer realisiert ist. Bei der Schätzung nach dem MMSE-Prinzip handelt es sich um ein lineares Schätzverfahren, da sich der Schätzvektor $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}}$ als Linearkombination des Empfangsvektors \mathbf{r} darstellen lässt:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{M}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}} = \mathbf{M}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{r}. \quad (5.68)$$

Dieser Zusammenhang mit der ZF-Schätzung über die Matrix \mathbf{M} vereinfacht die weitere Notation und verdeutlicht die Verbesserung durch den MMSE-Ansatz. Bei der MMSE-Schätzung wird nicht der quadratische Fehler des Empfangssignals minimiert, sondern der Erwartungswert des quadratischen Schätzfehlers. Das zu minimierende Gütemaß lautet demnach:

$$Q_{\text{MMSE}} = E \left\{ (\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} - \mathbf{h}_{\text{P}})^H (\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} - \mathbf{h}_{\text{P}}) \right\} \stackrel{!}{=} \min. \quad (5.69)$$

Unter der Annahme GAUSSscher Störungen lässt sich zeigen, dass der lineare Ansatz aus (5.68) das Gütemaß Q_{MMSE} bei richtiger Wahl von \mathbf{M} minimiert [56], d.h. es existiert kein nichtlineares System, das ein besseres Schätzergebnis liefert kann. Nach dem GAUSS-MARKOFF-Theorem [35] ergibt sich die Schätzvorschrift:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} \mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}}^{-1} \mathbf{P}^{-1}\mathbf{r}, \quad (5.70)$$

wobei $\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} = E\{\mathbf{h}_{\text{P}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}^H\}$ und $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} = E\{\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}^H\}$ gilt. Löst man (5.65) nach $\mathbf{P}^{-1}\mathbf{r}$ auf und setzt dies in die Erwartungswerte für die Korrelationsmatrizen in (5.70) ein, so erhält man:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} &= E \left\{ \mathbf{h}_{\text{P}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}^H \right\} = E \left\{ \mathbf{h}_{\text{P}}(\mathbf{h}_{\text{P}} + \mathbf{P}^{-1}\mathbf{n})^H \right\} \\ &= \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} + \underbrace{\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{n}}}_{=0} (\mathbf{P}^{-1})^H = \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} \end{aligned} \quad (5.71)$$

und

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} &= \text{E} \left\{ \hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}} \hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}^H \right\} = \text{E} \left\{ (\mathbf{h}_{\text{P}} + \mathbf{P}^{-1}\mathbf{n})(\mathbf{h}_{\text{P}} + \mathbf{P}^{-1}\mathbf{n})^H \right\} \quad (5.72) \\
&= \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} + (\mathbf{P}^{-1})^H \underbrace{\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{n}}}_{=0} + \underbrace{\mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{h}_{\text{P}}}}_{=0} \mathbf{P}^{-1} + (\mathbf{P}^{-1})^H \mathbf{R}_{\mathbf{nn}} \mathbf{P}^{-1} \\
&= \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} + (\mathbf{P}^{-1})^H \mathbf{R}_{\mathbf{nn}} \mathbf{P}^{-1}.
\end{aligned}$$

Mit diesen Ergebnissen und den beiden Identitäten $(\mathbf{P}^{-1})^H \mathbf{P}^{-1} = (\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1}$ bzw. $\mathbf{R}_{\mathbf{nn}} = \sigma_N^2 \mathbf{I}$ lässt sich (5.70) zu

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} (\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} + \sigma_N^2 (\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1})^{-1} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{r} \quad (5.73)$$

umformen. Nach [17] kann $(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1}$ in guter Näherung durch dessen Erwartungswert $\text{E}\{(\mathbf{P}\mathbf{P}^H)^{-1}\} = \text{E}\{|1/p_n|^2\}$ ersetzt werden. Definiert man das mittlere SNR zu $\text{E}\{|p_n|^2\}/\sigma_N^2$, so erhält man als Schätzvorschrift:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} (\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} + \frac{\gamma}{\text{SNR}} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{r} = \mathbf{M}\mathbf{P}^{-1} \mathbf{r}, \quad (5.74)$$

wobei der Koeffizient $\gamma = \text{E}\{|p_n|^2\} \text{E}\{|1/p_n|^2\}$ vom verwendeten Modulationsverfahren abhängt (z.B. $\gamma = 1$ für BPSK oder $\gamma = 17/9$ für 16-QAM [17]). Die an dieser Stelle notwendige Interpolation lässt sich vermeiden, wenn man einen Vorteil der linearen Schätzeinrichtung ausnutzt: Die Vektoren $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}}$ und $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}$ aus der Schätzvorschrift (5.74) müssen nicht zwangsläufig die gleichen Dimensionen haben. Solange eine Kreuzkorrelationsmatrix $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} = \text{E}\{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}^H\}$ angebar ist, können auch Kanalkoeffizienten im Vektor \mathbf{h} geschätzt werden, die *nicht* auf einer der N_P Pilotstellen liegen, sondern auf allen LK_P Symbolen des betrachteten Datenpaketes. Mit

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_{\mathbf{h}\hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}} &= \text{E} \left\{ \mathbf{h} \hat{\mathbf{h}}_{\text{ZF}}^H \right\} = \text{E} \left\{ \mathbf{h} (\mathbf{h}_{\text{P}} + \mathbf{P}^{-1}\mathbf{n})^H \right\} \quad (5.75) \\
&= \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}_{\text{P}}} + \underbrace{\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{n}}}_{=0} (\mathbf{P}^{-1})^H = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}_{\text{P}}},
\end{aligned}$$

kann der erweiterte LK_P -dimensionale Schätz- und Interpolationsvektor $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}}$ durch

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}_{\text{P}}} (\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}} + \frac{\gamma}{\text{SNR}} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{r} = \mathbf{M}\mathbf{P}^{-1} \mathbf{r}, \quad (5.76)$$

beschrieben werden, wobei sich die Koeffizienten der Matrizen $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}_{\text{P}}}$ und $\mathbf{R}_{\mathbf{h}_{\text{P}}\mathbf{h}_{\text{P}}}$ mit Hilfe von (3.24) berechnen lassen.

5.3.2 Statische und adaptive Pilotsequenzen

Da die in den betrachteten Standards vorgesehenen Pilotträger wegen der angesprochenen Schwächen bei der Abtastung nicht eingesetzt werden können, müssen neue Pilotkonzepte für den Einsatz in Spectrum Pooling Systemen entwickelt werden. Ein weiterer Grund hierfür ist die Tatsache, dass durch den Zugriff der Stammnutzer die Pilotstellen in den belegten Teilbändern nicht mehr verwendet werden dürfen. Darüber hinaus stören nichterkannte Stammnutzer die Übertragung auf den betroffenen Pilotstellen erheblich. Die Nichtentdeckungswahrscheinlichkeit $1 - P_E$ und die Aktivität der Stammnutzer haben also einen beträchtlichen Einfluss auf die Kanalschätzung im Mietnutzersystem. Diese Randbedingungen stellen harte Anforderungen an den Entwurf von Pilotkonzepten. Im Folgenden werden vier verschiedene Verfahren untersucht, die auf dem im vorangegangenen Abschnitt skizzierten diagonalen Pilotmuster beruhen.

- **Statisches Verfahren:**

In einer einfachsten Variante sollen zunächst die Piloten auf diagonalen Linien mit dem Frequenzabstand ΔL verteilt werden. Dies geschieht zunächst ohne Berücksichtigung des aktuellen Belegungsvektors. Pilotsymbole, die in von Stammnutzern belegte Teilbänder fallen, werden dann vor dem Senden ignoriert, um nicht mit den Stammnutzern zu interferieren. Somit ergibt sich eine statische Pilotsequenz, da die Positionen der Pilotsymbole nicht davon abhängen, welche der OFDM-Unterträger gerade durch Stammnutzer belegt sind. Bild 5.28a veranschaulicht diese Methode.

Durch das Spectrum Pooling Umfeld ändern sich jedoch die für das Mietnutzersystem verwendbaren OFDM-Unterträger ständig. Neben dem gerade vorgestellten statischen Verfahren sind auch adaptive Konzepte möglich, deren Ziel es ist, die Pilotsymbole in Anhängigkeit der aktuellen Stammnutzerkonstellation möglichst optimal zu verteilen. Drei Varianten dieser Kategorie werden im weiteren Verlauf untersucht.

- **Adaptives Verfahren 1:**

Beim ersten der entwickelten adaptiven Verfahren werden die Pilotstellen über sämtliche der 52 möglichen OFDM-Unterträger verteilt. Fällt eine Pilotstelle auf einen als belegt erkannten OFDM-Unterträger, so wird sie auf den nächstliegenden höheren Unterträger verschoben, wie in Bild 5.28b für $a = 4$ skizziert.

- **Adaptives Verfahren 2:**

Die Pilotstellen werden zunächst über sämtliche der 52 möglichen OFDM-Unterträger verteilt. Fällt eine Pilotstelle auf einen Unterträger, der als belegt erkannt wurde, so überprüft dieses Verfahren, ob der nächstliegende freie OFDM-Unterträger in Richtung niederer oder höherer Frequenzen liegt und positioniert die Pilotstelle dort. Diese Vorgehensweise ist in Bild 5.29a verdeutlicht. Der Vorteil dieser Variante ist, dass sie nicht zu einer so starken lokalen Häufung von Pilotstellen führt wie das erste adaptive Verfahren.

- **Adaptives Verfahren 3:**

Hierbei wird der Abstand zwischen den Pilotdiagonalen in Abhängigkeit der Poolauslastung variiert, wobei der Abstand $\Delta \tilde{K}$ immer kleiner ist als der ursprüngliche Abstand ΔK . Die Gesamtzahl N_P der Pilotstellen in einem Datenpaket wird jedoch gegenüber den anderen Verfahren nicht erhöht, wie Bild 5.29b zeigt.

Die adaptiven Verfahren zeichnen sich gegenüber dem statischen Verfahren dadurch aus, dass sie die Anzahl bzw. Dichte der Pilotstellen unabhängig von der Zahl der Stammnutzertzugriffe konstant halten können, was sich besonders in Spectrum Pools mit hoher Poolauslastung auszahlt.

5.3.3 Simulationsergebnisse

Sämtliche Simulationen zur Kanalschätzung wurden in einer modifizierten IEEE 802.11a Simulationsumgebung durchgeführt, wobei die Ergebnisse aufgrund der Identität der physikalischen Schichten auch für HIPERLAN/2 Gültigkeit besitzen. Als Kanalmodell kam der ländliche Kanal nach Anhang B.1 zum Einsatz, welcher in einem speziell für Paketübertragung geeigneten Verfahren implementiert wurde [73, 74]. Tabelle 5.2 stellt die wichtigsten Simulationsparameter zusammen.

Für die Übertragung wurde der Modus mit der niedrigsten Übertragungsrate gewählt (BPSK, $R = 1/2$). Die Zielgröße der vorgestellten Simulationen ist die BER. Die Ergebnisgraphen geben die Rohbitfehlerrate vor der Kanaldekodierung wieder. Der Stammnutzertzugriff wurde durch parallele POISSON-Prozesse in den einzelnen Stammnutzerteilbändern modelliert. Die Bedienrate μ wurde fix zu $\mu = 500 \text{ s}^{-1}$ gewählt, während die Ankunftsrate $\lambda = 250 \text{ s}^{-1}$ betrug, falls dies nicht anders angegeben ist. Durch die Wahl dieser beiden Parameter kann die Auslastung des Mietnutzertsystems eingestellt werden. In Abschnitt 6.1 wird noch sehr detailliert auf dieses Modell des Stammnutzertzugriffs eingegangen.

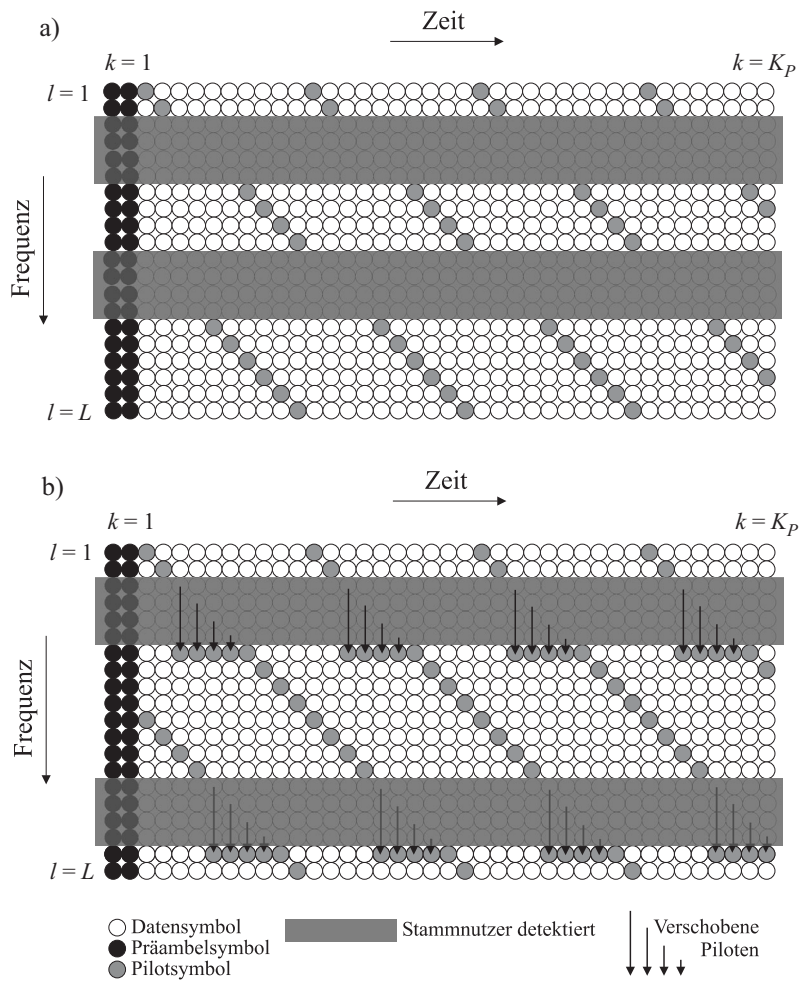


Bild 5.28 Pilotsequenzen beim statischen Verfahren bzw. beim adaptiven Verfahren 1.

In den derzeit auf dem Markt befindlichen Implementierungen von IEEE 802.11a wird die Kanalschätzung rein auf der Basis der LTS in der Präambel durchgeführt. Dass diese simple Vorgehensweise in einem Spectrum Pooling System nicht mehr ausreichend ist, zeigen die Ergebnisse in Bild 5.30. Hier ist das Verhalten einer reinen präambelbasierten Kanalschätzung und der vorgestellten statischen Pilot-

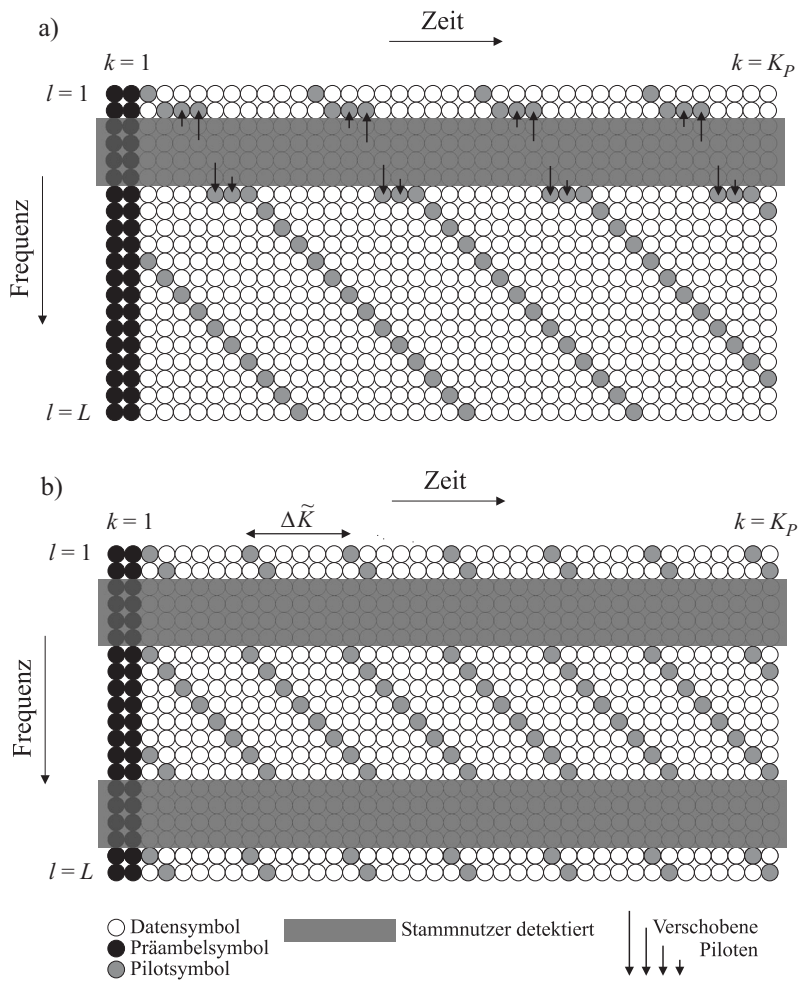


Bild 5.29 Pilotsequenzen bei den adaptiven Verfahren 2 und 3.

sequenz bezüglich der BER vergleichend gegenübergestellt, wobei die Ankunftsrate der Stammnutzer variiert wurde. Auf der Abszisse ist das SNR als Verhältnis der Bitenergie E_b und der Rauschleistungsdichte N_0 aufgetragen. In beiden betrachteten Fällen kam das MMSE-Verfahren aus (5.76) zur Schätzung und Interpolation der Kanalkoeffizienten $H(k, l)$ zum Einsatz. Der eingesetzte Pilotabstand

Parameter	Wert
Leistungsabstand zwischen Stamm- und Mietnutzersystem ΔP	0 dB
Teilnehmergeschwindigkeit v	10 m/s
OFDM-Unterträger pro Stammnutzerteilband a	4

Tabelle 5.2 Simulationsparameter.

betrug $\Delta K = \Delta L = 10$, was einen guten Kompromiss zwischen Leistung und Aufwand darstellt, wie Simulationen gezeigt haben. Somit entsteht nur 10% Overhead durch die diagonalen Pilotsequenzen verglichen mit 8% Overhead durch die in den Standards beschriebenen Pilotunterträger. Durch die Verwendung der diagonal angelegten Pilotsequenzen können gegenüber der rein präambelbasierten Kanalschätzung leicht Gewinne von 5 dB und mehr erzielt werden, wobei der Gewinn immer größer wird, je häufiger die Stammnutzer zugreifen.

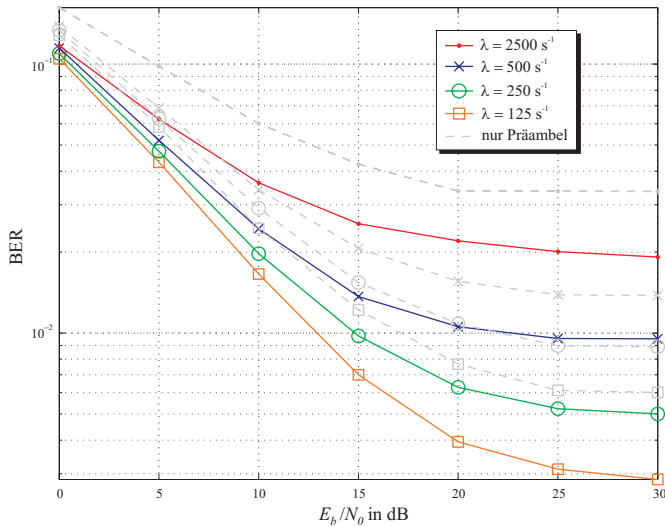


Bild 5.30 BER bei Verwendung der statischen Pilotsequenzen und Variation der Ankunftsrate λ für $P_E = 1$.

Die gleiche Tendenz lässt sich bezüglich der Entdeckungswahrscheinlichkeit P_E feststellen. Je häufiger die Stammnutzer nicht erkannt werden, desto größer wird der Gewinn beim Übergang von präambelbasierter Kanalschätzung zum statischen Verfahren mit diagonalen Pilotsequenzen, wie Bild 5.31 verdeutlicht. Hierbei ist

jedoch zu beachten, dass die Abhängigkeit der BER von P_E bei weitem nicht so stark ausgeprägt ist wie die Abhängigkeit von λ . Selbst für eine sehr geringe Entdeckungswahrscheinlichkeit von $P_E = 0,8$ ist lediglich ein Verlust von 2 dB gegenüber der angestrebten Entdeckungswahrscheinlichkeit von $P_E = 0,999$ zu verzeichnen.

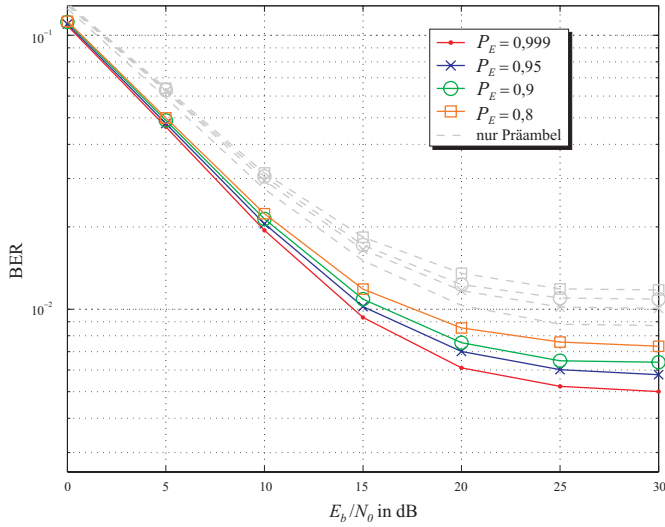


Bild 5.31 BER bei Verwendung der statischen Pilotsequenzen und Variation der Entdeckungswahrscheinlichkeit P_E für $\lambda = 0$.

Nun sollen die im vorangegangenen Abschnitt vorgestellten adaptiven Pilotsequenzen auf ihre Leistungsfähigkeit überprüft werden. Dazu zeigt Bild 5.32 die erreichbaren Bitfehlerkurven für die einzelnen Verfahren. Vergleicht man das Verfahren mit statischen Piloten, bei dem das Pilotmuster über alle 52 OFDM-Unterträger verteilt wird und danach belegte Piloten ausgeblendet werden (s. Bild 5.28a), mit dem ersten adaptiven Verfahren, bei dem belegte Pilotstellen auf den nächsthöheren freien Unterträger verschoben werden (s. Bild 5.28b), so zeigt sich, dass durch die adaptive Pilotanordnung dieser Methode ein Gewinn von ca. 0,5 dB erzielt werden kann.

Beim zweiten adaptiven Verfahren werden die belegten Pilotstellen gleichmäßiger auf die freien Unterträger verteilt (s. Bild 5.29a), was sich in einer geringfügigen Verbesserung um 0,1 dB gegenüber dem ersten adaptiven Verfahren niederschlägt. Trotzdem kommt es noch zu lokalen Häufungen von Pilotstellen, die sich nega-

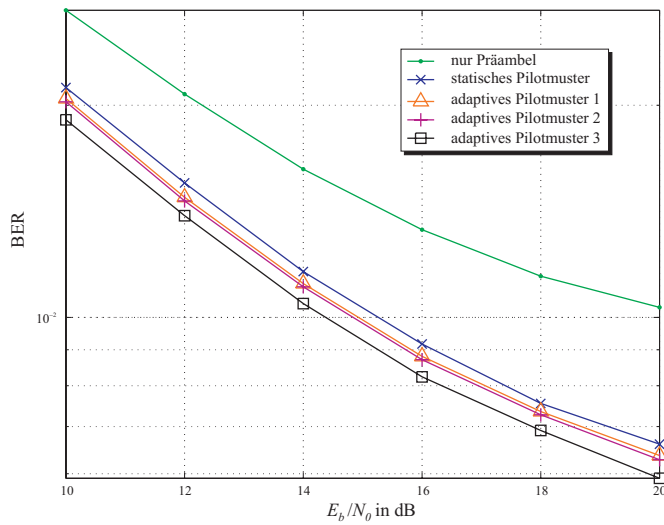


Bild 5.32 Vergleich der statischen und adaptiven Pilotsequenzen.

tiv auf die Kanalschätzung auswirken, da die Korrelation der Kanalkoeffizienten $H(k, l)$ in den Häufungspunkten sehr hoch ist, dazwischen jedoch Stützstellen fehlen, um die Interpolation besser durchführen zu können.

