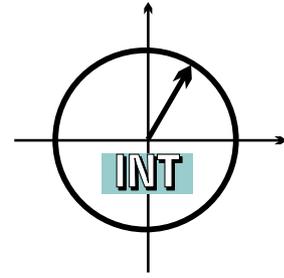


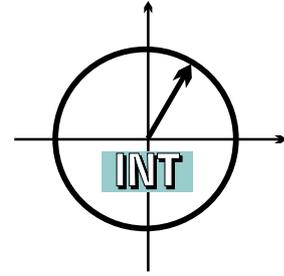
■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (TH)*



Fatih Çapar

■ **Dynamische Spektrumsverwaltung und
elektronische Echtzeitvermarktung von
Funkspektren in Hotspotnetzen**

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



Fatih Çapar

■ **Dynamische Spektrumsverwaltung und
elektronische Echtzeitvermarktung von
Funkspektren in Hotspotnetzen**

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 Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich
- Band 2 Christoph Delfs
Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische Verfahren 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 Produktionsnetzen
- Band 6 Ralf Machauer
Multicode-Detection im UMTS
- Band 7 Gunther M. A. Sessler
Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiuser Detektor mit niedriger Komplexität
- Band 8 Henrik Schober
Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmergegeschwindigkeiten

**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 Echtzeitvermarktung von Funkspektren in Hotspotnetzen

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe, 2004

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

ISSN: 1433-3821

Vorwort des Herausgebers

Seitdem der digitale Mobilfunk Anfang der neunziger Jahre europaweit erfolgreich eingeführt wurde, wird die Knappheit der Spektrumsressource beklagt. Seit einiger Zeit läuft eine grundsätzliche Diskussion darüber, woraus diese Knappheit folgt. Vielleicht ist einer der wesentlichen Gründe darin zu suchen, dass das elektromagnetische Spektrum zu starker Verwaltung unterliegt. Spätestens der Zusammenbruch der kommunistischen Planwirtschaften hat doch deutlich gemacht, dass Markt und Wettbewerb zu ökonomischerer und damit effizienterer Ressourcennutzung als Planung und Zuteilung führen.

Um jedoch ein effizienteres Frequenzvergabeverfahren einführen zu können, ist es notwendig, zunächst einmal alternative Modelle zu untersuchen. Dabei ist zusätzlich zu beachten, dass sich die Mobilfunkszene seit deren Anfängen grundsätzlich verändert hat. Stand zunächst die Sprachübertragung (Telefonie) im Vordergrund, wächst seit einiger Zeit die Nachfrage nach Datendiensten kontinuierlich. Mit besonderem Interesse werden dabei räumlich und zeitlich erhöhte Anforderungen, die zu so genannten Hotspots führen, betrachtet.

In der vorliegenden Dissertation werden zwei Konzepte untersucht. Das erste ist Spectrum Trading (ST), das die Existenz eines primären und eines sekundären Markts für Spektren voraussetzt. Dabei wird davon ausgegangen, dass der primäre Markt die klassische Vergabe von Lizenzen ist, auf dem sekundären Markt können Frequenzen kurzfristig und für eine bestimmte Dauer vom Lizenzgeber gekauft werden. Hierbei sind die dynamische Nutzerzuweisung und die dynamische Technologiezuordnung wesentliche Grundlagen. Das zweite Konzept ist Spectrum Pooling (SP), das einem Stammmutzersystem die Vermietung momentan nicht genutzter Frequenzressourcen an Mietnutzersysteme erlaubt.

Die hier vorgestellten Untersuchungen wurden wesentlich von den in Nordamerika und Europa feststellbaren Bestrebungen beeinflusst, durch eine Flexibilisierung der Frequenzvergabe zu einer deutlich höheren Effizienz bei der Nutzung des elektromagnetischen Spektrums beizutragen.

Mit seiner Dissertation Dynamische Spektrumsverwaltung und elektronische Echtzeitvermarktung von Funkspektren in Hotspotnetzen hat Herr Çapar an mehreren Stellen wissenschaftliches Neuland betreten. Die wesentlichen neuen Beiträge der Arbeit finden sich in den Kapiteln 4 und 5:

- Die Betrachtung von Echtzeitauktionen zur effizienten Frequenznutzung

- Deren Modellierung und Bewertung, teilweise unter Heranziehung der Spieltheorie
- Die Beschreibung von Spectrum Pooling Systemen auf der Basis von Markoffketten
- Die Bewertung verschiedener Spectrum Pooling Modelle mit Hilfe der spektralen Nutzungseffizienz und der Unterbrechungswahrscheinlichkeit für Mietnutzerübertragungen
- Die bewertende Darstellung von Detektions- und Interferenzmodellen

Über alles gesehen vermittelt die Arbeit einen Überblick über die zurzeit diskutierten Probleme Spectrum Trading und Spectrum Pooling, deren Lösungen zu einer effizienteren Ressourcennutzung im Bereich der elektromagnetischen Wellen beitragen werden.

Karlsruhe im Dezember 2004

Friedrich Jondral

Dynamische Spektrumsverwaltung und elektronische Echtzeitvermarktung von Funkspektren in Hotspotnetzen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Fatih Çapar

aus

Kırşehir (Türkei)

Tag der mündlichen Prüfung:

07. Dezember 2004

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Peter Jung

Das Licht des Gewissens sind die theologischen Wissenschaften. Das Licht des Verstandes sind die modernen Wissenschaften. Mit der Synthese der Beiden zeigt sich die Wahrheit. Beide zusammen beflügeln den Eifer eines Schülers. Sobald sie auseinanderdriften entsteht aus dem Ersteren Fanatismus und aus dem Letzteren Betrug und Zweifel.

Bediüzzaman Said Nursî (Münâzârat, 1911)

Danksagung

Diese Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Nachrichtentechnik (INT) der Universität Karlsruhe. An dieser Stelle möchte ich all denen danken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Der größte Dank geht an meinen Schöpfer. Bei Ihm bedanke ich mich dafür, dass Er mich aus dem Nichts erschaffen hat und mir die Gelegenheit gegeben hat, als Mensch Seine Eigenschaften zu erfahren und zur Überzeugung zu kommen, dass Seine ewige Existenz eine notwendige Bedingung für alles Existenzielle ist. Nur durch Seinen Willen, war ich in der Lage zu forschen und die Dissertation anzufertigen.

Des Weiteren bedanke ich mich beim Institutsleiter des INT, Prof. Dr. rer. nat. Karl Friederich Jondral, dafür, dass er mir die Gelegenheit gegeben hat, am INT zu forschen, für die Betreuung meiner Forschungsarbeiten und die Übernahme des Hauptreferates.

Bei Prof. Dr.-Ing. Peter Jung, Fachgebietsleiter des Fachgebietes Kommunikationstechnik der Universität Duisburg-Essen, bedanke ich mich für die Übernahme des Korreferates und seine hilfreichen Vorschläge und Kommentare.

Dem Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF), welches das Projekt *Transceiverarchitekturen für Spectrum Pooling (TASP)* finanzierte, sowie den Verantwortlichen und den Finanzträgern des europäischen Projektes *End to End Reconfigurability (E2R)*, welches im Rahmen des 6. Forschungsrahmenprogramms der EU gefördert wurde, danke ich ebenfalls. In beiden Projekten war das INT involviert. Viele Forschungsergebnisse in dieser Arbeit sind im Rahmen dieser beiden Projekte entstanden.

Meinen Kollegen am INT möchte ich ebenfalls danken. Die angenehme, kollegiale und wissenschaftliche Atmosphäre am INT hat mit Sicherheit zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Ein ganz besonderer Dank geht an Herrn Dipl.-Ing Clemens Klöck, der sehr gründlich meine Arbeit gelesen und mir etliche Verbesserungsvorschläge gemacht hat. Bei ihm bedanke ich mich auch für die erfolgreiche Zusammenarbeit im E2R-Projekt.

Meinen Kollegen Dr.-Ing. Ihan Martoyo und Dr.-Ing. Timo Weiß danke ich für die erfolgreiche Zusammenarbeit im TASP-Projekt. Intensive Diskussionen mit

ihnen haben dazu geführt, dass wir die Probleme des Spectrum Pooling Konzepts erkannt und gelöst haben.

Auch meinen Kollegen im E2R-Projekt möchte ich an dieser Stelle danken. Diskussionen und Hinweise der E2R-Partner haben mir bei der Umsetzung des Spectrum Trading Konzepts geholfen. Bei Dr. Didier Bourse, Manager des E2R-Projektes, bedanke ich mich dafür, dass er mich auf wichtige Dokumente über Spectrum Trading hingewiesen hat. Des Weiteren bedanke ich mich bei ihm dafür, dass er sich für das INT als Partner im E2R-Projekt eingesetzt hat.

Bei Dipl.-Ing Ulrich Kaage, Dr.-Ing Ralf Machauer und Dipl.-Ing (FH) Reiner Linnenkohl bedanke ich mich für deren Hilfe bei Software Problemen. Bei unserer Grafikerin Frau Angelika Olbrich bedanke ich mich für die vielen Bilder und Poster, die sie für mich angefertigt hat. Bei unserer Sekretärin Frau Gabriele Kuntermann bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit. Auch allen anderen Mitarbeitern am INT möchte ich für ihre Hilfen danken. Allen Studenten, die meine Arbeit am INT unterstützt haben, danke ich ebenfalls.

Ein ganz besonderer Dank geht an meine Eltern. Sie haben mich jederzeit, in jeder Hinsicht unterstützt und ganz wesentlich dazu beigetragen, dass ich studieren und promovieren konnte.

Ein ganz besonderer Dank geht auch an meine Frau Arzu. Ihre Geduld und moralische Stärke haben mir geholfen, auch die schwierigen Zeiten während meiner Forschungstätigkeiten und des Zusammenschreibens meiner Dissertation durchzustehen. Insbesondere während der Phase des Zusammenschreibens war es für Sie nicht sehr einfach, sich auf meine langen Arbeitstage einzustellen. Die Freude über unseren Sohn Zübeyir Said hat uns jedoch in dieser Zeit besonders viel Kraft gegeben.

Meinen Brüdern Ömer und Ömür danke ich ebenfalls. Sie waren immer da, wenn ich sie gebraucht habe.

Zusammenfassung

Die Anfänge der digitalen kommerziellen Funkkommunikation in den neunziger Jahren waren dadurch geprägt, dass die Kommunikationsumgebung vorwiegend homogen war. Der Bedarf an fast ausschließlich als digitale Sprachkanäle genutzten Spektren war für alle Netzbetreiber zeitkorreliert. Abhängig von der Tageszeit stieg oder sank der Spektrumsbedarf gleichzeitig für alle Netzbetreiber. Dieses Verhalten ist für Netze, die vorwiegend Sprachdienste anbieten, immer noch markant. Mit der sich immer stärker verbreitenden Nachfrage an Datendiensten über den Funkzugang hat sich auch die Kommunikationsumgebung geändert. Für die Zukunft ist zu erwarten, dass in einer heterogenen Kommunikationsumgebung eine Fülle von Kommunikationsdiensten mit unterschiedlichen Dienstgüteanforderungen erbracht werden müssen. Es ist mit Szenarien zu rechnen, bei denen abhängig von Ereignissen ein plötzlicher Bedarfsanstieg an Spektrum vorliegen kann. Derartige Ereignisse können Sportereignisse, Kongressveranstaltungen oder geschäftliche Treffen sein.

Zwei Phänomene sind bei der Ressourcenplanung für zukünftige Kommunikationsnetze zu beachten. Durch die Diversität der Dienste sind in modernen Kommunikationsnetzen die Bandbreitebedürfnisse nicht, wie bei der Sprachkommunikation, nur an die Tageszeiten gekoppelt. Es kann also vorkommen, dass ein Netzbetreiber einen Überschuss an Bandbreite hat, während ein anderer Netzbetreiber an der Kapazitätsgrenze arbeitet. Ein anderes Phänomen ist, dass durch Ereignisse kurzzeitig hohe Bandbreiten notwendig sein können, die nicht zur Verfügung stehen.

Das Funkspektrum ist eine begrenzt zur Verfügung stehende Ressource und es gibt sehr wenige Spektralbereiche, die nicht bereits Funktechnologien zugeordnet oder Nutzern zugewiesen sind. Durch den technologischen Fortschritt in der Funkkommunikation und die breite Akzeptanz von Diensten, die über den Funkzugang angeboten werden, ist ein stetiges Wachstum des Spektrumsbedarfs zu verzeichnen. Damit Netzbetreiber auch in Zukunft über ausreichend Ressourcen verfügen, müssen neue Konzepte für die Spektrumsverwaltung entwickelt werden. In dieser Arbeit werden dynamische Verfahren für die Spektrumsverwaltung vorgeschlagen. Zwei Konzepte bilden den Kern dieser Arbeit.

Das erste Konzept ist Spectrum Trading (ST). Es ist ein Konzept zur dynamischen Vermarktung von Spektren. Es wird davon ausgegangen, dass es einen primären- und einen sekundären Markt für Spektren gibt. Der primäre Markt

ist der klassische Markt, bei dem Spektrumlizenzen ersteigert werden können. Auf dem sekundären Markt können Spektren kurzfristig und für die Dauer einer vorgegebenen Zeit von Lizenzbesitzern erworben werden. Dem Inhaber der primären Lizenz eines Spektrums wird erlaubt, das Nutzungsrecht an Dritte zu übertragen. ST besteht aus zwei Prinzipien. Das sind die dynamische Nutzerzuweisung und die dynamische Technologiezuordnung.

Dynamische Nutzerzuweisung bedeutet, dass das Nutzungsrecht eines Spektrums nicht an einen Nutzer, z.B. an einen Mobilfunknetzbetreiber, für eine lange Zeit gebunden ist. Das Nutzungsrecht kann dynamisch an andere übertragen werden.

Dynamische Technologiezuordnung bedeutet, dass die Zuordnung eines Spektrums nicht an eine Funkzugangstechnologie (FZT) für eine lange Zeit gebunden ist. Die Zuordnung kann dynamisch geändert werden.

Durch den Einsatz dynamischer Verfahren zur Organisation der Spektrumsvergabe, ist eine Steigerung der spektralen Nutzungseffizienz zu erwarten. Es werden drei Szenarien definiert. Mit diesen Szenarien werden die nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisgestaltung von Diensten in einem Hotspotnetz, die Konkurrenz von zwei Hotspot-Netzbetreibern um den Endnutzerkundenkreis und Echtzeitauktionen für die dynamische Spektrumszuweisung untersucht. In den ersten beiden Szenarien nutzen Hotspot-Netzbetreiber die Überschussbandbreite von zellularen Netzbetreibern. Im dritten Szenario bekommen Hotspot-Netzbetreiber exklusive Spektrumsnutzungsrechte.

Das zweite Konzept ist Spectrum Pooling (SP). Das Ziel bei SP ist, in einer heterogenen Kommunikationsumgebung eine möglichst hohe spektrale Nutzungseffizienz zu erreichen. Dabei wird Mietnutzersystemen (MN-System) das kurzzeitige Mieten von Spektren erlaubt. Auch hier wird davon ausgegangen, dass es einen primären- und einen sekundären Markt für Spektren gibt. Das MN-System darf das Spektrum nur bedingt nutzen. Da das Stammnutzersystem (SN-System) auf das an das MN-System vermietete Spektrum mit höchster Priorität zugreifen darf, ist es dem MN-System nur erlaubt, das Spektrum zu Zeiten, an denen das SN-System das Spektrum nicht benötigt, zu nutzen.

Das MN-System kann sich von den Spektren mehrerer SN-Systeme bedienen, wodurch es unabhängiger wird und die Möglichkeit besitzt, unterbrochene Verbindungen auf freie Spektren umzuleiten. Durch den Einsatz dieses Konzepts werden freie Spektralbereiche von SN-Systemen ausgefüllt und somit die spektrale Nutzungseffizienz gesteigert.

Die Koexistenz von SN- und MN-Systemen wird verkehrstheoretisch untersucht. Um eine sichere Koexistenz zu gewährleisten, werden Matched Filter

und Energie Detektoren mit mehreren Antennenelementen hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeiten in einem SP-System analysiert. Zum Schluss wird eine Interferenzanalyse, für den Fall, dass der Interferenzschutz ausfällt, durchgeführt.

Sowohl in Europa als auch in den USA gibt es Bestrebungen, Sekundärmärkte für das Funkspektrum einzuführen. In dieser Arbeit wird die Einführung von Sekundärmärkten anhand des ST- und SP-Konzepts bewertet.

Inhaltsverzeichnis

<i>Vorwort des Herausgebers</i>	<i>v</i>
<i>Danksagung</i>	<i>ix</i>
<i>Zusammenfassung</i>	<i>xi</i>
<i>Inhaltsverzeichnis</i>	<i>xv</i>
1 <i>Einleitung</i>	1
1.1 Systeme der nächsten Generation: Beyond 3G.....	2
1.2 Software Radio	3
1.3 Cognitive Radio.....	4
1.4 Innovative Ansätze für die Spektrumsverwaltung.....	5
1.4.1 Dynamische Spektrumsverwaltung	6
1.4.2 Dynamische Vergabe der Spektrumslizenzen.....	7
1.4.3 Spectrum Trading.....	8
Referenzszenario	8
Das Spectrum Trading Konzept	9
1.4.4 Spectrum Pooling.....	10
1.5 Aufbau der Arbeit	11
2 <i>Nutzung des Spektrums</i>	13
2.1 Primäre Nutzung des Spektrums.....	13
2.2 Bestandsaufnahme.....	15
2.3 Zusammenfassung.....	18
3 <i>Wireless Short Range Technologien</i>	19
3.1 Kategorisierung der Funkzugangsnetze	19
3.2 OFDM	20
3.3 IEEE 802.11	21
3.4 HiperLAN/2	23
3.5 5 GHz Unified Protocol: 5-UP	23

3.6	IEEE 802.20	23
3.7	Bluetooth.....	24
3.8	HomeRF	24
3.9	Zusammenfassung.....	24
4	<i>Spectrum Trading</i>	25
4.1	Einführung.....	25
	Szenario 1	26
	Szenario 2	27
	Szenario 3	27
4.2	Systemmodellierung.....	30
	4.2.1 Modellierung der Nutzung der Überschussbandbreite	30
	4.2.2 Endnutzerverhaltensmodell.....	36
	4.2.3 Modellierung der Dienstgüte.....	38
	4.2.4 Modellierung der zeitveränderlichen Verkehrslast	44
4.3	Nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisoptimierung.....	46
	4.3.1 Marktmodell	47
	4.3.2 Preisoptimierung.....	48
4.4	Konkurrierende Spektrumsanbieter	49
	4.4.1 Marktmodell	49
	4.4.2 Preisoptimierung.....	55
	4.4.3 Preisstrategien	56
4.5	Echtzeitauktionen für die Versteigerung von Spektrumslizenzen	58
	4.5.1 Mehrgüterauktionen.....	59
	4.5.2 Bestimmung des Wertevektors	64
4.6	Bewertung der Szenarien	69
	4.6.1 Nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisoptimierung	70
	4.6.2 Konkurrierende Spektrumsanbieter	72
	4.6.3 Echtzeitauktionen für die Versteigerung von Spektrumslizenzen ..	76
4.7	Zusammenfassung.....	81
5	<i>Spectrum Pooling</i>	83
5.1	Ineffiziente Nutzung des Spektrums	83

5.2	Einfaches Verkehrsmodell.....	87
5.2.1	$M/M/m/m$ Verlustsystem zur Modellierung eines Spectrum Pooling Systems.....	87
5.2.2	Bestimmung der Leistungskennwerte	90
5.3	Erweiterte Verkehrsmodelle.....	95
5.3.1	Spektrumsverwaltung ohne Stammnutzerkooperation.....	96
5.3.2	Spektrumsverwaltung bei Stammnutzerkooperation.....	98
5.4	Verkehrsmodell bei OFDM/TDMA	99
5.5	Verkehrstheoretische Bewertung	103
5.5.1	Einfaches Verkehrsmodell	103
5.5.2	Erweiterte Verkehrsmodelle.....	106
5.5.3	Verkehrsmodell bei OFDM/TDMA.....	108
5.5.4	Vergleich der Szenarien.....	112
5.6	Detektionsmodell	114
5.6.1	Entscheidungskriterien.....	115
5.6.2	Signalmodell.....	117
5.6.3	Matched Filter Detektor	118
5.6.4	Detektoren mit mehreren Antennenelementen	122
5.6.5	Matched Filter Detektion bei interferierendem Mietnutzersignal.....	123
5.6.6	Energie Detektor.....	125
5.7	Bewertung des Detektionsmodells	130
5.8	Interferenzmodell.....	134
5.8.1	Szenario.....	136
5.8.2	Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit	137
5.9	Bewertung des Interferenzmodells	141
5.10	Zusammenfassung.....	144
	Anhang	147
A.1	Interferenzmodell.....	147
A.2	Definition von Markov-Erneuerungsprozessen.....	147
A.3	Matrix-Inversions-Lemma.....	148
A.4	Chi-Quadratverteilung.....	148

<i>Abkürzungen, Notationen und Formelzeichen</i>	151
Abkürzungen	151
Notation	153
Formelzeichen.....	153
<i>Literaturverzeichnis</i>	163
<i>Diplom- und Studienarbeiten</i>	169
<i>Index</i>	171
<i>Lebenslauf</i>	175

1 Einleitung

Formel-Kapitel 1 Abschnitt 1

Die drahtlose Kommunikationstechnologie wird maßgeblich das 21. Jahrhundert bestimmen [33]. Die mobile Sprachkommunikation hat Anfang der neunziger Jahre den Einstieg vom Nischenmarkt in den Massenmarkt vollbracht. Somit wurde sie zu einem wichtigen Teil der Kommunikationsindustrie. Mit dem immer größer werdenden Interesse die Mobilkommunikation und die Internet-technologie zusammenzuführen, wurde es immer wichtiger, dass Mobilkommunikationsnetze, neben dem Sprachverkehr, effizient IP-, Multimedia- und Videodatenverkehr übertragen können.

Neben den zellularen Netzen haben sich Anfang des neuen Jahrtausends drahtlose lokale Netze – Wireless Local Area Networks (WLAN) – zu einem wichtigen Marktsegment entwickelt [32], [72]. Mit der Einführung hochdatenratiger WLANs und dem Fortschritt bei portablen Rechnern haben sich Hotspotnetze als öffentliche drahtlose Zugangsnetze etabliert [57]. Hotspotnetze kommen hauptsächlich in Hotels, Flughäfen, Cafés und Kongresszentren, also Orten mit abgegrenzter Nutzerdichte und hohem Bandbreitebedarf, zum Einsatz und haben das Potential, die Zukunft der Industrie für drahtlose Kommunikationsnetze entscheidend zu beeinflussen. Die Zukunft von Hotspotnetzen hängt im Wesentlichen von der Bereitstellung einer hohen Datensicherheit, welche in heutigen Hotspotnetzen nicht gewährleistet ist, und angebotenen Dienstgütern ab.

Die technologischen Fortschritte, sowohl im Bereich der Festnetze als auch im Bereich der Funknetze, haben die soziale und wirtschaftliche Struktur der Gesellschaft tief greifend verändert. Die Globalisierung, die maßgeblich durch die Kommunikationstechnik bestimmt wird, hat dazu geführt, dass soziale, kulturelle und hierarchische Barrieren kleiner wurden. Für die Industrie ermöglichen die vielfältigen Arten der modernen Kommunikation effizienteres Arbeiten durch schnelleren Informationsaustausch. Es ist möglich, flexibel und ortsungebunden zu kommunizieren. Somit können Firmen ihre Standorte viel flexibler wählen und ihre Produktionsstätten an wirtschaftlichere Orte verlegen.

Für die Zukunft prognostizieren Experten den Bedarf an allgegenwärtiger und transparenter Kommunikation [80]. In fast allen nationalen und internationalen Forschungsprojekten, die sich mit der drahtlosen Kommunikation beschäftigen, werden diese Aspekte einbezogen. In solchen Projekten werden somit Kommunikationssysteme erforscht, die eine örtlich uneingeschränkte Kommunikation

ermöglichen und beim Wechsel des Funknetzes zu keiner von den Kommunikationsteilnehmern wahrnehmbaren Verschlechterung der Kommunikationsverbindungen führen.

Kommunikationssysteme, die modernen Kommunikationsanwendungen eine allgegenwärtige und transparente Kommunikation bereitstellen sollen, benötigen hohe Bandbreiten. Den heutigen Systemen stehen die benötigten hohen Bandbreiten nicht zur Verfügung. Bei der drahtgebundenen Kommunikation gibt es ausreichend Bandbreiten. Wenn die vorhandenen Ressourcen nicht ausreichen, können ohne Probleme weitere Leitungen verlegt werden, wodurch die Netzkapazität linear mit der Anzahl der Leitungen steigt. Die drahtgebundene Kommunikation ist deshalb Kosten begrenzt. Je mehr Leitungen verlegt werden, desto höher werden die Kosten. Die drahtlose Kommunikation ist jedoch Ressourcenbegrenzt, denn es ist nicht möglich, die Spektren zu vermehren. Für die allgegenwärtige und transparente Kommunikation ist aber die drahtlose Kommunikation unabdingbar. Aufgrund der knappen Spektrumsressourcen scheint es nicht möglich zu sein, kommerziellen Systemen große Bandbreiten verfügbar zu machen. Beachtet man jedoch, dass viele Inhaber von Spektrumslicenzen ihre Spektren nur sporadisch nutzen, kann nur von einer künstlichen Verknappung gesprochen werden. Wenn das Spektrum bedarfs- und marktgerecht verwaltet würde, könnte der künstlichen Spektrumsverknappung entgegengewirkt werden.

1.1 Systeme der nächsten Generation: Beyond 3G

Die Kommunikationsumgebung der dritten Generation besteht aus einer Vielzahl von heterogenen Kommunikationstechnologien, die weder bei der Ressourcenverwaltung noch bei der Erfüllung von Kommunikationsdiensten untereinander kooperieren. Die viel zitierte allgegenwärtige und transparente Kommunikation erfordert jedoch die Kooperation der bestehenden und zukünftigen Kommunikationstechnologien, um eine effiziente und kostengünstige Kommunikation bereitzustellen. Allgemein ist man sich darüber einig, dass das System der nächsten Generation – „Beyond 3G“ System – eine Konvergenz aus verschiedenartigen Kommunikationsnetzen sein wird [80], die untereinander kooperieren, um heterogene Datendienste kostengünstig und effizient bereitzustellen.

Die fundamentale Bedingung an Kommunikationssysteme, die untereinander kooperieren sollen, ist die Rekonfigurierbarkeit der Endgeräte und der Netze. Diese müssen sich an die dynamische Kommunikationsumgebung anpassen können. Ein anderer Aspekt, der bei der Entwicklung des „Beyond 3G“ Sys-

tems eine wichtige Rolle spielt, ist der Umgang mit dem Spektrum. Bei einer dichten Vernetzung der Kommunikationssysteme und der Bereitstellung hoher Bandbreiten [80] ist es extrem wichtig, dass die Netze bei der Nutzung des Spektrums kooperieren.

Sowohl bei der Realisierung rekonfigurierbarer Endgeräte und Netze, als auch bei der kooperativen Nutzung der Spektrumsressourcen werden die in den nächsten beiden Abschnitten näher beschriebenen Software Radio (SR) und Cognitive Radio (CR) Technologien entscheidende Beiträge leisten.

1.2 Software Radio

Die SR-Technologie ermöglicht, die Eigenschaften eines Funkgerätes durch Software zu bestimmen. Im Idealfall muss sich der Entwicklungsingenieur eines Funkgerätes keine Gedanken über die hardwaremäßige Realisierung der einzelnen Komponenten eines Funkgerätes machen. Die Hardwareblöcke eines SRs sind programmierbare Einheiten, deren Funktionalitäten durch Software Codes festgelegt werden. Es wird vorausgesetzt, dass die programmierbaren Komponenten die Minimalanforderungen, die von einem Software Programmierer erwartet werden, erfüllen. Die Beschreibung der SR-Technologie in dieser Arbeit orientiert sich an [45], [58], [66] und [74].

Seitdem der Begriff „Software Radio“ den Weg in die Kommunikationstechnik gefunden hat [58], ist er nicht mehr wegzudenken. Die uneingeschränkte Rekonfigurierbarkeit eines Empfängers ist ein Ziel, welches ohne die technologischen Voraussetzungen nicht zu erfüllen ist. Wenn jedoch die notwendigen Hardwarekomponenten vorhanden sind, wird dies zu einer Revolution für die drahtlose Kommunikation führen und es wird ein Massenmarkt so ähnlich wie in der PC Industrie möglich [74].

Die SR-Technologie spiegelt auf der einen Seite die möglichen und erwarteten technologischen Fortschritte und auf der anderen Seite den Bedarf an flexiblen Empfängern. Software Radio ist keine neue Technologie, sondern die logische Konvergenz der bereits existierenden Technologien der digitalen Empfänger und der Software Technologie. Der Fortschritt bei digitalen Empfängern hat den Mobilfunkmarkt vorangetrieben und die Software-Technologie hat die Möglichkeiten des Internets massiv erweitert. Dies hat dazu geführt, dass die Industrie für drahtlose Kommunikation von Grund auf neu strukturiert wurde. Es gibt viele Gründe, welche dazu geführt haben, dass dieses unrealistisch erscheinende militärisch-akademische Konzept von der Industrie stark unterstützt wird. Das sind die technologischen Fortschritte, die Möglichkeit mehrere

Standards auf einem Gerät laufen zu lassen und existierende Technologien unter dem Namen Software Radio zu verpacken [73].

Es gibt keine einheitliche Definition für Software Radio. Eine anschauliche Definition wird in [66] vorgeschlagen:

„Ein Software Radio ist ein Empfänger, dessen Funktion hauptsächlich durch die Software bestimmt wird und dessen Verhalten der physikalischen Schicht grundlegend über die Software verändert werden kann.“

Diese Definition berücksichtigt nicht die in jüngster Zeit immer mehr an Bedeutung gewinnende Rekonfigurierbarkeit aller netzorientierten Schichten. Bei der Rekonfigurierbarkeit aller netzorientierten Schichten wird davon ausgegangen, dass alle an einer Ende-zu-Ende-Verbindung teilnehmenden Schichten rekonfigurierbar sind. Die höheren Schichten wurden bei der Forschung und Entwicklung rekonfigurierbarer Empfänger anfangs nicht berücksichtigt. Das liegt daran, dass die größten Probleme bei der Realisierung rekonfigurierbarer Empfänger in der Hardware liegen und der große Durchbruch der SR-Technologie mit der Realisierbarkeit der notwendigen Hardwarekomponenten in enger Verbindung steht. Man hat sehr schnell erkannt, dass die höheren Schichten ebenso wichtig wie die physikalische Schicht bei der Betrachtung eines rekonfigurierbaren Systems sind. Es wäre fatal, wenn die Forschung bezüglich der höheren Schichten zurückbleiben würde, da keine Systeme realisiert werden können, ohne dass bis zur Data Link Control (DLC) Schicht alle notwendigen Funktionen vorhanden sind und die Rekonfigurierbarkeit unterstützen. Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die heterogene Kommunikationsumgebung und das Interesse einer uneingeschränkten Interoperabilität verschiedener Kommunikationsstandards dazu geführt haben, dass die Entwicklung von Kommunikationsempfängern durch die Software Radio Design-Philosophie [45] entscheidend beeinflusst wurde. Es wird erwartet, dass der Durchbruch durch entscheidende Schlüsseltechnologien, wie MicroElectroMechanical Systems (MEMS), kommt. Die Möglichkeiten, welche durch SR und der damit in Verbindung stehenden Technologien geboten werden, haben das Potential, die drahtlose Kommunikation sehr stark zu beeinflussen.

1.3 Cognitive Radio

In enger Beziehung zur SR-Technologie steht die Cognitive Radio (CR) - Technologie, welche auf der SR-Technologie basiert. Die CR-Technologie verleiht dem Funkgerät eine Art Persönlichkeit. Das bedeutet, dass zwei verschiedene CRs mit den gleichen Eigenschaften in derselben Umgebung und bei gleichen Voraussetzungen sich unterschiedlich verhalten. Dies hängt damit zu-

sammen, dass CRs ihre unmittelbare Umgebung beobachten, relevante Informationen aus den Beobachtungen extrahieren und diese Informationen speichern können. Somit hängt das Verhalten eines CRs entscheidend von diesem Lernprozess ab. Dieser Lernprozess wird auch von dem Benutzerverhalten und der Vorgeschichte des Einsatzes eines CRs bestimmt. Die von der Außenwelt extrahierten Stimuli werden genutzt, um die nächsten Schritte einzuleiten. Da ein CR auf der Basis eines SRs arbeitet, ist es möglich, je nach Bedarf und Zustand der spektralen Umgebung, die Frequenz, Bandbreite, Datenrate oder Modulationsart des Funkgerätes zu ändern.

Ein CR kann entweder durch Spektrumsmessungen relevante Informationen über die spektrale Umgebung ermitteln oder diese Informationen von Systemen, die sich an eine Cognitive Radio Etikette (CRE) halten, empfangen. Ein CRE ist ein Regelwerk, welches die nutzbaren HF Bänder vorgibt, die Festlegung der Luftschnittstellen und der Kommunikationsprotokolle vornimmt und die Art und Weise wie das Spektrum verwaltet wird bestimmt [59]. Verschiedenen Spektralbereichen können verschiedene CRE vorgeschrieben werden, welche von CRs, die diese Spektralbereiche nutzen, beherrscht werden müssen. Die Signalisierung kann über vordefinierte Signalisierungskanäle in den entsprechenden Spektralbereichen erfolgen.

Die Technologien und Verfahren, die für die Realisierung rekonfigurierbarer Empfänger notwendig sind, werden unter hohem Konkurrenzdruck der Industrie vorangetrieben, so dass in absehbarer Zeit rekonfigurierbare und sich an die Umgebung anpassende Empfänger realisiert werden. Für die effiziente Nutzung des Spektrums sind jedoch regulatorische Rahmenbedingungen notwendig, die eine effiziente Spektrumsverwaltung zulassen. Im nächsten Abschnitt werden Ansätze für eine effiziente Verwaltung des Spektrums betrachtet.

1.4 Innovative Ansätze für die Spektrumsverwaltung

Die traditionell bestehende statische Vergabe der Spektrumsressourcen stellt eine Schwachstelle bei der drahtlosen Kommunikation dar. Diese veraltete Methode der Spektrumsvergabe wurde zu Zeiten eingeführt, zu der die kommerziellen Funkkommunikationssysteme nur eine Randerscheinung darstellten. Die großzügige Vergabe der Spektren an Institutionen, die auch mit weniger Spektren auskommen würden, die statische Vergabe der Spektren an Netzbetreiber, die nicht einen ständigen Verkehrsfluss aufweisen können, und das Fehlen von Systemen, die sich adaptiv auf veränderte Situationen einstellen können, führt zur ineffizienten Nutzung des Spektrums.

1.4.1 Dynamische Spektrumsverwaltung

Dieser Lage kann dadurch entgegengewirkt werden, indem von der statischen Spektrumsvergabe abgekehrt und eine dynamische Nutzerzuweisung und Technologiezuordnung erlaubt wird. Dynamische Nutzerzuweisung bedeutet, dass das Nutzungsrecht eines Spektrums nicht an einen Nutzer, z.B. an einen Mobilfunknetzbetreiber, für eine lange Zeit gebunden ist. Das Nutzungsrecht kann dynamisch an andere übertragen werden. Dynamische Technologiezuordnung bedeutet, dass die Zuordnung eines Spektrums nicht an eine Funkzugangstechnologie (FZT) für eine lange Zeit gebunden ist. Die Zuordnung kann dynamisch geändert werden. Durch den Einsatz dynamischer Verfahren zur Organisation der Spektrumsvergabe, ist eine Steigerung der spektralen Nutzungseffizienz zu erwarten. Aus der Mobilkommunikation ist bekannt, dass die dynamische Organisation von Netzressourcen sich positiv auf die spektrale Nutzungseffizienz auswirkt. Dort werden dynamische Kanalzuteilungsverfahren – engl. Dynamic Channel Assignment (DCA) – eingesetzt, um die vorhandenen Ressourcen den dynamischen Anforderungen der örtlich und zeitlich variierenden Verkehrslast anzupassen. Dabei unterscheidet man zwischen verkehrsadaptiven, signaladaptiven bzw. interferenzadaptiven Verfahren. Bei diesen Verfahren werden die Kanäle abhängig von der Verkehrslast, der Position der Mobilstationen bzw. der Höhe der Interferenzleistungen vergeben. Die Mobilstationen und Netze arbeiten alle mit derselben FZT. Es gibt andere Verfahren, z.B. Joint Radio Resource Management (JRRM), welche die Nutzung der Spektrumsressourcen, denen unterschiedliche FZTn zugeordnet sind, gemeinsam optimieren. Bei diesen Verfahren wird davon ausgegangen, dass die Endgeräte alle FZTn, die den verwalteten Spektren zugeordnet sind, beherrschen. Der Einsatz unterschiedlicher FZTn im selben Spektrumsband wird nicht berücksichtigt.

Weitere Systeme, bei denen es eine dynamische Spektrumszuweisung gibt, sind HiperLAN/2 und DECT. Bei diesen Systemen werden Messungen des Spektrums herangezogen, um zu entscheiden, ob eine Frequenz genutzt werden soll oder nicht. Diese Systeme sind jedoch nicht daraufhin ausgelegt, eine möglichst hohe spektrale Effizienz zu erreichen, sondern sollen das Funktionieren dieser Systeme in einer unkoordinierten, heterogenen Kommunikationsumgebung gewährleisten.

Es werden auch Systeme erforscht, die mit anderen Systemen im selben Spektrumsband koexistieren. Solche Systeme werden Overlay-Systeme genannt. Dabei wird vorausgesetzt, dass die Interferenzen, die das Overlay System erzeugt, so gering sind, dass das andere System diese Störung kaum wahrnimmt. Das

bekannteste und aussichtsreichste Overlay-System ist UWB. Bei UWB wird die Sendeleistung auf eine große Spektrumsbandbreite quasi gleichmäßig verteilt, so dass auf das Spektrum eines koexistierenden Systems nur ein kleiner Bruchteil der UWB Sendeleistung einwirkt.

1.4.2 Dynamische Vergabe der Spektrumslizenzen

Die CR-Technologie ermöglicht, Empfänger zu entwickeln, die sich dynamisch an die Umgebung anpassen. Es sind Szenarien denkbar, bei denen es den Funkgeräten erlaubt ist, beliebig auf das Spektrum zuzugreifen. In solchen Szenarien können die geforderten Eigenschaften an ein Kommunikationssystem nicht erfüllt werden. Es würde zu Konflikten zwischen verschiedenen Systemen kommen, die Interferenzleistungen würden zu hoch und die Systeme müssten nach freien Bändern suchen, was bei einer uneingeschränkten Verfügbarkeit sehr lange dauern würde. Für die effiziente Nutzung des Spektrums ist es notwendig, eine Spektrumsverwaltung einzuführen. Diese Spektrumsverwaltung darf zwar einerseits den Kommunikationssystemen keinen beliebigen Zugriff auf die Spektren gewähren, jedoch andererseits dürfen die Vorgaben nicht zu starr sein, da der Kommunikationsbedarf verschiedener Systeme und die physikalischen Bedingungen dynamischen Schwankungen unterworfen sind. Die Kompromisslösung liegt zwischen den Extremen „uneingeschränkte Verfügbarkeit“ und „fest vorgegebene Nutzerzuweisung und Technologiezuordnung“. Der Ansatz sollte derart flexibel sein, dass verschiedene FZTn auf demselben Spektrum erlaubt sind. Ferner sollte eine dynamische Koordination zwischen verschiedenartigen Systemen stattfinden, wodurch auf den Bandbreitebedarf eines Kommunikationssystems dynamisch reagiert werden kann und es sollte erlaubt sein, kurzzeitig freie Kanäle anderen Systemen verfügbar zu machen, deren Anwendungen geringe Ansprüche an die Dienstgüte – engl. Quality of Service (QoS) – haben. Allgemein gilt, je höher der QoS-Anspruch an ein System ist, desto niedriger ist die spektrale Nutzungseffizienz. Ein Beispiel für ein Worst Case Szenario in einem Kommunikationsnetz ist der Fall, dass die maximale Netzlast erreicht wird. Das Netz muss in diesem Fall über genügend Spektrumsressourcen verfügen, um die geforderte QoS zu gewährleisten. Da das Netz nicht permanent an der Lastgrenze arbeitet, wird ein Großteil der Spektren somit nur sporadisch genutzt. Deshalb bieten insbesondere Spektren von Systemen, die Dienste hoher Güte anbieten, ein großes Potential, die spektrale Nutzungseffizienz zu erhöhen.

Im nächsten Abschnitt werden die Spectrum Trading (ST) und Spectrum Pooling (SP) Konzepte vorgestellt. ST ist ein Konzept zur Vermarktung des

Spektrums in Sekundärmärkten und SP ist ein Konzept, bei dem Systeme mit unterschiedlichen FZTn im selben Band koexistieren.

1.4.3 Spectrum Trading

Sowohl in Europa [35] als auch in den USA [37], [74] gibt es Bestrebungen, Sekundärmärkte für das Funkspektrum einzuführen. In Sekundärmärkten veräußern primäre Lizenzinhaber von Spektren ihre Nutzungsrechte an Dritte. Es gibt eine EU Richtlinie, die am 25. Juli 2003 in Kraft getreten ist, nach der es den Mitgliedsländern erlaubt ist, Spektrumsvermarktung – engl. Spectrum Trading (ST) – einzuführen. Die Beschreibung des ST-Konzepts in dieser Arbeit orientiert sich an [35].

Referenzszenario

Bevor genauer auf ST eingegangen wird soll zunächst ein Referenzszenario beschrieben werden. Es wird angenommen, dass ein Hotspot-Netzbetreiber die Dienstgüte in seinem Netz erhöhen will und ihm nur unlizenzierte Spektren für die Erbringung von Diensten verfügbar sind. In Hotspots ist davon auszugehen, dass die unlizenzierten Bänder sehr stark belastet und die Interferenzleistungen sehr hoch sind. Um die Dienstgüte in seinem Hotspotnetz zu erhöhen, muss der Hotspot-Netzbetreiber also exklusive Spektrumsnutzungsrechte besitzen.

Unter den heutigen Umständen müsste der Netzbetreiber mit der Regulierungsbehörde in Kontakt treten und versuchen, die Behörde von der Notwendigkeit exklusiv nutzbarer Spektren für Hotspotnetze zu überzeugen. Dieses Vorhaben würde entweder erfolglos sein oder es würde sehr lange dauern, bis die Regulierungsbehörde davon überzeugt ist.

Mit der Einführung von ST wäre es für den Netzbetreiber sehr einfach, Spektren zu erwerben, für die er exklusive Nutzungsrechte besitzt. Er könnte z.B. örtlich begrenzte Nutzungsrechte von Netzbetreibern erwerben, die ihre primären Lizenzen nicht überall nutzen.

Wenn es ST geben würde, wäre auch der kurzzeitige Erwerb von Nutzungsrechten möglich. So könnte der Netzbetreiber, wenn die unlizenzierten Spektren überlastet sind, kurzfristig Nutzungsrechte erwerben. Der Netzbetreiber könnte auch auf plötzlich auftretende Lastspitzen im eigenen Netz dynamisch reagieren und kurzfristig Nutzungsrechte anfordern.

Im Folgenden werden Nutzungsrechte, die kurzfristig erworben werden und für die Dauer einer vorgegebenen Zeit gültig sind, als Kurzzeitlizenzen bezeichnet.

Das Spectrum Trading Konzept

Durch den Erwerb von Kurzzeitlizenzen gehen Netzbetreiber also keine hohen Investitionsrisiken ein und müssen nur für die Lizenzzeit, die vereinbart wurde, bezahlen. Gleichzeitig können Netzbetreiber auf plötzlich auftretende Lastspitzen schnell reagieren, indem sie zusätzliche Kurzzeitlizenzen erwerben. Die dynamische Vergabe von Nutzungsrechten ermöglicht somit eine bedarfs- und marktgerechte Nutzung des Spektrums. ST ist ein Konzept, welches die dynamische Vergabe von Nutzungsrechten ermöglicht.

Bei der Vergabe von Spektrumslizenzen unterscheidet man zwischen zwei Prozessen. Beim primären Prozess wird die Zuordnung einer FZT und die Zuweisung eines Nutzers zu einem Spektrumsband von der Regulierungsbehörde für Spektrumsangelegenheiten – in Deutschland ist das die RegTP – durchgeführt. Beim sekundären Prozess veranlasst der Inhaber der primären Lizenz eine Neuordnung und Neuweisung des Spektrums. Historisch gesehen gab es bei der Spektrumsregulierung nur den primären Prozess, bei der keine Marktmechanismen eingesetzt, sondern administrativ über Technologie und Nutzer entschieden wurde. Neuerdings werden immer häufiger Marktmechanismen, wie z.B. Auktionen, bei der Nutzerzuweisung eingesetzt. Der primäre Prozess erlaubt jedoch keine Flexibilität, um auf veränderte Marktsituationen oder Technologien schnell genug zu reagieren. Diese Einschränkungen führen zu einer künstlichen Verknappung des Spektrums [35]. Es sind zwar ungenutzte oder sporadisch genutzte Spektren vorhanden, aber aufgrund der inflexiblen Technologiezuordnung und Nutzerzuweisung können diese Spektren nicht genutzt werden. Durch die Einführung von ST kann der künstlichen Verknappung entgegengewirkt werden.

Das ST Konzept besteht aus zwei Prinzipien. Diese sind:

Handel: Der primäre Lizenzinhaber kann sein Nutzungsrecht in einem sekundären Markt Interessenten anbieten. Das Nutzungsrecht wird durch Verkauf, Vermietung oder durch die Vergabe von Optionen an Dritte übertragen.

Liberalisierung: Die Zuordnung einer Technologie zu einem Spektrumsband kann, nach Rücksprache mit der Regulierungsbehörde, geändert werden. Dadurch ist es möglich, flexibel auf technologische Fortschritte zu reagieren.

ST ist also ein Konzept, welches dem sekundären Prozess bei der Lizenzvergabe zuzuordnen ist. Das ST-Konzept ermöglicht die dynamische Vermarktung von Spektrumslizenzen mit dem Ziel einer bedarfs- und marktgerechten Technologiezuordnung und Nutzerzuweisung.

Bei ST wird zwischen dem sekundären und primären Markt unterschieden. Im primären Markt können Interessenten primäre Spektrumlizenzen erwerben, wogegen im sekundären Markt die Inhaber von primären Lizenzen diese an Dritte übertragen können. Bei der Veräußerung des Nutzungsrechts im sekundären Markt muss der primäre Lizenzinhaber die Dauer der Gültigkeit angeben.

Der Handel kann bei ST unter Einsatz verschiedener Handelsmechanismen erfolgen. Die gängigsten Handelsmechanismen sind:

Zweiseitige Verhandlungen: Der Lizenzinhaber und Interessent verhandeln miteinander und versuchen, sich auf einen Preis zu einigen.

Auktionen: Bei der Auktion initiiert der Lizenzinhaber eine Auktion, bei der der höchstbietende Interessent das Nutzungsrecht erwirbt.

Vermittlungsgeschäft – Brokerage: Beim Vermittlungsgeschäft nutzen die Interessenten den Dienst eines Maklers, um miteinander in Kontakt zu treten und zu verhandeln.

Markt: Lizenzbesitzer bieten auf einem Spektrumsmarkt ihre Lizenzen an und die Interessenten können auf diesem Markt Nutzungsrechte erwerben.

Bei ST kann bei der Vergabe des Nutzungsrechts die Bedingung gestellt werden, dass der Inhaber der primären Lizenz bei Bedarf das Recht hat, mit höchster Priorität auf das Spektrum zuzugreifen. In diesem Fall muss der sekundäre Nutzer aktive Verbindungen unterbrechen. Ein System, welches Nutzungsrechte nach dem ST-Konzept erworben hat und nur bedingt auf die erworbenen Spektren zugreifen darf, wird als Spectrum Pooling (SP) System bezeichnet.

1.4.4 Spectrum Pooling

Große Teile des elektromagnetischen Spektrums liegen überwiegend brach [11], weil sie für die Nutzung durch staatliche Institutionen vorbehalten sind. In fast allen Ländern sind große Teile des Spektrums militärischen, polizeilichen und anderen behördlichen Funksystemen zugewiesen. Diese Systeme kommen jedoch nur in Extremsituationen zum Einsatz. Außerhalb dieser Extremsituation werden sie kaum gebraucht. Im Falle, dass es jedoch zu diesen Extremsituationen kommt, ist es lebensbedrohlich, wenn diese Systeme nicht einsatzfähig sind oder Kapazitätsengpässe erleiden müssen. Um in Extremsituationen die Sicherheit zu gewährleisten, wird also die ineffiziente Nutzung des Spektrums in Kauf genommen. Es wäre aber sowohl im Interesse des Gemeinwohls, als auch im Interesse einer wirtschaftlichen Nutzung des Spektrums, ein

Konzept zu entwickeln, welches eine effiziente Nutzung des Spektrums erlaubt. Dieses Konzept sollte in Extremsituationen den Notsystemen die benötigten Kommunikationsressourcen bereitstellen und gleichzeitig die kommerzielle Nutzung der ineffizient genutzten Spektren ermöglichen. SP ist ein Konzept, welches diese Forderungen erfüllt.

Bei SP erwerben Betreiber von SP-Systemen im sekundären Markt bedingte Nutzungsrechte. Die Nutzungsrechte dürfen jedoch nur dann in Anspruch genommen werden, wenn der primäre Lizenzinhaber die entsprechenden Spektren nicht nutzt. SP-Systeme können nicht nur Spektren, die von Notsystemen genutzt werden, erwerben, sondern es ist auch möglich, dass kommerzielle Systeme zu Zeiten niedriger Netzlast ihre primären Lizenzen an SP-Systeme anbieten.

Mit der Einführung von ST wäre der rechtliche Aspekt beim Verkauf von Kurzzeitlizenzen an SP-Systeme unproblematisch. Die technischen und wirtschaftlichen Voraussetzungen sind jedoch noch offen.

1.5 Aufbau der Arbeit

In dieser Arbeit werden Verfahren zur dynamischen Verwaltung und Echtzeitvermarktung des Funkspektrums sowie die Koexistenz von drahtlosen Kommunikationsnetzen im selben Funkspektrum untersucht. Die zwei Kernpunkte dieser Arbeit sind das ST-Konzept, welches die flexible Zuordnung von Funktechnologien zu Funkspektren und die flexible Zuweisung von Spektrumsnutzungsrechten erlaubt und das SP-Konzept, bei welchem zwei verschiedene Kommunikationssysteme im selben Band koexistieren, wobei das System mit der primären Lizenz aktive Verbindungen des Systems mit der sekundären Lizenz unterbrechen darf.

In Kapitel 2 werden die primäre Nutzung des Spektrums im Frequenzbereich von 30 kHz - 30 GHz beschrieben und die Ergebnisse der Spektrumsmessungen, die in Zusammenarbeit mit der Firma LS telcom AG gemacht wurden, vorgestellt.

In Kapitel 3 werden die wichtigsten Eigenschaften und Hintergründe der populärsten Wireless Short Range Technologien präsentiert.

In Kapitel 4 wird das ST-Konzept behandelt. Für die Untersuchung des ST-Konzepts werden drei voneinander unabhängige Szenarien modelliert. Die Ergebnisse sollen die Vorteile von ST gegenüber der statischen Spektrumsverwaltung aufzeigen.

In Kapitel 5 wird das SP-Konzept untersucht. Es werden verkehrstheoretische Modelle für SP-Systeme beschrieben, Detektionsalgorithmen für die Stammnutzer (SN) -Präsenzdetektion vorgestellt und eine Interferenzanalyse zwischen einem SP- und einem SN-System durchgeführt.

2 Nutzung des Spektrums

Formelabschnitt (nächster)

Das Funkspektrum ist eine begrenzt zur Verfügung stehende Ressource und es gibt sehr wenige Spektralbereiche, die nicht bereits Funktechnologien zugeordnet oder Nutzern zugewiesen sind [37]. Dabei nutzen die gegenwärtigen Lizenzinhaber ihre Spektren sehr ineffizient. Durch den technologischen Fortschritt in der Funkkommunikation und der breiten Akzeptanz von Diensten, die über den Funkzugang angeboten werden, ist ein stetiges Wachstum des Spektrumsbedarfs zu verzeichnen. In diesem Kapitel wird an einer Beispielmessung verdeutlicht, dass durch dynamische Spektrumsverwaltung der wachsende Spektrumsbedarf gedeckt werden kann. In Abschnitt 2.1 wird die primäre Nutzung des Spektrums im Frequenzbereich von 30 kHz - 30 GHz beschrieben. In Abschnitt 2.2 werden die Messergebnisse, die in Zusammenarbeit mit der Firma LS telcom AG gemacht wurden, vorgestellt. Die Messergebnisse wurden in [11] und [17] veröffentlicht.

2.1 Primäre Nutzung des Spektrums

In Bild 2-1 ist die primäre Nutzung des Spektrums im Frequenzbereich von 30 kHz bis 30 GHz dargestellt. Die meisten Spektren sind bereits Funktechnologien zugeordnet. Im Wesentlichen gibt es folgende Hauptanwendungen [35]:

Flugfunk: Dienste, die dieser Kategorie zugeordnet werden, sind die Funknavigation (Radar) und der Kommunikationsdienst im Luftverkehr. Es gibt mehrere Tausend Lizenzinhaber in diesen Bändern.

Amateurfunk: Die Amateurfunkbänder sind für Systeme vorbestimmt, die über kurze Distanzen kommunizieren. Die Anwender sind im Wesentlichen Privatpersonen, die sich im Amateurfunk auskennen.

Rundfunk: Der Rundfunk umfasst den Fernseh- und Radiorundfunk. Der Rundfunkdienst wird von der Gesamtbevölkerung in Anspruch genommen.

Fester Funk: Feste Funkverbindungen sind terrestrische Verbindungen zwischen Funkstationen an festen Orten und werden hauptsächlich von Mobilfunknetzbetreibern zum Aufbau der Netzinfrastruktur eingesetzt.

Wireless Local Loop (WLL): WLLs werden eingesetzt, um einen drahtlosen Zugang zu den öffentlichen Datennetzen bereitzustellen.

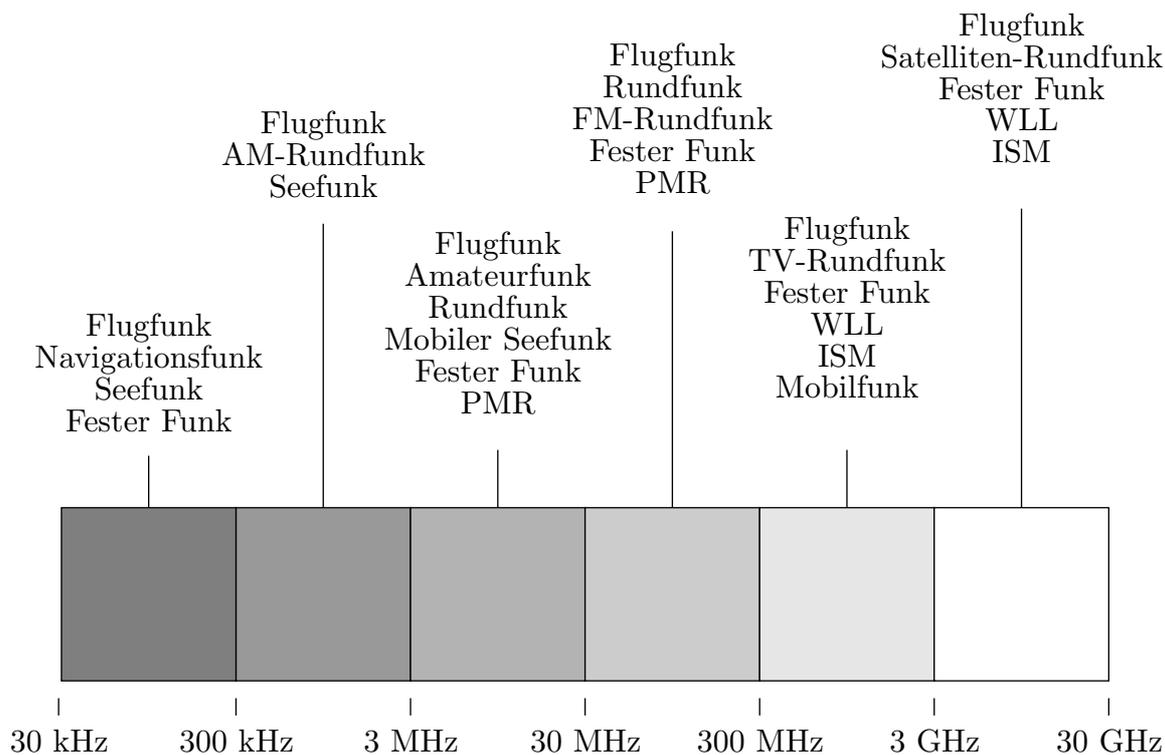


Bild 2-1 Primäre Nutzung des Funkspektrums

ISM-Anwendungen: Die Abkürzung ISM steht für „Industrial, Scientific and Medical“. Die ISM-Bänder werden für nichtkommerzielle Anwendungen in der Industrie, Wissenschaft und Medizin genutzt. Diese Bänder werden jedoch auch durch Wireless Short Range Technologien (WSRTn), also Technologien, die für die Kommunikation im Nahbereich entwickelt wurden, genutzt. Die bekanntesten WSRTn sind IEEE 802.11a/b/g, HiperLAN 2, Bluetooth und HomeRF. Diese Technologien werden in Kapitel 3 genauer beschrieben.

PMR: Die Abkürzung PMR steht für „Private Mobile Radio“ und bezeichnet Systeme, die eine wechselseitige Kommunikation ermöglichen. Diese Systeme werden hauptsächlich von Taxi-, Liefer- und Sicherheitsunternehmen genutzt.

Mobilfunk: Mit Mobilfunk werden Systeme bezeichnet, die mobile Telefon- oder Datendienste erbringen. Kommerzielle Systeme, die zur Erbringung solcher Dienste eingesetzt werden, sind die GSM- und UMTS-Systeme und nichtkommerzielle Systeme sind die TETRA- und ERMES-Systeme.

Funknavigation: Funknavigationssysteme werden bei der Navigation und Positionsbestimmung eingesetzt.

Satellitenfunk: Der Satellitenfunk wird hauptsächlich für Kommunikationsverbindungen zwischen Satelliten- und Erdstationen, die fest oder mobil sein können, verwendet. Diese Satelliten erbringen Kommunikationsdienste für den See-, Flug- und Landverkehr. Es gibt auch Satelliten für Radio-, Fernseh- und Meteorologiefunkdienste.

Frequenzen oberhalb von 30 MHz und unterhalb von 1 GHz werden hauptsächlich für den Rundfunk, Militärfunk, PMR-Funk und Mobilfunk eingesetzt. Die Frequenzen zwischen 1-3 GHz werden für den Militärfunk, zivilen Flugfunk, festen Funk für Telefonnetzbetreiber, Rundfunk, Satellitenfunk und Mobilfunk verwendet. Die Frequenzen zwischen 3-30 GHz werden für den Militärfunk, festen Funk und Satellitenfunk verwendet. Die Frequenzen oberhalb von 30 GHz sind nur für Kommunikationen über kurze Distanzen geeignet.

Es gibt also eine Fülle von Diensten, die über den Funkkanal erbracht werden. In vielen Berichten, Vorträgen und Diskussionen erfährt man jedoch, dass das Funkspektrum ineffizient genutzt wird [37]. Die Vermutung, dass weltweit das elektromagnetische Spektrum ineffizient genutzt wird, liegt nahe und ist auf die Tatsache zurückzuführen, dass viele Funkdienste, denen Spektren zugeordnet sind, nicht immer und nicht überall in Anspruch genommen werden. In Zukunft wird es jedoch immer mehr Kommunikationstechnologien mit dynamischem Bandbreitebedarf geben. Damit diese heterogenen Kommunikationstechnologien ihren Bandbreitebedarf effizient und kostengünstig decken können, muss die dynamische Technologiezuordnung und die dynamische Nutzerzuweisung zu einem Spektrum ermöglicht werden.

Um die Vermutung, dass das Spektrum ineffizient genutzt wird, zu prüfen, wurden in Zusammenarbeit mit der Firma LS telcom Spektrumsmessungen vorgenommen. Im nächsten Abschnitt werden die Messergebnisse vorgestellt.

2.2 Bestandsaufnahme

Gemessen wurde die elektrische Feldstärke im Frequenzbereich von 40 MHz bis 1 GHz über einen Zeitraum von 24 Stunden. Es wurde mit einer Frequenz- bzw. Zeitauflösung von 100 kHz bzw. 3 Minuten gemessen. Um die angegebene Frequenz- und Zeitauflösung zu erreichen, wurde das zu messende Spektrum linear in 4 Frequenzbereiche aufgeteilt und jeder Frequenzbereich wurde an unterschiedlichen Tagen gemessen. Weil die Messwerterfassung über das lokale Datennetz der Firma LS telcom AG gemacht wurde und die Messwerte nicht durch die Netzlast beeinträchtigt werden sollten, wurden die Messungen an Wochenenden durchgeführt. Die Messergebnisse sind in Bild 2-2 dargestellt.

Nach rechts ist die Frequenz f in MHz, nach hinten die Zeit t in Stunden und nach oben die elektrische Feldstärke, die mit einer Stabantenne gemessen wurde, in $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ aufgetragen. Es ist deutlich zu erkennen, dass große Teile des Spektrums – blau gefärbt – nicht genutzt werden.

Um einen Überblick über die Nutzung des Spektrums zu gewinnen, sind die Zeitmittelwerte der gemessenen Spektren in Bild 2-3 dargestellt. Es sind Mit-

telwerte über einen Zeitraum von 24 Stunden. Die wichtigsten Anwendungen sind den entsprechenden Teilbändern zugeordnet [35], [67], [68].

Der Frequenzbereich $f < 230$ MHz wird, aufgrund der guten Wellenausbreitung und geringen Dämpfung in diesem Frequenzbereich, hauptsächlich von terrestrischen Rundfunkanwendungen genutzt. Bei Rundfunkanwendungen verfolgt man das Ziel, eine großflächige Funkabdeckung zu erreichen, wozu sich niedrige Frequenzen gut eignen. In Bild 2-3 ist zu sehen, dass dieser Frequenzbereich sehr intensiv genutzt wird. Von einer ineffizienten Nutzung kann nicht gesprochen werden. Der Frequenzbereich von 230-500 MHz ist im Wesentlichen für Flugfunk, Bündelfunk und analogen und digitalen Fernsehfunk reserviert. In diesem Frequenzbereich werden einige Teilbänder intensiv genutzt, so z.B. das Teilband von 340-400 MHz. Man erkennt jedoch, dass dieser Frequenzbereich zu großen Teilen fragmentarisch und somit ineffizient genutzt wird. Der Frequenzbereich von 470-862 MHz ist für den analogen und digitalen Rundfunk reserviert. In diesem Frequenzbereich gibt es große zusammenhängende Teilbänder, die kaum eine Nutzung aufweisen, so z.B. die Teilbänder von 560-630, 710-725 und 730-862 MHz. Somit wird auch dieser Frequenzbereich ineffizient genutzt. Bemerkenswert ist, dass man in diesem Frequenzbereich die digitalen und analogen Fernsehkanäle sehr gut unterscheiden kann. Bei 660 und 730 MHz, sind die Spektren von DVB-T Signalen zu sehen. Im Frequenzbereich von 850-1000 MHz weisen nur die GSM-Bänder eine nennenswerte Nutzung auf. Es ist zu erkennen, dass das GSM-Downlinkband teilweise intensiv genutzt wird, wogegen das GSM-Uplinkband kaum genutzt wird. Das liegt möglicherweise daran, dass die Messungen bei der Firma LS telcom AG gemacht wurden und die Kommunikationen, die von den Mitarbeitern geführt wurden, im Wesentlichen über das Festnetz erfolgte. Da Basisstationen im Vergleich zu den Mobilstationen höhere Leistungen abstrahlen, sind deren Signale über größere Distanzen messbar. Deshalb liegt die Vermutung nahe, dass die Basisstationen nicht mit Mobilstationen im Nahbereich der Messapparatur, sondern mit Mobilstationen, die im Fernbereich sind, kommunizieren.

Wenn man die genutzten Frequenzen markiert und den Anteil der ungenutzten Frequenzen ermittelt, so ist festzustellen, dass die Frequenzbereiche von 40-250, 250-500, 500-750 bzw. 750-1000 MHz zu 100, 50, 45 bzw. 21 % genutzt werden. Der gesamte Frequenzbereich von 40-1000 MHz wird also zu 54 % genutzt. Bemerkenswert ist, dass mit zunehmender Frequenz die spektrale Nutzungseffizienz abnimmt.

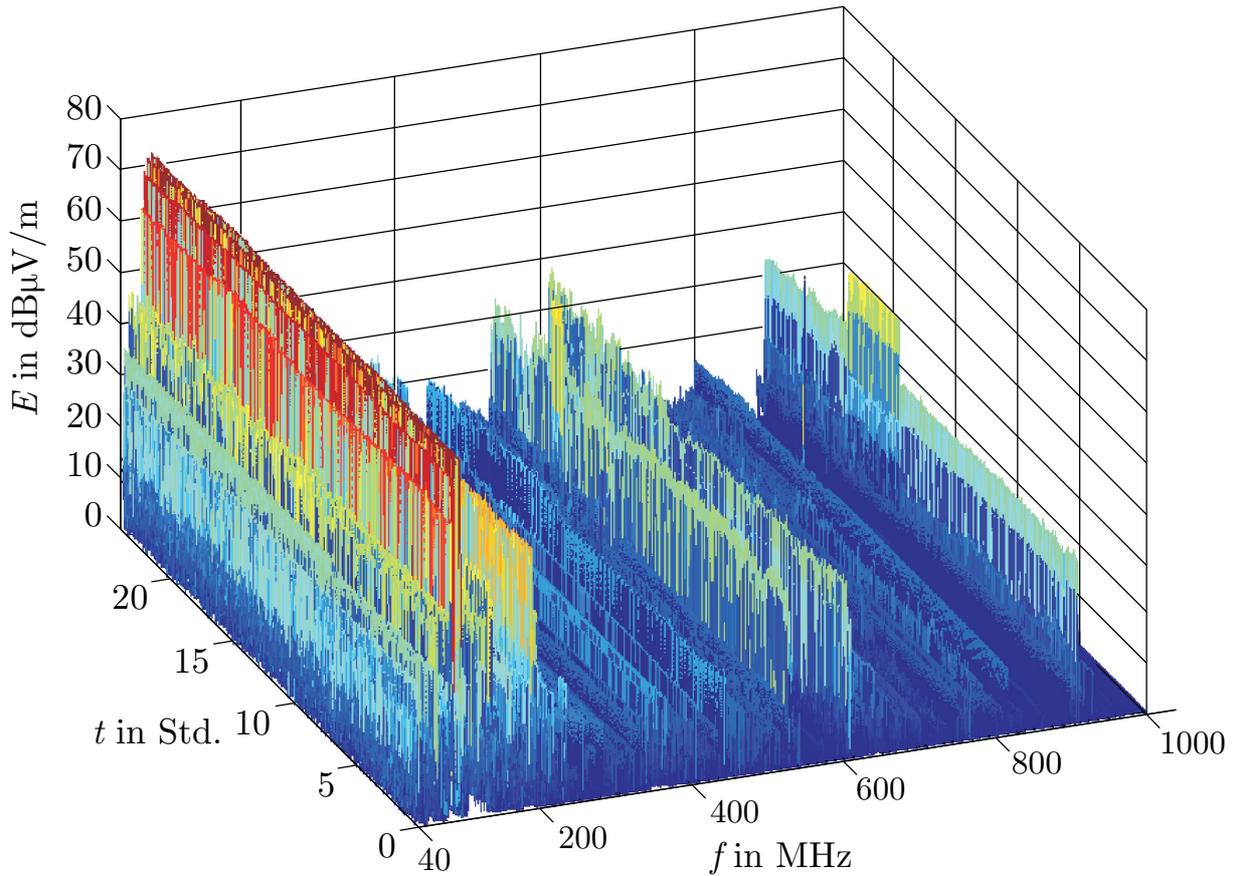


Bild 2-2 Spektrumsmessung (Lichtenau, August 2001)

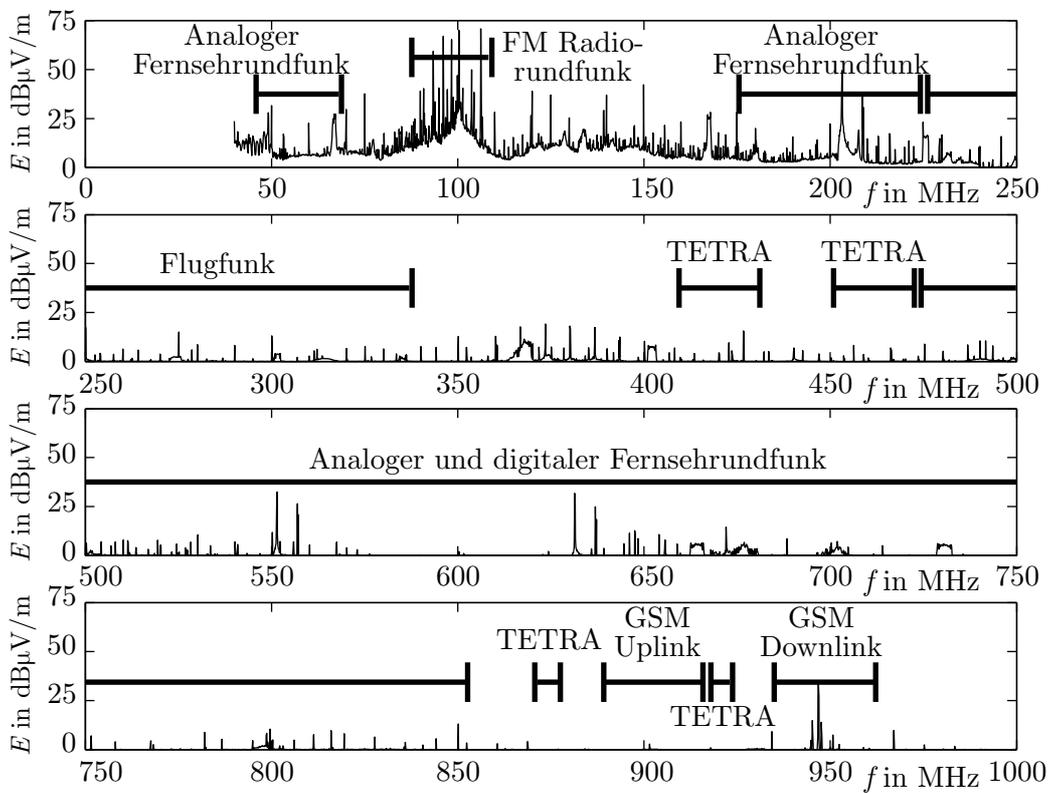


Bild 2-3 Zeitmittelwerte der Messergebnisse; gemittelt über 24 Stunden

2.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die primäre Nutzung des Spektrums im Frequenzbereich von 30 kHz - 30 GHz beschrieben und die Messergebnisse, die in Zusammenarbeit mit der Firma LS telcom AG gemacht wurden, vorgestellt.

Die Messergebnisse zeigen, dass ein Großteil des Spektrums kaum oder nur sporadisch genutzt wird. Es wird mit Sicherheit regionale Unterschiede bei der spektralen Nutzungseffizienz geben. Die Messergebnisse bestätigen jedoch an einem Beispiel die Vermutung, dass das Spektrum ineffizient genutzt wird.

Obwohl es sehr wenige Spektralbereiche gibt, die nicht bereits Funktechnologien zugeordnet oder Nutzern zugewiesen sind, ist es möglich, aufgrund der sporadischen Nutzung der zugewiesenen Spektren, den wachsenden Spektrumsbedarf durch dynamische Spektrumsverwaltung zu decken.

3 Wireless Short Range Technologien

Formelabschnitt (nächster)

Wireless Short Range Technologien (WSRT) sind Technologien, die einen Funkzugang im Nahbereich bereitstellen. Die Popularität der WSRTn liegt darin, dass sie hochdatenratige drahtlose Kommunikation auf den unlicenzierten Frequenzspektren ermöglichen. Dadurch sind drahtlose LAN-Netzwerke sowie drahtlose Verbindungen zwischen Rechner und Peripheriegeräten ohne zusätzliche Gebühren für Spektrumlizenzen möglich. Mit dem Fortschritt in der digitalen Kommunikationstechnologie wurde es möglich, über den stark zeit- und frequenzdispersiven Mobilfunkkanal hohe Datenraten zu übertragen. Der Bedarf und die technologischen Möglichkeiten, kleine, günstige und leistungseffiziente Transceiver zu bauen führten dazu, dass verschiedene Institutionen wie IEEE, ETSI oder Interessengemeinschaften wie die Bluetooth Special Interest Group (SIG) oder die HomeRF Working Group (HRFWG) Kommunikationsstandards oder Spezifikationen definierten. Die wichtigsten Eigenschaften und Hintergründe der populärsten Standards werden in den nächsten Abschnitten beschrieben.

