





**Algorithmen zur Kapazitätsoptimierung  
schnurloser Mobilfunksysteme nach  
DECT-Standard**

Holger Hußmann

# **AACHENER BEITRÄGE ZUR MOBIL- UND TELEKOMMUNIKATION**

Herausgeber:

Universitätsprofessor Dr.-Ing. Bernhard Walke

Hußmann, Holger:

Algorithmen zur Kapazitätsoptimierung schnurloser Mobilfunksysteme  
nach DECT-Standard

1. Auflage Aachen:

Verlag der Augustinus Buchhandlung, 1997

(Aachener Beiträge zur Mobil- und Telekommunikation, Band 9)

ISBN 3-86073-388-5

© 1997 Holger Hußmann

Verlag der Augustinus Buchhandlung

Pontstraße 66/68

52062 Aachen

Druck: Druckerei Paletti, Aachen

Gedruckt auf chlorfrei gebleichtem Papier

"D 82 (Diss. RWTH Aachen)"

## Zusammenfassung

---

Die Entwicklung schnurloser mobiler Kommunikation weltweit zu einem Massenmarkt ist nicht zuletzt auf die gemeinsame Initiative europäischer Unternehmen einen einheitlichen Systemstandard für diesen Anwendungsbereich zu schaffen, zurückzuführen. Nachdem im Jahr 1991 der Standard für das digitale europäische schnurlose Telekommunikationssystem (Digital Europe Cordless Telecommunications, DECT) veröffentlicht wurde, haben amerikanische und japanische Gremien ähnliche System spezifiziert. Durch den großen Erfolg des DECT-Systems bis heute und positive Prognosen im Hinblick auf die Deregulierung im Telekommunikationsmarkt wird es zunehmend wichtiger die Kapazität des Systems zu optimieren.

Wie in dieser Arbeit gezeigt wird, hängt die effiziente Nutzung der Systemressourcen stark von den im System implementierten Algorithmen ab. Insbesondere die Steuerung des Handover, d.h. der Funktion des Systems zur Weitergabe einer Verbindung von einer Zelle zu einer anderen, beeinflusst die DECT-Kapazität. Im Rahmen dieser Arbeit wird neben der Kapazitätsuntersuchung des DECT-Systems ein Algorithmus vorgeschlagen, der unter Berücksichtigung der Auslastung der einzelnen Zellen den Zellwechsel derart beeinflusst, daß Handover von stark belasteten Zellen in weniger ausgelastete Zellen begünstigt werden und umgekehrt. Durch den Lastausgleich zwischen den Zellen wird die Blockierwahrscheinlichkeit der Stationen verringert, wodurch der tragbare Verkehr pro Zelle bei vorgegebener Verlustwahrscheinlichkeit erhöht wird. Eine weitere Optimierung der DECT-Kapazität wird durch die Feineinstellung der Steuerungsparameter des Handover erreicht. Abschließend wird, basierend auf den Untersuchungen in dieser Arbeit, ein Vorschlag zur Implementation des Handoveralgorithmus unter Berücksichtigung des Algorithmus zur dynamischen Zellgrößenanpassung unterbreitet. Die vorgestellten Ergebnisse wurden neben der analytischen Betrachtung der DECT-Kapazität vorwiegend mit simulativen Methoden erreicht. Dazu ist ein Simulationsprogramm *DECT Simulator (DESI)* entwickelt worden, welches neben den funktechnischen Eigenschaften die wesentlichen Funktionen der Funkkanalverwaltung des DECT-System, unter Berücksichtigung der Wechselwirkungen der Stationen untereinander, nachbildet.

## Abstract

---

The worldwide development of cordless mobile telecommunications into a mass market can finally be related to an initiative of European enterprises to create a common standard for these kind of applications. After the first standard for the Digital European Cordless Telecommunications (DECT) System was published in 1991, American and Japanese bodies have specified similar systems. Due to the enormous success in the recent years and positive forecasts in view of the deregulation of the telecommunication market in Europe, it becomes more and more important to optimize the capacity of the DECT system.

The efficient use of the system resources depends clearly on the algorithms implemented in the system. Especially the handover, the function of maintaining a call during the move into an adjacent cell, has a strong influence on the system capacity. This thesis comprises capacity investigations as well as an algorithm influencing the handover in such a manner that handover from highly allocated cells to less allocated cells are promoted and vice versa. This kind of cell size adjustment according to the instantaneous traffic has a positive influence on the blocking probability of stations and therefore the maximum traffic can be increased while keeping the blocking probability constant. A further step in optimizing the DECT capacity is given by a fine tuning of handover control parameter.