Abhilfe schafft hier das dritte adaptive Verfahren, bei dem sich eine regelmäßige diagonale Verteilung der Pilote durch eine Variation der Pilotabstände erreichen lässt (s. Bild 5.29b). In den Simulationsergebnissen zeigt diese Methode eine deutliche Verbesserung um weitere 0,5 dB gegenüber den beiden anderen adaptiven Verfahren, wie in Bild 5.32 dargestellt ist. Die Pilotanzahl bezogen auf ein Datenpaket bleibt dabei gegenüber den anderen Verfahren unverändert. Unter diesen vergleichbaren Randbedingungen erweist sich das dritte adaptive Verfahren also als die leistungsfähigste Technik.

Abschließend soll die erzielbare Verbesserung der Kanalschätzung durch dieses adaptive Verfahren gegenüber der reinen präambelbasierten Schätzung verdeutlicht werden. Hierzu ist zunächst in Bild 5.33 die Auswirkung verschiedener Ankunfts-raten der Stamnutzer auf die BER im Mietnutzersystem dargestellt (durchgezogene Linien). Es ist ersichtlich, dass die Verwendung der adaptiven Pilotsequenzen mit variablem $\Delta \tilde{L}$ im Vergleich mit der Kanalschätzung auf Präambelbasis selbst dann noch ein besseres Ergebnis bezüglich der BER liefert, wenn die Stamm-

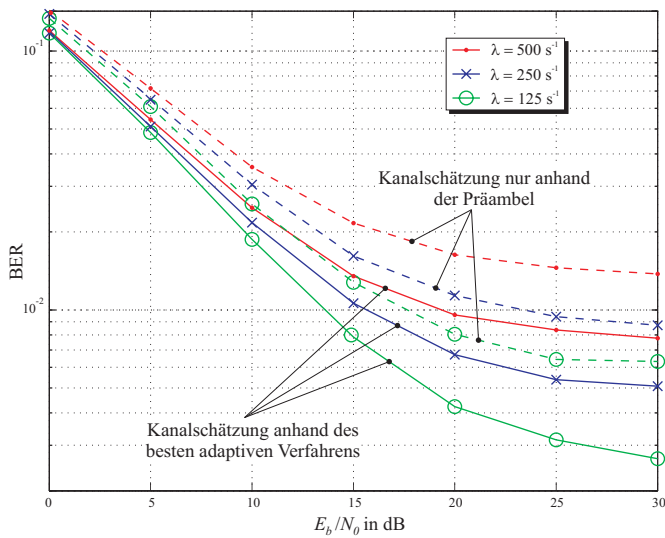


Bild 5.33 Vergleich zwischen präambelbasierter Kanalschätzung und dem leistungsfähigsten adaptiven Verfahren bei Variation von λ für $P_E = 1$.

nutzer doppelt so häufig zugreifen. Für den in Bild 5.34 dargestellten Vergleich bezüglich der Entdeckungswahrscheinlichkeit zeigt sich ein noch deutlicheres Ergebnis. Für das adaptive Verfahren liegen die Bitfehlerkurven selbst für die unzulässig niedrigen Entdeckungswahrscheinlichkeiten von $P_E = 0,95$ und $P_E = 0,9$ deutlich unter der Kurve der präambelbasierten Kanalschätzung für die angestrebte Entdeckungswahrscheinlichkeit von $P_E = 0,999$.

Die vorgestellten adaptiven Verfahren erzielen also eine deutlich höhere Leistungsfähigkeit in Bezug auf die BER als die reine Kanalschätzung anhand der LTSs in der Präambel oder anders ausgedrückt: Bei gleicher Leistung weisen die adaptiven Kanalschätzverfahren eine geringere Empfindlichkeit gegenüber der Variation der Stammnutzerrankunftsrate und der Unvollkommenheit der Detektion auf.

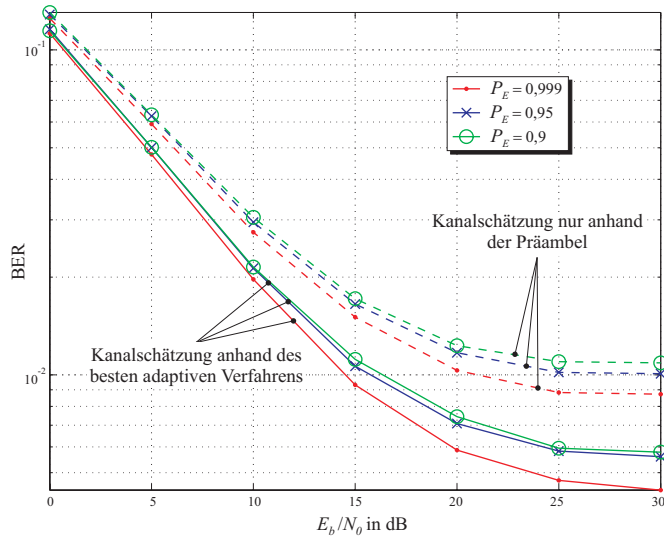


Bild 5.34 Vergleich zwischen präambelbasierter Kanalschätzung und dem leistungsfähigsten adaptiven Verfahren bei Variation von P_E für $\lambda = 0$.

5.4 Wechselseitige Interferenzen durch OFDM

Auch wenn Bild 2.10 eine perfekte spektrale Separation zwischen Stamm- und Mietnutzersystem bei der Verwendung von OFDM suggeriert, muss man bei genauerer Betrachtung feststellen, dass dieses Übertragungsverfahren dennoch Interferenzen zwischen beiden Systemen hervorruft. Ursache für diese wechselseitigen Störungen sind die FFT- und IFFT-Operationen im OFDM-Transceiver. Während des Empfangs stört sich das Mietnutzersystem durch die immanent durchgeführte Zeitfensterung des FFT-Eingangssignals gewissermaßen selbst. Beim Senden wiederum entstehen auf den einzelnen OFDM-Unterträgern Leistungsdichtespektren, deren Breite nicht beschränkt ist, wodurch selbst erkannte Stammnutzer gestört werden. Beide Effekte und mögliche Maßnahmen zu deren Unterdrückung werden im Weiteren untersucht.

5.4.1 Interferenzen zulasten des Stammnutzers

Die Interferenz durch das Mietnutzersystem auf die Stammnutzer wird durch die Nebenzipfel des OFDM-Sendesignals verursacht. Wie in Abschnitt 2.1.2 erläutert, setzt sich das Sendesignal aus orthogonal modulierten Rechteckimpulsen zusammen. Somit ergibt sich das Leistungsdichtespektrum des Sendesignals auf einem einzelnen OFDM-Unterträger zu [49]:

$$\Phi_{SS}(f) = A^2 T_S \left(\frac{\sin \pi f T_S}{\pi f T_S} \right)^2, \quad (5.77)$$

wobei A die Amplitude des Sendesignals beschreibt und sich die Symboldauer T_S aus dem nutzbarem Anteil T_U und dem Guard Intervall T_G zusammensetzt. Für die Zeitparameter der untersuchten WLAN-Systeme ist der Verlauf dieses Leistungsdichtespektrums in Bild 5.35 gezeichnet. Zunächst wird der Fall betrachtet, dass ein Stammnutzerteilband durch einen einzelnen OFDM-Unterträger aufgelöst wird ($a = 1$). Somit beträgt die Bandbreite eines Teilbandes gerade $\Delta f = 1/T_U$. Die mittlere relative Interferenzleistung $P_{M \rightarrow S}(n)$, die dabei in ein Stammnutzerteilband abgestrahlt wird, sei definiert als:

$$P_{M \rightarrow S}(n) = \frac{1}{P_{\text{ges}}} \int_{(n-\frac{1}{2})\Delta f}^{(n+\frac{1}{2})\Delta f} \Phi_{SS}(f) df, \quad (5.78)$$

wobei P_{ges} die Gesamtleistung bezeichnet, die durch das Mietnutzersystem über einen OFDM-Unterträger abgestrahlt wird. Der Index n gibt den Frequenzabstand

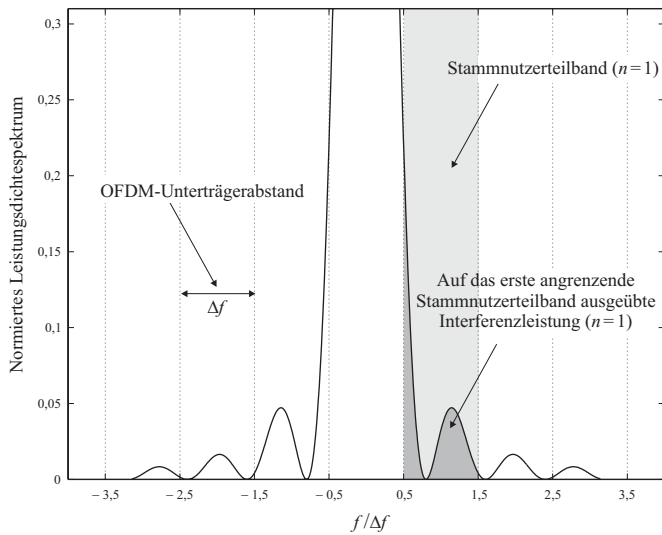


Bild 5.35 Leistungsdichtespektrums eines einzelnen OFDM-Unterträgers.

des betrachteten OFDM-Unterträgers zu einem bestimmten Stammnutzerteilband in Vielfachen von Δf an. Berechnet man das Integral in (5.78), wie in Bild 5.35 durch die dunkelgraue Fläche für $n = 1$ verdeutlicht, so erhält man für $P_{M \rightarrow S}(n)$ die Werte aus Tabelle 5.3. Ist die Bandbreite eines Stammnutzerteilbandes größer als Δf ($a > 1$), so lässt sich die gesamte Interferenzleistung eines OFDM-Unterträgers durch Aufsummieren der Werte dieser Tabelle berechnen.

n	1	2	3	4
$P_{M \rightarrow S}(n)$ in %	4,922	0,848	0,483	0,325
$P_{S \rightarrow M}(n)$ in %	0,913	0,107	0,079	0,063

Tabelle 5.3 Relative wechselseitige Interferenzleistungen zwischen Miet- und Stammnutzersystem.

5.4.2 Interferenzen zulasten des Mietnutzers

Unerwünschte Störungen treten bei OFDM-basiertem Spectrum Pooling auch zum Nachteil der Mietnutzer auf, wenn auch nicht so offensichtlich wie in umgekehrter

Richtung. Zum Verständnis der Interferenzen durch das Stammnutzersignal muss man sich klarmachen, welche Prozesse im Empfänger des Mietnutzers ablaufen. In einem OFDM-System wird das Empfangssignal $r(k)$ mit Hilfe einer FFT-Operation demoduliert. Dies bedeutet eine implizite Zeitbereichsfensterung von $r(k)$ mittels einer rechteckigen Fensterfunktion $w(k)$ oder formal ausgedrückt:

$$\tilde{r}(k) = r(k)w(k), \quad (5.79)$$

wobei $\tilde{r}(k)$ das gefensterete Empfangssignal beschreibt, wie es der FFT zugeführt wird. Somit lässt sich die FOURIER-Transformierte $\tilde{R}(e^{j\omega})$ von $\tilde{r}(k)$ als Faltung der FOURIER-Transformierten $R(e^{j\omega})$ und $W(e^{j\omega})$ ihrer jeweiligen Zeitsignale darstellen:

$$\tilde{R}(e^{j\omega}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} R(e^{j\psi})W(e^{j(\omega-\psi)})d\psi, \quad (5.80)$$

wobei ω die auf die Abtastfrequenz $f_A = 1/T_A$ normierte Frequenz repräsentiert. Für den Fall einer rechteckigen Fensterung lässt sich die FOURIER-Transformierte $W(e^{j\omega})$ durch eine endliche geometrische Reihe berechnen:

$$\begin{aligned} W(e^{j\omega}) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} w(k)e^{-j\omega k} = \sum_{k=0}^{L-1} e^{-j\omega k} \\ &= \frac{1 - e^{-j\omega L}}{1 - e^{-j\omega}} = e^{-j\omega(L-1)/2} \cdot \frac{\sin L\omega/2}{\sin \omega/2}. \end{aligned} \quad (5.81)$$

Setzt man (5.81) in (5.80) ein, so ergibt sich damit das Leistungsdichtespektrum $\Phi_{\tilde{R}\tilde{R}}(e^{j\omega})$ nach der Zeitfensterung durch die FFT-Operation als Erwartungswert des Periodogramms $I_L(\omega)$ [45]:

$$\Phi_{\tilde{R}\tilde{R}}(e^{j\omega}) = E\{I_L(\omega)\} = \frac{1}{2\pi L} \int_{-\pi}^{\pi} \Phi_{RR}(e^{j\omega}) \left(\frac{\sin(\omega - \psi)L/2}{\sin(\omega - \psi)/2} \right)^2 d\psi, \quad (5.82)$$

wobei $\Phi_{RR}(e^{j\omega}) = |R(e^{j\omega})|^2$ das Leistungsdichtespektrum des ursprünglichen Eingangssignals $r(k)$ ist. Aus (5.82) wird ersichtlich, dass $\Phi_{\tilde{R}\tilde{R}}(e^{j\omega})$ durch die Faltungsoperation verschmiert wird. Diese Verschmierung fällt beim Leistungsdichtespektrum eines reinen OFDM-Eingangssignals nicht ins Gewicht, da dieses die Gestalt eines DIRAC-Kamms besitzt, was in der impliziten periodischen Fortsetzung durch die FFT begründet liegt. Wird diese Folge von DIRAC-Impulsen der Faltung in (5.82) unterzogen, so liegen die Nullstellen von $\sin(L\omega/2)/\sin(\omega/2)$

genau an den Abtastpunkten der FFT. Somit entsteht keine Störung der benachbarten Unterträger. In einem OFDM-basierten Spectrum Pooling System stellt das Empfangssignal jedoch eine Überlagerung eines reinen OFDM-Signals und der Sendesignale der Stammnutzer dar. Diese Stammnutzersignale werden ebenfalls zeitgefenstert und somit spektral verschmiert, wodurch Signalanteile auf benachbarte FFT-Abtastpunkte gestreut werden.

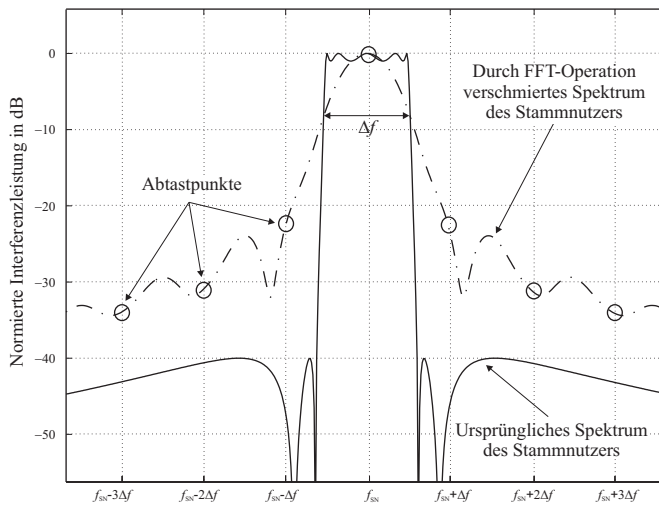


Bild 5.36 Einfluss der FFT-Operation auf das Leistungsdichtespektrum des Stammnutzers.

Die Auswirkung dieses Effektes ist in Bild 5.36 skizziert. Dabei wurde ein elliptisch auf die Bandbreite Δf gefilterter weißer GAUSS-Prozess als Stammnutzersignal angenommen. Die Kreismarkierungen kennzeichnen die Abtastpunkte der 64-Punkte FFT in diesem Beispiel. Es ist zu erkennen, dass beträchtliche Anteile der Sendeleistung des Stammnutzers auf angrenzende FFT-Abtastpunkte gestreut werden, wo sie mit den entsprechenden Symbolen der OFDM-Übertragung interferieren. Analog zu (5.78) wird die mittlere relative Interferenzleistung $P_{S \rightarrow M}(n)$ auf einen einzelnen OFDM-Unterträger im Abstand $n \cdot \Delta f$ definiert. Die Werte aus dem abgebildeten Beispiel sind in Tabelle 5.3 aufgeführt. Obwohl die Wechselwirkungen zwischen Miet- und Stammnutzersystem völlig unterschiedliche mathematische und physikalische Hintergründe haben, liegen die Größenordnungen ihrer Störeinflüsse erstaunlich nah beieinander.

5.4.3 Verfahren zur Interferenzunterdrückung

Die in den Abschnitten 5.4.1 und 5.4.2 geschilderten wechselseitigen Störeffekte sind leider systemimmanent und können nicht ohne weiteres ursächlich überwunden werden. Es sollen nun mögliche Verfahren zur Interferenzunterdrückung in einem Spectrum Pooling System vorgestellt und deren Vor- und Nachteile analysiert werden.

Root Raised Cosine Filterung

Eine mögliche Gegenmaßnahme ist die Einführung einer spektral günstigeren Impulsformung seitens des Mietnutzersystems. Dies trägt dazu bei, die ausgeprägten Nebenzipfel im Leistungsdichtespektrum des Mietnutzersignals in Bild 5.35 stärker zu dämpfen. Um den gewünschten Effekt zu erreichen, muss die Amplitude des Sendesignals an den Symbolgrenzen weich gegen Null gehen. Eine hierzu häufig verwendete Impulsformung ist dabei die des *Root Raised Cosine Filters*, dessen Impulsantwort $g(t)$ durch [44]

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi + \frac{\pi t}{\beta T_S}\right), & \text{für } 0 \leq t < \beta T_S \\ 1, & \text{für } \beta T_S \leq t < T_S \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi(t-T_S)}{\beta T_S}\right), & \text{für } T_S \leq t < (1 + \beta)T_S \end{cases} \quad (5.83)$$

definiert ist, wobei $\beta \in [0, 1]$ den *Rolloff Faktor* angibt. Dabei verlängert sich die Symboldauer um den Faktor $1 + \beta$. Bild 5.37 veranschaulicht, dass durch die Einführung des Root Raised Cosine Sendefilters ein zyklischer Postfix notwendig wird, um die Orthogonalität des OFDM-Signals zu bewahren. Außerdem muss das Guard Intervall (zyklischer Präfix) für den Erhalt der ISI-Resistenz zeitlich ausgedehnt werden. Diese Verlängerung der effektiven Symboldauer bewirkt natürlich eine Verringerung des Durchsatzes im Mietnutzersystem, was einen Nachteil dieser Methode darstellt.

Bild 5.38 veranschaulicht den Einfluss des Rolloff Faktors auf das Leistungsdichtespektrum des Mietnutzersignals. Die Nebenzipfel erfahren eine deutlich erkennbare Dämpfung gegenüber dem Fall rechteckiger Pulsformung ($\beta = 0$), wie in Abschnitt 5.4.1 betrachtet. Die für $\beta = 0,5$ eingesparte Interferenzleistung im zweiten angrenzenden Stammnutzerteilband ($n = 2$) ist schraffiert dargestellt.

Allerdings ist die Verringerung der Interferenzleistung durch die erhöhte Nebenzipfeldämpfung für weiter entfernte Stammnutzerteilbänder ($n \geq 2$) deutlicher als für die direkt angrenzenden. Dieser Sachverhalt wird in Bild 5.39 offensichtlich.

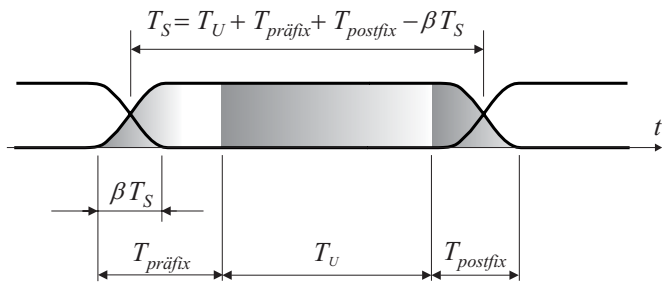


Bild 5.37 Zeitlicher Aufbau des OFDM-Signals mit Root Raised Cosine Filterung.

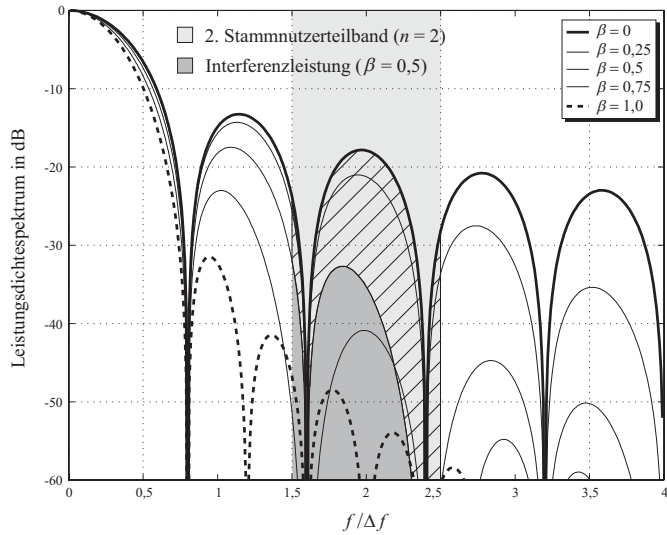


Bild 5.38 Einfluss des Rolloff Faktors auf das Leistungsdichtespektrum des Mietnutzersignals.

Bedauerlicherweise ist der Gewinn im ersten Stammsnutzerteilband, das die höchste Interferenzleistung erfährt, am geringsten, was aus der annähernd konstanten Kurve für $n = 1$ hervorgeht. Selbst bei sehr großen Rolloff Faktoren beträgt die Interferenzreduktion nur 6 dB, was sich bei einer Halbierung des Durchsatzes ($\beta = 1$) im Mietnutzersystem kaum rechtfertigen lässt.

Deshalb kann die Einführung einer Root Raised Cosine Filterung zur Impulsfor-

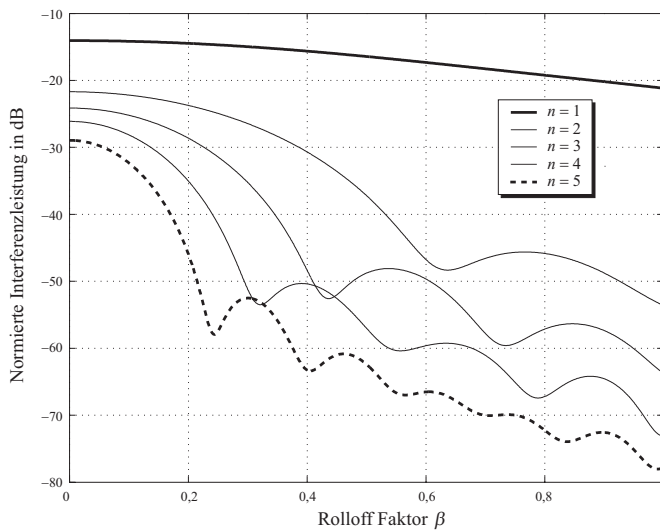


Bild 5.39 Interferenzleistung in verschiedenen Stammnutzerteilbändern als Funktion von β .

mung nur als zusätzliche Maßnahme angesehen werden, um die Interferenz durch das Mietnutzersystem zu verringern. Will man die Störungen in umgekehrter Richtung ebenfalls bekämpfen und eine höhere Leistungsfähigkeit erreichen, so müssen neuartige Verfahren in Betracht gezogen werden.