3.1 Kategorisierung der Funkzugangnetze

Bei Funkzugangnetzen wird zwischen Wide Area Networks (WAN), Metropolitan Area Networks (MAN), Local Area Networks (LAN) und Personal Area Networks (PAN) unterschieden. Diese Kategorisierung ist in Bild 3-1 schematisch dargestellt [60] und ist im Wesentlichen durch die Reichweite bestimmt. Der Vollständigkeit halber sind bei der schematischen Darstellung auch die WAN- und MAN-Funkzugangstechnologien (FZTn), welche keine WSRTn sind, aufgeführt.

Die wichtigsten Vertreter der WAN Netze sind GSM und UMTS. Es sind Standards für international roamingfähige Mobilfunksysteme der zweiten und dritten Generation, welche verbindungsorientierte Luftschnittstellen spezifizieren. Die Arbeitsgruppe 802.20 der IEEE arbeitet an einem WAN Standard, welcher eine paketorientierte Luftschnittstelle definiert [44]. Im erweiterten UMTS-Standard wird ebenfalls eine paketorientierte Luftschnittstelle definiert.

Wichtige Vertreter der MAN-Netze sind der 802.16 Standard des IEEE und der HiperAccess Standard des ETSI. Diese Netze werden hauptsächlich im städtischen Bereich für Punkt-zu-Mehrpunkt-Verbindungen eingesetzt [79].

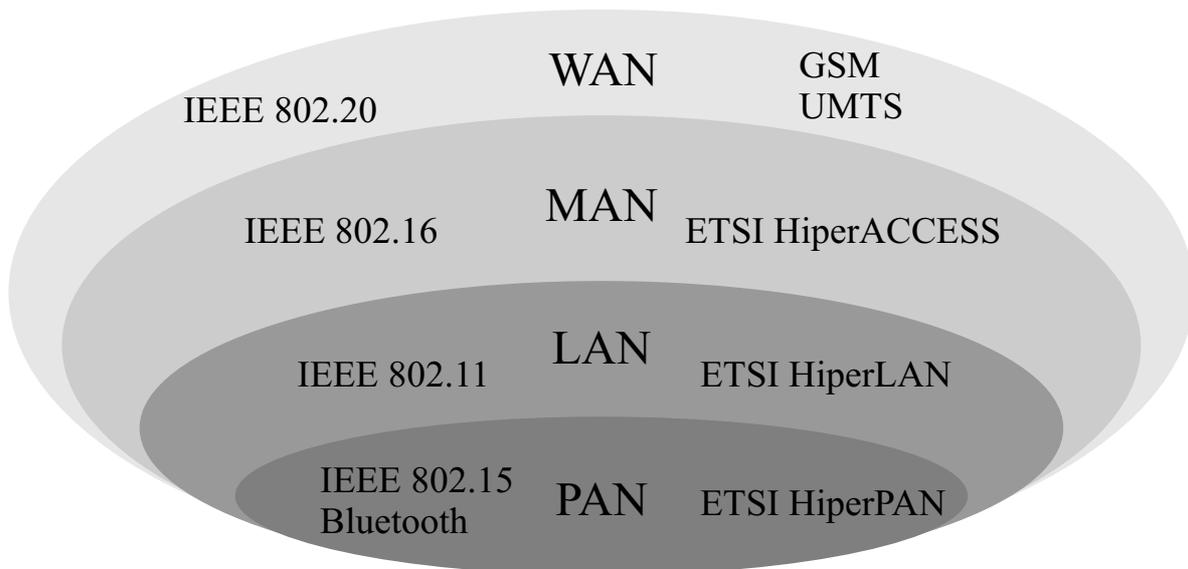


Bild 3-1 Schematische Darstellung der Funknetzhierarchie

LAN Netze werden hauptsächlich innerhalb von Gebäuden für die drahtlose Vernetzung von Rechnern, für den drahtlosen Zugang zu Backbonenetzen und für die Bereitstellung von breitbandigen Datendiensten in Hotspotnetzen eingesetzt. Die wichtigsten Vertreter sind die IEEE 802.11-Standards und der ETSI HiperLAN/2-Standard.

PAN Netze werden im Nahbereich eingesetzt und erreichen eine Reichweite von bis zu 10 Metern. Sie dienen hauptsächlich als Kabelersatz, können aber auch für die Vernetzung von mobilen Geräten eingesetzt werden. Die wichtigsten Vertreter der PAN-Netze sind Bluetooth und IEEE 802.15.

Da OFDM bei der drahtlosen Kommunikation und insbesondere bei der Wireless Short Range Kommunikation immer mehr an Bedeutung gewinnt, wird dieses Verfahren im nächsten Abschnitt kurz beschrieben. Für eine genauere Beschreibung wird auf [42] und [61] verwiesen.

3.2 OFDM

OFDM ist ein spezielles Mehrträgerübertragungsverfahren. Allgemein wird bei Mehrträgerübertragungsverfahren ein serieller Datenstrom parallel auf mehreren Unterträgern übertragen. Bei OFDM wird die verfügbare Bandbreite in mehrere Unterkanäle der Mittenfrequenzen f_i , $i = 0 \dots O - 1$, unterteilt. Die Daten werden auf diese Unterkanäle moduliert. Um die Orthogonalität der Unterträger zu gewährleisten, muss der Unterträgerabstand zwischen benachbarten Unterträgern $f_{\Delta} = \frac{1}{T}$ betragen, wobei T die Symboldauer des seriellen Datenstroms ist. Im Vergleich zu klassischen Mehrträgerübertragungsverfahren führt die Orthogonalität der Unterträger bei OFDM zu einer Verdopplung der

Unterträgeranzahl [61]. Ein weiterer Vorteil des OFDM-Verfahrens ist die Robustheit gegenüber frequenzdispersiven Kanälen. Die OFDM-Parameter werden derart an den Kanal angepasst, dass jeder Einzelträger innerhalb des ihm zugeordneten Teilbandes einen Kanal mit konstanter Übertragungsfunktion sieht. Diese Eigenschaft von OFDM wird ausgenutzt, um hohe Datenraten auch über frequenzdispersive Kanäle, wie sie z.B. bei drahtlosen LAN-Systemen vorkommen, zu übertragen. Die hohe spektrale Effizienz, die Robustheit gegenüber frequenzdispersiven Kanälen und vor allem die niedrigen Implementierungskosten haben dieses Verfahren zum Favoriten bei der hochrätigen Datenübertragung in drahtlosen Kommunikationssystemen und insbesondere bei WSRTn gemacht. In den nächsten Abschnitten werden die bekanntesten WSRTn beschrieben.

3.3 IEEE 802.11

IEEE 802.11 ist der weltweit populärste und am meisten verbreitete WLAN Standard. IEEE 802.11-Netze werden sowohl als Ergänzung zu Firmennetzen als auch in privaten Haushalten und in öffentlichen Bereichen installiert [81]. Es gibt verschiedene Versionen und Ergänzungen dieses Standards.

Der 802.11b Standard spezifiziert die Operation im 2,4 GHz Band und erlaubt Datenraten von 2, 5,5 und 11 Mbps. Für die Übertragung werden Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) oder Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) unterstützt, wobei sich das letztere Verfahren durchgesetzt hat. Als Modulationsart wird DQPSK und QPSK vorgeschrieben. Der 802.11g Standard spezifiziert ebenfalls die Operation im 2,4 GHz Band. Sie beschreibt jedoch eine Spezifikation, die Datenraten von bis zu 54 Mbps ermöglicht. Diese Datenraten werden durch den Einsatz von Trelliscodierter 8PSK Modulation oder OFDM erreicht.

Die Operation im 5 GHz Band wird durch den 802.11a Standard spezifiziert. Die physikalische Schicht basiert auf OFDM und ermöglicht Datenraten von bis zu 54 Mbps. Die Operation im 5 GHz Band wird erst dann interessant, wenn das sowieso schon überfüllte 2,4 GHz Band, aufgrund der weiten Durchdringung von WLAN-Netzen, ihre Kapazitätsgrenze erreicht hat.

Als zwingend notwendiges MAC-Protokoll definiert der IEEE 802.11-Standard die Distributed Coordination Function (DCF). Das DCF-Protokoll ist ein „Listen Before Talk“-Protokoll, welches nach dem CSMA/CA Verfahren arbeitet. Als optionales MAC Protokoll wird die Point Coordination Function (PCF) definiert. Dieses Protokoll definiert einen Pollingmechanismus, wonach der Access Point Prioritäten an die Stationen vergeben kann und somit ein konkur-

renzfreier Zugriff auf das Medium möglich wird. Beim Einsatz der PCF wird die Übertragungszeit in Contention Free Period (CFP) (Zugriff ohne Konkurrenz) und Contention Period (CP) aufgeteilt. Selbst während der CFP müssen Pakete durch den Empfänger sofort nach dem Empfang bestätigt werden. Bestätigungen von Paketen sind für viele Echtzeitanwendungen unnötig und verschlechtern zudem die Dienstgüte. In der Arbeitsgruppe 802.11e werden deshalb Erweiterungen des Standards spezifiziert, um auch Paketübertragungen ohne Bestätigungen oder Mechanismen, die mehrere Pakete mit einer Nachricht bestätigen, zuzulassen. Es werden auch Prioritätsklassen eingeführt. Das Ziel dieser Modifikationen ist, die Ende-zu-Ende-Verzögerung und den Jitter bei Echtzeitanwendungen zu reduzieren.

Es gibt also drei IEEE 802.11 Standards, die unabhängig voneinander vollständige drahtlose LAN Systeme definieren. Diese sind die 802.11a, 802.11b und der 802.11g Standards. Um die Eigenschaften der existierenden Standards zu erweitern, gibt es verschiedene Arbeitsgruppen:

802.11d: Die Arbeitsgruppe *d* erarbeitet Versionen des 802.11b Standards, die es ermöglichen drahtlose LANs, die nach dem 802.11b Standard arbeiten, auch in Ländern, in denen das 2,4 GHz Band nicht verfügbar ist, einzusetzen.

802.11e: Die Arbeitsgruppe *e* arbeitet an Ergänzungen, die es erlauben, Dienste mit vorgegebenen Dienstgütekriterien zu bedienen. Dabei wird, ähnlich wie bei HiperLAN/2, ein TDMA-Verfahren als MAC-Protokoll spezifiziert. Es werden verschiedene Dienstklassen mit unterschiedlichen Prioritäten zugelassen, um den Echtzeitanforderungen von Audio- und Videoübertragungen zu genügen.

802.11f: In der Arbeitsgruppe *f* werden die Handover-Mechanismen erweitert, um auch in WLAN-Netzen die gleiche Mobilität, wie in zellularen Netzen, zu unterstützen.

802.11h: In der Arbeitsgruppe *h* werden Verfahren zur Verbesserung der Leistungsregelung und Kanalselektion erarbeitet.

802.11i: Die Arbeitsgruppe *i* beschäftigt sich mit Verschlüsselungsverfahren, um eine hohe Datensicherheit zu gewährleisten. Da die Datensicherheit die größte Schwachstelle bei WLAN-Systemen ist, wird es für die weite Akzeptanz dieser Systeme entscheidend sein, welche Verschlüsselungsverfahren eingesetzt werden.

802.11j: Die Arbeitsgruppe *j* wurde gegründet, um die Koexistenz von IEEE 802.11- und HiperLAN/2-Netzen sicherzustellen.

802.11n: Die Arbeitsgruppe *n* wurde gegründet, um Datenraten von mindestens 100 Mbps zu ermöglichen.

3.4 HiperLAN/2

HiperLAN/2 ist das europäische Pendant zu dem IEEE 802.11a Standard, wobei der HiperLAN/2 Standard wesentlich ausgereifter ist. Er wird von der ETSI spezifiziert. Die physikalische Schicht ist, bis auf wenige Unterschiede, genauso wie beim IEEE 802.11a Standard [81]. Die wesentlichen Unterschiede liegen in dem MAC Protokoll und der Verbindungsorientierung des HiperLAN/2 Standards. Der HiperLAN/2 Standard entstand aus der Motivation, einen WLAN Standard zu spezifizieren, welcher Dienstgüte, Handover und Datenintegrität unterstützt [79]. Die Unterstützung von Dienstgüte und Datenintegrität wurde im 802.11 Standard erst nachträglich berücksichtigt. Das MAC-Protokoll basiert auf einem dynamischen TDMA/TDD-Verfahren, welches eine hohe spektrale Nutzungseffizienz ermöglicht. Da der HiperLAN/2 Standard verbindungsorientiert arbeitet, ist eine sehr effiziente Dienstgüteunterstützung möglich. Für jede Verbindung können dienstgütespezifische Parameter vereinbart werden [79]. Die Dienstgüteunterstützung und die hohe Datenrate in HiperLAN/2 Systemen ermöglichen es, verschiedene Echtzeit- und Datendienste gleichzeitig zu bedienen.

3.5 5 GHz Unified Protocol: 5-UP

Die ETSI und das IEEE haben das 5 GHz Partnership Project (5GPP) gegründet, um den IEEE 802.11a und HiperLAN/2 Standard in einem einzigen Standard, dem 5 GHz Unified Protokoll (5-UP), zu vereinen [81]. Dieses Protokoll ermöglicht eine skalierbare Kommunikation zwischen Station und Access Point, indem den Stationen erlaubt wird, auf den ihnen zugewiesenen Untermengen der OFDM Träger parallel zu anderen Stationen zu übertragen [54]. Dieser Standard ermöglicht den gemeinsamen Einsatz von Geräten, die unterschiedliche Komplexitäten aufweisen, in demselben Kommunikationsnetz.

3.6 IEEE 802.20

Die Arbeitsgruppe 802.20 des IEEE arbeitet an einem WAN-Standard, welcher kosten- und spektrumseffiziente und ubiquitäre Kommunikationsnetze ermöglichen soll. Dieser Standard soll eine für das Internet Protokoll (IP) optimierte paketorientierte Luftschnittstelle definieren, welche die Lücke zwischen Kommunikationsdiensten mit hoher Mobilität jedoch geringer Datenrate – zellulare Netze – und geringer Mobilität jedoch hoher Datenrate – Hotspotnetze – schließen soll.

3.7 Bluetooth

Bluetooth ist eine Spezifikation, welche von einem Industriekonsortium, der Bluetooth Special Interest Group (SIG), entwickelt wird und eine drahtlose Personal Area Network (PAN) Technologie im 2,4 GHz Band beschreibt [2], [81]. Bluetooth dient als Kabelersatz für Verbindungen von tragbaren elektronischen Geräten über Distanzen, die in der Größenordnung von einigen Metern liegen. Es werden Punkt-zu-Punkt- und Punkt-zu-Mehrpunkt-Verbindungen unterstützt. Die Datenraten bei Bluetooth sind 3 und 10 Mbps. Es wird zwischen Master- und Slavestationen unterschieden, wobei jede teilnehmende Station als Master- oder Slavestation operieren kann. Die Masterstation initiiert die Kommunikation und die Slavestation antwortet auf den Aufruf zum Datentransfer. Als MAC-Protokoll wird ein TDMA Verfahren mit Frequency-Hopping definiert. Frequency-Hopping wurde gewählt, um eine robuste Kommunikation zu gewährleisten [5]. Der 802.15 Standard ist das Pendant des IEEE zu Bluetooth.

3.8 HomeRF

HomeRF ist eine Spezifikation, welche von einem Industriekonsortium, der HomeRF Working Group (HFRWG), entwickelt wird und die drahtlose Vernetzung von digitalen Geräten in privaten Haushalten ermöglicht [81]. Die Spezifikation definiert das Shared Wireless Access Protokoll (SWAP), welches drahtlose Sprach- und Datenkommunikation mit einer Datenrate von bis zu 10 Mbps ermöglicht. SWAP arbeitet im 2,4 GHz Band und kombiniert die Arbeitsweise des Digital Enhanced Cordless Telecommunications (DECT)-Standards, welcher verbindungsorientierte Sprachdienste bei einer brutto Datenrate von 34 kbps ermöglicht und des IEEE 802.11 Standards, welcher für die Übertragung von Paketdiensten optimiert ist. Als MAC-Protokoll wird also TDMA für zeitkritische Anwendungen und CSMA/CA für die hochdatenratige Paketübertragung angewendet [81]. Im Ad-Hoc-Modus ist nur Datenkommunikation möglich, wogegen im Infrastrukturmodus sowohl Sprach- als auch Datenkommunikation möglich sind. Im Infrastrukturmodus wird die Verbindung zum Telefonnetz über gängige Datenschnittstellen am AP ermöglicht.

3.9 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde die Funknetzhierarchie beschrieben und die wichtigsten Vertreter der WSRTn vorgestellt. Dabei wurden die wichtigsten Unterschiede zwischen den verschiedenen WSRTn aufgezeigt.

4 Spectrum Trading

Formelabschnitt (nächster)

4.1 Einführung

Spectrum Trading (ST) ist ein Konzept zur dynamischen Vermarktung von Spektren. Bei diesem Konzept kann der Inhaber der primären Lizenz eines Spektrums das Nutzungsrecht an Dritte übertragen. Der Inhaber der primären Lizenz gibt vor wie lange das Nutzungsrecht gültig ist und welche Bedingungen bei der Nutzung erfüllt werden müssen. Diese Bedingungen können z.B. vorschreiben welche Spektrumsmasken eingehalten werden müssen.

Für die Einführung von ST ist es notwendig, dass der Inhaber der primären Lizenz berechtigt ist, dynamisch die Zuordnung einer FZT zu einem Spektrum zu ändern. Dadurch können innovative Kommunikationstechnologien schnell eingeführt werden. Zusätzlich muss der Inhaber der primären Lizenz berechtigt sein, das Nutzungsrecht seines Spektrums im sekundären Markt an Dritte zu übertragen. Dadurch wird gewährleistet, dass Spektren effizient zugewiesen werden. Wenn das Spektrum dem Interessenten zugewiesen wird, der dem Spektrum den höchsten Wert beimisst, ist die Zuweisung des Spektrums effizient. Das Coase Theorem erlaubt ein besseres Verständnis der ökonomischen Effizienz [30]:

„Die primäre Zuweisung einer Ressource ist für die ökonomische Effizienz irrelevant. Solange die Eigentumsrechte eindeutig bestimmt sind und eine freie Vermarktung erlaubt ist, wird die Ressource immer effizient zugewiesen.“

Nach dem Coase Theorem ist es notwendig, die freie Vermarktung des Spektrums zu erlauben, damit sie effizient genutzt werden kann. Zusätzlich müssen eindeutige Eigentumsrechte definiert werden, so dass die Interessenten die Einschränkungen bei der Nutzung des Spektrums kennen. Wenn die Eigentumsrechte nicht eindeutig definiert sind, können die Interessenten im sekundären Markt keine genaue Wertzuweisung machen, was zur ineffizienten Nutzung des Spektrums führt.

ST ist also ein Konzept, welches dem sekundären Prozess bei der Lizenzvergabe zuzuordnen ist. Es ermöglicht die dynamische Vermarktung von Spektrumslizenzen mit dem Ziel einer markt- und bedarfsgerechten Technologiezuordnung und Nutzerzuweisung.

In diesem Kapitel wird die dynamische Vermarktung des Spektrums modelliert. Es wird angenommen, dass die Bedingungen, die das ST-Konzept stellt, erfüllt werden. Diese Bedingungen wurden in Abschnitt 1.4.3 beschrieben. Für die Modellierung in diesem Kapitel ist insbesondere die Bedingung, dass der primäre Lizenzbesitzer berechtigt ist das Nutzungsrecht an Dritte zu übertragen, wichtig. Ferner wird angenommen, dass der Handel mit den Nutzungsrechten elektronisch und über eine Funkschnittstelle erfolgt und die Geschäftsabwicklungen nicht länger als einige 100 Millisekunden dauern. Nachdem die Verhandlung erfolgreich abgeschlossen ist, darf der Kunde die Nutzungsrechte unverzüglich in Anspruch nehmen. Bei der Modellierung werden drei Szenarien unterschieden.

Szenario 1

Beim ersten Szenario wird davon ausgegangen, dass ein Betreiber eines zellularen Netzes die primäre Lizenz eines Spektrums besitzt. Da sein Netz nicht permanent ausgelastet wird, veräußert er im sekundären Markt ein sekundäres Nutzungsrecht, das dem Erwerber erlaubt das Spektrum bedingt zu nutzen. Um bei Bedarf auf das Spektrum zugreifen zu dürfen, vereinbart er mit dem Käufer, dass die Spektrumslizenz den Käufer nur berechtigt das Spektrum zu nutzen, wenn der Inhaber der primären Lizenz das Spektrum nicht nutzt. Deshalb wird der Inhaber der primären Lizenz als Stammnutzer (SN) und der Erwerber des sekundären Nutzungsrechtes als Mietnutzer (MN) bezeichnet. Das Szenario ist in Bild 4-1 dargestellt.

Der MN ist ein Funknetzbetreiber, der in einem Hotspotnetz Datendienste anbietet. Da der Funknetzbetreiber nur bedingt auf das Spektrum zugreifen darf, hängt die Dienstgüte, die er im Hotspotnetz anbieten kann, von der Last im zellularen Netz des SNs ab. Um die Kundenzufriedenheit und die Erträge zu maximieren, gestaltet der MN die Preise abhängig von der Verkehrsintensität im Netz des SNs und im eigenen Netz. Dazu ist es notwendig, dass der MN die Verkehrsintensität im Netz des SNs misst. Pakete von Kunden im MN-System, die nicht sofort bedient werden können, werden in eine Warteschlange eingereiht. Die maximale Warteschlangenlänge beträgt N . Die Ankunftsrate im Netz des SNs beträgt λ_{SN} und im Hotspotnetz λ_{MN} . In Abhängigkeit von λ_{SN} , λ_{MN} und der Anzahl der aktiven Prozesse im Hotspotnetz bestimmt der MN den Preis pro Zeiteinheit \dot{p} , zu dem er den Endnutzern im Hotspotnetz Datendienste anbietet. Der Hotspot-Funknetzbetreiber stellt den Endnutzern in seinem Hotspotnetz Funkzugangspunkte – engl. Access Point (AP) – zur Verfügung. Die Endnutzer nutzen die APs, um ihre Daten in das Internet zu übertragen. Die Endgeräte, die die Endnutzer für die Kommunikation nutzen,

sind Mobile Terminals (MTs). Es sei angenommen, dass SN-Prozesse nicht in einer Warteschlange eingereiht werden. Der Hotspot-Funknetzbetreiber muss durch Spektrumsmessungen dafür sorgen, dass das Spektrum nur genutzt wird, wenn das SN-System nichts überträgt.

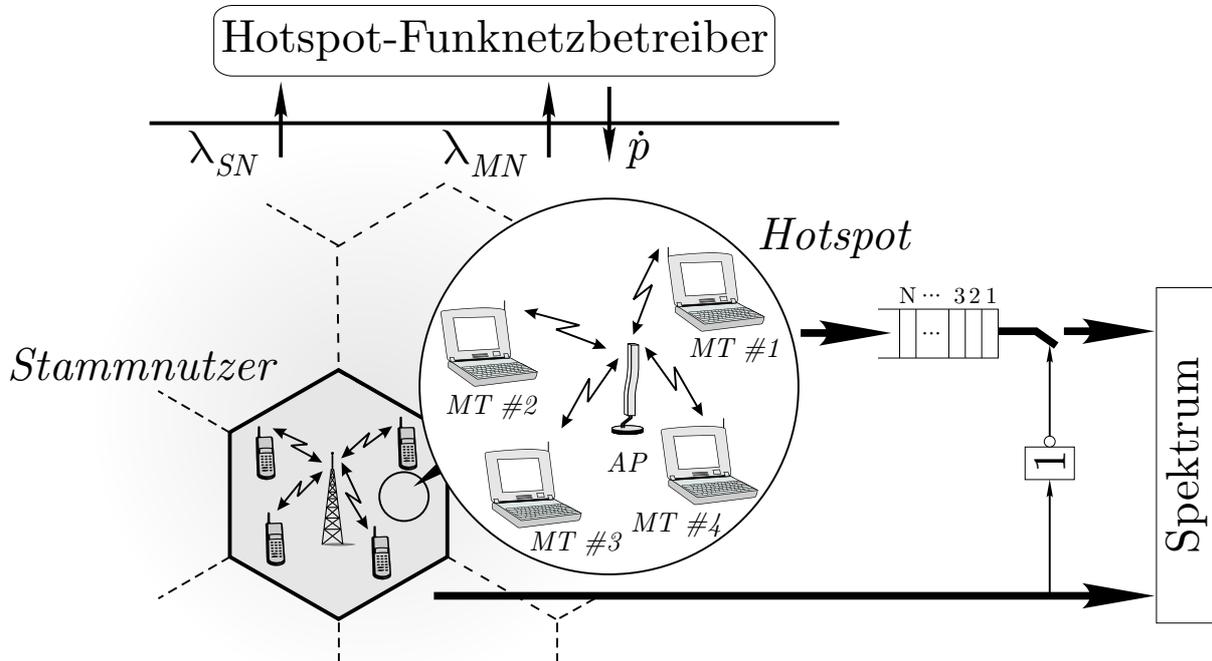


Bild 4-1 Modellierung der Vermarktung der Überschussbandbreite; Szenario 1

Szenario 2

Das zweite Szenario ist in Bild 4-2 dargestellt. Dieses Szenario gleicht dem Ersten dahingehend, dass auch hier die überschüssigen Bandbreiten zellulärer Netzbetreiber für Datendienste in Hotspotnetzen genutzt werden. Der Unterschied zum ersten Szenario liegt darin, dass in diesem Szenario zwei Hotspot-Funknetzbetreiber um die gleiche Kundschaft konkurrieren. Es gibt also einen Hotspot und beide Netzbetreiber konkurrieren um die Kundschaft. Beide Hotspot-Funknetzbetreiber nutzen die überschüssige Bandbreite von zellulären Netzbetreibern. Der i -te Funknetzbetreiber, $i \in \{1, 2\}$, nutzt die überschüssige Bandbreite des i -ten zellulären Netzbetreibers. Die SN-Last im zellulären Netz des Netzbetreibers i beträgt λ_{SN_i} .

Szenario 3

Beim dritten Szenario werden die Spektren nicht bedingt genutzt. Der Inhaber der sekundären Lizenz hat das exklusive Nutzungsrecht für das Spektrum. Es wird davon ausgegangen, dass ein Anbieter von sekundären Lizenzen bei einer Auktion die primären Lizenzen für S Teilspektren erworben hat. Der Inhaber

der primären Lizenz bietet Nutzungsrechte für diese Teilspektren in Form von Kurzzeitlizenzen im sekundären Markt an. Kurzzeitlizenzen sind sekundäre Lizenzen, die kurzfristig erworben werden können, und deren Gültigkeitsdauer vom Inhaber der primären Lizenz bestimmt wird. Die Vermarktung der Lizenz erfolgt über Echtzeitauktionen, die periodisch vom primären Lizenzbesitzer initiiert werden. Das Szenario ist in Bild 4-3 dargestellt.

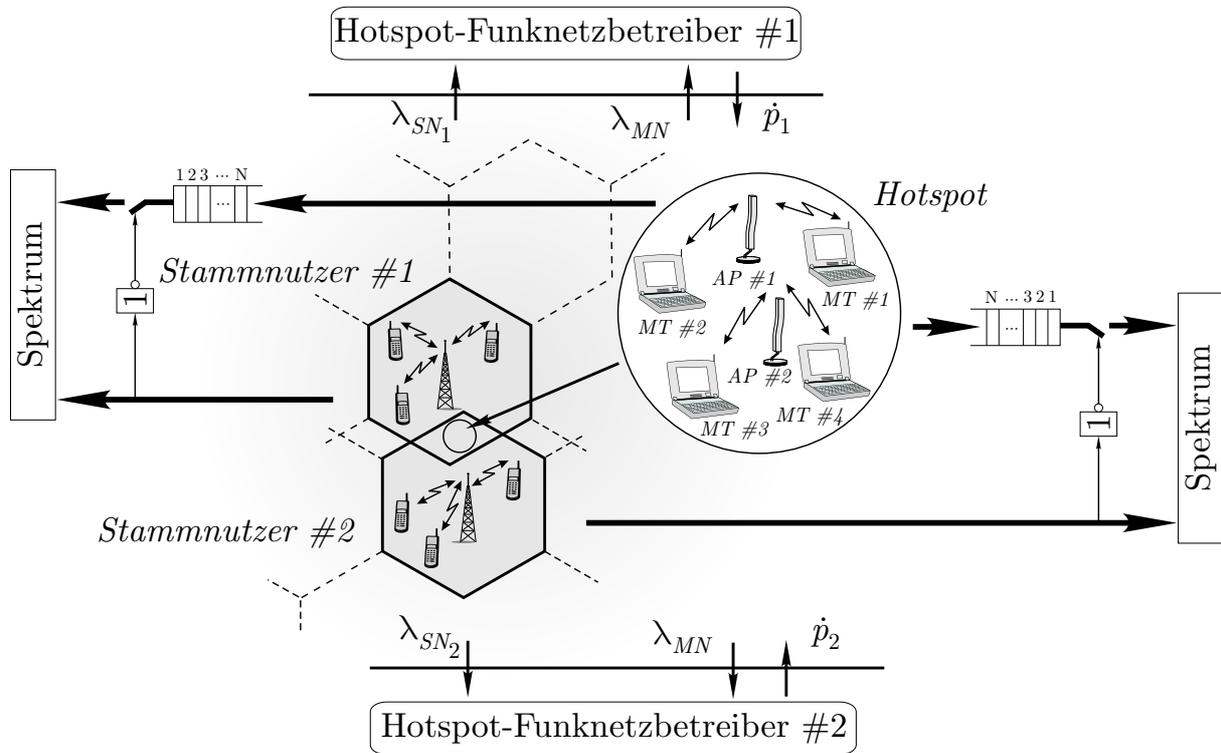


Bild 4-2 Modellierung der Konkurrenz zwischen zwei Funknetzbetreibern;
Szenario 2

Insbesondere an Ballungszentren wie Flughäfen oder Kongresszentren entstehen Hotspots. Dies kann z.B. daran liegen, dass eine große Anzahl von Fluggästen vor dem Check-in oder Boarding gleichzeitig Kommunikationsverbindungen benötigen. In solchen Situationen benötigt ein Netzbetreiber kurzzeitig hohe Kapazitäten, die ihm nicht zur Verfügung stehen. Der Netzbetreiber wäre in einer derartigen Situation bereit, einen hohen Betrag für eine kurzzeitige Verfügbarkeit einer hohen Kapazität zu zahlen. Mit der Einführung von Kurzzeitlizenzen, die durch Echtzeitauktionen versteigert werden, kann in solchen Situationen der Bedarf marktgerecht gedeckt werden.

Die potentiellen Käufer der Kurzzeitlizenzen sind Hotspot-Funknetzbetreiber, in deren Netzen die Netzlast zeitvariant ist. Die H Hotspot-Funknetzbetreiber übermitteln elektronisch über eine Funkschnittstelle Gebote an den primären Lizenzbesitzer. Die Echtzeitauktionen werden mit der Periode T_A wiederholt. Die erste Auktion findet zum Zeitpunkt $t = 0$ und die n -te Auktion zum

Zeitpunkt $t = (n - 1)T_A$ statt. Das Gebot des Netzbetreibers h bei der n -ten Auktion wird zu dem Vektor $\mathbf{b}^{(h)}(n) = [b_1^{(h)}(n), \dots, b_S^{(h)}(n)]$ zusammengefasst. Jeder Netzbetreiber reicht somit S Gebote für die S zu versteigernden Spektren ein. Der s -te Eintrag $b_s^{(h)}(n)$ in dem Gebotsvektor gibt an, wie viel der Netzbetreiber bereit ist für das s -te Spektrum zu zahlen. Wenn Netzbetreiber h am Ende der n -ten Auktion s Spektren bekommt, ist er bereit für diese s Spektren den Preis

$$\tilde{p}_s^{(h)}(n) = \sum_{i=1}^s b_i^{(h)}(n), \quad 1 < h < H \quad (4.1)$$

zu zahlen.

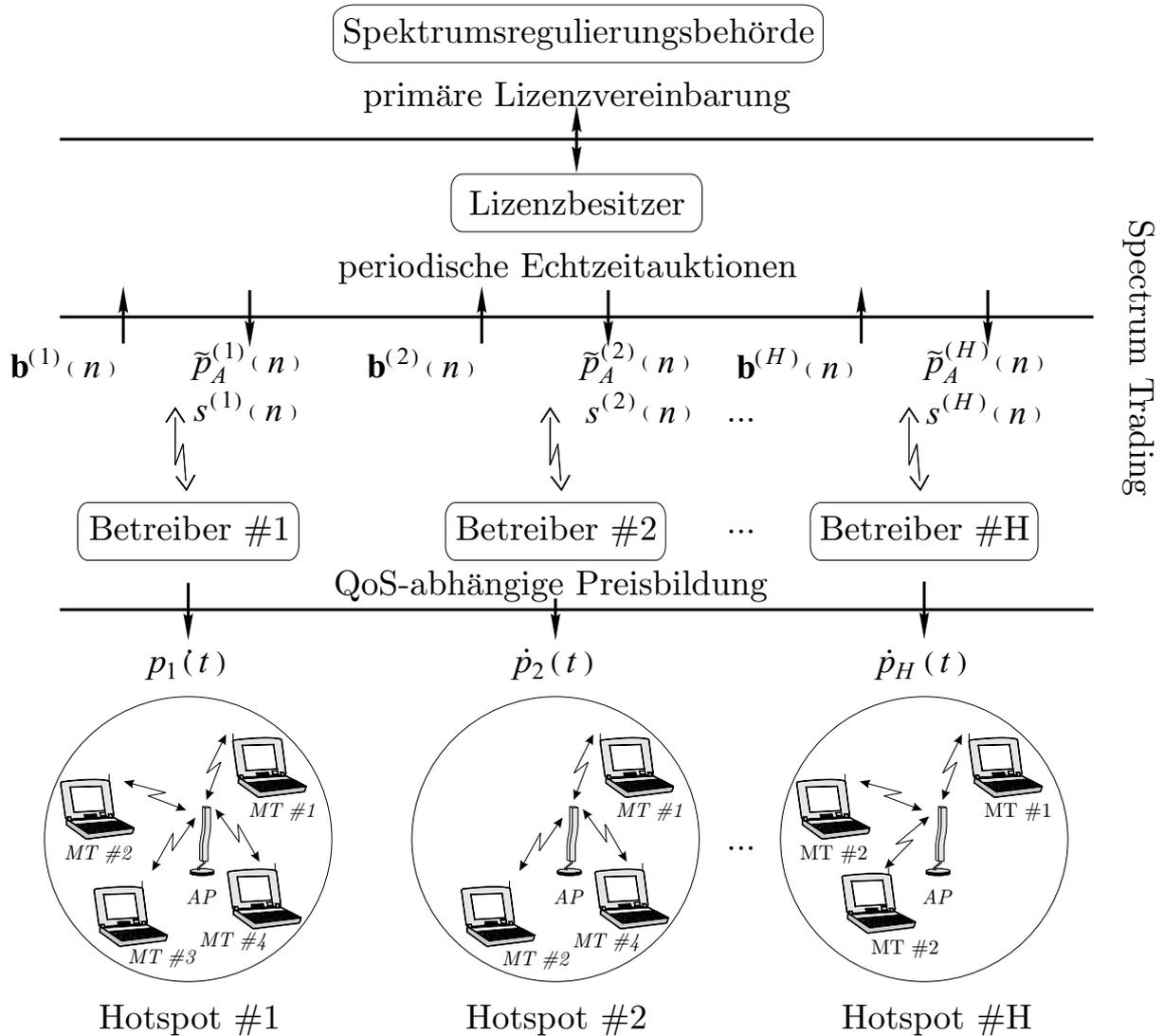


Bild 4-3 Modellierung von Echtzeitauktionen; Szenario 3

Der primäre Lizenzbesitzer verwertet die Gebote und bestimmt für alle Netzbetreiber die Gesamtpreise $\tilde{p}_A^{(h)}(n)$, die sie für die zugewiesenen Spektren bezahlen müssen und die Anzahl der Spektren $s^{(h)}(n)$, die sie bis zur nächsten

Echtzeitauktion zugewiesen bekommen. Der Ausgang der Auktion hängt von der Auktionsform ab, die in Abschnitt 4.5.1 behandelt wird. Der Preis pro Zeiteinheit für einen Datendienst beträgt im Netz des Hotspot-Netzbetreibers $h \dot{p}^{(h)}(t)$. Der Netzbetreiber gestaltet die Preise in Abhängigkeit von der Verkehrsintensität und der Anzahl der bedienten Pakete. Die Verkehrsintensitäten in den Netzen der Netzbetreiber sind voneinander statistisch unabhängig. Bei den Untersuchungen wird davon ausgegangen, dass es Signalisierungskanäle gibt, welche die logischen Kanäle für das Auktionsprotokoll bereitstellen. Zusätzlich wird angenommen, dass die Kurzzeitlizenzen mit einer Periode, die in der Größenordnung von einigen Minuten liegt, neu verteilt werden. In Abschnitt 4.2 wird eine Systemmodellierung durchgeführt. Im Anschluss dazu wird in Abschnitt 4.3 das Szenario 1 in Abschnitt 4.4 das Szenario 2 und in Abschnitt 4.5 das Szenario 3 modelliert. Zum Schluss werden in Abschnitt 4.6 die Bewertungen der drei Szenarien und in Abschnitt 4.7 eine Zusammenfassung gemacht.

4.2 Systemmodellierung

Für die Untersuchung der in der Einführung dieses Kapitels beschriebenen drei Szenarien ist es notwendig, den Datenverkehr und das Endnutzerverhalten zu modellieren und ein Dienstgütekriterium einzuführen. In Abschnitt 4.2.1 wird der Verkehr modelliert. Anschließend wird in Abschnitt 4.2.2 das Modell für das Endnutzerverhalten beschrieben und in Abschnitt 4.2.3 die Wartezeit bis zur Bedienung als Dienstgütekriterium eingeführt.

4.2.1 Modellierung der Nutzung der Überschussbandbreite

In diesem Abschnitt wird eine verkehrstheoretische Modellierung der Nutzung eines Spektrums vorgenommen. In diesem Modell werden nur die verkehrstheoretischen Eigenschaften modelliert. Die Vermarktung der Lizenzen wird in Abschnitt 4.3 eingeführt. Zur Modellierung der Verkehrsstatistik wird die Markovtheorie herangezogen. Es wird angenommen, dass die Bediendauern und Zwischenankunftszeiten aller Prozesse exponentialverteilt sind.

Es wird der Fall betrachtet, dass ein SN seine überschüssige Bandbreite durch die Vergabe einer Kurzzeitlizenz an einen MN verkauft. Es wird vereinbart, dass das SN-System das Spektrum mit höchster Priorität nutzen darf. Wenn das Spektrum durch einen SN-Prozess belegt ist, werden alle weiteren Spektrumsanforderungen im SN-System abgelehnt. Es gibt also keine Pufferspeicher für SN-Prozesse. MN-Prozesse, die nicht bedient werden können, werden in eine Warteschlange eingereiht. Die maximale Anzahl von MN-Prozessen, die sich

in der Warteschlange befinden können, beträgt N . Wenn, während das Spektrum von einem MN-Prozess genutzt wird, das SN-System einen Dienst anfordert, muss das MN-System dafür sorgen, dass der aktive MN-Prozess unverzüglich unterbrochen wird. Die Markovkette zur Modellierung der Nutzung eines Spektrums ist in Bild 4-4 veranschaulicht. Das zugehörige Szenario ist in Bild 4-1 dargestellt. Die Ankunftsraten der MN- bzw. SN-Prozesse betragen λ_{MN} bzw. λ_{SN} und die Bedienraten betragen μ_{MN} bzw. μ_{SN} . Im Zustand (i, j) werden i SN- und j MN-Prozesse bedient.

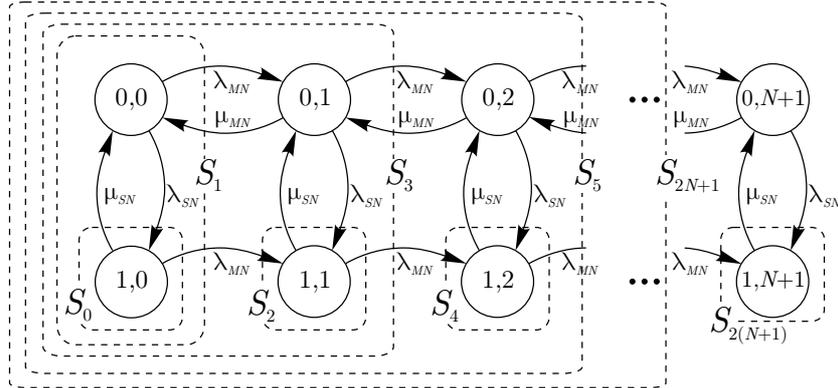


Bild 4-4 Markovkette zur Modellierung des Verkehrs

Um die Zustandswahrscheinlichkeiten π_{ij} der Markovkette analytisch zu berechnen, werden die globalen Gleichgewichtsgleichungen aufgestellt. Mit diesen Gleichungen können die stationären Zustände einer Markovkette bestimmt werden [3]. Dazu werden die Schnitte, die in Bild 4-4 mit S_k , $k = [0, 1, \dots, 2(N+1)]$, bezeichnet sind, gemacht. Jeder Schnitt korrespondiert zu einer Gleichung. Die linke Seite der Gleichung ist die Summe aller Pfadgewichte, die von außen nach innen den Schnitt durchdringen. Die rechte Seite ist die Summe aller Pfadgewichte, die von innen nach außen den Schnitt durchdringen. Ein Pfadgewicht ist das Produkt aus der dem Pfad zugeordneten Rate und der Zustandswahrscheinlichkeit des Zustandes, von dem der Pfad ausgeht. Nach Aufstellen der globalen Gleichgewichtsgleichungen ergibt sich:

$$\begin{aligned}\pi_{0,0} &= \pi_{0,0} \\ \pi_{1,0} &= \pi_{0,0} \frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}} \\ \pi_{0,1} &= \pi_{0,0} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}} + \pi_{1,0} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}} \\ \pi_{1,1} &= \pi_{0,1} \frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}} + \pi_{1,0} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}} \\ \pi_{0,2} &= \pi_{0,1} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}} + \pi_{1,1} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\pi_{1,2} &= \pi_{0,2} \frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}} + \pi_{1,1} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}} \\
&\vdots \\
\pi_{0,N+1} &= \pi_{0,N} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}} + \pi_{1,N} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}} \\
\pi_{1,N+1} &= \pi_{0,N+1} \frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}} + \pi_{1,N} \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{SN}}.
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Diesen Gleichungen kann entnommen werden, dass die globalen Gleichgewichtsgleichungen durch zwei Differenzgleichungen beschrieben werden können. Diese sind:

$$\begin{aligned}
\pi_{0,i} &= \begin{cases} \delta(i)\pi_{0,0} + \pi_{0,i-1}B + \pi_{1,i-1}B & 0 \leq i \leq N+1 \\ 0 & i < 0 \end{cases} \\
\pi_{1,i} &= \begin{cases} \pi_{0,i}A + \pi_{1,i-1}C & 0 \leq i \leq N \\ 0 & i < 0. \end{cases}
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Für die Zustandswahrscheinlichkeit im Zustand $(1, N+1)$ gilt:

$$\pi_{1,N+1} = \pi_{0,N+1}A + \pi_{1,N}E \tag{4.4}$$

Die Parameter A , B , C und E sind gegeben durch:

$$A = \frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}}, B = \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{MN}}, C = \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{SN} + \lambda_{MN}}, E = \frac{\lambda_{MN}}{\mu_{SN}}. \tag{4.5}$$

Zur Lösung der Differenzgleichungen wird die z -Transformation angewendet [34]. Dabei werden nur die Gleichungen (4.3) betrachtet. Gleichung (4.4) wird später berücksichtigt. Für den Bildbereich der Gleichungen (4.3) ergibt sich:

$$\Pi_{0,z} = \pi_{00} + z^{-1}\Pi_{0,z}B + z^{-1}\Pi_{1,z}B \tag{4.6}$$

$$\Pi_{1,z} = \Pi_{0,z}A + z^{-1}\Pi_{1,z}C. \tag{4.7}$$

Nach Umformung der Gleichung (4.7) erhält man:

$$\Pi_{1,z} = \Pi_{0,z} \frac{A}{1 - z^{-1}C}. \tag{4.8}$$

Eingesetzt in (4.6) ergibt sich:

$$\Pi_{0,z} = \pi_{00} + z^{-1}\Pi_{0,z}B + z^{-1} \frac{A}{1 - z^{-1}C} \Pi_{0,z}B \tag{4.9}$$

$$\Pi_{0,z} \left(1 - z^{-1}B - z^{-1} \frac{AB}{1 - z^{-1}C} \right) = \pi_{00} \tag{4.10}$$

$$\Pi_{0,z} = \pi_{0,0} \frac{1 - z^{-1}C}{1 - z^{-1}C - z^{-1}B(1 - z^{-1}C) - z^{-1}AB}. \tag{4.11}$$

Nach Erweiterung mit z^2 folgt für den Bildbereich:

$$\Pi_{0,z} = \pi_{0,0} \frac{z^2 - zC}{z^2 - z(C + B + AB) + BC} = \pi_{0,0} \frac{z^2 - zC}{(z - z_1)(z - z_2)}, \quad (4.12)$$

wobei gilt:

$$z_{1|2} = \frac{(C + B + AB)}{2} \pm \sqrt{\frac{(C + B + AB)^2}{4} - BC}. \quad (4.13)$$

Vor der Transformation von $\Pi_{0,z}$ in den Zeitbereich ist es zweckmäßig $z^{-1}\Pi_{0,z}$ in seine Partialbrüche zu zerlegen:

$$z^{-1}\Pi_{0,z} = \frac{d_1}{z - z_1} + \frac{d_2}{z - z_2}. \quad (4.14)$$

Durch einen Koeffizientenvergleich erhält man die unbekannt Parameter d_i . Um die Parameter d_i zu bestimmen, wird Gleichung (4.14) mit $(z - z_i)$ multipliziert und der Grenzwert $\lim_{z \rightarrow z_i}$ gebildet. Nach Durchführung dieser Rechnung ergibt sich für die Koeffizienten:

$$d_{1|2} = \pi_{0,0} \frac{z_{1|2} - C}{(z_{1|2} - z_{2|1})}. \quad (4.15)$$

Die Rücktransformation der Partialbrüche ist tabelliert [34]. Nach Anwendung des Superpositionsprinzips der z -Transformation [34] folgt für die Zustandswahrscheinlichkeiten:

$$\pi_{0,i} = \pi_{0,0} \frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} z_1^i + \pi_{0,0} \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} z_2^i, \quad 0 \leq i \leq N + 1. \quad (4.16)$$

Um $\pi_{1,i}$ zu bestimmen, wird zunächst Gleichung (4.6) umgeformt:

$$\Pi_{0,z} = \frac{\pi_{0,0}}{1 - z^{-1}B} + \Pi_{1,z} \frac{z^{-1}B}{1 - z^{-1}B}. \quad (4.17)$$

Nach Einsetzen dieser Gleichung in (4.7) ergibt sich:

$$\Pi_{1,z} = \frac{\pi_{0,0}A}{1 - z^{-1}B} + \Pi_{1,z} \frac{z^{-1}BA}{1 - z^{-1}B} + \Pi_{1,z} z^{-1}C. \quad (4.18)$$

Nach einer Umformung erhält man:

$$\Pi_{1,z} \left(1 - \frac{z^{-1}BA}{1 - z^{-1}B} - z^{-1}C \right) = \frac{\pi_{0,0}A}{1 - z^{-1}B} \quad (4.19)$$

$$\Pi_{1,z} (1 - z^{-1}B - z^{-1}BA - z^{-1}C(1 - z^{-1}B)) = \pi_{0,0}A \quad (4.20)$$

$$\Pi_{1,z} = \pi_{0,0} \frac{A}{(1 - z^{-1}B) - z^{-1}BA - z^{-1}C(1 - z^{-1}B)}. \quad (4.21)$$

Nach Erweiterung von Nenner und Zähler mit z^2 folgt für den Bildbereich:

$$\begin{aligned}\Pi_{1,z} &= \pi_{0,0} \frac{z^2 A}{z^2 - z(C + B + AB) + BC} \\ &= \pi_{0,0} \frac{z^2 A}{(z - z_1)(z - z_2)}.\end{aligned}\quad (4.22)$$

Nach der Partialbruchzerlegung von $z^{-1}\Pi_{1,z}$ ergibt sich:

$$z^{-1}\Pi_{1,z} = \frac{d_3}{z - z_1} + \frac{d_4}{z - z_2}, \quad (4.23)$$

wobei gilt:

$$d_{3|4} = \pi_{0,0} \frac{z_{1|2} A}{z_{1|2} - z_{2|1}}. \quad (4.24)$$

Nach der Rücktransformation folgt für die Zustandswahrscheinlichkeiten:

$$\pi_{1,i} = \pi_{0,0} \frac{z_1 A}{z_1 - z_2} z_1^i + \pi_{0,0} \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} z_2^i, \quad 0 \leq i \leq N. \quad (4.25)$$

Die Zustandswahrscheinlichkeit $\pi_{0,0}$ erhält man aus der Normierungsbedingung für Wahrscheinlichkeiten:

$$\sum_{i=0}^{N+1} \pi_{0,i} + \sum_{i=0}^N \pi_{1,i} + \pi_{1,N+1} = 1. \quad (4.26)$$

Nach Einsetzen der Gleichungen (4.4), (4.16) und (4.25) in die Gleichung (4.26) folgt:

$$\begin{aligned}\pi_{0,0} &\left(\left(\sum_{i=0}^{N+1} \frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} z_1^i + \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} z_2^i \right) + \left(\sum_{i=0}^N \frac{z_1 A}{z_1 - z_2} z_1^i + \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} z_2^i \right) + \right. \\ &\left. \left(\frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} z_1^{N+1} + \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} z_2^{N+1} \right) A + \left(\frac{z_1 A}{z_1 - z_2} z_1^N + \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} z_2^N \right) E \right) = 1. \quad (4.27)\end{aligned}$$

Nach Umformung ergibt sich:

$$\begin{aligned}\pi_{0,0} &= \frac{1}{\left(\sum_{i=0}^{N+1} \frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} z_1^i + \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} z_2^i \right) + \left(\sum_{i=0}^N \frac{z_1 A}{z_1 - z_2} z_1^i + \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} z_2^i \right) +} \\ &\frac{1}{\left(\frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} z_1^{N+1} + \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} z_2^{N+1} \right) A + \left(\frac{z_1 A}{z_1 - z_2} z_1^N + \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} z_2^N \right) E} \quad (4.28)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\pi_{0,0} &= \frac{1}{\left(\frac{z_1-C}{z_1-z_2}\right)\left(\frac{1-z_1^{N+2}}{1-z_1}\right) + \left(\frac{z_2-C}{z_2-z_1}\right)\left(\frac{1-z_2^{N+2}}{1-z_2}\right) + \left(\frac{z_1A}{z_1-z_2}\right)\left(\frac{1-z_1^{N+1}}{1-z_1}\right) + \left(\frac{z_2A}{z_2-z_1}\right)\left(\frac{1-z_2^{N+1}}{1-z_2}\right) +} \\
&\quad \frac{1}{\left(\frac{z_1-C}{z_1-z_2}z_1^{N+1} + \frac{z_2-C}{z_2-z_1}z_2^{N+1}\right)A + \left(\frac{z_1A}{z_1-z_2}z_1^N + \frac{z_2A}{z_2-z_1}z_2^N\right)E} \\
&= \frac{1}{\left(\frac{z_1-C}{z_1-z_2}\right)\left(\frac{1-z_1^{N+2}}{1-z_1} + Az_1^{N+1}\right) + \left(\frac{z_2-C}{z_2-z_1}\right)\left(\frac{1-z_2^{N+2}}{1-z_2} + Az_2^{N+1}\right) + \left(\frac{z_1A}{z_1-z_2}\right)\left(\frac{1-z_1^{N+1}}{1-z_1} + Ez_1^N\right) + \left(\frac{z_2A}{z_2-z_1}\right)\left(\frac{1-z_2^{N+1}}{1-z_2} + Ez_2^N\right)}.
\end{aligned} \tag{4.29}$$

Ein wichtiger Kennwert für die verkehrstheoretische Bewertung ist die Verlustwahrscheinlichkeit der MN-Prozesse. Sie gibt an wie wahrscheinlich ein eintreffender MN-Prozess abgelehnt wird und ist gegeben durch die Zustandswahrscheinlichkeiten im Zustand $(0, N+1)$ und $(1, N+1)$:

$$P_V = \pi_{0,N+1} + \pi_{1,N+1}. \tag{4.30}$$

Um P_V klein zu halten, kann die Anzahl der Warteplätze N vergrößert werden. Dies führt jedoch dazu, dass die mittlere Aufenthaltszeit T_{MN} eines MN-Prozesses anwächst. Die mittlere Aufenthaltszeit eines MN-Prozesses ist die Summe aus mittlerer Warte- und Bedienzeit eines MN-Prozesses. Es muss also ein Kompromiss zwischen P_V und T_{MN} gefunden werden. Zur Berechnung der Aufenthaltszeit wird zunächst die mittlere Anzahl von MN-Prozessen, die sich im System befinden, bestimmt. Sie ist gegeben durch:

$$C_{MN} = \sum_{i=1}^{N+1} i \cdot \pi_{0,i} + \sum_{i=1}^N i \cdot \pi_{1,i} + (N+1) \cdot \pi_{1,N+1}. \tag{4.31}$$

Für die arithmetisch-geometrische Progression gilt [69]:

$$\sum_{i=1}^{N+1} iq^i = \frac{q(1-q^{N+1})}{(1-q)^2} - \frac{(N+1)q^{N+2}}{1-q}. \tag{4.32}$$

Nach Einsetzen der Gleichungen (4.4), (4.16), (4.25) in die Gleichung (4.31) erhält man:

$$\begin{aligned}
C_{MN} &= \pi_{0,0} \left(\sum_{i=1}^{N+1} i \cdot \left(\frac{z_1-C}{z_1-z_2} z_1^i + \frac{z_2-C}{z_2-z_1} z_2^i \right) + \sum_{i=1}^N i \cdot \left(\frac{z_1A}{z_1-z_2} z_1^i + \frac{z_2A}{z_2-z_1} z_2^i \right) + \right. \\
&\quad \left. (N+1) \left(\frac{z_1-C}{z_1-z_2} z_1^{N+1} + \frac{z_2-C}{z_2-z_1} z_2^{N+1} \right) A + \left(\frac{z_1A}{z_1-z_2} z_1^N + \frac{z_2A}{z_2-z_1} z_2^N \right) E \right).
\end{aligned} \tag{4.33}$$

Nach Anwendung von (4.32) ergibt sich für die mittlere Anzahl von MN-Prozessen im System:

$$C_{MN} = \pi_{0,0} \cdot$$

$$\begin{aligned} & \left(\frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} \left(\frac{z_1 (1 - z_1^{N+1})}{(1 - z_1)^2} - \frac{(N+1) z_1^{N+2}}{1 - z_1} \right) + \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} \left(\frac{z_2 (1 - z_2^{N+1})}{(1 - z_2)^2} - \frac{(N+1) z_2^{N+2}}{1 - z_2} \right) \right) + \\ & \frac{z_1 A}{z_1 - z_2} \left(\frac{z_1 (1 - z_1^N)}{(1 - z_1)^2} - \frac{N z_1^{N+1}}{1 - z_1} \right) + \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} \left(\frac{z_2 (1 - z_2^N)}{(1 - z_2)^2} - \frac{N z_2^{N+1}}{1 - z_2} \right) + \\ & (N+1) \left(\frac{z_1 - C}{z_1 - z_2} z_1^{N+1} + \frac{z_2 - C}{z_2 - z_1} z_2^{N+1} \right) A + \left(\frac{z_1 A}{z_1 - z_2} z_1^N + \frac{z_2 A}{z_2 - z_1} z_2^N \right) E \Bigg]. \end{aligned} \quad (4.34)$$

Nach dem Theorem von Little [50] folgt für die mittlere Aufenthaltszeit eines MN-Prozesses:

$$T_{MN} = \frac{C_{MN}}{\lambda_{MN}(1 - p_{0,N+1} - p_{1,N+1})}. \quad (4.35)$$

Dabei ist $\lambda_{MN}(1 - p_{0,N+1} - p_{1,N+1})$ die Rate der Pakete, die den Warteraum passieren, und $\lambda_{MN}(p_{0,N+1} + p_{1,N+1})$ die Rate der blockierten Pakete. Für die mittlere Wartezeit in der Warteschlange bis zur Bedienung gilt:

$$T_{W_{MN}} = T_{MN} - T_{B_{MN}}, \quad (4.36)$$

wobei $T_{B_{MN}} = \mu_{MN}^{-1}$ die mittlere Bedienzeit eines MN-Prozesses ist.

4.2.2 Endnutzerverhaltensmodell

Der Marktwert des Spektrums wird letztendlich vom Endnutzerverhalten bestimmt. Dabei spielen die Benutzerprofile der Endnutzer eine entscheidende Rolle. Je nach Benutzerklasse, Anwendung und Wichtigkeit einer Verbindung ergibt sich ein Preis pro Zeiteinheit, den der Endnutzer bereit ist zu bezahlen. Trotz der Klassifizierung einer Benutzergruppe durch ihr Benutzerprofil sind die Reaktionen der einzelnen Benutzer auf ein Marktangebot nicht gleich. Vielmehr lässt sich das Verhalten statistisch beschreiben. Es wird angenommen, dass eine Gruppe von Endnutzern potentielle Kunden eines Netzbetreibers ist. Das Verhalten der Endnutzer wird derart sein, dass mit schlechter werdender Dienstgüte und steigendem Preis pro Zeiteinheit immer mehr Endnutzer das Angebot des Netzbetreibers ablehnen werden. Die Nutzenfunktion – engl. „Utility Function“ [7], [70] – gibt den mittleren Kundennutzen an und ist ein Indikator für die Bereitschaft eines Kunden, bei gegebenem Preis pro Zeiteinheit und gegebener Dienstgüte, die Kommunikationsressource zu nutzen.

Es wird vorausgesetzt, dass die Nutzenfunktion Werte im Intervall $[0,1]$ annehmen kann. Es wird angenommen, dass bei vorgegebenem Preis und vorgegebener Dienstgüte die Nutzenfunktion die Wahrscheinlichkeit angibt, dass ein

Endnutzer das Angebot des Netzbetreibers annimmt. Deshalb wird in dieser Arbeit die Nutzenfunktion als Akzeptanzfunktion bezeichnet. Da die Dienstgüte vom Zustand des Netzes und vom Verkehrsaufkommen abhängt, müssen diese Größen bekannt sein. Es wird angenommen, dass der Netzbetreiber die Fähigkeit hat, diese Kennwerte zu schätzen. Nach der Bestimmung der Schätzwerte kann der Netzbetreiber einen Erwartungswert für die Dienstgüte bestimmen, zu welchem er die Ressource dem Endnutzer anbieten kann. Die Vereinbarung mit den Endnutzern ist, dass die angebotene Dienstgüte eine Zuverlässigkeit von 90% haben muss. Das bedeutet, dass in 90% der Fälle die Dienstgüte besser sein muss als die angebotene. Falls die Dienstgüte nicht erfüllt werden kann, zahlt der Benutzer nur einen Bruchteil des vereinbarten Preises. Die in dieser Arbeit betrachtete Dienstgüte ist die Wartezeit bis zur Bedienung und wird im nächsten Abschnitt näher beschrieben. Der Netzbetreiber ermittelt für jeden Zustand, in dem sich das System befinden kann, die Wartezeit, die angeboten werden kann. Die angebotene Wartezeit muss derart gewählt werden, dass die tatsächliche Wartezeit im Mittel in 90% der Fälle kleiner als die angebotene Wartezeit ist. Anhand des Verkehrsaufkommens und der angebotenen Wartezeit wird der zustandsabhängige Preis derart bestimmt, dass der Gewinn des Netzbetreibers maximiert wird. Die Bestimmung des optimalen Preises wird in Abschnitt 4.3 behandelt. Es wird vorausgesetzt, dass der Netzbetreiber das Endnutzerprofil kennt, so dass die Eigenschaften der Benutzer bei der Preisoptimierung berücksichtigt werden können. Um das Kundenverhalten zu charakterisieren, muss berücksichtigt werden, dass

- die Akzeptanzfunktion bei einer angebotenen Wartezeit, die gegen unendlich strebt, Null ist,
- die Akzeptanzfunktion bei einem Preis pro Zeiteinheit, der gegen unendlich strebt, Null ist,
- die Akzeptanzfunktion von der Anwendung und
- der Dienstgüte abhängt.

Um diese Bedingungen zu erfüllen, wird die Akzeptanzfunktion definiert als:

$$a(T_{90\%}, \dot{p}, \alpha_a, \beta_a, \gamma_a) = \exp(-\alpha_a T_{90\%} - \beta_a \dot{p} - \gamma_a \dot{p} T_{90\%}), \quad (4.37)$$

wobei $T_{90\%}$ die angebotene Wartezeit, \dot{p} der Preis pro Zeiteinheit und α_a , β_a und γ_a Parameter sind, die das Benutzerprofil bestimmen. Um die Notation zu vereinfachen, wird implizit die Abhängigkeit der Akzeptanzfunktion von den Benutzerparametern angenommen: $a(T_{90\%}, \dot{p}) = a(T_{90\%}, \dot{p}, \alpha_a, \beta_a, \gamma_a)$. Die angebotene Wartezeit und der Preis hängen vom Zustand des Netzes ab. Zur Pa-

rametrisierung der Akzeptanzfunktion wird angenommen, dass T_a die Wartezeit ist, bei der ein Kunde die Ressource zu dem Preis $\dot{p} = 0$ mit der Wahrscheinlichkeit $P(T_{90\%} = T_a, \dot{p} = 0) = 0,8$ akzeptiert und das \dot{p}_a der Preis ist, zu dem ein Kunde bei der angebotenen Wartezeit $T_{90\%} = 0$ die Ressource mit der Wahrscheinlichkeit $P(T_{90\%} = 0, \dot{p} = \dot{p}_a) = 0,8$ akzeptiert. Unter Beachtung dieser Randbedingungen ergibt sich mit Gleichung (4.37) für die Parameter α_a und β_a :

$$\begin{aligned}\alpha_a &= -\frac{\ln(0,8)}{T_a} \\ \beta_a &= -\frac{\ln(0,8)}{\dot{p}_a}.\end{aligned}\tag{4.38}$$

Bei einer angebotenen Wartezeit von T_a und einem Preis \dot{p}_a ergibt sich für die Akzeptanzfunktion:

$$a(\dot{p}_a, T_a) = \exp(-\alpha_a T_a - \beta_a \dot{p}_a - \gamma_a T_a \dot{p}_a).\tag{4.39}$$

Um den unbestimmten Parameter γ_a zu bestimmen, wird zusätzlich gefordert, dass bei der Wartezeit T_a die Akzeptanzfunktion die Gleichung:

$$\begin{aligned}\exp(-\alpha_a 2T_a - \beta_a \dot{p}_a - \gamma_a 2T_a \dot{p}_a) &= v_a \cdot a(\dot{p}_a, T_a) \\ v_a &\in [0, 0,8]\end{aligned}\tag{4.40}$$

erfüllt. Mit den Gleichungen (4.38) bis (4.40) ergibt sich für γ_a :

$$\gamma_a = -\frac{\ln(v_a / 0,8)}{T_a \dot{p}_a}.\tag{4.41}$$

v_a ist notwendig um den Fall zu modellieren, dass für zunehmende Preise viel weniger Verzögerung toleriert wird. Der Fall $v_a = 0,8$ ($\gamma_a = 0$) stellt die Budgetgrenze der Kunden dar.

Die Parameter T_a , \dot{p}_a und v_a bestimmen das Benutzerverhalten.

4.2.3 Modellierung der Dienstgüte

In dieser Arbeit wird als Dienstgütekriterium die Wartezeit betrachtet. Die Wartezeit ist die Zeit, die der Endnutzer warten muss, bis er nach der Zusage der Ressource unterbrechungsfrei seine Daten übertragen kann. Eine Unterbrechung kann dadurch passieren, dass ein Kunde wegen eines Kunden mit höherer Priorität vom Spektrum verdrängt wird. Eine Unterbrechung der Kommunikation aufgrund eines schlechten Kanalzustandes oder fehlerhafter Hard- oder Software gilt nicht als Unterbrechung im Sinne der obigen Definition. Die angebotene Wartezeit muss derart gewählt werden, dass die tatsächliche War-

tezeit im Mittel in 90% der Fälle kleiner als die angebotene Wartezeit ist. Für den Datenverkehr wird das in Abschnitt 4.2.1 eingeführte Verkehrsmodell benutzt. Es wird zwischen SN- und MN-Prozessen unterschieden. Wenn das Spektrum durch einen MN-Prozess belegt ist und ein SN-Prozess das Spektrum anfordert, wird der MN-Prozess unverzüglich unterbrochen. Nachdem der SN-Prozess den Kanal freigibt, kann der MN-Prozess seine Kommunikation neu beginnen. Die Dichtefunktion der MN-Wartezeit hängt vom Zustand ab, in dem sich das System vor der Zusage der Ressource an den MN-Prozess befunden hat. In den bisherigen Überlegungen wurden keine Angaben über die Bedienstrategie gemacht. Um die zustandsabhängige Dichtefunktion zu bestimmen, muss jedoch eine Bedienstrategie vorgegeben werden. Es wird angenommen, dass die Bedienstrategie First-Come-First-Served ist. Bei der Bestimmung der zustandsabhängigen Dichtefunktion werden 4 Fälle unterschieden. Diese Fälle sind, dass sich

1. ein MN- und kein SN-,
2. ein MN- und ein SN-,
3. mehr als ein MN- und kein SN- und
4. mehr als ein MN- und kein SN-

Prozess im System befinden, nachdem einem MN-Prozess die Ressource zugesagt wurde. Diese Fälle sind in dem Zeitablaufdiagramm in Bild 4-5 veranschaulicht. Die zugehörige Markovkette ist in Bild 4-4 dargestellt. Die Zeit schreitet von links nach rechts fort. In dem Diagramm markieren die Pfeile, die unterhalb der Warteschlangenlinie angebracht sind, die Zeitpunkte, an denen MN-Prozesse in die Warteschlange eingereiht werden. Pfeile, die unterhalb der Linie, welche die Spektrumszusage symbolisiert, angebracht sind, markieren die Zeitpunkte, an denen MN- oder SN-Prozessen das Spektrum zugewiesen wird. Pfeile, die oberhalb dieser Linie angebracht sind, markieren die Zeitpunkte, an denen die Prozesse erfolgreich beendet werden. Die Zeitindizes Z bzw. B kennzeichnen Zwischenankunfts- bzw. Bedienzeiten. Die Prozesse, die mit MN bzw. SN symbolisiert sind, kennzeichnen MN- bzw. SN-Prozesse. Wenn es mehr als einen SN- oder MN-Prozess gibt, werden die Prozesse mit einem Laufindex nummeriert. In Fall 1 befindet sich die Markovkette nach der Zusage des Spektrums an einen MN-Prozess in dem Zustand $(0,1)$. Sobald ein SN-Prozess die Ressource anfordert, wird der MN-Prozess unterbrochen und in die Warteschlange verlegt. In Fall 1 wechselt die Markovkette nach der Unterbrechung durch einen SN-Prozess in den Zustand $(1,1)$. Die Zeit, bis der MN-

Prozess unterbrochen wird, falls er vorher nicht erfolgreich beendet wurde, ist exponentialverteilt und hat den Mittelwert $\bar{t}_U^{MN} = \frac{1}{\lambda_{SN}}$ [50].

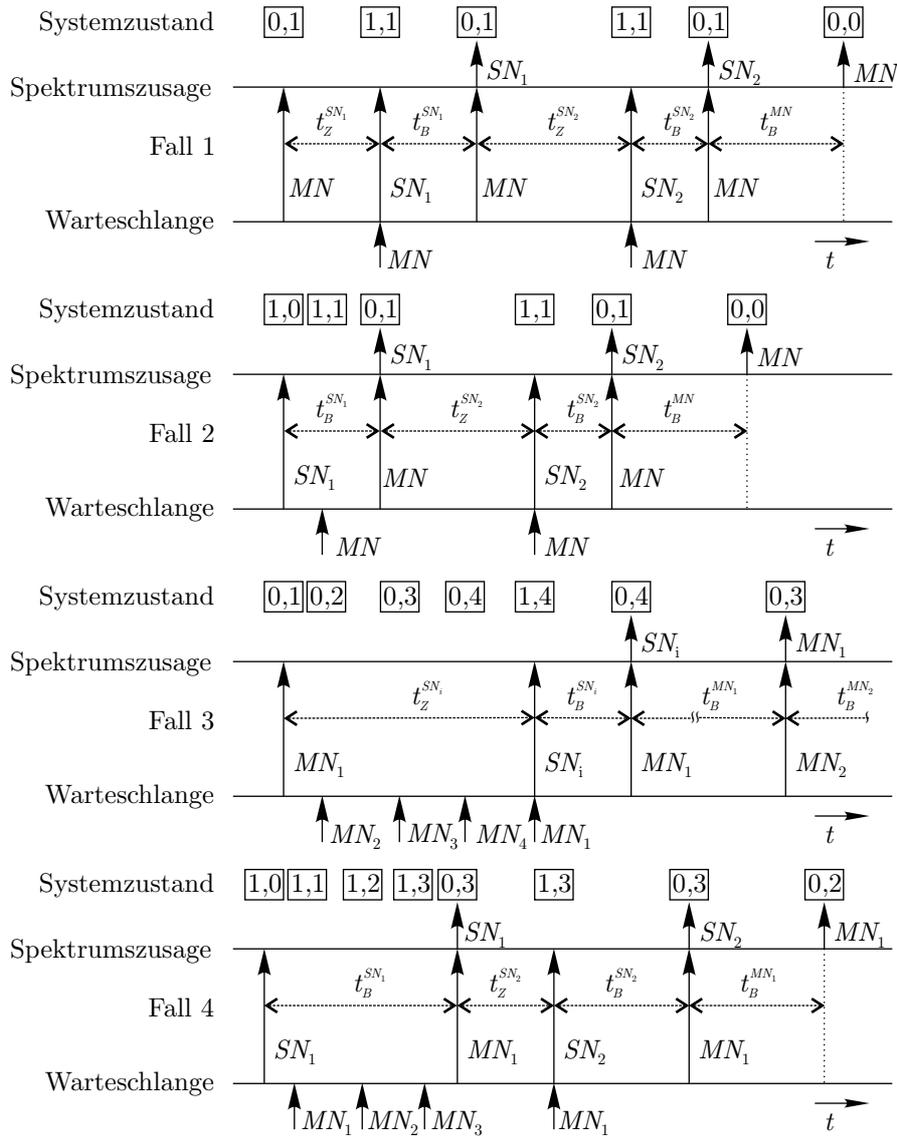


Bild 4-5 Zeitablaufdiagramm

Weil die mittlere Zwischenankunftszeit $\bar{t}_Z^{SN} = \frac{1}{\lambda_{SN}}$ beträgt und ein MN-Prozess zufällig zwischen zwei SN-Prozessen eintrifft, würde man intuitiv annehmen, dass der Mittelwert $\frac{1}{2 \cdot \lambda_{SN}}$ beträgt. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein MN-Prozess ein großes Intervall¹ antrifft, ist größer als die Wahrscheinlichkeit, dass ein MN-Prozess ein kleines Intervall antrifft. Bei Poissonprozessen ist das angetroffene Intervall im Mittel doppelt so groß wie die mittlere Zwischenankunftszeit der SN-Prozesse. Deshalb folgt für die mittlere Zeit bis zur Unter-

¹ Mit Intervall ist hier das Zeitintervall zwischen zwei SN-Prozessankünften gemeint.

brechung $\bar{t}_U^{MN} = \frac{1}{\lambda_{SN}}$. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein aktiver MN-Prozess unterbrochen bzw. erfolgreich beendet wird beträgt:

$$\begin{aligned} P_u &= \frac{\lambda_{SN}}{\lambda_{SN} + \mu_{MN}} \text{ bzw.} \\ P_e &= \frac{\mu_{MN}}{\lambda_{SN} + \mu_{MN}}. \end{aligned} \quad (4.42)$$

Die Wahrscheinlichkeit, dass ein MN-Prozess bis zur erfolgreichen Beendigung j mal unterbrochen wird, beträgt:

$$P_u(j) = P_u^j. \quad (4.43)$$

Im Beispiel in Bild 4-5 wird für Fall 1 der MN-Prozess zweimal unterbrochen, bis er erfolgreich beendet wird. Danach befindet sich das System im Zustand $(0,0)$. Es wird von niedrigen SN-Lasten ausgegangen, so dass die MN-Prozesse im Allgemeinen erfolgreich beendet werden. Es kann aber trotzdem vorkommen, dass MN-Prozesse durch SN-Prozesse unterbrochen werden.