Finally a proposal for an implementation of a handover algorithm is given including the dynamic cell size adjustment algorithm.

The presented results obtained for the DECT capacity were based on analytical investigations, while algorithm assessment was mainly carried out by using simulations. For this purpose a simulation tool *DECT simulator (DESI)* was developed, modelling the radio propagation as well as the relevant functions of the radio resource management, including the interactions between stations.

# INHALTSVERZEICHNIS

---

<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>iii</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
1.1 Entwicklung der Mobilkommunikation . . . . .	1
1.2 Schnurlose Funkssysteme . . . . .	2
1.2.1 DECT - Digital European Cordless Telecommunications	3
1.2.2 PWT - Personal Wireless Telecommunications . . . . .	4
1.2.3 PHS - Personal Handyphone System . . . . .	5
1.2.4 Sonstige Standards . . . . .	5
1.3 Ziel und Aufbau der Arbeit . . . . .	6
1.3.1 Struktur der Arbeit . . . . .	6
<b>2 Techniken des Mobilfunks</b>	<b>9</b>
2.1 Struktur zellularer Mobilfunksysteme . . . . .	9
2.2 Multiplexverfahren . . . . .	11
2.2.1 Frequenz-Multiplexverfahren (FDM) . . . . .	11
2.2.2 Zeit-Multiplexverfahren (TDM) . . . . .	12
2.2.3 Code-Multiplexverfahren (CDM) . . . . .	13
2.2.4 Raum-Multiplexverfahren (SDM) . . . . .	17
2.3 Senderichtungstrennung . . . . .	17
2.3.1 Frequenzduplexverfahren (FDD) . . . . .	18
2.3.2 Zeitduplexverfahren (TDD) . . . . .	18
2.4 Vielfachzugriffsverfahren . . . . .	18
2.5 Kanaluweisungsverfahren . . . . .	19
2.5.1 Feste Kanaluweisung (FCA) . . . . .	20
2.5.2 Dynamische Kanaluweisung (DCA) . . . . .	23
2.6 Handover . . . . .	26
2.6.1 Handover-Ausführung . . . . .	27
2.6.2 Handover-Steuerung . . . . .	27
2.7 Kapazitätsbetrachtung von Mobilfunksystemen . . . . .	30
<b>3 Digital European Cordless Telecommunications (DECT)</b>	<b>33</b>
3.1 Der DECT-Standard . . . . .	33

3.2	Eigenschaften des DECT-Systems . . . . .	37
3.3	Protokollschichten . . . . .	37
3.3.1	Physical Layer . . . . .	37
3.3.2	Medium Access Control Layer . . . . .	42
3.4	Verwaltung der Funkkanäle . . . . .	46
3.4.1	Dynamische Kanalverwaltung, DCS . . . . .	46
3.4.2	Zustände der Mobil- und Feststation . . . . .	49
3.4.3	Handover . . . . .	51
<b>4</b>	<b>Grundlagen der Funkausbreitung</b>	<b>53</b>
4.1	Die Maxwell'schen Gleichungen . . . . .	53
4.2	Der Hertz'sche Dipol . . . . .	56
4.3	Allgemeine Gesetze der Funkausbreitung . . . . .	57
4.3.1	Ausbreitung im freien Raum . . . . .	57
4.3.2	Mehrwegeausbreitung . . . . .	59
4.3.3	Überlagerung mehrerer Signalkomponenten . . . . .	68
4.3.4	Empirische Funkausbreitungsmodelle . . . . .	74
<b>5</b>	<b>Signalübertragung</b>	<b>79</b>
5.1	Modulation und Demodulation . . . . .	79
5.2	Theoretische Übertragungsgrenzen . . . . .	81
5.3	Der Mobilfunkempfänger . . . . .	81
5.3.1	Empfindlichkeit . . . . .	82
5.4	Beispiel DECT-Empfänger . . . . .	83
5.4.1	Interferenzverhalten des Mobilfunkempfängers . . . . .	84
5.5	Bitfehlerwahrscheinlichkeit . . . . .	85
5.5.1	Nicht Kohärente Detektion . . . . .	86
5.5.2	Verhalten bei Signaldispersion . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Simulation zur Berechnung der Funkausbreitung</b>	<b>89</b>
6.1	Wahre Strahlverfolgung (Ray Tracing) . . . . .	89
6.2	Spiegelungsmethode (Image Method) . . . . .	90
6.3	Ergebnisse für ein Innenraumszenario . . . . .	93
<b>7</b>	<b>Analyse der Funkkanalverwaltung</b>	<b>97</b>
7.1	Verkehrstheoretische Betrachtungen . . . . .	97
7.1.1	Modell zur Kapazitätsberechnung bei gegebener Fre- quenzbandbreite . . . . .	98