Adaptive Schutzbänder

Eine völlig andere Methode, den wechselseitigen Störungen zu begegnen, ist der Ansatz adaptiver Schutzbänder. Hierzu wird eine variable Anzahl c von OFDM-Unterträgern, die direkt an die belegten Stammnutzerteilbänder angrenzen, *zusätzlich* deaktiviert. Diese Technik ist für $a = 4$ und $c = 1$ in Bild 5.40 veranschaulicht. Der große Vorteil dieses Verfahrens ist es, dass sowohl der Interferenz des Mietnutzersystems auf das Stammnutzersystem als auch in umgekehrter Richtung entgegengewirkt wird. Auch hier erfolgt die Interferenzunterdrückung auf Kosten des Mietnutzerdurchsatzes, da durch die zusätzlich deaktivierten OFDM-Unterträger weitere Bandbreite für das Mietnutzersystem verloren geht. Der Kompromiss zwischen erreichbarer Abschwächung der Interferenz und verbleibendem Durchsatz soll nun eingehend analysiert werden.

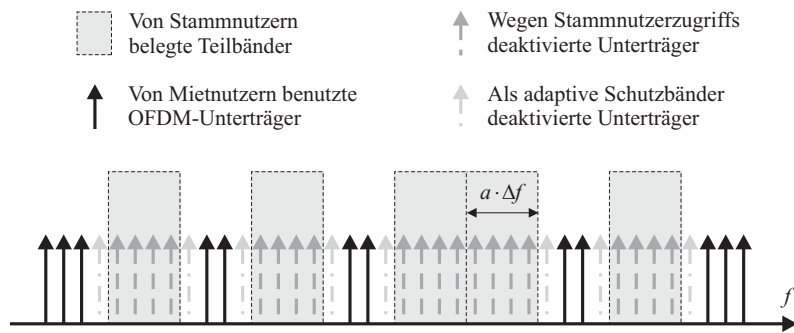


Bild 5.40 Deaktivierung angrenzender OFDM-Unterträger zur Bildung adaptiver Schutzbänder ($a = 4$ und $c = 1$).

Ein wichtiger Parameter hierbei ist die Poolauslastung r . Sie bestimmt maßgeblich wie viel Interferenz durch das Mietnutzersystem auf das Stammnutzersystem ausgeübt wird. In einem schwach ausgelasteten Pool ($r \rightarrow 0$) ist die relative Interferenzleistung $P_{M \rightarrow S}$, die im Mittel in ein Stammnutzerteilband gestreut wird, größer als in einem stark ausgelasteten Pool ($r \rightarrow 1$), da den wenigen Stammnutzern mehr störende OFDM-Unterträger gegenüberstehen. Die Größe $P_{M \rightarrow S}$ beschreibt die im Mittel in einem Stammnutzerteilband auftretende Störleistung bezogen auf die Sendeleistung des Mietnutzersystems in einem Band gleicher Breite, also die a -fache Leistung eines OFDM-Unterträgers. Diese Normierung ist notwendig, um Spectrum Pooling Systeme mit unterschiedlichen Stammnutzerbandbreiten $a \cdot \Delta f$ vergleichen zu können.

Da die Interferenzsituation von der aktuellen Belegungskonstellation im Pool abhängt, müssen sämtliche Konstellationen berücksichtigt werden, um Aussagen über $P_{M \rightarrow S}$ treffen zu können. Dies wurde in Simulationen durchgeführt, deren Ergebnisse in Bild 5.41 gezeigt sind. Es ist ersichtlich, dass $P_{M \rightarrow S}$ eine monoton fallende Funktion von der Poolauslastung r ist. Die Deaktivierung angrenzender OFDM-Unterträger liefert ihren größten Nutzen beim Übergang von $c = 0$ auf $c = 1$. Die Deaktivierung weiterer OFDM-Unterträger liefert aber dennoch merkbare Zugewinne bei der Interferenzunterdrückung. Weitere Simulationsergebnisse haben gezeigt, dass eine höhere Auflösung der Stammnutzerteilbänder durch mehr OFDM-Unterträger hilft, die Interferenzleistung $P_{M \rightarrow S}$ zu senken [72]. Dies rührt daher, dass sich in diesem Fall die mittleren Abstände von gestörten Stammnutzerteilbändern und interferierenden OFDM-Unterträgern vergrößern.

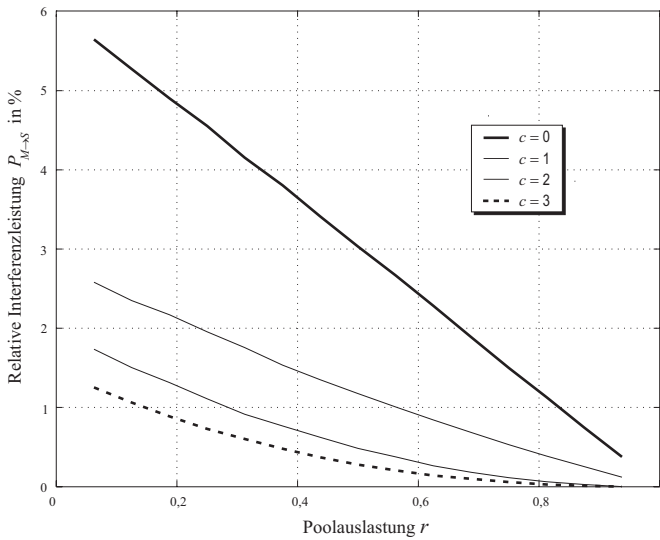


Bild 5.41 $P_{M \rightarrow S}$ als Funktion der Poolauslastung r und der Anzahl c deaktivierter angrenzender Unterträger ($a = 4$).

Um nun einen Kompromiss zwischen Interferenzunterdrückung und Mietnutzerdurchsatz zu finden, muss neben der vorgestellten Analyse der Interferenzleistung auch der Einfluss der eingeführten Schutzbander auf die verbleibende Bandbreite des Mietnutzersystems untersucht werden. Zentrale Größe ist hierbei die *effektive* Poolauslastung $r_{\text{eff}} \in [0, 1]$, die die zusätzlich deaktivierten OFDM-Unterträger mitberücksichtigt, als ob diese durch Stammnutzer belegt seien. Es gilt also immer $r_{\text{eff}} \geq r$, wobei die Gleichheitsbedingung erfüllt ist, wenn keine zusätzlichen OFDM-Unterträger deaktiviert werden ($c = 0$). In einem leeren Pool bzw. einem vollen Pool sind r und r_{eff} ebenfalls identisch ($r = r_{\text{eff}} = 0$ bzw. $r = r_{\text{eff}} = 1$).

Es ist offensichtlich, dass r_{eff} von der Poolkonstellation und somit auch von r selbst abhängt. In einer Worst Case Betrachtung sei angenommen, dass in einem Pool keine Stammnutzertzugriffe auf direkt benachbarte Teilbänder auftreten, d.h. immer eine Lücke zwischen diesen existiert. In diesem Fall werden für jedes belegte Stammnutzerteilband $2c$ OFDM-Unterträger deaktiviert (c auf jeder Seite). Das Maximum der effektiven Poolauslastung lässt sich also durch

$$\max\{r_{\text{eff}}\} = \begin{cases} \left(\frac{2c}{a} + 1\right) r, & \text{für } 0 \leq r < \frac{a}{a+2c} \\ 1, & \text{für } \frac{a}{a+2c} \leq r \leq 1 \end{cases} \quad (5.84)$$

beschreiben. Der Graph dieser Worst Case Abschätzung ist für $a = 4$ und variierendes c in Bild 5.42 dargestellt.

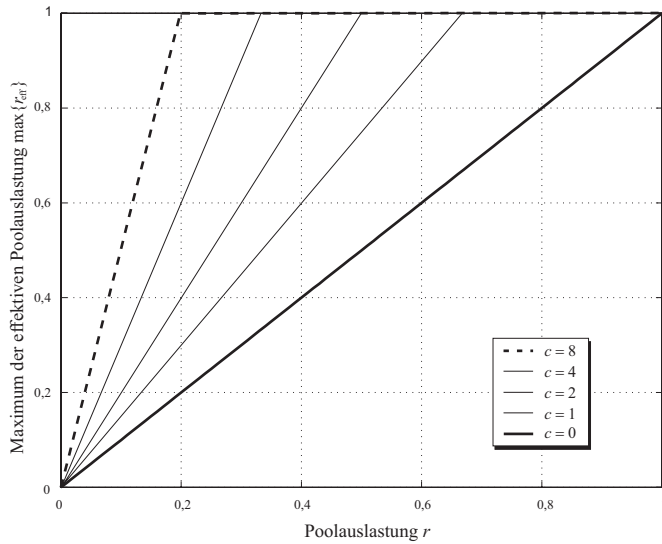


Bild 5.42 $\max\{r_{\text{eff}}\}$ als Funktion der Poolauslastung r bei variierendem c .

Von Interesse ist aber nicht nur $\max\{r_{\text{eff}}\}$, sondern auch die mittlere effektive Poolauslastung $E\{r_{\text{eff}}\}$. Um einen analytischen Ausdruck für $E\{r_{\text{eff}}\}$ herzuleiten, muss man die Wahrscheinlichkeiten für das Auftreten von Sequenzen verschiedener Länge im Belegungsvektor $\mathbf{w}(k)$ betrachten. In $\mathbf{w}(k)$ ist ein belegtes Stammnutzerteilband durch a aufeinander folgende Einsen und ein unbelegtes durch a aufeinander folgende Nullen gekennzeichnet. Die Wahrscheinlichkeit für eine Folge von n belegten Teilbändern ist durch

$$P(\underbrace{11\dots 1}_{n \cdot a \text{ mal}} \underbrace{0\dots 0}_{a \text{ mal}}) = r^n (1 - r), \quad \text{für } n \geq 1 \quad (5.85)$$

gegeben. Werden c angrenzende OFDM-Unterträger an jeder Seite der $n \cdot a$ breiten belegten Teilbänder deaktiviert, so ergibt sich für diese Sequenz die lokale effektive Poolauslastung:

$$r_{\text{eff}} = \frac{na + 2c}{(n + 1)a}. \quad (5.86)$$

Mit (5.85) und (5.86) lässt sich nun der Erwartungswert $E\{r_{\text{eff}}\}$ durch eine in [22] tabellierte Reihe ausdrücken:

$$E\{r_{\text{eff}}\} = (1-r) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n + \frac{2c}{a}}{n+1} \cdot r^n \quad (5.87)$$

$$= \begin{cases} \left(\frac{2c}{a} + 1\right)r - \frac{2c}{a}r^2, & \text{für } a \geq 2c \\ \left(\frac{2c}{a} + 1\right)r - \left(\frac{4c}{a} - 1\right)r^2 + \left(\frac{2c}{a} - 1\right)r^3, & \text{für } c \leq a < 2c. \end{cases}$$

Dieser funktionale Zusammenhang deckt sich perfekt mit den simulativ ermittelten Kurven aus Bild 5.43 ($a = 4$). Es ist erkennbar, wie stark die verbleibende Bandbreite des Mietnutzersystems, die sich proportional zu $1 - r_{\text{eff}}$ verhält, durch die zusätzliche Deaktivierung geschmälert wird. Insbesondere in Pools mittlerer Auslastung ($0,2 < r < 0,6$) sind die Bandbreiteverluste besonders hoch. Es ist jedoch fraglich, ob immer große Zahlen angrenzender OFDM-Unterträger deaktiviert werden müssen. Kombiniert man die mittlere relative Interferenzleistung $P_{M \rightarrow S}$ aus Bild 5.41 mit der mittleren effektiven Poolauslastung $E\{r_{\text{eff}}\}$ aus Bild 5.43, so lässt sich ein sehr effizientes Verfahren ableiten, das den angestrebten Kompromiss zwischen Interferenzunterdrückung und Mietnutzerdurchsatz exzellent erfüllt.

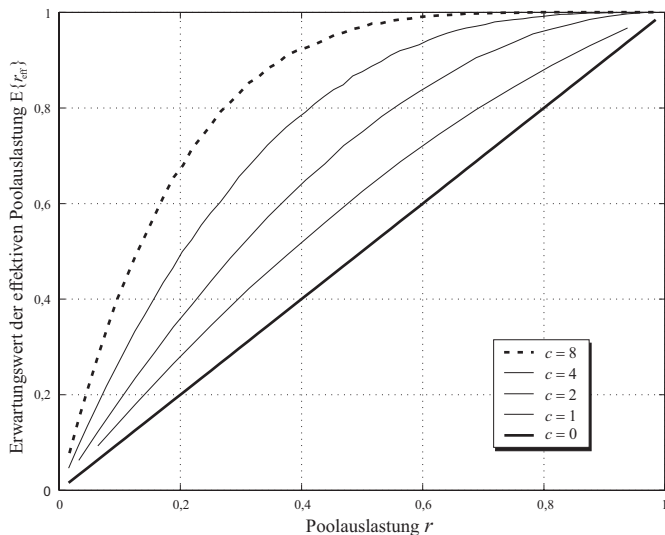


Bild 5.43 $E\{r_{\text{eff}}\}$ als Funktion der Poolauslastung r bei variierendem c .

Diese Technik lässt sich anhand eines Beispiels erklären, das in Bild 5.44 dargestellt ist. Es muss nicht immer eine maximale Zahl c von OFDM-Unterträgern deaktiviert werden, um dem Stammnutzer eine Garantie bezüglich der zu erwartenden Interferenzleistung zu geben. Bei einem Verfahren, das die Schutzbandbreite c an die aktuelle Poolauslastung anpasst, ließe sich der Verlust an Bandbreite für das Mietnutzersystem minimieren. Das Interesse des Stammnutzers ist es, dass eine gewisse Interferenzleistung nicht überschritten wird. Im abgebildeten Beispiel sei dies $P_{M \rightarrow S} = 2\%$. Ist der Pool relativ leer ($r \leq 0,24$), so bedürfte es der Deaktivierung von $c = 2$ Unterträgern, um die Interferenzschwelle nicht zu überschreiten. Wird der Pool voller, so könnte diese Bedingung auch mit der Deaktivierung nur eines einzigen Unterträgers eingehalten werden. Ab $r = 0,67$ ist sogar überhaupt keine zusätzliche Deaktivierung mehr erforderlich. Mit dem vorgestellten Verfahren der adaptiven Schutzbändern kann also die Interferenzleistung unter einer vorgegebenen Schwelle gehalten und gleichzeitig sichergestellt werden, dass der Verlust an Bandbreite, den das Mietnutzersystem durch dieses Verfahren erfährt (grau hinterlegte Fläche in Bild 5.44), minimiert wird.

5.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Auswirkungen des Spectrum Pooling Ansatzes auf ein OFDM-basiertes Mietnutzersystem nach den WLAN-Standards IEEE 802.11a und HIPERLAN/2 betrachtet. Zuerst wurde die für die Akzeptanz der Stammnutzer kritische Detektion freier und belegter Teilbänder untersucht. Dabei wurden ausgehend von einem Signal- und Detektormodell unter Zuhilfenahme des Optimalitätskriteriums nach NEYMAN-PEARSON optimale Detektoren für eine unkorrelierte bzw. voll korrelierte Statistik des Stammnutzersignals hergeleitet. Für beide Statistiken wurden in Best und Worst Case Betrachtungen analytische Lösungen für die Entdeckungs- und Falschalarmwahrscheinlichkeit berechnet, die durch Simulationen bestätigt wurden. Die Worst Case Untersuchungen sind von besonderer Bedeutung, da im Allgemeinen keine Kenntnis über die Statistik des Stammnutzersignals besteht. Deshalb wurde von einer maximalen Modellabweichung zwischen Detektorentwurf und tatsächlicher Statistik ausgegangen.

Die Worst Case Studie der Empfängerarbeitscharakteristik des Mietnutzendetektors offenbarte, dass die erreichte Falschalarmwahrscheinlichkeit für eine geforderte Entdeckungswahrscheinlichkeit von 99,9 % zu hoch ist, was zu einer beträchtlichen Minderung des Mietnutzerdurchsatzes führt. Aus diesem Grund wurde der Ansatz der verteilten Detektion entwickelt, der eine räumliche Diversität ausnutzt.

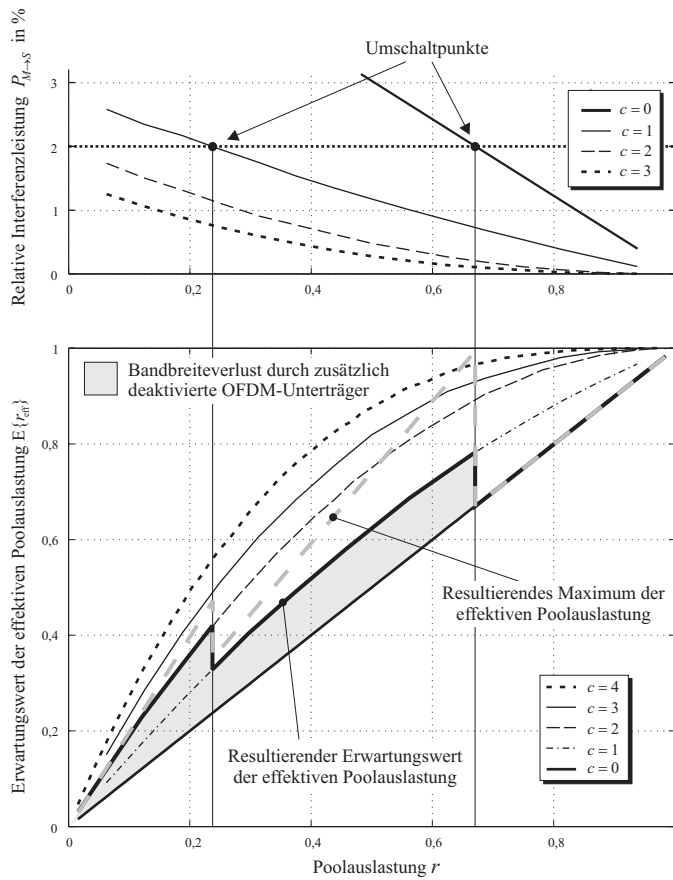


Bild 5.44 Adaptive Schutzbandbreite in Abhängigkeit der Poolauslastung r .

Hierbei führt nicht nur eine zentrale Station des Mietnutzersystems (z.B. der AP) eine spektrale Detektion durch, sondern alle assoziierten Stationen. Die so gewonnenen Einzeldetektionsergebnisse werden dann am AP gebündelt und miteinander verknüpft. Die vorgestellten analytischen Untersuchungen zu diesem Verfahren haben gezeigt, dass die Leistungsfähigkeit sowohl bezüglich der Entdeckungs- als auch der Falschalarmwahrscheinlichkeit durch den verteilten Ansatz drastisch gesteigert wird. Gleichzeitig wird das Hidden Terminal Problem unterbunden.

Der Nachteil dieses Verfahrens ist jedoch der hohe Signalisierungsaufwand bei der Bündelung der Detektionsergebnisse. Abhilfe schafft hierbei das neuentwickelte Boosting Protokoll, bei dem die detektierenden Stationen ihre Ergebnisse nicht sequenziell in hochgradig redundanten Datenpaketen signalisieren, sondern parallel durch reine Leistungsemission auf speziell ausgewählten OFDM-Unterträgern. Auch dieses Verfahren wurde analytisch beschrieben. Es konnte gezeigt werden, dass durch das Boosting Protokoll die gleiche Leistungsfähigkeit bezüglich der Entdeckungs- und Falschalarmwahrscheinlichkeit erreicht werden kann, wie durch eine Signalisierung in der Sicherungsschicht, allerdings in einem Bruchteil der Zeit. Des Weiteren wurde ein effizientes Verfahren vorgestellt, das die gebündelte Belegungsinformation wieder an die beteiligten Stationen verteilt.

Eine wichtige Basisbandfunktion, die sehr stark vom Spectrum Pooling Ansatz beeinflusst wird, ist die Synchronisation von Zeit und Frequenz im Mietnutzersystem. Es wurden neue Präambelkonzepte entwickelt, um die massiven parallelen Schmalbandstörungen durch die Stammnutzerezugriffe zu bewältigen. Dabei wurde jeweils ein Verfahren präsentiert, das mit bzw. ohne Kenntnis der aktuellen Belegung im Spectrum Pool auskommt. Diese Kenntnis kann bei neu assoziierenden Stationen nicht vorausgesetzt werden, so dass diese Verfahren zur Akquisition der zu synchronisierenden Größen auch unter schwerwiegenden Störeinflüssen eine akzeptable Performanz ausweisen müssen. Hierzu wurden Verfahren auf der Basis verlängerter Korrelationszeiten vorgeschlagen und ihre Leistungsfähigkeit durch Simulationen bestätigt. Ist die Poolbelegung jedoch im laufenden Betrieb bekannt, so lassen sich ganz neuartige Verfahren herleiten, wie in diesem Kapitel durchgeführt wurde. Diese Methoden begegnen der zeitvarianten Schmalbandinterferenz mit adaptiven FIR-Filtern. Das ausgezeichnete Leistungsverhalten dieser Techniken bezüglich Rahmen- und Frequenzsynchronisation wurde durch Simulationen untermauert.

Weiterhin wurde der Einfluss von Spectrum Pooling auf die Kanalschätzung des Mietnutzersystems untersucht. Simulationen haben gezeigt, dass die Konzepte der betrachteten WLAN-Standards bei weitem nicht ausreichen und neuartige Pilotverfahren notwendig werden. Außerdem muss die leistungsfähigere MMSE-Schätzung der weit verbreiteten, einfacheren ZF-Schätzung vorgezogen werden, um eine ausreichende BER zu erzielen. Es wurden adaptive Pilotkonzepte entwickelt, die die Pilotstellen in Abhängigkeit der aktuellen Belegung durch die Stammnutzer verteilen. Als bestes Verfahren stellte sich eine adaptive diagonale Pilotsequenz heraus, deren Überlegenheit gegenüber anderen adaptiven Verfahren und der Kanalschätzung nach den unmodifizierten WLAN-Standards durch zahlreiche Simulationen nachgewiesen wurde. Dabei wurde die sehr gute Resistenz der adaptiven

Kanalschätzung gegen hohe Stammnutzeraktivität und Fehler bei der Detektion bestätigt.

Im letzten Abschnitt dieses Kapitels wurden die wechselseitigen Interferenzen zwischen Stamm- und Mietnutzersystem analysiert. Das OFDM-basierte Mietnutzersystem stört die Stammnutzer durch die Nebenzügel der Si-förmigen Spektren auf den einzelnen Unterträgern. Auf der anderen Seite erfahren auch die Mietnutzer eine Interferenz durch die Zeitfensterung des nichtorthogonalen Signals der Stammnutzer, was zu einer spektralen Verschmierung führt, wie mathematisch gezeigt werden konnte. Beide Richtungen der wechselseitigen Interferenz wurden analytisch beschrieben und quantifiziert. Um die Interferenz durch das Mietnutzersystem zu reduzieren, können Rolloff Filter bei der Impulsformung eingesetzt werden. Allerdings ergaben Simulationen, dass der positive Effekt durch die Interferenzreduktion im Vergleich zur Minderung des Mietnutzerdurchsatzes nur mäßig ausfällt. Außerdem kann hierdurch die Interferenz durch die Stammnutzer nicht bekämpft werden. Abhilfe für dieses Problem schafft erst die vorgestellte Technik der dynamischen Schutzbänder, die weitere OFDM-Unterträger an den Rändern zu belegten Stammnutzerteilbändern deaktiviert. Durch einen semianalytischen Ansatz gelang es, ein Verfahren herzuleiten, welches einen Kompromiss findet, der dem Stammnutzer einen maximalen Interferenzpegel garantiert und gleichzeitig den höchstmöglichen Durchsatz für die Mietnutzer sicherstellt.