Die Zeit, bis der MN-Prozess nach dem i -ten Kommunikationsversuch unterbrochen wird, beträgt $t_Z^{SN_i}$ und die Bedienzeit des SN-Prozesses, welcher die i -te Unterbrechung verursacht, beträgt $t_B^{SN_i}$. Somit beträgt die Zeit, die verstreicht, bis der MN-Prozess nach der j -ten Unterbrechung erneut übertragen darf:

$$t_R^{MN(j)} = \sum_{i=1}^j (t_Z^{SN_i} + t_B^{SN_i}). \quad (4.44)$$

Die Dichtefunktion der Zeit bis zur Retransmission² nach der j -ten Unterbrechung, beträgt somit für Fall 1:

$$f_{T_R^{MN(j)}}(t_R^{MN(j)}) = f_{T_R^{MN(j)}} \left(\sum_{i=1}^j (t_Z^{SN_i} + t_B^{SN_i}) \right). \quad (4.45)$$

Da alle Zufallsvariablen in Gleichung (4.45) statistisch unabhängig sind, ergibt sich die Dichtefunktion aus der Faltung der Dichtefunktionen der in (4.45) vorkommenden Zeiten. Da die Zwischenankunftszeiten bzw. Bedienzeiten jeweils identische exponentialverteilte Dichtefunktionen besitzen, wird der Index i weggelassen: $f_{T_Z^{SN}} = f_{T_Z^{SN_i}}$, $f_{T_B^{SN}} = f_{T_B^{SN_i}}$. Die Dichtefunktion ist somit gegeben durch:

$$f_{T_R^{MN(j)}}(t) = [f_{T_Z^{SN}}(t)]_{j \otimes} \otimes [f_{T_B^{SN}}(t)]_{j \otimes}. \quad (4.46)$$

² Retransmission bedeutet erneute Übertragung.

Der Operator $[\cdot]_{j\otimes}$ symbolisiert, dass der Ausdruck innerhalb der Klammern des Operators j -fach mit sich selbst gefaltet wird. Die entsprechende charakteristische Funktion ist:

$$\Psi_R(\omega) = \left(\frac{\lambda_{SN}}{\omega + \lambda_{SN}} \right)^j \cdot \left(\frac{\mu_{SN}}{\omega + \mu_{SN}} \right)^j. \quad (4.47)$$

Die Rücktransformation³ der Gleichung (4.47) ergibt eine geschlossene Lösung für die Dichtefunktion⁴:

$$f_{T_R^{MN(j)}}(t) = (\lambda_{SN} \cdot \mu_{SN})^j \frac{\sqrt{\pi}}{(j-1)!} \left(\frac{t}{\lambda_{SN} - \mu_{SN}} \right)^{j-1/2} \exp\left(-\frac{1}{2}(\lambda_{SN} + \mu_{SN})t\right) \cdot I_{j-1/2}\left(\frac{\lambda_{SN} - \mu_{SN}}{2}t\right). \quad (4.48)$$

Die Dichtefunktion der Wartezeit bis zu einer erfolgreichen Übertragung ist somit für Fall 1 gegeben durch:

$$\begin{aligned} f_{T_W^{(0,1)}}(t) &= \delta(t) \cdot P_e + \lim_{J \rightarrow \infty} P_e \sum_{j=1}^J P_u^j f_{T_R^{MN(j)}}(t) \\ f_{T_W^{(0,1)}}(t) &= \delta(t) \cdot P_e + \lim_{J \rightarrow \infty} P_e \sum_{j=1}^J P_u^j (\lambda_{SN} \cdot \mu_{SN})^j \\ &\quad \frac{\sqrt{\pi}}{(j-1)!} \left(\frac{t}{\lambda_{SN} - \mu_{SN}} \right)^{j-1/2} \exp\left(-\frac{1}{2}(\lambda_{SN} + \mu_{SN})t\right) \\ &\quad I_{j-1/2}\left(\frac{\lambda_{SN} - \mu_{SN}}{2}t\right). \end{aligned} \quad (4.49)$$

Der erste Summand in Gleichung (4.49) ist der Anteil, der die Übertragung ohne Unterbrechung berücksichtigt. In diesem Fall ist die Wartezeit bis zu einer erfolgreichen Übertragung Null Sekunden. Der rechte Summand berücksichtigt alle restlichen Anteile. Es kann $J \in \mathbb{N}$ Retransmissionsversuche geben. Die Dichtefunktionen der Wartezeiten bis zu den Retransmissionen werden mit den Unterbrechungswahrscheinlichkeiten gewichtet. Die Dichtefunktion für die Zeit bis zur j -ten Retransmission wird also mit P_u^j gewichtet. Die gewichteten Dichtefunktionen werden summiert und mit P_e multipliziert. Die Multiplikation mit P_e ist notwendig, da am Ende jeder j -fachen Unterbrechung der MN-Prozess mit der Wahrscheinlichkeit P_e erfolgreich beendet wird.

In Fall 2 befindet sich die Markovkette im Zustand (1,1), nachdem der MN-Prozess in die Warteschlange eingereicht wurde. In diesem Fall wurde das

³ Die Rücktransformation ist in [69] angegeben.

⁴ $I_{j-1/2}$ ist die Besselfunktion erster Art und $(j-1/2)$ -ter Ordnung

Spektrum bereits vorher einem SN-Prozess zugewiesen. Deshalb wird der MN-Prozess in die Warteschlange eingereiht. In Fall 2 wird der MN-Prozess einmal unterbrochen, bis er erfolgreich beendet wird. Die Zeit bis zur Beendigung des SN-Prozesses SN_1 ist exponentialverteilt und hat den Mittelwert $\bar{t}_B^{SN_1} = \lambda_{SN}^{-1}$. Die zusätzliche Wartezeit nach der Freigabe des Spektrums durch den SN besitzt die gleiche Dichtefunktion wie für Fall 1. Somit ergibt sich für die Dichtefunktion für Fall 2:

$$f_{T_W^{(1,1)}}(t_W^{(1,1)}) = f_{T_W^{(1,1)}}(t_W^{(0,1)} + t_B^{SN_1}) = f_{T_W^{(0,1)}}(t) \otimes \lambda_{SN} e^{-\lambda_{SN} t}. \quad (4.50)$$

In Fall 3 befinden sich $n - 1$ MN-Prozesse im System, bevor der betrachtete MN-Prozess die Zusage bekommt und in die Warteschlange eingereiht wird. Zusätzlich zu den möglichen Unterbrechungen durch SN-Prozesse muss die Bedienzeit der MN-Prozesse berücksichtigt werden. Jeder MN-Prozess kann mehrmals unterbrochen werden. Somit müssen die Wartezeiten bis zur erfolgreichen Übertragung und die Bedienzeiten der $n - 1$ MN-Prozesse, die vor dem n -ten MN-Prozess das Spektrum zugewiesen bekommen haben, berücksichtigt werden. Zusätzlich muss die Wartezeit bis zur erfolgreichen Übertragung des n -ten MN-Prozesses berücksichtigt werden. Die Wartezeit ist somit gegeben durch:

$$t_W^{(0,n)} = t_W^{MN_n} + \sum_{i=1}^{n-1} (t_W^{MN_i} + t_B^{MN_i}). \quad (4.51)$$

Die Dichtefunktionen der Wartezeiten bis zur erfolgreichen Übertragung sind für alle MN-Prozesse identisch und gegeben durch (4.49). Die Bedienzeiten sind exponentialverteilt und haben den Mittelwert $\bar{t}_B^{MN} = \mu_{MN}^{-1}$. Da alle in Gleichung (4.51) rechts vom Gleichheitszeichen vorkommenden Zeiten voneinander statistisch unabhängig sind, ergibt sich die Dichtefunktion der Wartezeit $t_W^{(0,n)}$ aus den Faltungen der Dichtefunktionen dieser Zeiten. Somit ergibt sich die Dichtefunktion für Fall 3 zu:

$$f_{T_W^{(0,n)}}(t_W^{(0,n)}) = \left[f_{T_W^{(0,1)}}(t_W^{(0,1)}) \otimes \mu_{SN} e^{-\mu_{SN} t} \right]_{(n-1)\otimes} \otimes f_{T_W^{(0,1)}}(t_W^{(0,1)}). \quad (4.52)$$

Dies kann geschrieben werden als:

$$\begin{aligned} f_{T_W^{(0,n)}}(t_W^{(0,n)}) &= \left[f_{T_W^{(0,1)}}(t_W^{(0,1)}) \right]_{n\otimes} \otimes \left[\mu_{MN} e^{-\mu_{MN} t} \right]_{(n-1)\otimes} \\ &= \left[f_{T_W^{(0,1)}}(t_W^{(0,1)}) \right]_{n\otimes} \otimes \frac{\mu_{MN}^{n-1}}{(n-2)!} t^{n-2} e^{-\mu_{MN} t}. \end{aligned} \quad (4.53)$$

In Fall 4 befinden sich wie in Fall 3 $n - 1$ MN-Prozesse und zusätzlich ein SN-Prozess im System, bevor der betrachtete MN-Prozess die Zusage bekommt. Die zusätzliche Wartezeit, nachdem der SN das Spektrum freigegeben hat, be-

sitzt die gleiche Dichtefunktion wie für Fall 3. Somit ergibt sich für die Dichtefunktion für Fall 4:

$$f_{T_W^{(1,n)}}(t_W^{(1,n)}) = f_{T_W^{(1,n)}}(t_W^{(0,n)} + t_B^{SN_1}) = f_{T_W^{(0,n)}}(t_W^{(0,n)}) \otimes \lambda_{SN} e^{-\lambda_{SN} t}. \quad (4.54)$$

Die Dienstgüte in Zustand (i, j) ist durch die angebotene Wartezeit $T_{90\%}^{(i,j)}$ gegeben. Bei der angebotenen Wartezeit darf die Wartezeit in 90% der Fälle $T_{90\%}^{(i,j)}$ nicht überschreiten. Bei Überschreitung dieses Wertes muss der Kunde nur einen Bruchteil des vereinbarten Preises zahlen. Bei gegebener Wartezeitdichte kann die zustandsabhängige angebotene Wartezeit berechnet werden und ist gegeben durch:

$$T_{90\%}^{(i,j)} = \arg \left(\int_0^t f_{T_W^{(i,j)}}(\tau) d\tau = 0,9 \right) \quad \text{mit} \quad \begin{array}{l} i = 0,1 \\ j = 0,1, \dots, N+1. \end{array} \quad (4.55)$$

4.2.4 Modellierung der zeitveränderlichen Verkehrslast

Bei der Modellierung von Kommunikationssystemen wird häufig angenommen, dass die Verkehrslast konstant ist. Dies hängt damit zusammen, dass die Simulationsmodelle sehr kompliziert werden, sobald die Zeitabhängigkeit der Verkehrslast berücksichtigt wird. Die hohe mathematische Komplexität von Verkehrsmodellen mit zeitveränderlichen Raten hat dazu geführt, dass es weit weniger Literatur zu solchen Modellen gibt als zu Modellen mit konstanten Raten [55]. Punktprozesse mit zeitveränderlichen Raten kommen in vielen Anwendungen vor, insbesondere in der Modellierung von Kommunikationsnetzen [39]. Einen Kompromiss zwischen Komplexität und Modellierungsgenauigkeit bieten Markov Modulierte Poisson Prozesse (MMP-Prozesse). Diese Prozesse werden häufig zur Modellierung der zeitabhängigen Verkehrslast herangezogen, da sie die zeitveränderlichen Ankunftsrate, bei gleichzeitiger Berücksichtigung der Korrelationseigenschaften zwischen den Zwischenankunftszeiten, qualitativ modellieren und gleichzeitig analytisch handhabbar sind. In [39] wird ein guter Einblick in die Theorie der MMP-Prozesse vermittelt. In dieser Arbeit werden ausschließlich MMP-Prozesse für die Modellierung der zeitabhängigen Verkehrslast herangezogen.

Ein MMP-Prozess ist ein doppelt stochastischer Poisson Prozess, dessen zeitvariante Ankunftsrate gegeben ist durch $\lambda[J(t)]$, wobei $J(t)$ ein irreduzibler Markovprozess mit W Zuständen ist [39]. Eine genauere Definition von MMP-Prozessen ist in Anhang A.2 gegeben.

Ein MMP-Prozess kann durch zeitabhängige Veränderung der Rate eines Poissonprozesses generiert werden. Der Markovprozess $J(t)$ bestimmt dabei die

zeitveränderliche Ankunftsrate $\lambda[J(t)]$ des Poissonprozesses. Die Markovkette für die Bestimmung der zeitabhängigen Ankunftsrate eines Poissonprozesses für die Generierung eines MMP-Prozesses, die in dieser Arbeit betrachtet wird, ist in Bild 4-6 dargestellt. Sie hat W Zustände und für die Zustandsübergangsraten gilt:

$$q_{i,j} = \begin{cases} \sigma & |i - j| = 1 \\ 0 & |i - j| > 1 \end{cases}, \quad i \neq j \text{ und} \quad (4.56)$$

$$q_{i,j} = -\sum_{\substack{w=1 \\ w \neq i}}^W q_{i,w}, \quad i = j. \quad (4.57)$$

Wenn sich der Markovprozess $J(t)$ im Zustand i befindet, beträgt die Ankunftsrate des MMP-Prozesses λ_i . Die zustandsabhängigen Ankunftsraten sind durch den Vektor:

$$\boldsymbol{\lambda} = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_W) \quad (4.58)$$

gegeben. Dabei gilt:

$$\lambda_i > \lambda_{i+1}, \quad i \in [1, 2, \dots, W - 1]. \quad (4.59)$$

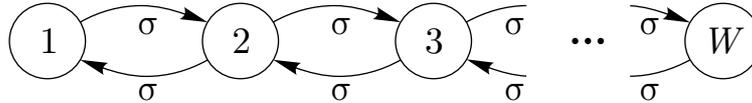


Bild 4-6 Markovprozess für die Modulation eines MMP-Prozesses

Das Verhältnis der maximalen zur mittleren Verkehrslast ist das PAR – engl. Peak to Average Ratio. Für den MMP-Prozess, der mit der Markovkette $J(t)$ moduliert wird, gilt:

$$\text{PAR} = \frac{\lambda_1}{\frac{1}{W} \sum_{i=1}^W \lambda_i}. \quad (4.60)$$

Bei der ereignisorientierten Simulation werden zur Konstruktion eines MMP-Prozesses die Punkte eines Poissonprozesses der Rate $\lambda_{\max} = \max \{\lambda_i\}$ benötigt. Der Poissonprozess $X_1(t)$ sei gegeben durch:

$$P \{X_1(t) = k\} = \frac{(\lambda_{\max} t)^k}{k!} e^{-\lambda_{\max} t}. \quad (4.61)$$

In Bild 4-7 ist eine Realisierung des Poissonprozesses $X_1(t)$ dargestellt. Die Zustände des Markovprozesses $J(t)$ bestimmen mit welcher Wahrscheinlichkeit die Punkte des Poissonprozesse $X_1(t)$ akzeptiert werden. Wenn sich die Markovkette im Zustand i befindet, ist die Akzeptanzwahrscheinlichkeit

$$P_a = \frac{\lambda_i}{\lambda_{\max}}. \quad (4.62)$$

Die akzeptierten Punkte sind die Punkte des MMP-Prozesses $X_2(t)$. In Bild 4-7 sind diese Punkte abgebildet. Je höher die zustandsabhängige Ankunftsrate des MMP-Prozesses ist, desto größer ist die Wahrscheinlichkeit, dass die Punkte des Poissonprozesses $X_1(t)$ akzeptiert werden.

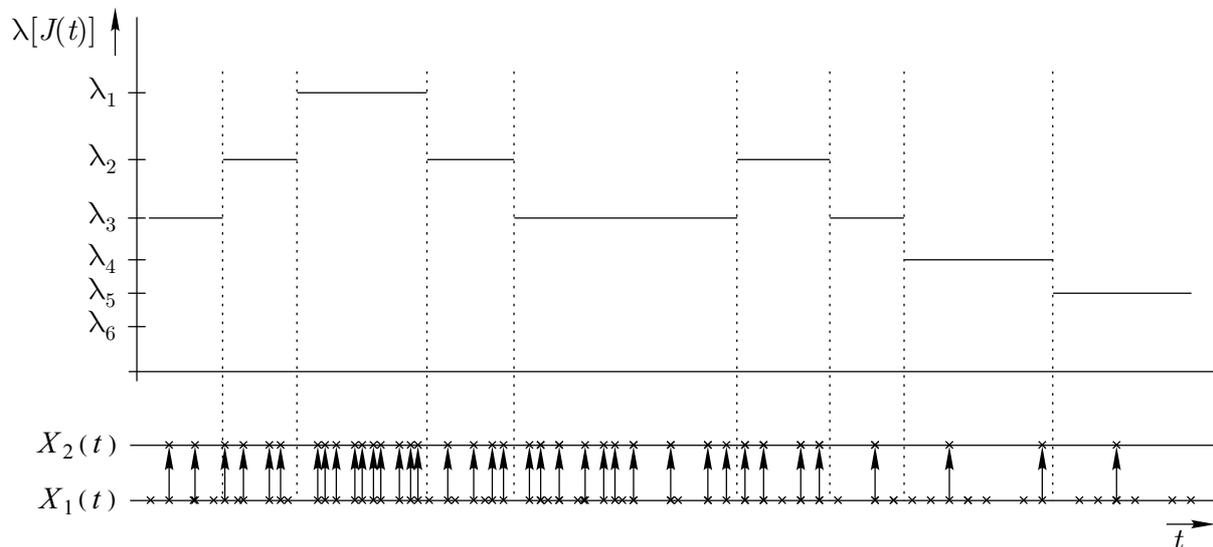


Bild 4-7 Beispiel für einen MMP-Prozess.

In dieser Arbeit werden MMP-Prozesse für die Modellierung der zeitvarianten Verkehrsintensitäten in Szenario 3 benötigt. In diesem Szenario sind die Verkehrsintensitäten der Hotspot-Funknetzbetreiber zeitvariant.

4.3 Nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisoptimierung

In diesem Abschnitt wird das Szenario 1 modelliert. Die Akteure sind ein Hotspot-Funknetzbetreiber und die Endnutzer. Es wird angenommen, dass die Akteure sich rational verhalten. Insbesondere wird angenommen, dass der Netzbetreiber eine ertragsoptimale Preisgestaltung durchführt und den Preis an die Verkehrslast und das Endnutzerprofil, welches dem Netzbetreiber bekannt ist, anpasst [13]. In realen Systemen kann der Netzbetreiber anhand der vergangenen Verhandlungsergebnisse das Endnutzerprofil abschätzen. Für die Modellierung des Endnutzerverhaltens wird das Modell in Abschnitt 4.2.2 benutzt. In Abschnitt 4.3.1 wird das Marktmodell beschrieben und in Abschnitt 4.3.2 wird die Ertragsgleichung für die Durchführung der Preisoptimierung hergeleitet.

4.3.1 Marktmodell

Die Eigenschaft des zu vermarktenden Spektrums ist durch die Bandbreite und die Dienstgüte, mit der Datendienste auf dem Spektrum erbracht werden können, gegeben. Die Dienstgüte ist durch die in Abschnitt 4.2.3 eingeführte zustandsabhängige angebotene Wartezeit $T_{90\%}$ gegeben. Der Marktwert eines Dienstes ergibt sich aus der Bandbreite, Dienstgüte und Nachfrage. Um das Endnutzerverhalten und somit die Nachfrage in dem Verkehrsmodell zu berücksichtigen, wird das Verkehrsmodell aus Abschnitt 4.2.1 erweitert. Die modifizierte Markovkette ist in Bild 4-8 dargestellt.

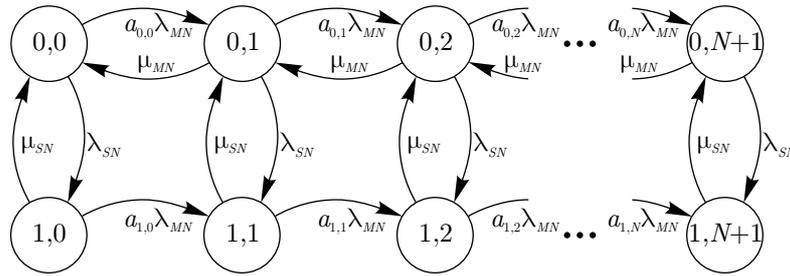


Bild 4-8 Verkehrsmodell mit Berücksichtigung des Endnutzerverhaltens

MN-Prozesse treffen im Hotspotnetz mit der Rate λ_{MN} ein und fordern nach einem Spektrum für die Datenübertragung. Der Netzbetreiber macht im aktuellen Systemzustand, unter Angabe der angebotenen Wartezeit $T_{90\%}$, ein Preisangebot. Die angebotene Wartezeit ist, bei gegebener mittlerer MN-Paketdauer $T_P = \mu_{MN}^{-1}$, SN-Ankunftsrate λ_{SN} und SN-Bedienrate μ_{SN} , durch den Systemzustand (i, j) gegeben. Abhängig vom preis- und dienstgüteabhängigen Wert der Akzeptanzfunktion in diesem Zustand akzeptiert der MN das Angebot des Netzbetreibers oder nicht. Für die gegebene Dienstgüte und den gegebenen Preis pro Zeiteinheit gibt die Akzeptanzfunktion die Wahrscheinlichkeit an, dass der Endnutzer das Angebot annimmt. In der Markovkette in Bild 4-8 ist dieses Verhalten durch die Gewichtung der MN-Ankunftsrate mit den zustandsabhängigen Akzeptanzkoeffizienten $a_{i,j}$ modelliert. Wenn im Zustand (i, j) die angebotene Wartezeit $T_{90\%}^{(i,j)}$ beträgt und der Netzbetreiber den Preis pro Zeiteinheit $\dot{p}_{i,j}$ verlangt, beträgt der Akzeptanzkoeffizient in diesem Zustand:

$$a_{i,j} = a\left(T_{90\%}^{(i,j)}, \dot{p}_{i,j}\right), \quad (4.63)$$

wobei $a\left(T_{90\%}^{(i,j)}, \dot{p}_{i,j}\right)$ durch die Akzeptanzfunktion in Gleichung (4.37) gegeben ist. Für jeden Zustand (i, j) ist die angebotene Wartezeit $T_{90\%}^{(i,j)}$ durch Gleichung (4.55) und die effektive MN-Ankunftsrate durch $\lambda_{MN}^{(i,j)} = \lambda_{MN} a_{i,j}$ gegeben. Um die Notation zu vereinfachen, wird zur Beschreibung des Systemzu-

standes nur ein Index benutzt. Die Abbildung des Zustandes (i, j) auf den Index k ist gegeben durch:

$$k = (N + 2)i + j, \quad i, j = 0, \dots, N + 1. \quad (4.64)$$

Zur kompakten Darstellung werden die zustandsabhängigen Wartezeiten und effektiven Ankunftsraten zu Vektoren zusammengefasst:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{90\%} &= [T_{90\%}^{(0)}, T_{90\%}^{(1)}, \dots, T_{90\%}^{(2N+3)}]^T \\ \boldsymbol{\lambda}_{MN} &= [\lambda_{MN}^{(0)}, \lambda_{MN}^{(1)}, \dots, \lambda_{MN}^{(2N+3)}]^T. \end{aligned} \quad (4.65)$$

Da in den Zuständen $N + 1$ und $2N + 3$ die Warteschlange voll belegt ist, können keine weiteren MN-Prozesse aufgenommen werden. Deshalb sind die effektiven Ankunftsraten in diesen Zuständen Null. Die Zustandswahrscheinlichkeiten und die zustandsabhängigen Preise pro Zeiteinheit werden ebenfalls zu Vektoren zusammengefasst:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\pi} &= [\pi_0, \dots, \pi_{2N+3}] \\ \dot{\mathbf{p}} &= [\dot{p}_0, \dots, \dot{p}_{2N+3}]^T. \end{aligned} \quad (4.66)$$

In den Zuständen, in denen alle Warteplätze voll belegt sind, können keine weiteren MN-Prozesse in die Warteschlange aufgenommen werden.

Die Generatormatrix der Markovkette ist gegeben durch:

$$\mathbf{Q} = [q_{k,l}]^{2N+4 \times 2N+4}. \quad (4.67)$$

Der Eintrag in der Position (k, l) ist die Übergangsrate vom Zustand k in den Zustand l . Die stationären Zustandswahrscheinlichkeiten erfüllen die Gleichung:

$$\boldsymbol{\pi} \cdot \mathbf{Q} = \mathbf{0}. \quad (4.68)$$

Zusammen mit der Normalisierungsbedingung $\sum \pi_i = 1$ können die Zustandswahrscheinlichkeiten bestimmt werden [62].

4.3.2 Preisoptimierung

Der Ertrag, den der Netzbetreiber erwirtschaftet, hängt von der Preisgestaltung ab. Für die optimale zustandsabhängige Preisgestaltung müssen die Verkehrslast und das Benutzerverhalten berücksichtigt werden. Die Anzahl der MN, die im Zustand k nach einer Betriebszeit von t Sekunden eine Zuweisung bekommen haben, beträgt:

$$\eta_k = \pi_k \cdot \lambda_{MN}^{(k)} \cdot t. \quad (4.69)$$

Der mittlere Preis, den ein MN in diesem Zustand bezahlt, ist das Produkt aus dem vereinbarten Preis pro Zeiteinheit in diesem Zustand \dot{p}_k und der mittleren Bediendauer μ_{MN}^{-1} :

$$p_k = \dot{p}_k \mu_{MN}^{-1}. \quad (4.70)$$

Unter Berücksichtigung aller Zustände erwirtschaftet der Netzbetreiber im Mittel pro Zeiteinheit:

$$\dot{E}_N = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq N+1}}^{2N+1} p_k \cdot \eta_k = \frac{1}{\mu_{MN}} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq N+1}}^{2N+1} \pi_k \cdot \lambda_{MN}^{(k)} \cdot \dot{p}_k. \quad (4.71)$$

Der Netzbetreiber wählt den Preisvektor so, dass abhängig vom Verkehr und Benutzerprofil der Ertrag pro Zeiteinheit maximiert wird. Da Gleichung (4.71) nichtlinear ist, müssen Methoden der nichtlinearen Programmierung zur optimalen zustandsabhängigen Preisgestaltung herangezogen werden [56].

4.4 Konkurrierende Spektrumsanbieter

In diesem Abschnitt wird die Modellierung des zweiten Szenarios, das in der Einleitung dieses Kapitels beschrieben wurde, vorgenommen. Im letzten Abschnitt wurde eine Strategie zur ertragsoptimalen Preisgestaltung eingeführt. Dabei waren die Akteure der Netzbetreiber und die Endnutzer. In diesem Abschnitt wird der Fall betrachtet, dass zwei Hotspot-Funknetzbetreiber in einem Hotspot Datendienste anbieten. Es wird davon ausgegangen, dass die Hotspot-Funknetzbetreiber ausschließlich die überschüssige Bandbreite von zellularen Netzbetreibern nutzen [15]. In Abschnitt 4.4.1 wird das Marktmodell beschrieben und in Abschnitt 4.4.2 werden die Ertragsgleichungen der Hotspot-Funknetzbetreiber hergeleitet. Zum Schluss wird in Abschnitt 4.4.3 die Konkurrenz der Netzbetreiber als Spiel im Sinne der Spieltheorie formuliert.

4.4.1 Marktmodell

Die beiden Hotspot-Funknetzbetreiber unterscheiden sich darin, dass sie die überschüssige Bandbreite von unterschiedlichen SN-Systemen nutzen. Die SN-Systeme sind zellulare Netzbetreiber. Somit sind im Allgemeinen die SN-Verkehrsparameter, mit denen die Hotspot-Funknetzbetreiber Eins und Zwei rechnen müssen, unterschiedlich: $\lambda_{SN_1} \neq \lambda_{SN_2}$. λ_{SN_i} gibt die Ankunftsrate im SN-System i an. Es sei angenommen, dass jedem Hotspot-Funknetzbetreiber maximal ein Spektrum zur Verfügung steht und die Spektren für beide Hotspot-Funknetzbetreiber die gleichen physikalischen Eigenschaften besitzen. Ferner sei angenommen, dass die Anzahl der Warteplätze N für beide Netz-

betreiber gleich ist. Solange beide Netzbetreiber nicht um Kunden konkurrieren, sondern unterschiedliche Kundengruppen bedienen, kann das Modell durch zwei voneinander unabhängige Markovketten beschrieben werden. Die Systeme der beiden Netzbetreiber werden jedes für sich durch das in Abschnitt 4.3 eingeführte Verkehrsmodell beschrieben. Sobald jedoch beide Netzbetreiber um den gleichen Endnutzerkundenkreis konkurrieren, muss eine gemeinsame Modellierung des Verkehrs vorgenommen werden. Wenn einem Endnutzer zwei Angebote vorliegen entscheidet er sich entweder für das Angebot von einem Anbieter oder für keines der Angebote. Zur Vereinfachung der Notation wird der Zustand der Markovkette in der Einindexnotation beschrieben, indem durch die Indextransformation $k = (N + 2)i + j$, wie in Abschnitt 4.3, die Zustandsbeschreibung (i, j) auf den Index k abgebildet wird. In Bild 4-9 ist die Markovkette aus Abschnitt 4.3 in der Einindexnotation abgebildet. Um die grafische Beschreibung der Markovkette für konkurrierende Netzbetreiber zu vereinfachen, wurde in dieser Abbildung die grafische Anordnung der Zustände geändert.

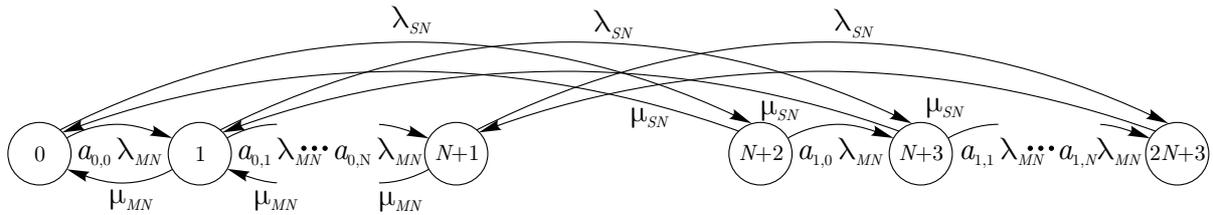


Bild 4-9 Markovkette nach Indextransformation und Änderung der grafischen Anordnung der Zustände

Die Konkurrenz um die Endnutzer wird durch die Markovkette nach Bild 4-10 modelliert. Die Zustände werden durch zwei Indizes (r, s) beschrieben. Der erste Index beschreibt den Zustand des ersten Netzbetreibers, der Zweite den des Zweiten. Wenn sich i SN und j Endnutzer im System des ersten Netzbetreibers und k SN und l Endnutzer im Netz des zweiten Netzbetreibers aufhalten, befindet sich die Markovkette im Zustand:

$$(r, s) = ([N + 2]i + j, [N + 2]k + l). \quad (4.72)$$

Auf dem ersten Blick sieht die grafische Darstellung etwas kompliziert aus, wenn jedoch die Abbildung genauer betrachtet wird, ist die Struktur aus Bild 4-9 wieder zuerkennen. Diese Struktur wiederholt sich in Bild 4-10 sowohl von rechts nach links als auch von oben nach unten. In jedem Zustand wird einem dienstansfordernden Endnutzer je ein Angebot von beiden Netzbetreibern gemacht. Der Endnutzer entscheidet sich entweder für eines oder keines der beiden Angebote.

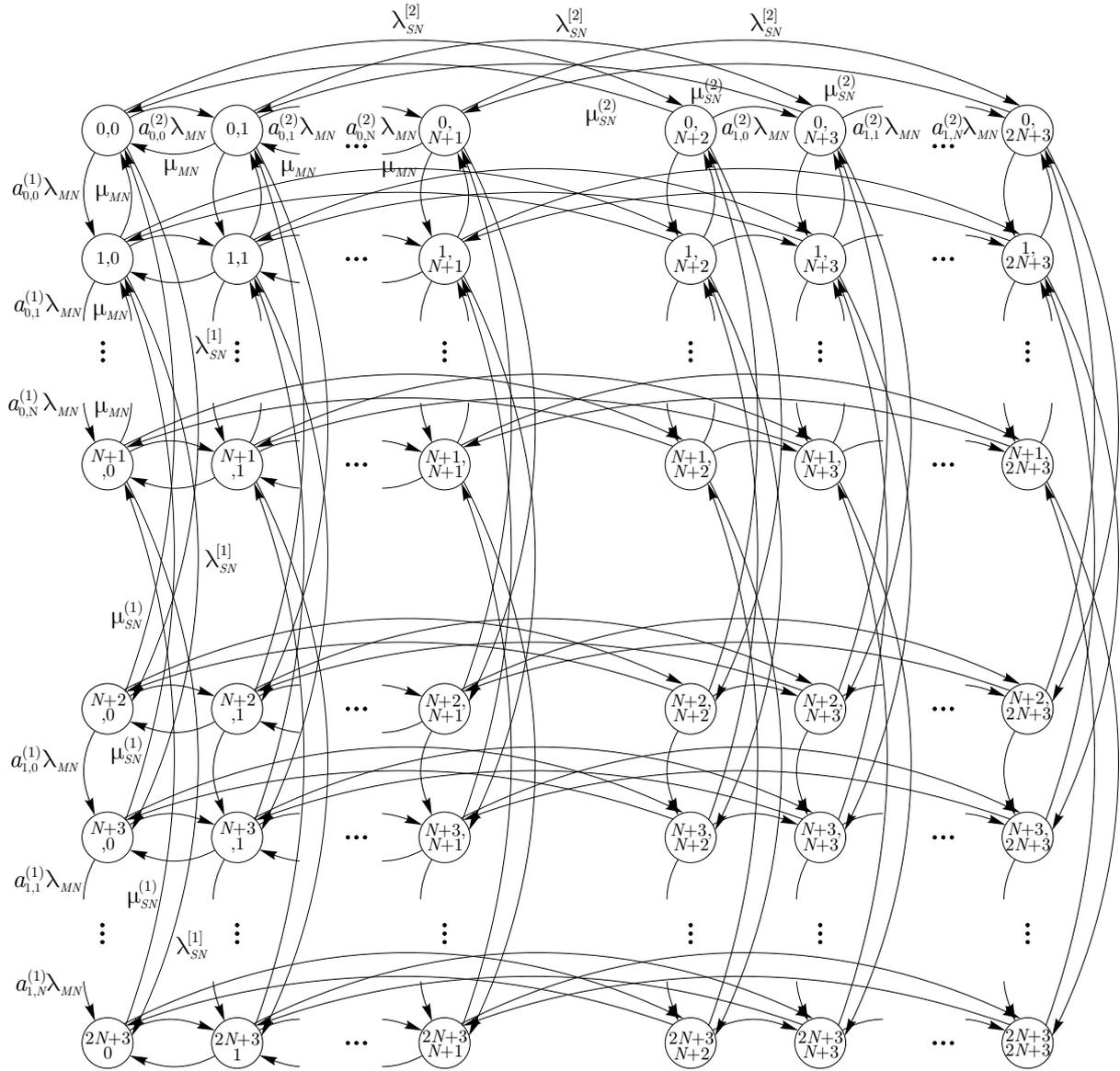


Bild 4-10 Markovmodell für die Konkurrenz zwischen zwei Netzbetreibern

Zuerst wird der Fall

$$(T_{90\%}^{[1]} \geq T_{90\%}^{[2]} \wedge \dot{p}^{(1)} \leq \dot{p}^{(2)}) \vee (T_{90\%}^{[2]} \geq T_{90\%}^{[1]} \wedge \dot{p}^{(2)} \leq \dot{p}^{(1)}) \quad (4.73)$$

betrachtet. $T_{90\%}^{[h]}$ ist die angebotene Wartezeit und $\dot{p}^{(h)}$ der Preis pro Zeiteinheit im Netz des Netzbetreibers h im momentanen Zustand. In diesem Fall verlangt der Netzbetreiber mit der schlechteren Dienstgüte einen niedrigeren Preis. Um die Entscheidungen des Endnutzers zu beschreiben, wird das in Abschnitt 4.2.2 eingeführte Endnutzerverhaltensmodell herangezogen.

Die Akzeptanzwahrscheinlichkeit eines Endnutzers für das Angebot des Netzbetreibers Eins bzw. Zwei sei gegeben durch P_1 bzw. P_2 . Der Endnutzer wird sich mit einer Wahrscheinlichkeit $P_1(1 - P_2)$ bzw. $P_2(1 - P_1)$ für das Angebot des Netzbetreibers Eins bzw. Zwei entscheiden. Mit einer Wahrscheinlichkeit von $P_1 \cdot P_2$ würde der Endnutzer beide Angebote annehmen, entscheidet sich

aber mit der Wahrscheinlichkeit $\frac{P_1}{P_1+P_2}$ für das Angebot des Netzbetreibers Eins und mit der Wahrscheinlichkeit $\frac{P_2}{P_1+P_2}$ für das Angebot des Netzbetreibers Zwei. Somit kann die Entscheidung des Endnutzers durch fünf Ereignisse beschrieben werden:

1. Der Endnutzer entscheidet sich für das Angebot des Netzbetreibers Eins und gegen das Angebot des Netzbetreibers Zwei: $A_1 = \{x_1, \bar{x}_2\}$;
2. Der Endnutzer entscheidet sich für das Angebot des Netzbetreibers Zwei und gegen das Angebot des Netzbetreibers Eins: $A_2 = \{\bar{x}_1, x_2\}$;
3. Der Endnutzer würde beide Angebote annehmen, aber er entscheidet sich für das Angebot des Netzbetreibers Eins: $A_3 = \{x_1, x_2, x_{1\wedge 2,1}\}$;
4. Der Endnutzer würde beide Angebote annehmen, aber er entscheidet sich für das Angebot des Netzbetreibers Zwei: $A_4 = \{x_1, x_2, x_{1\wedge 2,2}\}$;
5. Der Endnutzer lehnt beide Angebote ab: $A_5 = \{\bar{x}_1, \bar{x}_2\}$.

Die Elementarereignisse x_1 , x_2 , $x_{1\wedge 2,1}$ und $x_{1\wedge 2,2}$ sind in Bild 4-11 veranschaulicht. In Tabelle 4-1 sind die Definitionen der Elementarereignisse gegeben.

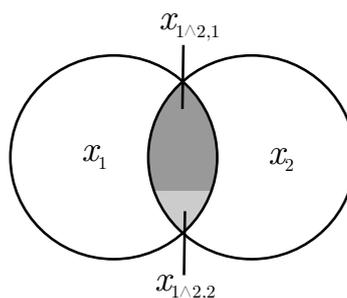


Bild 4-11 Veranschaulichung der Elementarereignisse

Tabelle 4-1 Definition der Elementarereignisse.

x_1 :	Der Endnutzer würde das Angebot des Netzbetreibers Eins akzeptieren.
x_2 :	Der Endnutzer würde das Angebot des Netzbetreibers Zwei akzeptieren.
$x_{1\wedge 2,1}$:	Der Endnutzer würde beide Angebote akzeptieren, entscheidet sich aber für das Angebot des Netzbetreibers Eins.
$x_{1\wedge 2,2}$:	Der Endnutzer würde beide Angebote akzeptieren, entscheidet sich aber für das Angebot des Netzbetreibers Zwei.

Die Eintrittswahrscheinlichkeiten der Ereignisse sind:

$$\begin{aligned}
P(A_1) &= P_1(1 - P_2) \\
P(A_2) &= (1 - P_1)P_2 \\
P(A_3) &= P_1P_2 \frac{P_1}{P_1 + P_2} \\
P(A_4) &= P_1P_2 \frac{P_2}{P_1 + P_2} \\
P(A_5) &= (1 - P_1)(1 - P_2).
\end{aligned} \tag{4.74}$$

Somit entscheidet sich der Kunde mit den Wahrscheinlichkeiten

$$\begin{aligned}
P(A_1) + P(A_3) &= P_1(1 - P_2) + P_1P_2 \frac{P_1}{P_1 + P_2} \quad \text{bzw.} \\
P(A_2) + P(A_4) &= (1 - P_1)P_2 + P_1P_2 \frac{P_2}{P_1 + P_2}
\end{aligned} \tag{4.75}$$

für das Angebot des Netzbetreibers Eins bzw. Zwei.

Mit

$$P_1 = a_{r,s}^{(1)} = a(T_{90\%}^{[1]}(r,s), \dot{p}^{(1)}(r,s)) \quad \text{und} \quad P_2 = a_{r,s}^{(2)} = a(T_{90\%}^{[2]}(r,s), \dot{p}^{(2)}(r,s)) \tag{4.76}$$

ergibt sich für die Ankunftsrate der Prozesse, die im Zustand (r,s) die Angebote von Netzbetreiber Eins bzw. Zwei akzeptieren:

$$\begin{aligned}
\lambda_{r,s}^{[1]} &= a_{r,s}^{(1)}\lambda_{MN} = \left[P_1(1 - P_2) + P_1P_2 \frac{P_1}{P_1 + P_2} \right] \lambda_{MN} \quad \text{bzw.} \\
\lambda_{r,s}^{[2]} &= a_{r,s}^{(2)}\lambda_{MN} = \left[(1 - P_1)P_2 + P_1P_2 \frac{P_2}{P_1 + P_2} \right] \lambda_{MN}.
\end{aligned} \tag{4.77}$$

Als nächstes wird der Fall

$$(T_{90\%}^{[1]} > T_{90\%}^{[2]} \wedge \dot{p}^{(1)} > \dot{p}^{(2)}) \vee (T_{90\%}^{[1]} < T_{90\%}^{[2]} \wedge \dot{p}^{(1)} < \dot{p}^{(2)}) \tag{4.78}$$

betrachtet. In diesem Fall bietet einer der beiden Anbieter Datendienste trotz höherer Dienstgüte zu einem niedrigeren Preis an. Der Endnutzer wird sich in diesem Fall, wenn er sich für ein Angebot entscheidet, für den Anbieter mit dem niedrigeren Preis entscheiden. Die Ankunftsrate für diesen Fall ergeben sich nach der Vorschrift:

$$\begin{aligned}
\text{if } \dot{p}^{(1)} < \dot{p}^{(2)} \quad & \lambda_{r,s}^{(1)} = P_1\lambda_{MN}; \lambda_{r,s}^{(2)} = 0 \\
\text{else if } \dot{p}^{(1)} > \dot{p}^{(2)} \quad & \lambda_{r,s}^{(2)} = P_2\lambda_{MN}; \lambda_{r,s}^{(1)} = 0 \quad \text{end.}
\end{aligned} \tag{4.79}$$

Die Zustandsübergangsraten $q_{(r,s) \rightarrow (m,n)}$ für die horizontalen Übergänge in Bild 4-10 sind gegeben durch:

$$\begin{aligned}
q_{(r,s) \rightarrow (r,s+1)} &= \begin{cases} a_{r,s}^{(2)} \lambda_{MN} & 0 \leq s < 2N+3, s \neq N+1 \\ 0 & s = 2N+3, N+1 \end{cases} \\
q_{(r,s) \rightarrow (r,s-1)} &= \begin{cases} \mu_{MN} & 0 < s < N+2 \\ 0 & N+2 \leq s \leq 2N+3 \end{cases} \\
q_{(r,s) \rightarrow (r,s+N+2)} &= \begin{cases} \lambda_{SN}^{[2]} & 0 \leq s \leq N+1 \\ 0 & N+1 < s \leq 2N+3 \end{cases} \\
q_{(r,s) \rightarrow (r,s-N-2)} &= \begin{cases} \mu_{SN}^{[2]} & N+2 \leq s \leq 2N+3 \\ 0 & 0 \leq s < N+2 \end{cases}
\end{aligned} \tag{4.80}$$

und für die vertikalen Übergänge durch:

$$\begin{aligned}
q_{(r,s) \rightarrow (r+1,s)} &= \begin{cases} a_{r,s}^{(1)} \lambda_{MN} & 0 \leq r < 2N+3, r \neq N+1 \\ 0 & r = 2N+3, N+1 \end{cases} \\
q_{(r,s) \rightarrow (r-1,s)} &= \begin{cases} \mu_{MN} & 0 < r < N+2 \\ 0 & N+2 \leq r \leq 2N+3 \end{cases} \\
q_{(r,s) \rightarrow (r+N+2,s)} &= \begin{cases} \lambda_{SN}^{[1]} & 0 \leq r \leq N+1 \\ 0 & N+1 < r \leq 2N+3 \end{cases} \\
q_{(r,s) \rightarrow (r-N-2,s)} &= \begin{cases} \mu_{SN}^{[1]} & N+2 \leq r \leq 2N+3 \\ 0 & 0 \leq r < N+2 \end{cases} \\
r, s &\in [0, 1, \dots, 2N+3].
\end{aligned} \tag{4.81}$$

Um die Notation zu vereinfachen, wird zur Beschreibung der Zustände der Markovkette die Einindexnotation benutzt. Die Abbildung des Zustandes (r, s) auf den Index k ist gegeben durch:

$$k = (2N+4)r + s, \quad r, s \in [0, 1, \dots, 2N+3]. \tag{4.82}$$

Die Zustandsübergangsrate $q_{(r,s) \rightarrow (m,n)}$ vom Zustand (r, s) in den Zustand (m, n) wird also in der Generatormatrix \mathbf{Q} in die Position

$$(k, v) = ((2N+4)r + s, (2N+4)m + n) \tag{4.83}$$

eingetragen. Somit ergibt sich für die Generatormatrix:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Q} &= [q_{k,v}]^{(2N+4)^2 \times (2N+4)^2} \\
q_{k,v} &= q_{(2N+4)r+s, (2N+4)m+n} \\
q_{k,k} &= -\sum_{c \neq k} q_{k,c}, \quad k, v \in [0, 1, \dots, (2N+4)^2 - 1].
\end{aligned} \tag{4.84}$$

Die Zustandswahrscheinlichkeiten werden zu dem Vektor

$$\boldsymbol{\pi} = [\pi_0, \pi_1, \dots, \pi_{(2N+4)(2N+4)}] \quad (4.85)$$

zusammengefasst und können mit Gleichung (4.68), (4.84) und der Normalisierungsbedingung $\sum \pi_i = 1$ berechnet werden. Die zustandsabhängigen Preise pro Zeiteinheit des Netzbetreibers h werden zu dem Vektor

$$\dot{\mathbf{p}}^{(h)} = [\dot{p}_0^{(h)}, \dot{p}_1^{(h)}, \dots, \dot{p}_{(2N+4)(2N+4)-1}^{(h)}] \quad (4.86)$$

zusammengefasst. Beide Netzbetreiber werden versuchen die zustandsabhängigen Preise so zu wählen, dass der erwirtschaftete Ertrag maximal wird.

4.4.2 Preisoptimierung

Der Ertrag, den die Netzbetreiber erwirtschaften, hängt bei konkurrierenden Netzbetreibern nicht nur von der eigenen Preisgestaltung, sondern auch von der Preisgestaltung des Konkurrenten ab. Zur ertragsoptimalen Preisgestaltung müssen die Verkehrslast und das Endnutzerverhalten bekannt sein und es muss eine Annahme über die Preisstrategie des Konkurrenten gemacht werden. Die Anzahl der MN, die im Zustand k nach einer Betriebszeit von t Sekunden vom Netzbetreiber h ein Spektrum zugewiesen bekommen haben, beträgt:

$$\eta_k = \pi_k \cdot \lambda_k^{[h]} \cdot t. \quad (4.87)$$

Der mittlere Preis, den ein MN in diesem Zustand bezahlt, ist das Produkt aus dem in diesem Zustand vereinbarten Preis pro Zeiteinheit $\dot{p}_k^{(h)}$ und der mittleren Bediendauer μ_{MN}^{-1} :

$$p_k^{(h)} = \dot{p}_k^{(h)} \mu_{MN}^{-1}. \quad (4.88)$$

Somit erwirtschaftet Netzbetreiber Eins bzw. Zwei im Mittel pro Zeiteinheit:

$$\begin{aligned} \dot{E}^{(1)} &= \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{k=0}^{(2N+4)^2-1} p_k^{(1)} \cdot \eta_k = \frac{1}{\mu_{MN}} \sum_{k=0}^{(2N+4)^2-1} \pi_k \cdot \lambda_k^{[1]} \cdot \dot{p}_k^{(1)} \text{ bzw.} \\ \dot{E}^{(2)} &= \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{k=0}^{(2N+4)^2-1} p_k^{(2)} \cdot \eta_k = \frac{1}{\mu_{MN}} \sum_{k=0}^{(2N+4)^2-1} \pi_k \cdot \lambda_k^{[2]} \cdot \dot{p}_k^{(2)}. \end{aligned} \quad (4.89)$$

Der Netzbetreiber wird den Preisvektor so wählen, dass abhängig vom Verkehr und vom Benutzerprofil der Ertrag pro Zeiteinheit maximal wird. Da die Gleichungen (4.89) nichtlinear sind, müssen auch hier Methoden der nichtlinearen Programmierung zur optimalen Preisgestaltung herangezogen werden [56]. Bei der Preisgestaltung müssen die Netzbetreiber berücksichtigen, dass es eine Konkurrenz um die Kundschaft gibt.

4.4.3 Preisstrategien

Da der Netzbetreiber die Strategie des Konkurrenten nicht kennt, muss er entweder eine Annahme über seine Strategie machen oder verbindliche Abmachungen mit dem Konkurrenten treffen.

Die strategische Preisgestaltung der Netzbetreiber kann mit den formalen Instrumentarien der Spieltheorie analysiert werden. Die Spieltheorie bietet die Vorteile, dass sie die strategischen Entscheidungssituationen formalisiert und eine einheitliche Sprache zur Beschreibung und Analyse dieser Entscheidungssituationen bereitstellt [43]. Um Lösungskonzepte für die Preisstrategie eines konkurrierenden Netzbetreibers zu bestimmen, wird die strategische Preisgestaltung als Spiel definiert.

Ein Spiel $\Gamma = (V, \Omega, \mathbf{u})$ ist vollständig beschrieben durch

1. die Menge der Spieler $V = \{1, 2, \dots, v\}$,
2. den Strategieraum Ω , der die Menge aller Strategiekombinationen $\boldsymbol{\xi} = (\xi_1, \dots, \xi_v)$ angibt (ξ_i gibt die Strategie des Spielers i an und $\boldsymbol{\xi} \in \Omega$),
3. die Nutzenfunktion der Spieler $\mathbf{u}(\boldsymbol{\xi}) = (u_1(\boldsymbol{\xi}), \dots, u_v(\boldsymbol{\xi}))$ ($u_i(\boldsymbol{\xi})$ ist der Nutzen für Spieler i , wenn die Strategiekombination $\boldsymbol{\xi}$ gespielt wird) und
4. die Spielregeln.

Wenn die Strategiekombination $\boldsymbol{\xi}$ gespielt wird, ergibt sich die Nutzenkombination $\mathbf{u}(\boldsymbol{\xi}) = (u_1(\boldsymbol{\xi}), \dots, u_v(\boldsymbol{\xi}))$. Die Menge aller zulässigen Nutzenkombinationen ergibt den Auszahlungsraum:

$$A = \{\mathbf{u}(\boldsymbol{\xi}) \mid \boldsymbol{\xi} \in \Omega\} = \{(u_1(\boldsymbol{\xi}), \dots, u_v(\boldsymbol{\xi})) \mid \boldsymbol{\xi} \in \Omega\}.$$

In dem hier betrachteten Fall konkurrieren $v = 2$ Spieler, d.h. Hotspot-Funknetzbetreiber, um die Endnutzer. Die Strategie des Netzbetreibers h ist durch den Preisvektor $\dot{\mathbf{p}}^{(h)}$ aus Gleichung (4.86) gegeben. Der Strategieraum ist somit gegeben durch die Menge aller Strategiekombinationen $\boldsymbol{\xi} = (\dot{\mathbf{p}}^{(1)}, \dot{\mathbf{p}}^{(2)})$. Der Nutzen des Netzbetreibers h ist der mittlere Ertrag pro Zeiteinheit $\dot{E}^{(h)}$, $h \in \{1, 2\}$. Somit ist der Auszahlungsraum durch die Menge aller Nutzenkombinationen $\mathbf{u} = (\dot{E}^{(1)}, \dot{E}^{(2)})$ gegeben. Die Spielregeln werden durch ein Kommunikationsprotokoll festgelegt. Die Endnutzer signalisieren über einen Signalisierungskanal ihren Bedarf an Spektrum. Die Netzbetreiber machen daraufhin ein Angebot mit einer Angabe über Preis und angebotene Wartezeit. Die angebotenen Wartezeiten hängen von den Zuständen ab, in denen sich die Systeme der Netzbetreiber befinden können. Jeder Netzbetreiber kennt jedoch nur den Zustand des eigenen Systems. Der Preis hängt von der angebotenen Wartezeit,

Verkehrsintensität und der Annahme über die Preisstrategie des Konkurrenten ab. Der anfordernde Endnutzer bestimmt für beide Angebote seinen Nutzen und entscheidet sich für eines oder keines der beiden Angebote. Es wird davon ausgegangen, dass die Netzbetreiber sich rational verhalten.

In der Spieltheorie wird zwischen kooperativen und nichtkooperativen Strategien unterschieden.

Kooperative Preisstrategie

Bei der kooperativen Preisstrategie machen beide Netzbetreiber verbindliche Abmachungen über die Preisstrategien, die gewählt werden. Die Netzbetreiber können sich über einen Außenstehenden verpflichten, das kooperative Ergebnis sicherzustellen.

Nichtkooperative Preisstrategie

Bei der nichtkooperativen Preisstrategie machen die Netzbetreiber keine gegenseitigen Abmachungen und kennen nicht die gegenseitigen Preisstrategien. Jeder Netzbetreiber muss eine Annahme über die Preisstrategie des anderen Netzbetreibers machen. Für die Untersuchung von nichtkooperativen Spielen hat John Nash ein grundlegendes Lösungskonzept angegeben, welches als Nash-Gleichgewicht bekannt ist [43].

Ein Nash-Gleichgewicht ist eine Strategiekombination ξ^* , bei der jeder Spieler eine optimale Strategie ξ_i^* wählt – gegeben die optimale Strategie aller anderen Spieler.

Es gilt also

$$u_i(\xi_i^*, \xi_{-i}^*) \geq u_i(\xi_i, \xi_{-i}^*) \quad i \in [1 \dots v], \xi_i \in \Omega_i. \quad (4.90)$$

Die Strategiekombination ξ_{-i} , welche ξ_i ausschließt, ist gegeben durch:

$$\xi_{-i} = (\xi_1, \dots, \xi_{i-1}, \xi_{i+1}, \dots, \xi_v). \quad (4.91)$$

Die Abbildung $r_i(\xi_{-i})$, die für beliebige Strategiekombinationen der Mitspieler jeweils die besten Antworten von Spieler i angibt, wird als Reaktionsabbildung bezeichnet [43]. Die Reaktionsabbildungen aller Spieler werden zu dem Vektor

$$\mathbf{r}(\xi) = (r_1(\xi_{-1}), \dots, r_v(\xi_{-v})) \quad (4.92)$$

zusammengefasst. Das Nash-Gleichgewicht ξ^* zeichnet sich dadurch aus, dass sich die Reaktionsabbildung bei der Strategiekombination ξ^* schneiden. Es gilt also:

$$r(\xi^*) = \xi^*. \quad (4.93)$$

Die Menge der Strategiekombinationen für die gilt, dass keiner der Spieler sich besser stellen kann, ohne dass sich ein anderer Spieler verschlechtert, wird als Pareto-Grenze und eine Strategiekombination, die auf der Pareto-Grenze liegt, wird als pareto-optimal bezeichnet. Im allgemeinen Fall sind Nash-Gleichgewichte nicht pareto-optimal. Wenn das Nash-Gleichgewicht nicht pareto-optimal ist, gibt es also Strategiekombinationen, für die mindestens ein Spieler besser gestellt ist als im Nash-Gleichgewicht. Solche Strategiekombinationen sind instabil und können nur durch Kooperation aufrechterhalten werden.

4.5 Echtzeitauktionen für die Versteigerung von Spektrumlizenzen

In den Abschnitten 4.3 und 4.4 wurde die Vermarktung des Spektrums eingeführt und das Verhalten der Akteure modelliert. In dem konkurrenzfreien Zustand ergab sich der Marktpreis aus der ertragsoptimalen Preisstrategie des Netzbetreibers. Bei zwei konkurrierenden Netzbetreibern wurde festgestellt, dass die Strategie des Konkurrenten bei der Preisgestaltung eine entscheidende Rolle spielt.

In diesem Abschnitt wird das Szenario 3 modelliert. Die Akteure sind der primäre Lizenzbesitzer, die Hotspot-Netzbetreiber und die Endnutzer. Es wird davon ausgegangen, dass der primäre Lizenzbesitzer bei einer Auktion die primäre Lizenz für S Teilspektren erworben hat. Es wird vorausgesetzt, dass die Bedingungen, die das ST-Konzept voraussetzt, erfüllt werden. Für die Modellierung in diesem Abschnitt ist insbesondere die Bedingung, dass der primäre Lizenzbesitzer berechtigt ist die Lizenzen an Dritte weiterzuverkaufen, wichtig. Der primäre Lizenzbesitzer verkauft die Lizenzen in Form von Kurzzeitlizenzen an die Hotspot-Funknetzbetreiber. Dazu initiiert der primäre Lizenzbesitzer Auktionen, die periodisch wiederholt werden. Die H Netzbetreiber können durch einreichen von Geboten an diesen Echtzeitauktionen teilnehmen.

Es wird davon ausgegangen, dass die Auktionen elektronisch und in Echtzeit erfolgen. Die Gebote werden über eine Funkschnittstelle an den primären Lizenzbesitzer übermittelt. Die Netzbetreiber können unmittelbar nach der Auktion die Spektren nutzen. Es wird angenommen, dass die Auktionen nicht länger als einige 100 Millisekunden dauern und periodisch mit der Periode T_A wiederholt werden. Die Periode liegt in der Größenordnung von einigen Minuten. Am Ende jeder Auktionsperiode werden die Kurzzeitlizenzen neu verteilt. In Bild 4-12 sind die Ergebnisse von Echtzeitauktionen für ein Beispiel mit $S = 10$ Spektren und $H = 3$ Netzbetreibern dargestellt. Die oberen drei Kurven stellen die Verkehrsintensitäten in den Netzen der drei Netzbetreiber dar.

Im unteren Bild sind die Spektrumsaufteilungen unmittelbar nach den Auktionen dargestellt. Auf der Abszisse ist die Zeit, bezogen auf die Auktionsperiode T_A , aufgetragen. Da der Wert des Spektrums, den ein Netzbetreiber dem Spektrum beimisst, von der Verkehrsintensität im eigenen Hotspotnetz abhängt, hängen die Gebote, die er bei einer Auktion für die S Spektren einreicht, von der Verkehrsintensität unmittelbar vor der Auktion ab. Da die die höchsten Gebote gewinnen, hängt somit die Spektrumsaufteilung von den Verkehrsintensitäten in den Netzen der Netzbetreiber ab.

4.5.1 Mehrgüterauktionen

Die Beschreibung der Auktionstheorie in diesem Abschnitt orientiert sich an [52]. Eine Auktion ist eine Marktinstitution mit einem expliziten Regelwerk, das festlegt, wie Preise und Zuteilungen einzig und alleine auf Basis von Geboten der Marktteilnehmer festgelegt werden [40]. Eine gemeinsame Eigenschaft von Institutionen, die Auktionen betreiben, ist, dass sie von potentiellen Käufern eines Gutes Informationen über die Bereitschaft zu zahlen durch die Entgegennahme von Geboten abgewinnen. Eine Weitere Eigenschaft von Auktionen ist, dass sie anonym sind. Die Identität der Bieter hat also keine Auswirkung auf den Ausgang einer Auktion.

Es wird zwischen offenen und versiegelten Auktionen unterschieden [41], [52]. Bei der offenen aufsteigenden Auktion initiiert der Auktionär die Auktion durch die Vorgabe eines minimalen Preises und erhöht den Preis solange, bis nur noch ein Bieter übrig bleibt. Bei einer versiegelten Zweitpreisauktion reichen die Bieter versiegelte Umschläge ein und der Bieter mit dem höchsten Gebot erhält das Gut zum zweithöchsten Preis. Bei privaten Bewertungen kann gezeigt werden, dass die offene aufsteigende Auktion äquivalent zur versiegelten Zweitpreisauktion ist. Bei einer privaten Bewertung kennen die Bieter nur die eigene Bewertung des Gutes. Die Information über die Bewertung des Gutes durch die anderen Bieter ändert jedoch nichts an der eigenen Bewertung.

Die Annahme von privaten Bewertungen ist sinnvoll, wenn davon ausgegangen wird, dass das Gut für den Eigengebrauch eingesetzt wird und nicht weiterverkauft werden soll. Da der Wert des Spektrums für einen Hotspot-Netzbetreiber von der Verkehrsintensität im eigenen Netz abhängt und die Verkehrsintensitäten statistisch unabhängig sind, hat die private Bewertung der anderen Hotspot-Netzbetreiber keinen Einfluss auf die private Bewertung eines Hotspot-Netzbetreibers. In Szenario 3 gibt es somit nur private Bewertungen. Auktionen, bei denen mehrere Güter angeboten werden, bezeichnet man als

Mehrgüterauktionen. Bei Eingüterauktionen gibt es mehrere Bieter jedoch nur einen Gewinner. Bei Mehrgüterauktionen können mehrere Bieter gleichzeitig gewinnen und es ist auch möglich, dass ein Bieter mehrere Güter gewinnt. Üblicherweise ist jedoch ein Bieter nicht bereit, für alle Güter, die er erwirbt, jeweils den gleichen Preis zu zahlen.

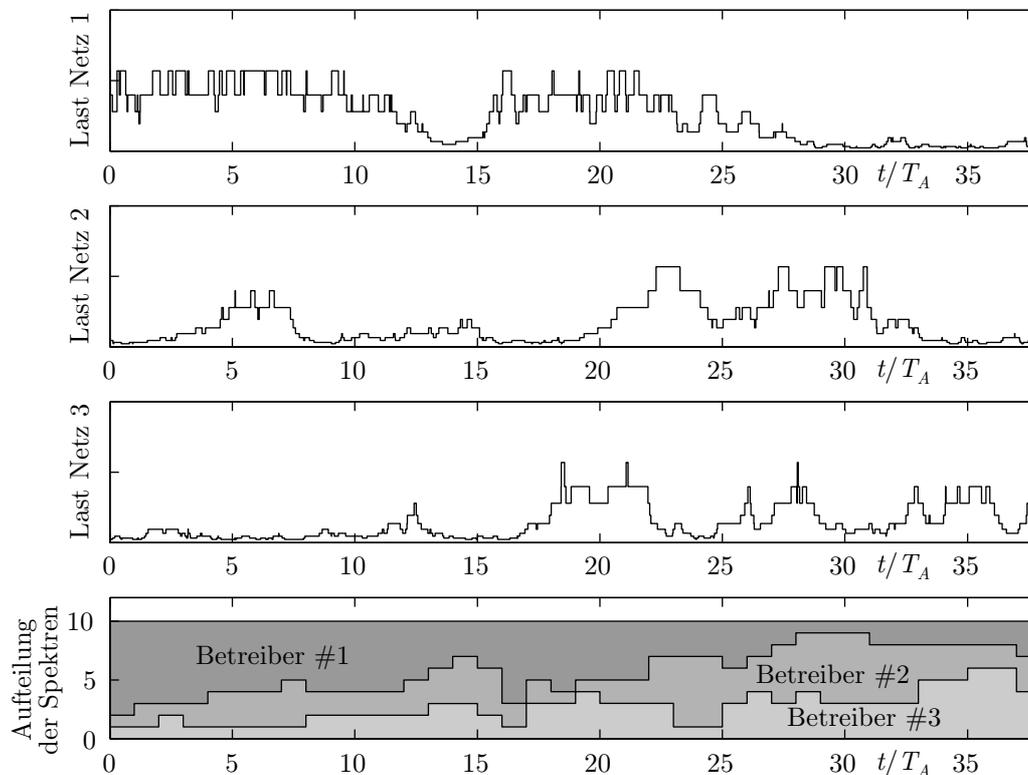


Bild 4-12 Beispiel einer Echtzeitauktion; es gilt $S = 10$ und $H = 3$

In dieser Arbeit wird immer von privaten Bewertungen ausgegangen und es werden versiegelte Mehrgüterauktionen betrachtet. Drei versiegelte Mehrgüterauktionsformen sind von besonderem Interesse. Diese sind die:

- Discriminatory-Auktion,
- Uniform-Price-Auktion und
- Vickrey-Auktion.

Bei diesen drei Auktionsformen reichen alle H Bieter S Gebote für die zu versteigernden S Güter ein. Die Gebote des h -ten Bieters werden in dem Gebotsvektor

$$\mathbf{b}^{(h)} = [b_1^{(h)}, \dots, b_S^{(h)}] \quad (4.94)$$

zusammengefasst, wobei gilt:

$$b_1^{(h)} \geq b_2^{(h)} \geq \dots \geq b_S^{(h)}. \quad (4.95)$$

Das s -te Gebot gibt an, wie viel Bieter h bereit ist für das s -te Gut zu zahlen. Somit ist Bieter h bereit, für s Güter den Gesamtpreis

$$\tilde{p}_s^h = \sum_{k=1}^s b_k^{(h)} \quad (4.96)$$

zu zahlen. Von den $H \cdot S$ Geboten ermittelt der Auktionär die S höchsten Gebote und weist die Spektren den Bietern mit den höchsten Geboten zu. Wenn $s^{(h)}$ die Anzahl der Gebote von Bieter h ist, die zu den S höchsten Geboten gehören, dann bekommt Bieter h genau $s^{(h)}$ Spektren. Der Preis den er dafür zahlen muss hängt von der Auktionsform ab. Auktionen, bei denen die höchsten Gebote gewinnen, werden Standard-Auktionen genannt. Die drei betrachteten Auktionen sind Standard-Auktionen. Sie unterscheiden sich nur in der Art der Bestimmung des Preises.

Bei der Discriminatory-Auktion zahlt der Bieter die Summe der Gebote für die gewonnen Güter. Wenn Bieter h $s^{(h)}$ Güter gewinnt, zahlt er den Preis

$$p_D = \sum_{i=1}^{s^{(h)}} b_i^{(h)}. \quad (4.97)$$

Bei der Uniform-Price-Auktion zahlt der Bieter $s^{(h)}$ mal den markträumenden Preis (Market Clearing Price (MCP)). Der markträumende Preis p_{MCP} ist bei der Uniform-Price-Auktion das höchste verlierende Gebot. Somit zahlt der h -te Bieter bei der Uniform-Price-Auktion für die $s^{(h)}$ Güter den Preis

$$p_U = s^{(h)} p_{MCP}. \quad (4.98)$$

Bei der Vickrey-Auktion werden für die Bestimmung des Preises die Konkurrenzgebote benötigt. Bieter h zahlt die Summe der $s^{(h)}$ höchsten verlierenden Gebote, wobei die eigenen Gebote bei der Bestimmung der $s^{(h)}$ höchsten verlierenden Gebote ausgeschlossen werden. Der Vektor $\mathbf{c}^{(h)} = [c_1^{(h)}, \dots, c_S^{(h)}]$ fasst die höchsten Gebote ausschließlich der Gebote des h -ten Bieters zusammen. Bieter h zahlt bei der Vickrey-Auktion für $s^{(h)}$ Spektren den Preis

$$p_V = \sum_{i=1}^{s^{(h)}} c_{S-s^{(h)}+i}^{(h)}. \quad (4.99)$$

In Bild 4-13 werden die drei Auktionsformen verglichen. Bieter A sei einer von den Bietern, die an der Auktion teilnehmen. In Bild 4-13 sind die Gebotskurve für Bieter A und die Restangebotskurve, die Bieter A sieht, abgebildet. Auf der Abszisse ist die Nummer der Spektrumseinheit s angegeben. Für die Gebotskurve gibt die Ordinate den Preis an, den Bieter A für das s -te Spektrum bereit ist zu bezahlen und für die Restangebotskurve gibt die Ordinate den Preis an, bei dem die Konkurrenz genau s Spektren nicht gewinnt. Wenn für

die $(s^{(A)} + 1)$ -te Spektrumseinheit das Gebot von Bieter A kleiner als der Wert der Restangebotskurve ist und für die $s^{(A)}$ -te Spektrumseinheit das Gebot von Bieter A größer als der Wert der Restangebotskurve ist, gewinnt Bieter A genau $s^{(A)}$ Spektrumseinheiten. Für das Beispiel in Bild 4-13 gilt: $s^{(A)} = 3$. Die grau markierten Flächen geben die Preise an, die Bieter A bei den verschiedenen Auktionsformen zahlen muss. In dem Beispiel in Bild 4-13 zahlt Bieter A bei der Discriminatory-Auktion mehr als bei der Uniform-Price-Auktion und bei der Uniform-Price-Auktion mehr als bei der Vickrey-Auktion. Dies liegt daran, dass in diesem Beispiel Bieter A bei allen Auktionsformen die wahren Werte für die Güter bietet. Da die Bietstrategien rationaler Bieter bei den drei Auktionsformen voneinander abweichen, werden die tatsächlichen Gebote nicht den wahren Werten entsprechen, sondern von der Auktionsform abhängen.

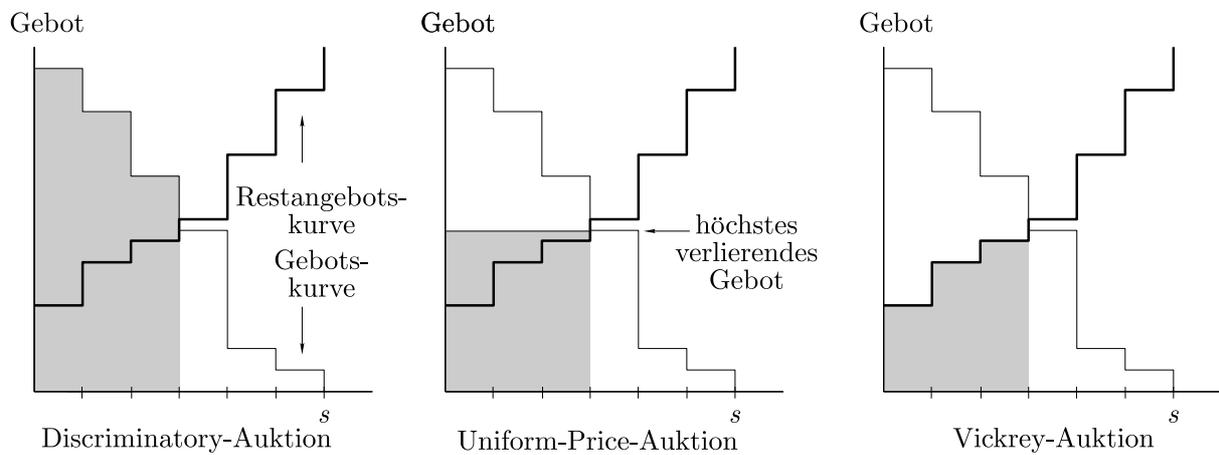


Bild 4-13 Preise, die Bieter A zahlen muss, für verschiedene Auktionsformen

Welche Leistungskenngrößen bei einer Auktion von Interesse sind hängt davon ab welches Ziel mit einer Auktion verfolgt wird. Wenn der Auktionär den Erlös der Auktion maximieren will, ist der erwirtschaftete Ertrag des Auktionärs von Interesse. Wenn es um das gesamtwirtschaftliche Wohl der Gesellschaft geht, ist die ökonomische Effizienz von Bedeutung. Eine Auktion gilt als effizient, wenn der Bieter, der dem Gut den höchsten Wert beimisst, gewinnt. Den Bieter h interessiert der eigene Gewinn $g^{(h)}$, der definiert ist als Differenz zwischen dem Wert, den er dem Gut beimisst, und dem Preis, den er für dieses Gut nach der Auktion bezahlt. Wenn Bieter h $s^{(h)}$ Güter gewinnt, dem s -ten Gut den Wert $v_s^{(h)}$ beimisst und am Ende der Auktion den Preis $p_s^{(h)}$ zahlt, ergibt sich der Gewinn für Bieter h zu:

$$g^{(h)} = \sum_{s=1}^{s^{(h)}} v_s^{(h)} - p_s^{(h)}. \quad (4.100)$$

Die Werte, die der Bieter h den Spektren zuweist, werden zu dem Wertevektor zusammengefasst:

$$\mathbf{v}^{(h)} = [v_1^{(h)}, \dots, v_S^{(h)}] \quad (4.101)$$

wobei $v_s^{(h)}$ den Wert angibt, den Bieter h für das s -te Gut beimisst. Diese Werte werden als marginale Werte bezeichnet. Wenn ein Bieter die marginalen Werte für die Spektren bezahlt, macht er weder einen Gewinn noch einen Verlust.

Jede Auktion kann als Spiel im Sinne der Spieltheorie aufgefasst werden, wobei

$$\beta^{(h)} : \mathbb{R}_+^S \rightarrow \mathbb{R}_+^S \quad \mathbf{v}^{(h)} \mapsto \beta^{(h)}(\mathbf{v}^{(h)}) \quad (4.102)$$

eine Funktion ist, die den Wertevektor $\mathbf{v}^{(h)}$ auf den Gebotsvektor $\mathbf{b}^{(h)}$ abbildet. Für die Vickrey-Auktion gilt:

Satz 1: Bei der Vickrey-Auktion ist eine schwach dominante Strategie, nach der Funktion $\beta^{(h)}(\mathbf{v}^{(h)}) = \mathbf{v}^{(h)}$ zu bieten.

Der Beweis ist in [52] angegeben. Weil bei der Vickrey-Auktion die Strategie die wahren Werte zu bieten jede andere Strategie dominiert, macht es keinen Sinn, nicht die wahren Werte zu bieten. Da rationale Bieter bei der Vickrey-Auktion immer den wahren Wert bieten, gewinnen immer die Bieter, die den Gütern die höchsten Werte beimessen. Somit ist die Vickrey-Auktion immer effizient.