- 7.1.2 Reduzierung der Kanalkapazität durch DECT-spezifische Eigenheiten . . . . . 105
- 7.2 Abschätzung der DECT Kapazität . . . . . 112
  - 7.2.1 Einfluß der Zellgröße auf die Verkehrskapazität . . . . . 113
  - 7.2.2 Gemeinsame Betrachtung aller Effekte durch Simulation 118
  - 7.2.3 Blind Slot Effekt . . . . . 121
- 8 Maßnahmen zur Optimierung der Funkkanalverwaltung 125**
  - 8.1 Handoveralgorithmen . . . . . 125
    - 8.1.1 Gründe für einen Handover . . . . . 125
    - 8.1.2 Messung der Empfangsdaten . . . . . 126
    - 8.1.3 Handover-Entscheidung . . . . . 127
  - 8.2 Dynamische Steuerung der Zellgröße . . . . . 129
    - 8.2.1 Modellierung des dynamischen Verhaltens der Teilnehmer . . . . . 130
    - 8.2.2 Algorithmus zur dynamischen Zellgrößensteuerung . . 134
    - 8.2.3 Abschätzung des Gewinns durch DCESA . . . . . 138
- 9 Simulationsexperimente zur Optimierung der Funkkanalverwaltung 141**
  - 9.1 Modellierung des DECT-Systems im Simulator DESI . . . . . 141
    - 9.1.1 Simulationskonzept . . . . . 141
    - 9.1.2 Aufbau des Simulationswerkzeugs DESI . . . . . 142
    - 9.1.3 Kanalmodell . . . . . 144
    - 9.1.4 Simulationsszenario . . . . . 144
    - 9.1.5 Mobilitätsmodell . . . . . 146
    - 9.1.6 Lastgenerator . . . . . 147
    - 9.1.7 Funkkanalverwaltung . . . . . 147
    - 9.1.8 Modellierung der Protokolle . . . . . 148
  - 9.2 Ergebnisse . . . . . 149
    - 9.2.1 Simulation der Dynamischen Zellgrößenanpassung . . 149
    - 9.2.2 Optimierung des Handover-Algorithmus . . . . . 153
    - 9.2.3 Variation des RSSI Schwellenwertes . . . . . 154
    - 9.2.4 Variation der RSSI Mittelungslänge . . . . . 155
    - 9.2.5 Variation der CRC Beobachtungsdauer . . . . . 156
  - 9.3 Vorschlag zur Implementation von DECT-Algorithmen . . . . . 157
    - 9.3.1 Dynamische Steuerung der Zellgröße . . . . . 157
    - 9.3.2 Optimale Parameter des Handover-Algorithmus . . . . . 157

<b>10 Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>169</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>171</b>

# Einführung

## 1.1 Entwicklung der Mobilkommunikation

Bereits im Zeitraum 1886 bis 1888 untersuchte Heinrich Hertz die Erzeugung von elektromagnetischen Wellen, und es gelang ihm im Jahre 1888, die Wellenübertragung von einem Schwingkreis zu einem anderen nachzuweisen. Im Jahr 1899 schaffte Guglielmo Marconi die erste Funkübertragung über den Ärmelkanal.

In Deutschland wurde 1926 ein Zugtelefon auf der Strecke Berlin-Magdeburg in Betrieb genommen, welches eine Funkübertragung im Langwellenbereich zwischen einer auf dem Zugdach positionierten Antenne und einer parallel zur Strecke verlaufenden Telefonleitung nutzte. Der erste öffentliche bewegliche Landfunk (öbl) wurde 1958 in Betrieb genommen. Die Gespräche wurden durch etwa 600 Mitarbeiter der Deutschen Bundespost handvermittelt. Die Kapazität des Netzes lag bei etwa 10000 Teilnehmern. Das erste Netz (Netz B) mit einer automatischen Vermittlung und Gebührenerfassung entstand im Jahr 1972. Es bestand aus 170 Funkverkehrsbereichen, wobei die Kenntnis des jeweiligen Aufenthaltsbereiches der mobilen Station erforderlich war. Der Betrieb des Netz B wurde Ende 1994 eingestellt. Das erste Funknetz mit digitaler Signalisierung und automatischer Teilnehmerlokalisierung war im Jahre 1986 das Netz C. Die Sprachübertragung des Netz C wird analog durchgeführt, was bei schwachen Signalen zu starken Beeinträchtigungen der Sprachqualität durch Rauschen führt. Durch die automatische Teilnehmerlokalisierung wurde es möglich den Teilnehmer unabhängig vom jeweiligen Aufenthaltsbereichs unter einer bundeseinheitlichen Rufnummer zu erreichen. Das Netz C hat zur Zeit etwa 800.000 Teilnehmer.