6 Modifikation der Sicherungsschicht

Der Ansatz von OFDM-basiertem Spectrum Pooling hat nicht nur Konsequenzen für die physikalische Schicht des Mietnutzersystems, sondern wirkt sich auch auf zahlreiche Funktionen der Sicherungsschicht aus. In diesem Kapitel wird untersucht, welchen Einfluss der Zugriff der Stammnutzer auf Funktionen der Ressourcenvergabe und die Auslösung von Handovers hat. In der physikalischen Schicht ist die Einwirkung des Stammnutzerzugriffs direkt als mehrfache schmalbandige Interferenz spürbar. Als abstrahierte Beschreibung hierzu dient der Belegungsvektor $\mathbf{w}(k)$, der durch die in Abschnitt 5.1 vorgestellten Detektionsverfahren gewonnen wird. Für die Funktionen der Sicherungsschicht ist jedoch die exakte Konstellation der Stammnutzer im Spectrum Pool unerheblich. Einzig die zufällige Gesamtzahl $b(k)$ der freien OFDM-Unterträger, die durch das HAMMING-Gewicht des negierten Belegungsvektors $w_H(\overline{\mathbf{w}}(k))$ repräsentiert wird, ist relevant für das Ressourcenmanagement in der Sicherungsschicht. Dies macht einen weiteren Abstraktionsschritt in der Modellbildung des Stammnutzers notwendig, um die angesprochenen Funktionen analytisch und simulativ untersuchen zu können.

6.1 Modell des Stammnutzerzugriffs

Einige auf MARKOFF-Ketten beruhende Modelle zur Beschreibung des Stammnutzerzugriffs wurden in [8, 9] untersucht. Diese decken Szenarien ab, bei denen zugreifende Stammnutzer immer ein freies Teilband finden und keine Kollisionen innerhalb des Stammnutzersystems auftreten können. Wird jedoch eine *Listen Before Talk* Etikette seitens der Stammnutzer ausgeschlossen, wie in Abschnitt 2.2 angenommen, so sind Kollisionen möglich, was bei dem hier vorgestellten Modell zusätzlich berücksichtigt wird.

6.1.1 Freie Bandbreite als stochastischer Prozess

Im Folgenden soll der Ankunftsprozess der Stammnutzer in den einzelnen Teilbändern als POISSON-Prozess mit der Ankunftsrate λ modelliert werden. Hat ein Stammnutzer ein Teilband belegt, so kann seine Belegungsdauer bei Sprachanwen-

dungen als exponentialverteilt mit dem Mittelwert μ^{-1} angenommen werden. Es ist jedoch auch eine PARETO-Verteilung für die Belegungsdauer denkbar, um das Verhalten bei Datenkommunikation besser nachzubilden. Eine parallele Realisierung des beschriebenen POISSON-Prozesses in den einzelnen Stammnutzerteilbändern bei einer exponentialverteilten Belegungsdauer wurde bereits in Bild 2.8 gezeigt. Für den betrachteten Schnitt entlang der Frequenzachse werden die freien OFDM-Unterträger per Detektion bestimmt und deren zufällige Anzahl $b(k) = w_H(\bar{w}(k))$ über einen *Service Access Point* (SAP) an die Sicherungsschicht weitergegeben.

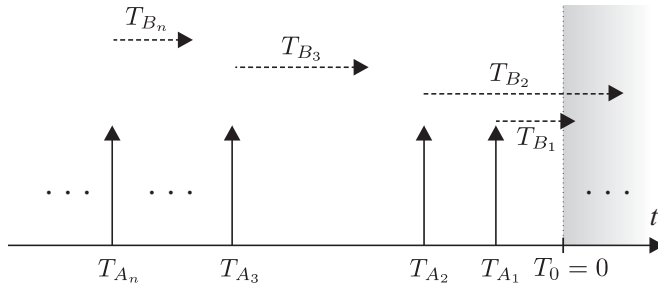


Bild 6.1 Zeitdiagramm des Ankunfts- und Bedienprozesses der Stammnutzertzugriffe.

Um die Statistik des Prozesses $B(k)$ zu beschreiben, soll in einem ersten Schritt die Wahrscheinlichkeit P_{frei} , dass ein einzelnes Stammnutzerteilband unbesetzt ist, bestimmt werden. Bild 6.1 erläutert die Bedingungen, die erfüllt sein müssen, damit das betrachtete Stammnutzerteilband zum Beobachtungszeitpunkt T_0 frei ist. Die Ankunftszeit T_{A_n} bezeichnet dabei den Zeitpunkt des n -ten Zugriffs vor T_0 mit der entsprechenden Belegungsdauer T_{B_n} , wobei n in negativer Zeitrichtung gezählt wird. O.B.d.A. sei $T_0 = 0$ angenommen. Damit kann die Wahrscheinlichkeit P_n , dass der n -te Zugriff vor $t = 0$ beendet ist, durch

$$P_n = P(T_{A_n} + T_{B_n} < 0) \quad (6.1)$$

beschrieben werden. Dabei ist zu beachten, dass T_{A_n} immer ein negativer Zeitpunkt ist. Nimmt man unabhängige Ankunfts- und Bedienprozesse in den einzelnen Stammnutzerteilbändern an, so gilt:

$$P_{\text{frei}} = \prod_{n=1}^{\infty} P_n, \quad (6.2)$$

da *alle* Bedienprozesse vor $t = 0$ abgeschlossen sein müssen. Aus dem POISSON-Prozessmodell für die Stammnutzertzugriffe folgt, dass die Zwischenankunftszeiten

exponentialverteilt sind [31], was immer noch erfüllt ist, wenn die Zeitrichtung wie in der folgenden Betrachtung umgekehrt wird. Somit ist T_{A_n} eine Summe von n negativ exponentialverteilten Zufallsvariablen mit dem identischen Parameter λ , woraus für T_{A_n} eine Gammaverteilung resultiert:

$$f_{T_{A_n}}(t) = \begin{cases} \frac{1}{(n-1)!} \lambda^n (-t)^{n-1} e^{\lambda t}, & \text{für } t \leq 0 \\ 0, & \text{für } t > 0. \end{cases} \quad (6.3)$$

Wie oben erwähnt sei hier die positive Belegungsdauer T_{B_n} als eine exponentialverteilte Zufallsvariable mit dem Parameter μ angenommen, was auf die Wahrscheinlichkeitsdichte

$$f_{T_{B_n}}(t) = \begin{cases} \mu e^{-\mu t}, & \text{für } t \geq 0 \\ 0, & \text{für } t < 0 \end{cases} \quad (6.4)$$

führt. Um die Wahrscheinlichkeitsdichte von P_n in (6.1) zu berechnen, müssen die Dichten aus (6.3) und (6.4) gefaltet werden. Würde man die resultierende Wahrscheinlichkeitsdichte von $-\infty$ bis 0 integrieren, wie in (6.1) benötigt, so führte dies auf ein analytisch nicht lösbares Integral. Wird (6.1) jedoch doppelt negiert, so ergibt sich:

$$\begin{aligned} P_n &= 1 - P(T_{A_n} + T_{B_n} > 0) = 1 - \int_0^{\infty} f_{T_{A_n}}(t) * f_{T_{B_n}}(t) dt \\ &= 1 - \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\min\{0,t\}} \frac{\lambda^n (-\tau)^{n-1} e^{\lambda \tau}}{(n-1)!} \cdot \mu e^{-\mu(t-\tau)} d\tau dt \\ &= 1 - \int_0^{\infty} \frac{\lambda^n \mu e^{-\mu t}}{(n-1)!} \cdot \int_{-\infty}^{\min\{0,t\}} (-\tau)^{n-1} e^{(\lambda+\mu)\tau} d\tau dt. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Die äußere Integrationsvariable t ist im betrachteten Fall immer positiv, woraus $\min\{0, t\} = 0$ folgt. Die Integrationsrichtung des inneren Integrals kann umgekehrt werden, was auf das in [7] tabellierte bestimmte Integral

$$\int_0^{\infty} x^n e^{-ax} dx = \frac{\Gamma(n+1)}{a^{n+1}} \quad (6.6)$$

führt. Setzt man (6.6) in (6.5) ein, so erhält man:

$$\begin{aligned}
 P_n &= 1 - \int_0^\infty \frac{\lambda^n \mu e^{-\mu t}}{(n-1)!} \cdot \underbrace{\int_0^\infty \tau^{n-1} e^{-(\lambda+\mu)\tau} d\tau}_{= \frac{\Gamma(n)}{(\lambda+\mu)^n} = \frac{(n-1)!}{(\lambda+\mu)^n}} dt \\
 &= 1 - \int_0^\infty \frac{\lambda^n \mu}{(\lambda+\mu)^n} \cdot e^{-\mu t} dt = 1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda+\mu)^n}.
 \end{aligned} \tag{6.7}$$

Schließlich folgt durch Einsetzen von (6.7) in (6.2):

$$P_{\text{frei}} = \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda+\mu)^n} \right). \tag{6.8}$$

Diese analytische Lösung wurde durch Simulationsergebnisse bestätigt, wie in Bild 6.2 gezeigt ist. Die Wahrscheinlichkeit P_{frei} ist dabei als Funktion der Ankunftsrate λ für verschiedene Bedienraten μ aufgetragen.

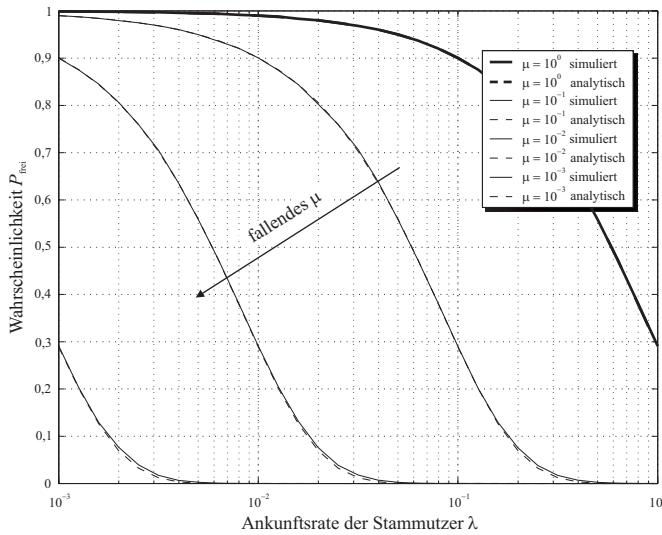


Bild 6.2 P_{frei} als Funktion der Ankunftsrate λ für verschiedene Bedienraten μ .

Da die POISSON-Prozesse in den einzelnen Teilbändern des Stammnutzersystems als unabhängig angenommen werden, folgt eine Binomialverteilung für die Gesamtzahl freier OFDM-Unterträger $B(k)$. Somit lässt sich die Wahrscheinlichkeit,

dass $B(k) = a \cdot m$, wie folgt ausdrücken:

$$P(B(k) = a \cdot m) = \binom{L/a}{m} \cdot \left[\prod_{n=1}^{\infty} \left(1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda + \mu)^n} \right) \right]^m \cdot \left[1 - \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda + \mu)^n} \right) \right]^{(L/a)-m} \quad (6.9)$$

mit dem Erwartungswert

$$E\{B(k)\} = L \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda + \mu)^n} \right) \quad (6.10)$$

und der Varianz

$$\text{Var}\{B(k)\} = L \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda + \mu)^n} \right) \left[1 - \prod_{n=1}^{\infty} \left(1 - \frac{\lambda^n}{(\lambda + \mu)^n} \right) \right], \quad (6.11)$$

wobei L/a die Zahl der im OFDM-System berücksichtigten Stammnutzerteilbänder darstellt.

6.1.2 Kurz- und Langzeitstatistik

In einem realen Spectrum Pooling System kann jedoch nicht angenommen werden, dass die Ankunftsrate zeitlich konstant ist. Betrachtet man beispielsweise ein Stammnutzersystem aus dem Bereich des Militärs oder der Rettungsdienste, so kann λ durch einen Notfall kurzfristig stark ansteigen. Weitere Variationen aufgrund schwankender Tageslast sind ebenfalls denkbar. Die Bedienrate μ ist jedoch nur geringen zeitlichen Schwankungen unterworfen und wird für die folgenden Betrachtungen als konstant angenommen. Die Ergebnisse einer Simulation der beschriebenen parallelen POISSON-Prozesse mit zeitvarianter Ankunftsrate sind in Bild 6.3 wiedergegeben. Die Realisierung des Prozesses $B(k)$ ist als Funktion der Zeit dargestellt. Das Detektionsintervall T_D , welches das Abtastintervall für $B(k)$ repräsentiert, wurde zu $T_D = 10$ ms gewählt. Während des Beobachtungszeitraums von 200 s variiert die Ankunftsrate λ linear von 1 s^{-1} bis 10 s^{-1} bei einer konstanten Bedienrate von $\mu = 10 \text{ s}^{-1}$.

Die hellgraue durchgezogene Linie zeigt die Werte für die Realisierung $b(k)$, wie sie von der Detektionsstufe in der physikalischen Schicht an die Sicherungsschicht

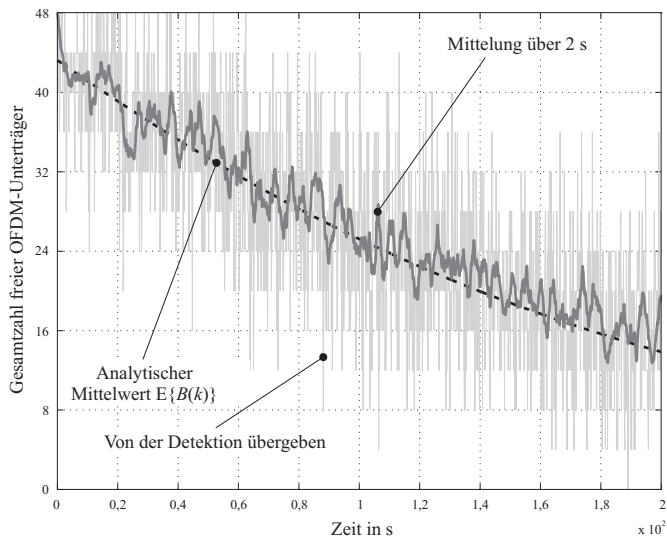


Bild 6.3 Realisierung des Zufallsprozesses $B(k)$ mit zeitvarianter Ankunftsrate der Stammnutzer ($a = 4$).

weitergegeben werden. Deren analytischer Erwartungswert $E\{B(k)\}$ nach (6.10) ist durch die schwarze gestrichelte Kurve gekennzeichnet. Die starken Schwankungen der Realisierung von $B(k)$ liegen in der relativ großen Varianz $\text{Var}\{B(k)\}$ gemäß (6.11) begründet. Diese beträchtliche inhärente Varianz des Prozesses birgt einige Probleme, auf die in den folgenden Abschnitten näher eingegangen wird. Lediglich in den beiden trivialen Extremfällen $\lambda \ll \mu$ und $\lambda \gg \mu$ nimmt die Varianz ab, wobei der Erstere den Fall eines leeren Pools ($P_{\text{frei}} \rightarrow 1$) und der Letztere den Fall eines vollständig belegten Pools ($P_{\text{frei}} \rightarrow 0$) repräsentiert.

Eine weitere Beobachtung aus Bild 6.3 ist das Auftreten einer Kurz- und einer Langzeitstatistik. Das Kurzzeitverhalten des Prozesses $B(k)$ wird von den schnellen Variationen der Ankunfts- und Bedienprozesse bestimmt, während das Langzeitverhalten der langsamen Variation der Ankunftsrate λ entspringt. Aus diesen Betrachtungen ergeben sich zahlreiche Konsequenzen für die Funktionalität der Sicherungsschicht, die nun näher untersucht werden.

6.2 Dienstgüte im Mietnutzersystem

Spectrum Pooling Systeme sollen neben klassischen Sprach- und Datendiensten auch Multimediaanwendungen unterstützen. Um solch anspruchsvolle Dienste anbieten zu können, ist es notwendig, dass das Mietnutzersystem trotz geteilter Ressourcen in der Lage ist, ständig ein Mindestmaß an Dienstgüte bereitzustellen. Diese Fähigkeit wird maßgeblich durch die verwendeten Scheduling Verfahren bestimmt, wobei unter Scheduling in diesem Zusammenhang die Zuweisung von Teilen der begrenzten Ressourcen an die Verbindungen der einzelnen Nutzer zu verstehen ist. Scheduling Mechanismen für konventionelle drahtlose Netze wurden in den letzten Jahren eingehend untersucht [40, 52]. Dabei berücksichtigen diese die besonderen Charakteristiken der drahtlosen Übertragung: Bündelartige Fehler durch das Mehrwegeumfeld (Fast Fading) und ortsabhängige Kapazitäten aufgrund der Dämpfung des Kanals (Slow Fading). Sehr fortschrittliche Algorithmen zur Ressourcenvergabe wurden in [61, 62] vorgestellt.

Spectrum Pooling Systeme weisen darüber hinaus eine äußerst stark und schnell schwankende Bandbreite auf, wie im letzten Abschnitt analytisch gezeigt wurde. Hier soll nun die Leistungsfähigkeit verschiedener *Wireless Weighted Fair Queuing* (W2FQ) Verfahren in einem Spectrum Pooling Umfeld untersucht werden, um daraus Schlüsse bezüglich der potenziellen Dienstgüte in einem solchen System zu ziehen. Von besonderem Interesse sind hierbei der erzielbare Systemdurchsatz, die Paketverzögerung und deren Varianz (*Delay Jitter*). Diese Evaluierung wurde simulativ in einem Spectrum Pooling spezifisch modifizierten HIPERLAN/2-Testbett durchgeführt. Die Ergebnisse sind jedoch auch für den Ende 2004 erscheinenden IEEE 802.11e Standard [29] repräsentativ, da dessen jüngst verabschiedeten Dienstgütemechanismen weitgehend denjenigen von HIPERLAN/2 entsprechen.

6.2.1 Scheduling Verfahren

Bevor die Simulationsergebnisse im Detail analysiert werden, sollen zunächst die verwendeten W2FQ-Verfahren kurz erläutert werden. Ein solches Verfahren muss in einer zentralen Instanz des APs implementiert sein, um aus den RRs der einzelnen Stationen die entsprechenden *Resource Grants* zu berechnen.

W2FQ mit statischer Gewichtung (SG)

Die Anwendung des idealen *Weighted Fair Queuing* (WFQ) [4] Algorithmus mit statischer Gewichtung auf ein rahmenbasiertes MAC-Protokoll eines drahtlosen

Netztes ist recht simpel. Das Ziel ist dabei die faire Aufteilung der in einem Rahmen zur Verfügung stehenden Kapazitäten (Zeitslots) zwischen allen aktiven Verbindungen unter Berücksichtigung der jeweiligen Verbindungsgewichte. Jede Verbindung i erhält im k -ten Rahmen die Zuteilung $G_i(k)$, die dem Anteil ihres Gewichts Φ_i am Gesamtgewicht $\sum_{j \in \mathcal{A}(t)} \Phi_j$ entspricht, wobei $\mathcal{A}(t)$ die Menge aller aktiven Verbindungen zur virtuellen Zeit t (Zeitpunkt der Zuteilung) bezeichnet. Somit kann $G_i(k)$ mathematisch durch

$$G_i(k) = \frac{\Phi_i}{\sum_{j \in \mathcal{A}(t)} \Phi_j} \cdot C(k), \quad (6.12)$$

ausgedrückt werden, wobei $C(k)$ die verfügbare Kapazität im k -ten Rahmen repräsentiert. Ein Ablaufdiagramm des SG-Algorithmus ist in Bild 6.4 dargestellt. Diese Methode ist recht einfach und garantiert eine faire Aufteilung der Rahmenkapazität. Weiterhin hat sie den Vorteil, dass die Zuteilungen $G_i(k)$ an die einzelnen Verbindungen in einem gegebenen Rahmen k unabhängig voneinander sind, was es ermöglicht, den Zuteilungsvorgang zu parallelisieren und damit stark zu beschleunigen.

W2FQ mit rekursiver Gewichtung (RG)

Das W2FQ-Verfahren mit rekursiver Gewichtung berücksichtigt nicht nur, ob eine Verbindung aktiv ist ($\in \mathcal{A}(t)$) oder nicht ($\notin \mathcal{A}(t)$), sondern bezieht auch den aktuellen Kapazitätsbedarf jeder einzelnen Verbindung mit ein. Falls eine Verbindung in einem bestimmten Rahmen weniger Kapazität benötigt als ihr nach dem SG-Schema eigentlich zustünde, dann ermöglicht das RG-Verfahren, die nicht benötigten Kapazitäten unter den verbleibenden Verbindungen aufzuteilen. Die angeforderte Kapazität der i -ten Verbindung im k -ten Rahmen sei mit $R_i(k)$ bezeichnet, die in HIPERLAN/2 über den in Abschnitt 4.2.3 erläuterten RR signalisiert wird.

Weiterhin sei $\mathcal{B}(t)$ als diejenige Menge aller zum virtuellen Zeitpunkt t aktiven Verbindungen definiert, die vom Zuteilungsprozess bereits berücksichtigt worden sind. Zu Beginn des Zuteilungsprozesses ($i = 1$) für den k -ten Rahmen ist die Menge $\mathcal{B}(t)$ also leer ($\mathcal{B}(t) = \emptyset$). Die verfügbare Kapazität an dieser Stelle sei $C_0(k)$. Unter diesen Voraussetzungen erfolgt die Zuteilung in einem ersten Teilschritt gemäß:

$$G_i^p(k) = \frac{\Phi_i}{\sum_{j \in \mathcal{A}(t) \setminus \mathcal{B}(t)} \Phi_j} \cdot C_{i-1}(k), \quad (6.13)$$

wobei $G_i^p(k)$ für die *geplante* Zuteilung an die i -te Verbindung im k -ten Rahmen steht. Hiermit zeigt sich, dass die aktuell behandelte Verbindung i immer einen An-

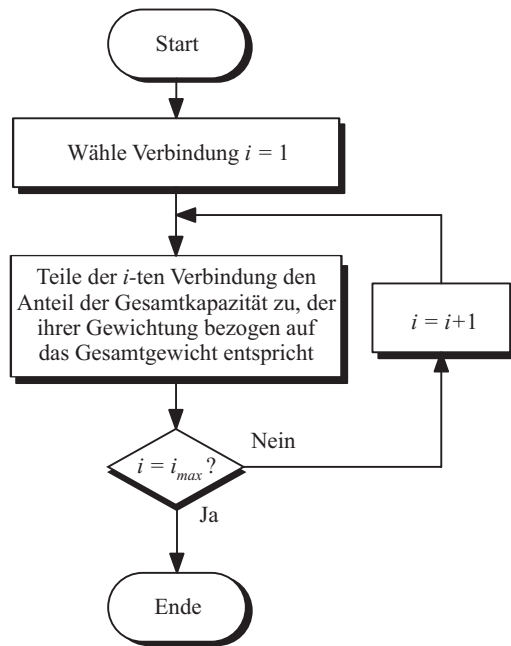


Bild 6.4 Ablauf des W2FQ-Verfahrens mit statischer Gewichtung.

teil der *verbleibenden* Kapazität $C_{i-1}(k)$ erhalten soll. Die tatsächlich zugewiesene Kapazität $G_i^a(k)$ wird jedoch durch

$$G_i^a(k) = \min \{G_i^p(k), R_i(k)\} \quad (6.14)$$

bestimmt. Somit bekommt jede behandelte Verbindung nur die unbedingt notwendige Kapazität zugewiesen. Die neue verbleibende Kapazität $C_i(k)$, die dann der Verbindung $i + 1$ zur Verfügung steht, lässt sich durch

$$C_i(k) = C_{i-1}(k) - G_i^a(k) \quad (6.15)$$

berechnen, woraus der rekursive Charakter dieses Verfahrens deutlich wird. Die beschriebenen Schritte werden solange wiederholt bis alle aktiven Verbindungen eine Zuteilung erhalten haben ($\mathcal{B}(t) = \mathcal{A}(t)$). Bild 6.5a illustriert dieses Verfahren.