Bei der Uniform-Price-Auktion kann die Gleichgewichtsstrategie nicht direkt angegeben werden. Es ist bekannt, dass es für die Uniform-Price-Auktion ein Gleichgewicht in reinen Strategien gibt, jedoch ist eine geschlossene Lösung für diese Strategien nicht bekannt. In der Spieltheorie spricht man von einer reinen Strategie, wenn ein Spieler von den zulässigen Strategien genau eine auswählt [43]. Es ist aber möglich, eine Struktur für die Gleichgewichtsstrategie anzugeben. Die erste strukturelle Eigenschaft ist, dass die Gebote nicht höher als die marginalen Werte $\mathbf{v}^{(h)}$ sein dürfen. Eine weitere strukturelle Eigenschaft ist, dass jede Strategie von der Strategie $b_1^{(h)} = v_1^{(h)}$ dominiert wird. Das heißt, dass in jeder Gleichgewichtsstrategie das Gebot für die erste Einheit der wahre Wert des Gutes sein muss. Für alle weiteren Güter müssen die Gebote kleiner oder gleich den wahren Werten sein. Das Bieterverhalten bei der Uniform-Price-Auktion ist in Bild 4-14 dargestellt. Eine mögliche Bietstrategie für die Uniform-Price-Auktion ist gegeben durch die Funktion:

$$\beta_U^{(h)}(\mathbf{v}^{(h)}) = [b_1^{(h)}, \dots, b_S^{(h)}], \quad b_s^{(h)} = \begin{cases} v_1^{(h)} & s = 1 \\ a \cdot v_s^{(h)} & 1 < s \leq S \end{cases}, \quad 0 \leq a \leq 1 \quad (4.103)$$

wobei gilt: $0 \leq a \leq 1$.

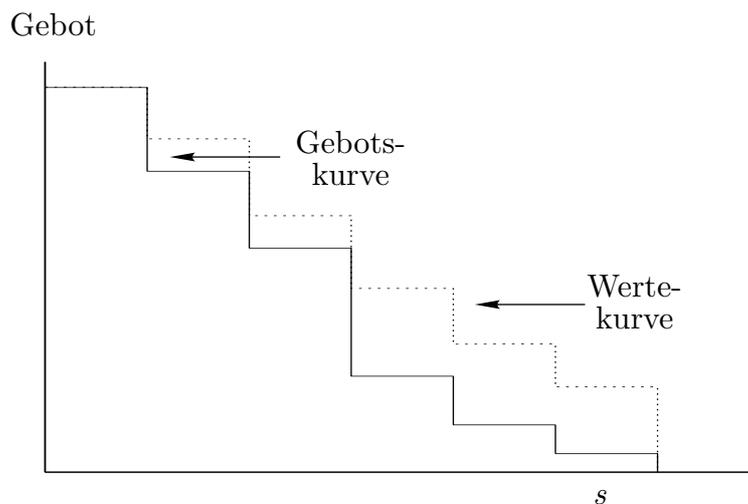


Bild 4-14 Bietverhalten bei der Uniform-Price-Auktion

Bei der Discriminatory-Auktion kann ebenfalls keine geschlossene Lösung für die Gleichgewichtsstrategie angegeben werden. Auch hier ist bekannt, dass bei einer privaten Bewertung ein Gleichgewicht in reinen Strategien existiert. Weil bei der Discriminatory-Auktion der Bieter das zahlt was er bietet, wird er im Gleichgewicht nicht den wahren Wert bieten. Wenn er den wahren Wert bieten würde, könnte er keinen Gewinn machen. Eine mögliche Bietstrategie für die Discriminatory-Auktion ist gegeben durch die Funktion:

$$\beta_D^{(h)}(\mathbf{v}^{(h)}) = [b_1^{(h)}, \dots, b_S^{(h)}] \quad \text{mit} \quad b_s^{(h)} = a \cdot v_s^{(h)}, \quad (4.104)$$

wobei gilt: $0 \leq a \leq 1$.

4.5.2 Bestimmung des Wertevektors

Der Ertrag, den ein Hotspot-Funknetzbetreiber erwirtschaftet und somit der Wert, den er den Spektren beimisst, hängt von der Verkehrsintensität im eigenen Hotspotnetz ab. Da die Echtzeitauktionen periodisch initiiert werden, müssen die Netzbetreiber vor den Auktionen die Wertevektoren für die Spektren bestimmen. Für die Bestimmung des Wertevektors ist es notwendig zu wissen, welche Faktoren den Wert des Spektrums bestimmen.

Ein Netzbetreiber nutzt die erworbenen Spektren, um im eigenen Hotspotnetz Datendienste anzubieten. Je mehr Kunden im Hotspotnetz vorhanden sind, desto höher fallen die Erträge aus. Für niedrige Verkehrsintensitäten reicht ein Spektrum, um die Datendienste mit ausreichenden Dienstgütern anzubieten. Mit zunehmender Verkehrsintensität nehmen die Dienstgüter, die für die Erbringung von Datendiensten zugesichert werden können, ab. Mit zusätzlichen Spektren kann in diesen Fällen die Dienstgüte erhöht werden, was zur

Steigerung der Erträge führt. Somit steigen mit zunehmender Verkehrsintensität die Werte der Spektren an. Üblicherweise ist der Wert für das $s + 1$ -te Spektrum niedriger als der Wert für das s -te Spektrum. Dies liegt daran, dass der Ertrag, den ein Netzbetreiber erwirtschaftet, nicht linear mit der Anzahl der Spektren wächst. Der Wert der Spektren hängt jedoch vom Ertrag ab, den ein Netzbetreiber mit den Spektren erwirtschaftet.

Für die zeitveränderliche Verkehrsintensität wird das Modell in Abschnitt 4.2.4 eingesetzt. Es sei angenommen, dass der modulierende Markovprozess $W = 10$ Zustände hat und die Intensität in Zustand i gegeben ist durch:

$$\lambda_i = \lambda_{\max} \cdot c^i, \quad 0 < c \leq 1, \tag{4.105}$$

wobei λ_{\max} die maximale Ankunftsrate ist. Für das PAR gilt:

$$\text{PAR} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\max} \frac{1}{W} \sum_{i=0}^{W-1} c^i} = \left(\frac{1 - c}{1 - c^W} \right) W. \tag{4.106}$$

Ein anderer Faktor, der den Wert der Spektren bestimmt, ist das Endnutzerverhalten. Das Endnutzerverhalten hängt von der Benutzerklasse, Anwendung und Wichtigkeit eines Datendienstes ab. Bei der Benutzerklasse kann z.B. zwischen Geschäfts- oder Privatkunden, bei den Anwendungen zwischen Echtzeit- oder Best-Effort-Diensten und bei der Wichtigkeit zwischen Termingeschäften und Unterhaltungskommunikation unterschieden werden. Das Endnutzerverhalten wird mit dem in Abschnitt 4.2.2 eingeführten Modell charakterisiert. Um diese Faktoren bei der Bestimmung des Wertevektors zu berücksichtigen, ist ein Verkehrsmodell erforderlich.

Bei dem Verkehrsmodell sei angenommen, dass die Zwischenankunfts- und Bedienzeiten exponentialverteilt sind. Es können sich maximal N Pakete im Warteraum des Netzbetreibers h aufhalten und es gibt $s^{(h)}$ Spektren, auf denen Pakete bedient werden können. In Bild 4-15 ist die Markovkette für das Verkehrsmodell des Netzbetreibers h dargestellt.

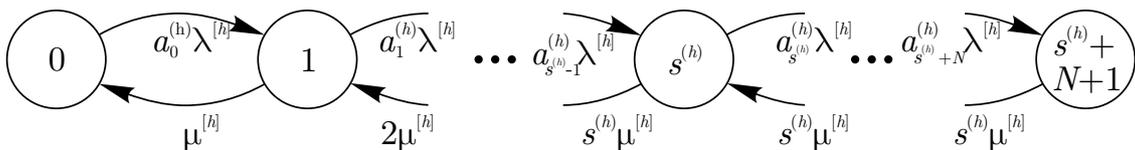


Bild 4-15 Markovmodell für Netzbetreiber h

Die Ankunftsrate für Prozesse, welche die Dienstangebote des Netzbetreibers h in Zustand j akzeptieren, ist gegeben durch:

$$\lambda_j^{[h]} = a_j^{(h)} \lambda^{[h]}, \quad (4.107)$$

wobei $a_j^{(h)}$ der Akzeptanzkoeffizient im Zustand j und $\lambda^{[h]}$ die Ankunftsrate im Netz des Netzbetreibers h ist.

Die Bedienrate im Netz des Netzbetreibers h im Zustand j ist gegeben durch:

$$\mu_j^{[h]} = \begin{cases} j\mu^{[h]} & 0 < j < s^{(h)} \\ s^{(h)}\mu^{[h]} & s^{(h)} \leq j \leq s^{(h)} + N + 1 \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \quad (4.108)$$

wobei $\mu^{[h]}$ die Bedienrate ist, wenn nur ein Spektrum erworben wurde. Um für jeden Zustand eine angebotene Wartezeit zu berechnen, ist es notwendig die zustandsabhängigen Wartezeitverteilungen zu ermitteln. Für die Zustände $0 \leq j \leq s^{(h)}$ ist die Wartezeit immer null. Die Wartezeiten für die Zustände $j = s^{(h)} + s$, $s = 1, 2, \dots, N + 1$, sind gegeben durch:

$$t_W^{(s^{(h)}+s)} = \sum_{i=1}^s t_B^{(i)}, \quad (4.109)$$

wobei $t_B^{(i)}$ die Bedienzeit des i -ten Prozesses in der Warteschlange ist. Die Dichtefunktion der Bedienzeit $t_B^{(i)}$ ist gegeben durch:

$$f_{T_B^{(i)}}(t_B^{(i)}) = s^{(h)} \mu^{[h]} e^{-s^{(h)} \mu^{[h]} t_B^{(i)}}. \quad (4.110)$$

Wenn eine Anwendung im Zustand $s^{(h)} + s$ eine Zusage bekommt, wechselt die Markovkette nach der Zusage in den Zustand $s^{(h)} + s + 1$ und die Anwendung, die zuletzt in die Warteschlange eingereicht wurde, muss die Zeit $t_W^{(s^{(h)}+s)}$ warten, bis sie bedient wird. Da die Bedienzeiten identisch- und exponentialverteilt sowie statistisch unabhängig sind, ergibt sich die Verteilungsfunktion aus der s -fachen Faltung der Dichtefunktion in Gleichung (4.110) mit sich selbst:

$$f_{T_W^{(s^{(h)}+s)}}(t) = \left[s^{(h)} \cdot \mu^{[h]} \cdot e^{-s^{(h)} \mu^{[h]} t} \right]_{s \otimes}. \quad (4.111)$$

Die charakteristische Funktion dieser Dichtefunktion ist:

$$\Psi_{T_W^{(s^{(h)}+s)}}(\omega) = \left(\frac{s^{(h)} \mu^{[h]}}{\omega + s^{(h)} \mu^{[h]}} \right)^s. \quad (4.112)$$

Nach Rücktransformation der charakteristischen Funktion ergibt sich eine geschlossene Lösung für die Wartezeitverteilung des Netzbetreibers h :

$$f_{T_W^{(s^{(h)}+s)}}(t) = \frac{(s^{(h)} \mu^{[h]})^s}{(s-1)!} t^{s-1} e^{-s^{(h)} \mu^{[h]} t}. \quad (4.113)$$

Mit Gleichung (4.113) ergibt sich für die zustandsabhängigen angebotenen Wartezeiten:

$$T_{90\%}^{(i)} = \begin{cases} \arg_t \left(\int_0^t f_{T_W^{(i)}}(t) dt = 0.9 \right) & s^{(h)} \leq i \leq s^{(h)} + N + 1 \\ 0 & 0 \leq i < s^{(h)}. \end{cases} \quad (4.114)$$

Anhand dieses Verkehrsmodells und der Kenntnis der Schätzwerte der Verkehrsparameter $\hat{\lambda}^{(h)}$, $\hat{\mu}^{(h)}$ sowie der Anzahl der Pakete, die sich im System befinden, kann eine Gewinnabschätzung gemacht werden. Die Schätzwerte der ertragsoptimalen zustandsabhängigen Endnutzerpreise pro Zeiteinheit für die n -te Auktionsperiode werden für den Netzbetreiber h zu dem Vektor

$$\hat{\mathbf{p}}^{(h)}(n) = [\hat{p}_0^{(h)}(n), \dots, \hat{p}_{s^{(h)}+N+1}^{(h)}(n)] \quad (4.115)$$

und die zustandsabhängigen geschätzten Verkehrsparameter zu den Vektoren

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}^{(h)}(n) = [\hat{\lambda}_0^{(h)}(n), \dots, \hat{\lambda}_{s^{(h)}+N+1}^{(h)}(n)] \text{ bzw.} \quad (4.116)$$

$$\hat{\boldsymbol{\mu}}^{(h)}(n) = [\hat{\mu}_0^{(h)}(n), \dots, \hat{\mu}_{s^{(h)}+N+1}^{(h)}(n)] \quad (4.117)$$

zusammengefasst.

Der Netzbetreiber gestaltet den Preis für einen Datendienst in Abhängigkeit von der Verkehrsintensität, dem Systemzustand und dem Endnutzerverhalten. Für die Bestimmung des Ertragsschätzwertes müssen die Zustandswahrscheinlichkeiten bekannt sein. Da der Zustand der Markovkette am Ende der n -ten Auktionsperiode bekannt ist, können die transienten Zustandswahrscheinlichkeiten bestimmt werden. Mit stationären Zustandswahrscheinlichkeiten darf nur dann gerechnet werden, wenn die Auktionsperiode viel länger ist als die Zeit bis zum Abklingen der transienten Phase der Zustandswahrscheinlichkeiten. Die Zustandswahrscheinlichkeiten für die n -te Periode sind gegeben durch [62]:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\pi}^{(h)}(t) &= \boldsymbol{\pi}^{(h)}(T_A^{(n)}) \cdot \exp(\mathbf{Q}^{(h)} \cdot (t - T_A^{(n)})) \\ T_A^{(n)} \leq t < T_A^{(n+1)}, T_A^{(n)} &= (n-1)T_A, \end{aligned} \quad (4.118)$$

wobei gilt:

$$\boldsymbol{\pi}^{(h)}(t) = [\pi_0^{(h)}(t), \dots, \pi_{s^{(h)}+N+1}^{(h)}(t)]. \quad (4.119)$$

Dabei ist $\boldsymbol{\pi}^{(h)}(T_A^{(n)})$ bzw. $\boldsymbol{\pi}^{(h)}(t)$ der Vektor für die Zustandswahrscheinlichkeiten am Anfang der n -ten bzw. während der n -ten Auktionsperiode und $\mathbf{Q}^{(h)}$ die Generatormatrix der Markovkette des h -ten Netzbetreibers. In Bild 4-16 sind die transienten Zustandswahrscheinlichkeiten des Netzbetreibers h

bei $s^{(h)} = 2$ Spektren und einer maximalen Warteschlangenlänge von $N = 1$ dargestellt. s gibt die Anzahl der belegten Spektren und q die Anzahl der belegten Warteplätze im gegebenen Zustand an. Die mittlere Paketlänge T_P beträgt 0,04 Sekunden und die Last beträgt $\rho = \lambda_P \cdot T_P = 1,8$, wobei λ_P die Paketankunftsrate ist. Der stationäre Zustand wird ungefähr nach der Zeit $5 \cdot T_P$ erreicht. Wenn die Auktionsperiode $T_A \gg 5 \cdot T_P$ ist, kann für die Bestimmung von $\hat{\mathbf{p}}^{(h)}(n)$ mit stationären Zustandswahrscheinlichkeiten gerechnet werden. Wenn diese Bedingung nicht erfüllt ist, müssen die transienten Zustandswahrscheinlichkeiten berücksichtigt werden.

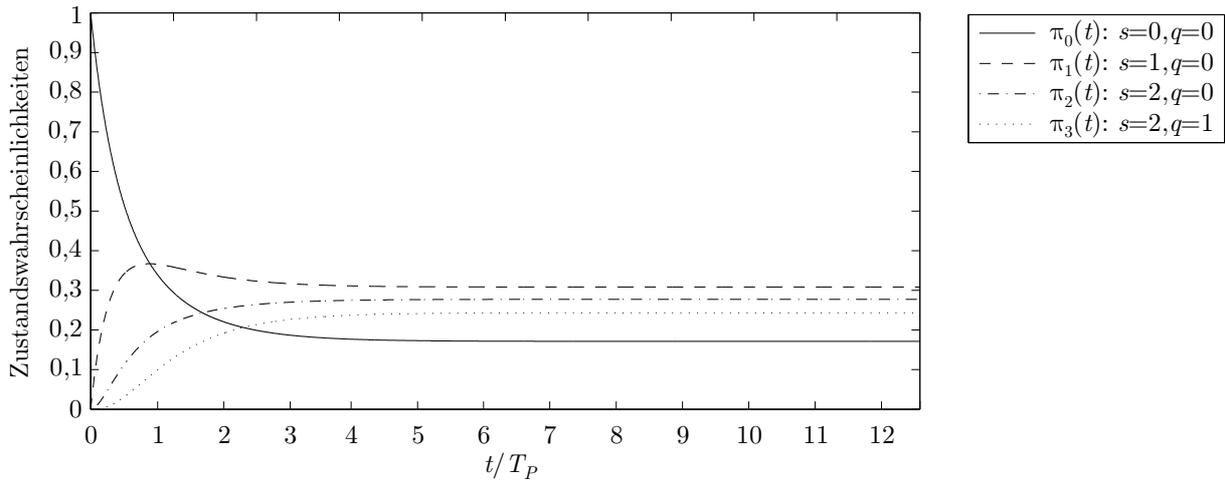


Bild 4-16 Transiente Zustandswahrscheinlichkeiten; $s^{(h)} = 2$ und $N = 1$

Nachdem die transienten Zustandswahrscheinlichkeiten berechnet sind, kann Netzbetreiber h den mittleren Ertrag, den er mit $s^{(h)}$ Spektren erwirtschaften würde, berechnen. Weil die Generatormatrix $\mathbf{Q}^{(h)}$ vom Preisvektor $\hat{\mathbf{p}}^{(h)}(n)$ abhängt, sind auch die Zustandswahrscheinlichkeiten $\boldsymbol{\pi}^{(h)}(t)$ von $\hat{\mathbf{p}}^{(h)}(n)$ abhängig. Während einer infinitesimalen Zeit dt bekommen im Mittel im Zustand j

$$d\hat{\eta}_j^{(h)} = \lambda_j^{(h)} \pi_j^{(h)}(t) dt \quad (4.120)$$

Endnutzer im Netz des Netzbetreibers h eine Zuweisung. Der infinitesimale geschätzte Umsatz, den der Netzbetreiber während der Zeit dt macht, ist:

$$d\hat{E}^{(h)}(n) = \sum_{j=0}^{s^{(h)}+N+1} \frac{1}{\hat{\mu}_j^{(h)}} \hat{p}_j^{(h)}(n) \hat{\lambda}_j^{(h)}(n) \pi_j^{(h)}(t) dt. \quad (4.121)$$

Die mittlere geschätzte Zustandswahrscheinlichkeit für den Zustand j während der n -ten Auktionsperiode ergibt sich für Netzbetreiber h zu:

$$\hat{\pi}_j^{(h)}(n) = \frac{1}{T_A} \int_{(n-1)T_A}^{nT_A} \pi_j^{(h)}(t) dt. \quad (4.122)$$

Die mittleren geschätzten Zustandswahrscheinlichkeiten werden zu dem Vektor $\hat{\boldsymbol{\pi}}_h(n)$ zusammengefasst:

$$\hat{\boldsymbol{\pi}}^{(h)}(n) = [\hat{\pi}_0^{(h)}(n), \dots, \hat{\pi}_{s^{(h)}+N+1}^{(h)}(n)]. \quad (4.123)$$

Der mittlere geschätzte Ertrag, den der Netzbetreiber h während der n -ten Auktionsperiode erwirtschaftet, wenn er $s^{(h)}$ Spektren erwirbt, ergibt sich zu:

$$E_{s^{(h)}}^{(h)}(n) = \int_{(n-1)T_A}^{nT_A} d\hat{E}^{(h)}(n) = \hat{\boldsymbol{\pi}}^{(h)}(n) \cdot \left[\hat{\mathbf{p}}^{(h)}(n) \circ \hat{\boldsymbol{\lambda}}^{(h)}(n) \circ \left(\hat{\boldsymbol{\mu}}^{(h)}(n) \right)^{-1} \right]^T, \quad (4.124)$$

wobei \circ das komponentenweise Vektorprodukt (Hadamard Produkt) und T die Transposition eines Vektors bezeichnet. Der mittlere geschätzte Gewinn ergibt sich zu:

$$G_{s^{(h)}}^{(h)} = \hat{\boldsymbol{\pi}}^{(h)}(n) \cdot \left[\hat{\mathbf{p}}^{(h)}(n) \circ \hat{\boldsymbol{\lambda}}^{(h)}(n) \circ \left(\hat{\boldsymbol{\mu}}^{(h)}(n) \right)^{-1} \right]^T - \tilde{p}_A^{(h)}(n). \quad (4.125)$$

Wobei $\tilde{p}_A^{(h)}(n)$ der Preis für die $s^{(h)}$ Spektren ist, die der Netzbetreiber an den Auktionär zahlt. Da S Spektren versteigert werden, bestimmt Netzbetreiber h die Schätzwerte der Erträge $E_s^{(h)}$, die er mit s , $s = \{1, 2, \dots, S\}$, Spektren erwirtschaften würde. Mit den Ertragsschätzwerten sind die Werte der Spektren für die kommende Auktion gegeben durch:

$$v_s^{(h)} = \begin{cases} E_1^{(h)} & s = 1 \\ E_{s-1}^{(h)} - E_s^{(h)} & 1 < s \leq S. \end{cases} \quad (4.126)$$

Nachdem die Netzbetreiber die Wertevektoren bestimmt und ihre Gebote eingereicht haben, bestimmt der Auktionär die Anzahl $s^{(h)}$, $h = \{1, 2, \dots, H\}$, der Spektren, die die Netzbetreiber für die nächste Auktionsperiode zugewiesen bekommen, und die Gesamtpreise $\tilde{p}_A^{(h)}$, die sie für die Spektren bezahlen müssen. Die Preise, die gezahlt werden müssen, hängen von der Auktionsform ab.

4.6 Bewertung der Szenarien

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse für die drei Szenarien präsentiert. In Abschnitt 4.6.1 werden die Ergebnisse des Szenarios, bei der eine nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisoptimierung durchgeführt wird, vorgestellt. In Abschnitt 4.6.2 wird die Konkurrenz von zwei Hotspot-Netzbetreibern um die Endnutzerkundschaft anhand von Simulationsergebnissen bewertet. In Abschnitt 4.6.3 werden die Simulationsergebnisse für Szenario drei präsentiert, bei der Echtzeitauktionen für die dynamische Spektrumszuweisung eingesetzt werden.

4.6.1 Nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisoptimierung

Die Markovkette für die Modellierung der nachfrage- und dienstgüteabhängigen Preisoptimierung ist in Bild 4-8 dargestellt – Szenario 1. Der Fall $N = 1$ kann grafisch visualisiert werden. Ein Beispiel für diesen Fall ist in Bild 4-17 dargestellt. Es gibt zwei Zustände, in denen der Netzbetreiber Dienste für einen Endnutzer anbieten kann. Diese sind die Zustände $(0,0)$ bzw. $(1,0)$. Die Preise pro Zeiteinheit in diesen Zuständen sind $\dot{p}^{(0,0)}$ bzw. $\dot{p}^{(1,0)}$. In Bild 4-17 ist der mittlere Gewinn pro Zeiteinheit in Abhängigkeit von den Preisen aufgetragen. Den größeren Einfluss auf den Gewinn hat der Preis $\dot{p}^{(0,0)}$. Das liegt daran, dass der Netzbetreiber in diesem Zustand eine hohe Dienstgüte anbieten kann. In Zustand $(1,0)$ ist die Dienstgüte für niedrige SN-Bedienraten sehr schlecht. Eintreffende MN-Prozesse müssen warten, bis der aktive SN-Prozess beendet wird. Bemerkenswert ist, dass der Gewinn für $\dot{p}^{(1,0)} \rightarrow \infty$ höher ist als für $\dot{p}^{(1,0)} = 0$. Das liegt daran, dass für $\dot{p}^{(1,0)} \rightarrow \infty$ die Endnutzer die im Zustand $(1,0)$ die Angebote ablehnen, so dass der Warteplatz frei bleibt und somit der Netzbetreiber nur Kunden, die im Zustand $(0,0)$ eintreffen, bedient. Der Gewinnbeitrag, der durch Endnutzer, die im Zustand $(0,0)$ eintreffen, gemacht wird, ist höher als der Gewinnbeitrag, der durch Endnutzer, die im Zustand $(1,0)$ eintreffen, gemacht wird. Der Preisvektor für dieses Beispiel, der den Gesamtgewinn maximiert, ist $(\dot{p}^{(0,0)}, \dot{p}^{(1,0)}) = (7,7)$.

Für den Fall $N = 2$ ist in Bild 4-18 der mittlere Gewinn bei optimaler Preisgestaltung für verschiedene Endnutzerprofile dargestellt. Der Gewinn ist als Funktion der SN-Last ρ_{SN} abgebildet. Je größer T_a wird, desto schneller konvergiert der Gewinn gegen Null. Der Parameter \dot{p}_a bewirkt eine Verschiebung der Gewinnkurve nach oben oder nach unten. Mit zunehmendem \dot{p}_a nimmt auch der Gewinn zu. Da das Endnutzerprofil von der Applikation abhängt, gibt diese Grafik Aufschluss darüber, bei welcher SN-Last welche Applikationen bedient werden müssen, damit der Gewinn maximiert wird. Die Kurve, für die gilt $\dot{p}_a = 3$ und $T_a = 1s$, schneidet die Kurve, für die gilt $\dot{p}_a = 4$ und $T_a = 0,05s$, bei einer SN-Last von $\rho_{SN} = 1,4$. Wenn ein Netzbetreiber Applikationen mit diesen beiden Profilen bedient, ist es Vorteilhaft, bei SN-Lasten, die kleiner als 1,4 sind, die Applikationen, für die gilt $\dot{p}_a = 4$ und $T_a = 0,05s$, zu bedienen und bei SN-Lasten, die größer als 1,4 sind, die Applikationen, für die gilt $\dot{p}_a = 3$ und $T_a = 1s$, zu bedienen.

Durch die Klassifikation von SN-Spektren nach SN-Lasten können Endnutzerapplikationen derart auf die SN-Spektren verteilt werden, dass der Gesamtgewinn maximiert wird. Dies wird in Bild 4-19 veranschaulicht.

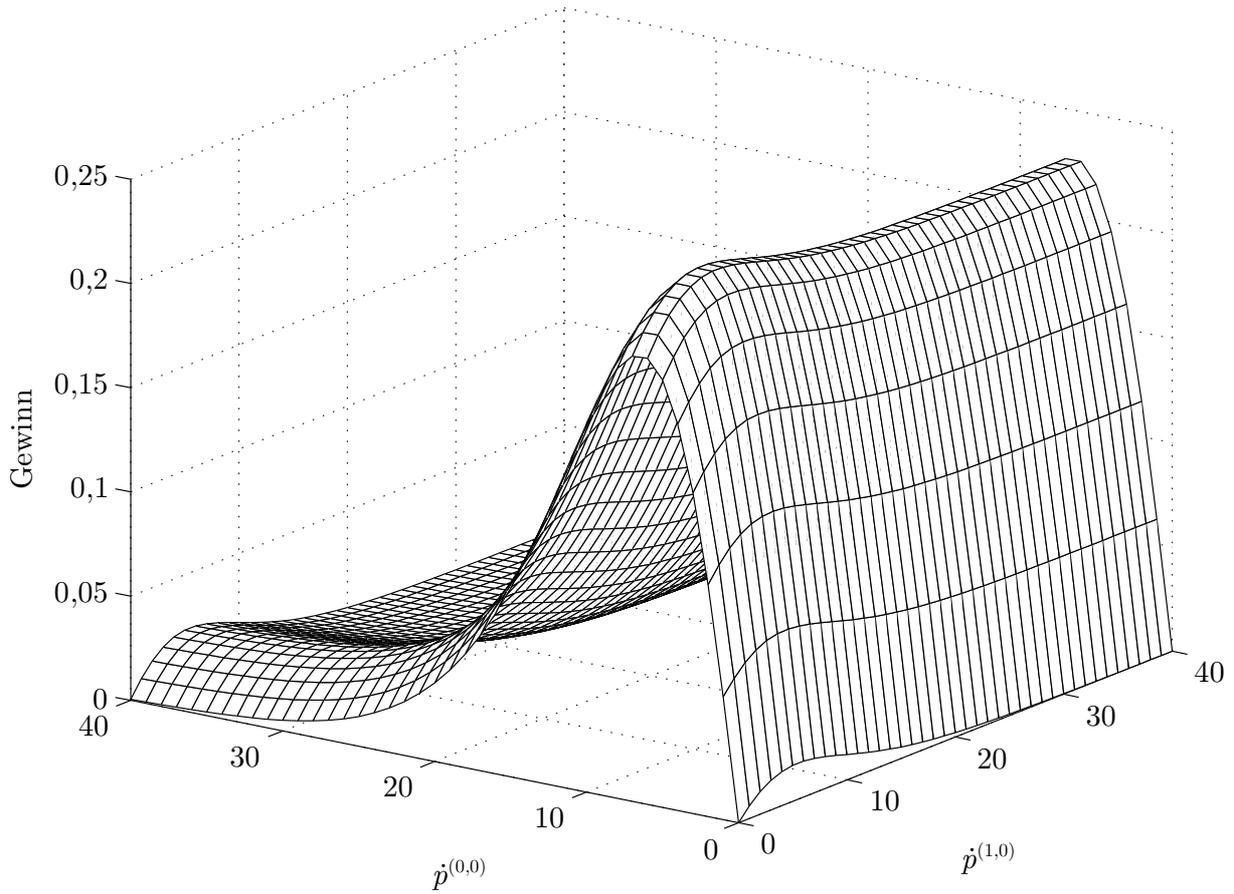


Bild 4-17 Gewinn des Netzbetreibers; $N = 1$, $\rho_{MN} = \frac{1}{3}$, $\rho_{SN} = 0,3$, $T_a = 5s$, $\dot{p}_a = 1$; Szenario 1

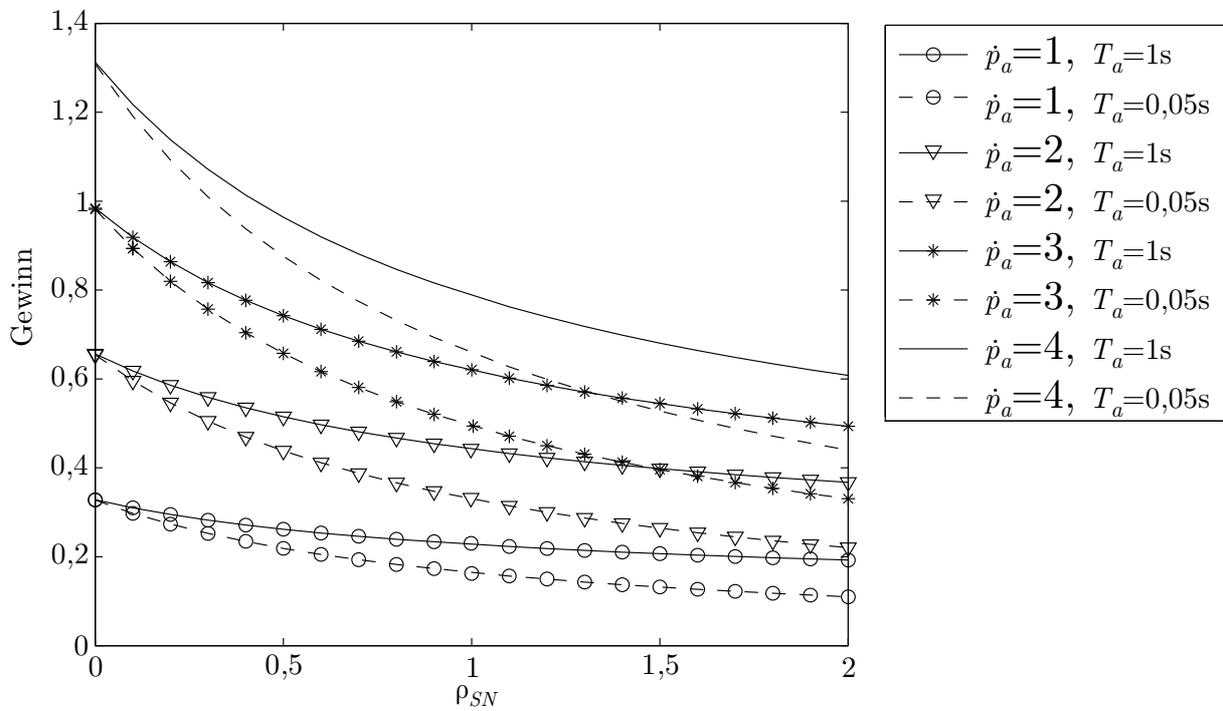


Bild 4-18 Der mittlere Gewinn bei optimaler Preisgestaltung des Netzbetreibers; $\rho_{MN} = 0,2$, $\mu_{MN} = 200s^{-1}$, $\lambda_{SN} = 1s^{-1}$; Szenario 1

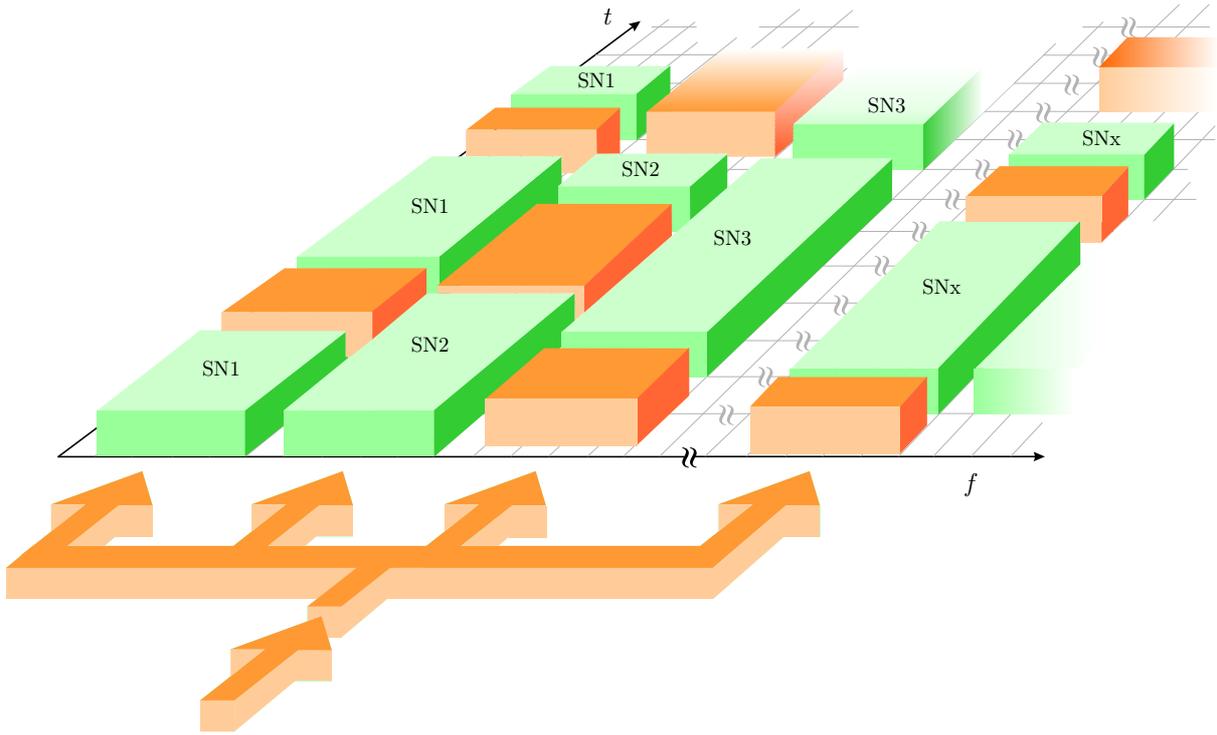


Bild 4-19 Verteilung der MN-Prozesse auf die Spektren der SN1 bis SNx

4.6.2 Konkurrierende Spektrumsanbieter

In diesem Abschnitt wird das Szenario 2, bei dem zwei Hotspot-Netzbetreiber um die Endnutzerkundschaft konkurrieren, analysiert. Es wird angenommen, dass beide Netzbetreiber $N = 4$ Wartepätze besitzen. Untersucht werden die Preisstrategien der Netzbetreiber. Die Nutzenkombination $(E^{(1)}(\xi), E^{(2)}(\xi))$ ist durch die Erträge der beiden Netzbetreiber gegeben. Die Nutzenkombination hängt von der Strategiekombination $\xi = (\dot{\mathbf{p}}^{(1)}, \dot{\mathbf{p}}^{(2)})$ ab. Die Preisstrategie wird als relative Größe definiert. Es wird angenommen, dass Netzbetreiber h seine optimale Preisstrategie $\mathbf{p}^{*(h)}$ bei konkurrenzfreiem Betrieb kennt. Wenn beide Netzbetreiber konkurrieren, wird angenommen, dass die Preisstrategie, die Netzbetreiber h wählt, durch die skalare Gewichtung von $\mathbf{p}^{*(h)}$ mit ϑ_h gegeben ist:

$$\dot{\mathbf{p}}^{(h)} = \vartheta_h \mathbf{p}^{*(h)}. \quad (4.127)$$

In Bild 4-20 bzw. Bild 4-21 sind die Erträge des Netzbetreibers 1 bzw. 2 in Abhängigkeit von der Preisstrategie ϑ_1 und ϑ_2 abgebildet. Die gestrichelte Linie ist die Reaktionsabbildung des Netzbetreibers 1 und die punktierte Linie die des Netzbetreibers 2. Der Schnittpunkt der Projektionen dieser Kurven auf die Ebene $\dot{E}^{(h)} = 0$ ist das Nashgleichgewicht. Die individuell optimalen Strategiekombinationen der Netzbetreiber weichen stark voneinander ab.

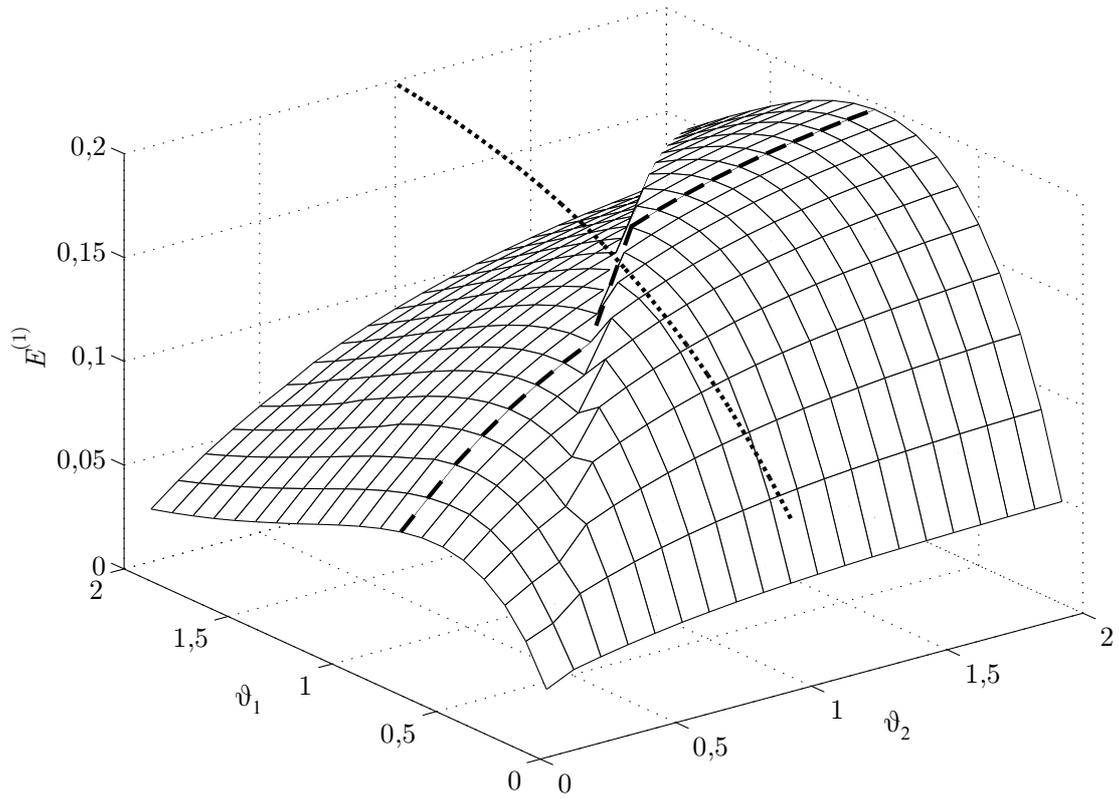


Bild 4-20 Es gilt: $T_a = 4$, $\dot{p}_a = 5$, $\rho_{MN} = 0,0333$, $\rho_{SN_1} = 0,25$, $\rho_{SN_2} = 0,05$

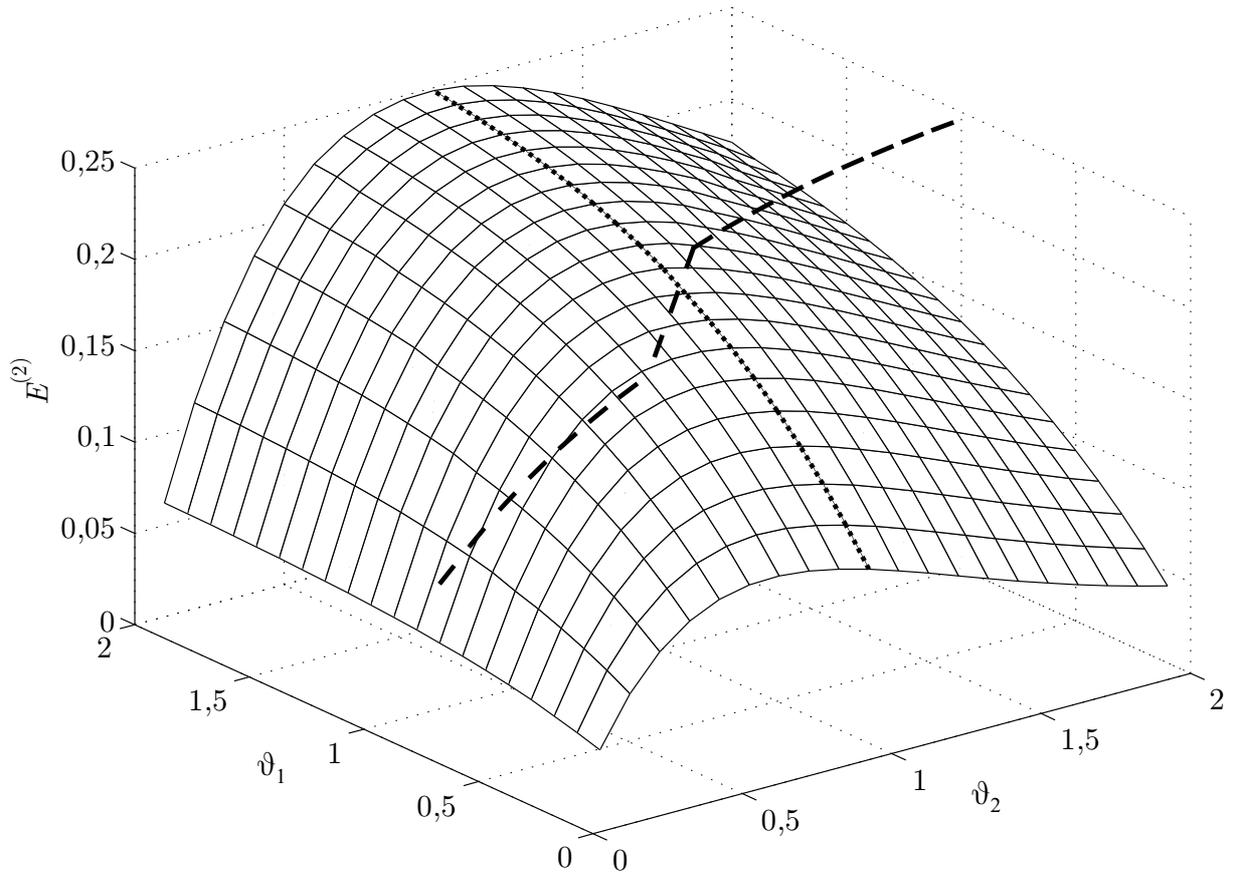


Bild 4-21 Es gilt: $T_a = 4$, $\dot{p}_a = 5$, $\rho_{MN} = 0,0333$, $\rho_{SN_1} = 0,25$, $\rho_{SN_2} = 0,05$

Bei rationalen Spielern sind die individuell optimalen Strategiekombinationen nicht erreichbar. Rationale Spieler werden bei einem nicht-kooperativen Spiel die Nash-Gleichgewichtsstrategie spielen.

Bei einem kooperativen Spiel werden beide Spieler nur Strategiekombinationen akzeptieren, bei denen sie besser gestellt sind als bei der Nash-Gleichgewichtsstrategie. In Bild 4-22 ist der Ertragsraum für die Strategiekombinationen $(\vartheta_1, \vartheta_2)$ dargestellt. Es sind die Erträge für die diskreten Preisstrategien

$$\vartheta_h = k \cdot 0,1 \quad k \in [1, 2, \dots, 20], \quad h \in [1, 2] \quad (4.128)$$

abgebildet. Die punktierte bzw. gestrichelte Linie verbindet alle Punkte, die Netzbetreiber 2 bzw. 1 erreichen kann, wenn Netzbetreiber 1 bzw. 2 die Nash-Strategie wählt. Die Nutzenkombination im Schnittpunkt der beiden Kurven ist das Nash-Gleichgewicht.

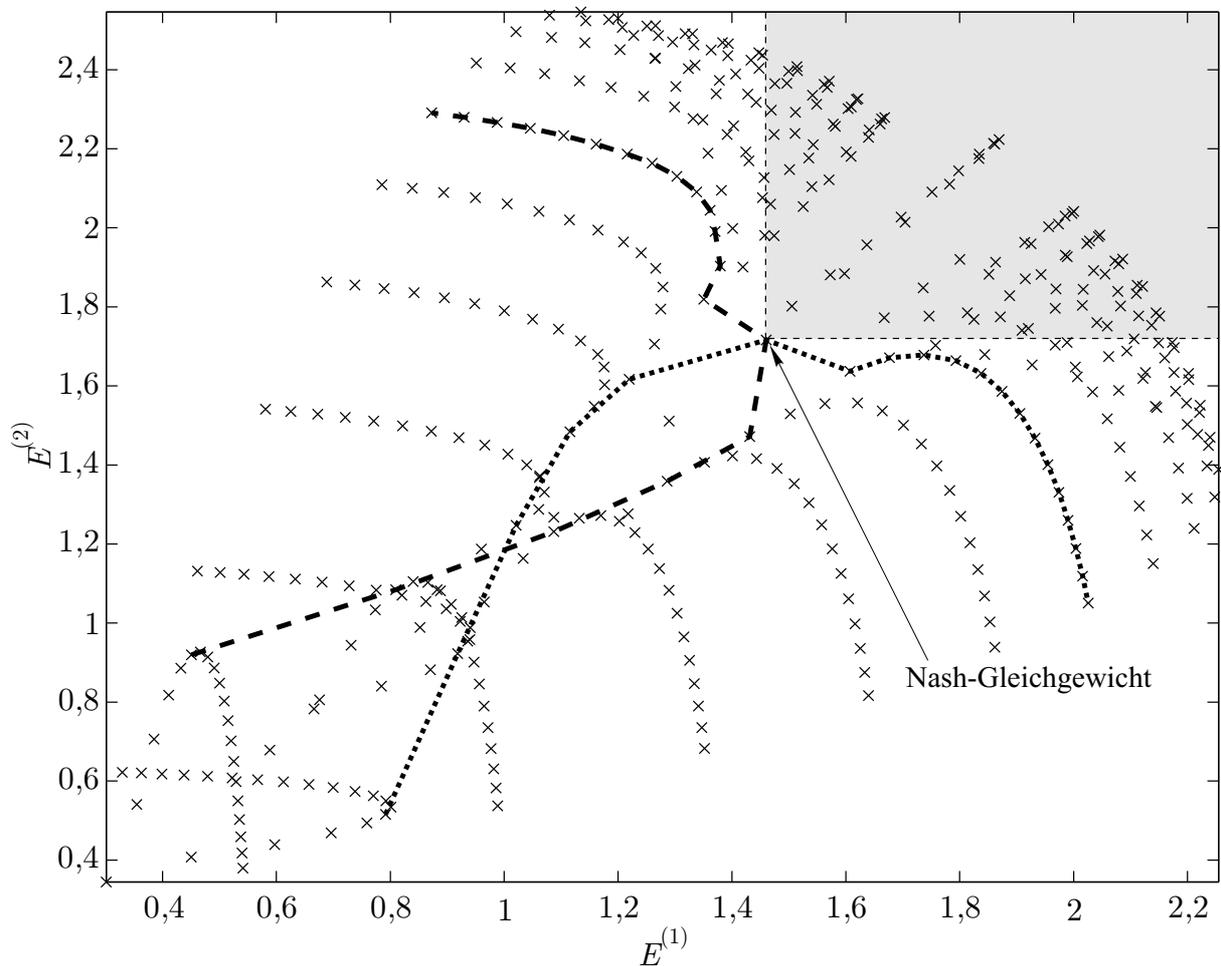


Bild 4-22 Ertragsraum für die Strategiekombinationen $(\vartheta_1, \vartheta_2)$

Bei Strategien, für die die Ergebnisse in den grau markierten Flächen liegen, sind die Erträge höher als im Nash-Gleichgewicht. Diese Punkte können jedoch nur durch Kooperation erreicht werden.

In Bild 4-23, Bild 4-24 und Bild 4-25 sind die Erträge ($E^{(1)}, E^{(2)}$) in Abhängigkeit von der MN-Last ρ_{MN} für verschiedene Endnutzerprofile abgebildet.

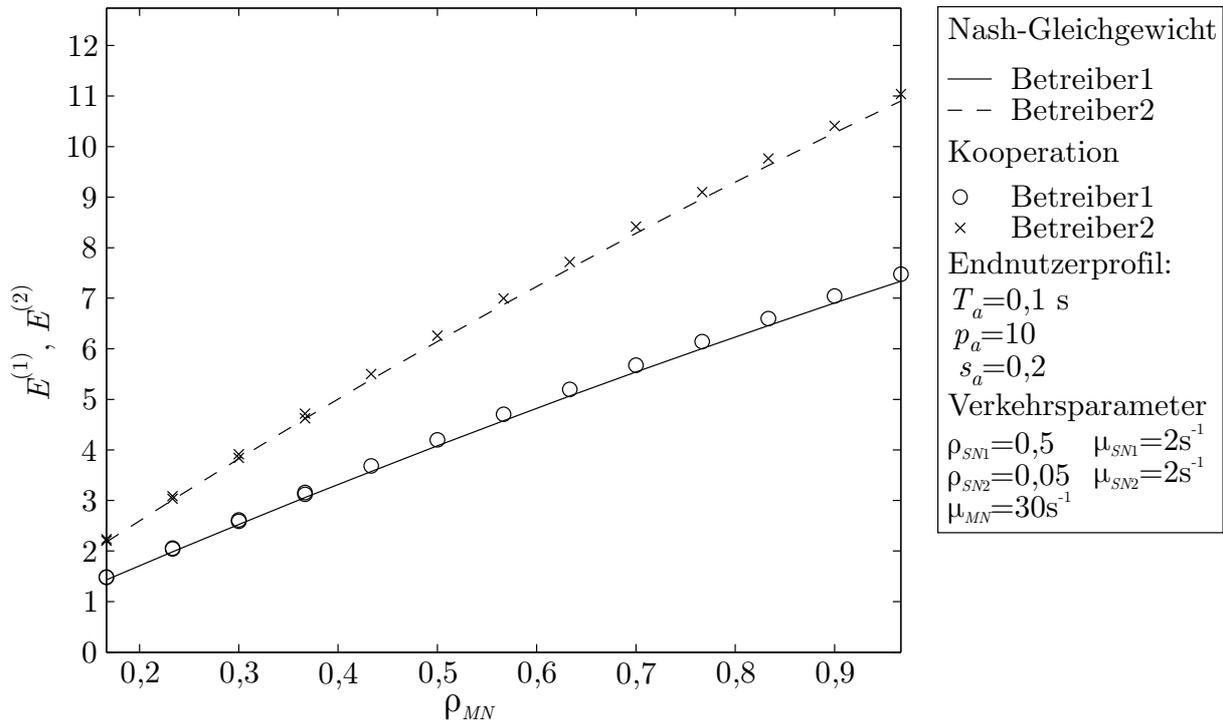


Bild 4-23 Erträge der Netzbetreiber in Abhängigkeit von der MN-Last

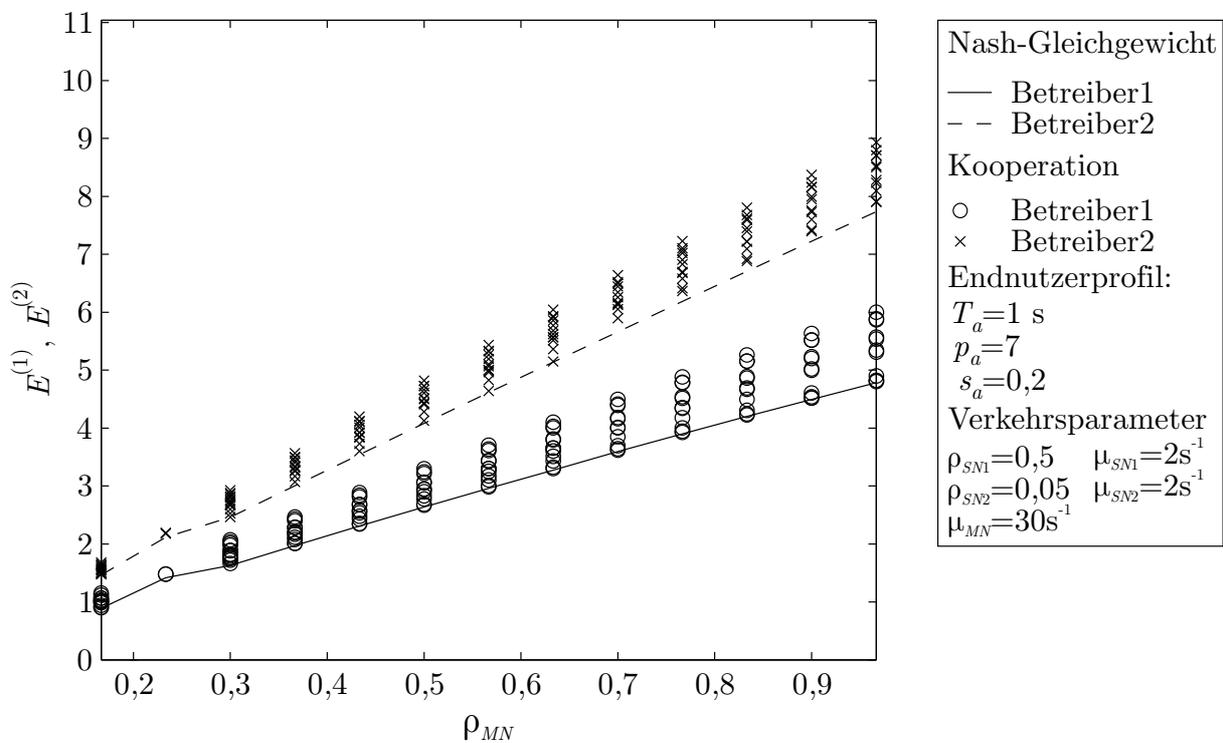


Bild 4-24 Erträge der Netzbetreiber in Abhängigkeit von der MN-Last

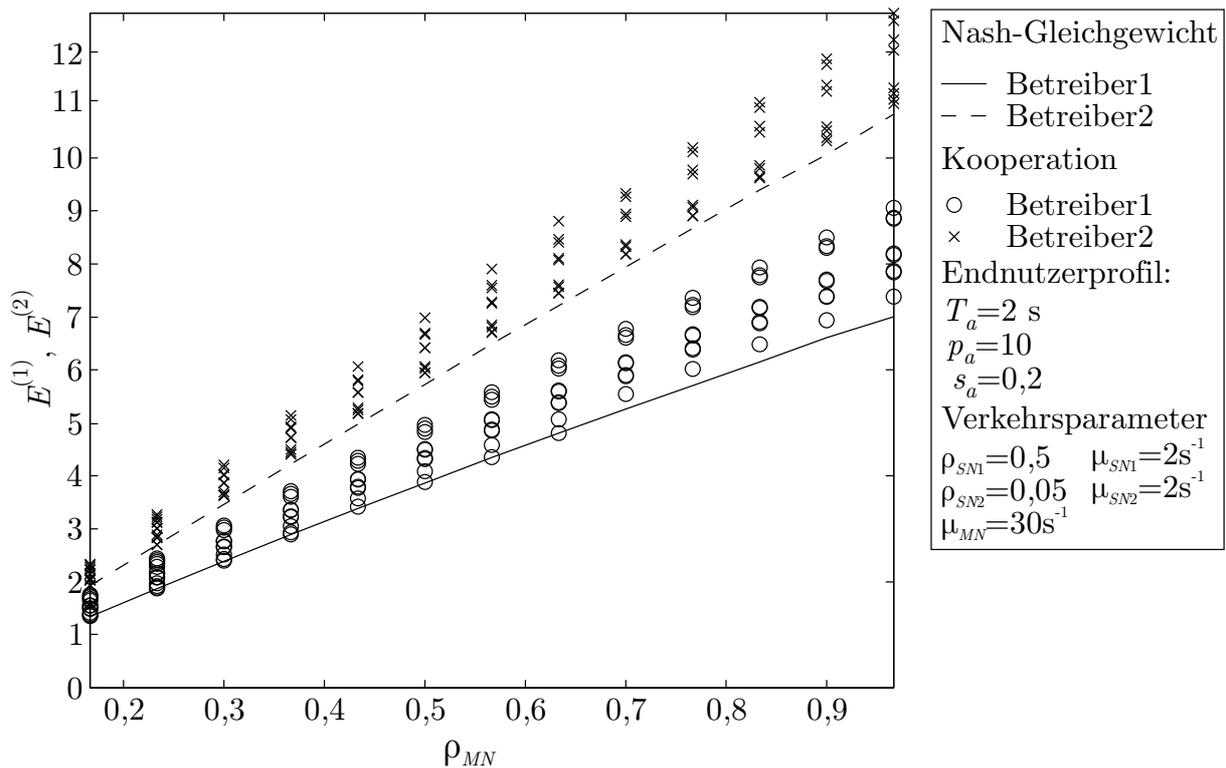


Bild 4-25 Erträge der Netzbetreiber in Abhängigkeit von der MN-Last

Die Linien geben die Erträge bei den Nash-Gleichgewichtsstrategien wieder. Die markierten Punkte geben die Erträge an, die nur durch Kooperation erreicht werden können. Im Beispiel in Bild 4-23 macht es für beide Netzbetreiber keinen Sinn zu kooperieren, da die Gewinne durch Kooperation kaum vom Nash-Gleichgewicht abweichen.

Das liegt daran, dass die QoS-Anforderung bei diesem Endnutzerprofil sehr hoch ist. Die Abhängigkeit des Gewinns vom Preis ist sehr schwach. Da die QoS im Wesentlichen durch die SN-Last bestimmt wird, ist der Einfluss der gewählten Strategie gering. Bei allen anderen Endnutzerprofilen bringen Kooperationen Gewinnsteigerungen. Allgemein kann gesagt werden, dass je niedriger die geforderte Dienstgüte ist, desto höhere Erträge bei einer Kooperation möglich sind.

4.6.3 Echtzeitauktionen für die Versteigerung von Spektrumlizenzen

In diesem Abschnitt wird das Szenario 3, bei dem Echtzeitauktionen für die Zuweisung der Spektren eingesetzt werden, analysiert. Es wurden zwei Arten von Simulationen durchgeführt. Bei der ersten Art wurden nur die Auktionen simuliert. Die Paketübertragung wurde nicht simuliert. Die Bestimmung der Wertevektoren wurde in Abschnitt 4.5.2 beschrieben. Pro Iteration wurden 10000 Auktionsperioden simuliert. Bei der zweiten Art wird auch die Paket-

übertragung simuliert. Im Mittel wurden pro Auktion 250 Pakete und insgesamt 1000 Auktionsperioden simuliert. Somit wurden im Mittel 250000 Pakete simuliert. Die Anzahl der zu versteigernden Spektren beträgt $S = 8$ und die maximale Warteschlangenlänge ist für alle Netzbetreiber $N = 4$. Die Zustandsübergangsrate der Markovkette $J(t)$, welche den MMP-Prozess moduliert, beträgt $\sigma = \frac{1}{T_A}$, wobei T_A die Auktionsperiode ist. Es ist angebracht, die Auktionsperiode an den Wechsel der Verkehrsintensitäten in den Netzen der Hotspot-Netzbetreiber anzupassen. Eine zu lange Auktionsperiode würde die Abschätzung der Erträge während der kommenden Auktionsperiode erschweren. Die Verkehrsintensitäten würden sich bis zur nächsten Auktion sehr stark ändern. Die Verkehrsintensität sollte während einer Auktion nur schwache Schwankungen aufweisen, damit zuverlässige Ertragsschätzwerte bestimmt werden können. Die Ertragsschätzwerte werden benötigt, um die Wertevektoren zu bestimmen. Anhand des Wertevektors weiß ein Bieter, welche marginalen Werte die Spektren für ihn haben. Die marginalen Werte bestimmen die Gebote der Bieter. Eine zu kurze Auktionsperiode würde dazu führen, dass Auktionen initiiert würden, obwohl sich die Verkehrsintensitäten und somit die Spektrumsbedürfnisse kaum geändert haben. Die Spektrumsaufteilung würde sich kaum ändern.

In Bild 4-26 wird das zeitliche Verhalten von Echtzeitauktionen dargestellt. Die Anzahl der Netzbetreiber, die an den Echtzeitauktionen teilnehmen, beträgt $H = 4$. Die Verkehre in den Netzen der Netzbetreiber weisen untereinander keine Korrelation auf und werden mit vier voneinander statistisch unabhängigen MMP-Prozessen simuliert. MMP-Prozesse, die in dieser Arbeit für die Simulation der zeitvarianten Verkehrsintensitäten benutzt werden, wurden in Abschnitt 4.2.4 eingeführt. Die Verkehrsparameter sind für alle Netzbetreiber gleich. In Bild 4-26 ist auf den Abszissen die auf die Auktionsperiode normierte Zeit aufgetragen. Das PAR beträgt 8dB und die mittlere Last beträgt $\bar{\rho} = 0,5$. Im ersten Diagramm von oben sind die zeitvarianten Paketankunftsrate für die vier Netzbetreiber abgebildet. Im zweiten Diagramm sind die bedienten Pakete abgebildet. Die Anzahl der bedienten Pakete im Netz eines Netzbetreibers steigt mit zunehmender Verkehrsintensität.

Bei dieser Simulation wurde als Auktionsform die Vickrey-Auktion gewählt. Da die Vickrey-Auktion effizient ist, bekommt immer der Netzbetreiber, der den Spektren den höchsten Wert beimisst, die meisten Spektren. Da der Wert, den ein Netzbetreiber einem Spektrum beimisst, von der Verkehrsintensität im eigenen Netz abhängt, bekommt der Netzbetreiber mit der höchsten Verkehrsintensität die meisten Spektren. Die Spektrumsaufteilung ist im dritten Diagramm abgebildet. Der Netzbetreiber 1 hat im Intervall $0 \leq t/T_A \leq 6$ kaum

Verkehr aufzuweisen. Deshalb werden die Spektren unter den restlichen drei Netzbetreibern aufgeteilt. Im Intervall $13 \leq t/T_A \leq 19$ gibt es für Netzbetreiber 2 fast keine Konkurrenz, so dass die meisten Spektren Netzbetreiber 2 zugewiesen werden. Das gleiche gilt im Intervall $21 \leq t/T_A \leq 23$ für Netzbetreiber 3. Im vierten Diagramm ist der Ertrag des Auktionärs dargestellt. Im Intervall $0 \leq t/T_A \leq 7$ gibt es viel Konkurrenz. In diesem Intervall profitiert der Auktionär von dieser Konkurrenz und verzeichnet die höchsten Erträge. In den restlichen Intervallen variiert der Ertrag. In diesen Diagrammen werden die Eigenschaften von Echtzeitauktionen sehr deutlich. Bei den Echtzeitauktionen, die in dieser Arbeit betrachtet werden, hängen die Werte der Spektren von den Verkehrsintensitäten ab. Somit bietet der Netzbetreiber mit der höchsten Verkehrsintensität die höchsten Gebote. Je mehr Bieter konkurrieren, desto höher werden die Erträge des Auktionärs.

Um die Vorteile der Echtzeitauktionen gegenüber der statischen Spektrumszuweisung aufzuzeigen, werden in Bild 4-27 beide Verfahren miteinander verglichen. Bei der statischen Spektrumsvergabe werden die Spektren gleichmäßig an die Netzbetreiber verteilt. Für die Echtzeitauktionen wurde auch hier die Vickrey-Auktion gewählt. Es gibt 4 Bieter und $S = 8$ Spektren. In Bild 4-27 ist die mittlere spektrale Nutzungseffizienz η , $\eta \in [0,1]$, in Abhängigkeit vom PAR für verschiedene mittlere Lasten $\bar{\rho}$ abgebildet. Mit zunehmendem PAR ($\bar{\rho} = \text{const}$) nimmt η für beide Verfahren ab. Bei der Spektrumszuweisung unter Einsatz von Echtzeitauktionen ist η immer größer als bei der statischen Spektrumszuweisung. Der relative Unterschied zwischen den beiden Verfahren wächst mit zunehmendem PAR. Mit zunehmender mittlerer Last $\bar{\rho}$ wird der relative Unterschied $\frac{\eta_{\text{Auktion}} - \eta_{\text{statisch}}}{\eta_{\text{statisch}}}$ geringer. Für PAR = 6dB und $\bar{\rho} = 2$ beträgt der relative Unterschied 40%. Für PAR = 10dB wächst der Unterschied auf 160%. Aus diesen Ergebnissen ist zu schließen, dass bei der statischen Spektrumsvergabe die mittlere spektrale Nutzungseffizienz in Netzen mit hohem PAR sehr gering ist. Durch den Einsatz von Echtzeitauktionen kann die mittlere spektrale Nutzungseffizienz stark gesteigert werden. Für Netze mit niedrigem PAR ist die relative Steigerung der mittleren spektralen Nutzungseffizienz durch den Einsatz von Echtzeitauktionen sehr hoch.

In Bild 4-28 und Bild 4-29 sind die Erträge des Auktionärs in Abhängigkeit vom PAR und von $\bar{\rho}$ dargestellt. Es wurden die Uniform-Price-Auktion und die Vickrey-Auktion simuliert. Der Vorteil der Vickrey-Auktion ist, dass sie effizient ist. Die Simulationsergebnisse zeigen jedoch, dass die Erträge bei der Vickrey-Auktion immer niedriger ausfallen als bei der Uniform-Price-Auktion. Mit zunehmender Anzahl der Bieter nähern sich die Erträge bei der Vickrey-Auktion den Erträgen bei der Uniform-Price-Auktion.