Parallel zu den Entwicklungen in Deutschland existieren Entwicklungen anderer Länder, wie z.B. das Nordic Mobile Telephone System (NMT) der skandinavischen Länder (1981), das nordamerikanische AMPS-System (1983) und das britische TACS-System (1985). Die Entwicklung mehrerer

unterschiedlicher Standards führte dazu, daß neben den hohen Entwicklungs- und Produktionskosten durch niedrige Stückzahlen auch Inkompatibilitäten zwischen den einzelnen Ländern entstanden. Hierdurch wurde ein zügiges Wachstum gebremst. Diese Situation wurde in Europa frühzeitig erkannt und 1982 eine Initiative zur Entwicklung eines europaweiten Standards ins Leben gerufen (Groupe Special Mobile, GSM). Die Entwicklung des ersten Standards wurde 1988 abgeschlossen, die Infrastruktur wurde aufgebaut und erste GSM-Netze entstanden 1991/1992 in Deutschland. Die gute Qualität des Netzes führte dazu, daß auch außereuropäische Länder sich dem GSM-System anschlossen, wie z.B. Rußland, China, Australien, Argentinien und auch Teile der USA. Der große Erfolg im außereuropäischen Ausland führte dazu, daß 1993 der Name des Systems in 'global system for mobile communication' (GSM) umbenannt wurde. Das GSM-System ist ein voll digitales Netz, mit einer Erreichbarkeit unter einer einheitlichen Telefonnummer weit über Europa hinaus. Zur Zeit (1996) gibt es etwa 4 Mio. GSM-Teilnehmer in Deutschland, wobei ein weiterhin rasanter Zuwachs prognostiziert wird.

Die Zukunft für die Mobilkommunikation sieht aus der heutigen Situation gesehen vielversprechend aus, da sowohl der Rückgang der Teilnehmerendgerätepreise, als auch die Gesprächskosten und monatlichen Teilnehmergebühren stark rückläufig sind. In einigen Ländern liegt die Penetrationsrate für Mobilfunkteilnehmer im Verhältnis zur Gesamtbevölkerung bereits bei über 25 % (Finnland, Schweden). Neueste Studien zeigen, daß z.B. allein für die USA bis zum Jahr 2000 etwa 100 Mio. Mobilfunkteilnehmer prognostiziert werden.

## 1.2 Schnurlose Funksysteme

Neben den zellularen Systemen sind in der Vergangenheit sogenannte schnurlose Systeme entstanden, die ihre Anwendung ursprünglich als schnurlose Telefone im Hausgebrauch hatten. Das bei 45 MHz arbeitende CT0 (cordless telephone, CT) hat bis heute eine sehr hohe Verbreitung in den USA, obgleich CT0 in Punkten wie Sprachqualität, Abhörsicherheit und Sicherheit gegen unbefugte Benutzung eine unzureichende Leistungsfähigkeit besitzt. Weiterentwicklungen in diesem Bereich sind CT1 (CEPT Länder außer Großbritannien und Frankreich), CT2 (Großbritannien und Schwe-

den) sowie das schwedische CT3. Die größte Verbreitung in Europa hat zur Zeit das CT1-System.

Seit Anfang der 90er Jahre gibt es verschiedene Initiativen, die sich mit der Weiterentwicklung der schnurlosen Systemstandards, von der reinen Anwendung für schnurlose Telefonie im Heimbereich, hin zur kombinierten Verwendung für Sprach- und Datendienst in öffentlichen Systemen, beschäftigen. Neben dem europäischen DECT (Digital European Cordless Telecommunications) System gibt es seit 1994 auch eine amerikanische Initiative, die, basierend auf dem DECT Standard, eine für den US Markt angepasste Version entwickelt, dem sogenannten PWT (Personal Wireless Telecommunications) System. Auch in Japan wurde seit etwa 1991 ein Standard entwickelt, der im Dezember 1993, ins Englische übersetzt, veröffentlicht wurde. Das PHS (Personal HandypHONE System) zielt ähnlich wie DECT und PWT sowohl auf private als auch öffentliche Anwendungen. Im folgenden soll auf die einzelnen Standards kurz eingegangen werden, wobei der DECT-Standard später besonders detailliert betrachtet wird.