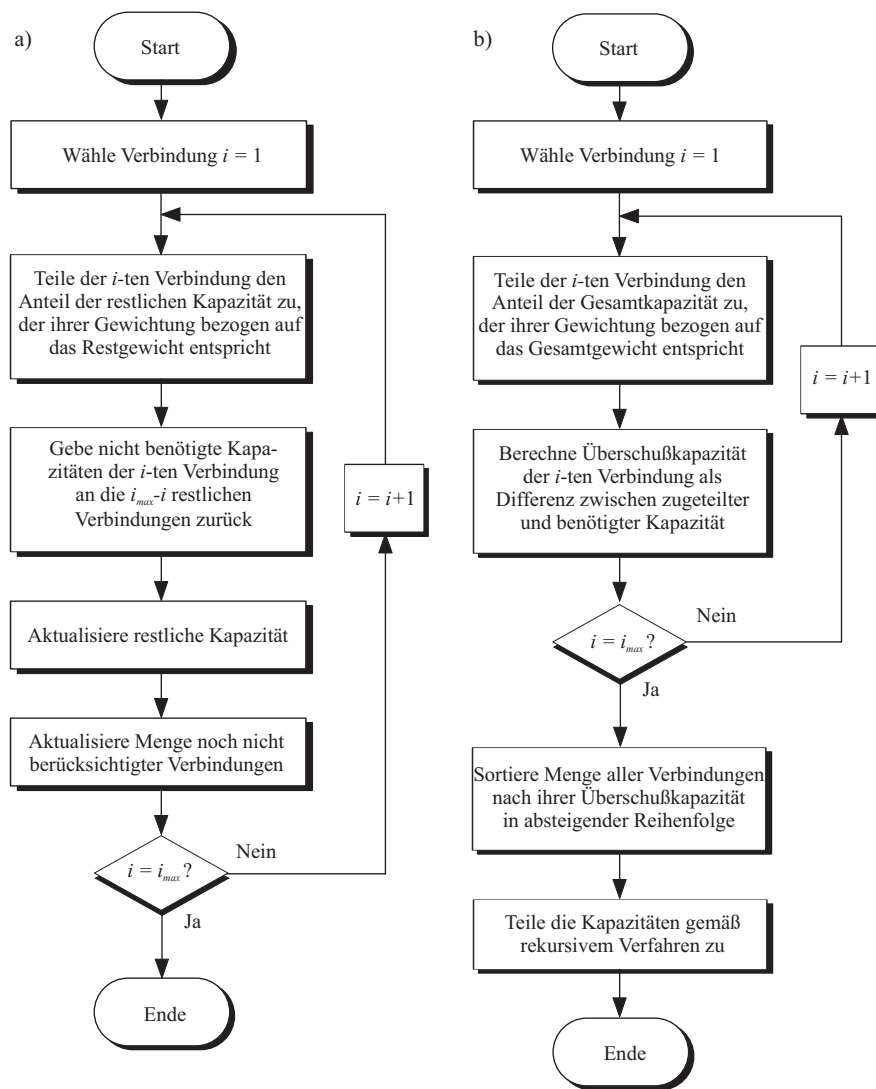


Bild 6.5 Ablauf des W2FQ-Verfahrens mit rekursiver Gewichtung a) und dessen optimierter Version b).

W2FQ mit optimierter rekursiver Gewichtung (ORG)

Das rekursive Verfahren ermöglicht einigen Verbindungen, von den ungenutzten Kapazitäten anderer Verbindungen zu profitieren. Dieser Profit hängt für jede einzelne Verbindung jedoch sehr stark von der Verarbeitungsreihenfolge ab. So ist es beispielsweise denkbar, dass Verbindungen, die mehr Kapazitäten benötigen als ihnen der SG-Algorithmus gewährt ($R_i(k) > G_i^p$), nicht von den ungenutzten Kapazitäten anderer Verbindungen profitieren, da sie zuerst bearbeitet wurden. Um diesen Nachteil zu beheben, müssen alle Verbindungen vor der Verarbeitung sortiert werden. Das Sortierungskriterium ist dabei der Zuteilungsüberschuss $\Delta_i(k)$, der durch

$$\Delta_i(k) = G_i^p(k) - R_i(k) \quad (6.16)$$

definiert ist. Diese Sortierung stellt sicher, dass diejenige Verbindung mit dem größten Zuteilungsüberschuss zuerst bearbeitet wird und somit *alle* anderen Verbindungen von ihrer nicht benötigten Kapazität profitieren. Nach der Sortierung verläuft dieses Verfahren mit optimierter rekursiver Gewichtung identisch zum RG-Schema ab, wie in Bild 6.5b gezeigt wird.

6.2.2 Simulationsszenario

Die oben beschriebenen W2FQ-Verfahren wurden in eine für den Spectrum Pooling Ansatz modifizierte HIPERLAN/2-Simulationsumgebung eingebettet. Das implementierte Simulationsszenario ist in Bild 6.6 dargestellt. Als Verkehrsmodell zur Generierung von Datenpaketen an der Schnittstelle zwischen dem *Internet Protocol* (IP) und dem CL von HIPERLAN/2 wurde ein Ansatz aus [69] übernommen, wobei ein Verhältnis zwischen Uplink- und Downlinkverkehr von 1/4 festgelegt wurde.

Sämtliche Funktionsblöcke der Sicherungsschicht und der Basisbandverarbeitung (Fehler- und Flusskontrolle, Kanalcodierung etc.) wurden gemäß des Standards ohne vereinfachende Abstraktionen implementiert, um möglichst realistische und verlässliche Simulationsergebnisse zu erhalten. Die physikalische Schicht wurde für alle durchgeführten Simulationen im Modus mit 64-QAM und $R = 3/4$ betrieben. Als Kanalmodell kam die Spezifikation der ETSI UMTS Konzeptevaluierung [1] zum Einsatz.

Die im nächsten Abschnitt vorgestellten Ergebnisgraphen wurden mit einem zeitvarianten Inhauskanal (*Office A*, vgl. Anhang B.2) bei einem SNR von 30 dB generiert. Dabei greifen die Stammnutzer auf ihre Teilbänder der Breite $a = 4$ gemäß

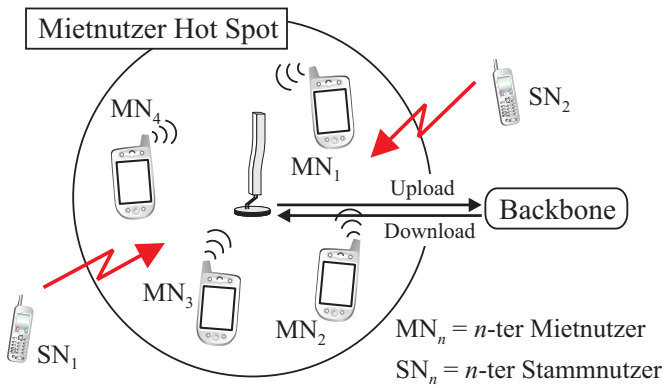


Bild 6.6 Szenario zur Simulation der Dienstgüte im Mietnutzersystem.

des in Abschnitt 6.1 beschriebenen parallelen POISSON-Prozesses zu, wofür eine fixe Bedienrate von $\mu = 500 \text{ s}^{-1}$ angenommen wurde. Weitere Details über das verwendete Simulationsmodell sind in [79] zu finden.

6.2.3 Paketverzögerung im Mietnutzersystem

Unter Paketverzögerung ist im betrachteten Kontext diejenige Zeit zu verstehen, die zwischen dem Eintritt eines Datenpaketes in die Sicherungsschicht des Senders bis zum Austritt desselben Paketes durch den entsprechenden SAP der Empfängerseite vergeht. Zusätzliche Verzögerungen durch höhere Protokollschichten wurden hier nicht betrachtet. Wegen der zentralisierten Struktur des HIPERLAN/2-Protokolls ist die Paketverzögerung getrennt für den Uplink- und den Downlinkfall zu messen. Da die Verwendung der Fehler- und Flusskontrolle bezüglich der Paketverzögerung einen Worst Case darstellt, wurde im weiteren Verlauf dieses Abschnitts nur dieser Fall betrachtet, obwohl der HIPERLAN/2-Standard auch eine Deaktivierung sämtlicher ARQ-Mechanismen zulässt.

Die Bilder 6.7 und 6.8 zeigen die mit den drei beschriebenen W2FQ-Verfahren erzielte Paketverzögerung für die Uplink- bzw. Downlinkrichtung. Vergleicht man beide Graphen, so ist eine Differenz in den jeweiligen Paketverzögerungen von ungefähr 2 ms zu erkennen. Dies rührt daher, dass die RRs des Uplinks erst über die Luftschnittstelle zum Scheduler des APs übertragen werden müssen, während dort die RRs für den Downlink direkt vorliegen. Da die Übertragung der RRs einen

MAC-Rahmen an zusätzlicher Verzögerung mit sich bringt, erklärt sich die Differenz in den Graphen.

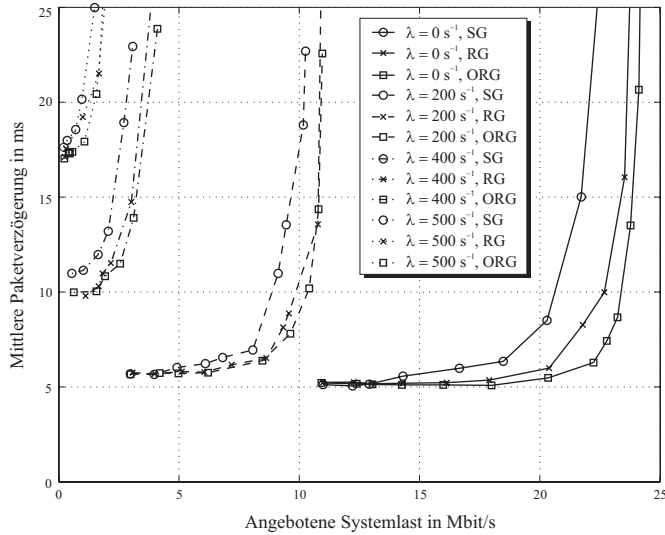


Bild 6.7 Paketverzögerung als Funktion der angebotenen Systemlast für unterschiedliche Scheduling Verfahren und Ankunftsraten λ im Uplink.

Weiterhin ist zu erkennen, dass signifikante Leistungsunterschiede zwischen den einzelnen Scheduling Verfahren nur in schwach belegten Spectrum Pools auftreten. Ab einer Ankunftsrate der Stammnutzer von $\lambda = 200 \text{ s}^{-1}$ – was einer mittleren Poolauslastung von $r = 0,65$ nach (6.10) und (2.9) entspricht – verschwinden diese Leistungsunterschiede zusehends. Wird also ein Spectrum Pooling System für stark frequentierte Pools entworfen, so kann auf die Rekursion und die Sortierung bei der Ressourcenvergabe verzichtet werden. In schwach belegten Spectrum Pools lohnt sich hingegen der Übergang zu den aufwändigeren Scheduling Verfahren, um dem Mietnutzer eine niedrigere Paketverzögerung bereitzustellen.

Die Ankunftsrate λ hat einen sehr starken Einfluss auf die maximale Systemlast des HIPERLAN/2-Systems in einem Spectrum Pooling Szenario. Es ist leicht ersichtlich, dass höhere Ankunftsraten den Lastpunkt, ab dem Paketverluste auftreten (Asymptote der Paketverzögerung), nach unten verschieben. Viel aufschlussreicher ist jedoch die Erkenntnis, dass die minimal erreichbare Paketverzögerung mit wachsendem λ stark ansteigt. Der Grund für diesen Effekt ist, dass die zufällige

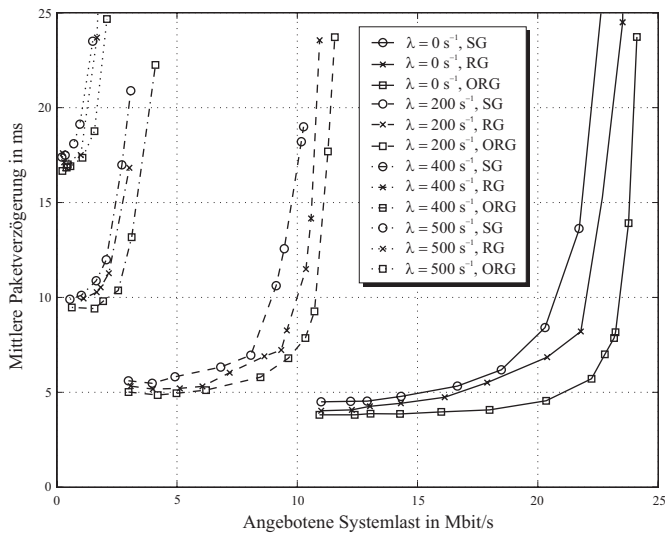


Bild 6.8 Paketverzögerung als Funktion der angebotenen Systemlast für unterschiedliche Scheduling Verfahren und Ankunftsraten λ im Downlink.

verfügbare Bandbreite für große λ öfter unter eine Schwelle sinken kann, an der nur noch die notwendige Protokollinformation übertragen werden kann. Anliegende Datenpakete müssen in diesem Fall warten bis wieder ausreichend Bandbreite zur Verfügung steht, was die mittlere Paketverzögerung stark ansteigen lässt.

Dieser Effekt hat beträchtliche Konsequenzen für die Dienstgütegarantien, die in einem Spectrum Pooling System gegeben werden können. Falls die Aktivität der Stammnutzer steigt, können eventuell gegebene Garantien bezüglich der Paketverzögerung nicht mehr eingehalten werden, *selbst* wenn die Eingangslast gegen Null geht. Diese Aussage gilt für alle untersuchten Scheduling Verfahren. Im Falle nicht mehr einzuhaltender Garantien wird es notwendig, einen *Interpool Handover* durchzuführen, bei dem sämtliche assoziierten Mietnutzerstationen und der AP in einen neuen Frequenzbereich transferiert werden. Eine genauere Untersuchung dieser Vorgänge wird in Abschnitt 6.3 vorgestellt.

Eine weitere wichtige Größe für die Übertragungsqualität – insbesondere bei Video- und Audioanwendungen – ist neben der mittleren Paketverzögerung auch deren Varianz oder Delay Jitter. Simulationsergebnisse hierzu sind in Bild 6.9 zu sehen. Die Ergebnisse wurden für die Downlinkrichtung erzielt, unterscheiden sich jedoch

nur minimal von der Uplinkrichtung, da nur die Abweichung vom Mittelwert der Paketverzögerung berücksichtigt wird. Die Ergebnisse zeigen die gleiche beträchtliche Abhängigkeit der Kurven von der Ankunftsrate der Stammmutzer. Die Unterschiede in der Leistungsfähigkeit der einzelnen Scheduling Verfahren bezüglich des Delay Jitters sind jedoch eher gering, so dass beim Systemdesign auf aufwändige Verfahren verzichtet werden kann, wenn bezüglich des Delay Jitters empfindliche Multimediaströme im Vordergrund stehen.

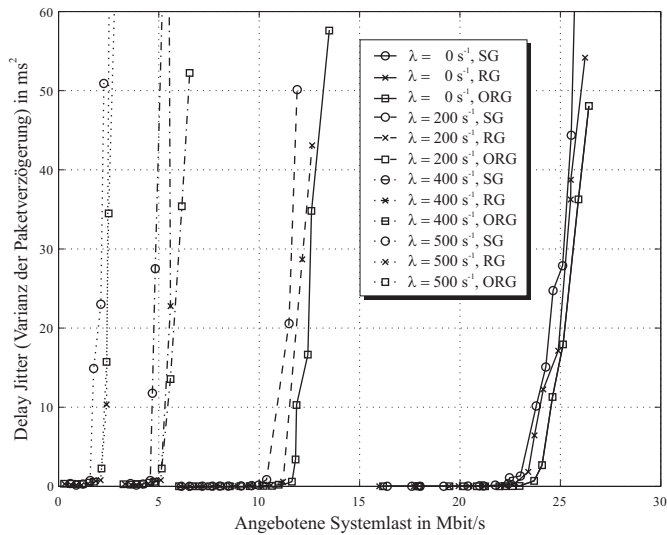


Bild 6.9 Delay Jitter als Funktion der angebotenen Systemlast für unterschiedliche Scheduling Verfahren und Ankunftsraten λ im Downlink.

6.2.4 Durchsatz im Mietnutzersystem

Der mittlere Systemdurchsatz wurde gemessen, indem das Gesamtvolumen der Datenübertragung im Mietnutzersystem durch die betrachtete Zeitdauer der Simulation dividiert wurde. Die Graphen der Bilder 6.10 und 6.11 zeigen einen klaren Unterschied zwischen Normal- und Überlastbetrieb. Einem linearen Anstieg folgt eine Sättigung in der Überlastsituation. Der Übergang zwischen beiden Betriebszuständen ist recht abrupt, da die vorhandenen Übertragungskapazitäten (Zeitslots) eines MAC-Rahmens bei einem zentralisierten Medienzugriff wie in HIPERLAN/2 *nicht* von der Systemlast abhängen wie beim in Abschnitt 4.1.3 beschriebenen

CSMA/CA-Zugriff von IEEE 802.11a. Bei diesem steigt mit wachsender Systemlast auch die Kollisionswahrscheinlichkeit, was den Übergang zwischen Normal- und Überlastbetrieb weicher werden lässt.

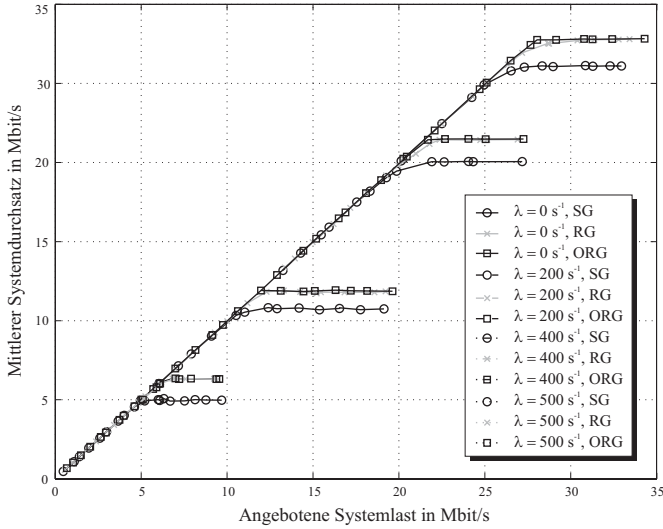


Bild 6.10 Systemdurchsatz als Funktion der angebotenen Systemlast für unterschiedliche Scheduling Verfahren und Ankunftsraten λ im Unacknowledged Mode.

Im Sättigungsfall besteht kein Leistungsunterschied zwischen dem RG-Verfahren und seiner optimierten Variante. Der Grund hierfür ist, dass *alle* Verbindungen mehr Kapazität anfordern als ihnen der Scheduler gewähren kann ($R_i(k) > G_i^p(k)$), so dass die Sortierung ohne Wirkung auf den Durchsatz bleibt. Jedoch übertreffen der RG- und der ORG-Algorithmus die Leistungsfähigkeit des SG-Algorithmus im Sättigungsfall deutlich, da durch die Rekursion in der Zuteilung die Zeitslots des MAC-Rahmens fast lückenlos mit Nutzdaten besetzt werden können.

Der maximal erreichbare Durchsatz zeigt eine hohe Empfindlichkeit gegenüber der Ankunftsrate der Stammmutzer. Es ist jedoch bemerkenswert, dass im Falle des in Abschnitt 4.2.3 beschriebenen Unacknowledged Mode von HIPERLAN/2 noch ein Systemdurchsatz von knapp 7 Mbit/s erreicht wird, selbst wenn die Stammmutzer sehr häufig zugreifen ($\lambda = 500 \text{ s}^{-1}$). Dieser Durchsatz fällt jedoch sehr stark ab, wenn das ARQ-Protokoll des Acknowledged Modes verwendet wird. Dieser Modus ist speziell für die sichere Übertragung bei Dateitransfers konzipiert. Sämtliche Kontrollpakete zur Steuerung des ARQ-Protokolls werden im Gegensatz zu

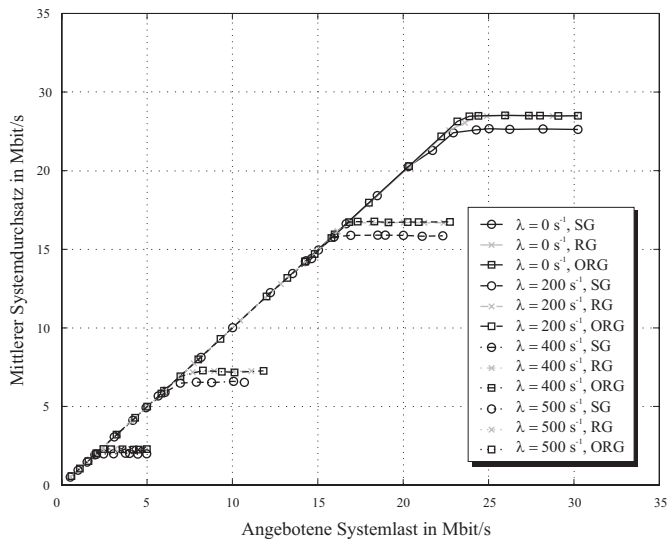


Bild 6.11 Systemdurchsatz als Funktion der angebotenen Systemlast für unterschiedliche Scheduling Verfahren und Ankunftsraten λ im Acknowledged Mode.

den Datenpaketen im langsamsten, aber sichersten Übertragungsmodus (BPSK, $R = 1/2$) gesendet. In diesem Fall beträgt der Systemdurchsatz nur noch 8% seines nominellen Wertes für $\lambda = 0$. Ist dies für eine sinnvolle Anwendung zu wenig, so müssen wieder Interpool Handover in Betracht gezogen werden.

6.3 Interpool Handover

Wie im letzten Abschnitt gezeigt, hat die Ankunftsrate λ der Stammmutzer einen entscheidenden Einfluss auf die Übertragungsqualität des Mietnutzersystems. In Situationen, in denen die Zahl freier OFDM-Unterträger nicht mehr ausreicht, um ausgehandelte Dienstgüteparameter einzuhalten, muss der gesamte Spectrum Pool in einen anderen Frequenzbereich, in dem die Aktivität der Stammmutzer geringer ist, transferiert werden. Die Entscheidung, ob ein Spectrum Pool verlassen werden soll, wird dabei von einer zentralen Instanz des APs getroffen. In diesem Abschnitt werden effiziente Algorithmen hergeleitet, die es dem AP ermöglichen, den Pool zu einem optimalen Zeitpunkt zu wechseln. Als Optimierungsgrößen wurden dabei die mittlere zur Verfügung gestellte Bandbreite, die Zahl der Verbindungsabbrüche und die Zahl der Handover Vorgänge herangezogen. Diese Größen können jedoch nicht gemeinsam optimiert werden. Der Kompromiss zwischen diesen sich teilweise widersprechenden Forderungen bezüglich der Wahl der Parameter wird hier näher beleuchtet.

6.3.1 Analogie zum Intercell Handover

Leider lässt sich die Ankunftsrate λ nicht direkt messen. Die einzige Größe, die für die Auslösung eines Interpool Handovers zur Verfügung steht, ist die Zahl der freien Unterträger $b(k)$ zum Zeitpunkt kT_D , die von der Detektion in der physikalischen Schicht geliefert wird. Betrachtet man die hellgraue Kurve in Bild 6.3, so wird eine Analogie zwischen dem Fall eines Interpool Handovers und einem konventionellen Handover zwischen den Zellen eines Mobilfunksystems (*Intercell Handover*) deutlich.

Bei einem herkömmlichen Intercell Handover ist die Leistung des Empfangsignals das entscheidende Kriterium für das Wechseln der Basisstation [48, 66]. Falls der Empfangspegel unter eine gewisse Schwelle sinkt, wird die Verbindung zur ursprünglichen Basisstation abgebaut und zu einer neuen Basisstation umgeleitet, die potenziell einen höheren Empfangspegel aufweist. In einem Spectrum Pooling System ist die Situation ganz analog, wenn man die physikalischen Größen *momentane Empfangsleistung* und *verfügbare Bandbreite* gegeneinander vertauscht. Sowohl die Zahl freier OFDM-Unterträger als auch der Empfangspegel in einem Mehrwegeumfeld besitzen Langzeit- und Kurzzeitprozesskomponenten, wie in Abschnitt 6.1 gezeigt wurde. In beiden angesprochenen Szenarien verursachen die Kurzzeitkomponenten eine zu große Häufigkeit von Handover Vorgängen, so dass diese Komponenten herausgefiltert werden müssen. Um dabei ein zu schnelles Zu-

rückspringen in den ursprünglichen Pool zu vermeiden, müssen Hystereseschleifen eingeführt werden, d.h. die Zahl freier OFDM-Unterträger muss im neuen Pool um einen bestimmten Hysteresebreite höher sein als im alten Pool, um den Interpool Handover auszulösen.