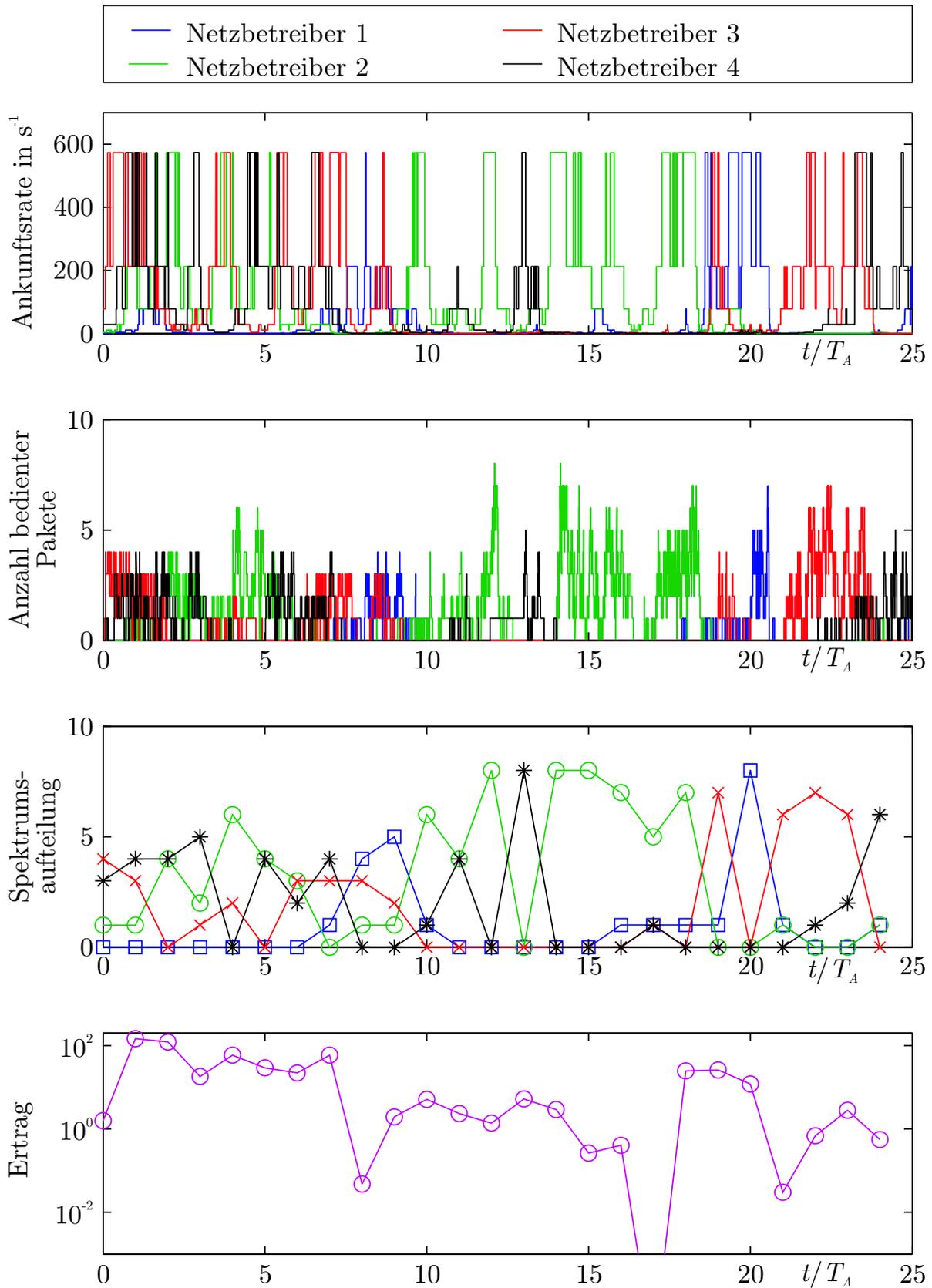


Bild 4-26 Darstellung der Simulation von periodischen Echtzeitauktionen;

$$H = 4, S = 8, \text{PAR} = 8\text{dB und } \bar{\rho} = 0,5$$

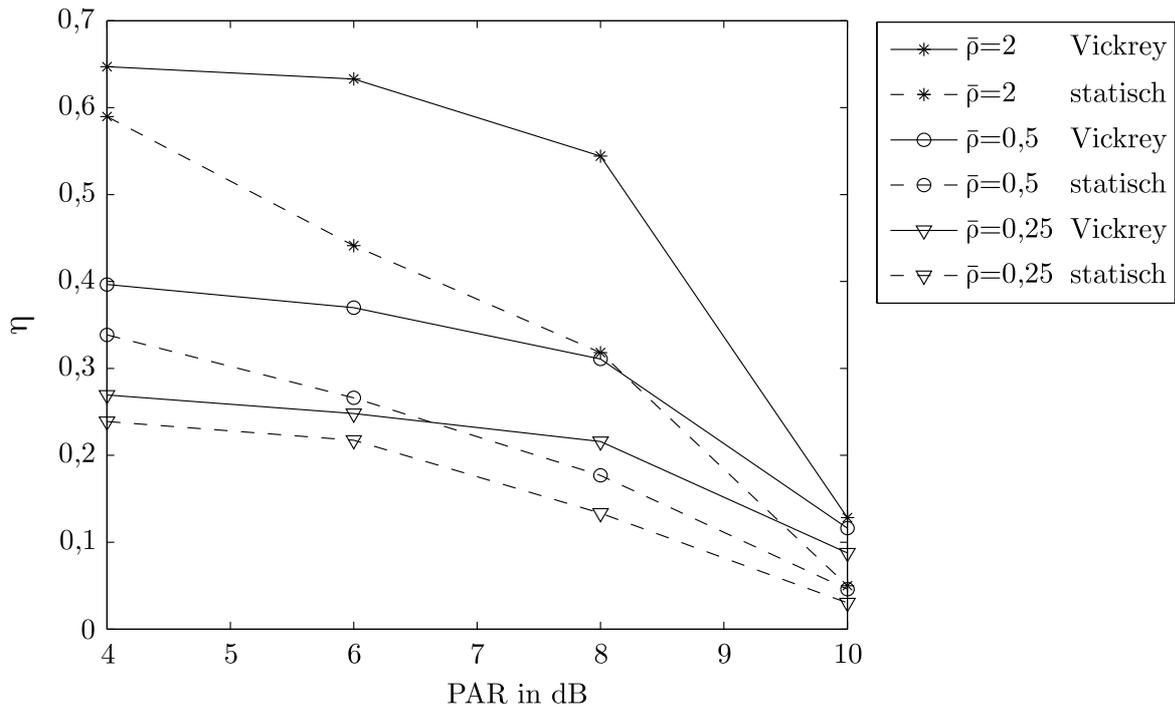


Bild 4-27 Vergleich der mittleren spektralen Nutzungseffizienz bei dynamischer Spektrumszuweisung unter Einsatz von Echtzeitauktionen und bei statischer Spektrumszuweisung

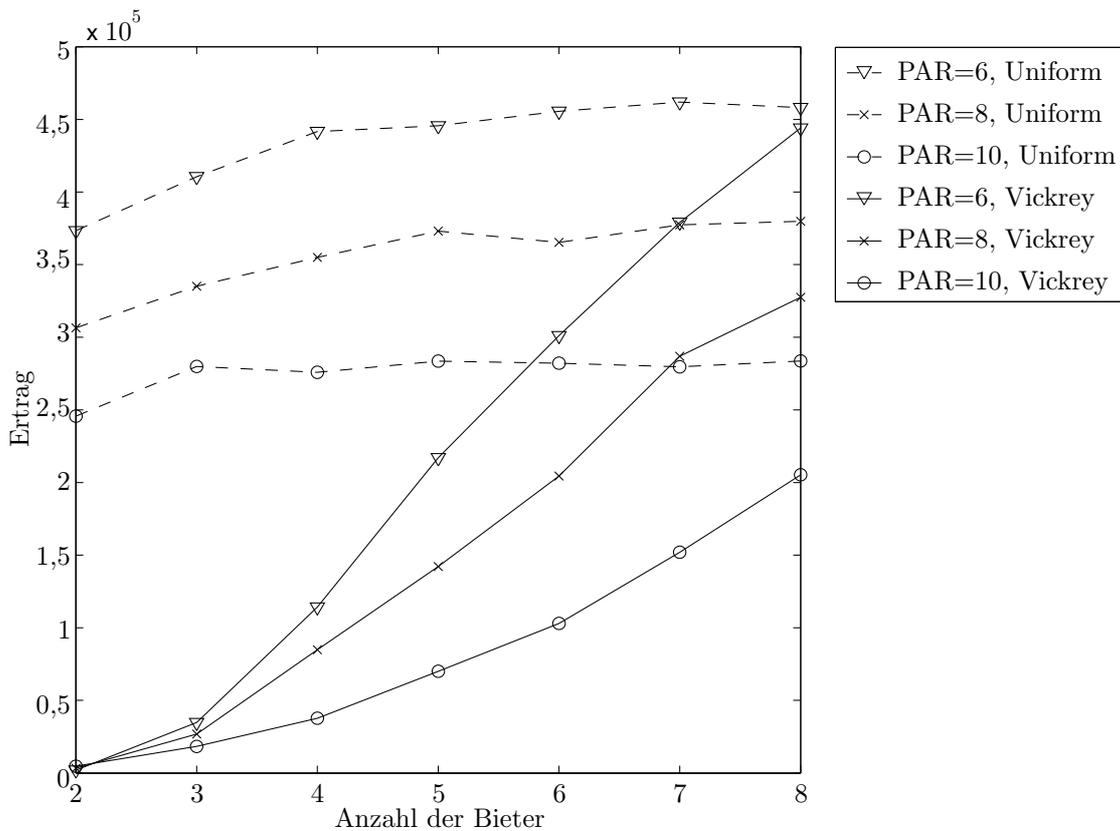
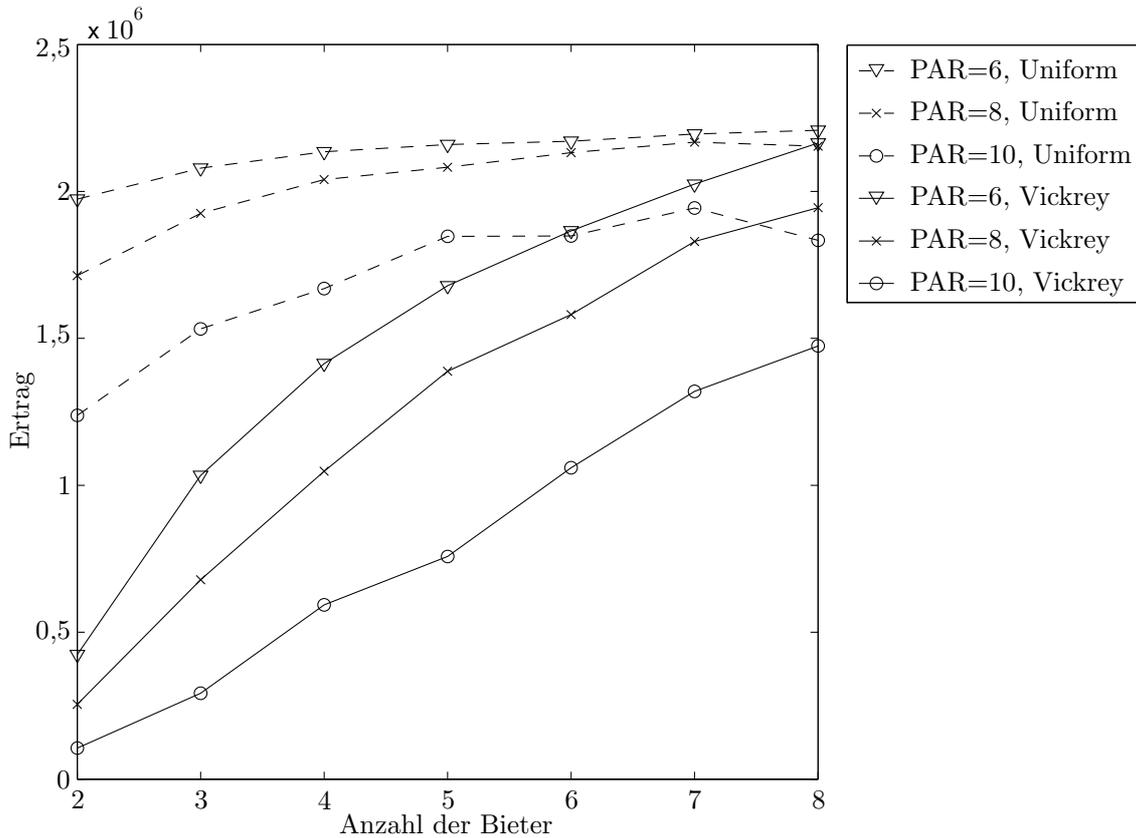


Bild 4-28 Ertrag des Auktionärs für $\bar{\rho} = 0,25$

Bild 4-29 Ertrag des Auktionärs für $\bar{\rho} = 0,5$

Wenn das PAR ($\bar{\rho} = \text{const}$) abnimmt oder $\bar{\rho}$ zunimmt, steigen die Erträge des Auktionärs.

4.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das ST-Konzept behandelt. ST ist ein Konzept zur dynamischen Vermarktung von Spektren. Es gibt einen primären- und einen sekundären Markt für Spektren. Der primäre Markt ist der klassische Markt, bei dem Spektrumslizenzen ersteigert werden können.

Auf dem sekundären Markt können Frequenzen kurzfristig und für die Dauer einer vorgegebenen Zeit von anderen Kommunikationssystemen erworben werden. Dem Inhaber der primären Lizenz eines Spektrums wird erlaubt, das Nutzungsrecht an Dritte zu übertragen. ST besteht aus zwei Prinzipien. Das sind die dynamische Nutzerzuweisung und die dynamische Technologiezuordnung. Es wurden drei Szenarien definiert.

Mit diesen Szenarien wurden die nachfrage- und dienstgüteabhängige Preisgestaltung von Diensten in einem Hotspotnetz, die Konkurrenz von zwei Hotspot-

Netzbetreibern um den Endnutzerkundenkreis und Echtzeitauktionen für die dynamische Spektrumszuweisung untersucht.

Bei der dienstgüteabhängigen Preisgestaltung von Diensten in einem Hotspotnetz wurde gezeigt, dass der Ertrag vom Endnutzerprofil und den Verkehrsparametern der SN- und MN-Prozesse abhängt. Es wurde auch festgestellt, dass die Gewinnkurven, die in Abhängigkeit von der SN-Last aufgetragen wurden, für verschiedene Endnutzerparameter sich schneiden können. In diesen Fällen ist es sinnvoll, die Art der MN-Applikationen, die auf einem Spektrum bedient werden, abhängig von der SN-Last zu bestimmen. Wenn ein Hotspot-Netzbetreiber Kurzzeitlizenzen für mehrere SN-Spektren erworben hat, kann er die Applikationen in Abhängigkeit vom Applikationsprofil⁵ und der SN-Lasten auf die verschiedenen Spektren verteilen. Dadurch kann gewährleistet werden, dass der Hotspot-Netzbetreiber seinen Gewinn maximiert und die Spektren effizient genutzt werden.

Bei der Konkurrenz von zwei Hotspot-Netzbetreibern um den Endnutzerkundenkreis wurden die Strategien der Netzbetreiber untersucht. Es wurde gezeigt, dass ohne Kooperation der Netzbetreiber und bei rationalem Verhalten beide Netzbetreiber die Nash-Strategie wählen. Wenn ein Netzbetreiber weiß, dass der Konkurrent die Nash-Strategie spielt, muss der Netzbetreiber zur Gewinnmaximierung ebenfalls die Nash-Strategie spielen. Im Allgemeinen ist jedoch das Nash-Gleichgewicht nicht pareto-optimal. Es gibt also Strategien, bei denen mindestens einer der Netzbetreiber seinen Gewinn steigern kann, ohne dass sich der andere verschlechtert. Diese Strategiekombinationen können jedoch nur durch Kooperation erreicht werden. Es wurde jedoch festgestellt, dass sich die Kooperationen bei bestimmten Endnutzerprofilen nicht lohnt. Die Gewinnsteigerungen durch Kooperation sind in diesen Fällen derart gering, dass sich der Kooperationsaufwand nicht lohnt.

Bei der Untersuchung von Echtzeitauktion für die dynamische Spektrumszuweisung wurde festgestellt, dass mit zunehmendem PAR die mittlere spektrale Nutzungseffizienz sinkt. Weiterhin wurde festgestellt, dass der Einsatz von Echtzeitauktionen, im Vergleich zur statischen Vergabe des Spektrums, zur Steigerung der mittleren spektralen Nutzungseffizienz η führt. Die relative Zunahme von η , im Vergleich zur statischen Spektrumszuweisung, steigt mit zunehmendem PAR.

⁵ Das Endnutzerprofil kann auch als Applikationsprofil aufgefasst werden, da das Endnutzerverhalten auch von der Applikation (E-mail, Web-Browsing) abhängt.

5 Spectrum Pooling

Formelabschnitt (nächster)

Das Spectrum Pooling (SP) Konzept wurde erstmals im Jahre 1999 von Joseph Mitola behandelt [59]. Es ist ein Vorschlag, das Spektrum im Bereich von 30 MHz bis 6 GHz für die kommerzielle Nutzung zu öffnen. Diese Idee ist als eine Fortführung des Gedankens aufzufassen, dass die Realisierung von Cognitive Radios⁶ (CR), mit dem Fortschritt in der SR-Technologie, möglich wird. Durch den Einsatz von CRs soll der ganzheitliche Zugang kommerzieller Systeme auf dieses Spektrum ermöglicht werden. In diesem Kapitel werden die Eigenschaften des SP-Konzepts untersucht.

In Abschnitt 5.1 wird die Motivation zur Untersuchung eines SP-Systems gegeben und das SP-System definiert. In den Abschnitten 5.2 bis 5.4 werden verkehrstheoretische Modelle für SP-Systeme beschrieben. Im Anschluss dazu werden in Abschnitt 5.6 Detektionsalgorithmen vorgestellt, die in einem SP-System eingesetzt werden können, um die Präsenz des Stammnutzers (SN) zu detektieren. Danach wird in Abschnitt 5.8 eine Interferenzanalyse zwischen einem SP- und einem SN-System durchgeführt. In den Abschnitten 5.5, 5.7 und 5.9 werden die Ergebnisse präsentiert. Zum Schluss wird in Abschnitt 5.10 eine Zusammenfassung gemacht.

5.1 Ineffiziente Nutzung des Spektrums

Insbesondere in dicht besiedelten Gebieten, wie Stadtzentren, oder in Umgebungen mit einem hohen Kommunikationsbedarf, wie Flughäfen und Kongresszentren, gibt es häufig Kommunikationsengpässe. Zu diesen Kommunikationsengpässen kommt es infolge knapper Spektrumsressourcen. In Kapitel 2 wurde jedoch gezeigt, dass große Teile des elektromagnetischen Spektrums überwiegend brach liegen [11], weil sie für die Nutzung durch staatliche Institutionen vorbehalten sind. In fast allen Ländern sind große Teile des Spektrums militärischen, polizeilichen und anderen behördlichen Funksystemen zugewiesen. Diese Systeme kommen jedoch nur in Extremsituationen zum Einsatz. Außerhalb dieser Extremsituation werden sie kaum gebraucht. Im Falle, dass es jedoch zu diesen Extremsituationen kommt, ist es lebensbedrohlich, wenn diese Systeme

⁶ Ein Cognitive Radio ist ein Funkgerät, welches die Kompetenz besitzt die Funkumgebung zu beobachten und aufgrund der Beobachtungsergebnisse Entscheidungen zu fällen auf welchen Spektren wie kommuniziert wird.

nicht einsatzfähig sind oder Kapazitätsengpässe erleiden müssen. Um in Extremsituationen die Sicherheit zu gewährleisten, wird die ineffiziente Nutzung des Spektrums in Kauf genommen. Es wäre aber sowohl im Interesse des Gemeinwohls, als auch im Interesse einer wirtschaftlichen Nutzung des Spektrums ein Konzept zu entwickeln, welches eine effiziente Nutzung des Spektrums erlaubt. Dieses Konzept sollte in Extremsituationen den Notsystemen die benötigten Kommunikationsressourcen bereitstellen und außerhalb der Extremsituationen die kommerzielle Nutzung der ineffizient genutzten Spektren ermöglichen.

Es gibt prinzipiell zwei mögliche Konzepte, um dieses Ziel zu erreichen. Nach dem einen Konzept werden die Notsysteme als integrale Bestandteile des kommerziellen Systems realisiert und der Kommunikationsbedarf der Notsysteme wird durch das kommerzielle System mit der höchsten Priorität behandelt. Nach dem anderen Konzept koexistiert das Notsystem mit dem kommerziellen System, wobei das kommerzielle System die Spektren des Notsystems als sekundäres System nutzt und somit in Extremsituation die vom Notsystem benötigten Bänder freigibt. In dieser Arbeit wird das letztere Konzept behandelt.

Im Folgenden wird das System, welches vom Inhaber der primären Lizenz für ein Spektrumsband betrieben wird, als Stammnutzersystem (SN)-System und das System, welches von einem Betreiber betrieben wird, der das sekundäre Nutzungsrecht für dieses Spektrumsband besitzt, als Mietnutzersystem (MN)-System bezeichnet.

In diesem Kapitel soll das Spectrum Pooling Konzept untersucht werden, mit dem Ziel, in einer heterogenen Kommunikationsumgebung eine möglichst hohe spektrale Nutzungseffizienz zu erreichen. Dabei wird MN-Systemen das kurzzeitige Mieten von Spektren erlaubt. Es wird davon ausgegangen, dass es einen primären- und einen sekundären Markt für Spektren gibt. Der primäre Markt ist der klassische Markt, bei dem Spektrumslizenzen ersteigert werden können. Auf dem sekundären Markt können Frequenzen kurzfristig und für die Dauer einer vorgegebenen Zeit von anderen Kommunikationssystemen gemietet werden. Das MN-System kann sich von den Spektren mehrerer SN-Systeme bedienen, wodurch es unabhängiger wird und die Möglichkeit besitzt, unterbrochene Verbindungen auf freie Spektren umzuleiten. Durch den Einsatz dieses Konzepts werden freie Spektralbereiche des SN-Systems ausgefüllt und somit die spektrale Nutzungseffizienz gesteigert. Das hier zu untersuchende SP-Verfahren zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus:

- Die Besitzverhältnisse der Spektren sind eindeutig zugeordnet. Der SN hat im „primären Markt“ Lizenzen für Spektren ersteigert und hat somit

das primäre Nutzungsrecht für diese Spektren. Dem SN ist es erlaubt diese Spektren an MN zu vermieten. Der MN, welcher ein Spektrumsband mietet, darf dieses nur bedingt nutzen. Das SN-System darf das an den MN vermietete Spektrum mit höchster Priorität nutzen. Dem MN-System ist es erlaubt, das Spektrum zu Zeiten, an denen das SN-System das Spektrum nicht benötigt, zu nutzen. Deshalb können aktive MN-Prozesse durch eintreffende SN-Prozesse unterbrochen werden.

- Zwischen dem MN-System und dem SN-System gibt es keine Kommunikation, so dass das MN-System durch Spektrumsmessungen die Präsenz von SN-Prozessen ermitteln muss.
- Das MN-System muss das zuverlässige Arbeiten des SN-Systems garantieren. Insbesondere müssen sowohl Interferenzleistungen als auch die Dauer der Interferenzen begrenzt werden, so dass die Leistungsfähigkeit des SN-Systems unwesentlich beeinflusst wird.

Es wird angenommen, dass bei dem hier modellhaft betrachteten SP-System CRs eingesetzt werden und diese die Eigenschaft besitzen, die Funkumgebung zu beobachten und die Belegungszustände der Bänder zu bestimmen. Anhand der Belegungsinformation entscheidet sich das MN-System welche Bänder für die sekundäre Nutzung eingesetzt werden dürfen. Das MN-System muss gewährleisten, dass ein belegtes Spektrumsband bei Bedarf unverzüglich an das SN-System freigegeben wird, damit dieses nach wie vor uneingeschränkt das Spektrumsband nutzen kann.

In [59] wird ein Vorschlag für die Aufteilung des Spektrums von 30 MHz bis 6 GHz in Pools gemacht. Diese Aufteilung ist in Tabelle 5-1 wiedergegeben. Tabelle 5-1 wurde auf der Grundlage der Analyse der Spektren in den USA, Kanada und Großbritannien aufgestellt. Sie gibt im Wesentlichen die Situation in fast allen Ländern wieder. In dieser Tabelle wird das Spektrum in 4 Pools aufgeteilt. RF_{\min} markiert die untere und RF_{\max} die obere Grenze des jeweiligen Pools. W ist die für die sekundäre Nutzung verwendbare Gesamtbandbreite in dem entsprechenden Pool. Die Aufteilung des Spektrums nach Anwendungen erfolgt nach den frequenzabhängigen physikalischen Eigenschaften der elektromagnetischen Wellen und dem Bandbreitebedarf der Anwendungen. Je höher die Frequenz ist, desto stärker werden die Wellen gedämpft, desto schwieriger ist es für die Wellen Objekte zu durchdringen und desto stärker ist der Doppler Effekt. Bei höheren Frequenzen gibt es jedoch größere zusammenhängende Bänder. Deshalb ist es sinnvoll, dass Systeme mit einem hohen Bandbreitebedarf und niedriger Mobilität sich von den „High“ oder „Mid“ Pools bedienen. Systeme mit einem niedrigen Bandbreitebedarf aber hoher Mobilität sollten sich von den „Very Low“ oder „Low“ Pools bedienen.

Tabelle 5-1 Aufteilung des Spektrums von 30 MHz bis 6 GHz in Pools

Band	RF_{\min} (MHz)	RF_{\max} (MHz)	W (MHz)	Bemerkungen
Very Low	26,9	399,9	315,21	Long Range Systeme
Low	404	960	533,5	Zellulare Systeme
Mid	1390	2483	930	PCS
High	2483	5900	1068,5	Drahtlose LANs

Da die Koexistenz zweier unter Umständen völlig verschiedenartiger Systeme viele Fragen aufwirft, ist für die Beantwortung dieser Fragen die statistische Modellierung des Verkehrs notwendig. Die Eigenschaften eines SP-Systems müssen zunächst ermittelt werden, um über die Einführung eines solchen Systems zu diskutieren. Bei den Untersuchungen muss selbstverständlich zwischen den verschiedenen Anwendungen differenziert werden. Zunächst wird ein einfaches Modell entwickelt, bei dem davon ausgegangen wird, dass das Spektrum in mehrere Teilbänder aufgeteilt ist. Der MN kommuniziert jedoch nur dann, wenn kein SN Teilbänder des betrachteten Spektrums nutzt. Danach wird ein Modell vorgestellt, bei welchem dem MN-System die Nutzung der freien Teilbänder erlaubt wird auch wenn das SN-System Teilbänder nutzt. Das heißt, dass das SN- und MN-System nach dem FDMA Prinzip das Spektrum teilen. Bei diesem Modell wird zwischen zwei Fällen unterschieden. Im ersten Fall belegt das SN-System die Teilbänder ohne auf die Belegung der Teilbänder durch das MN-System zu achten. Da das SN-System die Spektrumsbelegung des MN-Systems nicht kennt, kann es vorkommen, dass MN-Prozesse verdrängt werden, obwohl freie Teilbänder vorhanden sind. Im zweiten Fall füllt das SN-System zuerst die Teilbänder auf, die das MN-System nicht nutzt. Wenn alle Teilbänder belegt sind verdrängt das SN-System bei Bedarf die MN-Prozesse von den Teilbändern, die das SN-System nutzen will. Im letzteren Fall muss das SN-System das MN-System bei der Spektrumsverwaltung berücksichtigen. Das SN-System muss also einen Mehraufwand aufbringen, welches möglichst vermieden werden sollte. Wenn jedoch das MN-System verdrängte Prozesse auf die freien Teilbänder umleitet, entspricht dies, verkehrstheoretisch gesehen, dem Fall, bei dem das SN-System mit dem MN-System kooperiert. Eine Kooperation mit dem SN-System ist jedoch nicht notwendig. Zum Schluss wird ein Modell für die Bedienung von Paketdiensten nach dem OFDM/TDMA Verfahren vorgestellt.

5.2 Einfaches Verkehrsmodell

Um die verkehrstheoretischen Eigenschaften eines SP-Systems zu untersuchen, ist es notwendig den Datenverkehr statistisch zu modellieren. Zunächst sei angenommen, dass das Spektrum der Bandbreite B_{SP} in m Teilbänder der Breiten b_{SP} aufgeteilt ist, so dass gilt:

$$B_{SP} = m \cdot b_{SP}. \quad (5.1)$$

Dabei wird die vereinfachende Annahme gemacht, dass das MN-System die Belegung des Bandes durch das SN-System ohne Verzögerung feststellt und unmittelbar freigibt. Dem MN-System sei es erlaubt, mehrere MN parallel auf den Teilbändern nach dem FDMA Prinzip zu bedienen. Der Datenverkehr wird als stochastischer Prozess modelliert, wobei angenommen wird, dass die Zwischenankunfts- und Bedienzeiten exponentialverteilt sind. Für die Sprachkommunikation ist diese Annahme gerechtfertigt. Für alle anderen Kommunikationsarten, wie IP-Verkehr oder Videokommunikation, ist es ein erster Ansatz, um die wichtigsten Eigenschaften eines SP-Systems zu verstehen. Im SN-System werden die SN-Prozesse nach dem FDMA Prinzip bedient. Auch für die SN-Prozesse wird angenommen, dass die Zwischenankunfts- und Bedienzeiten exponentialverteilt sind. Bediensysteme, bei denen die Zwischenankunfts- und Bedienzeiten der Kommunikationsprozesse exponentialverteilt sind, können durch Markovketten modelliert werden. Beim einfachen Modell wird festgelegt, dass das MN-System nur dann kommunizieren darf, wenn das SN-System keines der Teilbänder im betrachteten Spektrum nutzt [16].

5.2.1 $M/M/m/m$ Verlustsystem zur Modellierung eines Spectrum Pooling Systems

Bei einem Warteraum mit m unabhängigen Bedieneinheiten, hier Teilspektren, ohne Wartplätze und exponentialverteilten Zwischenankunfts- und Bedienzeiten, liegt ein $M/M/m/m$ Verlustsystem vor. Der hier betrachtete Verkehr unterscheidet sich von einem klassischen $M/M/m/m$ Verlustsystem dahingehend, dass hier zwischen MN- und SN-Prozessen unterschieden wird, welche unterschiedliche Verkehrsparameter, d.h. Ankunfts- und Bedienraten, und unterschiedliche Prioritäten haben. Bei Belegung auch nur eines Teilspektrums durch das SN-System werden alle bestehenden MN-Verbindungen unterbrochen und alle weiteren ankommenden MN-Prozesse blockiert. Das Modell zeichnet sich dadurch aus, dass aus Sicht des SN-Systems ein klassisches $M/M/m/m$ Verlustsystem vorliegt. Das heißt, dass für das SN-System die Präsenz des MN-Systems irrelevant ist. Solange das SN-System nicht kommuni-

ziert, liegt aus Sicht des MN-Systems ebenfalls ein klassisches $M/M/m/m$ Verlustsystem vor. Sobald jedoch das SN-System anfängt das Spektrum mitzunutzen, kommt es zu Unterbrechungen der MN-Verbindungen. Für den MN ist somit die Präsenz des SN-Systems nicht irrelevant. Da die Belegung des Spektrums durch das SN-System unabhängig von der Belegung des Spektrums durch das MN-System ist, wird zunächst die Markovkette ohne die Berücksichtigung des MN-Systems beschrieben. Die Markovkette besteht aus $(m + 1)$ Zuständen und ist in Bild 5-1 dargestellt. Der Zustand wird durch die Anzahl der aktiven SN-Prozesse i charakterisiert. Die Zustandswahrscheinlichkeiten werden zu dem Vektor

$$\boldsymbol{\pi}' = [\pi'_0, \pi'_1, \dots, \pi'_m] \quad (5.2)$$

zusammengefasst. Die Zustandswahrscheinlichkeiten für diese Markovkette werden mit einem Strich markiert. Weiter unten wird eine Markovkette unter Berücksichtigung der MN-Prozesse beschrieben. Für diese Markovkette werden die Zustandswahrscheinlichkeiten ohne Strich reserviert.

Für die Zustandswahrscheinlichkeiten erhält man nach der Theorie der $M/M/m/m$ Verlustsysteme [4]:

$$\begin{aligned} \pi'_i &= \pi'_0 \frac{1}{i!} \left(\frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN}} \right)^i \\ \pi'_0 &= \frac{1}{\sum_{k=0}^m \frac{1}{k!} \left(\frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN}} \right)^k}, \quad i \in [0, 1 \dots m]. \end{aligned} \quad (5.3)$$

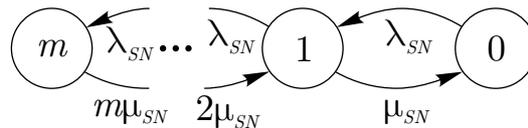


Bild 5-1 Markovkette des $M/M/m/m$ Verlustsystems für die SN-Prozesse

Die Zustandswahrscheinlichkeit π'_i gibt die Wahrscheinlichkeit an, dass das SN-System i Teilspektren belegt hat. Nach der Erlang-B-Formel ergibt sich für die Verlustwahrscheinlichkeit der SN-Prozesse [4]:

$$P'_V = \pi'_m \frac{\frac{1}{m!} \left(\frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN}} \right)^m}{\sum_{i=0}^m \frac{1}{i!} \left(\frac{\lambda_{SN}}{\mu_{SN}} \right)^i}. \quad (5.4)$$

Dabei sind λ_{SN} und μ_{SN} die Ankunfts- bzw. Bedienrate der SN-Prozesse.

Die Markovkette unter Berücksichtigung des MN-Systems ist in Bild 5-2 dargestellt. Die Ankunfts- und Bedienrate der MN-Prozesse sind λ_{MN} bzw. μ_{MN} . Bei diesem Modell ist es nicht möglich, dass SN- und MN-Prozesse gleichzeitig kommunizieren. Die Zustände mit i SN-Prozessen wird mit $-i$ und die Zustände mit i MN-Prozessen mit i gekennzeichnet. Der Zustand 0 kennzeichnet den Fall, dass es weder aktive SN- noch MN-Prozesse gibt. Für diese Markovkette ist kein geschlossener Ausdruck für die Zustandswahrscheinlichkeiten bekannt. Durch aufstellen der globalen Gleichgewichtsgleichungen können die Zustandswahrscheinlichkeiten jedoch algebraisch berechnet werden. Die Zustandswahrscheinlichkeiten werden zu dem Vektor

$$\boldsymbol{\pi} = [\pi_{-m}, \dots, \pi_0, \dots, \pi_m] \tag{5.5}$$

zusammengefasst.

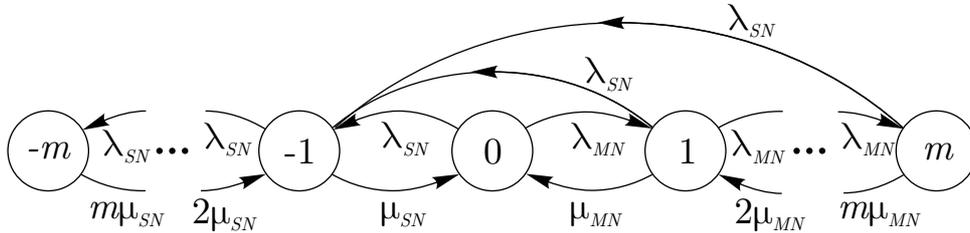


Bild 5-2 Markovkette des M/M/m/m Verlustsystems mit SN- und MN-Prozessen

Bei einem Vergleich der Markovketten in Bild 5-1 und Bild 5-2 ist leicht zu ersehen, dass gilt:

$$\begin{aligned} \pi'_0 &= \sum_{i=0}^m \pi_i \\ \pi'_i &= \pi_{-i}, \quad i \in [1, \dots, m]. \end{aligned} \tag{5.6}$$

Die Zustände $i \in [-m, \dots, -1]$ werden somit nicht von dem MN-System beeinflusst. Die globalen Gleichgewichtsgleichungen für die Markovkette nach Bild 5-2 sind gegeben durch [63]:

$$\begin{aligned} \sum_{i=-m}^m \pi_i \cdot q_{ij} &= 0 \quad j = -m, 1, \dots, m \\ q_{ii} &= -\sum_{j \neq i} q_{ij}. \end{aligned} \tag{5.7}$$

Dabei ist $q_{i,j}$ die Zustandsübergangsrate vom Zustand i in den Zustand j . In Matrixschreibweise lautet das Gleichungssystem:

$$\boldsymbol{\pi} \cdot \mathbf{Q} = \mathbf{0}, \tag{5.8}$$

mit
$$\mathbf{0} = [0 \quad \dots \quad 0]^T \text{ und } \mathbf{Q} = [q_{ij}]^{2m+1 \times 2m+1}. \tag{5.9}$$

Zusammen mit der Normalisierungsbedingung für Wahrscheinlichkeiten

$$\boldsymbol{\pi} \cdot \mathbf{1} = 1, \quad (5.10)$$

wobei gilt:

$$\mathbf{1} = [1, \dots, 1]^T, \quad (5.11)$$

können die stationären Zustandswahrscheinlichkeiten bestimmt werden. Die Spalten der Matrix \mathbf{Q} sind linear abhängig und für den Rang der Matrix \mathbf{Q} gilt:

$$Rg(\mathbf{Q}) = 2m < 2m + 1. \quad (5.12)$$

Durch Ersetzen einer der Spalten der Matrix \mathbf{Q} , z.B. der ersten, durch einen mit Einsen belegten Vektor ergibt sich die Matrix \mathbf{Q}' , welche einen vollen Rang besitzt. Die Gleichungen (5.8) und (5.10) reduzieren sich somit zu:

$$\boldsymbol{\pi} \cdot \mathbf{Q}' = \mathbf{g} = [1, 0, \dots, 0]^T. \quad (5.13)$$

Die Zustandswahrscheinlichkeiten ergeben sich nach Inversion der Matrix \mathbf{Q}' zu:

$$\boldsymbol{\pi} = \mathbf{g} \cdot \mathbf{Q}'^{-1}. \quad (5.14)$$

5.2.2 Bestimmung der Leistungskennwerte

Durch Zuhilfenahme der Zustandswahrscheinlichkeiten können Kennwerte des modellierten SP-Systems ermittelt werden. Die Verlustwahrscheinlichkeit ist gegeben durch die Zustandswahrscheinlichkeit im Zustand m und der Wahrscheinlichkeit, dass es mindestens einen aktiven SN-Prozess gibt:

$$P_V = \pi_m + \sum_{i=1}^m \pi_{-i}. \quad (5.15)$$

Für die Einführung eines SP-Systems ist die spektrale Nutzungseffizienz von besonderem Interesse. Bei Echtzeitsystemen, wie die Telefonie, ist eine weitere wichtige Kenngröße die Unterbrechungswahrscheinlichkeit. Für Datendienste, die wir weiter unten behandeln werden, sind die Paketverzögerung sowie der Durchsatz die wichtigen Leistungskenngrößen. Diese Kenngrößen werden Aufschluss darüber geben, ob ein SP-System die für Kommunikationssysteme notwendigen Eigenschaften bieten kann oder unter welchen Bedingungen diese Eigenschaften gegeben sind.

Die mittlere spektrale Nutzungseffizienz wird in Anlehnung zu [77] als Erwartungswert der augenblicklich vom MN- und SN-System genutzten Bandbreite $\mathcal{B}(t)$, bezogen auf die Gesamtbandbreite B_{SP} definiert:

$$\eta = \frac{E[\mathfrak{B}(t)]}{B_{SP}}. \quad (5.16)$$

Der Erwartungswert ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} E[\mathfrak{B}(t)] &= \sum_{i=1}^m i \cdot \pi_i \frac{B_{SP}}{m} + \sum_{i=1}^m i \cdot \pi_{-i} \frac{B_{SP}}{m} \\ &= \frac{B_{SP}}{m} \sum_{i=1}^m i \cdot (\pi_i + \pi_{-i}). \end{aligned} \quad (5.17)$$

Wobei $\frac{B_{SP}}{m}$ die Bandbreite eines Teilbandes ist. Mit dieser Gleichung folgt für η :

$$\eta = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m i \cdot (\pi_i + \pi_{-i}). \quad (5.18)$$

Der Gewinn an mittlerer spektraler Nutzungseffizienz durch den Einsatz eines SP-Systems ist:

$$\Delta\eta = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m i \cdot \pi_i. \quad (5.19)$$

Bei Echtzeitanwendungen, wie Sprach- oder Multimediakommunikation, ist eine weitere wichtige Kenngröße die Unterbrechungswahrscheinlichkeit. In Mobilfunksystemen kann eine Kommunikationsverbindung aufgrund von starkem Signalschwund oder aufgrund des Scheiterns eines Zellwechsels unterbrochen werden. Bei einem SP-System kommt hinzu, dass das SN-System Unterbrechungen von MN-Verbindungen verursachen kann.

Um die Unterbrechungswahrscheinlichkeit der MN-Prozesse zu bestimmen, wird im Folgenden ein beliebiger MN-Prozess beobachtet. Da MN-Prozesse keine anderen MN-Prozesse unterbrechen können, haben sie keinen Einfluss auf die Kommunikation des beobachteten MN-Prozesses. Somit ist die Unterbrechungswahrscheinlichkeit P_U unabhängig von der Anzahl der Teilbänder. Da somit die Lösung für $m = 1$ gleichzeitig die allgemeine Lösung ist, erlaubt diese Eigenschaft eine starke Vereinfachung bei der Berechnung von P_U . Für den Fall $m = 1$ gilt:

$$P_U = \underbrace{P(i = 1 \mid i > 0)}_{=1} w_{1,-1} = w_{1,-1} \quad (5.20)$$

Dabei ist $w_{1,-1}$ die Zustandsübergangswahrscheinlichkeit vom Zustand 1 in den Zustand -1 . Die Unterbrechungswahrscheinlichkeit ist also die Wahrscheinlichkeit, dass unter der Bedingung, dass ein MN-Prozess ein Teilband belegt hat, ein SN-Prozess mit der Kommunikation beginnt.

In Bild 5-3 ist die Markovkette für den Fall $m = 1$ abgebildet. Für die Übergangswahrscheinlichkeit $w_{1,-1}$ ergibt sich:

$$w_{1,-1} = P_U = \frac{\lambda_{SN}}{\lambda_{SN} + \mu_{MN}} = \frac{\lambda_{SN} / \mu_{MN}}{\lambda_{SN} / \mu_{MN} + 1}. \quad (5.21)$$

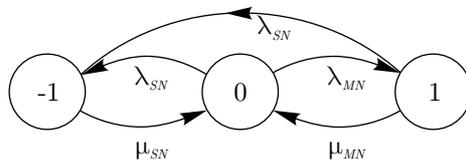


Bild 5-3 Markovkette für $m = 1$

Da P_U nicht von λ_{MN} abhängt, ist die Unterbrechung eines MN-Prozesses unabhängig vom Verkehrsaufkommen im MN-System. Diese Eigenschaft war auch zu erwarten, da ein aktiver MN-Prozess nur durch SN-Prozesse terminiert werden kann. Um zu zeigen, dass P_U unabhängig von m ist, soll P_U für den Fall $m = 2$ berechnet werden. Die Markovkette für diesen Fall ist in Bild 5-4 abgebildet.

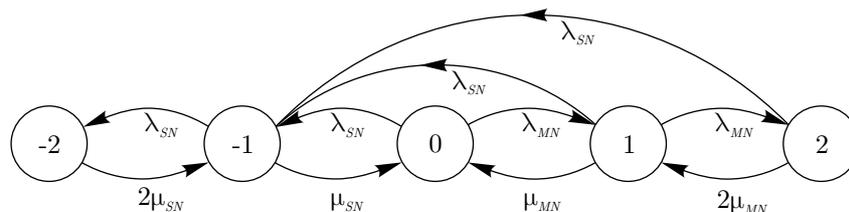


Bild 5-4 Markovkette für $m = 2$

Für den allgemeinen Fall $m > 2$ sollte das Plausibilitätsargument, dass P_U unabhängig vom Verkehrsaufkommen im MN-System ist, ausreichen.

Für den Fall $m = 2$ befindet sich die Markovkette, nach dem Eintritt eines MN-Prozesses in das SP-System, entweder in Zustand 1 oder 2. Es können mehrere Zustandswechsel $1 \rightleftharpoons 2$ stattfinden bevor der MN-Prozess durch einen SN-Prozess unterbrochen wird. Um alle möglichen Zustandswechsel vor einer Unterbrechung zu bestimmen, werden alle möglichen Zustandswechsel in vier Typen unterteilt. Beim ersten Typ befindet sich die Markovkette nach der Belegung eines Teilspektrums durch einen MN-Prozess in Zustand 1. Der MN-Prozess wird nur in diesem Zustand unterbrochen – zwischendrin können mehrere Zustandswechsel stattgefunden haben. Beim zweiten Typ befindet sich die Markovkette nach der Belegung eines Teilspektrums durch einen MN-Prozess ebenfalls in Zustand 1. Es können mehrere Zustandswechsel $1 \rightleftharpoons 2$ stattfinden, der MN-Prozess wird jedoch in Zustand 2 unterbrochen. Beim dritten bzw. vierten Typ befindet sich die Markovkette nach der Belegung eines Teilspektrums durch einen MN-Prozess im Zustand 2. Auch hier können mehrer Zu-

standswechsel $2 \rightleftharpoons 1$ stattfinden, unterbrochen wird der MN-Prozess jedoch in Zustand 1 bzw. 2. Die Wahrscheinlichkeiten, die zu den vier Typen korrespondieren, sind:

$$P_1 = \sum_{i=0}^{\infty} w_{u,i,1}, \quad P_2 = \sum_{i=0}^{\infty} w_{u,i,2}, \quad P_3 = \sum_{i=0}^{\infty} w_{u,i,2}, \quad P_4 = \sum_{i=0}^{\infty} w_{u,i,1}. \quad (5.22)$$

Die Variablen hinter den Summenzeichen sind gegeben durch:

$$\begin{aligned} w_{u,i,1} &= (w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5)^i w_{1,-1} \\ w_{u,i,2} &= (w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5)^i w_{1,2} \cdot w_{2,-1} \\ w_{u,i,2} &= (w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5)^i w_{2,-1} \\ w_{u,i,1} &= (w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5)^i w_{2,1} \cdot w_{1,-1}. \end{aligned} \quad (5.23)$$

Dabei gibt $p_{i,j}$ die Zustandsübergangswahrscheinlichkeit vom Zustand i in den Zustand j an. Der Buchstabe u steht für Unterbrechung und ist somit kein Index. Die Wahrscheinlichkeit $w_{u,i,k,l}$, $k, l \in [1,2]$, gibt die Wahrscheinlichkeit an, dass ein MN-Prozess, der sich zu Anfang im Zustand k befunden hat, von einem SN-Prozess nach i Zustandswechseln $k \rightleftharpoons l$ im Zustand l unterbrochen wird. Die Multiplikation mit $0,5$ in den Klammerausdrücken in den Gleichungen (5.23) kommt daher, weil vor dem Zustandsübergang $2 \rightarrow 1$ zwei MN kommunizieren und mit einer Wahrscheinlichkeit von $0,5$ der beobachtete MN die Kommunikation weiterführt und der andere die Kommunikation willentlich beendet – ohne vom SN unterbrochen zu werden. Die Unterbrechungswahrscheinlichkeit ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} P_U &= P(i = 1 \mid i > 0)[P_1 + P_2] \\ &+ P(i = 2 \mid i > 0)[P_3 + P_4]. \end{aligned} \quad (5.24)$$

Mit der bekannten Beziehung der Summe der geometrischen Reihe⁷ und den Gleichungen (5.22) und (5.23) folgt:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{w_{1,-1}}{1 - w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5} \\ P_2 &= \frac{w_{1,2} \cdot w_{2,-1}}{1 - w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5} \\ P_3 &= \frac{w_{2,-1}}{1 - w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5} \\ P_4 &= \frac{w_{2,1} \cdot w_{1,-1}}{1 - w_{1,2} \cdot w_{2,1} \cdot 0,5}. \end{aligned} \quad (5.25)$$

⁷ $\sum_{i=0}^{\infty} a^i = \frac{1}{1-a}$

Für die bedingten Wahrscheinlichkeiten in Gleichung (5.24) gilt:

$$\begin{aligned} P(i = 1 | i > 0) &= \frac{\pi_1}{\pi_1 + \pi_2} = \frac{1}{1 + \frac{\pi_2}{\pi_1}} \\ P(i = 2 | i > 0) &= \frac{\pi_2}{\pi_1 + \pi_2} = \frac{1}{1 + \frac{\pi_1}{\pi_2}}. \end{aligned} \quad (5.26)$$

Mit

$$\frac{\pi_1}{\pi_2} = \frac{\lambda_{SN} + 2\mu_{MN}}{\lambda_{MN}} \quad (5.27)$$

ergibt sich:

$$\begin{aligned} P(i = 1 | i > 0) &= \frac{\lambda_{SN} + 2\mu_{MN}}{\lambda_{SN} + 2\mu_{MN} + \lambda_{MN}} \\ P(i = 2 | i > 0) &= \frac{\lambda_{SN}}{\lambda_{SN} + 2\mu_{MN} + \lambda_{MN}}. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Die Übergangswahrscheinlichkeiten sind gegeben durch:

$$\begin{aligned} w_{1,2} &= \frac{\lambda_{MN}}{\lambda_{SN} + \lambda_{MN} + \mu_{MN}} \\ w_{1,-1} &= \frac{\lambda_{SN}}{\lambda_{SN} + \lambda_{MN} + \mu_{MN}} \\ w_{2,1} &= \frac{2\mu_{MN}}{\lambda_{SN} + 2\mu_{MN}} \\ w_{2,-1} &= \frac{\lambda_{SN}}{\lambda_{SN} + 2\mu_{MN}}. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Mit den Gleichungen (5.24) – (5.29) erhält man für P_U :

$$P_U = \frac{\lambda_{SN}}{\lambda_{SN} + \mu_{MN}}. \quad (5.30)$$

Somit ist gezeigt, dass für $m = 1$ und $m = 2$ die Unterbrechungswahrscheinlichkeit P_U sich nicht ändert. Nach dem Plausibilitätsprinzip reicht die Begründung, dass P_U unabhängig von m und λ_{MN} ist, als Nachweis für die Allgemeingültigkeit von Gleichung (5.30) aus.

Um die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz, die durch den Einsatz eines SP-Systems erreicht werden kann, zu bestimmen, wird der Grenzfall $\lambda_{MN} \rightarrow \infty$ betrachtet. Für diesen Fall befindet sich die Markovkette, sobald der SN das Spektrum freigegeben hat, unverzüglich im Zustand m . Für diesen

Grenzfall vereinfacht sich die Markovkette in Bild 5-2 zu der Darstellung in Bild 5-5.

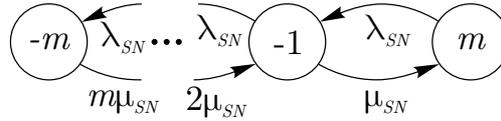


Bild 5-5 Markovkette für den Grenzfall $\lambda_{MN} \rightarrow \infty$

Da die Zustandswahrscheinlichkeiten für $i \in [0, 1, \dots, m-1]$ Null sind, werden die entsprechenden Zustände in Bild 5-5 nicht aufgeführt. Mathematisch gesehen ist diese Markovkette identisch mit der Markovkette für ein M/M/m/m Verlustsystem, wobei der Zustand m bzw. die Zustände $-m \dots -1$ mit dem Zustand 0 bzw. mit den Zuständen $m \dots 1$ des M/M/m/m Verlustsystems vertauscht sind. Aus dieser Überlegung ergibt sich für die Zustandswahrscheinlichkeiten π_i^∞ im Grenzfall für $\lambda_{MN} \rightarrow \infty$:

$$\pi_i^\infty = \lim_{\lambda_{MN} \rightarrow \infty} \pi_i = \begin{cases} 0 & i = [0, 1, \dots, m-1] \\ \pi'_0 & i = m \\ \pi'_i & i = [-m, \dots, -1]. \end{cases} \quad (5.31)$$

Mit Gleichung (5.31) kann die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz berechnet werden und ist gegeben durch:

$$\eta_{\max} = m\pi'_0 + \sum_{i=1}^m i\pi'_i. \quad (5.32)$$

Wenn das SN-System kommuniziert, kann das MN-System sogar auf die freien Teilbänder nicht zugreifen. Die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz, die durch den Einsatz des in diesem Abschnitt beschriebenen SP-Verfahrens erreicht werden kann, wird also durch das Verkehrsaufkommen im SN-System bestimmt.

5.3 Erweiterte Verkehrsmodelle

Bei den erweiterten Verkehrsmodellen darf der MN selbst dann auf die Teilspektren zugreifen, wenn das SN-System Teile des Spektrums nutzt. Prinzipiell gibt es bei diesem Modell zwei Möglichkeiten das Spektrum zu verwalten. In dem ersten Fall berücksichtigt der SN bei der Verwaltung der Teilbänder nur die SN-Prozesse. Im zweiten Fall kooperiert das SN-System mit dem MN-System und verdrängt die MN-Prozesse erst dann, wenn keine freien Teilbänder mehr für SN-Prozesse vorhanden sind [8].

5.3.1 Spektrumsverwaltung ohne Stammnutzerkooperation

Es wird angenommen, dass das MN-System ständig Spektrumsmessungen durchführt, um den Belegungszustand der Teilbänder festzustellen. Sobald ein Teilband vom SN-System freigegeben wird, stellt das MN-System dies fest und nimmt diese Information in seine Ressourcedatenbank auf. Von nun an kann das MN-System dieses Teilband nutzen. Wenn jedoch das SN-System ein Teilband, welches durch das MN-System benutzt wird, belegt, stellt das MN-System dies fest, gibt das Teilband frei und entfernt den entsprechenden Eintrag aus der Ressourcedatenbank. Wie beim einfachen Verkehrsmodell sind auch hier die Zwischenankunfts- und Bedienzeiten exponentialverteilt. Die Zustände sind durch zwei Indizes (i, j) , der Anzahl aktiver MN- und SN-Prozesse, eindeutig bestimmt. Die zugehörige Markovkette ist in Bild 5-6 dargestellt. Aus jedem Zustand (i, j) ist ein Zustandsübergang in einen Nachbarzustand möglich. Bei Ankunft eines MN-Prozesses findet ein Zustandswechsel zum rechten Nachbarzustand mit der Rate λ_{MN} statt und bei Beendigung eines MN-Prozesses findet ein Zustandswechsel zum linken Nachbarzustand mit der Rate $i\mu_{MN}$ statt. Bei Ankunft eines SN-Prozesses findet ein Zustandswechsel zum unteren Nachbarzustand mit der Rate $\lambda_{SN_2}^{i,j}$ – siehe Gleichung (5.33) – statt und bei Beendigung eines SN-Prozesses findet ein Zustandswechsel zum oberen Nachbarzustand mit der Rate $j\mu_{SN}$ statt. Da das SN-System nicht mit dem MN-System kooperiert und somit die MN-Prozesse in jedem Zustand vom SN-System verdrängt werden können, sind auch diagonale Zustandswechsel $(i, j) \rightarrow (i - 1, j + 1)$ mit der Rate $\lambda_{SN_1}^{i,j}$ möglich. Die Wahrscheinlichkeit für die Verdrängung eines MN-Prozesses ist proportional zur Anzahl der aktiven MN-Prozesse. Das liegt daran, dass der SN willkürlich eines der Teilbänder, welches nicht von einem SN-Prozess genutzt wird, belegt. Die Wahrscheinlichkeit, dass ein MN-Prozess verdrängt wird, steigt deshalb linear mit der Anzahl aktiver MN-Prozesse an.

Die Übergangsraten für den diagonalen Zustandsübergang bzw. den Übergang zum unteren Nachbarzustand in Zustand (i, j) sind gegeben durch:

$$\begin{aligned} \lambda_{SN_1}^{i,j} &= \frac{i}{m-j} \lambda_{SN} \text{ bzw.} \\ \lambda_{SN_2}^{i,j} &= \frac{m-i}{m-j} \lambda_{SN}. \end{aligned} \tag{5.33}$$

Die Zustände am rechten Rand der Markovkette sind dadurch gekennzeichnet, dass die Summe der Zustandsindizes m ergibt. In diesen Zuständen ist das Spektrum voll ausgelastet und bei Ankunft eines SN-Prozesses wird ein MN-Prozess mit Sicherheit verdrängt. Eine Ausnahme ist der Zustand $(0, m)$, weil

in diesem Zustand alle Teilbänder von SN-Prozessen belegt sind und keine Unterbrechung stattfinden kann.

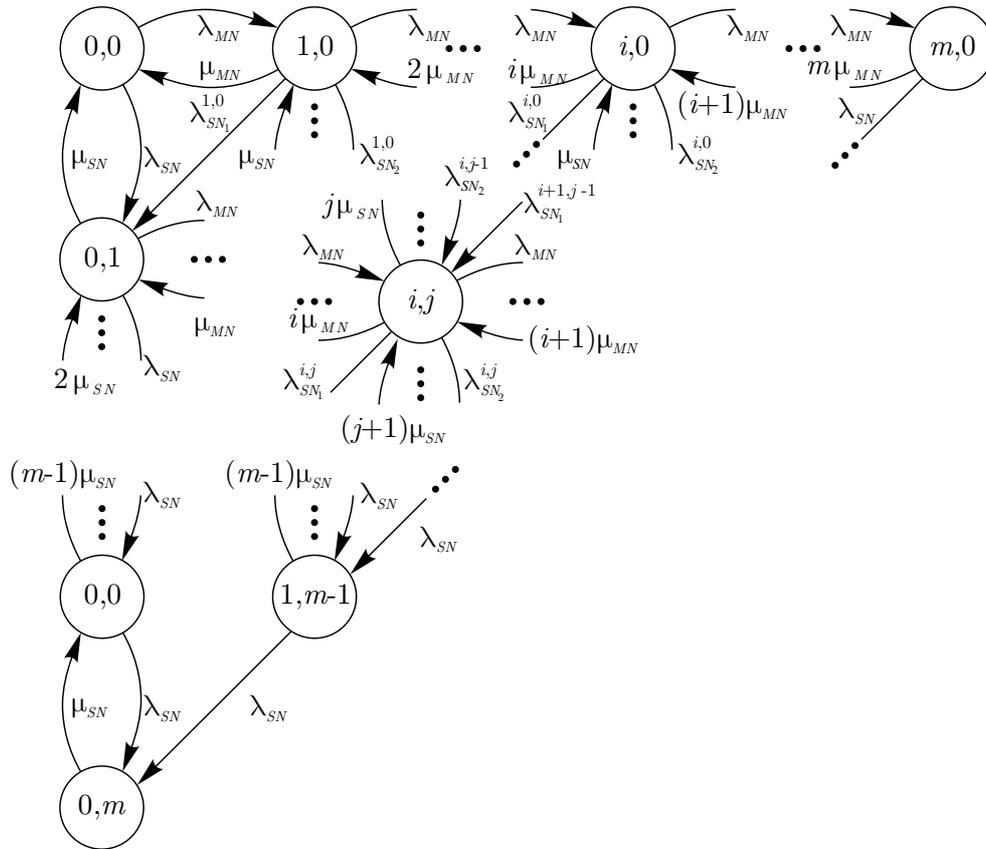


Bild 5-6 Markovmodell; ohne SN-Kooperation

Im Gegensatz zu den eindimensionalen Markovketten, bei denen der Zustand der Markovkette durch die Anzahl der sich im System befindenden Prozesse gegeben ist, liegt hier eine zweidimensionale Markovkette vor. Die Zustände werden durch die Anzahl der sich im System befindenden SN- und MN-Prozesse bestimmt, wobei die Verkehrsparameter, Ankunfts- und Bedienrate, für SN- und MN-Prozesse im Allgemeinen voneinander verschieden sind. Die Untersuchung mehrdimensionaler Markovketten ist schwieriger als im eindimensionalen Fall. Wenn es möglich wäre das zweidimensionale Verlustsystem in zwei unabhängige eindimensionale Verlustsysteme zu separieren, könnte eine geschlossene Lösung als Produktformlösung angegeben werden [3]. Da jedoch in dem hier betrachteten Fall die Nutzung der Teilbänder vom MN-System durch das SN-System beeinflusst wird, ist dieser Ansatz hier nicht anwendbar. Nach Aufstellen der globalen Gleichgewichtsgleichungen können die Zustandswahrscheinlichkeiten genauso wie in Abschnitt 5.2 algebraisch berechnen werden.

Mit den Zustandswahrscheinlichkeiten kann die Verlustwahrscheinlichkeit bestimmt werden. Ankommende MN-Prozesse gehen dann verloren, wenn sich

das System in einem der Zustände am rechten Rand der Markovkette befindet. In diesen Zuständen sind alle Teilspektren belegt. Die Verlustwahrscheinlichkeit ergibt sich somit zu:

$$P_V = \sum_{j=0}^m \pi_{m-j,j}. \quad (5.34)$$

Die mittlere spektrale Nutzungseffizienz und der mittlere Gewinn an spektraler Nutzungseffizienz durch den Einsatz eines SP-Systems ergeben sich zu:

$$\begin{aligned} \eta &= \sum_{j=0}^m \sum_{i=0}^{m-j} (i+j) \pi_{i,j} \text{ bzw.} \\ \Delta\eta &= \sum_{j=0}^m \sum_{i=0}^{m-j} i \cdot \pi_{i,j}. \end{aligned} \quad (5.35)$$

Da sehr viele Fälle unterschieden werden müssen, ist die analytische Berechnung der Unterbrechungswahrscheinlichkeit sehr kompliziert. Deshalb ist es angebracht, die Unterbrechungswahrscheinlichkeit simulativ zu bestimmen.

Es wird angenommen, dass die Zustandswahrscheinlichkeiten bekannt sind und R Realisierungen einer MN-Kommunikation betrachtet werden. Jede Realisierung wird solange simuliert, bis sie entweder erfolgreich beendet oder durch einen SN-Prozess unterbrochen wird. Die absolute Häufigkeit H_U der unterbrochenen MN-Prozesse bezogen auf die Gesamtzahl der Realisierungen R ist die relative Häufigkeit:

$$h_U = \frac{H_U}{R} \quad (5.36)$$

der unterbrochenen MN-Prozesse [46].

Für den Grenzfall $R \rightarrow \infty$ entspricht die relative Häufigkeit der Unterbrechungswahrscheinlichkeit:

$$P_U = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{H_U}{R}. \quad (5.37)$$

Für die Bestimmung von P_U reicht es, R groß genug zu wählen ($R > 10^4$).

5.3.2 Spektrumsverwaltung bei Stammnutzerkooperation

In diesem Abschnitt wird der Fall betrachtet, dass das SN-System mit dem MN-System kooperiert. Auch in diesem Fall wird davon ausgegangen, dass das MN-System ständig Spektrumsmessungen durchführt und den Belegungszustand in eine Ressourcendatenbank aufnimmt. Die Kooperation ist derart, dass das SN-System bei der Spektrumsverwaltung die MN-Prozesse berücksichtigt

und nur dann einen MN-Prozess von einem Teilband verdrängt, wenn keine freien Teilspektren zur Verfügung stehen [8]. Bei der Modellierung dieses Verfahrens sind die Anzahl und die Kennzeichnungen der Zustände genau so wie bei der Spektrumsverwaltung ohne Kooperation. Der einzige Unterschied liegt darin, dass diagonale Zustandswechsel nur in den Zuständen am rechten Rand der Markovkette möglich sind. Das SN-System verdrängt somit die MN-Prozesse nur dann, wenn die maximale Netzkapazität erreicht ist. Die zugehörige Markovkette ist in Bild 5-7 dargestellt. Die Berechnung der Zustandswahrscheinlichkeiten erfolgt genauso wie bei der Spektrumsverwaltung ohne Kooperation. Wenn die Zustandswahrscheinlichkeiten bekannt sind, können die Verlustwahrscheinlichkeit, die mittlere spektrale Nutzungseffizienz und der Gewinn an mittlerer spektraler Nutzungseffizienz mit den Gleichungen (5.34) und (5.35) berechnet werden. Die Unterbrechungswahrscheinlichkeit kann mit dem im letzten Abschnitt vorgestellten simulativen Ansatz ermittelt werden.

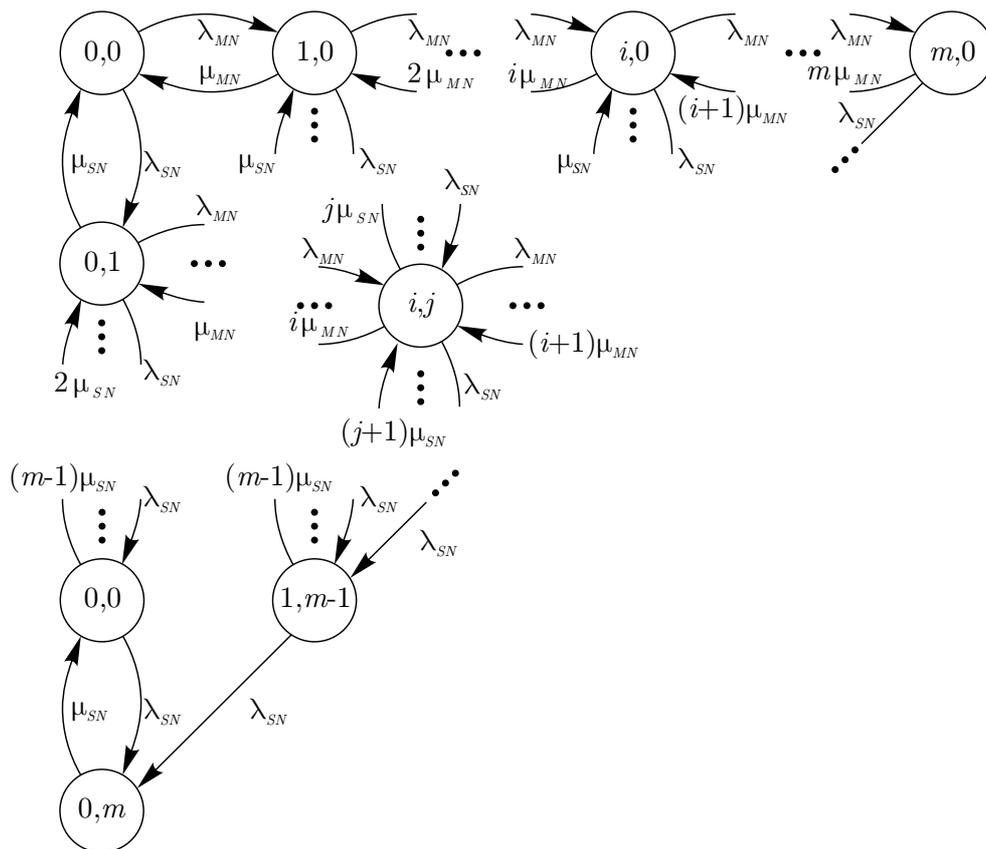


Bild 5-7 Markovmodell; mit SN-Kooperation

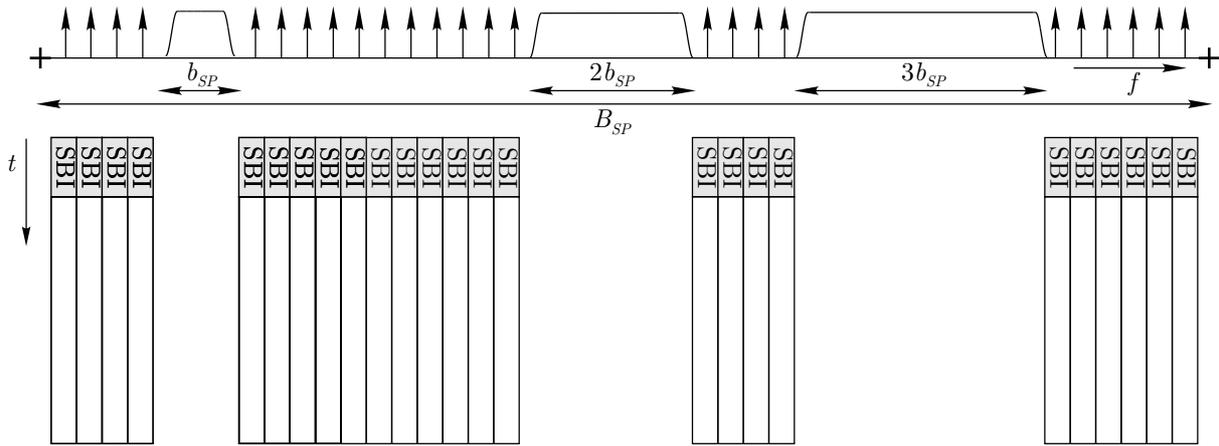
5.4 Verkehrsmodell bei OFDM/TDMA

Bei den einfachen und erweiterten Verkehrsmodellen wurde jedem MN-Prozess maximal ein Teilspektrum zugeordnet. Es soll nun der Fall betrachtet werden,

dass ein MN-Prozess auf mehreren Teilbändern parallel überträgt. Dazu werden die zu übertragenden Daten auf die verfügbaren Teilbänder aufgeteilt. Die parallele Übertragung auf mehreren Trägern bezeichnet man als Mehrträgerübertragung [61]. In einem SP-System werden jedoch nur die vom SN-System nicht genutzten Teilbänder für die parallele Übertragung verwendet. OFDM ist ein spezielles Mehrträgerübertragungsverfahren, bei dem die im Frequenzbereich in äquidistanten Abständen angeordneten Träger orthogonal zueinander sind. Dadurch wird die spektrale Effizienz, im Vergleich zu klassischen Mehrträgerübertragungsverfahren, bei denen die Leistung auf einem Träger auf ein Teilband begrenzt ist, verdoppelt [61]. Das hier betrachtete Modell kann für jedes beliebige Mehrträgerverfahren angewendet werden.

In diesem Abschnitt wird ein Warteraummodell für Paketdatendienste in einem SP-System vorgestellt. Das Spektrum sei, wie auch in den zuvor vorgestellten Modellen, in Teilspektren aufgeteilt. Der SN greift auf diese Teilspektren nach dem FDMA Mehrfachzugriffsverfahren zu. Das MN-System nutzt OFDM, um seine Daten über die vom SN-System nicht genutzten Teilspektren zu übertragen. Dabei muss das MN-System periodisch Messungen durchführen, um den Belegungszustand der Teilspektren zu ermitteln [9], [18]. Das OFDM Übertragungsverfahren wird in Abschnitt 3.2 beschrieben.

Es sei angenommen, dass die OFDM-Unterträgeranzahl identisch mit der Anzahl der Teilbänder ist. Auf den Teilbändern, die vom SN-System belegt sind, werden keine Daten übertragen. Dies kann dadurch gewährleistet werden, dass auf den Trägern, die zu den belegten Teilbändern korrespondieren, Nullsignale gesendet werden. Jeder MN-Prozess erhält die gesamte dem MN-System zur Verfügung stehende Bandbreite. Die verschiedenen Teilnehmer im MN-System teilen sich dieses Spektrum nach dem TDMA Mehrfachzugriffsverfahren. Die Belegung des Spektrums durch das SN- bzw. MN-System ist in Bild 5-8 an einem Beispiel veranschaulicht. Das SN-System hat in diesem Beispiel drei zusammenhängende Spektren der Bandbreiten b , $2b$ und $3b$ belegt. Das MN-System überträgt seine Daten auf den verbleibenden Teilbändern. Dabei darf jeder MN-Prozess auf den verbleibenden Teilbändern solange übertragen, bis die Datenübertragung abgeschlossen ist. Gleichzeitig kann maximal ein MN-Prozess Daten übertragen. Die Daten der MN-Prozesse werden auf die verfügbaren OFDM Unterträger moduliert. Der Unterträgerabstand beträgt $f_{\Delta} = b$. Bei realen Systemen müssen an den Enden der zusammenhängenden Teilbänder, die vom MN-System genutzt werden, Schutzbänder angebracht werden. Um die Übersicht dieses Modells zu wahren, werden die Schutzbänder nicht berücksichtigt. Die zu diesem Warteraummodell zugehörige Markovkette ist in Bild 5-9 dargestellt. Die Ankunftsrate der MN-Prozesse ist λ_{MN} .



SBI: Spektrumsbelegungsinformation

Bild 5-8 Spektrumsbelegung durch das SN- und MN-System

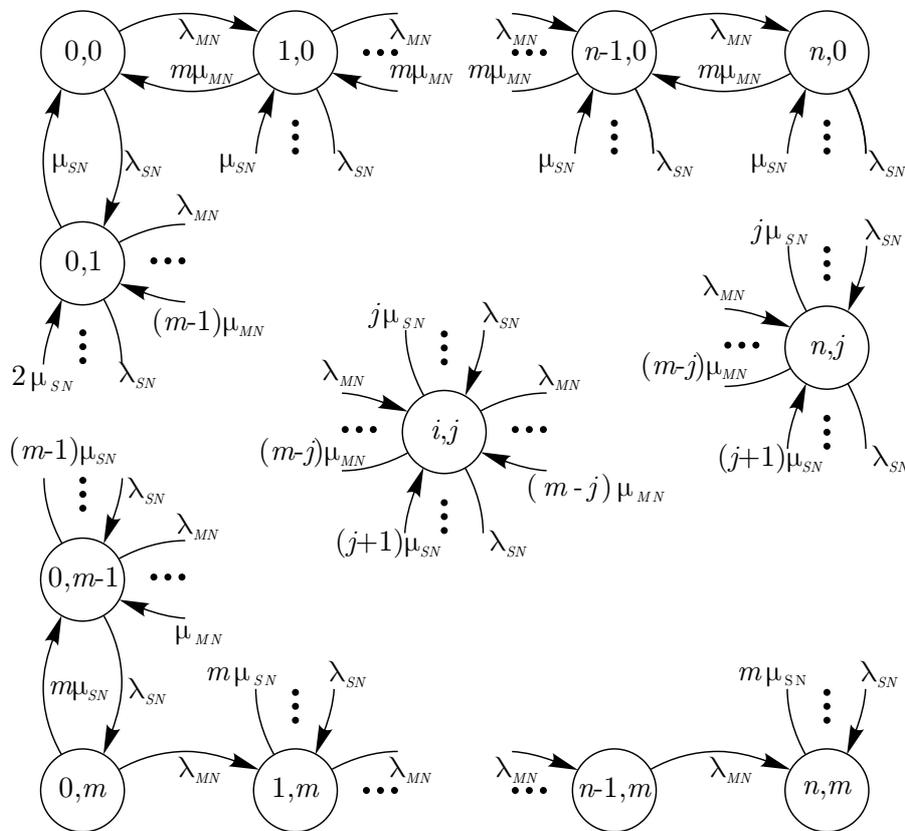


Bild 5-9 Markovmodell bei OFDM/TDMA

Um die Kenngrößen dieses Modells mit den Kenngrößen der zuvor vorgestellten Modelle zu vergleichen, wird angenommen, dass die Bedienrate der MN-Prozesse, bei Verfügbarkeit von i Teilspektren, $i \mu_{MN}$ beträgt. Jedes Teilspektrum trägt also mit einem Anteil von μ_{MN} zur Gesamtbedienrate $i \mu_{MN}$ bei. Es können sich maximal n MN-Prozesse im System befinden, von denen gleichzeitig nur einer bedient wird und die restlichen in einer Warteschlange auf die Bedienung warten müssen. Die Zustandsbeschreibung ist genauso wie bei den

erweiterten Verkehrsmodellen. Auch hier ist aus jedem Zustand (i, j) ein Zustandsübergang in einen Nachbarzustand möglich. Bei Ankunft eines MN-Prozesses findet mit der Rate λ_{MN} ein Zustandswechsel zum rechten Nachbarzustand statt. Bei Beendigung eines MN-Prozesses findet ein Zustandswechsel zum linken Nachbarzustand mit der Rate $(m - j)\mu_{MN}$ statt. Da als Mehrfachzugriffsverfahren TDMA eingesetzt wird, ist zu einem gegebenen Zeitpunkt die Bedienung von maximal einem MN-Prozess möglich. Da jedoch die gesamte verfügbare Bandbreite für die Datenübertragung genutzt werden kann, sind die mittleren Bediendauern für einen MN-Prozess viel kleiner als bei den bisher beschriebenen Modellen. Die Berechnung der Zustandswahrscheinlichkeiten wird durch Aufstellung der globalen Gleichgewichtsgleichungen und Berechnung der Zustandswahrscheinlichkeiten, wie in Abschnitt 5.2, durchgeführt. Die mittlere spektrale Nutzungseffizienz für dieses Model ist gegeben durch:

$$\eta = \sum_{j=0}^m \left(j\pi_{0,j} + \sum_{i=1}^n m\pi_{i,j} \right) = \underbrace{\sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^n (m - j)\pi_{i,j}}_{\eta_{MN}} + \underbrace{\sum_{j=1}^m \sum_{i=0}^n j\pi_{i,j}}_{\eta_{SN}}. \quad (5.38)$$

Dabei ist η_{MN} bzw. η_{SN} der Anteil des MN- bzw. SN-Systems an der mittleren spektralen Nutzungseffizienz. Der Gewinn an mittlerer spektraler Nutzungseffizienz durch den Einsatz eines SP-Systems ist gegeben durch:

$$\Delta\eta = \sum_{j=0}^m \sum_{i=1}^n (m - j)\pi_{i,j}. \quad (5.39)$$

Da es sich in diesem Modell um Paketdienste handelt, sind die interessierenden Kenngrößen die mittlere Paketverweildauer und die Paketverlustwahrscheinlichkeit. Die Anzahl der Warteplätze sollte so gewählt werden, dass die Paketverlustwahrscheinlichkeit weniger als 0.1% beträgt. Die Verlustwahrscheinlichkeit ist gegeben durch:

$$P_V = \sum_{j=0}^m \pi_{n,j}. \quad (5.40)$$

Die mittlere Anzahl der MN-Prozesse im System beträgt:

$$C_{MN} = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m i\pi_{i,j}. \quad (5.41)$$

Da die Rate der MN-Prozesse, die den Warteraum passieren, $(1 - P_V)\lambda_{MN}$ beträgt, ergibt sich, nach der Theorie von Little [4], für die mittlere Verweildauer eines MN-Prozesses im System:

$$T_{MN} = \frac{C_{MN}}{(1 - P_V)\lambda_{MN}}. \quad (5.42)$$

Damit der Empfänger im SP-System genau weiß auf welchen Trägern übertragen wird, sendet der Sender auf allen Trägern die Spektrumsbelegungsinformation (SBI). Anhand dieser Information kann der Empfänger ermitteln auf welchen Trägern gesendet wird. Die Übertragung der SBI ist notwendig, da die Messungen der Spektren für Sender und Empfänger unterschiedliche Ergebnisse liefern können. Durch Anwendung einer Fehlerkodierung kann die sichere Übertragung der SBI gewährleistet werden. Wenn die SBI auf einem Träger richtig demoduliert wird, kennt der Empfänger die Träger, auf denen der Sender sendet. Es ist auch möglich, die Information, die in der SBI enthalten ist, auf mehrere Träger zu verteilen. Dadurch kann eine effiziente Kommunikation gewährleistet werden.