6.3.2 Algorithmen zur Auslösung des Interpool Handovers

Als Eingangssignal für die untersuchten Interpool Handover Algorithmen dient die Zahl der freien OFDM-Unterträger $b(k) \in \mathbb{N}$. Die störenden Kurzzeitkomponenten dieses Signals können beispielsweise durch eine exponentielle Mittelwertbildung [38] (Exponentialfilter) oder durch eine gleitende Mittelwertbildung [39] (Rechteckfilter) gefiltert werden. Diese Mittelung wird durch ein lineares FIR-Filter realisiert, für dessen Ausgangssignal

$$\bar{b}(k) = b(k) * g(k) \quad (6.17)$$

gilt und $g(k)$ die Impulsantwort des Filters der Länge L_F beschreibt, wie Bild 6.12 verdeutlicht. Weitere Fensterfunktionen wie HANN-, HAMMING-, BLACKMAN-, und BARTLETT-Fenster [50] wurden analysiert. Weiterhin wurde ein Ansatz mit zwei verketteten Rechteckfenstern untersucht. Die Glättung des Eingangsprozesses $b(k)$ ist in Bild 6.13 für verschiedene Filtertypen der Länge $L_F = 20$ zu sehen.

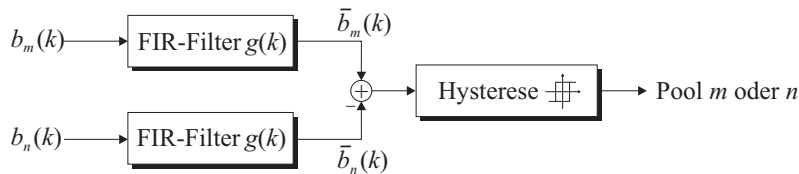


Bild 6.12 Verfahren zur Auswahl des aktuellen Spectrum Pools mit Glättungsfilter und Hysterese.

Nach dem Filterungsvorgang werden die geglätteten Bandbreitenprozesse $\bar{b}_m(k)$ und $\bar{b}_n(k)$ des m -ten und n -ten Pools voneinander abgezogen. Ihre Differenz

$$\Delta \bar{b}(k) = \bar{b}_m(k) - \bar{b}_n(k) \quad (6.18)$$

wird auf eine Hystereseschleife gegeben. Ist der m -te (n -te) Pool der momentan verwendete, so wird ein Interpool Handover ausgelöst, falls $\Delta \bar{b}(k)$ größer (kleiner) als die Hysteresebreite W_H ($-W_H$) ist. Eine weitere Methode wurde aus [37] übernommen. Beim *Drop Timer* Verfahren muss die Handover Bedingung

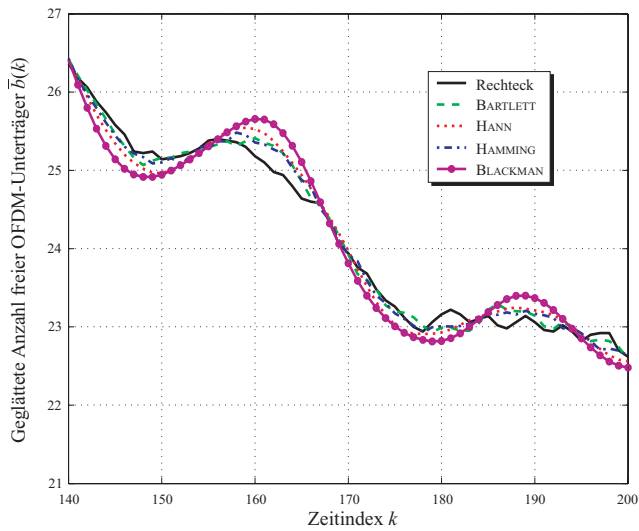


Bild 6.13 Glättungseffekt verschiedener Filtertypen ($L_F = 20$).

$\Delta\bar{b}(k) > W_H$ bzw. $\Delta\bar{b}(k) < -W_H$ für K_D aufeinander folgende Abtastintervalle (Detektionszyklen T_D) erfüllt sein, um einen Interpool Handover einzuleiten. Weitere Verfahren wurden in [78] vorgestellt.

6.3.3 Simulationsergebnisse

Die Leistungsfähigkeit der vorgestellten Interpool Handover Algorithmen wurde bezüglich der drei angesprochenen Optimierungsgrößen (Zahl der Verbindungsabbrüche, der freien OFDM-Unterräger und der Handover Vorgänge) evaluiert. In den vorgestellten Simulationen wurde ein Verbindungsabbruch gewertet, wenn die Zahl der freien OFDM-Unterräger für mehr als zehn aufeinanderfolgende Detektionszyklen unter B_D gesunken ist, wobei B_D die minimale Bandbreite beschreibt, die notwendig ist, um überhaupt Nutzdaten neben dem Protokolloverhead übertragen zu können. Für das untersuchte modifizierte HIPERLAN/2-System liegt B_D bei 16 OFDM-Unterrägern [76].

Die erwähnten Optimierungsgrößen stellen meist gegenläufige Forderungen bezüglich der Parameterwahl dar. Ein längeres Filter bedeutet zwar eine bessere Glättung und somit weniger Handover Vorgänge, bringt jedoch auch eine größere Ver-

zögerung mit sich. Dies führt dazu, dass erst später in einen neuen Spectrum Pool mit mehr freien OFDM-Unterträgern gesprungen werden kann, wodurch im Mittel verfügbare Bandbreite verloren geht. Gleiches gilt für die Breite der Hystereseschleife. Um hier Kompromisse zu finden, müssen die Abhängigkeiten zwischen den Größen genau analysiert werden.

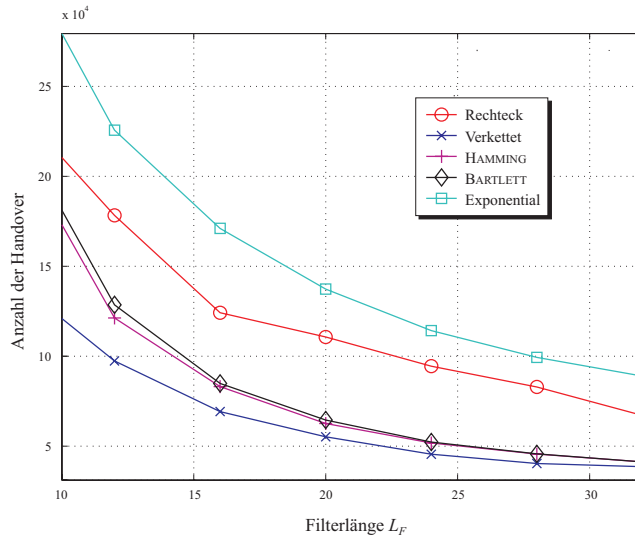


Bild 6.14 Tatsächlich erreichte Zahl der Interpool Handover als Funktion von L_F für verschiedene Glättungfilter.

Das simulativ untersuchte Interpool Handover Szenario enthielt zwei Spectrum Pools. Der erste verfügte über eine konstante Ankunftsrate von $\lambda_1 = 350 \text{ s}^{-1}$. Im zweiten Spectrum Pool wurde die Stammnutzerrankunftsrate periodisch gemäß

$$\lambda_2(t) = d + e \sin(2\pi f_{\text{SN}} t) \quad (6.19)$$

variiert, was den mit der Frequenz f_{SN} oszillierenden Verkehr im Stammnutzersystem repräsentiert. Die Parameter d und e wurden zu 550 s^{-1} bzw. 450 s^{-1} gewählt. Die Bedienrate war bei $\mu = 1000 \text{ s}^{-1}$ fix eingestellt. Entsprechend des Rahmentaktes in HIPERLAN/2 wurde von der Detektion in der physikalischen Schicht alle 2 ms ein neuer Bandbreitenwert $b(k)$ bereitgestellt. Die simulierte Zeitdauer betrug jeweils 3600 s. Bei einer Variation von $\lambda_2(t)$ mit $f_{\text{SN}} = 5 \text{ Hz}$ ergibt sich somit eine effektive Zahl von $2 \cdot 5 \text{ Hz} \cdot 3600 \text{ s} = 3,6 \cdot 10^4$ betrachteten Inter-

pool Handover Vorgängen. Diese Zahl stellt das Minimum dar, das ein Handover Algorithmus im dargestellten Szenario erreichen kann.

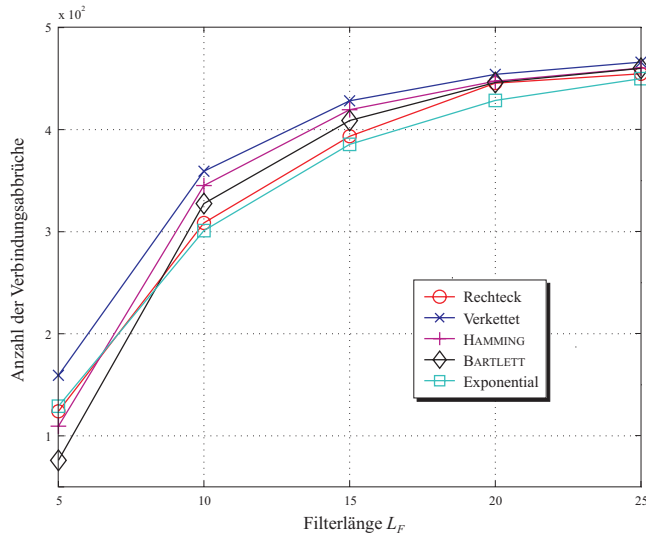


Bild 6.15 Zahl der Verbindungsabbrüche als Funktion von L_F für verschiedene Glättungsfilter.

Bild 6.14 zeigt die tatsächlich erreichte Zahl der Interpool Handover für verschiedene Glättungsfilter ohne Hystereseschleife ($W_H = 0$). Es ist ersichtlich, dass der Ansatz zweier verketteter Rechteckfilter die wenigsten Interpool Handover initiiert. Sogar für moderate Filterlängen von $L_F = 20$ werden Ergebnisse nahe am Optimum erreicht. Die Filterlängen L_1 und L_2 der verketteten Rechteckfilter wurden dabei zu $L_1 + L_2 = L_F$ gewählt, bei einer konstanten Filterlänge $L_2 = 5$ für das zweite Filter. Die Komplexität dieses verketteten Filters ist bei gleicher Gesamtlänge sehr viel geringer als die der gewichtenden Filter, da ein Rechteckfilter nur zwei Additionen und eine Multiplikation zur Generierung eines Ausgangswertes benötigt, im Gegensatz zu L_F Multiplikationen und L_F Additionen für die restlichen untersuchten Filtertypen.

Die Zahl der Verbindungsabbrüche nimmt bei Verwendung der verketteten Filter verglichen mit HAMMING-, BARTLETT- oder anderen Filtertypen nur geringfügig zu, wie die Simulationsergebnisse in Bild 6.15 darlegen. In [78] wurde gezeigt, dass sich trotz der guten Glättungseigenschaften der verketteten Rechteckfilter nur ein moderater Verlust von im Mittel verfügbaren OFDM-Unterträgern einstellt. Auf-

grund dieser Überlegenheit in der Leistungsfähigkeit und der geringen Komplexität wird im Weiteren nur noch dieser Filtertyp untersucht.

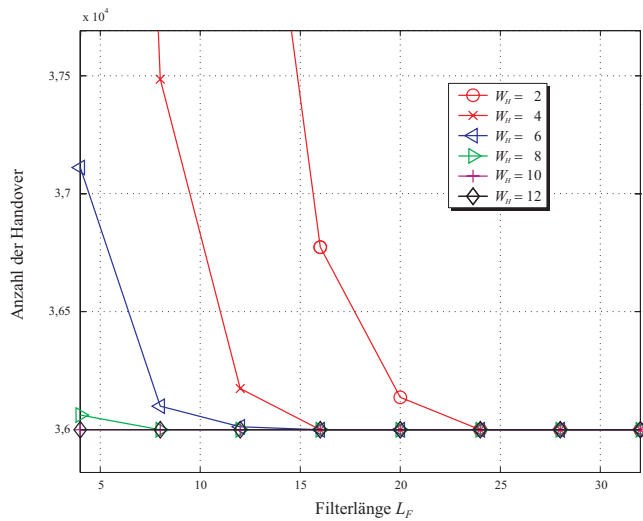


Bild 6.16 Tatsächlich erreichte Zahl der Interpool Handover als Funktion von L_F für variierende Hysteresebreite W_H .

Bild 6.16 veranschaulicht den Einfluss der Hysteresebreite W_H auf die tatsächlich erreichte Anzahl von Interpool Handovers für den Ansatz verketteter Rechteckfilter. Wie aus den Kurven erkennbar ist, reichen ab einer Filterlänge von $L_F = 10$ sehr kleine Hysteresebreiten bis zu $W_H = 6$ aus, um die minimal mögliche Handover Anzahl zu erzielen. Die Hysteresebreite W_H ist für ein gegebenes L_F immer so zu bestimmen, dass die Handover Anzahl gerade minimal wird. Optimale Paare von L_F und W_H sind in Tabelle 6.1 aufgelistet.

Gilt es, die mittlere Zahl freier OFDM-Träger \bar{B} zu optimieren, so sollte dies eher durch eine Verlängerung des eingesetzten Filters realisiert werden als durch entsprechende Verbreiterung der Hystereseschleife, wie Bild 6.17 verdeutlicht. Die verfügbare Bandbreite verringert sich bezüglich der Filterlänge beträchtlich lang-

L_F	24	18	12	8	4
W_H	2	4	6	8	10

Tabelle 6.1 Optimale Werte für L_F und W_H bezüglich der Handover Anzahl.

samer als bezüglich der Hysteresebreite. Die Richtigkeit dieser Vorgehensweise wird auch durch die gestrichelte Kurve in Bild 6.17 bestätigt, in der die optimalen Werte für L_F und W_H aus Tabelle 6.1 eingetragen und durch Linien verbunden sind.

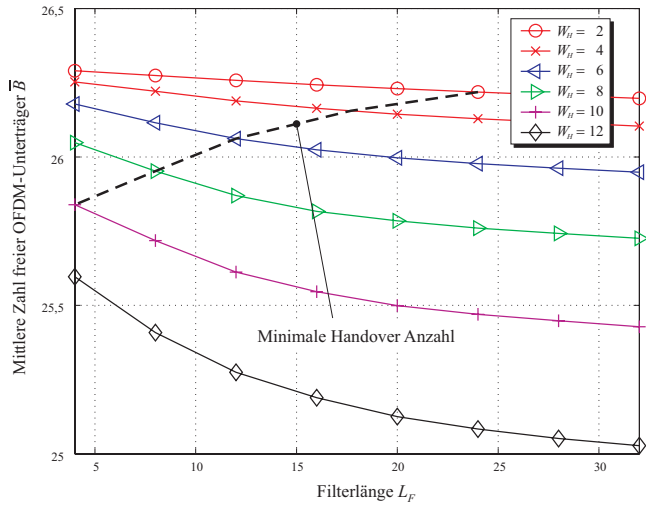


Bild 6.17 Mittlere Zahl freier OFDM-Unterträger als Funktion von L_F für variierende Hysteresebreite W_H .

Ein Betrachten dieser Kurve legt den Schluss nahe, die Hysterese möglichst schmal zu halten und die Filterlänge so lange zu vergrößern bis die Handover Anzahl minimal wird. In diesem Fall hätte man die maximale mittlere Zahl freier OFDM-Träger \bar{B} unter der Randbedingung minimaler Handover Anzahl erreicht. Dass man sich hierdurch allerdings eine deutliche Erhöhung der Zahl der Verbindungsabbrüche erkauft, wird aus Bild 6.18 ersichtlich. Die gezählten Verbindungsabbrüche werden sowohl mit wachsender Filterlänge als auch mit wachsender Hysteresebreite immer häufiger.

Vergleicht man die Kurve optimaler L_F/W_H -Paare (gestrichelte Kurve) mit derjenigen aus Bild 6.17, so wird klar, dass sich die mittlere Zahl freier OFDM-Unterträger \bar{B} und die Zahl der Verbindungsabbrüche nicht gleichzeitig unter der Randbedingung minimaler Handover Anzahl optimieren lassen. Da die relative Änderung von \bar{B} auf der optimalen L_F/W_H -Kurve deutlich geringer ist als die relative Änderung der Zahl der Verbindungsabbrüche auf der gleichen Kurve, sollte ein Kompromiss zwischen beiden Größen eher zugunsten der Verbindungsabbrüche

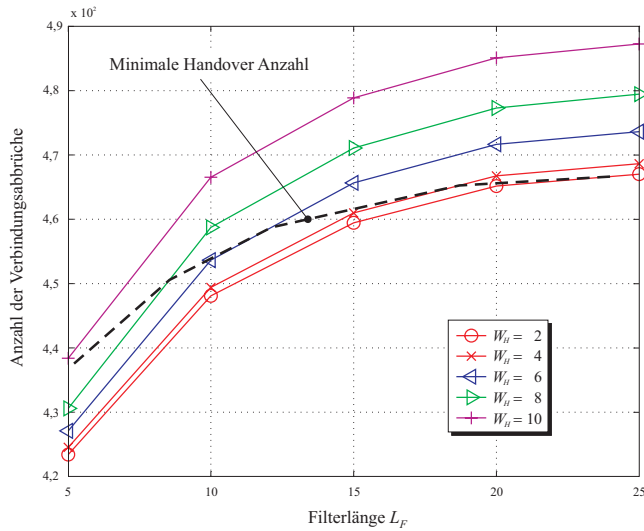


Bild 6.18 Zahl der Verbindungsabbrüche als Funktion von L_F für variierende Hysteresebreite W_H .

ausfallen. Dies stellt ohnehin für einen potenziellen Mietnutzer ein größeres Ärgernis dar als eine nicht ganz optimal genutzte Bandbreite.

Die im letzten Abschnitt erklärte Methode des Drop Timers stellt sich als sehr effektive Variante zur Auslösung eines Interpool Handovers heraus, wie in Bild 6.19 für $K_D = 5$ zu sehen ist. Hier ist die Gesamtzahl der Interpool Handover über der Hysteresebreite bei variierendem f_{SN} dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bereits für $W_H = 4$ immer die minimale Handover Anzahl erreicht wird, obwohl nur ein sehr kurzes *einfaches* Rechteckfilter ($L_F = 10$) für diese Simulation zum Einsatz kam. Es ist auffällig, dass für geringere f_{SN} breitere Hystereseschleifen benötigt werden. Dies liegt darin begründet, dass die Realisierung des Bandbreitenprozesses $b(k)$ bei einer schnelleren Variation der Stammnutzerrankunftsrate (großes f_{SN}) im Mittel steiler verläuft, so dass eine Rückkehr in den ursprünglichen Spectrum Pool nach einem ausgelösten Handover durch statistische Variation von $b(k)$ für wachsendes f_{SN} immer unwahrscheinlicher wird.

Die benötigten Hysteresebreiten sind so gering, dass die mit ihnen erzielte mittlere Zahl freier OFDM-Unterträger sehr nah am Optimum liegt, wie Bild 6.20 zeigt. Erst wenn W_H weit über die oben geforderten $W_H = 4$ gesteigert wird,

sind überhaupt negative Auswirkungen für \bar{B} sichtbar. Diese Auswirkungen werden für wachsende f_{SN} immer deutlicher. Dies liegt an der Trägheit des Handover Algorithmus. Bei schnelleren Variationen der Ankunftsrate kann $b(k)$ dann tiefer sinken, bevor ein Interpool Handover ausgelöst wird. Ein weiterer positiver Effekt der Drop Timer Methode ist, dass die Filterlängen L_F und damit die Verzögerung verringert werden können. Dies hat zur Folge, dass die Zahl der Verbindungsabbrüche gesenkt werden kann, da es durch die kürzere Verzögerung unwahrscheinlicher wird, dass $b(k)$ für längere Zeit unter B_D sinkt, ohne dass vorher ein Interpool Handover ausgelöst würde.

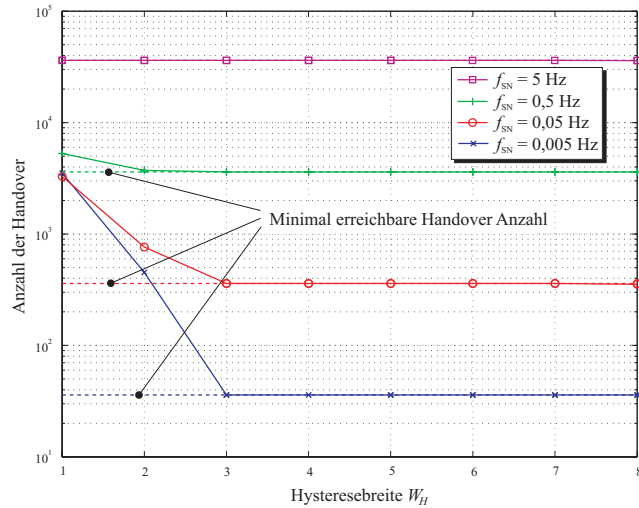


Bild 6.19 Tatsächlich erreichte Zahl der Interpool Handover als Funktion von W_H für variierendes f_{SN} ($K_D = 5$).

6.4 Zusammenfassung

Der Einfluss des Spectrum Pooling Ansatzes auf die Sicherungsschicht gestaltet sich systematisch anders als der Einfluss auf die physikalische Schicht. Für die Funktionalität der Sicherungsschicht ist die exakte Konstellation der Stammnutzerezugriffe unerheblich. Die kumulierte Anzahl freier OFDM-Unterträger und deren Statistik ist entscheidend für die Aufgaben der Verbindungssteuerung. Zu Beginn dieses Kapitels wurde auf der Basis paralleler POISSON-Prozesse ein analytisches

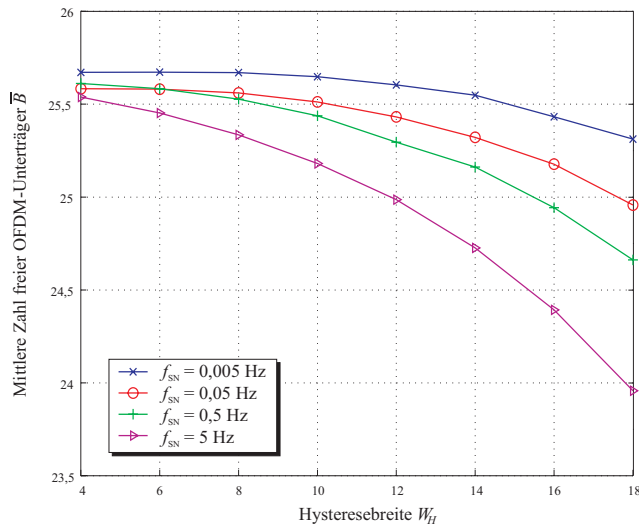


Bild 6.20 Mittlere Zahl freier OFDM-Unterräger als Funktion von W_H für variierendes f_{SN} ($K_D = 5$).

Modell hergeleitet, aus dem sich die durch Simulationsergebnisse bestätigte Verteilung des Zufallsprozesses der freien OFDM-Unterräger gewinnen ließ. Diese Verteilung weist eine sehr starke Varianz auf, die die Kurzzeitstatistik des Bandbreitenprozesses maßgeblich bestimmt. Diesem Kurzzeitverhalten ist ein Langzeitverhalten überlagert, welches durch Tageslastschwankungen des Stammmusersystems und eventuelle Notfälle (z.B. Rettungsdienste, Militär etc.) verursacht wird.