5.5 Verkehrstheoretische Bewertung

In diesem Abschnitt werden die Simulationsergebnisse für die drei beschriebenen Szenarien präsentiert. Bis auf die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten sind alle Ergebnisse in Abhängigkeit von der Verkehrslast des MN-Systems $\rho_{MN} = \frac{\lambda_{MN}}{m\mu_{MN}}$ aufgetragen. Die SN-Last ist $\rho_{SN} = \frac{\lambda_{SN}}{m\mu_{SN}}$. Die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten für das einfache Verkehrsmodell und für die erweiterten Verkehrsmodelle sind in Abhängigkeit von λ_{SN}/μ_{MN} bzw. ρ_{SN} aufgetragen. Die Anzahl der Teilspektren beträgt $m = 3$.

5.5.1 Einfaches Verkehrsmodell

In Bild 5-10 ist die mittlere spektrale Nutzungseffizienz für verschiedene SN-Verkehrslasten aufgetragen. Man erkennt, dass für niedrige MN-Verkehrslasten ρ_{MN} die mittlere spektrale Nutzungseffizienz im Wesentlichen von der SN-Verkehrslast bestimmt wird. Für $\rho_{MN} < 10^{-2}$ kann die mittlere spektrale Nutzungseffizienz durch:

$$\eta \cong \rho_{SN} \quad (5.43)$$

angenähert werden. Mit zunehmendem ρ_{MN} nimmt η zu. Mit abnehmendem ρ_{SN} nimmt η steiler zu. Die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz, die durch den Einsatz eines SP-Systems erreicht werden kann, hängt ebenfalls von ρ_{SN} ab. Dies sieht man in Bild 5-10 daran, dass die Kurven für die mittlere spektrale Nutzungseffizienz mit zunehmendem ρ_{MN} in die Sättigung gehen. Je größer ρ_{SN} ist, desto niedriger ist für dieses Beispiel der Sättigungswert. Die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz ist durch Gleichung (5.32) gegeben. Diese Gleichung ist in Bild 5-11 in Abhängigkeit von ρ_{SN} abgebildet. Bei dem einfachen Verkehrsmodell wird die mittlere spektrale Nutzungseffizienz

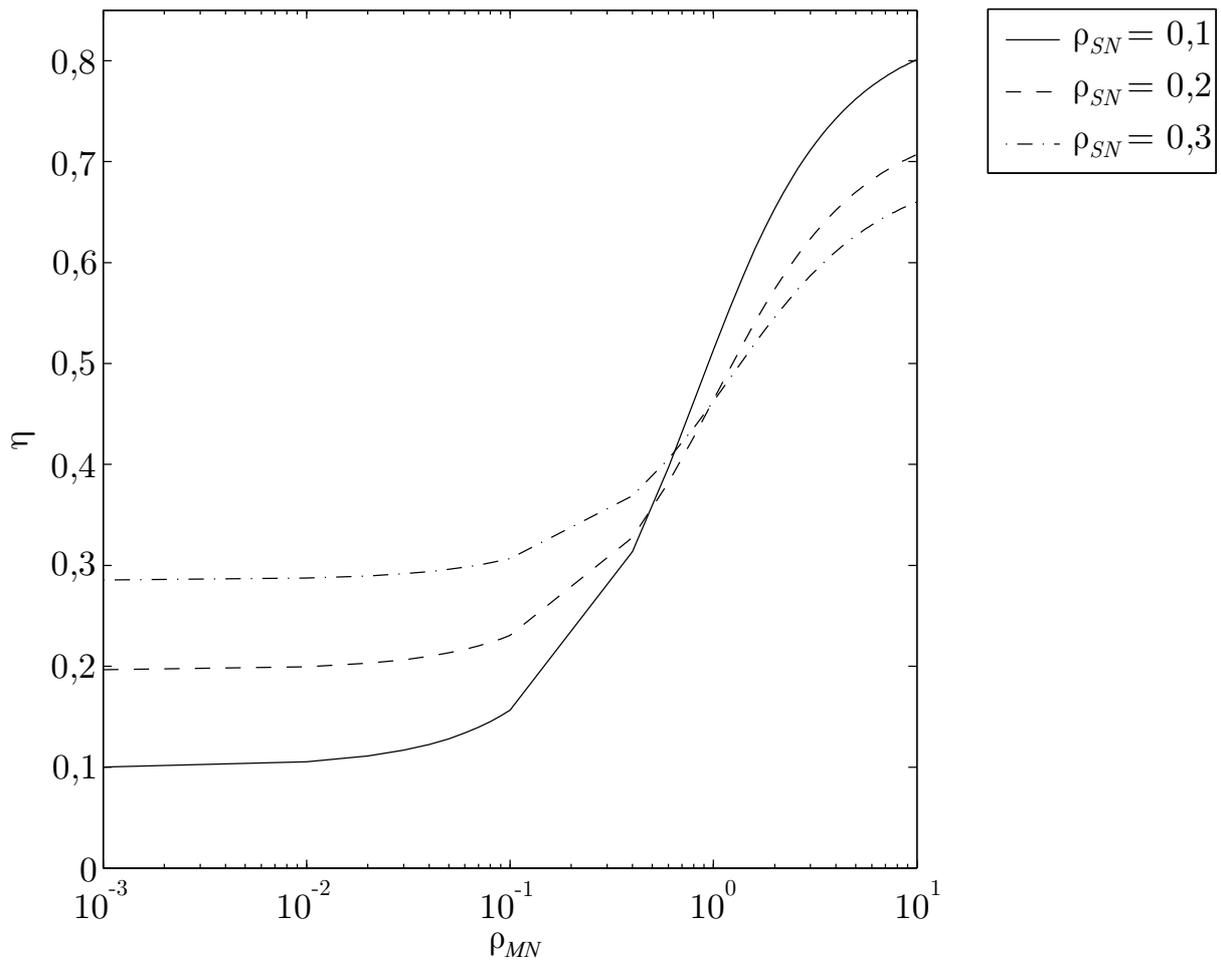


Bild 5-10 Mittlere spektrale Nutzungseffizienz; einfaches Verkehrsmodell

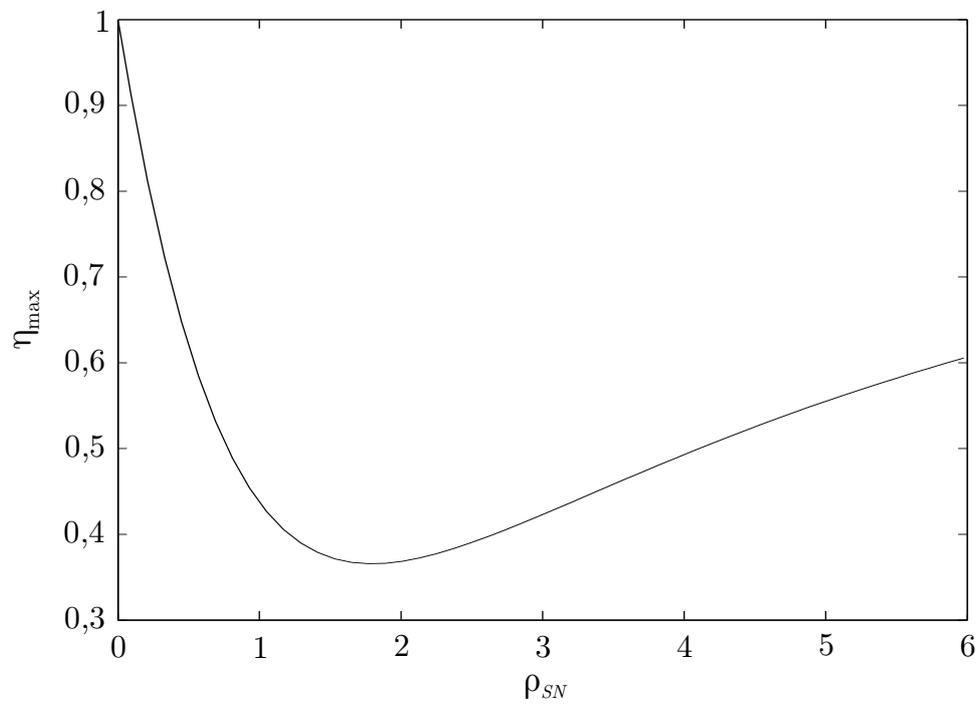


Bild 5-11 Maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz; einfaches Verkehrsmodell

dadurch begrenzt, dass das MN-System auf die freien Teilbänder nicht zugreifen darf, wenn das SN-System kommuniziert. Der MN kann somit, obwohl freie Teilbänder vorhanden sind, diese nicht nutzen. Die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz in Abhängigkeit von ρ_{SN} besitzt ein Minimum. Für ρ_{SN} kleiner bzw. größer als das Minimum, wird die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz stärker durch das MN- bzw. SN-System bestimmt.

In Bild 5-12 sind die Verlustwahrscheinlichkeiten für verschiedene SN-Lasten ρ_{SN} abgebildet. Bemerkenswert ist, dass selbst für relativ niedrige SN-Lasten die Verlustwahrscheinlichkeit hoch ist. Das MN-System wird also selbst bei niedrigen SN-Lasten stark blockiert. Die in Bild 5-13 abgebildete Unterbrechungswahrscheinlichkeit hängt nur von der SN-Ankunftsrate und der MN-Bedienrate ab. Um die Unterbrechungswahrscheinlichkeit möglichst niedrig zu halten, sollte die MN-Bedienrate möglichst hoch und die SN-Ankunftsrate möglichst niedrig sein.

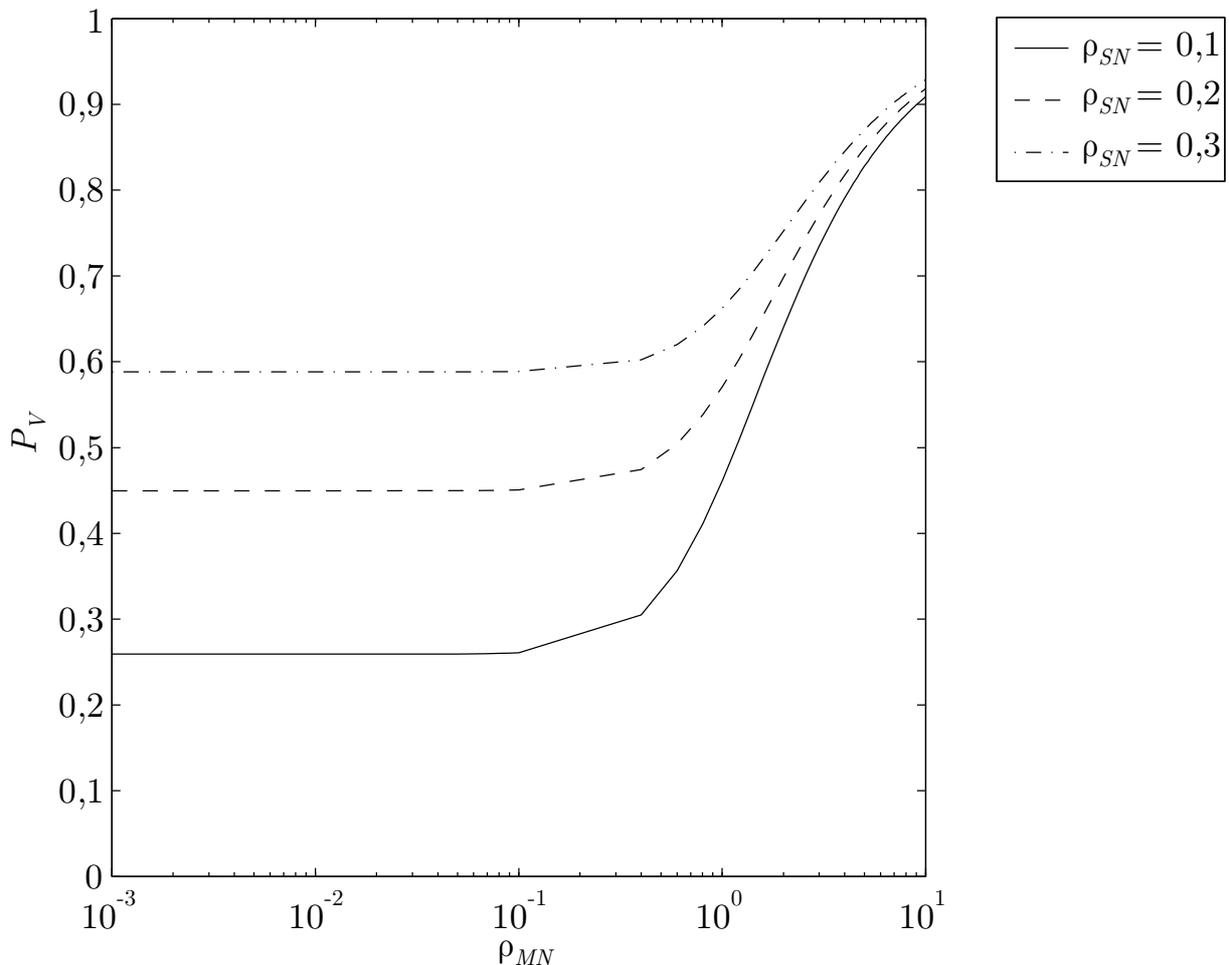


Bild 5-12 Verlustwahrscheinlichkeit; einfaches Verkehrsmodell

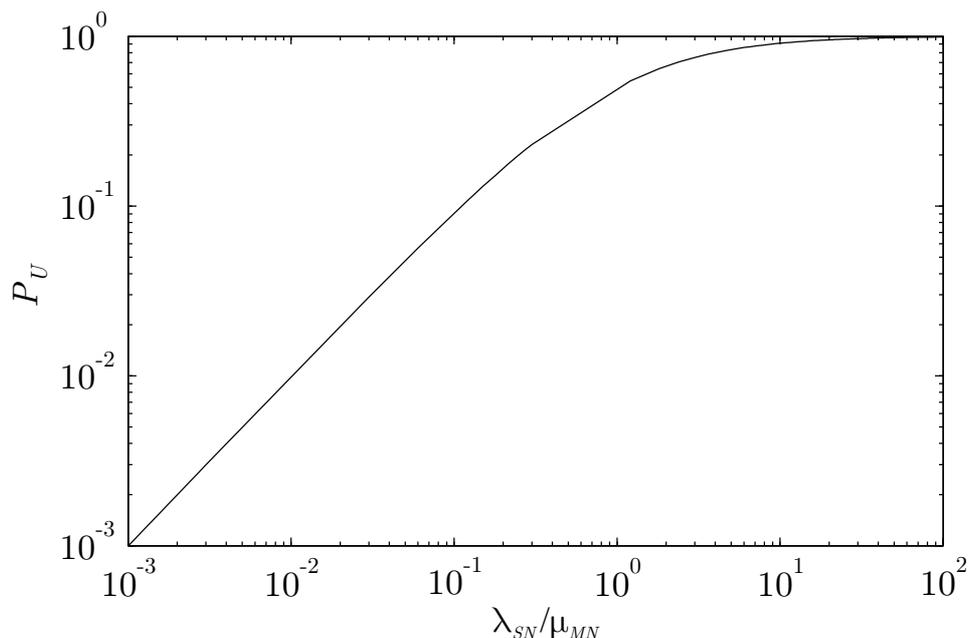


Bild 5-13 Unterbrechungswahrscheinlichkeit; einfaches Verkehrsmodell

5.5.2 Erweiterte Verkehrsmodelle

Die Verlustwahrscheinlichkeit bzw. die maximale spektrale Nutzungseffizienz für die beiden erweiterten Verkehrsmodelle sind durch die Gleichungen (5.34) bzw. (5.35) gegeben. Da diese Kenngrößen für die beiden erweiterten Verkehrsmodelle kaum voneinander abweichen, wurden für diese Leistungskenngrößen nur die Kurven für die Verwaltung mit Kooperation durch das SN-System abgebildet. Die maximale spektrale Nutzungseffizienz ist in Bild 5-14 dargestellt. Man erkennt, dass die mittlere spektrale Nutzungseffizienz nicht begrenzt wird. Das liegt daran, dass die freien Teilbänder jederzeit durch das MN-System belegt werden können. In Bild 5-15 ist zu sehen, dass die Verlustwahrscheinlichkeiten wesentlich geringer sind als bei dem einfachen Verkehrsmodell.

Der Vorteil der Spektrumsverwaltung mit SN-Kooperation gegenüber der Spektrumsverwaltung ohne SN-Kooperation wird bei den Unterbrechungswahrscheinlichkeiten sehr deutlich. Die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten der beiden Verfahren sind in Bild 5-16 dargestellt. Bei dem Verfahren mit Kooperation liegen die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten ungefähr eine Zehnerpotenz niedriger als bei dem Verfahren ohne Kooperation. Für Anwendungen mit hohen Anforderungen an die Dienstgüte ist die Spektrumsverwaltung mit Kooperation sehr von Vorteil. Mit zunehmender MN-Last ρ_{MN} nimmt der Unterschied zwischen den Unterbrechungswahrscheinlichkeiten der beiden Verfahren ab.

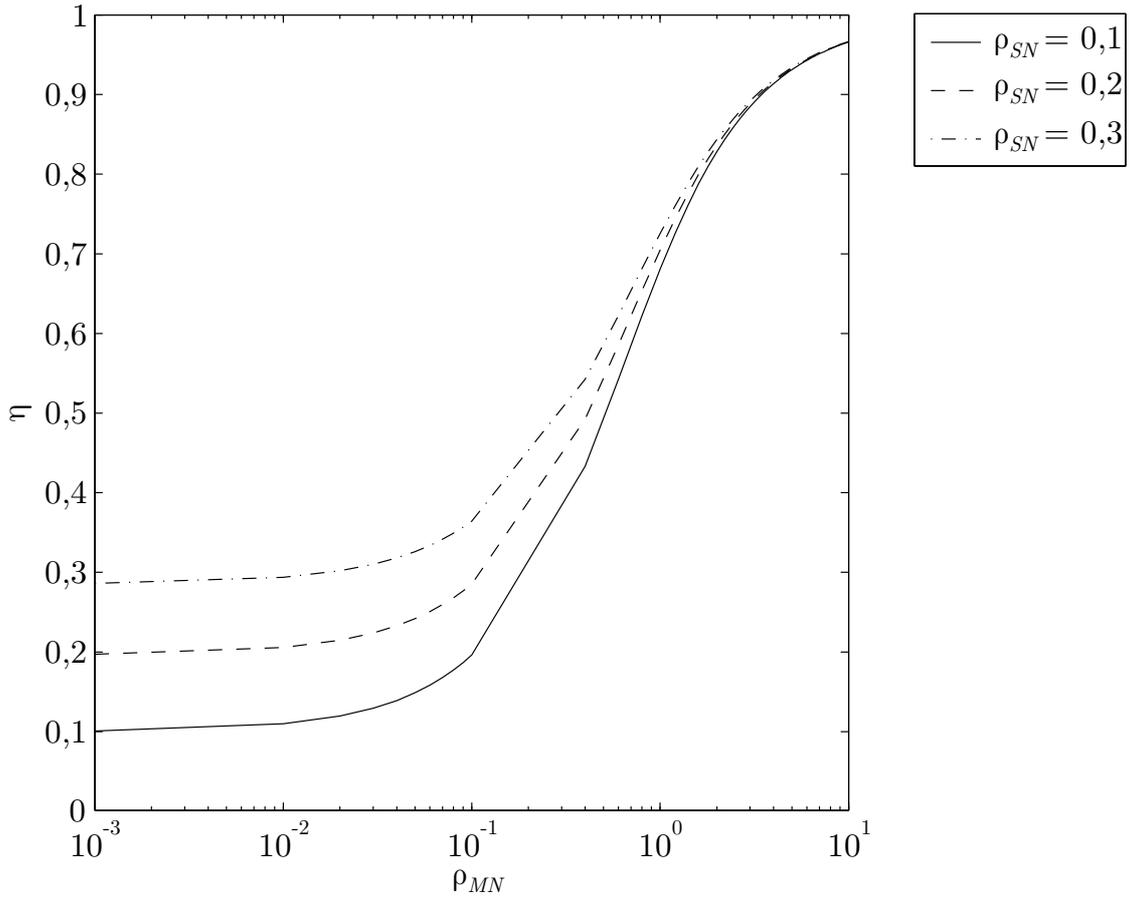


Bild 5-14 Mittlere spektrale Nutzungseffizienz; ohne SN-Kooperation

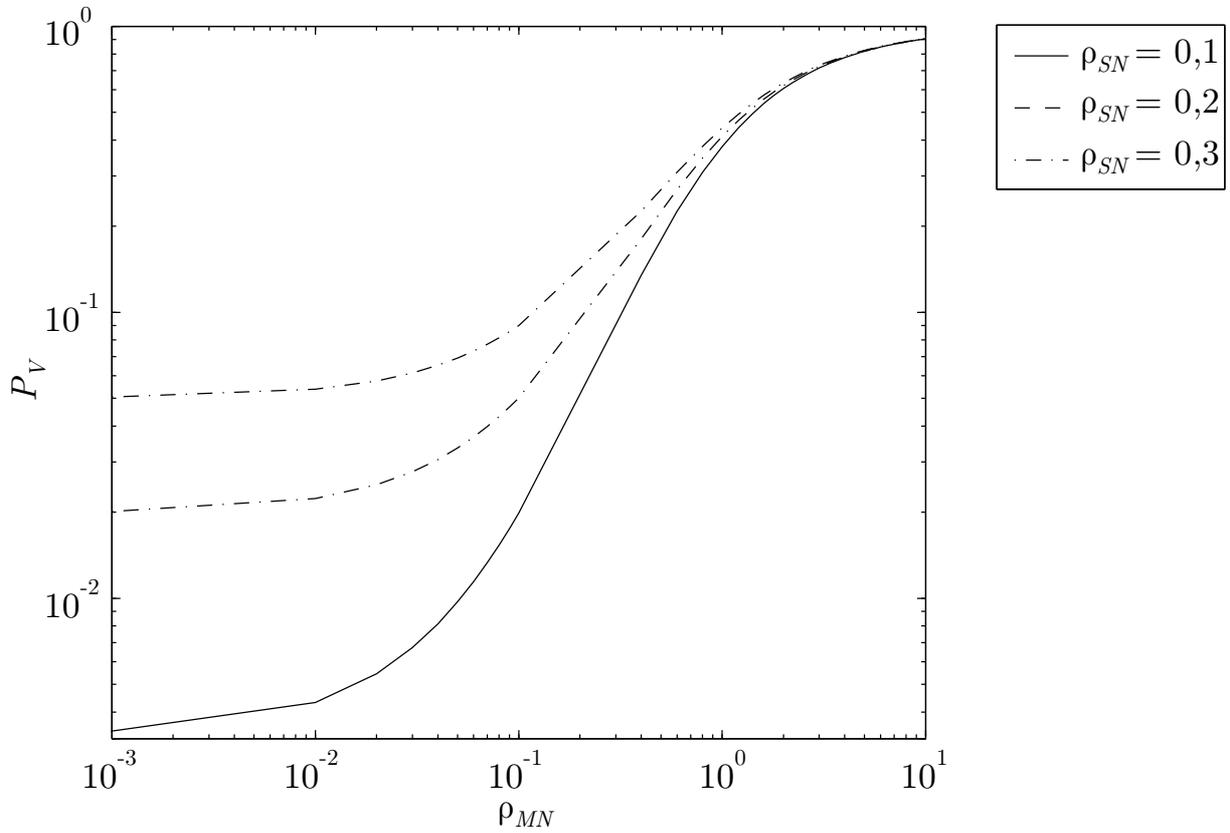


Bild 5-15 Verlustwahrscheinlichkeit; ohne SN-Kooperation

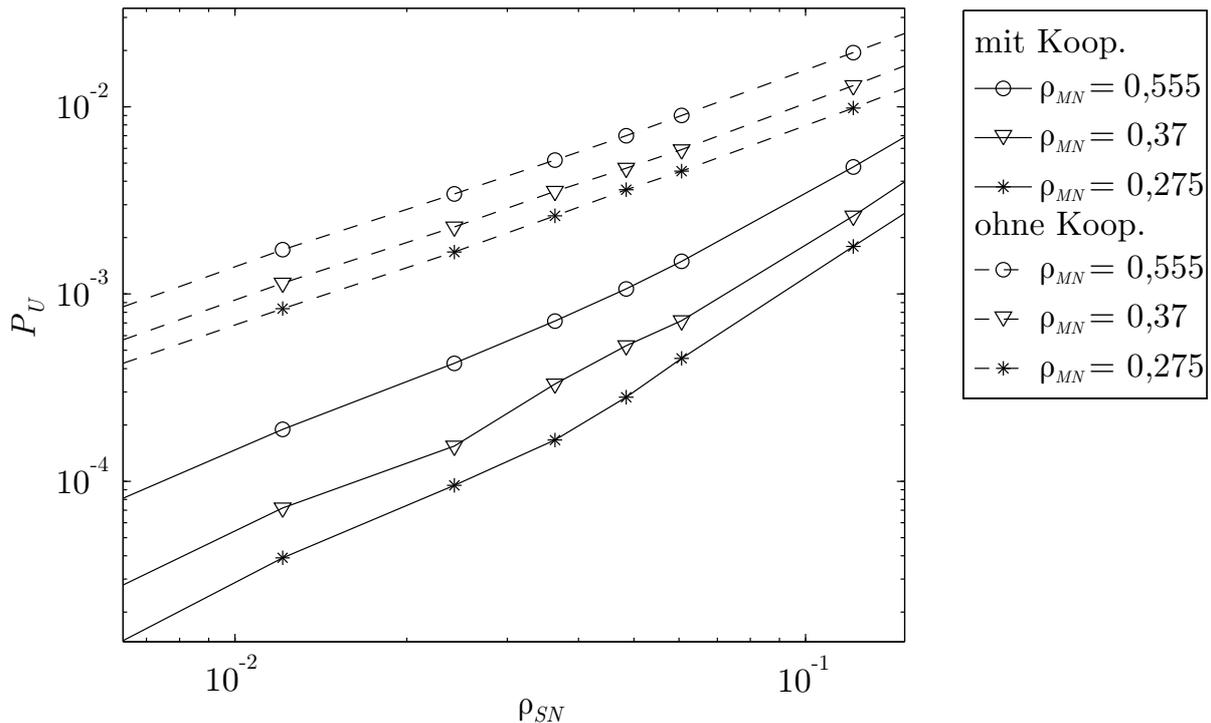


Bild 5-16 Unterbrechungswahrscheinlichkeit; erweiterte Modelle

5.5.3 Verkehrsmodell bei OFDM/TDMA

Für das Verkehrsmodell bei OFDM/TDMA verhält sich die mittlere spektrale Nutzungseffizienz ähnlich wie bei den beiden erweiterten Verkehrsmodellen. Die mittlere spektrale Nutzungseffizienz ist in Bild 5-17 abgebildet. Sie nimmt jedoch mit zunehmendem ρ_{MN} schneller zu als bei allen anderen Verkehrsmodellen. Die Verlustwahrscheinlichkeit hängt von der maximalen Warteschlangenlänge ab. In Bild 5-18 sind die Verlustwahrscheinlichkeiten bei einer maximalen Warteschlangenlänge von $N = 3$ abgebildet. In Bild 5-19 ist die Paketverweildauer für $\mu_{MN} = 10s^{-1}$ abgebildet. Es sind die Kurven für verschiedene SN-Bedienraten μ_{SN} und SN-Lasten ρ_{SN} abgebildet. Aus den Kurven ist zu erkennen, dass mit zunehmender SN-Last ρ_{SN} die Paketverweildauer, wie erwartet, ansteigt. Wenn jedoch, bei gleich bleibender SN-Last die SN-Bedienrate ansteigt, passiert ein unerwarteter Effekt. Mit zunehmender MN-Last nimmt die Paketverweildauer bis zu einer MN-Last, bei dem die minimale Paketverweildauer erreicht wird, ab. Danach steigt die Paketverweildauer bis zu einem Maximalwert, der bei dem maximalen Durchsatz $1 - \rho_{SN}$ erreicht wird, an. Ab einem Durchsatz von $(1 - P_V) \rho_{MN} = 0,04$ nimmt die Paketverweildauer zu. Eigentlich würde man erwarten, dass die Paketverweildauer mit zunehmender MN-Last streng monoton steigt. Bei genauer Betrachtung des Vorgangs kann dieser Effekt jedoch erklärt werden und ist auf die spezielle Ei-

genschaft eines SP-Systems zurückzuführen. Aus Bild 5-19 und Bild 5-20 ist festzustellen, dass dieser Effekt dann eintritt, wenn gilt:

1. $\mu_{SN} \ll \mu_{MN}$ und
2. $(1 - P_V)\rho_{MN} < 0,1$.

Da bei diesen Bedingungen die mittlere Bediendauer der SN-Prozesse viel größer als die Bediendauer der MN-Prozesse ist, kann die MN-Bediendauer gegenüber der MN-Wartezeit vernachlässigt werden. Das heißt, dass die Paketverweildauer im Wesentlichen durch die Dauer der SN-Verbindungen bestimmt wird. Um die Abnahme der Paketverweildauer mit zunehmender MN-Last zu erklären, soll die schematische Beschreibung des Vorgangs in Bild 5-21 betrachtet werden. Es gibt nur ein Teilband und es kann maximal ein MN-Prozess in die Warteschlange aufgenommen werden. In diesem Schaubild werden zwei Fälle unterschieden. Der Fall 1 korrespondiert zu niedrigen MN-Lasten und der Fall 2 zu hohen MN-Lasten. Die Bediendauer des dargestellten SN-Prozesses beträgt t_B . Die Ankünfte der MN-Prozesse werden mit einem senkrechten Pfeil angedeutet. Während der Bedienung eines SN-Prozesses kann maximal ein MN-Prozess in die Warteschlange aufgenommen werden. Alle weiteren MN-Prozesse werden blockiert. Für Fall 1 ergibt sich für die mittlere Wartezeit bis zur Bedienung eines MN-Prozesses für den dargestellten Zeitausschnitt:

$$T_{W_1} = \frac{t_W}{5} \quad (5.44)$$

und für Fall 2:

$$T_{W_2} = \frac{t_W}{8}. \quad (5.45)$$

An diesem Beispiel wird deutlich, weshalb die mittlere Verweildauer trotz steigender MN-Last sinkt. Da die Warteplätze begrenzt sind, kann maximal ein MN-Prozess in die Warteschlange aufgenommen werden. Wenn die MN-Ankunftsrate ansteigt, nimmt die Anzahl der MN-Prozesse, die während der Bedienung eines SN-Prozesses in die Warteschlange aufgenommen werden, nicht zu. Die Anzahl der MN-Prozesse, die nicht während der Bedienung eines SN-Prozesses ankommen und bedient werden, nimmt jedoch zu, wodurch die Anzahl der Prozesse, die bei der Mittelung betrachtet werden, steigt, ohne dass die Gesamt-wartezeit zunimmt. Aus diesem Grund nimmt die mittlere Verweildauer mit zunehmender MN-Last ab. Ab einer bestimmten MN-Last dominiert der Anteil der Wartezeit, der durch die Überlastung durch das MN-System hervorgerufen wird, so dass die mittlere Verweildauer ansteigt. Die Darstellung in Bild 5-21 beschreibt diesen Effekt qualitativ.

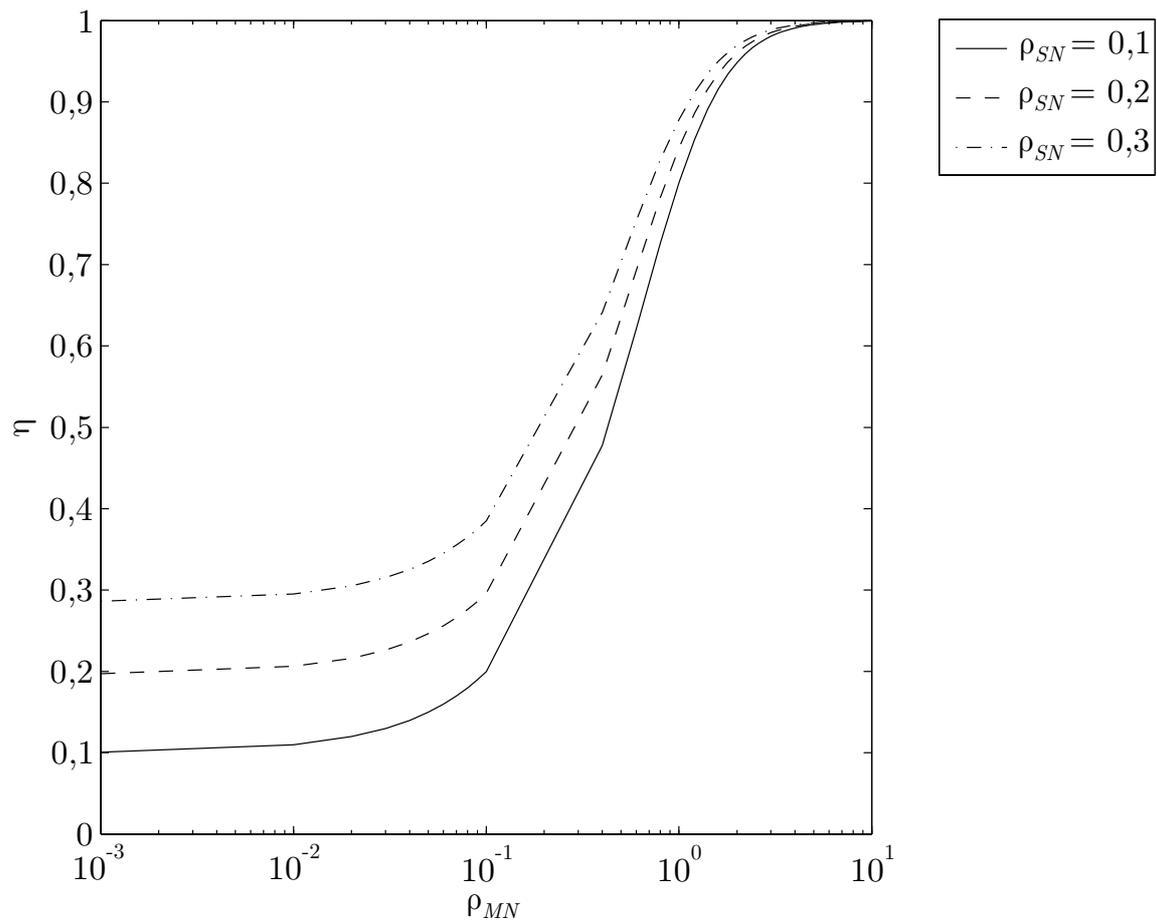


Bild 5-17 Mittlere spektrale Nutzungseffizienz; bei OFDM/TDMA

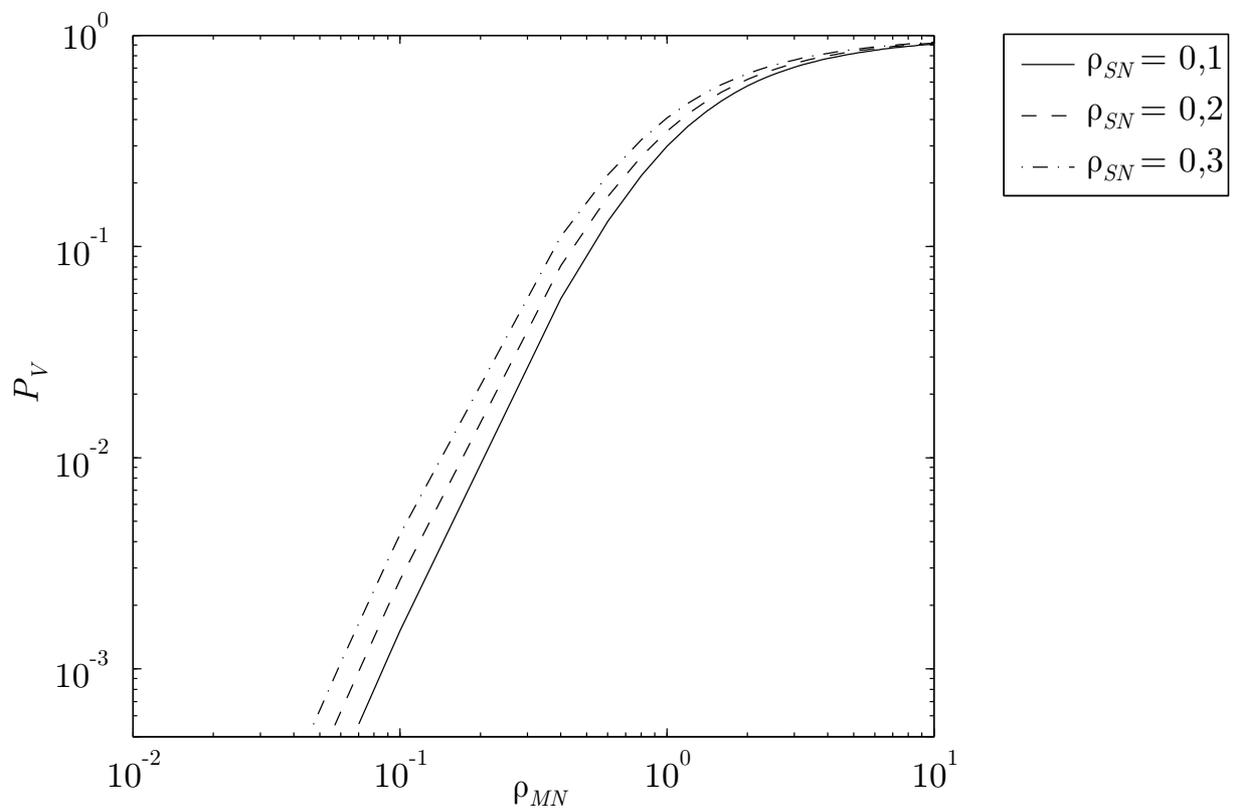


Bild 5-18 Verlustwahrscheinlichkeit; bei OFDM/TDMA

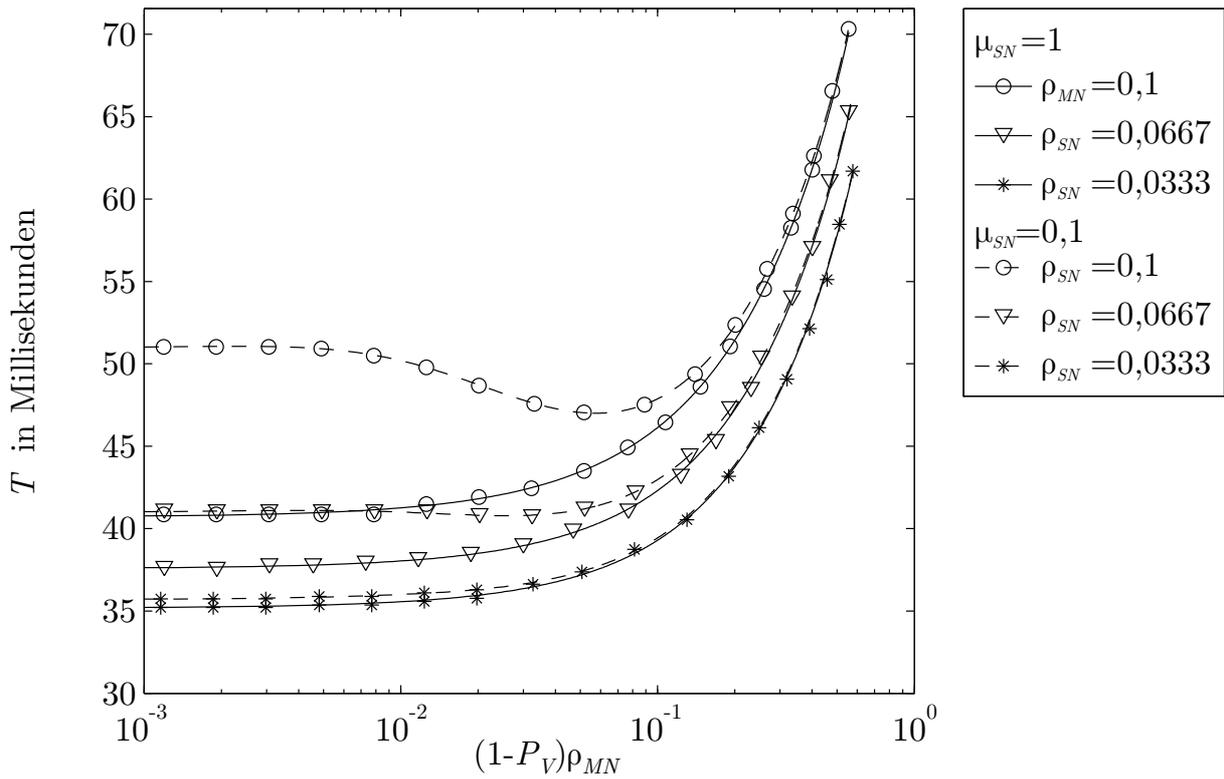


Bild 5-19 Paketverweildauer; bei OFDM/TDMA für $\mu_{MN} = 10s^{-1}$

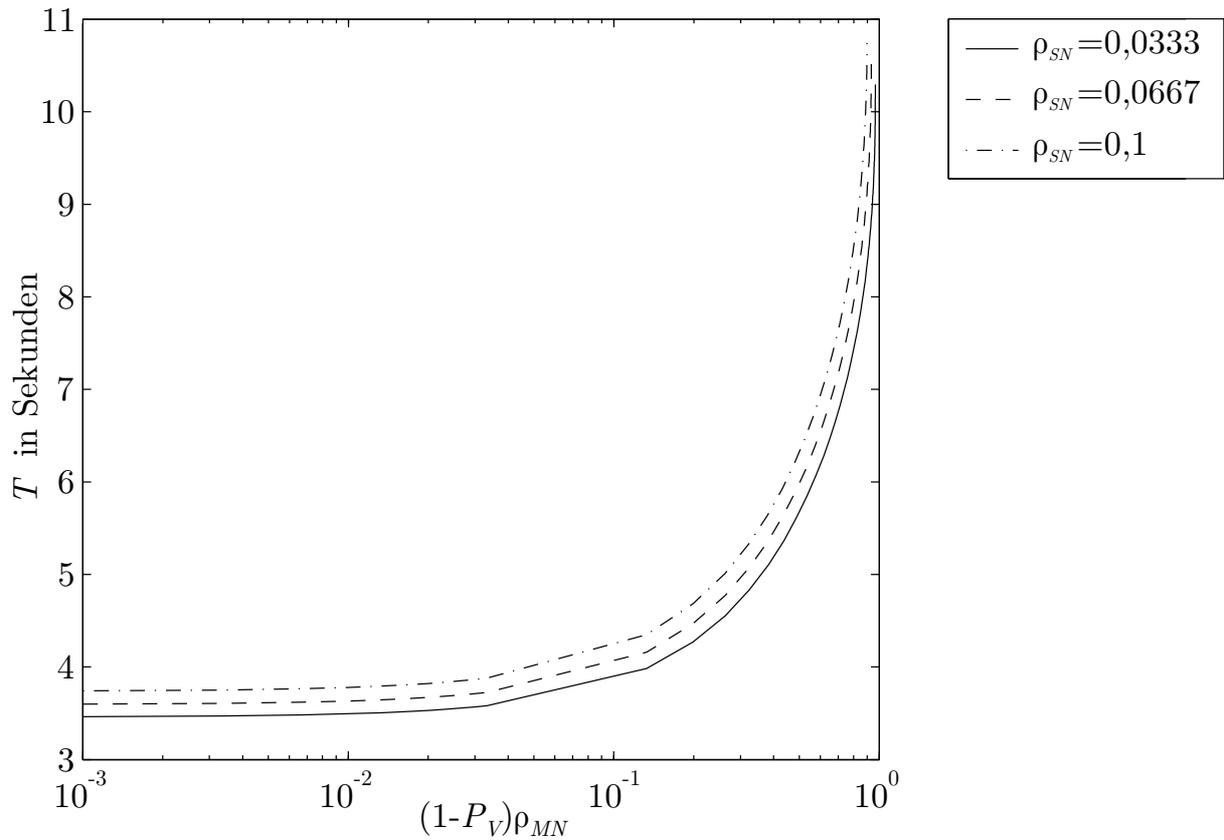


Bild 5-20 Paketverweildauer; bei OFDM/TDMA für $\mu_{MN} = 0,1s^{-1}$

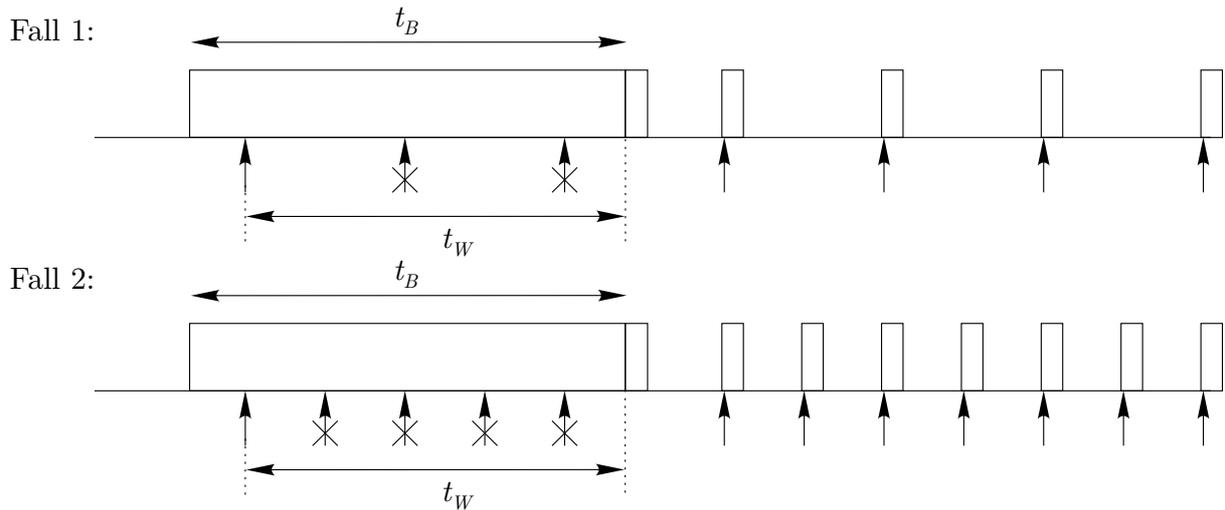


Bild 5-21 Schematische Veranschaulichung der Abnahme der MN-Verweildauer mit zunehmender MN-Last

5.5.4 Vergleich der Szenarien

Um die mittlere spektrale Nutzungseffizienz für die beschriebenen Modelle zu vergleichen, sind in Bild 5-22 die mittleren spektralen Nutzungseffizienzen für $\rho_{SN} = 0,1$ dargestellt. Da für einen MN-Prozess im OFDM/TDMA Modell die gesamte verfügbare Bandbreite für die Kommunikation nutzbar ist, kann mit einem derartigen System eine hohe mittlere spektrale Nutzungseffizienz erreicht werden. Bei dem einfachen Modell muss die komplette Bandbreite freigegeben werden, sobald ein SN kommuniziert. Deshalb ist die mittlere spektrale Nutzungseffizienz durch die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz beschränkt. Die mittlere spektrale Nutzungseffizienz für die Verkehrsmodelle mit und ohne Kooperation des SN-Systems liegt zwischen den mittleren spektralen Nutzungseffizienzen für OFDM/TDMA und für das einfache Modell. Bei den Verlustwahrscheinlichkeiten sind die Verhältnisse ähnlich. Die Verlustwahrscheinlichkeiten sind in Bild 5-23 dargestellt. Das Modell mit OFDM/TDMA hat immer die niedrigsten Verlustwahrscheinlichkeiten. Es ist jedoch zu beachten, dass beim OFDM/TDMA Modell die Verlustwahrscheinlichkeit durch die Warteschlangenlänge beeinflusst wird.

Beim Vergleich der Unterbrechungswahrscheinlichkeiten werden die Vorteile der Spektrumsverwaltung mit Kooperation deutlich. Die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten sind in Bild 5-24 dargestellt. Bei dem Verfahren mit Kooperation liegt die Unterbrechungswahrscheinlichkeit ungefähr eine Zehnerpotenz niedriger als bei dem Verfahren ohne Kooperation. Bei dem einfachen Verkehrsmodell liegt die Unterbrechungswahrscheinlichkeit ungefähr eine Zehnerpotenz höher als beim erweiterten Modell ohne Kooperation des SN-Systems.

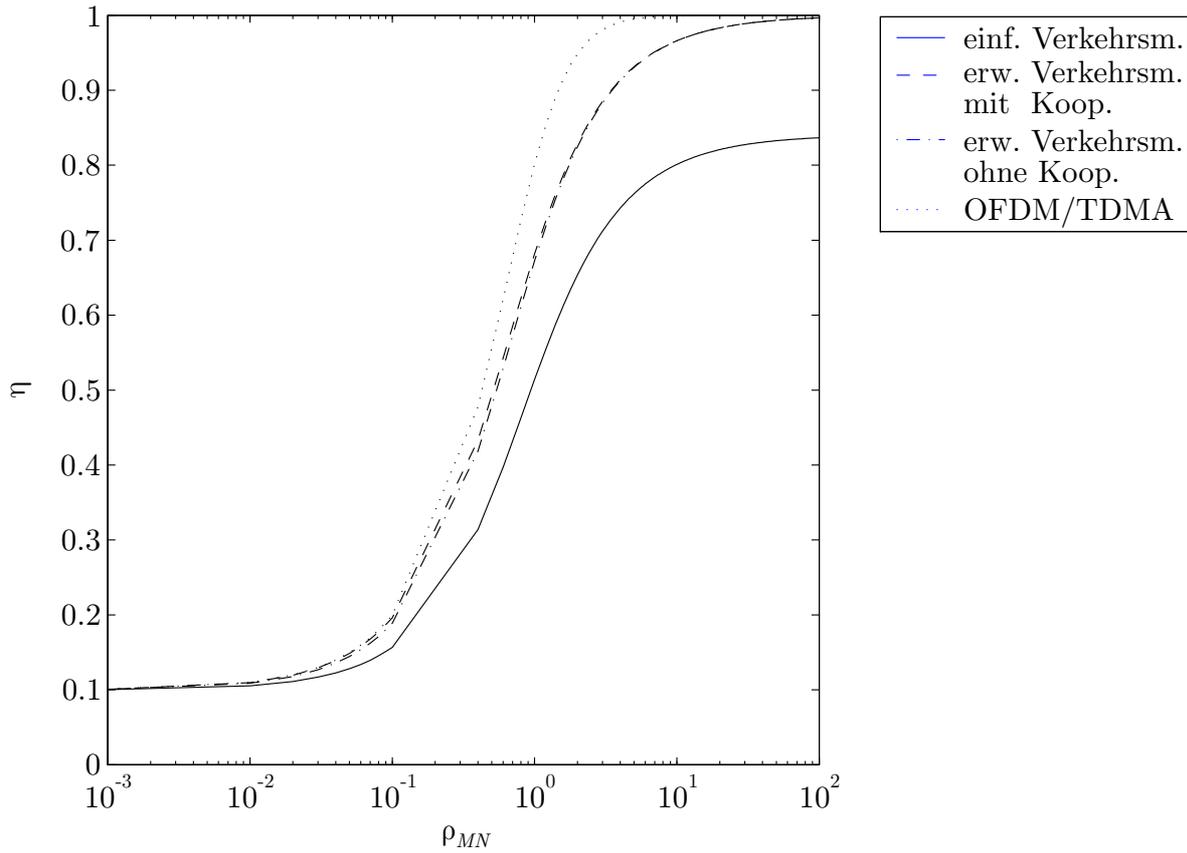


Bild 5-22 Vergleich der mittleren spektralen Nutzungseffizienzen; $\rho_{SN} = 0,1$

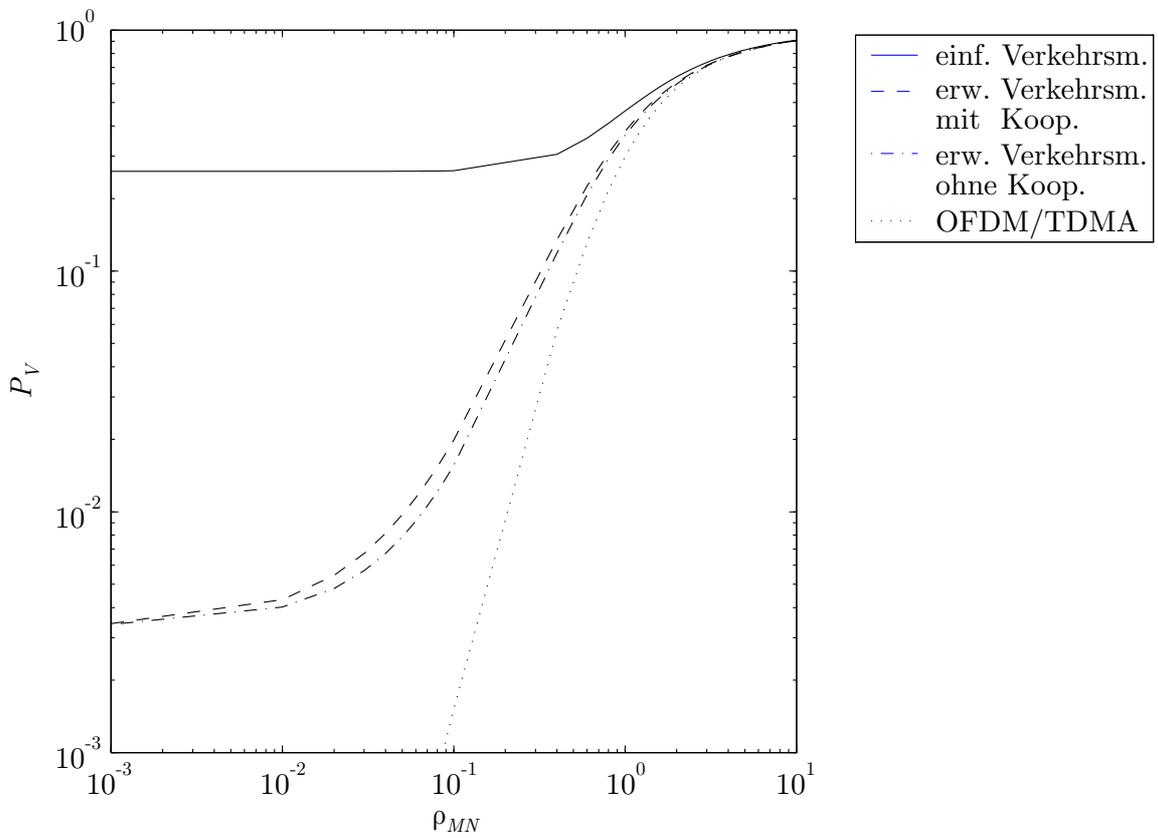


Bild 5-23 Vergleich der Verlustwahrscheinlichkeiten; $\rho_{SN} = 0,1$

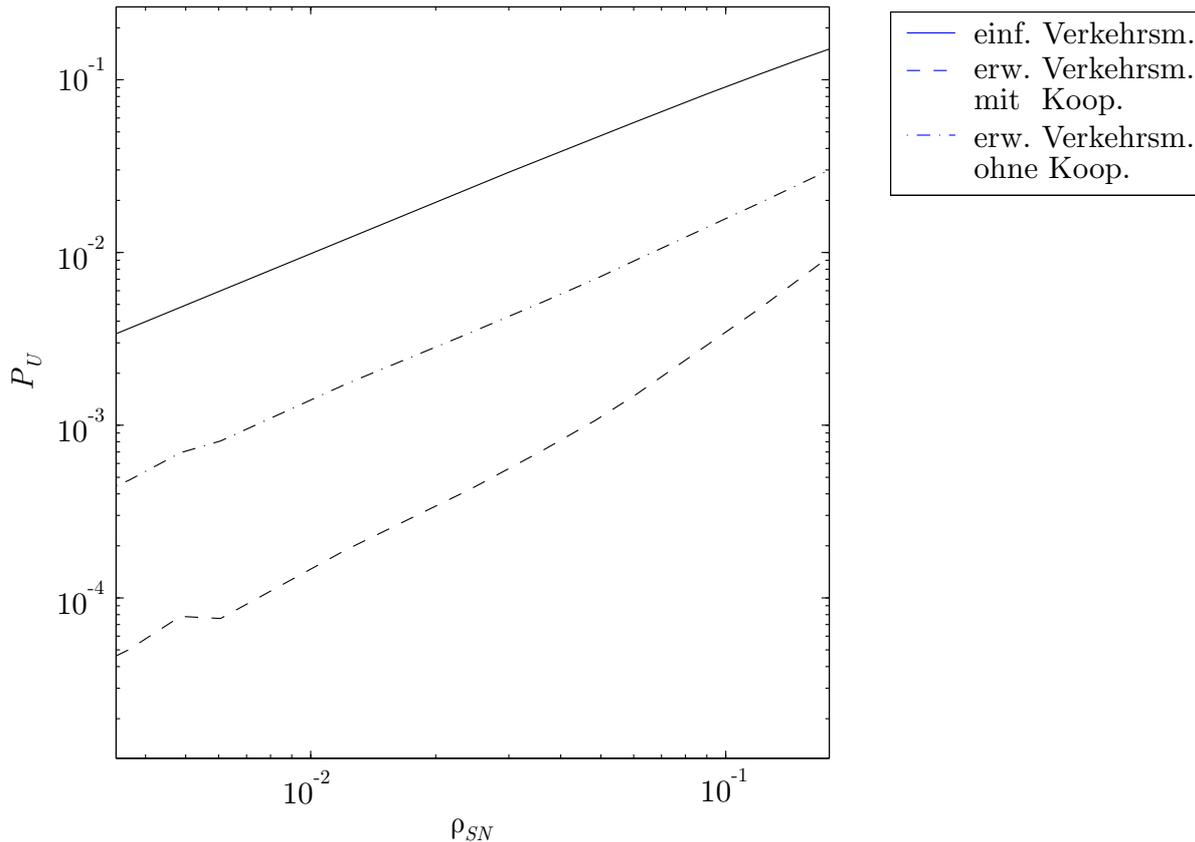


Bild 5-24 Vergleich der Unterbrechungswahrscheinlichkeiten; $\rho_{MN} = 0,55$

5.6 Detektionsmodell

Eine der wichtigsten Aufgaben eines SP-Empfängers ist die Detektion der SN-Präsenz. In diesem Abschnitt werden Matched Filter (MF) und Energie Detektoren mit mehreren Antennenelementen hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeiten bei der SN-Präsenzdetektion untersucht [19], [21]. Der SP-Empfänger versucht anhand des Empfangsignals zu bestimmen, ob das Spektrum vom SN-System belegt ist oder nicht. In der Literatur ist dies als Binäre Detektion bekannt [53]. Bei der Binären Detektion liefert die Quelle, hier das SN-System, die beiden Ereignisse M_0 oder M_1 , hier Spektrum nicht belegt oder Spektrum belegt, mit den A-priori-Wahrscheinlichkeiten $P(M_0) = P_0$ und $P(M_1) = P_1$. Am Eingang des Empfängers steht ein gestörter Empfangsvektor \mathbf{x} als Repräsentant des Zufallsvektors \mathbf{X} zur Verfügung. Den beiden Ereignissen entsprechen die beiden Hypothesen H_0 und H_1 , zwischen denen sich der Empfänger nach einem noch festzulegenden Optimalitätskriterium durch Auswertung von \mathbf{x} zu entscheiden hat [53]. Der Beobachtungsraum wird durch das Optimalitätskriterium in zwei Teilräume aufgeteilt, welchem die beiden Hypothesen zugeordnet werden. Ein klassisches Beispiel für die binäre Detektion sind Radaranwendungen. Dort wird das Ziel verfolgt, Objekte innerhalb eines vorgegebenen Raumbereiches zu detektieren. Dazu sendet das Radar einen elektromagnetischen

Puls, welcher bei Präsenz eines Objektes von diesem reflektiert wird. Wenn ein Objekt vorhanden ist, besteht das Empfangssignal aus dem reflektierten Puls und einer Rauschkomponente. Wenn kein Objekt vorhanden ist besteht das Empfangssignal nur aus der Rauschkomponente. Das hier betrachtete Problem ist ähnlich, deshalb können die Methoden, die für Radarsysteme entwickelt wurden, bei der SN-Detektion angewendet werden. Im Unterschied zu Radarsystemen ist bei der SN-Detektion der Detektor nicht aktiv. Die zur Detektion benötigte Signalkomponente wird vom SN-System emittiert. Aus der Präsenz einer elektromagnetischen Pulsfolge oder einer Signalenergie schließt der Detektor, dass der SN präsent ist.

5.6.1 Entscheidungskriterien

Der Empfänger muss sich zwischen den beiden Hypothesen H_0 und H_1 entscheiden. Nachdem sich der Detektor für eines der Hypothesen entschieden hat, sind folgende Ergebnisse möglich [76]:

1. H_0 wahr : Wahl H_0
2. H_0 wahr : Wahl H_1
3. H_1 wahr : Wahl H_1
4. H_1 wahr : Wahl H_0

Das erste und dritte Ergebnis korrespondieren zu richtigen, das zweite und vierte Ergebnis zu falschen Ergebnissen. Die möglichen Ergebnisse werden mit den Kosten C_{00} , C_{10} , C_{11} bzw. C_{01} gewichtet. Der erste Index beschreibt die ausgewählte Hypothese und der zweite Index die Hypothese, die wahr ist. Die beiden Optimierungskriterien, die in der Praxis am häufigsten verwendet werden, sind das Bayes und das Neyman-Pearson Kriterium. Das Optimum nach dem Bayes Kriterium erhält man durch einen Likelihood-Verhältnis-Test (LVT) [76]:

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \frac{P_{\mathbf{X}|H_1}(\mathbf{x} | H_1)}{P_{\mathbf{X}|H_0}(\mathbf{x} | H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \frac{P_0(C_{10} - C_{00})}{P_1(C_{01} - C_{11})} \triangleq \lambda_0. \quad (5.46)$$

Dabei ist $P_{\mathbf{X}|H_i}$ die Dichtefunktion des Empfangssignals \mathbf{x} , für den Fall, dass das Ereignis H_i , $i \in \{0,1\}$, wahr ist. Beim Bayes Kriterium wird die Kenntnis der A-priori-Wahrscheinlichkeiten P_0 und P_1 vorausgesetzt. Das Bayes Kriterium unterteilt den Beobachtungsraum Z in zwei Bereiche, Z_0 und Z_1 . Wenn der Empfangsvektor \mathbf{x} in den Teilraum Z_0 fällt, das heißt der LVT kleiner als die Schwelle λ_0 ist, entscheidet sich der Detektor für H_0 ansonsten für H_1 .

Gleichung (5.46) beschreibt den Detektionsalgorithmus und erlaubt dem Systemdesigner, die Schwelle λ_0 durch Vorgabe der Kosten C_{ij} fest zu legen. In vielen Anwendungen ist es schwierig oder unmöglich, A-priori-Wahrscheinlichkeiten zu bestimmen oder realistische Kosten vorzugeben [76]. Um auch in solchen Fällen ein vernünftiges Kriterium zu bestimmen, wird die aus der Radartechnik bekannte Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_F und die Entdeckungswahrscheinlichkeit P_E als Kriterium benutzt:

$$P_F = \int_{Z_1} p_{\mathbf{x}|H_0}(\mathbf{x} | H_0) d\mathbf{x}$$

$$P_E = \int_{Z_1} f_{\mathbf{x}|H_1}(\mathbf{x} | H_1) d\mathbf{x} \quad (5.47)$$

Das Designziel bei einem Detektor ist, die bedingte Wahrscheinlichkeiten P_F bzw. P_E zu minimieren bzw. zu maximieren. In den meisten Fällen und insbesondere in den Fällen, die im Zusammenhang dieser Arbeit betrachtet werden, ist P_F streng monoton steigend in Abhängigkeit von P_E . Deshalb ist ein vernünftiges Ziel, eine der beiden Größen, P_F bzw. P_E , vorzugeben und die andere, P_E bzw. P_F , zu maximieren bzw. zu minimieren. Dies ist in der Literatur als Neyman-Pearson Kriterium bekannt. Das Resultat ist ein LVT [76]:

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \frac{P_{\mathbf{x}|H_1}(\mathbf{x} | H_1)}{P_{\mathbf{x}|H_0}(\mathbf{x} | H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} \lambda_0. \quad (5.48)$$

Das skalare Likelihood-Verhältnis ist die Realisation einer Zufallsvariable mit der bedingten Dichte $P_{\Lambda|M_i}(\lambda | M_i)$. Ein Fehlalarm entsteht dann, wenn das Ereignis H_0 eintritt und die Schwelle λ_0 vom Likelihood-Verhältnis $\Lambda(\mathbf{x})$ überschritten wird. Wenn P_{F_0} vorgegeben wird, ist die unbekannte Schwelle λ_0 durch die Gleichung

$$P_{F_0} = \int_{\lambda_0}^{\infty} p_{\Lambda|H_0}(\lambda | H_0) d\lambda \quad (5.49)$$

bestimmt. Die Gleichungen (5.48) und (5.49) beschreiben den Neyman-Pearson Test. In Bild 5-25 wird die Bestimmung der Schwelle λ_0 für die vorgegebene Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_{F_0} veranschaulicht. Die dunkelgrau markierte Fläche in Bild 5-25 entspricht der Fehlalarm- und die hellgrau markierte Fläche in Bild 5-26 entspricht der Entdeckungswahrscheinlichkeit. In diesen Abbildungen wird deutlich, dass mit zunehmender Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_{F_0} die Entdeckungswahrscheinlichkeit P_{E_0} ebenfalls zunimmt.

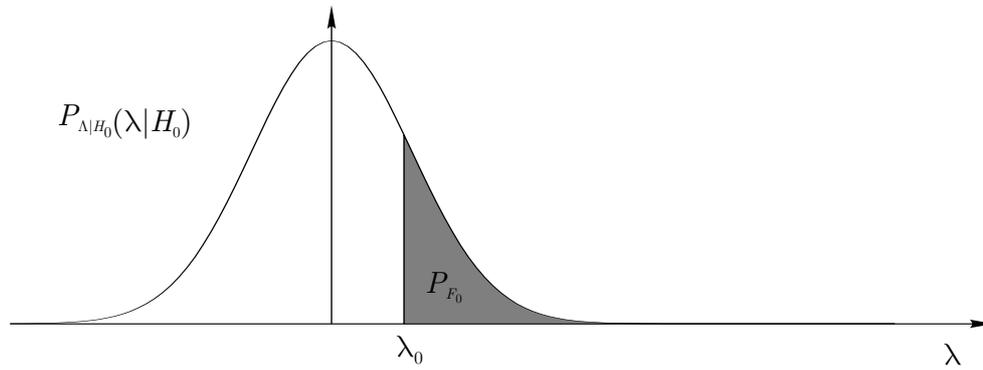


Bild 5-25 Bestimmung der Fehlalarmwahrscheinlichkeit

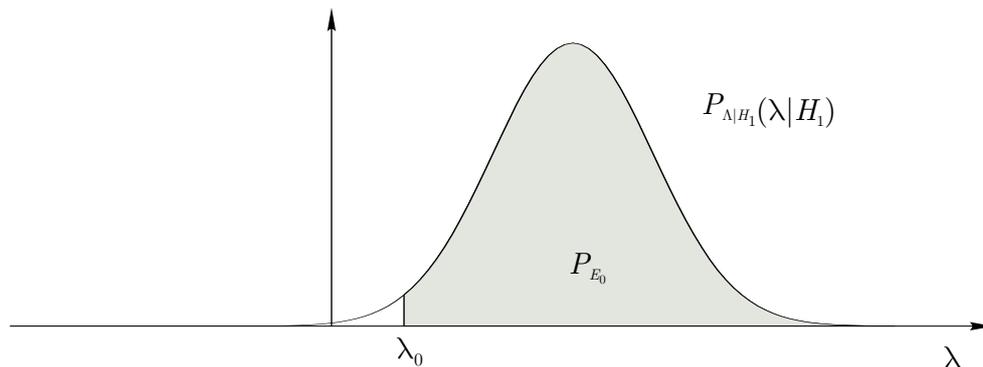


Bild 5-26 Bestimmung der Entdeckungswahrscheinlichkeit

5.6.2 Signalmodell

Das Detektionsproblem wird durch das folgende Signalmodell beschrieben:

$$\begin{aligned} H_0 : \tilde{x}(l) &= \tilde{w}(l) & l &= 0, 1 \dots L-1 \\ H_1 : \tilde{x}(l) &= \tilde{s}(l) + \tilde{w}(l) & l &= 0, 1 \dots L-1 \end{aligned} \quad (5.50)$$

Das Empfangssignal wird zu L aufeinander folgenden, diskreten Abtastzeitpunkten beobachtet. Die beiden Hypothesen H_0 und H_1 korrespondieren zu den in (5.50) gegenüberstehenden Signalmodellen. Der Detektor entscheidet sich zwischen den Hypothesen H_0 und H_1 , bei denen angenommen wird, dass der SN nicht vorhanden bzw. vorhanden ist. Die Signale $\tilde{s}(l)$ bzw. $\tilde{w}(l)$ modellieren das schwundbehaftete SN-Signal bzw. das Rauschsignal. Das Rauschsignal ist ein mittelwertfreier, weißer Gaußprozess mit der Varianz σ^2 . Es wird davon ausgegangen, dass das SN-Signal über einen Rayleigh Fading Kanal übertragen wird. Das schwundbehaftete SN-Signal ist gegeben durch:

$$\tilde{s} = \tilde{A}\tilde{h}(l). \quad (5.51)$$

\tilde{A} ist eine komplexe, mittelwertfreie, Gaußsche Zufallsvariable mit der Varianz σ_A^2 und beschreibt den Signalschwund, dem das SN-Signal ausgesetzt ist [48], [49], [76]. Es wird angenommen, dass der Signalschwund während der Detekti-

on konstant ist. $\tilde{h}(l)$ ist das komplexe deterministische Sendesignal im SN-System. Das Signalmodell ist in Bild 5-27 abgebildet. Wenn der Schalter geschlossen ist, wird im SN-System kommuniziert, ansonsten nicht.

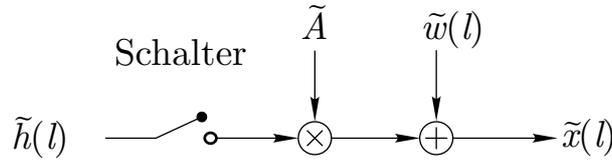


Bild 5-27 Signalmodell

5.6.3 Matched Filter Detektor

In diesem Abschnitt wird die Detektion eines bekannten Signals, welches über einen Rayleigh Kanal [31], [47] übertragen und durch additives Gaußsches weißes Rauschen gestört wird, behandelt. Es wird gezeigt, dass der optimale Detektor der Matched Filter Detektor ist. Das Signalmodell wird durch die Gleichungen (5.50) und (5.51) beschrieben. Der Detektor, welcher bei vorgegebener Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_{F_0} die Entdeckungswahrscheinlichkeit P_E maximiert, ist durch Gleichung (5.48) gegeben.

Das Empfangssignal wird zu dem Vektor $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}(0), \tilde{x}(1), \dots, \tilde{x}(L-1)]^T$ und die Signalkomponente zu dem Vektor $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}(0), \tilde{s}(1), \dots, \tilde{s}(L-1)]^T$ zusammengefasst.

Um den LVT anzugeben, werden die bedingten Dichtefunktionen des Empfangssignals $\tilde{\mathbf{x}}$ benötigt, welche gegeben sind durch:

$$P(\tilde{\mathbf{x}} | H_1) = \frac{1}{\pi^L \det(\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I})} \exp\left[-\tilde{\mathbf{x}}^H (\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{x}}\right] \quad (5.52)$$

$$P(\tilde{\mathbf{x}} | H_0) = \frac{1}{\pi^L \sigma^{2L}} \exp\left[-\frac{1}{\sigma^2} \tilde{\mathbf{x}}^H \tilde{\mathbf{x}}\right].$$

Dabei ist $\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}$ die Kovarianzmatrix des empfangenen Stammnutzersignals \tilde{s} , σ^2 die Varianz des Rauschsignals und \mathbf{I} die Identitätsmatrix. Nach der Bestimmung des Likelihood-Verhältnisses nach Gleichung (5.48) und der Bildung des natürlichen Logarithmusses, ergibt sich:

$$\ln(\Lambda(\tilde{\mathbf{x}})) = -\tilde{\mathbf{x}}^H \left[(\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} - \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} \right] \tilde{\mathbf{x}} - \ln \det(\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I}) + \ln \sigma^{2L} \quad (5.53)$$

Durch Anwendung des Matrix-Inversions-Lemmas [49] welche für den hier betrachteten Fall gegeben ist durch:

$$(\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} - \frac{1}{\sigma^4} \left(\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1} \right)^{-1} \quad (5.54)$$

oder nach Umformung:

$$(\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} - \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} = -\frac{1}{\sigma^4} \left(\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1} \right)^{-1}, \quad (5.55)$$

resultiert für die Teststatistik, nach Weglassen der Terme in Gleichung (5.53), die den Datenvektor \mathbf{x} nicht enthalten⁸, und Skalierung mit σ^2 :

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = \tilde{\mathbf{x}}^H \frac{1}{\sigma^2} \left(\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{x}}^H \hat{\tilde{\mathbf{s}}}, \quad (5.56)$$

wobei gilt:

$$\hat{\tilde{\mathbf{s}}} = \frac{1}{\sigma^2} \left(\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{x}}. \quad (5.57)$$

Nach Ausklammerung von $\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1}$ folgt für den Ausdruck innerhalb der Klammern in Gleichung (5.57):

$$\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} + \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}^{-1}. \quad (5.58)$$

Mit dieser Umformung kann Gleichung (5.57) geschrieben werden als:

$$\hat{\tilde{\mathbf{s}}} = (\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}} \tilde{\mathbf{x}}. \quad (5.59)$$

Gleichung (5.59) ist der MMSE⁹-Schätzwert des SN-Signals $\tilde{\mathbf{s}}$ [49].

Der Detektor entscheidet sich für H_1 wenn gilt:

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = \tilde{\mathbf{x}}^H \hat{\tilde{\mathbf{s}}} > \lambda'_0, \quad (5.60)$$

ansonsten für H_0 . Dabei ist λ'_0 die sich nach den Umformungen ergebende modifizierte Schwelle. Der Detektor muss also zunächst einen Schätzwert für das schwundbehaftete SN-Signal bestimmen und anschließend diesen Schätzwert mit dem Empfangssignal korrelieren. Dieser Detektor wird deshalb als Estimator-Correlator Detektor bezeichnet [49].

Unter der Annahme, dass $\tilde{\mathbf{h}}(l)$, das deterministische Sendesignal des SNs, bekannt ist, ergibt sich für den MMSE Schätzwert des SN-Signals [49]:

$$\hat{\tilde{\mathbf{s}}} = \frac{\sigma_A^2}{\mathcal{E} + \sigma^2} \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{x}}, \quad (5.61)$$

wobei $\mathcal{E} = E \left[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{s}(l)|^2 \right] = \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{h}}$ die Energie des schwundbehafteten SN-Sendesignals $\tilde{s}(l)$ ist.

Gleichung (5.61) eingesetzt in (5.60) ergibt:

⁸ Die Terme, die den Datenvektor nicht enthalten, haben keinen Einfluss auf das Ergebnis des Tests und können daher weggelassen werden.

⁹ MMSE steht für Minimum Mean Square Error

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{\sigma_A^2}{\mathcal{E} + \sigma^2} |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{x}}|. \quad (5.62)$$

Und nach Multiplikation mit $\frac{\mathcal{E} + \sigma^2}{\sigma_A^2}$:

$$T'(\tilde{\mathbf{x}}) = |\tilde{\mathbf{h}}^H \tilde{\mathbf{x}}|. \quad (5.63)$$

Der Detektor entscheidet sich für H_1 , wenn gilt:

$$T'(\tilde{\mathbf{x}}) = \left| \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}^*(l) \tilde{x}(l) \right|^2 > \lambda_0''. \quad (5.64)$$

Dabei ist λ_0'' die sich nach den Umformungen ergebende modifizierte Schwelle. Diese Teststatistik beschreibt einen Matched Filter Detektor. Die Teststatistik besteht aus einem Real- und einem Imaginärteil:

$$T'(\tilde{\mathbf{x}}) = |\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}})|^2 = |\tilde{z}_I|^2 + |\tilde{z}_Q|^2. \quad (5.65)$$

Um die Leistungsfähigkeit dieses Detektors zu bestimmen, sei die Zufallsvariable Y definiert als:

$$Y = \sum_{i=1}^n X_i^2, \quad (5.66)$$

wobei die Zufallsvariablen X_i , $i = 1, 2, \dots, n$, statistisch unabhängige, identisch verteilte Gaußsche Zufallsvariablen sind. Dann ist Y eine Chi-Quadratverteilte Zufallsvariable mit dem Freiheitsgrad n und wird gekennzeichnet mit χ_n^2 – siehe A.4. Da $\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}})$ eine komplexe, mittelwertfreie und weiße Gaußsche Zufallsvariable ist und somit die Inphasen- und Quadraturkomponente von $\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}})$ statistisch unabhängige, identisch verteilte Gaußsche Zufallsvariablen sind, ist $T'(\tilde{\mathbf{x}})$ für beide Hypothesen H_0 und H_1 χ_2^2 -verteilt. Mit den Gleichungen (5.50) und (5.51) ergibt sich für den Mittelwert der Zufallsvariable \tilde{z} , bedingt auf die Hypothese H_0 bzw. H_1 :

$$\begin{aligned} E[\tilde{z} | H_0] &= E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}(l) \tilde{h}^*(l) | H_0 \right] = E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{w}(l) \tilde{h}^*(l) \right] \text{ bzw.} \\ E[\tilde{z} | H_1] &= E\left[\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}(l) \tilde{h}^*(l) | H_1 \right] = E\left[\sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{s}(l) + \tilde{w}(l)) \tilde{h}^*(l) \right] \\ &= E\left[\sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{A} \tilde{h}(l) + \tilde{w}(l)) \tilde{h}^*(l) \right]. \end{aligned} \quad (5.67)$$

Da $\tilde{w}(l)$, $\tilde{A}(l)$ und $\tilde{h}(l)$ mittelwertfreie, statistisch unabhängige Signale sind, erhält man für die Mittelwerte:

$$E[\tilde{z} | H_0] = 0 \text{ und } E[\tilde{z} | H_1] = 0. \quad (5.68)$$

Für die Varianzen ergeben sich – es gilt $|\tilde{h}(l)| = 1$:

$$\begin{aligned} \text{var}(\tilde{z} | H_0) &= \text{var} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}(l) \tilde{h}^*(l) \mid H_0 \right) = \text{var} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{w}(l) \tilde{h}^*(l) \right) \\ &= \sigma^2 \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}(l)|^2 \\ &= \sigma^2 L \quad \text{bzw.} \end{aligned} \quad (5.69)$$

$$\begin{aligned} \text{var}(\tilde{z} | H_1) &= \text{var} \left(\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}(l) \tilde{h}^*(l) \mid H_1 \right) = \text{var} \left(\sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{A} \tilde{h}(l) + \tilde{w}(l)) \tilde{h}^*(l) \right) \\ &= \sigma_A^2 \left(\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}(l)|^2 \right)^2 + \sigma^2 \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}(l)|^2 \\ &= \sigma_A^2 L^2 + \sigma^2 L. \end{aligned} \quad (5.70)$$

Durch den Mittelwert und die Varianz ist eine Gaußsche Zufallsvariable eindeutig bestimmt. Da die Teststatistik χ_2^2 -verteilt ist, ergibt sich für die Dichtefunktionen, nach einsetzen der entsprechenden Varianzen in Gleichung (0.12) – siehe A.4:

$$\begin{aligned} P_{T'}(y | H_0) &= \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{y}{\sigma^2 L}} \\ P_{T'}(y | H_1) &= \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{y}{\sigma_A^2 L^2 + \sigma^2 L}}. \end{aligned} \quad (5.71)$$

Ein Fehlalarm entsteht immer dann, wenn die Teststatistik, unter der Bedingung, dass die Hypothese H_0 wahr ist, die Schwelle λ_0'' überschreitet. Der SN wird immer dann detektiert, wenn die Teststatistik, unter der Bedingung, dass die Hypothese H_1 wahr ist, die Schwelle λ_0'' überschreitet. Für die Fehlalarmwahrscheinlichkeit und die Entdeckungswahrscheinlichkeit ergeben sich somit:

$$\begin{aligned} P_F &= \int_{\lambda_0''}^{\infty} p_{T'}(y | H_0) dy = e^{-\frac{\lambda_0''}{\sigma^2 L}} \\ P_E &= \int_{\lambda_0''}^{\infty} p_{T'}(y | H_1) dy = e^{-\frac{\lambda_0''}{\sigma_A^2 L^2 + \sigma^2 L}}. \end{aligned} \quad (5.72)$$

Der zuvor beschriebene Matched-Filter Detektor kann bei bekanntem SN-Signal zur SN-Detektion verwendet werden.

Bei der digitalen Mobilkommunikation werden Trainingsdaten zur Kanalschätzung gesendet. Diese Trainingsdaten können für die SN-Detektion benutzt

werden. In GSM-Systemen werden solche Trainingsdaten in jedem Zeitschlitz gesendet. Aus Gleichung (5.71) folgt, dass die Leistungsfähigkeit des Detektors von der Anzahl der Trainingssymbole abhängt. Das MN-System hat jedoch keinen Einfluss auf die Länge der Trainingsfolge und meistens ist die Länge der Trainingsfolge konstant. Um trotzdem die Leistungsfähigkeit der Detektoren zu erhöhen, können Detektoren mit mehreren Antennenelementen eingesetzt werden. Im nächsten Abschnitt wird die Detektion mit mehreren Antennenelementen beschrieben.

5.6.4 Detektoren mit mehreren Antennenelementen

Systeme mit mehreren Antennenelementen, oder Sensoren, haben den Vorteil, dass bei Schwundkanälen kurzzeitige Signaleinbrüche durch die Vielzahl der Sensoren ausgeglichen werden und somit die SN-Präsenzdetektion viel zuverlässiger wird. Je mehr Sensoren eingesetzt werden, desto schneller kann die SN-Präsenzdetektion erfolgen. Wenn die Empfangssignale an den Sensoren zu dem Vektor $\tilde{\mathbf{x}}(l) = [\tilde{x}_0(l), \tilde{x}_1(l), \dots, \tilde{x}_{M-1}(l)]^T$ zusammengefasst werden, wobei M die Anzahl der Sensoren angibt, ergibt sich der folgende Test:

$$\begin{aligned} H_0 : \tilde{\mathbf{x}}(l) &= \tilde{\mathbf{w}}(l) & l &= 1, \dots, L-1 \\ H_1 : \tilde{\mathbf{x}}(l) &= \tilde{\mathbf{s}}(l) + \tilde{\mathbf{w}}(l) & l &= 1, \dots, L-1. \end{aligned} \quad (5.73)$$

Für die Teststatistik ergibt sich:

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = \sum_{m=0}^{M-1} T_m(\tilde{x}_m) = \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{z}_m|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}_m(l) \tilde{h}^*(l) \right|^2, \quad (5.74)$$

wobei $T_m(\tilde{x}_m)$ die Teststatistik für Sensor m ist. Da \tilde{z}_m eine mittelwertfreie gaußsche Zufallsvariable ist, ist $T(\tilde{x})$ eine Summe von $2M$ quadrierten, mittelwertfreien, identisch verteilten gaußschen Zufallsvariablen. Jede der Zufallsvariablen hat die Varianz $\sigma^2 L / 2$ für die Hypothese H_0 und $L^2 \sigma_A^2 / 2 + L \sigma^2 / 2$ für die Hypothese H_1 . Somit ist die Teststatistik χ_{2M}^2 -verteilt. Für P_F und P_E ergibt sich – siehe A.4:

$$\begin{aligned} P_F &= \int_{\lambda_0}^{\infty} p_T(y | H_0) dy = e^{\frac{\lambda_0}{N\sigma^2}} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(\lambda_0 / L\sigma^2)^k}{k!} \\ P_E &= \int_{\lambda_0}^{\infty} p_T(y | H_1) dy = e^{\frac{\lambda_0}{L^2\sigma_A^2 + L\sigma^2}} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(\lambda_0 / (L^2\sigma_A^2 + L\sigma^2))^k}{k!}. \end{aligned} \quad (5.75)$$

Idealerweise sollten im MN-System während der Präsenzdetektion keine Daten gesendet werden. Dazu könnten im MN-System periodische Sendepausen einge-

führt werden. Da der SN die Trainingssignale zu beliebigen Zeitpunkten und sehr wahrscheinlich nicht während der Sendepausen im MN-System sendet, macht die Einführung von Sendepausen für den Matched-Filter Detektor keinen Sinn. Es ist viel sinnvoller, dass während der Kommunikation einer MN-Station andere MN-Stationen, die nicht kommunizieren, die SN-Präsenzdetektion durchführen. In diesem Fall muss, zusätzlich zum SN-Signal und dem Rauschen, das interferierende MN-Signal berücksichtigt werden.

5.6.5 Matched Filter Detektion bei interferierendem Mietnutzersignal

Unter der Annahme, dass der Mobilfunkkanal ein Rayleigh-Fading Kanal ist [64], kann das Interferenzsignal als komplexe, Gaußsche Störung aufgefasst werden. Somit ergibt sich der Test zu:

$$\begin{aligned} H_0 : \quad \tilde{x}(l) &= \tilde{i}(l) + \tilde{w}(l) &= \tilde{B}\tilde{h}_i(l) + \tilde{w}(l) \\ H_1 : \quad \tilde{x}(l) &= \tilde{i}(l) + \tilde{w}(l) + \tilde{s}(l) &= \tilde{B}\tilde{h}_i(l) + \tilde{w}(l) + \tilde{A}\tilde{h}_s(l). \end{aligned} \quad (5.76)$$

In diesem Test modelliert \tilde{i} das MN-Interferenzsignal. \tilde{B} , \tilde{A} bzw. $\tilde{w}(l)$ sind mittelwertfreie, komplexe, Gaußsche Zufallsvariablen mit den Varianzen σ_B^2 , σ_A^2 bzw. σ^2 . $\tilde{h}_i(l)$ und $\tilde{h}_s(l)$ sind deterministische Symbolfolgen des Interferenz- bzw. SN-Signals.

Für die bedingten Dichtefunktionen folgt:

$$\begin{aligned} p(\tilde{x} | H_0) &= \frac{1}{\pi^L \det(\mathbf{C}_{\tilde{ii}} + \sigma^2 \mathbf{I})} e^{(-\tilde{\mathbf{x}}^H (\mathbf{C}_{\tilde{ii}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{x}})} \\ p(\tilde{x} | H_1) &= \frac{1}{\pi^L \det(\mathbf{C}_{\tilde{ii}} + \mathbf{C}_{\tilde{ss}} + \sigma^2 \mathbf{I})} e^{(-\tilde{\mathbf{x}}^H (\mathbf{C}_{\tilde{ii}} + \mathbf{C}_{\tilde{ss}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{x}})}. \end{aligned} \quad (5.77)$$

Nach der Bestimmung des logarithmischen Likelihood-Verhältnisses und Weglassen datenunabhängiger Terme ergibt sich:

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^H \left((\mathbf{C}_{\tilde{ii}} + \mathbf{C}_{\tilde{ss}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} - (\mathbf{C}_{\tilde{ii}} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \right) \tilde{\mathbf{x}}. \quad (5.78)$$

Für die Kovarianzmatrizen der Signale \tilde{s} und \tilde{i} gilt:

$$\mathbf{C}_{\tilde{ss}} = \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_s \tilde{\mathbf{h}}_s^H \quad \text{und} \quad \mathbf{C}_{\tilde{ii}} = \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H. \quad (5.79)$$

Die deterministischen SN- und MN-Symbolfolgen¹⁰ werden zu den Vektoren $\tilde{\mathbf{h}}_s = [\tilde{h}_s(0), \tilde{h}_s(1), \dots, \tilde{h}_s(L-1)]^H$ bzw. $\tilde{\mathbf{h}}_i = [\tilde{h}_i(0), \tilde{h}_i(1), \dots, \tilde{h}_i(L-1)]^H$ zusammengefasst. Nach Einsetzen von (5.79) in (5.78) ergibt sich für die Teststatistik:

¹⁰ Das MN-Signal ist das Interferenzsignal.

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = -\tilde{\mathbf{x}}^H \left(\left(\underbrace{\sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H + \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_s \tilde{\mathbf{h}}_s^H + \sigma^2 \mathbf{I}}_{\tilde{\mathbf{h}}_g \tilde{\mathbf{h}}_g^H} \right)^{-1} - (\sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \right) \tilde{\mathbf{x}}, \quad (5.80)$$

wobei gilt $\tilde{\mathbf{h}}_g \tilde{\mathbf{h}}_g^H = \sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H + \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_s \tilde{\mathbf{h}}_s^H$. Nach Anwendung der Woodbury Identität [49], die für komplexe Matrizen gegeben ist durch:

$$(\mathbf{F} + \tilde{\mathbf{u}}\tilde{\mathbf{u}}^H)^{-1} = \mathbf{F}^{-1} - \frac{\mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{u}}\tilde{\mathbf{u}}^H\mathbf{F}^{-1}}{1 + \tilde{\mathbf{u}}^H\mathbf{F}^{-1}\tilde{\mathbf{u}}}, \quad (5.81)$$

ergibt sich:

$$\begin{aligned} T(\tilde{\mathbf{x}}) &= -\tilde{\mathbf{x}}^H \left(\frac{1}{\sigma^2} \mathbf{I} - \frac{\tilde{\mathbf{h}}_g \tilde{\mathbf{h}}_g^H}{\sigma^4 \left(1 + \tilde{\mathbf{h}}_x^H \tilde{\mathbf{h}}_x / \sigma^2\right)} - \left(\frac{\mathbf{I}}{\sigma^2} - \frac{\sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H}{\sigma^4 \left(1 + \tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_i \sigma_B^2 / \sigma^2\right)} \right) \right) \tilde{\mathbf{x}} \\ &= \tilde{\mathbf{x}}^H \left(\frac{\tilde{\mathbf{h}}_g \tilde{\mathbf{h}}_g^H}{\sigma^4 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} \tilde{\mathbf{h}}_x^H \tilde{\mathbf{h}}_x\right)} - \frac{\sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H}{\sigma^4 \left(1 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma^2} \tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_i\right)} \right) \tilde{\mathbf{x}}. \end{aligned} \quad (5.82)$$

Nach einsetzen von $\tilde{\mathbf{h}}_g \tilde{\mathbf{h}}_g^H = \sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H + \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_s \tilde{\mathbf{h}}_s^H$ folgt:

$$\begin{aligned} T(\tilde{\mathbf{x}}) &= \tilde{\mathbf{x}}^H \left(\frac{\sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H + \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_s \tilde{\mathbf{h}}_s^H}{\sigma^4 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} (\sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_i + \sigma_A^2 \tilde{\mathbf{h}}_s^H \tilde{\mathbf{h}}_s)\right)} - \frac{\sigma_B^2 \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H}{\sigma^4 \left(1 + \frac{\sigma_B^2}{\sigma^2} \tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{h}}_i\right)} \right) \tilde{\mathbf{x}} \\ &= |\tilde{\mathbf{h}}_i^H \tilde{\mathbf{x}}|^2 \left(\frac{1}{K_1} - \frac{1}{K_2} \right) \sigma_B^2 + |\tilde{\mathbf{h}}_s^H \tilde{\mathbf{x}}|^2 \frac{\sigma_A^2}{K_1} \end{aligned} \quad (5.83)$$

Gleichung (5.83) gibt an, dass zur optimalen Detektion nach dem Neyman-Pearson Kriterium sowohl das Interferenz- als auch das SN-Signal bekannt sein müssen. Da das Interferenzsignal unbekannt ist, kann der linke Summand in Gleichung (5.83) für die Bestimmung der Teststatistik nicht berücksichtigt werden. Unter diesen Bedingungen ergibt sich die Teststatistik zu:

$$T'(\tilde{\mathbf{x}}) = |\tilde{\mathbf{h}}_s^H \tilde{\mathbf{x}}|^2 = |\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}})|^2 = \left| \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{x}(l) \tilde{h}_s(l) \right|^2. \quad (5.84)$$

Da $\tilde{z}(l)$ gaußverteilt ist, ist $T'(\tilde{\mathbf{x}}) \chi_{2L}^2$ -verteilt. Die bedingte Varianz unter der Hypothese H_0 ergibt sich zu:

$$\text{var}(\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}}) | H_0) = \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{B}\tilde{h}_i(l) + \tilde{w}(l))\tilde{h}_s \cdot \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{B}^*\tilde{h}_i^*(l) + \tilde{w}^*(l))\tilde{h}_s^* \right]. \quad (5.85)$$

Da $\tilde{w}(l)$, \tilde{B} , \tilde{h}_i , \tilde{h}_s weiße Prozesse sind und untereinander keine Korrelation aufweisen ergibt sich – es gilt $|\tilde{h}_i(l)| = |\tilde{h}_s(l)| = 1$:

$$\begin{aligned} \text{var}(\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}}) | H_0) &= \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{B}|^2 |\tilde{h}_i(l)|^2 |\tilde{h}_s(l)|^2 + \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{w}(l)|^2 |\tilde{h}_s(l)|^2 \right] \\ &= \sigma_B^2 L + \sigma^2 L. \end{aligned} \quad (5.86)$$

Die bedingte Varianz unter der Hypothese H_1 ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} \text{var}(\tilde{z}(\tilde{\mathbf{x}}) | H_0) &= \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{A}\tilde{h}_s(l) + \tilde{B}\tilde{h}_i(l) + \tilde{w}(l))\tilde{h}_s \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{A}^*\tilde{h}_s^*(l) + \tilde{B}^*\tilde{h}_i^*(l) + \tilde{w}^*(l))\tilde{h}_s^* \right] \\ &= \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{A} |\tilde{h}_s(l)|^2 \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{A}^* |\tilde{h}_s(l)|^2 \right] + \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{B}\tilde{h}_i(l)\tilde{h}_s^*(l) \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{B}^*\tilde{h}_i^*(l)\tilde{h}_s(l) \right] + \\ &\quad \mathbb{E} \left[\sum_{l=0}^{L-1} \tilde{w}(l)\tilde{h}_s^*(l) \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{w}^*(l)\tilde{h}_s(l) \right] \\ &= \sigma_A^2 L^2 + \sigma_B^2 L + \sigma^2 L. \end{aligned} \quad (5.87)$$

Aus den Gleichungen (5.86) und (5.87) lässt sich folgern, dass das Interferenzsignal äquivalent zum Rauschen aufzufassen ist. Somit lassen sich die bisher gemachten Ergebnisse auch für den Fall, dass während der Detektion des SNs ein interferierendes MN-Signal vorhanden ist, übertragen. Das äquivalente Rauschsignal hat in diesem Fall die Leistung:

$$\sigma_{\text{äquivalent}}^2 = \sigma_B^2 + \sigma^2. \quad (5.88)$$

5.6.6 Energie Detektor

Der Einsatz des MF-Detektors setzt voraus, dass das MN-System das SN-Trainingssignal kennt, was nicht immer gewährleistet ist. Es kann auch vorkommen, dass die Trainingsfolge sehr selten gesendet wird, so dass die Präsenz des SNs sehr spät oder gar nicht detektiert wird. In diesen Fällen ist die Verwendung eines Energie Detektors viel sinnvoller. Im Folgenden soll der Energie Detektor für den allgemeinen Fall mit M Sensorelementen betrachtet werden. Der Energie Detektor bildet die Summe der Beträge der Empfangssignale an den Sensoren. Dabei ist zwischen dem Zeit- und Sensorindex zu unterscheiden. Der Detektor empfängt L Abtastwerte je Sensor. Das Signalmodell ist gegeben durch:

$$\begin{aligned}
H_0 : \quad \tilde{\mathbf{x}}(l) &= \tilde{\mathbf{w}}(l) & l = 1, \dots, L-1 \\
H_1 : \quad \tilde{\mathbf{x}}(l) &= \tilde{\mathbf{s}}(l) + \tilde{\mathbf{w}}(l) & l = 1, \dots, L-1,
\end{aligned} \tag{5.89}$$

mit:

$$\tilde{\mathbf{s}}(l) = \tilde{\mathbf{a}}\tilde{h}(l), \tag{5.90}$$

wobei \tilde{s} die schwundbehaftete Sendesignalkomponente an den Antennen ist. Der Vektor $\tilde{\mathbf{a}} = [\tilde{A}_0, \tilde{A}_1, \dots, \tilde{A}_{M-1}]$ fasst die mittelwertfreien, komplexen, gaußverteilten Dämpfungen an den Antennenelementen zusammen. Für die Kovarianzmatrix von $\tilde{\mathbf{a}}$ gilt:

$$\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{a}}\tilde{\mathbf{a}}} = \sigma_A^2 \mathbf{I}. \tag{5.91}$$

Die Teststatistik für den Energie Detektor ist:

$$T(\tilde{\mathbf{x}}) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{x}}(l) \cdot \tilde{\mathbf{x}}^H(l). \tag{5.92}$$

Beim Einsetzen eines Energiedetektors ist die Einführung von Sendepausen sinnvoll, weil die Beträge der Sendesignalfolge aufsummiert werden. Wenn Beträge aufsummiert werden macht es keinen Unterschied ob die Signalfolge bekannt ist oder nicht. Durch die Betragsbildung geht die Phaseninformation verloren. Somit muss beim Energie Detektor nicht auf ein Trainingssignal gewartet werden. Durch die Einführung von Sendepausen wird gewährleistet, dass keine Interferenzen durch das MN-System während der Detektionsphase entstehen. Nach Einsetzen von (5.89) in (5.92) ergeben sich folgende Teststatistiken:

$$\begin{aligned}
T(\tilde{\mathbf{x}}|H_0) &= \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{\mathbf{w}}^H(l) \tilde{\mathbf{w}}(l) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |w_m(l)|^2 \\
T(\tilde{\mathbf{x}}|H_1) &= \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{\mathbf{s}}(l) + \tilde{\mathbf{w}}(l))(\tilde{\mathbf{s}}^H(l) + \tilde{\mathbf{w}}^H(l)).
\end{aligned} \tag{5.93}$$

Die Teststatistik im Falle der Hypothese H_0 ist χ_{2LM}^2 -verteilt und lautet:

$$p_{T'}(y|H_0) = \frac{1}{\sigma^{2ML}(ML-1)!} y^{ML-1} e^{-\frac{y}{\sigma^2}}. \tag{5.94}$$

Die Verteilung im Falle der Hypothese H_1 ist etwas komplizierter. In diesem Fall enthält die Teststatistik vier Komponenten:

$$\begin{aligned}
T(\tilde{\mathbf{x}}) &= \sum_{l=0}^{L-1} (\tilde{\mathbf{s}}(l) + \tilde{\mathbf{w}}(l))(\tilde{\mathbf{s}}^H(l) + \tilde{\mathbf{w}}^H(l)) \\
&= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{s}_m(l)|^2 + |\tilde{w}_m(l)|^2 + \tilde{s}_m(l)\tilde{w}_m^*(l) + \tilde{s}_m^*(l)\tilde{w}_m(l)
\end{aligned}$$

$$= \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{s}_m(l)|^2 + |\tilde{w}_m(l)|^2}_{S_1(\tilde{\mathbf{x}})} + \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{s}_m(l)\tilde{w}_m^*(l) + \tilde{s}_m^*(l)\tilde{w}_m(l)}_{S_2(\tilde{\mathbf{x}})}. \quad (5.95)$$

Die beiden letzten Komponenten sind Produkte von mittelwertfreien, nicht identisch verteilten, Gaußschen Zufallsvariablen. Zudem sind sie mit den ersten beiden Termen korreliert, so dass die Berechnung der Dichtefunktion äußerst kompliziert ist. Da die beiden letzten Komponenten mittelwertfreie Zufallsprozesse sind und die Summe mittelwertfreier Zufallsprozesse bezogen auf die Anzahl der Summanden mit zunehmenden Summanden gegen Null konvergiert, können sie für $ML \gg 1$ vernachlässigt werden. Der relative Approximationsfehler ist gegeben durch:

$$e(\tilde{\mathbf{x}}) = \frac{S_2(\tilde{\mathbf{x}})}{S_2(\tilde{\mathbf{x}}) + S_1(\tilde{\mathbf{x}})} \quad (5.96)$$

Die beiden ersten Komponenten stellen jeder für sich gesehen χ^2 -verteilte Zufallsprozesse dar. Es sei angenommen, dass $ML \gg 1$ ist. Somit können die beiden letzten Terme in (5.95) vernachlässigt werden. Für die nun zu betrachtende Teststatistik, ergibt sich:

$$\begin{aligned} T'(\mathbf{x}) &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{|\tilde{s}_m(l)|^2}{|\tilde{A}_m \tilde{h}(l)|} + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{w}_m(l)|^2 \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{A}_m|^2 \underbrace{|\tilde{h}(l)|^2}_1 + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{w}_m(l)|^2 \\ &= L \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{A}_m|^2 + \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{w}_m(l)|^2 \\ &= \underbrace{\sum_{m=0}^{M-1} |\sqrt{L} \tilde{A}_m|^2}_{\tilde{T}_1} + \underbrace{\sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{w}_m(l)|^2}_{\tilde{T}_2}, \end{aligned} \quad (5.97)$$

mit

$$|\tilde{A}_m|^2 = |A_{m_I}|^2 + |A_{m_Q}|^2 \quad \text{und} \quad |\tilde{w}_m|^2 = |\tilde{w}_{m_I}|^2 + |\tilde{w}_{m_Q}|^2, \quad (5.98)$$

wobei I, Q die Inphase-Komponente bzw. die Quadraturkomponente indiziert. Es gilt:

$$\begin{aligned} E[NA_{m_I}^2] &= E[NA_{m_Q}^2] = \frac{N\sigma_A^2}{2} \\ E[w_{m_I}^2] &= E[w_{m_Q}^2] = \frac{\sigma^2}{2}, \end{aligned} \quad (5.99)$$

wobei gilt: $\sigma_A^2 = \text{var}[\tilde{A}_m]$ und $\sigma^2 = \text{var}[\tilde{w}_m]$. Der erste Term in (5.97) ist ein χ_{2L}^2 - und der zweite ein χ_{2ML}^2 -verteilter Zufallsprozess. Da beide Anteile voneinander statistisch unabhängig sind, ergibt sich die Verteilung der Summe aus der Faltung der beiden Verteilungen. Die Dichtefunktion des ersten bzw. zweiten Anteils unter der Hypothese H_1 ist gegeben durch:

$$\begin{aligned} P_{T_1}(y|H_1) &= \frac{1}{L^M \sigma_A^{2M} (M-1)!} y^{M-1} e^{-\frac{y}{L\sigma_A^2}} \text{ bzw.} \\ P_{T_2}(y|H_1) &= \frac{1}{\sigma^{2ML} (ML-1)!} y^{ML-1} e^{-\frac{y}{\sigma^2}}. \end{aligned} \quad (5.100)$$

Die charakteristische Funktion für die Teststatistik $T'(\mathbf{x})$ lautet [65], [71]:

$$\Psi_{T'}(\omega) = \Psi_{T_1}(\omega) \cdot \Psi_{T_2}(\omega) = \frac{1}{\left(1 - 2j\omega \frac{L\sigma_A^2}{2}\right)^{\frac{2M}{2}} \left(1 - 2j\omega \frac{\sigma^2}{2}\right)^{\frac{2ML}{2}}}. \quad (5.101)$$

Durch Rücktransformation der charakteristischen Funktion ergibt sich für die Dichtefunktion [71]:

$$\begin{aligned} P_{T'}(y) &= \frac{1}{\frac{L\sigma_A^2 \sigma^2}{2} \Gamma(L+LM)} \left(\frac{y}{L\sigma_A^2}\right)^{\left(\frac{2M-1}{2}\right)} \left(\frac{y}{\sigma^2}\right)^{\left(\frac{2LM-1}{2}\right)} \exp\left(-\frac{y}{L\sigma_A^2}\right) \\ &\quad {}_1F_1\left(ML; ML+L; \frac{\sqrt{2}(\sigma^2 - L\sigma_A^2)^2}{L\sigma_A^2 \sigma^2} y\right), \end{aligned} \quad (5.102)$$

wobei ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$ die Konfluente-Hypergeometrische Funktion [1] ist.

In der Literatur ist die zugehörige Verteilungsfunktion nicht angegeben. Deshalb wird im Folgenden die Dichtefunktion über die Faltung berechnet und anschließend wird die Verteilungsfunktion ermittelt.

Die Dichtefunktion der Teststatistik ergibt sich aus der Faltung der Dichtefunktionen aus (5.100):

$$P_{T'}(y|H_1) = P_{T_1}(y|H_1) * P_{T_2}(y|H_1) = c \int_0^y v^{M-1} e^{-\frac{v}{L\sigma_A^2}} (y-v)^{ML-1} e^{-\frac{(y-v)}{\sigma^2}} dv, \quad (5.103)$$

wobei gilt:

$$c = \frac{1}{L^M \sigma_A^{2M} \sigma^{2ML} (M-1)! (ML-1)!}. \quad (5.104)$$

Nach dem Binomischen Satz [6] gilt:

$$(y-v)^{ML-1} = \sum_{k=0}^{ML-1} \binom{ML-1}{k} y^{ML-1-k} (-1)^k v^k. \quad (5.105)$$

Eingesetzt in (5.103) ergibt sich:

$$P_{T'}(y|H_1) = ce^{-\frac{y}{\sigma^2}} \int_0^y e^{v\left(\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{L\sigma_A^2}\right)} \sum_{k=0}^{ML-1} \binom{ML-1}{k} y^{ML-1-k} (-1)^k v^{k+M-1} dv. \quad (5.106)$$

Nachdem das Integral in die Summe hineingezogen wird, folgt:

$$P_{T'}(y|H_1) = ce^{-\frac{y}{\sigma^2}} \sum_{k=0}^{ML-1} \binom{ML-1}{k} y^{ML-1-k} (-1)^k \int_0^y v^{k+M-1} e^{v\left(\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{L\sigma_A^2}\right)} dv. \quad (5.107)$$

Das Integral in (5.107) ist in [69] angegeben:

$$\int x^n e^{ax} dx = e^{ax} \sum_{k=0}^n (-1)^k \frac{n!}{(n-k)! a^{k+1}} x^{n-k}. \quad (5.108)$$

Dieses Ergebnis angewendet auf (5.107) liefert:

$$P_{T'}(y|H_1) = ce^{-\frac{y}{\sigma^2}} \sum_{k=0}^{ML-1} \binom{ML-1}{k} y^{ML-1-k} (-1)^k \cdot \left[e^{v\left(\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{L\sigma_A^2}\right)k+M-1} \sum_{q=0}^{k+M-1} (-1)^q \frac{(k+M-1)!}{(k+M-1-q) \left(\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{L\sigma_A^2}\right)^{q+1}} \right] \Bigg|_{v=0}^{v=y}. \quad (5.109)$$

Nach Einsetzen der Grenzen ergibt sich:

$$P_{T'}(y|H_1) = c \sum_{k=0}^{ML-1} \binom{ML-1}{k} (-1)^k \cdot \sum_{q=0}^{k+M-1} \left[(-1)^q \frac{(k+M-1)!}{(k+M-1-q) \left(\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{L\sigma_A^2}\right)^{q+1}} \cdot \left[\underbrace{e^{-\frac{1}{L\sigma_A^2}y} y^{ML+M-2-q}}_{I_1(y)} - \delta(k+M-1-q) \underbrace{y^{ML-1-k} e^{-\frac{y}{\sigma^2}}}_{I_2(y)} \right] \right]. \quad (5.110)$$

Gleichung (5.110) beschreibt die Dichtefunktion der Teststatistik unter der Hypothese H_1 . Um P_E zu berechnen ist es notwendig, die Verteilungsfunktion zu bestimmen. Dazu ist es notwendig, die Gleichung (5.110) zu integrieren. Dazu werden durch Anwendung der Gleichung (5.108) zunächst die Integrale von $I_1(y)$ und $I_2(y)$ aus Gleichung (5.110) bestimmt:

$$\int I_1(y) = e^{-\frac{1}{L\sigma_A^2}y^{ML+M-2-q}} \sum_{s=0}^{ML+M-2-q} (-1)^s \frac{(ML+M-2-q)!}{(ML+M-2-q-s)! \left(-\frac{1}{L\sigma_A^2}\right)^{s+1}} y^{ML+M-2-q-s}$$

$$\int I_2(y) = e^{-\frac{y}{\sigma^2}} \sum_{s=0}^{ML-1-k} (-1)^s \frac{(ML-1-k)!}{(ML-1-k-s)! \left(-\frac{1}{\sigma^2}\right)^{s+1}} y^{ML-1-k-s}. \quad (5.111)$$

Somit folgt für P_E

$$P_E(\lambda_0) = \int_{\lambda_0}^{\infty} P_{T'}(y|H_1) =$$

$$c \sum_{k=0}^{ML-1} \binom{ML-1}{k} \cdot (-1)^k \sum_{q=0}^{k+M-1} (-1)^q \frac{(k+M-1)!}{(k+M-1-q) \left(\frac{1}{\sigma^2} - \frac{1}{L\sigma_A^2}\right)^{q+1}} \cdot$$

$$\left[e^{-\frac{\lambda_0}{N\sigma_A^2}} \sum_{s=0}^{ML+M-2-q} (-1)^s \frac{(ML+M-2-q)!}{(ML+M-2-q-s)! \left(-\frac{1}{L\sigma_A^2}\right)^{s+1}} \lambda_0^{ML+M-2-q-s} \right.$$

$$\left. \delta(k+M-1-q) e^{-\frac{\lambda_0}{\sigma^2}} \sum_{s=0}^{ML-1-k} (-1)^s \frac{(ML-1-k)!}{(ML-1-k-s)! \left(-\frac{1}{\sigma^2}\right)^{s+1}} \lambda_0^{ML-1-k-s} \right]$$

und für P_F (5.112)

$$P_F(\lambda_0) = \int_{\lambda_0}^{\infty} P_{T'}(y|H_0) = e^{-\frac{\lambda_0}{\sigma^2}} \sum_{k=0}^{ML-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\lambda_0}{\sigma^2}\right)^k. \quad (5.113)$$

5.7 Bewertung des Detektionsmodells

In diesem Abschnitt werden die analytischen Ergebnisse für den Matched Filter (MF) Detektor und die analytischen Ergebnisse, bei Approximation der Entdeckungswahrscheinlichkeit, für den Energie Detektor präsentiert. Die analytischen Ergebnisse für den Energie Detektor werden mit den simulativ ermittelten Ergebnissen verglichen. Die Ergebnisse werden als Receiver Operating Curves (ROCs) dargestellt. Bei der ROC-Darstellung der Ergebnisse werden auf der Abszisse die Fehlalarmwahrscheinlichkeit und auf der Ordinate die Entdeckungswahrscheinlichkeit aufgetragen. Das SNR beträgt bei allen Untersuchungen 2 dB. Es wird davon ausgegangen, dass das MN-System mit niedri-

gen Sendeleistungen arbeitet, so dass nur im Nahbereich Interferenzen erzeugt werden. Für SNR-Werte, die niedriger als 2 dB sind, ist das SN-Signal so schwach, dass SN-Stationen in der Nähe der MN-Station das SN-Signal nicht demodulieren können. In diesem Fall würden Interferenzen vom MN-System das SN-System nicht stören. Somit werden in diesem Abschnitt die Ergebnisse von Worst Case Szenarien – SNR = 2dB – präsentiert.

In Bild 5-28 ist die Varianz des relativen Approximationsfehlers $e(\mathbf{x})$ für den Energie Detektor in Abhängigkeit von der Anzahl der Antennenelemente M und der Anzahl der Abtastwerte L dargestellt. Der relative Approximationsfehler ist in Gleichung (5.96) angegeben. Mit zunehmendem M und L nimmt die Varianz von $e(\mathbf{x})$ ab. In Bild 5-29 sind die ROCs für den MF Detektor und den Energie Detektor dargestellt. Die Anzahl der Abtastwerte beträgt $L = 20$. Es werden die Ergebnisse für $M = 1$ und $M = 2$ Antennenelemente verglichen. Die Ergebnisse für den MF und Energie Detektor sind für $M = 1$ inakzeptabel. Damit das MN-System die freien Spektren effizient nutzen kann, muss die Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_F kleiner als 0,1 sein. Für $P_F = 0,1$ beträgt die Entdeckungswahrscheinlichkeit für den MF Detektor $P_E = 0,94$ und für den Energie Detektor $P_E = 0,82$. Für eine sichere Detektion des SN-Signals sollte die Entdeckungswahrscheinlichkeit mindestens $P_E = 0,99$ betragen. Bei $M = 2$ erfüllt der MF Detektor die Mindestforderung für P_E , wobei beim Energie Detektor für $M = 2$ P_E zu niedrig ist. Die Leistungsfähigkeit des MF Detektors bei $M = 1$ entspricht ungefähr der Leistungsfähigkeit des Energie Detektors bei $M = 2$. In Bild 5-30 werden die ROCs bei $M = 2$ verglichen. Es sind die ROCs für den MF Detektor, den Energie Detektor bei Approximation von P_E und die Simulation des Energie Detektors dargestellt. Aus den ROCs ist zu erkennen, dass die Ergebnisse der analytischen Lösung eine gute Approximation für die ROCs des Energie Detektors sind. In Bild 5-31 sind die ROCs bei $M = 3$ dargestellt. Es ist festzustellen, dass die Leistungsfähigkeit des MF Detektors bei $M = 2$ ungefähr der Leistungsfähigkeit des Energie Detektors bei $M = 3$ entspricht. Bei $M = 3$ Antennenelementen sind die Mindestforderung für P_E sowohl für den MF Detektor, als auch für den Energie Detektor erfüllt. In Bild 5-32 ist für den MF Detektor P_E in Abhängigkeit vom SNR und der Anzahl der Antennenelemente M dargestellt. Die Fehlalarmwahrscheinlichkeit beträgt $P_F = 10^{-1}$ und es werden $L = 1$ Abtastwerte benutzt. Es ist festzustellen, dass mit zunehmender Anzahl der Antennenelemente die Leistungsfähigkeit des MF Detektors beliebig gesteigert werden kann. Die einzigen Begrenzungen sind die Kosten und die Größe des Empfängers.

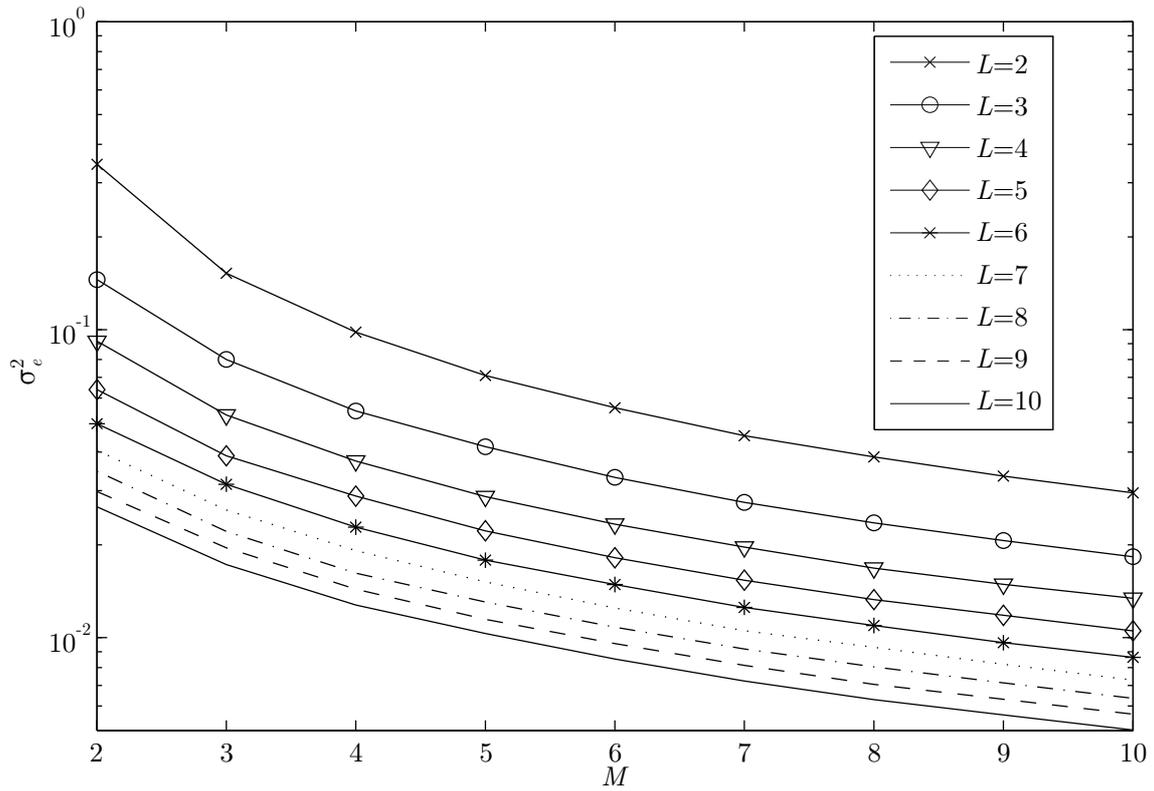


Bild 5-28 Varianz des relativen Approximationsfehlers

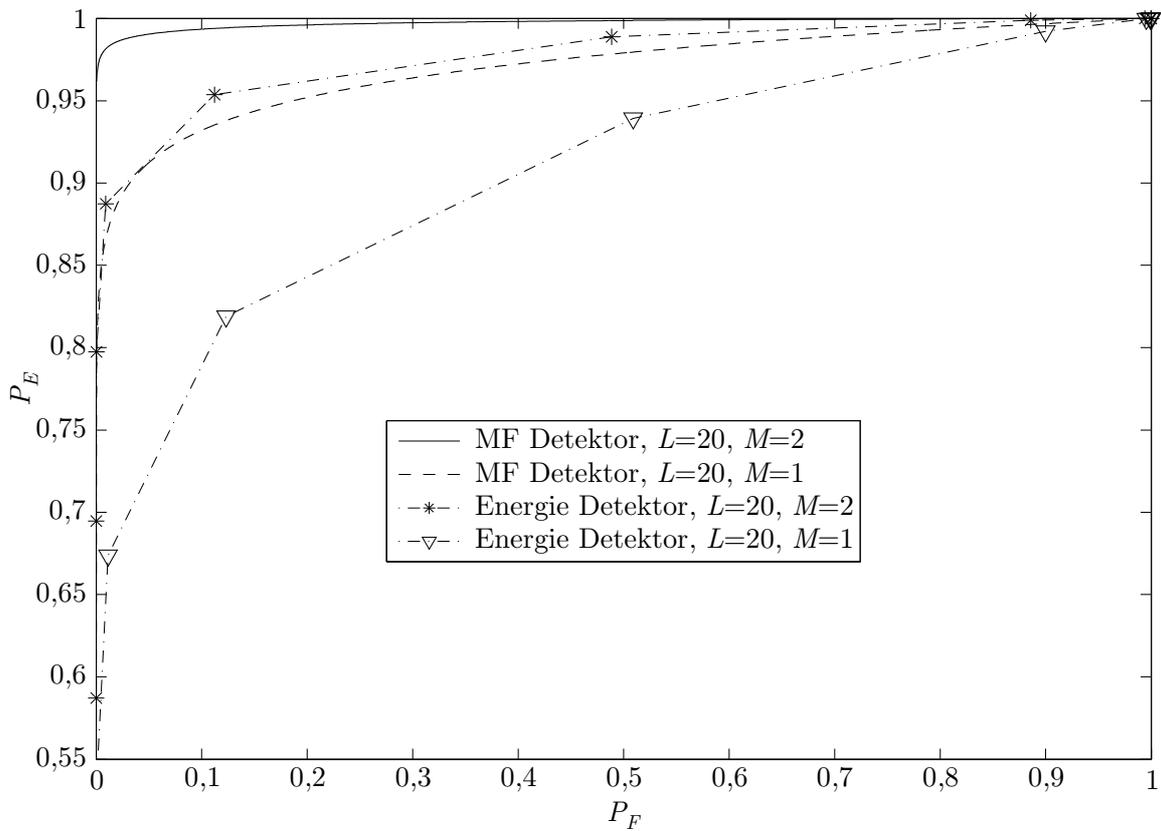


Bild 5-29 ROCs für $SNR = 2$ dB

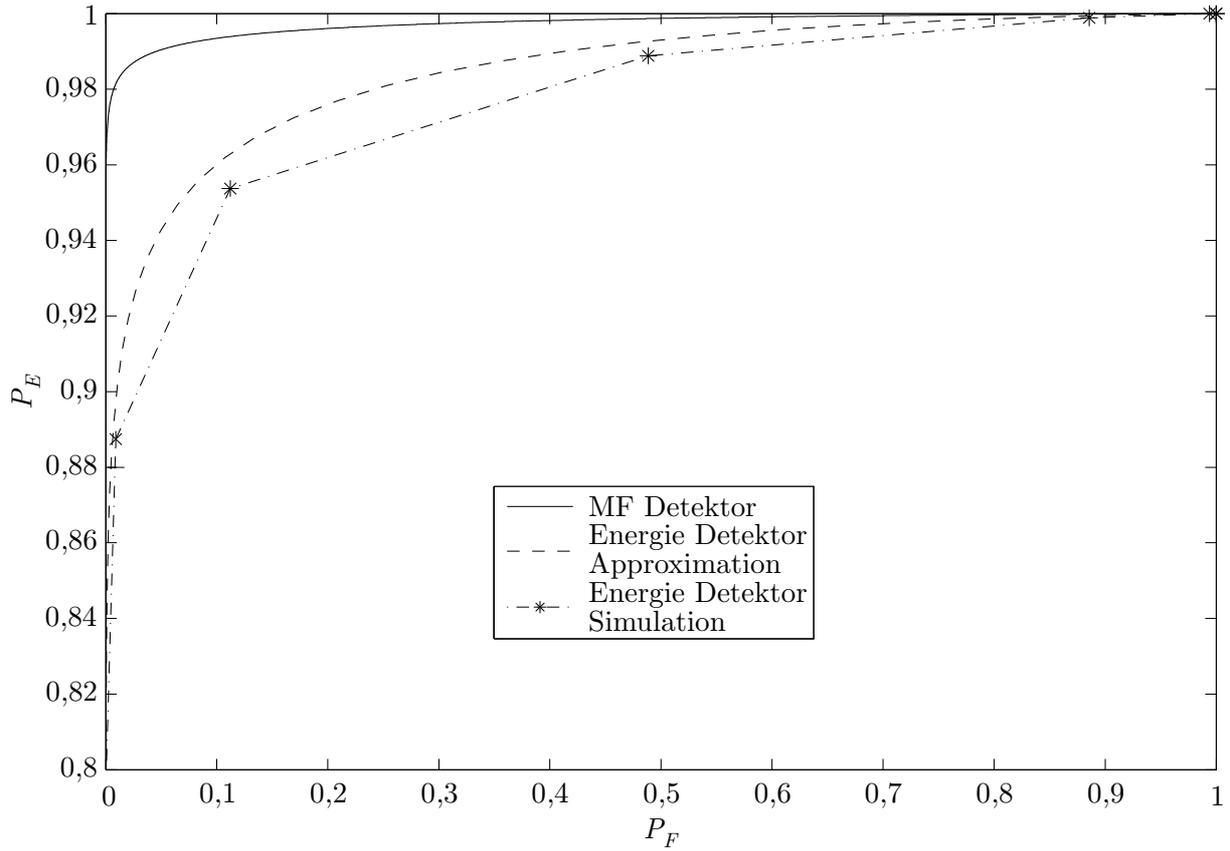


Bild 5-30 ROCs bei $M = 2$ Antennenelementen und $L = 20$ Abtastwerten

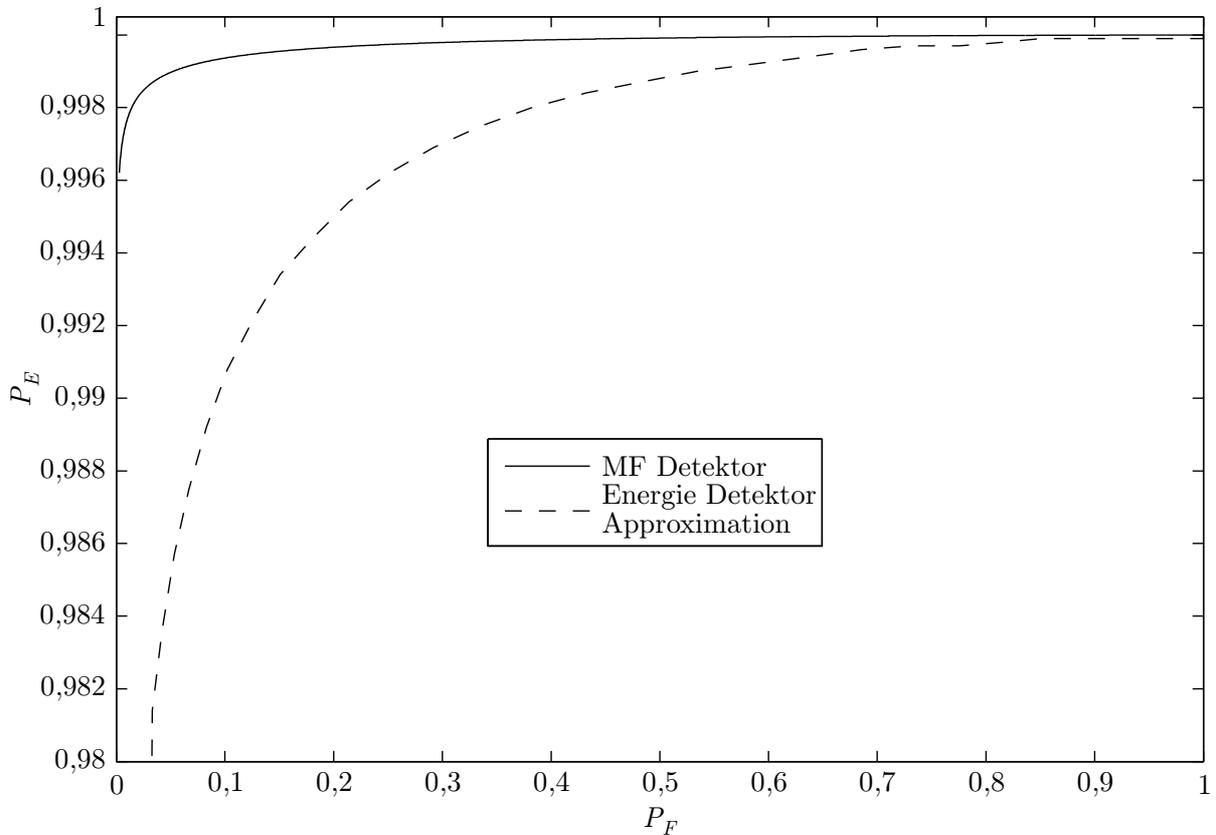


Bild 5-31 ROCs bei $M = 3$ Antennenelementen und $L = 20$ Abtastwerten

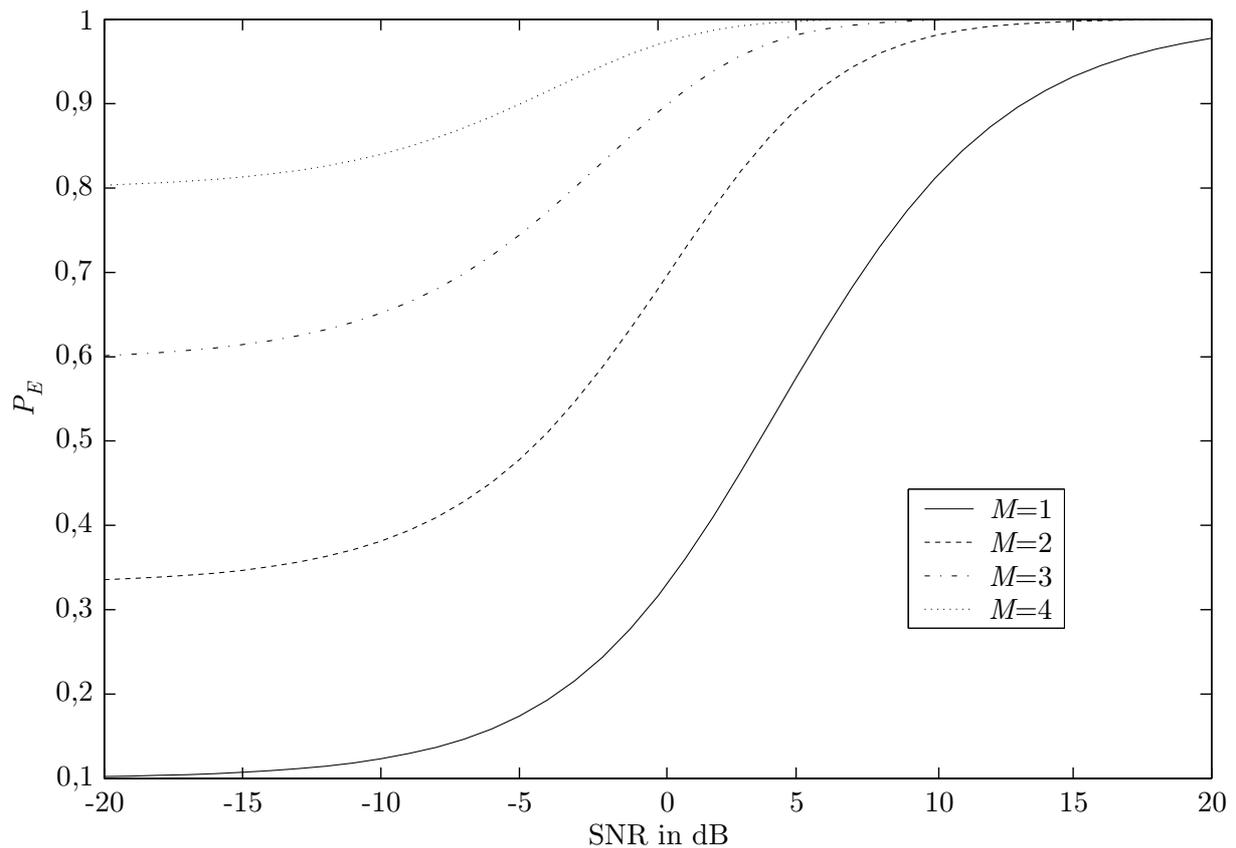


Bild 5-32 P_E in Abhängigkeit vom SNR und von M ; $L = 1$ und $P_F = 10^{-1}$

5.8 Interferenzmodell

Um quantitative Aussagen über den Einfluss der Interferenzen eines SP-Systems auf ein SN-System zu machen, wird in diesem Abschnitt eine Interferenzanalyse durchgeführt. Interferenzen können entstehen, wenn der Präsenzdetektor das SN-Signal nicht detektiert.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten Interferenzen zu klassifizieren. Die ITU spezifiziert folgende Interferenzniveaus :

- *Interferenz* wird als ein Effekt bezeichnet, der aufgrund von Emission, Abstrahlung oder Induktion unerwünschter Energie auf ein Empfangssignal in einem Kommunikationssystem entsteht und die Leistungsfähigkeit dieses Systems beeinträchtigt.
- *Schädliche Interferenz* gefährdet die Funktion eines Radionavigationsdienstes oder von anderen sicherheitsrelevanten Diensten oder verschlechtert gravierend, blockiert oder unterbricht wiederholt Funkkommunikationsdienste, die nach den Spezifikationen der Regulierungsbehörden arbeiten.

- *Zulässige Interferenz* ist die beobachtete oder geschätzte Interferenz, welche die quantitativen Kriterien der Regulierungsbehörden oder der ITU-R erfüllt.
- *Akzeptierte Interferenz* ist eine Interferenz, die höher ist als die zulässige Interferenz, jedoch mit zwei oder mehreren Administrationen eine Abmachung besteht, dass eine Interferenz bis zu diesem Niveau erlaubt ist.

Diese Definitionen werden auch von den internationalen Regulierungsbehörden benutzt. Je nach Funkdienst variiert auch die Art und Weise des Schutzes vor unerwünschter Interferenz. Die gängigste Art ist der Schutz durch Einführung von Frequenzmasken, die die emittierte Leistung innerhalb und außerhalb des Sendebandes vorschreiben. Bei Bündelfunksystemen oder analogem terrestrischen Fernsehrundfunk wird zum Schutz vor Interferenzen anhand von Worst Case Szenarien ein minimaler Basisstationsabstand eingeführt. Beim digitalen Rundfunk werden detaillierte Modelle herangezogen, um Regionen, in denen eine Nachfrage für digitale Rundfunkdienste besteht, vor Interferenzen zu schützen.

Es gibt verschiedene Meinungen über die Notwendigkeit einer neuen Definition der Begriffe „Interferenz“ und „Schädliche Interferenz“. Für die Gegner einer neuen Definition sind die bestehenden Definitionen sehr allgemein gehalten, so dass unterschiedliche, den Umständen und Bedürfnissen entsprechende, Interpretationen möglich sind. Die Definition sei relativ zu der Leistungsfähigkeit der Systeme zu sehen und da diese stetig steigt, wirkt sich das auch auf die Spezifikation neuer technischer Systeme aus. Eine Neudefinition sei nicht nötig und würde die Industrie nur daran hindern, Innovationen durchzuführen.

Die Befürworter einer Neudefinition dieser Begriffe möchten, dass die Definition eindeutiger wird. Die Definition sei subjektiv und die Beschreibung „gravierende Verschlechterung“ und „wiederholte Unterbrechung“ nicht exakt. Dies würde eine zweckgebundene Interpretation zur Folge haben. Ferner würde diese Definition die bestehende HF- und moderne Kommunikationsumgebung nicht berücksichtigen und sei zu allgemein. Es sei viel wichtiger, die Definition an die Aufgabe und Funktion des durch Interferenz gestörten Systems anzupassen. Die jetzige Definition berge zu viel Ungewissheit und führe zu Uneinigkeiten bei der Spezifikation von z.B. UWB Systemen. Eine bessere Lösung sei der Schutz durch Messung der Interferenz.

In [38] wird vorgeschlagen, statt eine Neudefinition vorzunehmen, die bestehenden Methoden zu ergänzen. Die Ergänzungen sollen erlauben, dass

- Echtzeitmessungen des Spektrums und des HF-Umfeldes gemacht werden und

- die an der Kommunikation teilnehmenden Geräte adaptiv auf diese Messungen antworten.

Zusätzlich sollen maximal erlaubte Interferenzniveaus definiert werden, um einen definierten Schutz vor Interferenzen zu ermöglichen. Diese Interferenzniveaus sollen, neben dem Schutz vor Interferenzen bestehender Systeme, den Funkzugang für neue Techniken erlauben.

Da die modernen Messtechniken und adaptiven Verfahren immer aufwendiger und leistungsfähiger werden, können durch den Einsatz solcher Verfahren Systeme entwickelt werden, die die Interferenzleistung selbst regulieren.

5.8.1 Szenario

Bei SP wird das Spektrum des SN-Systems von MN-Systemen mitgenutzt. Da das SN-System keine Einschränkungen in der Nutzung der eigenen Frequenzen akzeptiert, müssen die Störungen möglichst gering sein. Um eine zuverlässige Koexistenz des SN- und MN-Systems zu gewährleisten, müssen im MN-System Präsenzdetectoren eingesetzt werden. Der Präsenzdetectoren wurden in Abschnitt 5.6 behandelt. Das MN-System besteht aus einem zentralen Access Point (AP) und mobilen Terminals (MT). Der AP, welcher die Messergebnisse von den am Mietprozess beteiligten MTs signalisiert bekommt, erteilt die Erlaubnis für den Zugriff auf das Spektrum. Das SP-System wird daraufhin ausgelegt, dass die Interferenzwahrscheinlichkeit möglichst gering ist. Weil die Messergebnisse des Funkkanals unzuverlässig sind, ist eine interferenzfreie Koexistenz unmöglich. Es ist aber durchaus möglich, die Interferenzen unter einer vorgegebenen Schranke zu halten, so dass das SN-System keine Einbuße in seiner Leistungsfähigkeit hat [12], [20]. Durch die Berücksichtigung der physikalischen Umgebung, der Positionierung von Messstationen und des Entwurfs geeigneter Präsenzdetectoren kann dafür gesorgt werden, dass die Interferenz unter einer vorgegebenen Schranke bleibt.

In [75] wird untersucht, wie sich die additive Interferenz eines In-Band Signals mit konstanter Amplitude auf ein mit Gaußschem Rauschen behaftetes PSK Signal auswirkt. In diesem Abschnitt wird ein ähnlicher Ansatz verfolgt, mit dem Ziel, einen analytischen Ausdruck für die Interferenzen von MN-Signalen auf SN-Signale zu erhalten. Es wird davon ausgegangen, dass das MN-System mit niedrigen Sendeleistungen arbeitet, so dass nur im Nahbereich Interferenzen erzeugt werden. Da im Nahbereich die Jakes-Annahmen¹¹ nicht erfüllt

¹¹ Die Jakes-Annahmen sind: (i) Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen findet in der zweidimensionalen (horizontalen) Ebene statt und der Empfänger liegt im Zentrum eines isotropen Streugebietes. (ii) Die Einfallswinkel α der auf die Empfangsantenne treffenden Wellen sind gleichverteilt

sind, muss für das MN-Signal von einem Ricekanal ausgegangen werden. Der Ricefaktor gibt das Verhältnis der Leistungen der dominierenden- und der Streukomponente an. Je mehr sich der SN-Empfänger der Interferenzquelle nähert, desto größer wird der Ricefaktor. Ein Rayleighkanal wird häufig dann angenommen, wenn eine grobzellulare Netzstruktur vorliegt, von der für das SN-System ausgegangen wird. Es wird angenommen, dass das SN-Signal über einen Rayleigh- und das MN-Signal über einen Ricekanal übertragen wird.

5.8.2 Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Ein PSK Signal hat die Form:

$$f(t) = \cos(2\pi f_f t + \varphi_f(t)). \quad (5.114)$$

Die digitale Information wird durch eine Phasenmodulation dem Signal aufgeprägt. Die im Abstand des Symboltaktes T sich ändernde Phase des Signals kann eine von D äquidistanten Phasen im Intervall $[0, 2\pi)$ annehmen. Somit lässt sich die Phase als eine Folge von diskreten Phasensprüngen im Symboltakt T ausdrücken:

$$\varphi_f(t) = \frac{2\pi k}{D}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, D - 1. \quad (5.115)$$

Unter der Annahme, dass das Rauschen im Wesentlichen thermischen Ursprungs ist, kann es als ein stationärer, weißer Gaußscher Zufallsprozess modelliert werden. Am Ausgang eines Bandpassfilters ergibt sich das Rauschsignal zu:

$$n(t) = u(t) \cos(2\pi f_f t) - v(t) \sin(2\pi f_f t). \quad (5.116)$$

Dabei sind $u(t)$ und $v(t)$ Tiefpasssignale die stationär und gaußverteilt sind. Innerhalb der Systembandbreite können sie als weißer Zufallsprozess betrachtet werden. Für deren Leistungen gilt:

$$E[|u(t)|^2] = E[|v(t)|^2] = \sigma_n^2. \quad (5.117)$$

Ferner sei angenommen, dass das Interferenzsignal eine konstante Amplitude besitzt, innerhalb der Detektorbandbreite liegt und phasenmoduliert ist. Da es keine Abhängigkeit zwischen Sende- und Interferenzsignal gibt, ist deren Phasenbeziehung ϑ zufällig und gleichverteilt. Das Interferenzsignal hat die Form:

über das Intervall $[-\pi, \pi)$. (iii) Die Richtcharakteristik der Empfangsantenne ist zirkulärsymmetrisch (Rundstrahlantenne).

$$i(t) = o \cos(2\pi f_i t + \varphi_i(t) + \vartheta). \quad (5.118)$$

Dabei ist o die Amplitude des mit $\varphi_i(t)$ phasenmodulierten Interferenzsignals. Aus den Gleichungen (5.114) – (5.118) ergibt sich die Winkeldifferenz zwischen dem Sende- und dem Interferenzsignal zu:

$$\varphi(t) = 2\pi(f_i - f_f)t + \varphi_i - \varphi_f + \vartheta. \quad (5.119)$$

In Bild 5-33 (a) ist das Phasordiagramm des Empfangssignals $e(t)$, welches sich aus der Überlagerung des Sendesignals $f(t)$, des Interferenzsignals $i(t)$ und des Rauschsignals $n(t)$ ergibt, abgebildet. Das Interferenzsignal $i(t)$ setzt sich aus der dominanten Komponente $d(t)$ und der Streukomponente $s(t)$ zusammen. Das Leistungsverhältnis der direkten und indirekten Komponente wird als Ricefaktor

$$K = \frac{\overline{|d|^2}}{2\sigma_s^2} \quad (5.120)$$

bezeichnet. Dabei sind $\overline{|d|^2}$ und $2\sigma_s^2$ die zeitlichen Leistungsmittelwerte der dominanten Komponente bzw. der Streukomponente.

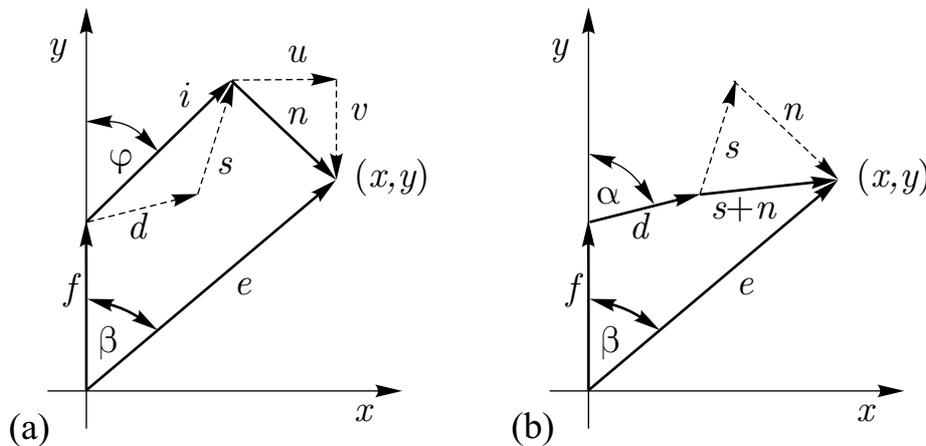


Bild 5-33 (a) Phasordiagramm des Sende- und Interferenzsignals (b) Zusammenfassung der Streukomponente des Interferenz- und Rauschsignals

Das Rauschsignal $n(t)$ besteht aus der Inphase- und Quadraturkomponente $u(t)$ bzw. $v(t)$. Da die Summe Gaußscher Zufallsprozesse ebenfalls ein Gaußscher Zufallsprozess ist, werden das Rauschsignal und die Streukomponente des Interferenzsignals zusammengefasst. In Bild 5-33 (b) ist die Zusammenfassung grafisch verdeutlicht. Die Rauschleistung des zusammengefassten Signals beträgt:

$$\sigma_{n+s}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_s^2. \quad (5.121)$$

Um die Dichtefunktion des Winkels β zwischen dem Sendesignal $f(t)$ und dem Empfangssignal $e(t) = x(t) + \sqrt{-1}y(x)$ zu berechnen, wird zunächst die bedingte Verbunddichte $f_{X,Y}(x, y | \alpha)$ bestimmt. Das Empfangssignal $e(t)$ hat im kartesischen Koordinatensystem unter der Bedingung α eine Gaußsche Verbunddichte mit den Mittelwerten:

$$\bar{x}_e = |d|\sin \alpha, \quad \bar{y}_e = 1 + |d|\cos \alpha. \quad (5.122)$$

Dabei wird vorausgesetzt, dass das Sendesignal $f(t)$ auf $\sqrt{-1}$ normiert ist. Die bedingte Verbunddichte ergibt sich zu:

$$f_{X,Y}(x, y | \alpha) = \frac{1}{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} e^{\left\{ -\frac{1}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [(x - |d|\sin \alpha)^2 + (y - 1 - |d|\cos \alpha)^2] \right\}}. \quad (5.123)$$

Nach der Bayes Formel gilt:

$$f_{X,Y}(x, y | \alpha) \cdot P_A(\alpha) = f_{X,Y,A}(x, y, \alpha) \quad (5.124)$$

Die Randdichte für x und y erhält man nach Integration über α [65]:

$$f_{X,Y}(x, y) = \int_0^{2\pi} f_{X,Y,A}(x, y, \alpha) d\alpha = \int_0^{2\pi} f_{X,Y}(x, y | \alpha) \cdot P_A(\alpha) d\alpha \quad (5.125)$$

Für die Dichte des Winkels α gilt:

$$P_A(\alpha) = \frac{1}{2\pi}, \quad \alpha = [0, 2\pi] \quad (5.126)$$

Mit den Gleichungen (5.123) – (5.126) ergibt sich für die gesuchte Verbunddichte – siehe A.1:

$$f_{X,Y}(x, y) = \frac{e^{\left\{ -\frac{1}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [x^2 + (y-1)^2 + |d|^2] \right\}}}{4\pi^2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} \int_0^{2\pi} e^{\left\{ \frac{|d|}{(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [x^2 + (y-1)^2]^{0,5} \cos(\alpha + \eta) \right\}} d\alpha \quad (5.127)$$

Nach Durchführung der Integration ergibt sich¹²:

$$f_{X,Y}(x, y) = \frac{e^{\left\{ -\frac{1}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [x^2 + (y-1)^2 + |d|^2] \right\}}}{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} I_0 \left\{ \frac{|d|}{(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [x^2 + (y-1)^2]^{0,5} \right\}. \quad (5.128)$$

¹² Es gilt: $\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{z \cos(\alpha)} d\alpha = I_0(z)$. I_0 ist die Besselfunktion erster Art nullter Ordnung.

Um Gleichung (5.128) in Polarkoordinaten darzustellen, wird eine Transformation der Variablen durchgeführt¹³:

$$x = r \sin(\beta) \quad \text{und} \quad y = r \cos(\beta). \quad (5.129)$$

Die Jacobideterminante dieser Transformation ist r . Nach der Transformation ergibt sich die Randdichte für β nach Integration von $f_{B,R}(\beta, r)$ über r zu:

$$f_B(\beta) = \int_0^\infty \frac{e^{\left\{ -\frac{1}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [r^2 + |d|^2 + 2r \cos \beta] \right\}}}{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} I_0 \left\{ \frac{|d|}{(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)} [r^2 + 1 - 2r \cos \beta]^{0,5} \right\} r dr. \quad (5.130)$$

Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ergibt sich durch Integration über den Winkelbereich $\left[-\frac{\pi}{M}, \frac{\pi}{M}\right]$ ¹⁴:

$$P_b = \int_{-\pi}^{-\frac{\pi}{M}} f_B(\beta) + \int_{\frac{\pi}{M}}^{\pi} f_B(\beta) = 2 \int_{\frac{\pi}{M}}^{\pi} f_B(\beta). \quad (5.131)$$

Um die Interpretation der Ergebnisse zu vereinfachen, werden drei Variablen definiert:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{1}{2\sigma_n^2} && : \text{SNR} \\ \gamma_i &= \frac{1}{i^2 + 2\sigma_s^2} && : \text{SIR} \\ 2\sigma_i^2 &= 2\sigma_s^2 + \overline{|d|^2} && : \text{Interferenzleistung.} \end{aligned} \quad (5.132)$$

Mit den Gleichungen (5.120) und (5.132) ergibt sich für $\overline{|d|^2}$ und σ_s^2 :

$$\begin{aligned} \overline{|d|^2} &= \frac{2K}{1+K} \sigma_i^2 \\ \sigma_s^2 &= \frac{\sigma_i^2}{K+1}. \end{aligned} \quad (5.133)$$

Gleichung (5.131) gilt für ein Empfangssignal mit konstantem Signal- zu Rauschleistungsverhältnis. Da das Empfangssignal rayleighverteilt ist, muss ein Mittelwert für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit P_b berechnet werden. Die Verteilung des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses γ ist bei einem Rayleighkanal exponentialverteilt [65]:

¹³ r ist der Radius und β der Winkel der Polarkoordinatendarstellung.