Da Spectrum Pooling Systeme neben klassischen Sprach- und Datenanwendungen auch anspruchsvolle Multimediadienste unterstützen sollen, wurde in diesem Kapitel die unter Einfluss der Stammmutzerzugriffe erzielbare Dienstgüte im Mietnusersystem untersucht. Das besondere Interesse galt dabei den Größen Systemdurchsatz, Paketverzögerung und Delay Jitter. Hierzu wurden verschiedene Scheduling Verfahren unter Spectrum Pooling Randbedingungen simulativ untersucht. Dabei stellte sich die Paketverzögerung als sehr heikel bezüglich der Ankunftsrate der Stammmutzer heraus. Die maximale Systemlast sinkt deutlich, wenn die Aktivität der Stammmutzer steigt. Ein weiterer interessanter Aspekt ist die Tatsache, dass die minimal erreichbare Paketverzögerung für große Ankunftsraten signifikant wächst, selbst wenn die Eingangslast gegen Null geht. Daraus ergibt sich die Konsequenz, dass einmal ausgehandelte Dienstgütegarantien bezüglich der Paketverzö-

gerung bei steigender Stamnutzeraktivität neu ausgehandelt werden müssen. Ein weiteres Ergebnis der präsentierten Simulationen ist, dass die Leistungsunterschiede zwischen den aufwändigen und den einfachen Scheduling Verfahren nur in fast leeren Spectrum Pools evident werden. Gilt es, ein Spectrum Pooling System für stark frequentierte Spektralbereiche zu konzipieren, so kann auf einen komplexen Scheduler verzichtet werden.

Die Untersuchungen bezüglich des Systemdurchsatzes ergaben ein stark divergierendes Verhalten für den Acknowledged und den Unacknowledged Mode von HIPERLAN/2, so dass hier für fehlersensible Anwendungen (z.B. Dateitransfers) und fehlerrobuste Dienste (z.B. Audio- und Videoübertragung) unterschiedliche Aussagen getroffen werden müssen. Beim unbestätigten Dienst können selbst bei hohen Stamnutzerankunftsrate zufrieden stellende Systemdurchsätze erreicht werden. Diese brechen jedoch unter sonst gleichen Bedingungen bei Verwendung der Fehlerkontrolle stark ein. Falls sich diese Durchsätze für eine entsprechende Anwendung als nicht ausreichend erweisen, ist der verwendete Spectrum Pool unbrauchbar, und es muss in einen anderen Spectrum Pool gewechselt werden.

Dies führt zum neuartigen Konzept des Interpool Handovers. Im letzten Abschnitt dieses Kapitels wurden Algorithmen zur Auslösung eines solchen Poolwechsels betrachtet. Die einzige Größe, die dem Mietnutzersystem hierzu zur Verfügung steht, ist die Anzahl detektierter freier OFDM-Unterträger. Diese unterliegt – wie zu Beginn des Kapitels gezeigt – einer Langzeit- und einer Kurzzeitstatistik. Dieses Verhalten ist ganz analog zur Empfangsleistung bei einem klassischen Intercell Handover, so dass hier aus der Literatur bekannte Algorithmen wie Glättung, Hysterese und Drop Timer adaptiert wurden. Als bestes Glättungsfilter für die Unterdrückung der starken Kurzzeitschwankungen stellte sich ein sehr aufwandsgünstiges Filter aus zwei verketteten Rechteckfiltern heraus.

Weiterhin wurde aus den Simulationsergebnissen ersichtlich, dass sich die Anzahl der Interpool Handover Vorgänge für eine geschickte Wahl von Glättungsfilterlänge und Hysteresebreite minimieren lässt. Leider lassen sich jedoch mit diesen bezüglich der Handover Anzahl optimalen Parametern die mittlere Bandbreite und die Anzahl der Verbindungsabbrüche nicht gleichzeitig optimieren. Das größere Optimierungspotenzial zeigte jedoch die Anzahl der Verbindungsabbrüche, weswegen beim Systementwurf besonders auf diese Größe geachtet werden muss, da diese auch kritisch für die Zufriedenheit der Mietnutzer ist. Weiterhin konnte durch die vorgestellten Simulationsergebnisse gezeigt werden, dass die Einführung eines Drop Timers zur Interpool Handover Auslösung die Leistungsfähigkeit bezüglich aller zu optimierenden Größen verbessert.

A Herleitungen

A.1 Herleitung der Entdeckungswahrscheinlichkeit

Einsetzen von (5.26) in (5.10) ergibt:

$$\begin{aligned}
 P_E &= \int_{\lambda_0}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \left(\frac{\lambda}{M(s_X^2 + s_Y^2)} \right)^{\frac{M-1}{2}} \\
 &\quad \cdot \exp\left(-\frac{\lambda + M(s_X^2 + s_Y^2)}{2\sigma_N^2}\right) I_{M-1}\left(\frac{\sqrt{M(s_X^2 + s_Y^2)\lambda}}{\sigma_N^2}\right) \\
 &\quad \cdot \frac{1}{2\pi\sigma_S^2} \exp\left(-\frac{s_X^2 + s_Y^2}{2\sigma_S^2}\right) ds_X ds_Y d\lambda.
 \end{aligned} \tag{A.1}$$

Durch den Übergang zu den Polarkoordinaten $s_X = r \cos \varphi$ und $s_Y = r \sin \varphi$, das Ersetzen der modifizierten BESSEL-Funktion $I_{M-1}(\cdot)$ durch deren Summen-
darstellung und die Integration über φ lässt sich P_E durch

$$\begin{aligned}
 P_E &= \int_{\lambda_0}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{2\sigma_S^2\sigma_N^2} \left(\frac{\lambda}{Mr^2} \right)^{\frac{M-1}{2}} \exp\left(-\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}\right) \\
 &\quad \cdot \exp\left(-\frac{(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)r^2}{2\sigma_S^2\sigma_N^2}\right) \\
 &\quad \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!\Gamma(M+m)} \left(\sqrt{\frac{Mr^2\lambda}{4\sigma_N^2}} \right)^{M-1+2m} r dr d\lambda
 \end{aligned} \tag{A.2}$$

darstellen. Nun kann die Reihenfolge von Summation und Integration vertauscht werden, was

$$\begin{aligned}
 P_E &= \int_{\lambda_0}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_S^2\sigma_N^2} \left(\frac{\lambda}{M} \right)^{\frac{M-1}{2}} \exp\left(-\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}\right) \\
 &\quad \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!\Gamma(M+m)} \left(\sqrt{\frac{M\lambda}{4\sigma_N^2}} \right)^{M-1+2m} \\
 &\quad \cdot \int_0^{\infty} r^{2m+1} \exp\left(-\frac{\sigma_N^2 + M\sigma_S^2}{2\sigma_S^2\sigma_N^2} \cdot r^2\right) dr d\lambda,
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

ergibt. Das innere Integral kann mit [22]

$$\int_0^{\infty} x^k \exp(-ax^2) dx = \frac{\Gamma(\frac{k+1}{2})}{2a^{\frac{k+1}{2}}}. \quad (\text{A.4})$$

gelöst werden. Setzt man (A.4) in (A.3) ein, so erhält man:

$$P_E = \frac{1}{2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \int_{\lambda_0}^{\infty} \left(\frac{\lambda}{2\sigma_N^2} \right)^{M-1} \exp\left(-\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}\right) \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{\Gamma(M+m)} \left(\frac{M\sigma_S^2\lambda}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \right)^m d\lambda. \quad (\text{A.5})$$

Dies kann in

$$P_E = \frac{1}{2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \int_{\lambda_0}^{\infty} \left(\frac{\lambda}{2\sigma_N^2} \right)^{M-1} \cdot \exp\left(-\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}\right) \cdot \left(\frac{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)}{M\sigma_S^2\lambda} \right)^{M-1} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{(m+M-1)!} \left(\frac{M\sigma_S^2}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \lambda \right)^{m+M-1} d\lambda, \quad (\text{A.6})$$

umgeschrieben werden, wodurch sich

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{(ax)^k}{k!} = \exp(ax) \quad (\text{A.7})$$

anwenden lässt. Abermalige Vertauschung von Summations- und Integrationsreihenfolge liefert:

$$P_E = \frac{1}{2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \left(\frac{\sigma_N^2 + M\sigma_S^2}{M\sigma_S^2} \right)^{M-1} \cdot \left[\int_{\lambda_0}^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda}{2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)}\right) d\lambda - \sum_{m=0}^{M-2} \frac{1}{m!} \left(\frac{M\sigma_S^2}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \right)^m \int_{\lambda_0}^{\infty} \lambda^m \exp\left(-\frac{\lambda}{2\sigma_N^2}\right) d\lambda \right]. \quad (\text{A.8})$$

Diese Integrale können mit Hilfe des unbestimmten Integrals [22]

$$\int x^k e^{ax} dx = e^{ax} k! \sum_{l=0}^k \frac{(-1)^l x^{k-l}}{a^{l+1} (k-l)!} + C, \quad (\text{A.9})$$

gelöst werden, was schließlich zu

$$\begin{aligned} P_E = & \left(\frac{\sigma_N^2 + M\sigma_S^2}{M\sigma_S^2} \right)^{M-1} \cdot \left[\exp \left(-\frac{\lambda_0}{2\sigma_N^2 + 2M\sigma_S^2} \right) \right. \\ & - \frac{1}{2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \exp \left(-\frac{\lambda_0}{2\sigma_N^2} \right) \\ & \left. \cdot \sum_{m=0}^{M-2} \left(\frac{M\sigma_S^2}{2\sigma_N^2(\sigma_N^2 + M\sigma_S^2)} \right)^m \sum_{l=0}^m \frac{(2\sigma_N^2)^{l+1} \lambda_0^{m-l}}{(m-l)!} \right] \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

führt.

B Verwendete Kanalmodelle

B.1 Ländliche Umgebung

In diesem Abschnitt sollen die beiden verschiedenen Kanalmodelle beschrieben werden, die für die Simulationen verwendet wurden. Bild B.1 zeigt die mittlere Leistung der einzelnen Mehrwegepfade für den ländlichen Kanal (*Rural Channel*) gemäß COST 207 [13].

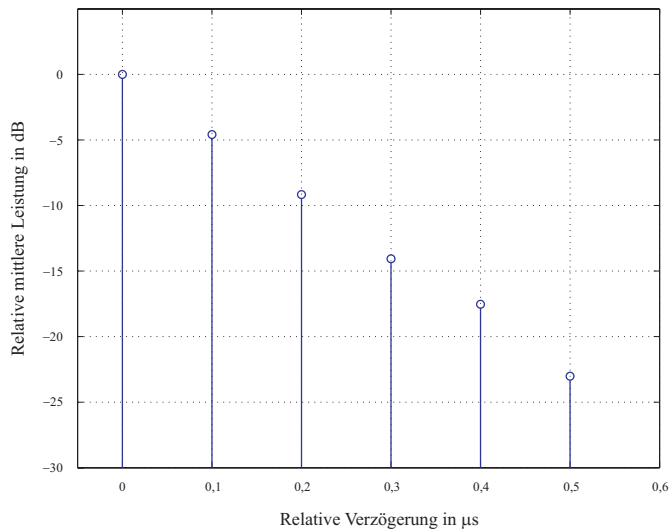


Bild B.1 Mittlere Leistung der einzelnen RAYLEIGH-verteilten Mehrwegepfade für den ländlichen Kanal.

B.2 Bürroumgebung

Bild B.2 stellt die mittlere Leistung der einzelnen Mehrwegepfade für den Inhauskanal (*Office A*) gemäß ETSI UMTS Konzeptevaluierung [1] dar.

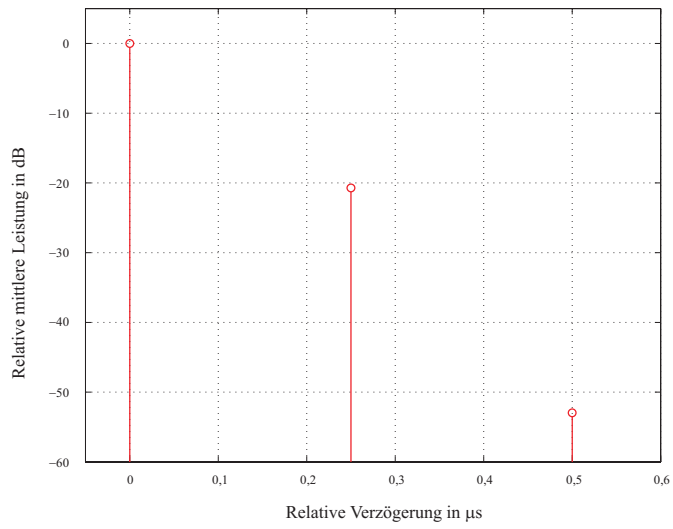


Bild B.2 Mittlere Leistung der einzelnen RAYLEIGH-verteilten Mehrwegepfade für den Inhauskanal.

Abkürzungen, Notation und Formelzeichen

Abkürzungen

AC	Association Control
ACH	Access feedback CHannel
AGC	Automatic Gain Control
AKF	Autokorrelationsfunktion
AP	Access Point
ARQ	Automatic Repeat reQuest
AWGN	Additive White GAUSSian Noise
BCH	Broadcast CHannel
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BRAN	Broadband Radio Access Network
BSS	Basic Service Set
CA	Collision Avoidance
CDMA	Code Division Multiple Access
CEPT	Conférence Européene des administrations des Postes et Télécommunications
CFP	Contention Free Period
CL	Convergence Layer
CP	Contention Period
C-PRMA	Centralized Packet Reservation Multiple Access
CRC	Cyclic Redundancy Check
CS	Carrier Sense
CSMA/CA	CS Multiple Access with CA
CTS	Clear To Send
CW	Contention Window
DCF	Distributed Coordination Function
DES	Data Encryption Standard
DFT	Discrete FOURIER Transformation
DIFS	DCF Inter Frame Space
DiL	Direct Link

DL	Downlink
DLC	Data Link Control
DS	Distribution System
DSS	Distribution System Service
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	Digital Video Broadcast
EIFS	Extended Inter Frame Space
ESS	Extended Service Set
ETSI	European Telecommunications Standardization Institute
FCC	Federal Communications Commission
FCH	Frame control CHannel
FDM	Frequency Division Multiplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast FOURIER Transformation
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FIR	Finite Impulse Response
GSM	Global System for Mobile communications
ICI	InterCarrier Interference
ICV	Integrity Check Value
IDFT	Inverse Discrete FOURIER Transformation
IE	Information Element
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IFFT	Inverse Fast FOURIER Transformation
IFS	Inter Frame Space
ISDN	Integrated Services Digital Network
ISI	InterSymbol Interference
ISM	Industrial Scientific Medical
ISO	International Standards Organization
IV	Initialization Vector
LCH	Long transport CHannel
LLC	Logical Link Control
LOS	Line Of Sight
LTI	Linear Time Invariant
LTS	Long Training Symbol

LTV	Linear Time Variant
MAC	Medium Access Control
MAP	Maximum-a-posteriori
MC-CDMA	Multi Carrier CDMA
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
MT	Mobile Terminal
NAV	Network Allocation Vector
NLOS	Non-Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
ORG	Optimierte Rekursive Gewichtung
OSI	Open System Interconnection
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PC	Point Coordinator
PCF	Point Coordination Function
PHY	PHYsical layer
PIFS	PCF Inter Frame Space
QAM	Quadratur Amplituden Modulation
QPSK	Quadratur Phase Shift Keying
RCH	Random Access Channel
RG	Rekursive Gewichtung
RLC	Radio Link Control
RRC	Radio Ressource Control
RR	Ressource Request
RTS	Ready To Send
SAP	Service Access Point
SCH	Short transport CHannel
SDR	Software Defined Radio
SFN	Single Frequency Network
SG	Statische Gewichtung
SIFS	Short Inter Frame Space
SIR	Signal to Interference Ratio

SNR	Signal to Noise Ratio
STA	STation
STS	Short Training Symbol
TCP	Transmission Control Protocol
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
UDP	User Datagram Protocol
UHF	Ultra High Frequency
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
US	Uncorrelated Scattering
UWB	Ultra-Wideband
W2FQ	Wireless Weighted Fair Queueing
WEP	Wired Equivalent Privacy
WFQ	Weighted Fair Queueing
WLAN	Wireless Local Area Networks
WSS	Wide Sense Stationary
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
ZF	Zero Forcing

Notation

x	Index
x	Variable
x^*	Konjugiert komplexe Variable
$x(t)$	Zeitkontinuierliche Funktion
$x(k)$	Zeitdiskrete Funktion
\hat{x}	Schätzung von x
\mathbf{x}	Vektor
\mathbf{x}^T	Transponierter Vektor
\mathbf{x}^H	HERMITESch transponierter Vektor
X	Konstante
X	Zufallsvariable
$X(t)$	Stochastischer Prozess

\mathbf{X}	Zufallsvektor
\mathbf{X}	Matrix
\mathbf{X}^T	Transponierte Matrix
\mathbf{X}^H	HERMITESCH transponierte Matrix
$\mathbf{X} = (x_{n,m})$	Elemente einer Matrix
\mathbf{X}^{-1}	Inverse einer Matrix
$\operatorname{Re}\{x\}$	Realteil von x
$\operatorname{Im}\{x\}$	Imaginärteil von x
$\max\{x, y\}$	Maximum von x und y
$\min\{x, y\}$	Minimum von x und y
$ x $	Betrag von x
$\arg x$	Phase von x
$\lfloor x \rfloor$	Größte Zahl $\in \mathbb{N}$ kleiner als x
$\lceil x \rceil$	Kleinste Zahl $\in \mathbb{N}$ größer als x
\bar{x}	Logische Negation von x
$x \vee y$	Logische ODER-Verknüpfung zwischen x und y
$x \wedge y$	Logische UND-Verknüpfung zwischen x und y
$w_H(\mathbf{x})$	HAMMING-Gewicht
*	Faltungsoperation
$f_X(x)$	Wahrscheinlichkeitsdichte von X
$f_{X Y}(x y)$	Bedingte Wahrscheinlichkeitsdichte von X gegeben Y
$P(X)$	Wahrscheinlichkeit von X
$E\{X\}$	Erwartungswert von X
$\operatorname{Var}\{X\}$	Varianz von X
$\varphi_{XX}(t)$	Autokovarianzfunktion des Prozesses $X(t)$
$\Phi_{XX}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Prozesses $X(t)$
$\mathbf{C}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$	Autokovarianzmatrix des Zufallsvektors \mathbf{X}

Formelzeichen

a	Anzahl der Unterträger pro Stammnutzerteilband
A	Signalamplitude
$\mathcal{A}(t)$	Menge aller aktiven Verbindungen zum Zeitpunkt t
$b_n(k)$	Realisierung von $B(k)$ im n -ten Spectrum Pool
$\bar{b}_n(k)$	Geglättete Version der Realisierung $b_n(k)$

B	Zufällige Zahl boostender Mietnutzerstationen
\bar{B}	Mittlere Zahl freier OFDM-Unterträger
$B(k)$	Zufallsprozess der Zahl freier OFDM-Unterträger
$\mathcal{B}(t)$	Menge der vom Scheduler abgearbeiteten Verbindungen
B_{DS}	Doppler Spread
B_D	Zur Übertragung minimal notwendige Zahl von freien OFDM-Unterträgern
B_{koh}	Kohärenzbandbreite
B_{X_m}	Boostingkomponente des Realteils des m -ten Empfangswertes
B_{Y_m}	Boostingkomponente des Imaginärteils des m -ten Empfangswertes
c	Zahl der zusätzlich deaktivierten OFDM-Unterträger
$C_i(k)$	Zuteilbare Kapazität für die i -te Verbindung im k -ten Rahmen
\mathbf{C}_{NN}	Autokovarianzmatrix des Rauschprozesses
\mathbf{C}_{SS}	Autokovarianzmatrix des Stammnutzerprozesses
\mathbf{C}_{ZZ}	Autokovarianzmatrix des Empfangsprozesses
$d(k)$	Datensymbole
E_b/N_0	Energie pro Bit zu Rauschleistungsdichte
f	Frequenz
f_A	Abtastfrequenz
f_C	Trägerfrequenz
f_{D_m}	Dopplerfrequenz des m -ten Mehrwegepfades
f_k	k -ter Unterträger
f_{SN}	Frequenz der Schwankung im Stammnutzerverkehr
$f_{\mathbf{Z} SN}(\mathbf{z} SN)$	Verbundwahrscheinlichkeitsdichte von \mathbf{Z} falls Stammnutzer anwesend
$f_{\mathbf{Z} \overline{SN}}(\mathbf{z} \overline{SN})$	Verbundwahrscheinlichkeitsdichte von \mathbf{Z} falls Stammnutzer abwesend
$f_{\mathbf{Z} B,SN}(\mathbf{z} b,SN)$	Verbundwahrscheinlichkeitsdichte von \mathbf{Z} falls Stammnutzer anwesend und b Mietnutzer boosten
$f_{\mathbf{Z} B,\overline{SN}}(\mathbf{z} b,\overline{SN})$	Verbundwahrscheinlichkeitsdichte von \mathbf{Z} falls Stammnutzer abwesend und b Mietnutzer boosten

$g(t)$	Impulsformungsfilter
$g(k)$	Glättungsfilter
$G_i(k)$	Zuteilung an die i -te Verbindung im k -ten Rahmen
$G_i^a(k)$	Gewährte Zuteilung an die i -te Verbindung im k -ten Rahmen
$G_i^p(k)$	Geplante Zuteilung an die i -te Verbindung im k -ten Rahmen
\mathbf{h}_P	Vektor der Kanalkoeffizienten an den Pilotstellen
$\hat{\mathbf{h}}_{ZF}$	ZF-Schätzvektor der Kanalkoeffizienten
$\hat{\mathbf{h}}_{MMSE}$	MMSE-Schätzvektor der Kanalkoeffizienten
$h(\tau, t)$	Impulsantwort eines zeitvarianten Kanals
$H(f, t)$	Übertragungsfunktion eines zeitvarianten Kanals
i	Index
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
$I_n(x)$	Modifizierte BESSELFunktion erster Gattung und n -ter Ordnung
$I_L(\omega)$	Periodogramm
j	Imaginäre Einheit: $j^2 = -1$
$J_0(x)$	BESSELFunktion erster Gattung und nullter Ordnung
K	Zahl der Mehrwege
K_C	Zahl der Abtastwerte zur Korrelation
K_D	Länge der Drop Timers in Detektionsintervallen
K_G	Zahl der Abtastwerte im Guard Intervall
K_P	Paketlänge in OFDM-Symbolen
l	Index
L	Zahl genutzter Unterträger bei OFDM
L'	Zahl der Abtastwerte pro FFT-Zyklus
L_F	Filterlänge
ld	Logarithmus dualis
m	Index
M	Zahl der Abtastwerte bei der Stamnutzenerkennung

n	Index
\mathbf{n}	Rauschvektor
N	Zahl der an der Detektion beteiligten Mietnutzer
$n(k)$	Zeitdiskretes Rauschsignal
$n(t)$	Zeitkontinuierliches Rauschsignal
$N(l)$	DFT-Transformierte von $n(k)$
N_{X_m}	Rauschkomponente des Realteils des m -ten Stammnutzerabtastwertes
N_{Y_m}	Rauschkomponente des Imaginärteils des m -ten Stammnutzerabtastwertes
P	Diagonalmatrix der Pilotsymbole
P_E	Entdeckungswahrscheinlichkeit
\tilde{P}_E	Gesamtentdeckungswahrscheinlichkeit
P_F	Falschalarmwahrscheinlichkeit
\tilde{P}_F	Gesamtalschalarmwahrscheinlichkeit
P_{frei}	Wahrscheinlichkeit für ein freies Stammnutzerteilband
$P_{M \rightarrow S}$	Mittlere Interferenzleistung des Mietnutzersystems auf ein Stammnutzerteilband
Q_{ZF}	Gütemaß der ZF-Schätzung
Q_{MMSE}	Gütemaß der MMSE-Schätzung
r	Poolauslastung
r_{eff}	Effektive Poolauslastung
\mathbf{r}	Empfangsvektor
$r(k)$	Zeitdiskretes Empfangssignal
$r(t)$	Zeitkontinuierliches Empfangssignal
R	Coderate der Kanalcodierung
$R_i(k)$	Angeforderte Kapazität der i -ten Verbindung im k -ten Rahmen
\mathbf{R}_{SN}	Entscheidungsgebiet für einen Stammnutzerezugriff
$s(k)$	Zeitdiskretes Sendesignal
$s(t)$	Zeitkontinuierliches Sendesignal
$S(l)$	DFT-Transformierte von $s(k)$
$\text{Si}(x)$	Si-Funktion ($\sin(x)/x$)