¹⁴ Wegen der Symmetrie der Wahrscheinlichkeitsdichte $f_B(\beta)$, reicht es, dass das Integral nur über den Winkelbereich $\left[\frac{\pi}{M}, -\frac{\pi}{M}\right]$ berechnet wird.

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}. \quad (5.134)$$

Dabei ist $\bar{\gamma}$ das mittlere SNR. Der Erwartungswert der Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist:

$$\bar{P}_b(\bar{\gamma}) = \int_0^{\infty} P_b(\gamma) f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (5.135)$$

Mit den Gleichungen (5.130) – (5.135) ergibt sich für die mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit:

$$P_b(\bar{\gamma}) = \frac{1}{2\pi\bar{\gamma}} \int_0^{\infty} \int_{\pi/M}^{\pi} \int_0^{\infty} \frac{e^{\left\{ -\frac{1}{2\left(\frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{2\gamma_i(K+1)}\right)} \left[r^2 + \frac{2K}{1+K} \sigma_i^2 + 1 - 2r \cos \beta \right] \right\}}}{\left(\frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{2\gamma_i(K+1)} \right)} \cdot I_0 \left\{ \frac{\sqrt{\frac{2K}{1+K}}}{\left(\frac{1}{2\gamma} + \frac{1}{2\gamma_i(K+1)} \right)} [r^2 + 1 - 2r \cos \beta]^{0,5} \right\} r \cdot e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} dr d\beta d\gamma. \quad (5.136)$$

Die Integrationen in Gleichung (5.136) werden numerisch durchgeführt.

5.9 Bewertung des Interferenzmodells

In Bild 5-34 bis Bild 5-36 sind die Ergebnisse der numerischen Berechnung für die Ricefaktoren $K = 0$ (linear) sowie $K = 3dB$ und $13dB$ dargestellt. In diesen Abbildungen wird deutlich, dass die Auswirkung der MN-Interferenz auf das SN-System sehr stark vom Ricefaktor abhängt. Bemerkenswert ist, dass die Störung umso stärker ist, je kleiner der Ricefaktor wird. Daraus ist zu folgern, dass bei gleich bleibender mittlerer Interferenzleistung die Störung mit zunehmender dominanter Komponente abnimmt. Da mit zunehmendem SIR das thermische Rauschen dominiert, wird auch die Abhängigkeit der Störung vom Ricefaktor geringer und die Bitfehlerkurven nähern sich. Für niedrige SIR-Werte ist die Störung derart groß, dass sie ebenfalls nur sehr gering vom Ricefaktor abhängt. Für mittlere SNR-Werte im Bereich von $16dB$ - $24dB$ ist die Störung für SIR-Werte nur im Bereich von $6dB$ - $10dB$ merklich vom Ricefaktor abhängig. In Bild 5-37 sind die numerischen Berechnungen für mittlere SIR-Werte $\gamma_i \geq 12dB$ abgebildet. In dieser Abbildung ist zu sehen, dass die Störung ab $16dB$ keinen merklichen Einfluss auf das SN-System hat. Des-

halb sollten Interferenzen, die schlechter als 16dB sind, vermieden oder zeitlich begrenzt werden. In Bild 5-38 sind die Bitfehlerkurven für verschiedene Ricefaktoren abgebildet. Hier wird deutlich, dass die Störung für sehr hohe und niedrige mittlere SNR-Werte nur schwach vom Ricefaktor abhängt.

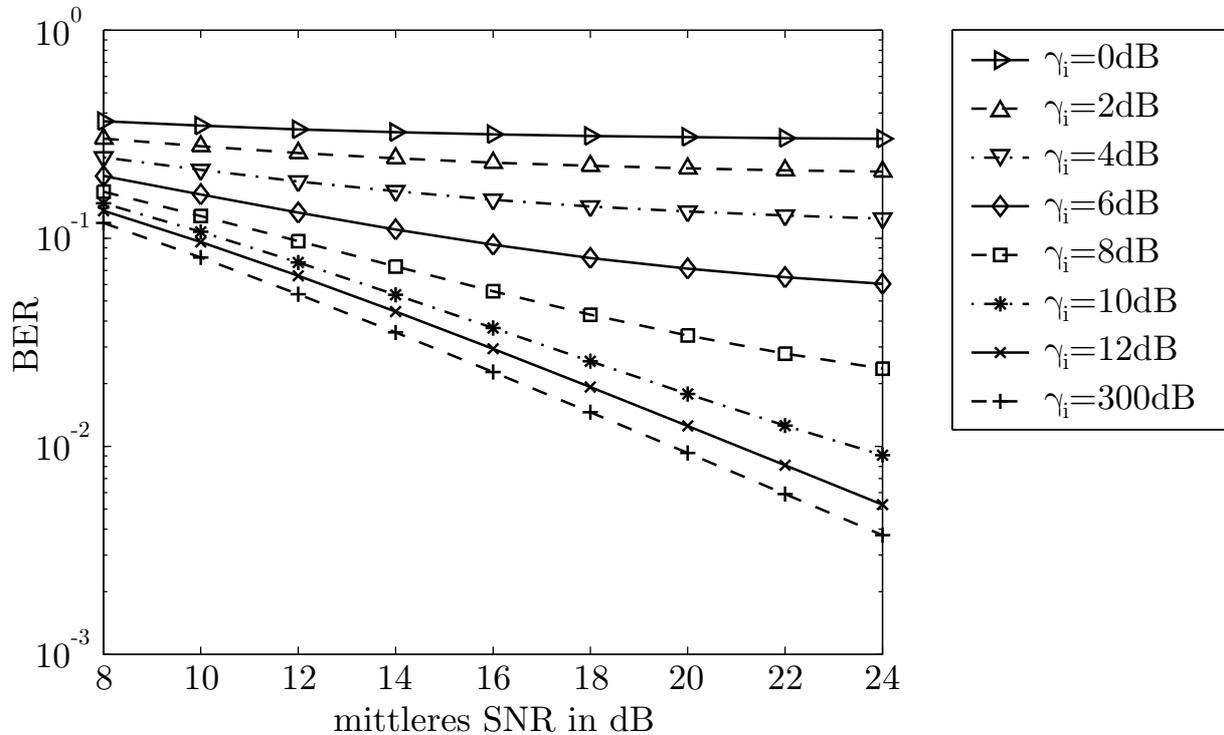


Bild 5-34 Ergebnisse der numerischen Berechnung; $K = 0$

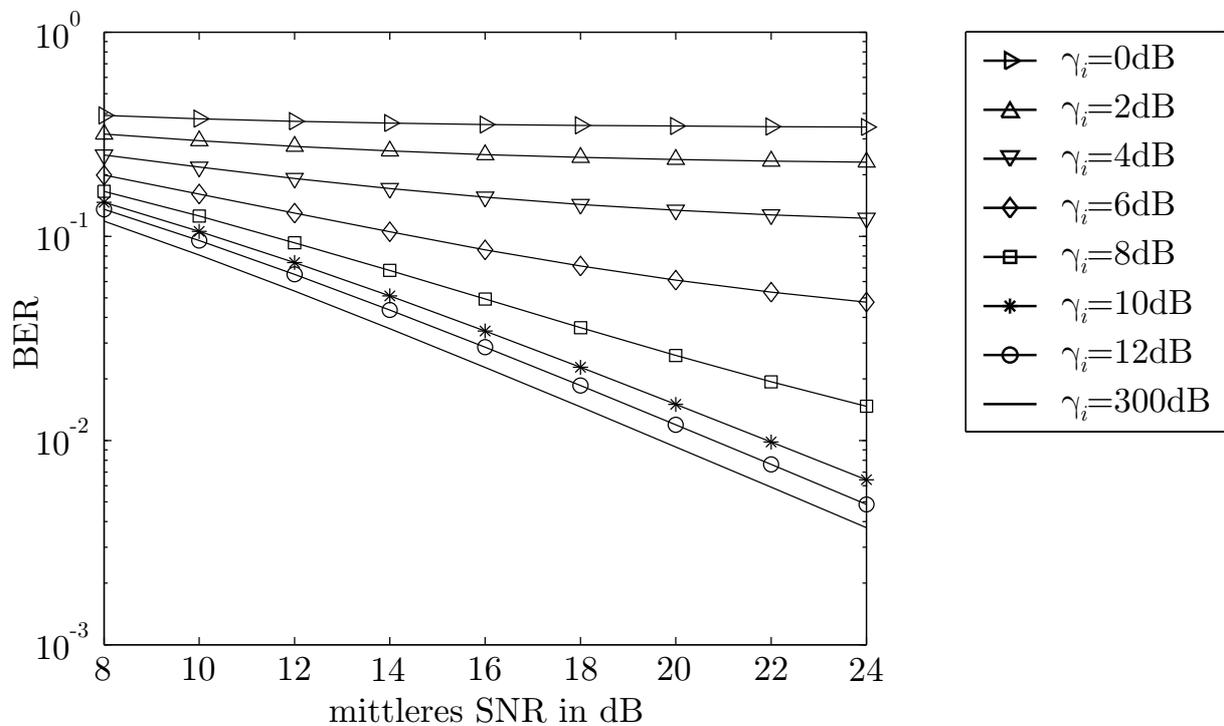


Bild 5-35 Ergebnisse der numerischen Berechnung; $K = 3\text{dB}$

Die Ergebnisse der Interferenzberechnungen müssen beim Entwurf eines SP-Systems, welches im selben Band mit dem SN-System koexistieren soll, berücksichtigt werden. Beim Entwurf eines SP-Systems ist darauf zu achten, dass die Interferenzen, im Falle eines Fehlers bei der Präsenzdetektion, möglichst gering sind. Vollständige Interferenzfreiheit ist für Systeme, die im selben Band koexistieren sollen, jedoch nicht möglich.

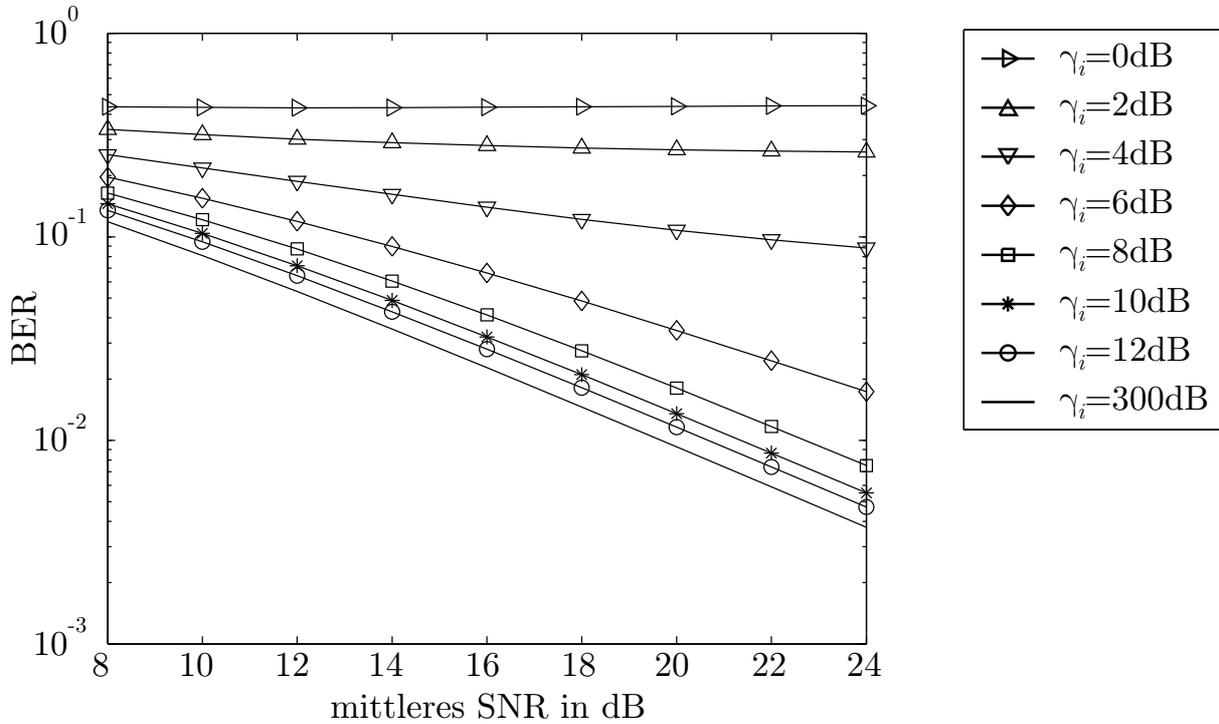


Bild 5-36 Ergebnisse der numerischen Berechnung; $K = 13\text{dB}$

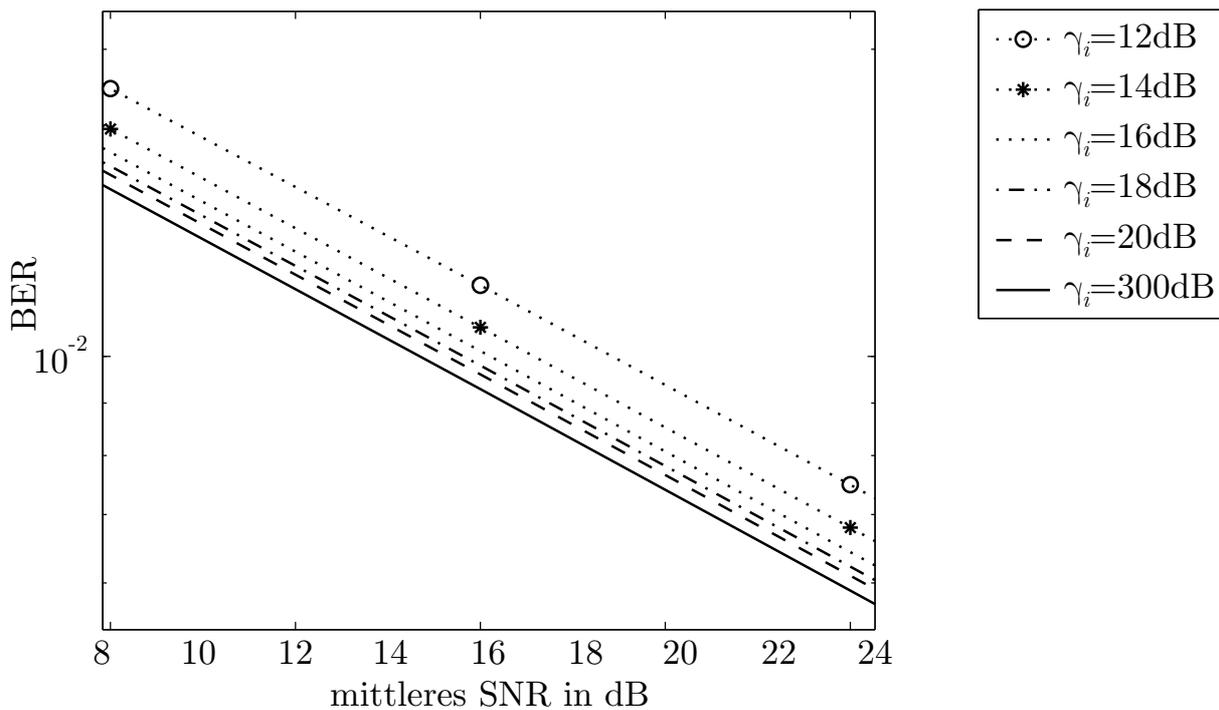


Bild 5-37 Ergebnisse der numerischen Berechnung; $\gamma_i \geq 12\text{dB}$, $K = 7\text{dB}$

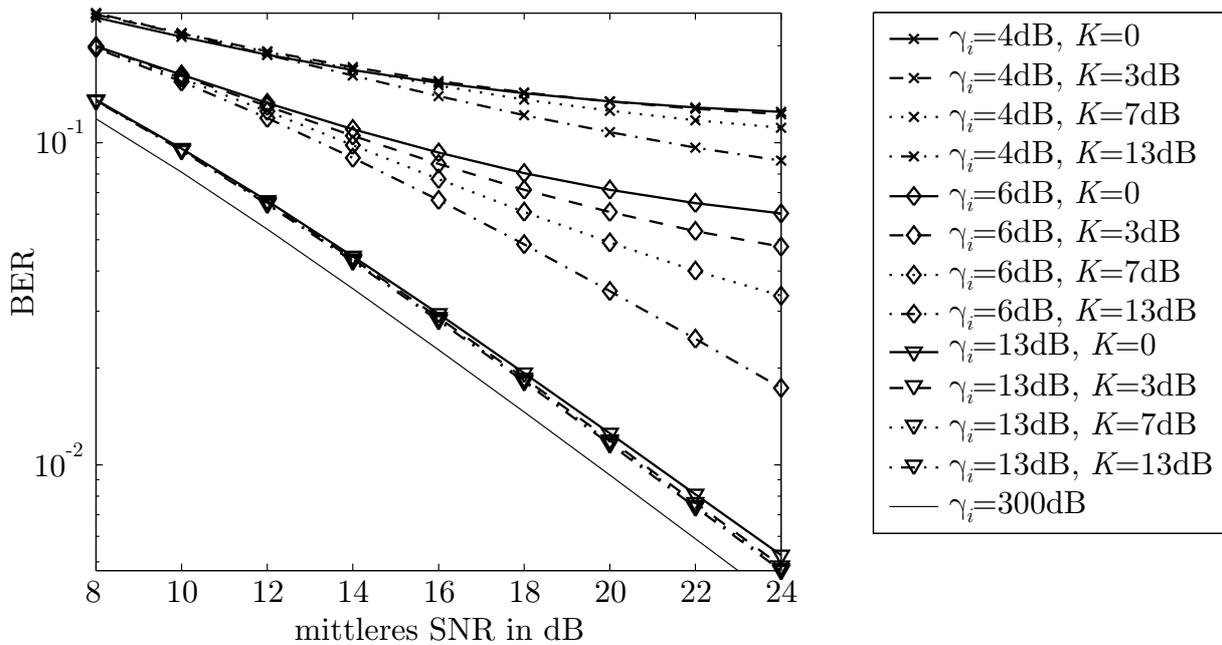


Bild 5-38 Ergebnisse der numerischen Berechnung

5.10 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde das SP-Konzept präsentiert. Das Ziel beim SP-Konzept ist, in einer heterogenen Kommunikationsumgebung eine möglichst hohe mittlere spektrale Nutzungseffizienz zu erreichen. Dabei wurde davon ausgegangen, dass MN-Systemen das kurzzeitige Mieten von Spektren erlaubt ist und, dass es einen primären- und einen sekundären Markt für Spektren gibt. Es wurde vorgegeben, dass das MN-System das Spektrum nur zu Zeiten, an denen das SN-System das Spektrum nicht benötigt, nutzen darf.

Die Koexistenz des SN- und MN-Systems wurde verkehrstheoretisch untersucht. Um eine sichere Koexistenz zu gewährleisten, wurden Matched Filter und Energie Detektoren mit mehreren Antennenelementen hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeiten in einem SP-System untersucht und eine Interferenzanalyse, für den Fall, dass der Interferenzschutz ausfällt, durchgeführt.

In Abschnitt 5.5 wurden die Ergebnisse für das verkehrstheoretische Modell präsentiert. Es wurden vier Verkehrsmodelle analysiert. Bei allen Modellen wurde ein vorgegebenes Spektrum in mehrere Teilbänder unterteilt. Es wurde der Verkehr auf den Teilbändern modelliert.

Beim einfachen Modell durfte das MN-System die Teilbänder nur dann nutzen, wenn das SN-System die Teilbänder nicht benötigte. Somit durfte das MN-System, wenn es aktive SN-Prozesse gab, die Teilbänder selbst dann nicht belegen, wenn freie Teilbänder vorhanden waren.

Bei den beiden erweiterten Modellen wurde zwischen der Spektrumsverwaltung ohne SN-Kooperation und der Spektrumsverwaltung mit SN-Kooperation unterschieden. Bei der Spektrumsverwaltung ohne SN-Kooperation durfte das SN-System jederzeit aktive MN-Prozesse unterbrechen. Bei der Spektrumsverwaltung mit SN-Kooperation durfte das SN-System MN-Prozesse nur bei Überlastung des Spektrums unterbrechen.

Bei der Spektrumsverwaltung nach dem OFDM/TDMA-Verfahren wurden alle dem MN-System verfügbaren Teilbänder gleichzeitig von einem MN-Prozess belegt. Somit war es dem aktiven MN-Prozess möglich, hohe Datenraten zu übertragen. Die freien Teilbänder wurden nach dem TDMA-Verfahren mit mehreren MN-Prozessen geteilt.

Die Ergebnisse zeigen, dass beim einfachen Modell die Verlustwahrscheinlichkeit im MN-System sehr hoch ist. Eine derart hohe Verlustwahrscheinlichkeit ist für Kommunikationssysteme inakzeptabel. Zudem ist die maximale spektrale Effizienz, die durch den Einsatz eines SP-Systems erreicht werden kann, durch die SN-Last bestimmt. Selbst für $\rho_{MN} \rightarrow \infty$ ist der Sättigungswert für die mittlere spektrale Nutzungseffizienz im Allgemeinen kleiner als Eins.

Bei den erweiterten Modellen sind die Verlustwahrscheinlichkeiten wesentlich niedriger als bei dem einfachen Verkehrsmodell. Zudem ist die maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz unabhängig von der SN-Last. Der Vorteil der Spektrumsverwaltung mit SN-Kooperation gegenüber der Spektrumsverwaltung ohne SN-Kooperation wird bei den Unterbrechungswahrscheinlichkeiten sehr deutlich.

Beim Verfahren mit Kooperation liegen die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten ungefähr eine Zehnerpotenz niedriger als beim Verfahren ohne Kooperation. Beim einfachen Verkehrsmodell liegen die Unterbrechungswahrscheinlichkeiten ungefähr eine Zehnerpotenz höher als beim erweiterten Modell ohne SN-Kooperation.

Bei der Spektrumsverwaltung mit SN-Kooperation können Anwendungen mit hohen Anforderungen an die Dienstgüte bedient werden. Das SN-System muss jedoch einen Mehraufwand aufbringen, welcher möglichst vermieden werden sollte. Wenn jedoch das MN-System verdrängte Prozesse auf die freien Teilbänder umleitet, entspricht dies, verkehrstheoretisch gesehen, dem Fall der Spektrumsverwaltung mit SN-Kooperation. Eine Kooperation mit dem SN-System ist jedoch nicht notwendig.

Für das Verkehrsmodell bei OFDM/TDMA verhält sich die mittlere spektrale Nutzungseffizienz ähnlich wie bei den beiden erweiterten Verkehrsmodellen. Sie nimmt jedoch mit zunehmendem ρ_{MN} schneller zu als bei allen anderen Ver-

kehrsmoellen. Das Modell bei OFDM/TDMA hat, für die Fälle, die in dieser Arbeit untersucht wurden, immer die niedrigsten Verlustwahrscheinlichkeiten. Es ist jedoch zu beachten, dass beim OFDM/TDMA Modell die Verlustwahrscheinlichkeit durch die Warteschlangenlänge beeinflusst wird.

SP eignet sich sehr gut für Paketdatendienste. Wenn das MN-System in der Lage ist schnell genug verdrängte Prozesse auf freie Teilbänder umzuleiten, können auch Echtzeitdatendienste erbracht werden, ohne dass das MN-System mit dem SN-System kooperieren muss.

Die Ergebnisse des Detektionsmodells zeigen, dass für eine gut funktionierende SN-Detektion Präsenzdetektoren mit mehreren Antennenelementen eingesetzt werden müssen. Bei Detektoren mit einem Antennenelement können Fadingeinbrüche nicht kompensiert werden, was zu inakzeptablen Entdeckungswahrscheinlichkeiten führt. Um für Worst Case Szenarien einen ausreichenden Interferenzschutz zu gewährleisten, sind beim MF Detektor 2 Antennenelemente ausreichend. Beim Energie Detektor müssen mindestens 3 Antennenelemente eingesetzt werden. Der Interferenzschutz kann durch erhöhen der Anzahl der Antennenelemente beliebig erhöht werden.

Die Ergebnisse des Interferenzmodells zeigen den Einfluss der MN-Interferenzen auf das SN-System. Durch geeignete Dimensionierung des SP-Systems und den Einsatz von leistungsfähigen Präsenzdetektoren, können die Interferenzen stark begrenzt werden.

Anhang

Formelabschnitt 0

A.1 Interferenzmodell

Im Folgenden wird die Herleitung zur Bestimmung von η in Gleichung (5.127) durchgeführt. Nach Ausklammerung des Exponenten in Gleichung (5.123) erhält man:

$$\begin{aligned} (x - |d| \sin \alpha)^2 + (y - 1 - |d| \cos \alpha)^2 = \\ x^2 - 2x \cdot |d| \sin \alpha + |d|^2 \sin^2 \alpha + (y - 1)^2 - 2(y - 1)|d| \cos \alpha + |d|^2 \cos^2 \alpha. \end{aligned} \quad (0.1)$$

Nach Umsortierung ergibt sich:

$$= x^2 + (y - 1)^2 + |d|^2 - 2|d| \underbrace{[x \sin \alpha + (y - 1) \cos \alpha]}_{\text{term}}. \quad (0.2)$$

Nach komplexer Erweiterung von term folgt¹⁵:

$$\begin{aligned} -j \cdot x(\cos \alpha + j \sin \alpha) + (y - 1)(\cos \alpha + j \sin \alpha) = \\ [j \cdot x + (1 - y)]e^{j(\alpha + \pi)} = \sqrt{x^2 + (1 - y)^2} e^{j\left(\alpha + \pi + \arctan \frac{x}{1 - y}\right)}. \end{aligned} \quad (0.3)$$

Aus der euklidischen Darstellung in Gleichung (0.3) kann, nach Realteilbildung, η in Gleichung (5.127) bestimmt werden¹⁶:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{x^2 + (1 - y)^2} e^{j\left(\alpha + \pi + \arctan \frac{x}{1 - y}\right)} \right\} = \sqrt{x^2 + (1 - y)^2} \cos \left(\alpha + \pi + \arctan \left(\frac{x}{1 - y} \right) \right) \\ \Rightarrow \eta = \pi + \arctan \left(\frac{x}{1 - y} \right) \end{aligned} \quad (0.4)$$

A.2 Definition von Markov-Erneuerungsprozessen

Definition: Für jedes $n \in \mathbb{N}$ gibt es eine Zufallsvariable J_n welche Werte aus der Menge $E = \{e_i : e_i \in \mathbb{R}, i \in [1, 2, \dots, m]\}$ annimmt und eine Zufallsvariable

¹⁵ $j = \sqrt{-1}$

¹⁶ η hängt nicht von α ab.

X_n welche Werte aus der Menge \mathbb{R}^+ , mit $X_0 = 0$, annimmt. Der stochastische Prozess $(J, X) = \{(J_n, X_n), n \in \mathbb{N}\}$ ist ein Markov-Erneuerungsprozess mit dem Zustandsraum E unter der Bedingung, dass gilt:

$$\forall n \in \mathbb{N}, j \in E, t \in \mathbb{R}^+ : \Pr\{J_{n+1} = j, X_{n+1} \leq x \mid J_0, \dots, J_n; X_0, \dots, X_n\} = \Pr\{J_{n+1} = j, X_{n+1} \leq x \mid J_n\}. \quad (0.5)$$

Es wird angenommen, dass (J, X) zeithomogen ist, so dass gilt:

$$\forall n \in \mathbb{N}, j \in E, t \in \mathbb{R}^+ : \Pr\{J_{n+1} = j, X_{n+1} \leq x \mid J_n = i\} = F_{ij}(x). \quad (0.6)$$

Die Matrixfunktion $\mathbf{F}(x) = \{F_{ij}(x)\}$ ist die Matrix der Zustandsübergangswahrscheinlichkeiten des Markov-Erneuerungsprozesses. $\mathbf{F}(\infty)$ ist stochastisch und entspricht der Matrix der Zustandsübergangswahrscheinlichkeiten zu den Prozessankunftszeiten.

A.3 Matrix-Inversions-Lemma

Das Matrix-Inversions-Lemma ist gegeben durch:

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BCD})^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}(\mathbf{DA}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{C}^{-1})^{-1}\mathbf{DA}^{-1}, \quad (0.7)$$

wobei angenommen wird, dass \mathbf{A} eine $n \times n$, \mathbf{B} eine $n \times m$, \mathbf{C} eine $m \times m$ und \mathbf{D} eine $m \times n$ Matrix ist und die durchgeführten Inversionen existieren [49]. Ein Spezialfall des Matrix-Inversions-Lemmas ist die Woodbury's Identität:

$$(\mathbf{A} + \mathbf{uu}^H)^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \frac{\mathbf{A}^{-1}\mathbf{uu}^T\mathbf{A}^{-1}}{1 + \mathbf{u}^T\mathbf{A}^{-1}\mathbf{u}}. \quad (0.8)$$

A.4 Chi-Quadratverteilung

Die Dichtefunktion einer chi-quadratverteilten Zufallsvariable mit dem Freiheitsgrad ν ist gegeben durch [49]:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{2^{\frac{\nu}{2}}\Gamma(\frac{\nu}{2})} x^{\frac{\nu}{2}-1} \exp\left(-\frac{1}{2}x\right) & x \geq 0 \\ 0 & x < 0. \end{cases} \quad (0.9)$$

Der Freiheitsgrad ist eine ganze Zahl mit $\nu \geq 1$. Die Funktion $\Gamma(u)$ ist die Gamma Funktion und ist gegeben durch:

$$\Gamma(u) = \int_0^{\infty} t^{u-1} \exp(-t) dt. \quad (0.10)$$

Es gilt $\Gamma(u) = (u-1)\Gamma(u-1)$ für beliebiges u , $\Gamma\left(\frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi}$ und $\Gamma(u) = (u-1)!$ mit $u \in \mathbb{N}$. Die Right-Tail Wahrscheinlichkeit für eine χ_{ν}^2 -verteilte Zufallsvariable ist definiert als:

$$Q_{\chi_{\nu}^2}(x) = \int_x^{\infty} p(t) dt, \quad x > 0 \quad (0.11)$$

und ist für gerade ν gegeben durch [49]:

$$Q_{\chi_{\nu}^2}(x) = \exp\left(-\frac{1}{2}x\right) \sum_{k=0}^{\frac{\nu}{2}-1} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^k}{k!}, \quad \nu \geq 2 \quad (0.12)$$

und für ungerade ν durch:

$$Q_{\chi_{\nu}^2}(x) = \begin{cases} 2Q(\sqrt{x}) & \nu = 1 \\ 2Q(\sqrt{x}) + \frac{\exp\left(-\frac{1}{2}x\right)}{\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\frac{\nu-1}{2}} \frac{(k-1)!(2x)^{k-\frac{1}{2}}}{(2k-1)!} & \nu \geq 3, \end{cases} \quad (0.13)$$

wobei die Q-Funktion definiert ist als [46]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (0.14)$$

Abkürzungen, Notationen und Formelzeichen

Abkürzungen

5GPP	5 GHz Partnership Project
5-UP	5 GHz Unified Protocol
AP	Access Point
CP	Contention Period
CFP	Contention Free Period
CR	Cognitive Radio
CRE	Cognitive Radio Etikette
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
DCA	Dynamic Channel Assignment
DCF	Distributed Coordination Function
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DLC	Data Link Control
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
ERMES	European Radio Messaging System
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FZT	Funkzugangstechnologie
GSM	Global System for Mobile Communications
HF	High Frequency
HIPERLAN	High Performance European Radio LAN
HRFWG	HomeRF Working Group
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP	Internet Protocol
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ITU	International Telecommunications Union
ITU-R	ITU-Radiocommunications Sector
JRRM	Joint Radio Resource Management
LAN	Local Area Network
LVT	Likelihood-Verhältnis-Test
MAC	Media Access Control
MAN	Metropolitan Area Network

Mbps	Mega bit per second
MCP	Market Clearing Price
MEMS	MicroElectroMechanical Systems
MF	Matched Filter
MMP-Prozess	Markov modulierter Poisson-Prozess
MMSE	Minimum Mean Square Error
MN	Mietnutzer
MT	Mobile Terminal
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
PAN	Personal Area Network
PAR	Verhältnis der maximalen zur mittleren Last (engl. Peak to Average Ratio)
PC	Personal Computer
PCF	Point Coordination Function
PCS	Personal Communications System
PMR	Private Mobile Radio
PSK	Phase Shift Keying
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RegTP	Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post
RF	Radio Frequency
SBI	Spektrumsbelegungsinformation
SIG	Special Interest Group
SIR	Signal-zu-Interferenzleistungsverhältnis (engl. Signal to Interference Ratio)
SN	Stammnutzer
SNR	Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis (engl. Signal to Noise Ratio)
SR	Software Radio
SP	Spectrum Pooling
ST	Spectrum Trading
SWAP	Shared Wireless Access Protocol
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TETRA	Terrestrial Trunked Radio
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra-Wideband
WAN	Wide Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WLL	Wireless Local Loop

WSRT Wireless Short Range Technology

Notation

x	Index, Variable
$x(t)$	Funktion
x_i	i -tes Element des Vektors \mathbf{x}
X	Zufallsvariable
$X(t)$	stochastischer Prozess
\mathbf{x}	Vektor
\mathbf{X}	Matrix
$E[X]$	Erwartungswert
$\text{Rg}(\mathbf{X})$	Rang der Matrix \mathbf{X}
$\text{var}[X]$	Varianz
$\arg(x(t) = c)$ t	Argument, für das gilt $x(t) = c$

Formelzeichen

$\mathbf{0}$	Nullvektor
$\mathbf{1}$	Einsvektor
a	Variable
$a(T_{90\%}, p)$	Akzeptanzfunktion
$a(T_{90\%}, p, \alpha_a, \beta_a, \gamma_a)$	Akzeptanzfunktion
$a_{r,s}^{(h)}$	Akzeptanzkoeffizient für Netzbetreiber h im Zustand (r, s)
$a_{i,j}$	Akzeptanzkoeffizient im Zustand (i, j)
A	Koeffizient
\mathcal{A}	Auszahlungsraum beim Spiel Γ
\tilde{A}	komplexe, mittelwertfreie, Gaußsche Zufallsvariable zur Modellierung von Rayleigh Fading
\tilde{A}_i	komplexe, mittelwertfreie, Gaußsche Zufallsvariable zur Modellierung von Rayleigh Fading an Sensor i
A_i	Ereignis i
A_I	Inphase-Komponente des Zufallsprozesses \tilde{A}
A_Q	Quadraturkomponente des Zufallsprozesses \tilde{A}
$\tilde{\mathbf{a}}$	Vektor, der die Zufallsvariablen \tilde{A}_i zusammenfasst
b_{SP}	Bandbreite eines Teilbandes bei SP

$b_s^{(h)}$	Gebot des Netzbetreibers h für das s -te Spektrum
$\mathbf{b}^{(h)}$	Gebotsvektor, der alle $b_s^{(h)}$ zusammenfasst
$\mathbf{b}^{(h)}(n)$	Gebotsvektor bei der n -ten Auktion
B	Koeffizient
B_{SP}	Bandbreite des Spektrums bei SP
\tilde{B}	komplexe, mittelwertfreie, Gaußsche Zufallsvariable zur Modellierung von Rayleigh Fading
$\mathfrak{B}(t)$	genutzte Bandbreite zum Zeitpunkt t
c	Index
C	Koeffizient
$C_{i,j}$	Kosten beim LVT, wenn H_i gewählt wurde und H_j wahr ist
C_{MN}	mittlere Anzahl der MN-Prozesse im System
$\mathbf{c}^{(h)}$	S höchste Gebote der Konkurrenten des Netzbetreibers h
$\mathbf{C}_{\tilde{i}\tilde{i}}$	Kovarianzmatrix des Interferenzsignals $\tilde{i}(t)$
$\mathbf{C}_{\tilde{s}\tilde{s}}$	Kovarianzmatrix des schwundbehafteten SN-Sendesignals $\tilde{s}(t)$
$\frac{d(t)}{ d ^2}$	dominante Komponente von $i(t) = d(t) + s(t)$
d_i	i -ter Koeffizient bei der Partialbruchzerlegung
D	Anzahl der äquidistanten Phasen von $f(t)$
\mathcal{E}	Energie des schwundbehafteten SN-Sendesignals $\tilde{s}(t)$
E	Koeffizient
$\dot{E}^{(h)}$	mittlerer Ertrag pro Zeiteinheit von Netzbetreiber h
\dot{E}_N	mittlerer Ertrag pro Zeiteinheit des Netzbetreibers
$\hat{E}_s^{(h)}(n)$	Schätzwert des mittleren Ertrages von Netzbetreiber h , wenn er bei der n -ten Auktion $s^{(h)}$ Spektren bekommt
f	Frequenz
$f(t)$	PSK modulierte Sendesignal
f_Δ	Unterträgerabstand bei OFDM
f_f	Trägerfrequenz des Sendesignals $f(t)$
f_i	Frequenz i bei OFDM
$f_X(x)$	Dichtefunktion
${}_1F_1(\cdot, \cdot, \cdot)$	Konfluente-Hypergeometrische Funktion
\mathbf{g}	Es gilt: $\mathbf{g} = [1, 0, \dots, 0]^T$

$g^{(h)}$	Gewinn des Bieters h
h	Index
$\tilde{h}(l)$	deterministische, komplexe Sendesymbolfolge
$\tilde{h}_{\tilde{i}}(n)$	deterministische Symbolfolge des Interferenzsignals $\tilde{i}(n)$
$\tilde{h}_{\tilde{s}}(n)$	deterministische Symbolfolge des SN-Signals $\tilde{s}(n)$
h_U	relative Häufigkeit der Unterbrechungen
H	Anzahl der Hotspot-Netzbetreiber bei Echtzeitauktionen
H_i	Hypothese, dass die Symbolfolge $\tilde{h}(l)$ gesendet wurde ($i = 1$) oder nicht gesendet wurde ($i = 0$)
H_U	absolute Häufigkeit der Unterbrechungen
$\tilde{\mathbf{h}}$	Vektor, der alle $\tilde{h}(l)$ zusammenfasst
$\tilde{\mathbf{h}}_{\tilde{i}}$	Vektor, der alle $\tilde{h}_{\tilde{i}}(l)$ zusammenfasst
$\tilde{\mathbf{h}}_{\tilde{s}}$	Vektor, der alle $\tilde{h}_{\tilde{s}}(l)$ zusammenfasst
i	Index
$i(t)$	Interferenzsignal
$\tilde{i}(t)$	komplexes schwundbehaftetes Interferenzsignal
\mathbf{I}	Identitätsmatrix
j	Index
$J(t)$	Markovkette zur Modulation des MMP-Prozesses $X_2(t)$
k	Index
K	Ricefaktor
L	Anzahl der Abtastwerte bei der Detektion
m	Anzahl der Teilbänder bei SP
M	Anzahl der Sensoren
M_i	Ereignisse, die eine binäre Quelle liefert; M_1 : $\tilde{h}(t)$ wurde gesendet; M_0 : $\tilde{h}(t)$ wurde nicht gesendet
MN_i	Referenz für SN i
n	Index
$n(t)$	bandbegrenztetes Rauschsignal
N	maximale Warteschlangenlänge
o	Amplitude des Interferenzsignals $i(t)$
O	Anzahl der parallelen Kanäle bei OFDM

$\dot{p}_i, \dot{p}_{i,j}$	Endnutzerpreis pro Zeiteinheit im Zustand i bzw. (i, j)
$\dot{p}(t)$	Endnutzerpreis pro Zeiteinheit zum Zeitpunkt t
$\dot{p}^{(h)}$	Endnutzerpreis pro Zeiteinheit im Netz des Netzbetreibers h im momentanen Zustand
$\dot{p}^{(h)}(t)$	Endnutzerpreis pro Zeiteinheit im Netz des Netzbetreibers h zum Zeitpunkt t
$\dot{p}_i^{(h)}$	Endnutzerpreis pro Zeiteinheit im Netz des Netzbetreibers h im Zustand i
$\hat{p}_i^{(h)}(n)$	Schätzwert des ertragsoptimalen Endnutzerpreises pro Zeiteinheit im Zustand i im Netz des Netzbetreibers h bei der n -ten Auktion
\dot{p}_a	Es gilt $P(T_{90\%} = 0, \dot{p} = \dot{p}_a) = 0,8$
$\dot{p}_s^{(h)}$	Preis, den Netzbetreiber h bereit ist für das s -te Spektrum zu zahlen
$\tilde{p}_A^{(h)}(n)$	Preis, den Netzbetreiber h bei der n -ten Auktion zahlt
$\tilde{p}_s^{(h)}(n)$	Preis, den Netzbetreiber h bereit ist für s Spektren bei der n -ten Auktion zu zahlen
$p_k^{(h)}$	mittlerer Preis im Netz des Netzbetreibers h , den ein Endnutzer zahlt, wenn ihm im Zustand k ein Dienst zugesagt wird
p_D	Preis bei der Discriminatory-Auktion
p_U	Preis bei der Uniform-Price-Auktion
p_V	Preis bei der Vickrey-Auktion
$P(A_i)$	Wahrscheinlichkeit des Ereignisses A_i
$P(A_1, \dots, A_i)$	Verbundwahrscheinlichkeit der Ereignisse A_1, \dots, A_i
P_1, P_2, P_3, P_4	Hilfsvariablen bei der Berechnung von Wahrscheinlichkeiten
P_a	Akzeptanzwahrscheinlichkeit
P_b	Bitfehlerwahrscheinlichkeit
\bar{P}_b	mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit
P_e	Wahrscheinlichkeit einer erfolgreichen Übertragung
P_E	Entdeckungswahrscheinlichkeit
P_{E_0}	Entdeckungswahrscheinlichkeit bei der Schwelle λ_0
P_F	Fehlalarmwahrscheinlichkeit
P_{F_0}	vorgegebene Fehlalarmwahrscheinlichkeit zur Bestimmung der Schwelle λ_0
P_u	Unterbrechungswahrscheinlichkeit
P_V	Verlustwahrscheinlichkeit
$P_{X H_i}(x H_i)$	Wahrscheinlichkeit, dass das Ereignis x eintritt unter der Bedingung, dass H_i wahr ist

\mathbf{p}	Preisvektor
$\dot{\mathbf{p}}^{[h]}$	Vektor, der alle $\dot{p}_i^{[h]}$ zusammenfasst
$\hat{\mathbf{p}}^{[h]}(n)$	Vektor, der alle $\hat{p}_i^{[h]}(n)$ zusammenfasst
$q_{i,j}$	Übergangsrate vom Zustand i in den Zustand j
\mathbf{Q}	Generatormatrix einer Markovkette
\mathbf{Q}'	Generatormatrix, die sich aus \mathbf{Q} durch Vertauschen der ersten Spalte mit dem Vektor $[1, \dots, 1]^T$ ergibt
$\mathbf{Q}^{(h)}$	Generatormatrix für Netzbetreiber h
r	Index
$r(\boldsymbol{\xi}_{-i})$	Reaktionsabbildung des Spielers i
R	Anzahl der Realisierungen
$\mathbf{r}(\boldsymbol{\xi})$	Vektor, der alle $r(\boldsymbol{\xi}_{-i})$ zusammenfasst
s	Index
$s(t)$	Streuanteile von $i(t) = d(t) + s(t)$
$\tilde{s}(t)$	komplexes, schwundbehaftetes SN-Sendesignal
$\hat{\tilde{s}}$	MMSE Schätzwert von $\tilde{s}(t)$
$s^{(h)}$	Anzahl der Spektren, die Netzbetreiber h bekommt
S	Gesamtzahl der Spektren bei einer Echtzeitauktion
SN_i	Referenz für SN i
t	Zeit
$t_B^{MN_i}$	Bedienzeit des MN-Prozesses i
$t_B^{SN_i}$	Bedienzeit des SN-Prozesses SN_i
$t_R^{MN(j)}$	Zeit bis zur Retransmission nach der j -ten Unterbrechung eines MN-Prozesses
\bar{t}_U^{MN}	mittlere Zeit bis zur Unterbrechung eines MN-Prozesses, der nicht erfolgreich beendet wurde
t_W	Wartezeit eines MN-Prozesses
$t_W^{(i,j)}$	Wartezeit eines MN-Prozesses, der sich nach der Zusage des Spektrums im Zustand (i, j) befindet
$t_Z^{SN_i}$	Zwischenankunftszeit des SN-Prozesses SN_i
\bar{t}_Z^{SN}	mittlere Zwischenankunftszeit der SN-Prozesses
T	Symboldauer des seriellen Datenstroms bei OFDM
T_a	Es gilt: $P(T_{90\%} = T_a, \dot{p} = 0) = 0,8$
$T_{90\%}$	angebotene Wartezeit mit einer Sicherheit von 90%
$T_{90\%}^{[h]}$	angebotene Wartezeit im Netz des Netzbetreibers h im momentanen Zustand

$T_{90\%}^{(i)}, T_{90\%}^{(i,j)}$	angebotene Wartezeit im Zustand i bzw. (i, j)
$T(\mathbf{x})$	Teststatistik des LVTs $\Lambda(\mathbf{x})$
$T'(\mathbf{x})$	modifizierte Teststatistik
$T''(\mathbf{x})$	modifizierte Teststatistik
T_A	Auktionsperiode
$T_A^{(n)}$	Zeit am Anfang der n -ten Auktion
$T_{B_{MN}}$	mittlere Bedienzeit eines MN-Prozesses
T_{MN}	mittlere Aufenthaltszeit eines MN-Prozesses
T_P	mittlere Paketlänge
$T_{W_{MN}}$	mittlere Wartezeit eines MN-Prozesses
$\mathbf{T}_{90\%}$	Vektor, der alle $T_{90\%}^{(i)}$ zusammenfasst
$u(t)$	stationäres, Gaußsches Tiefpass-Signal
$u_i(\boldsymbol{\xi})$	Nutzenfunktion des Spielers i
$\mathbf{u}(\boldsymbol{\xi})$	Vektor, der alle $u_i(\boldsymbol{\xi})$ zusammenfasst
v	Index, Anzahl der Spieler beim Spiel Γ
v_a	ein Parameter des Endnutzerprofils
$v_i^{(h)}$	Wert des i -ten Spektrums für Betreiber h
V	Menge der Spieler beim Spiel Γ
$\mathbf{v}^{(h)}$	Vektor, der alle $v_i^{(h)}$ zusammenfasst
$w_{i,j}$	Übergangswahrscheinlichkeit vom Zustand i in den Zustand j
$\tilde{w}(t)$	komplexes, mittelwertfreies, weißes, Gaußsches Rauschsignal
W	Anzahl der Zustände der Markovkette $J(t)$
$\tilde{x}(l)$	komplexe Empfangsfolge
$x_1, x_2, x_{1\wedge 2,1}, x_{1\wedge 2,2}$	Elementarereignisse
\bar{x}_e	Mittelwert des Realteils des Empfangssignals $e(t)$
$X_1(t)$	Poissonprozess mit der Rate λ_{\max}
$X_2(t)$	MMP-Prozess, moduliert mit dem Markovprozess $J(t)$
\mathbf{x}	Empfangsvektor, der alle $\tilde{x}(l)$ zusammenfasst
\bar{y}_e	Mittelwert des Imaginärteils des Empfangssignals $e(t)$
Y	Gaußsche Zufallsvariable
z	Variable der z -Transformation
\tilde{z}	komplexes, Gaußsches Signal
z_i	i -te Polstelle der z -Transformation

Z	Empfangsraum für den Empfangsvektor \mathbf{x}
Z_i	Teilraum von Z . Wenn der Empfangsvektor \mathbf{x} in Z_i liegt, entscheidet sich der Detektor für H_i
α	Winkel
α_a	ein Parameter des Endnutzerprofils
β	Winkel
β_a	ein Parameter des Endnutzerprofils
$\beta^{(h)}(\mathbf{v}^{(h)})$	Bietfunktion, welche den Wertevektor $\mathbf{v}^{(h)}$ auf den Bietvektor $\mathbf{b}^{(h)}$ abbildet
$\beta_D^{(h)}(\cdot)$	Bietfunktion bei der Discriminatory Auktion
$\beta_U^{(h)}(\cdot)$	Bietfunktion bei der Uniform-Price Auktion
$\beta_V^{(h)}(\cdot)$	Bietfunktion bei der Vickrey Auktion
$\delta(t)$	Deltaimpuls
$\varphi(t)$	Phasendifferenz zwischen $f(t)$ und $e(t)$
$\varphi_f(t)$	Phase des Sendesignals $f(t)$
$\varphi_i(t)$	Phase des Interferenzsignals $i(t)$
$\Psi(\omega)$	charakteristische Funktion der Teststatistik $T(\mathbf{x})$
γ	SNR
γ_a	ein Parameter des Endnutzerprofils
γ_i	SIR
Γ	Spiel, wobei gilt $\Gamma = (V, \Omega, \mathbf{u})$
$\lambda[J(t)]$	zeitvariante Ankunftsrate des MMP-Prozesses $X_2(t)$
$\hat{\lambda}^{(h)}$	Schätzwert der Ankunftsrate im Netz des Netzbetreibers h
λ_0	Schwelle für den LVT $\Lambda(\mathbf{x})$
λ'_0, λ''_0	modifizierte Schwellen für den LVT $\Lambda(\mathbf{x})$
$\hat{\lambda}_i^{[h]}(n)$	Schätzwert der Ankunftsrate im Zustand i von Netzbetreiber h bei der n -ten Auktion
λ_i	Ankunftsrate des MMP-Prozesses $X_2(t)$ für $J(t) = i$
$\lambda_i^{[h]}$	Ankunftsrate im Netz des Netzbetreibers h im Zustand i
λ_{\max}	Ankunftsrate des Poissonprozesses $X_2(t)$
λ_{MN}	MN-Ankunftsrate
$\lambda_{MN}^{(k)}$	MN-Ankunftsrate im Zustand k
λ_P	Paketankunftsrate
$\lambda_{r,s}^{[h]}, \lambda_k^{[h]}$	Ankunftsrate der akzeptierten Prozesse für Netzbetreiber h im Zustand (r, s) bzw. k

λ_{SN}	SN-Ankunftsrate
$\lambda_{SN}^{[h]}$	λ_{SN} im Netz des SN-Systems h
$\Lambda(\mathbf{x})$	Likelihood-Verhältnis-Test des Empfangsvektors \mathbf{x}
$\hat{\boldsymbol{\lambda}}^{[h]}(n)$	Vektor, der alle $\hat{\lambda}_i^{[h]}(n)$ zusammenfasst
$\boldsymbol{\lambda}_{MN}$	Vektor, der alle $\lambda_{MN}^{(k)}$ zusammenfasst
μ_{MN}	MN-Bedienrate
μ_{SN}	SN-Bedienrate
$\mu_{SN}^{[h]}$	im Netz des SN-Systems h
η	mittlere spektrale Nutzungseffizienz
$\Delta\eta$	Gewinn an mittlerer spektraler Nutzungseffizienz
η_k	mittlere Anzahl der Endnutzer, die im Zustand k eine Zuweisung bekommen
$\hat{\eta}_k$	Schätzwert von η_k
η_{\max}	maximale mittlere spektrale Nutzungseffizienz
η_{MN}	Anteil des MN-Systems an η
η_{SN}	Anteil des SN-Systems an η
Ω	Strategieraum für das Spiel Γ
$\pi_i, \pi_{i,j}$	Zustandswahrscheinlichkeit für Zustand i bzw. (i, j)
π'_i	Zustandswahrscheinlichkeit für Zustand i
$\hat{\pi}_i^{(h)}$	Schätzwert der mittleren Zustandswahrscheinlichkeit für Zustand i im Netz des Netzbetreibers h bei der n -ten Auktion
$\pi_i^{(h)}(t)$	transiente Zustandswahrscheinlichkeiten im Netz des Netzbetreibers h für den Zustand i
π_i^∞	Zustandswahrscheinlichkeit für Zustand i für $\lambda \rightarrow \infty$
$\Pi_{0,z}$	z -Transformation von $\pi_{0,i}$
$\Pi_{1,z}$	z -Transformation von $\pi_{1,i}$
$\boldsymbol{\pi}$	Vektor, der alle π_i zusammenfasst
$\boldsymbol{\pi}^{(h)}(t)$	Vektor, der alle $\pi_i^{(h)}(t)$ zusammenfasst
ρ_{MN}	MN-Last
ρ_{SN}	SN-Last
σ	Zustandsübergangsrate beim MMP-Prozess $X_2(t)$
σ^2	Leistung des Signals $\tilde{w}(t)$
$\sigma_{\text{äquivalent}}^2$	Es gilt: $\sigma_{\text{äquivalent}}^2 = \sigma_B^2 + \sigma^2$
σ_A^2	Varianz von \tilde{A}

σ_B^2	Varianz von \tilde{B}
σ_i^2	Interferenzleistung
σ_n^2	Leistung des Signals $n(t)$
σ_{n+s}^2	Leistung des Signals $n(t) + s(t)$
ϑ	Phasenbeziehung zwischen $f(t)$ und $i(t)$
ω	Variable der charakteristischen Funktion
ξ	Strategiekombination beim Spiel Γ
ξ_{-i}	Strategiekombination ohne die Strategie von Spieler i
χ_i^2	Chi-Quadratverteilte Zufallsvariable mit dem Freiheitsgrad i

Literaturverzeichnis

- [1] Abramowitz, M., Stegun, I.A., *Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, New York: Dover, 1965.
- [2] Arumugam, A.K., Doufexi, A., Nix, A.R., Fletcher, P.N., *An Investigation of the Coexistence of 802.11g WLAN and High Data Rate Bluetooth Enabled Consumer Electronic Devices in Indoor and Office Environments*, IEEE Trans. on Consumer Electronics, Bd. 49, Nr. 3, Aug. 2003.
- [3] Bertsekas, D., Gallager, R., *Data Networks*, 2. Aufl., New Jersey: Prentice Hall, 1992.
- [4] Bossert, M., Breitbach, M., *Digitale Netze*, Stuttgart: Teubner, 1999.
- [5] Bray, J., Sturman, C.F., *Bluetooth: Connect Without Cables*, New Jersey: Prentice Hall, 2001.
- [6] Bronstein, I.N., Semendjajew, K.A., Musiol, G., Mühlig, H., *Taschenbuch der Mathematik*, 2. Aufl., Frankfurt am Main: Harri Deutsch, 1995.
- [7] Cao, X.R., Shen, H.X., Milito, R., Wirth, P., *Internet Pricing With a Game Theoretical Approach: Concepts and Examples*, IEEE/ACM Trans. on Networking, Bd. 10, Nr. 2, S. 208-216, Apr. 2002.
- [8] Capar, F., Martoyo, I., Weiss, T., Jondral, F., *Comparison of Bandwidth Utilization for Controlled and Uncontrolled Channel Assignment in a Spectrum Pooling System*, in: Proc. IEEE VTC Spring 2002, Bd. 3, S. 1069 – 1073, Mai 2002.
- [9] Capar, F., Jondral, F., *Resource Allocation in a Spectrum Pooling System for Packet Radio Networks Using OFDM/TDMA*, in: Proc. IST-Mobile & Wireless Communications Summit 2002, S. 489 –493, Juni 2002.
- [10] Capar, F., Jondral, F., *Mutual Interference of IMT-2000 Networks*, in: Proc. IEEE ISSSTA 2002, Bd. 3, S. 657 – 661, Sept. 2002.
- [11] Capar, F., Martoyo, I., Weiss, T., Jondral, F., *Analysis of Coexistence Strategies for Cellular and Wireless Local Area Networks*, in: Proc. IEEE VTC Fall 2003, Bd. 3, S. 1812 - 1816, Okt. 2003.
- [12] Capar, F., Jondral, F., *Interferences in a Spectrum Pooling System*, in: Proc. IST-Mobile & Wireless Communications Summit 2004, Bd. 2, S. 1020 – 1024, Juni 2004.
- [13] Capar, F., Jondral, F., *Spectrum Pricing for Excess Bandwidth in Radio Networks*, in: Proc. IEEE PIMRC 2004, Sept. 2004.
- [14] Capar, F., Jondral, F., *A Rayleigh Fading Channel Model for Multicarrier Systems: A Tapped Delay Line Model*, in: Proc. IEEE VTC Spring 2004, Mai 2004.

- [15] Capar, F., Jondral, F., *Spectrum Pricing for Excess Bandwidth: Competing Radio Networks*, in: Proc. VDE-Kongress 2004 Ambient Intelligence, Okt. 2004.
- [16] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Meilenstein 1: Ein Schritt zur effizienten Nutzung des Spektrums*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Juni 2001.
- [17] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Meilenstein 2: Szenarien und Technik*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Dez. 2001.
- [18] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Meilenstein 3: MAC-Aspekte und Ressourcenzuweisung bei Spectrum Pooling*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Juni 2002.
- [19] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Meilenstein 4: CDMA für Spectrum Pooling*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Dez. 2002.
- [20] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Meilenstein 5: OFDM-Schmutzeffekte, CDMA Overlay und Interferenzmodell*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Juni. 2003.
- [21] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Meilenstein 6: Physikalische Schicht, Dienstgüte und Detektionsmodell (Detektion mit mehreren Sensoren)*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Dez. 2003.
- [22] Capar, F., Weiss, T., Martoyo, I., *Transceiver Architekturen bei Spectrum Pooling – Abschlußbericht: Überblick und Ausblick*, Technischer Bericht, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, Dez. 2003.
- [23] Capar, F., Martoyo, I., Weiss, T., Jondral, F., *HyEff – TASP*, in: Tagungsband zum BMBF Statusseminar 2002, München, Juli 2002.
- [24] Martoyo, I., Capar, F., Weiss, T., Jondral, F., *Spectrum Pooling: Physical Layer Issues*, in: Proc. IST-Mobile & Wireless Communications Summit 2002, Bd. 2, 1016 – 1019, Juni 2004.
- [25] Weiss, T., Krohn, A., Capar, F., Martoyo, I., Jondral, F., *Synchronization Algorithms and Preamble Concepts for Spectrum Pooling Systems*, in: Proc. IST - Mobile & Wireless Communications Summit 2003, Bd. 2, S. 788-792, Juni 2003.
- [26] Jondral, F., Capar, F., *Transceiverarchitekturen bei Spectrum Pooling*, in: Tagungsband zum BMBF Statusseminar 2001, Karlsruhe, Juni 2001.

- [27] Moessner, K., Grandblaise, D., Motte, N., Capar, F., Mohyeldin E., Luo J., *Techno-Economic Implications of End-to-End Reconfigurable (E2R) Systems*, in: Proc. 10th WWRF Meeting, New York, Okt. 2003
- [28] Moessner, K., Leaves, P., Grandblaise, D., Capar, F., Mohyeldin, E., Domestichas, P., Dimitrakopoulos, G., Luo, J., Tafazoll, R., *Reconfiguration Techniques to Enhance Network Efficiency*, in: Proc. 3rd Karlsruhe Workshop on Software Radios, März 2004.
- [29] Moessner, K., Leaves, P., Grandblaise, D., Capar, F., Mohyeldin, E., Domestichas, P., Dimitrakopoulos, G., Luo, J., Taffazoli, R., *Reconfiguration Techniques to Enhance Network Efficiency*, Frequenz, Bd. 58, Heft 5-6, S. 132-135, Mai/Juni 2004.
- [30] Coase, R.H., *The Problem of Social Cost*, Journal of Law and Economics, Okt. 1960.
- [31] David, K., Benkner, T., *Digitale Mobilfunksysteme*, Stuttgart: Teubner, 1996.
- [32] Dornan, A., *Emerging Technology: Wireless Lan Standards*, Network Magazine, <http://www.networkmagazine.com>, Juni 2002.
- [33] Dzubeck, F., *The dawn of wireless century*, Network World Fusion: <http://www.nwfusion.com>, Mai 2004.
- [34] Elaydi, S.N., *An Introduction to Difference Equations*, 2. Aufl., New York: Springer, 1999.
- [35] Europäische Kommission, *Study on Conditions and Options in Introducing Secondary Trading for Radio Spectrum in the European Community*, <http://europa.eu.int>, Mai 2004.
- [36] Fazel, K., Kaiser, S., *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, Chichester: Wiley, 2003.
- [37] FCC: Spectrum Policy Task Force, *Promoting Efficient use of Spectrum Through Elimination of Barriers to the Development of Secondary Markets*, <http://www.fcc.gov>, Nov. 2000.
- [38] FCC: Spectrum Policy Task Force, *Report of the Interference Protection Working Group*, <http://www.fcc.gov>, Nov. 2002.
- [39] Fischer, W., Meier-Hellstern, K., *The Markov-Modulated Poisson Process (MMPP) Cookbook*, Performance Evaluation, Bd. 18, Nr. 2, S. 149-171, Sept. 1993.
- [40] Gimpel, H., *Mit Auktionen gewinnbringender an die Börse*, Börsen-Zeitung, 22. Mai 2004.
- [41] Hanappi, H., *Wörterbuch der Auktionstheorie*, www.vwl.tuwien.ac.at/hanappi/Lehre/GameTheory/ATVODict.pdf, Apr. 2001.
- [42] Hanzo, L., *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, Chichester: Wiley, 2003.

- [43] Holler, M.J., Illing, G., *Einführung in die Spieltheorie*, 4. Aufl., Berlin: Springer, 2000.
- [44] IEEE 802.20, *Mobile Broadband Wireless Access*, <http://grouper.ieee.org/groups/802/20/documents.htm>.
- [45] Jondral, F., Machauer, R., Wiesler, A., *Software Radio: Adaptivität durch Parametrisierung*, Weil der Stadt: Schlembach, 2002.
- [46] Jondral, F., Wiesler, A., *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse: Grundlagen für Ingenieure und Naturwissenschaftler*, 2. Aufl., Stuttgart: Teubner, 2002.
- [47] Jung, P., *Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme*, Stuttgart: Teubner, 1997.
- [48] Kay, S.M., *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- [49] Kay, S.M., *Fundamentals of Statistical Signal Processing Volume II: Detection Theory*, New Jersey: Prentice Hall, 1998.
- [50] Kleinrock, L., *Queuing Systems Volume I: Theory*, New York: Wiley, 1975.
- [51] Kleinrock, L., *Queuing Systems Volume II: Computer Applications*, New York: Wiley, 1976.
- [52] Krishna, V., *Auction Theory*, San Diego: Academic Press, 2002.
- [53] Kroschel, K., *Statistische Nachrichtentheorie*, Berlin: Springer, 1996.
- [54] McFarland, B., Chesson, G., Temme, C., Meng, T., *The 5-UP™ Protocol for Unified Multiservice Wireless Networks*, IEEE Commun. Magazine, Nov. 2001.
- [55] Massey, W.A., *The Analysis of Queues with Time-Varying Rates for Telecommunication Models*, Telecommunication Systems, Kluwer Academic, Bd. 21, Nr. 2-4, S. 173-204, 2002.
- [56] The Mathworks, *Optimization Toolbox: User's Guide*, Vers. 2, 2002.
- [57] Minoli, D., *Hotspot Networks: Wi-Fi for Public Access Locations*, McGraw-Hill, 2002.
- [58] Mitola, J., *The Software Radio Architecture*, IEEE Commun. Magazine, Bd. 33, Nr. 5, S. 26-38, Mai 1995.
- [59] Mitola, J., *Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications*, IEEE MoMuC 1999, S. 3-10, Nov. 1999.
- [60] Mutschler, S., *Schwellbrand im Äther*, LANline Magazin, Mai 2004.
- [61] Nee, R.V., Prasad, R., *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston: Artech House, 2000.
- [62] Nelson, R., *Probability, Stochastic Processes, and Queueing Theory, The Mathematics of Computer Performance Modeling*, New York: Springer, 1995.

- [63] Papoulis, A., *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 2. Aufl., Singapore: McGraw Hill, 1984.
- [64] Pätzold, M., *Mobilfunkkanäle: Modellierung, Analyse und Simulation*, Braunschweig: Vieweg, 1999.
- [65] Proakis, J.G., *Digital Communications*, 3. Aufl., New York: McGraw-Hill, 1995.
- [66] Reed, J.H., *A Modern Approach to Radio Engineering*, New Jersey: Prentice Hall, 2002.
- [67] RegTP, *Terrestrisches Digitales Fernsehen: DVB-T*, Amtsblatt der Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post, Nr. 6/2002, 3. Apr. 2002.
- [68] RegTP, *Verwaltungsgrundsätze Frequenznutzungen – VwGrds-FreqN*, Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post, Nov. 1999.
- [69] Ryshik, I.M., Gradstein, I.S., *Summen- Produkt- und Integral-Tafeln – Tables of Series Products and Inetgrals*, 2. Aufl., Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1963.
- [70] Savagoankar, U., Chong, E.K.P., Givan, R.L., *Online Pricing for Bandwidth Provisioning in Multi-class Networks*, Computer Networks, Bd. 44, Nr. 6, Apr. 2004.
- [71] Simon, M.K., *Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables: A Handbook for Engineers and Scientists*, Boston: Kluwer, 2002.
- [72] Tan, T.K., Bing, B., *World Wide Wi-Fi: Technological Trends and Business Strategies*, New Jersey: Wiley, 2003.
- [73] Trivedi, K.S., *Probability and Statistics with Reliability, Queuing and Computer Science Applications*, 2. Aufl., New York: Wiley, 2002.
- [74] Tuttlebee, W., *Software Defined Radio: Origins, Drivers and International Perspectives*, Chichester: Wiley, 2002.
- [75] Rosenbaum, A.S., *PSK Error Performance with Gaussian Noise and Interference*, Bell. Syst. Tech. J., Bd. 48, S. 413-442, Feb. 1969.
- [76] Van Trees, H.L., *Detection, Estimation and Modulation Theory: Part I*, New York: Wiley, 1968.
- [77] Wu, X., Yeung, K.L., Hu, J., *Efficient Channel Borrowing Strategy for Real-Time Services in Multimedia Wireless Networks*, IEEE Trans. Veh. Technol., Bd. 49, Nr. 4, Juli 2000.
- [78] Walke, B., *Mobilfunknetze und ihre Protokolle 1: Grundlagen, GSM, UMTS und andere zellulare Mobilfunknetze*, 3. Aufl., Stuttgart: Teubner, 2001.
- [79] Walke, B., *Mobilfunknetze und ihre Protokolle 2: Bündelfunk, schnurlose Telefonsysteme, W-ATM, HIPERLAN, Satellitenfunk, UPT*, 3. Aufl., Stuttgart: Teubner, 2001.

- [80] Wireless World Research Forum, *The Book of Visions 2001 – Visions of the Wireless World*, <http://wireless-world-research.org>, Dez. 2001.
- [81] Zahariadis, T., Pramataris, K., *Broadband Consumer Electronics Networking and Automation*, Wiley Int. J. of Commun. Syst., Bd. 17, Nr. 1, Feb. 2004.

Diplom- und Studienarbeiten

- S. Dziedziula *Untersuchung von komplexen CDMA Codes und deren Gemeinsamkeiten mit OFDM, Diplomarbeit, 2002.*
- N. Lehmann *Untersuchung von Algorithmen zur Schätzung des Kanalzustandes in einem Spectrum Pooling System, Studienarbeit, 2002.*
- R. Domann *Multi-System Access mit QoS-Profil in einem Spectrum Pooling System, Diplomarbeit, 2003.*
- J. Mouba *Untersuchung von QoS basierten Scheduling Algorithmen für Hyperlan Type 2 Netze bei dynamischer Bandbreiten Verfügbarkeit, Diplomarbeit, 2003.*
- W. Yin *Untersuchung von Filterbänken auf einem OFDM-basierten Spectrum Pooling System, Studienarbeit, 2004.*
- J. Kamga *Untersuchung der Koexistenz zwischen Zellulernetzen und WLANs bei dynamischer Kanalzuweisung und Berücksichtigung der Mobilität und des Verkehrs, Diplomarbeit, 2004.*
- I. Barroso *Untersuchung von Detektionsalgorithmen in Mobilfunkkanälen für den Einsatz in Spectrum Pooling Systemen, Diplomarbeit, 2004.*

Index

- Akzeptanzfunktion 37
- Akzeptanzkoeffizient 47
- angebotene Wartezeit 38
- A-priori-Wahrscheinlichkeiten 114
- Auktionär 59
- Auktionsprotokoll 30
- Auszahlungsraum 56
- Beyond 3G 2
- Chi-Quadratverteilung 148
- Coase Theorem 25
- Cognitive Radio 3, 83
- Cognitive Radio Etikette 5
- Detektion 114
- dienstgüteabhängige Preisgestaltung
xii
- Dienstgütekriterium 38
- Discriminatory-Auktion 60
- dynamische Nutzerzuweisung xii, 6
- dynamische Spektrumsverwaltung
18
- dynamische Technologiezuordnung
xii, 6
- Echtzeitauktionen xii, 28, 58, 60,
64, 157
- Ende-zu-Ende Verbindung 4
- Energie Detektor 114
- Entdeckungswahrscheinlichkeit 118
- Erlang-B-Formel 88
- ertragsoptimale Preisgestaltung 46
- Estimator-Correlator Detektor 119
- Extremsituation 83
- FDMA 86
- Fehlalarmwahrscheinlichkeit 118
- Gebotsvektor 63
- Gewinn an mittlerer spektraler
Nutzungseffizienz 91
- Gleichgewichtsgleichungen 31, 89,
97, 102
- Hotspot-Funknetzbetreiber 49
- Hotspotnetz 1, 26
- Hypothese 114
- Interferenzniveaus 134
- Interferenzsignal 124
- Kommunikationsengpässe 83
- Konfluente-Hypergeometrische
Funktion 128
- Kurzzeitlizenzen 8, 10, 11, 28, 58
- Likelihood-Verhältnis-Test 115
- Market Clearing Price 61
- Markov Erneuerungsprozess 148
- Markov Modulierter Poisson Prozess
44
- Markovprozess 45
- Matched Filter Detektor 114
- Matrix-Inversions-Lemma 148
- maximale mittlere spektrale
Nutzungseffizienz 94
- Mehrgüterauktionen 60
- Messergebnisse 13
- MicroElectroMechanical Systems 4
- Mietnutzersystem 84
- mittlere Aufenthaltszeit 36
- Nash-Gleichgewicht 57
- Neyman-Pearson Kriterium 115

- Nutzenfunktion 36
- OFDM 20, 100
- ökonomische Effizienz 25
- Optimalitätskriterium 114
- Pareto-Grenze 58
- pareto-optimal 58
- Poissonprozess 45
- Preisoptimierung 46
- Preisstrategie 56
- primäre Lizenzbesitzer 58
- primäre Nutzung 13
- Reaktionsabbildungen 57
- Receiver Operating Curves 130
- RegTP 9
- regulatorische Rahmenbedingungen
 - 5
- Regulierungsbehörden 135
- Rekonfigurierbarkeit 2
- Ressourcedatenbank 96
- Retransmission 41
- SN-Präsenzdetektion 114
- Software Radio 3
- Spectrum Pooling xii, 10, 83
- Spectrum Trading xi, 8, 9, 25
- spektrale Nutzungseffizienz 18, 84,
 - 90
- Spektrumsbelegungsinformation
 - 103
- Spieltheorie 56
- Stammnutzersystem 84
- Strategiekombinationen 56
- Strategieraum 56
- TDMA 100
- Teststatistik 119
- transiente
 - Zustandswahrscheinlichkeiten 67
- Uniform-Price-Auktion 60
- Unterbrechungswahrscheinlichkeit
 - 91
- Utility Function 36
- Verlustsystem 87
- Verlustwahrscheinlichkeit 35, 90
- Vickrey-Auktion 60
- Wartezeit 36
- Wertevektor 63
- Wireless Short Range Technologien
 - 19
- WLAN 1
- z-Transformation 32
- zustandsabhängige Wartezeiten 48

Die dieser Dissertation zugrunde 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	Fatih Çapar
Geburtsdatum	22.04.1974
Geburtsort	Kırşehir, Türkei
Staatsangehörigkeit	türkisch

Schulausbildung

1980-1984	Grundschule Am Dhünnberg in Leverkusen
1984-1990	Realschule Montanus-Schule in Leverkusen
1990-1991	Gymnasium im Schulzentrum Schlebusch in Leverkusen
1991-1993	Gymnasium Landrat-Lucas-Schule in Leverkusen

Studium und Berufsweg

1993-1998	Studium der Elektrotechnik – Studienrichtung Elektrische Nachrichtentechnik – an der RWTH Aachen
1998-2000	ASIC-Design Ingenieur für digitale Funkkommunikationssysteme bei der Fa. Nokia Networks in Düsseldorf
seit 2000	wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH)

ISSN 1433 - 3821