S_{X_m}	Signalkomponente des Realteils des m -ten Stammnutzerabtastwertes
S_{Y_m}	Signalkomponente des Imaginärteils des m -ten Stammnutzerabtastwertes
t	Zeit
T_A	Dauer eines Abtastwertes
T_{A_n}	n -ter Ankunftszeitpunkt
T_{B_n}	n -te Bediendauer
T_{BP}	Signalisierungsdauer beim Boosting Protokoll
T_C	Dauer des Korrelationsintervalls
T_D	Dauer des Detektionsintervalls
T_G	Dauer des Guard Intervalls
T_H	Dauer eines Hops bei FHSS
T_K	Dauer der Korrelation zur Rahmensynchronisation
T_{koh}	Kohärenzzeit
T_S	Symboldauer
T_U	Nutzanteil der Symboldauer
$u(k)$	Komplexes Basisbandsignal
$\mathbf{v}_n(k)$	Boostingvektor der n -ten Mietnutzerstation
v	Teilnehmergeschwindigkeit
$w(k)$	Zeitdiskrete Fensterfunktion
$\mathbf{w}(k)$	Systembelegungsvektor
$\mathbf{w}_n(k)$	Belegungsvektor der n -ten Mietnutzerstation
W_H	Hysteresebreite
\mathbf{z}	Empfangsvektor
$\mathbf{0}$	Nullmatrix
α_m	Komplexe Dämpfung des m -ten Mehrwegepfades
β	Rolloff Faktor
γ	Modulationsartenabhängiger Leistungskoeffizient

$\delta(t)$	δ -Distribution
δ_f	Abstand zweier Frequenzpunkte
δ_t	Abstand zweier Zeitpunkte
$\Delta\bar{b}(k)$	Bandbreitendifferenz zweier Spectrum Pools
Δf	Unterträgerabstand
Δf_C	Versatz zwischen Sender- und Empfängeroszillator
$\Delta_i(k)$	Zuteilungsüberschuss der i -ten Verbindung
ΔK	Abstand der Pilotsymbole in Zeitrichtung
ΔL	Abstand der Pilotsymbole in Frequenzrichtung
ΔP	Sendeleistungsabstand zwischen Stamm- und Mietnutzersystem
$\theta(\tau)$	Power Delay Profile
λ	Ankunftsrate der Stammmutzer
λ_0	Schwellwert für binäre Detektion
$\tilde{\lambda}_0$	Schwellwert für binäre Detektion beim Boosting
$\Lambda(\mathbf{z})$	Likelihood-Verhältnis
μ	Bedienrate der Stammmutzer
$2\sigma_B^2$	Mittlere Leistung des Boostingsignals
$2\sigma_S^2$	Mittlere Leistung des Stammmutzerprozesses
$2\sigma_N^2$	Mittlere Leistung des Rauschprozesses
τ_0	Abklingkonstante des Power Delay Profiles
τ_{DS}	Delay Spread
τ_m	Verzögerung des m -ten Mehrwegepfades
τ_{\max}	Maximale Verzögerung des Kanals
φ_m	Phase des m -ten Mehrwegepfades
$\varphi_{hh}(t_1, t_2)$	AKF der Kanalimpulsantwort
$\varphi_{HH}(f_1, f_2)$	AKF der Kanalübertragungsfunktion
Φ_i	Gewicht der i -ten Verbindung
ψ	Normierte Frequenz
ω	Normierte Frequenz

Literaturverzeichnis

- [1] *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA); Concept Evaluation (UMTS 30.06; TR 101 146)*. Techn. Ber., Dezember 1997.
- [2] V. Almenar, S. Abedi und R. Tafazolli: *Synchronization Techniques for HIPERLAN/2*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 2, VTC Fall 2001, Atlantic City, NJ, USA, September 2001.
- [3] F. Beichelt: *Stochastik für Ingenieure*. Teubner Verlag, Stuttgart, 2002.
- [4] J. Bennett und H. Zhang: *Hierarchical Packet Fair Queueing Algorithms*. IEEE/ACM Trans. Networking, Bd. 5, Nr. 5, S. 675–689, Oktober 1997.
- [5] G. Bianchi, F. Borgonovo, L. Fratta, L. Musumeci und M. Zorzi: *C-PRMA: A Centralized Packet Reservation Multiple Access for Local Wireless Communications*. IEEE Trans. Veh. Technol., Bd. 46, Nr. 2, S. 422–436, Mai 1999.
- [6] P. Bocker: *ISDN - Digitale Netze für Sprach-, Text-, Daten-, Video- und Multimedia-kommunikation*. Springer-Verlag, Berlin, 3. Aufl., 1996.
- [7] I. Bronstein, K. Semendjajew, G. Musiol und H. Muehlig: *Handbook of Mathematics*. Springer-Verlag, Berlin, 4. Aufl., 2003.
- [8] F. Capar, T. Weiß, I. Martoyo und F. Jondral: *Comparison of Bandwidth Utilization for Controlled and Uncontrolled Channel Assignment in a Spectrum Pooling System*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, VTC Spring 2002, Birmingham, AL, USA, März 2002.
- [9] F. Capar, T. Weiß, I. Martoyo und F. Jondral: *Analysis of Coexistence Strategies for Cellular and Wireless Local Area Networks*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, VTC Fall 2003, Orlando, FL, USA, Oktober 2003.
- [10] R. Chang und R. Gibby: *A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme*. IEEE Trans. Commun., Bd. 16, S. 529–540, 1968.
- [11] Y. Chiu, D. Markovic, H. Tang und N. Zhang: *OFDM Receiver Design*. In: *VLSI Signal Processing Fall 2000*, SPF 2000, Berkeley, CA, USA, Oktober 2000.
- [12] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri und A. Bahai: *Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems*. IEEE Trans. Broadcast., Bd. 48, Nr. 3, S. 223–229, September 2002.
- [13] COST 207: *Digital Land Mobile Radio Communications*. Techn. Ber., Office for Official Publications of the European Communities, 1989.

- [14] K. David und T. Benkner: *Digitale Mobilfunksysteme*. Teubner-Verlag, Stuttgart, 1996.
- [15] W. Diffie und M. E. Hellman: *New Directions in Cryptography*. IEEE Trans. Inform. Theory, Bd. 22, Nr. 6, S. 644–654, November 1976.
- [16] Druckschriften der RegTP: *Frequenznutzungsplan gemäß TKG über die Aufteilung des Frequenzbereichs von 9 kHz bis 275 GHz*. Techn. Ber., Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post (RegTP), November 2003.
- [17] O. Edfors, M. Sandell, J. van de Beek und S. Wilson: *OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition*. IEEE Trans. Commun., Bd. 46, Nr. 7, S. 931–939, Juli 1998.
- [18] ETSI-TS-101475: *Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical (PHY) Layer*. Techn. Ber., ETSI, 2001.
- [19] K. Fazel und S. Kaiser: *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, 2003.
- [20] FCC Spectrum Policy Task Force: *Rep. ET no. 02-1935*. Techn. Ber., Federal Communications Commission (FCC), 2002.
- [21] N. Geng und W. Wiesbeck: *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer-Verlag, Berlin, 1998.
- [22] I. S. Gradshteyn und I. M. Ryzhik: *Table of Integrals, Series, and Products*. Academic Press, San Diego, CA, 6. Aufl., 2000.
- [23] R. Grünheid, H. Rohling und J. Ran: *Robust Channel Estimation in Wireless LANs for Mobile Environments*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference*, Bd. 3, VTC Fall 2002, Vancouver, British Columbia, Kanada, September 2002.
- [24] S. Hijazi, B. Natarajan, M. Michellini, Z. Wu und C. Nassar: *Flexible Spectrum Use and Better Coexistence at the Physical Layer of Future Wireless Systems via a Multicarrier Platform*. IEEE Pers. Commun., Bd. 11, Nr. 2, S. 64–71, April 2004.
- [25] B. Hirosaki: *An Orthogonally Multiplexing QAM System using Discrete Fourier Transform*. IEEE Trans. Commun., Bd. 29, S. 982–989, 1981.
- [26] M. Hlaing, V. Bhargava und K. Letaief: *A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems*. IEEE Trans. Wireless Commun., Bd. 2, Nr. 4, S. 822–839, 2003.
- [27] IEEE802.11: *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. Techn. Ber., IEEE, 1997.
- [28] IEEE802.11a: *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*. Techn. Ber., IEEE, 1999.
- [29] IEEE802.11e: *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Draft D2.0: Medium Access Control (MAC) Enhancements for Quality of Service (QoS)*. Techn. Ber., IEEE, November 1999.

- [30] F. Jondral: *Nachrichtensysteme*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2001.
- [31] F. Jondral und A. Wiesler: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse*. Teubner-Verlag, Stuttgart, 2. Aufl., 2002.
- [32] F. Jondral, A. Wiesler und R. Machauer: *Software Radio*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 2002.
- [33] K. D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Teubner-Verlag, Stuttgart, 3. Aufl., 2004.
- [34] K. D. Kammeyer und K. Kroschel: *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner Verlag, Stuttgart, 1998.
- [35] K. Kroschel: *Statistische Nachrichtentheorie*. Teubner Verlag, Stuttgart, 1996.
- [36] M. Kurth: *Strategische Frequenzvergabeentscheidungen als Voraussetzungen für Mobile Commerce und Innovation*. In: *Universität Frankfurt am Main*, Januar 2003. [Online]. Available: http://www.regtp.de/aktuelles/start/fs_03.html.
- [37] A. E. Leu und B. L. Mark: *Modeling and Analysis of Fast Handoff Algorithms for Microcellular Networks*. In: *Modeling, Analysis, and Simulation of Computer and Telecommunications Systems*, S. 321–328, MASCOTS 2002, Fort Worth, TX, USA, Oktober 2002.
- [38] A. E. Leu und B. L. Mark: *A Discrete-time Approach to Analyze Hard Handoff Performance in Cellular Networks*. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, S. 356–364, Mai 2003.
- [39] A. E. Leu und B. L. Mark: *An Efficient Timer-based Hard Handoff Algorithm for Cellular Networks*. In: *Wireless Communications and Networking*, Bd. 2, S. 1207–1212, WCNC 2003, New Orleans, LO, USA, März 2003.
- [40] S. Lu, V. Bharghavan und R. Srikant: *Fair Scheduling in Wireless Packet Networks*. *IEEE/ACM Trans. Networking*, Bd. 7, Nr. 4, S. 473–489, August 1999.
- [41] M. McHenry: *Frequency Agile Spectrum Access Technologies*. In: *Workshop on Cognitive Radio Technologies*, Mai 2003. [Online]. Available: <http://www.fcc.gov/oet/cognitiveradio/>.
- [42] J. Mitola: *Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications*. In: *IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, S. 3–10, San Diego, CA, USA, November 1999.
- [43] K. Moessner, P. Leaves, D. Grandblaise, F. Capar, E. Mohyeldin, P. Demestichas, G. Dimitrakopoulos und R. Taffazoli: *Reconfiguration Techniques to Enhance Network Efficiency*. *Frequenz, Zeitschrift für Telekommunikation*, Bd. 58, Nr. 5, S. 132–135, Mai 2004.
- [44] R. van Nee: *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, Norwood, MA, 2000.
- [45] A. Oppenheim und R. Schaffer: *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1975.

- [46] A. Papoulis und S. U. Pillai: *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, NY, 4. Aufl., 2001.
- [47] M. Pätzold: *Mobile Fading Channels*. John Wiley & Sons, Chichester, England, 2002.
- [48] R. Prakash und V. Veeravalli: *Adaptive Hard Handoff Algorithms*. IEEE J. Select. Areas Commun., Bd. 18, Nr. 11, S. 2456–2464, November 2000.
- [49] J. G. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, NY, 4. Aufl., 2000.
- [50] J. G. Proakis und D. Manolakis: *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 3. Aufl., 1995.
- [51] G. Raleigh und J. Cioffi: *Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication*. IEEE Trans. Commun., Bd. 46, Nr. 3, S. 357–366, März 1998.
- [52] P. Ramanathan und P. Agrawal: *Adapting Packet Fair Queueing Algorithms to Wireless Networks*. In: *ACM Mobile Computing and Networking*, S. 1–9, MOBICOM'98, Dallas, TX, USA, 1998.
- [53] A.-R. Rhiemeier: *Modulares Software Defined Radio*. Dissertation, Universität Karlsruhe, Institut für Nachrichtentechnik, 2004.
- [54] A.-R. Rhiemeier, T. Weiß und F. Jondral: *Half-Frame Pipelining for Modular Software Defined Radio*. In: *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, PIMRC 2004, Barcelona, Spanien, September 2004.
- [55] A.-R. Rhiemeier, T. Weiß und F. Jondral: *A Simple and Efficient Solution to Half-Frame Pipelining for Modular Software Defined Radio*. In: *SDR Forum Technical Conference and Product Exhibition*, SDR 04, Phoenix, AZ, USA, November 2004.
- [56] A. Sage und J. Melsa: *Estimation Theory with Applications to Communication and Control*. McGraw-Hill, New York, NY, 1971.
- [57] B. Salzberg: *Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System*. IEEE Trans. Commun., Bd. 15, S. 805–811, 1967.
- [58] J. Schiller: *Mobile Communications*. Addison-Wesley, Harlow, England, 2002.
- [59] L. Schwoerer: *VLSI Suitable Synchronization Algorithms and Architecture for IEEE 802.11a Physical Layer*. In: *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Bd. 5, ISCAS 2002, Scottsdale, AZ, USA, Mai 2002.
- [60] M. K. Simon: *Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables*. Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, 2002.
- [61] C. Stepping: *Wireless Scheduling Approaches and Practical Implementation Issues*. In: *Personal Wireless Conference*, Lappeenranta, Finnland, August 2001. PWC 2001.
- [62] C. Stepping: *Dienstgüte-orientiertes Ressourcen-Management in drahtlosen Netzen*. Dissertation, Universität Siegen, Institut für digitale Kommunikationssysteme, 2003.
- [63] A. Tanenbaum: *Computer Networks*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 4. Aufl., 2002.

- [64] F. Tufvesson und T. Maseng: *Pilot Assisted Channel Estimation For OFDM In Mobile Cellular Systems*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 1997*, Phoenix, AZ, USA, Mai 1997.
- [65] H. Urkowitz: *Signal Theory and Random Processes*. Artech House, 1983.
- [66] V. Veeravalli und O. Kelly: *A Locally Optimal Handoff Algorithm for Cellular Communications*. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Bd. 46, Nr. 3, S. 603–609, August 1997.
- [67] B. Walke: *Mobilfunknetze und ihre Protokolle, Bd. 1*. Teubner-Verlag, Stuttgart, 2001.
- [68] L. V. Wazer: *Spectrum Access and the Promise of Cognitive Radio Technology*. In: *Workshop on Cognitive Radio Technologies*, Mai 2003. [Online]. Available: <http://www.fcc.gov/oet/cognitiveradio/>.
- [69] J. Weinmiller, M. Schlager, A. Festag und A. Wolisz: *Performance Study of Access Control in Wireless LANs - IEEE 802.11 DFWMAC and ETSI RES 10 Hiperlan*. *Journal on Mobile Networks and Applications*, Bd. 2, Nr. 1, S. 163–176, Juni 1997.
- [70] S. Weinstein und P. Ebert: *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform*. *IEEE Trans. Commun.*, Bd. COM-19, S. 628–634, 1971.
- [71] T. Weiß, J. Hillenbrand und F. Jondral: *A Diversity Approach for the Detection of Idle Spectral Resources in Spectrum Pooling Systems*. In: *Proc. of the 48th International Scientific Colloquium, ISC 2003*, Ilmenau, Deutschland, September 2003.
- [72] T. Weiß, J. Hillenbrand, A. Krohn und F. Jondral: *Mutual Interference in OFDM-based Spectrum Pooling Systems*. In: *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2004*, Mailand, Italien, Mai 2004.
- [73] T. Weiß und F. Jondral: *A Discrete Event Model of the Mobile Radio Channel*. In: *Proc. of the 2nd International Workshop on OMNeT++*, S. 52–60, TU Berlin, Berlin, Deutschland, Januar 2002.
- [74] T. Weiß und F. Jondral: *Modeling the Mobile Radio Channel in Wireless Networks*. In: *IEEE Int. Symposium on Advances in Wireless Communications, ISWC 2002*, Victoria, Kanada, September 2002.
- [75] T. Weiß und F. Jondral: *Spectrum Pooling - An Innovative Strategy for the Enhancement of Spectrum Efficiency*. *IEEE Commun. Mag.*, Bd. 42, Nr. 3, S. 8–14, März 2004.
- [76] T. Weiß, A. Krohn, J. Hillenbrand und F. Jondral: *Efficient Signaling of Spectral Resources in Spectrum Pooling Systems*. In: *IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology, SCVT 2003*, Eindhoven, Niederlande, November 2003.
- [77] T. Weiß, A. Krohn und F. Jondral: *Synchronization Algorithms and Preamble Concepts in Spectrum Pooling Systems*. In: *IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit*, Aveiro, Portugal, Juni 2003.
- [78] T. Weiß, S. Maas und F. Jondral: *Bandwidth-based Handoff Algorithms for Spectrum Pooling Systems*. In: *IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS 2004*, Port Louis, Mauritius, September 2004.

- [79] T. Weiß, M. Spiering und F. Jondral: *Quality of Service in Spectrum Pooling Systems*. In: *IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, PIMRC 2004, Barcelona, Spanien, September 2004.
- [80] A. Wiesler: *Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksysteme*. Dissertation, Universität Karlsruhe, Institut für Nachrichtentechnik, 2001.
- [81] M. Win und R. Scholtz: *Ultra-wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications*. *IEEE Trans. Commun.*, Bd. 48, Nr. 4, S. 679–689, April 2000.
- [82] K.-W. Yip, T.-S. Ng und Y.-C. Wu: *Impacts of Multipath Fading on the Timing Synchronization of IEEE 802.11a Wireless LANs*. In: *IEEE International Conference on Communications*, ICC 2002, New York City, NY, USA, Mai 2002.
- [83] J. Zander: *Radio Resource Management in Future Wireless Networks: Requirements and Limitations*. *IEEE Commun. Mag.*, Bd. 35, Nr. 8, S. 30–36, August 1997.

Betreute Studien- und Diplomarbeiten

- Zhou Jun: *Simulation of the CSMA/CA mechanism in IEEE 802.11*, 9. November 2001
- Jörg Hillenbrand: *Erweiterung des HIPERLAN/2 Standards für den Einsatz in Spectrum Pooling Systemen*, 12. September 2002
- Albert Krohn: *Erweiterung des IEEE 802.11a Standards für den Einsatz in Spectrum Pooling Systemen*, 13. September 2002
- Markus Spiering: *Simulation des HIPERLAN/2 DLC Layers in OMNeT++*, 18. Februar 2003
- Nikolaos Bissias: *Modellierung von Nutzermobilität in Mobilfunksystemen*, 10. März 2003
- Ch. Berger et.al.: *Entwurf eines Zustandsautomaten für ein Wireless LAN nach IEEE 802.11e*, 14. Juli 2003
- Ulrich Berthold: *Entwurf eines CSMA/CD-basierten Medienzugriffs unter OMNeT++*, 20. November 2003
- Markus Spiering: *Untersuchung von Wireless Scheduling Verfahren in Spectrum Pooling Systemen*, 15. Oktober 2003
- Stefan Maas: *Bandbreiteninitiierte Handover Algorithmen in Spectrum Pooling Systemen*, 28. Januar 2004
- Marc Teufel: *Kanalschätzung in OFDM-basierten Spectrum Pooling Systemen*, 13. September 2004

Index

- Access Point, 36, 47
- Acknowledged Mode, 50
- Ad-hoc Netzwerk, 36
- Adressierung, 41
- Ankunftsrate, 110, 153
- Authentifizierung, 42
- Automatic Repeat Request, 50

- Beacon, 40, 59
- Bedienrate, 110, 134, 153
- Belegungsvektor, 21, 73, 78, 89, 133
- Boosting
 - Boosting Protokoll, 78
 - Boosting Stationen, 77
- Broadcast Channel, 53, 59
- BESSELFunktion, 33

- C-PRMA, 52
- Carrier Sense, 38
- Cognitive Radio, 16
- Contention Window, 45
- CSMA/CA, 43
- Cyclic Redundancy Check, 42

- Delay Jitter, 139, 146
- Delay Spread, 25
- Detektion
 - Lokale Detektion, 57
 - Verteilte Detektion, 72
- Dienstgüte, 139
- Doppler Spread, 27
- Drop Timer, 157
- Drop Timer, 151
- Dynamic Frequency Selection, 37

- Empfängerarbeitscharakteristik, 63

- Entdeckungswahrscheinlichkeit, 60, 75

- Fading
 - Fast Fading, 24
 - Slow Fading, 75
- Falschalarmwahrscheinlichkeit, 60, 75

- Glättungsfilter, 151, 154
- Guard Intervall, 13, 38

- Hidden Terminal, 46
- HIPERLAN/2, 47
- Hot Spot, 19
- Hysteresebreite, 155
- Hystereseschleife, 151

- IEEE 802.11a, 35
- Infrastrukturnetzwerk, 36
- Intercell Handover, 150
- Interferenzen
 - durch Mietnutzer, 118
 - durch Stammnutzer, 119
- Interpool Handover, 150
- ISM-Bänder, 2

- JAKES-Spektrum, 31

- Kanalübertragungsfunktion, 25
- Kanalimpulsantwort, 23
- Kanalmodell, 110, 143, 165
- Kanalaraster, 20
- Kanalschätzung, 104
 - Adaptive Kanalschätzung, 110
 - Statische Kanalschätzung, 109
- Kohärenzbandbreite, 28
- Kohärenzzeit, 27

Listen Before Talk, 18, 133

Mehrwegekanal, 23

Messintervall, 19

Messzyklus, 19

Mietnutzer, 2

MIMO, 2

NEYMAN-PEARSON-Kriterium, 60

OFDM, 7

- OFDM-Demodulator, 12
- OFDM-Modulator, 12
- OFDM-Unterträger, 7

Orthogonalitätsbedingung, 8, 9

Paketverzögerung, 139, 144

Pilotträger, 37

Poolauslastung, 21, 95

Power Delay Profile, 25

Präambel, 37, 95, 99, 105

Radio Etiquette Protocol, 17

Rolloff Faktor, 122

Root Raised Cosine Filterung, 122

Software Defined Radio, 16

Spectrum Brokerage, 16

Spectrum Pool, 2

Spectrum Pooling, 2, 16

- Spectrum Pooling Szenario, 20

Stammnutzer, 2

Symboldauer, 8, 13

Synchronisation, 92

Systemdurchsatz, 139, 147

Trainingssymbol, 38, 92

Ultra-Wideband, 2

Uncorrelated Scattering, 25, 58

Verschlüsselung, 42

Wide Sense Stationary, 24

Wireless Weighted Fair Queuing, 139

Förderung

Die dieser Dissertation zu Grunde liegenden Arbeiten wurden teilweise im Rahmen des Teilprojekts *Transceiverarchitekturen bei Spectrum Pooling (TASP)* durch das Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert (Förderkennzeichen: 01BU152). Sie waren innerhalb des Programms *Mobilkommunikation (MobiKomm)* in den Förderschwerpunkt *Universelle Nutzung von Kommunikationsnetzen für zukünftige Mobilfunkgenerationen (hypernet HyEff)* eingebettet. Die Projektträgerschaft lag beim Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) in Köln-Porz.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Timo Weiß
Geburtsdatum	20. Mai 1974
Geburtsort	Singen am Hohentwiel
Staatsangehörigkeit	deutsch

Schulausbildung

1980-1984	Grundschule Tengen
1984-1993	Friedrich-Wöhler-Gymnasium Singen

Studium und Berufsweg

1994-2000	Universität Karlsruhe (TH), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Grund- und Hauptstudium
1999-2000	IBM Research Center, San Jose, CA, USA, Student Research Assistant
seit 2001	Universität Karlsruhe (TH), Institut für Nachrichtentechnik, wissenschaftlicher Mitarbeiter