### 1.2.1 DECT - Digital European Cordless Telecommunications

Der DECT-Standard wurde im Jahre 1991 als 'draft'-Version von der ETSI (European Telecommunications Standards Institute) in der Untergruppe RES-3 verabschiedet. Im Unterschied zu den bestehenden Standards sind die verwendeten Funkfrequenzen in ganz Europa einheitlich, was erheblich zum Erfolg dieses Systems beiträgt. Die Nutz-, sowie die Kontrollinformationsübertragung im DECT-System ist vollständig digital, so daß neben digitalisierter Sprache auch Daten übertragen, bzw. weitere Dienste über eine einheitliche Funkschnittstelle angeboten werden können. Die ersten DECT-Endgeräte für Sprachdienste sind seit Ende 1993 kommerziell erhältlich. Man schätzt, daß bis heute etwa 1 Mio. Endgeräte verkauft wurden.

Der Standard besteht aus einem sogenannten 'Base Standard', welcher alle Anforderungen an ein DECT-System beschreibt. Neben dem Base Standard wurden weitere Unterstandards verabschiedet, die eine Untermenge des Base Standards beinhalten, die sogenannten DECT-Profiles. Der bekannteste Profile ist der Generic Access Profile (GAP). Die wichtigste Eigenschaft GAP konformer DECT-Systeme ist, daß Geräte verschiedener Hersteller untereinander kompatibel sind und so ein öffentlicher DECT-Zugang ermöglicht wird. Der Vorteil von DECT gegenüber zellularen Systemen im

innerstädtischen Bereich sind die höhere Systemkapazität und die geringeren Kosten. Um das System- und Nutzerverhalten zu untersuchen, laufen zur Zeit in einigen Ländern Feldversuche, wie z.B. in Helsinki und Porvo in Finnland und in Gelsenkirchen. Auf den DECT-Standard wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit noch intensiver eingegangen.

### 1.2.2 PWT - Personal Wireless Telecommunications

Seit Anfang 1994 gibt es eine Initiative der North American Telecommunications Industry Association (TIA) mit dem Namen 'Wireless User Premises Equipment (TR41.6)', die ein Teil der Gruppe TR41 (User Premises Telecommunications Committee) ist. Ziel ist es, für das Frequenzband 1880-1900 MHz einen Standard zu entwickeln, der den Regularien der FCC (US federal communications commission) entspricht. Die FCC hat die Frequenzen von 1880-1900 MHz für den unlizenzierten Gebrauch freigegeben. Sie können von verschiedenen Systemen genutzt werden, sofern sie bestimmten Anforderungen (meist die Bitübertragungsschicht betreffend) genügen. Diese Anforderungen, z.B. definierte maximale Kanalbandbreite von 1.25 MHz, machen eine direkte Verwendung von DECT unmöglich. Aber durch einige wenige, wenn auch sich stark auf die Hardware Konfiguration auswirkende, Änderungen kann der DECT-Standard für den PWT-Standard als Grundlage dienen. Der Standard wurde im Herbst 1995 verabschiedet.

#### **Änderungen gegenüber DECT:**

Der wesentlichste Unterschied zu DECT besteht in der Verwendung des 4-stufigen Modulationsverfahrens  $\pi/4$ -DQPSK, welches 2 bit zu einem Symbol kodiert und somit eine bandbreiteneffizientere Übertragung als DECT ermöglicht. Mit einer Symbolrate von 576 kSymb/s und einem Wurzel-Kosinus-Filter mit einem Roll-Off-Faktor von 0,5, ergibt sich eine theoretische Bandbreite von 864 kHz, die sich selbst mit einfacher Filterung problemlos in das Kanalaraster von 1.25 MHz einfügen läßt. Daneben gibt es im Standard für die Bitübertragungsschicht weitere Unterschiede, die sich u.a. durch die Anpassung an das geänderte Modulationsverfahren ergeben: so z.B. die geforderte Empfängerempfindlichkeit, die im Normalbetrieb auf 70 mW begrenzte Ausgangsleistung, Empfänger-Intermodulation und die Robustheit gegen Gleichkanalstörer.

Insgesamt bietet das System eine vergleichbare Leistungsfähigkeit bezüglich Fehlerverhalten und Reichweite wie das DECT-System, und deshalb soll

hier nicht weiter auf Einzelheiten eingegangen werden.

### 1.2.3 PHS - Personal Handyphone System

Der PHS-Standard wurde im Research & Development Center for Radio Systems RCR in der Untergruppe RCR STD-28 entwickelt, im 19. Standard Committee Treffen am 20. Dezember 1993 verabschiedet, anschließend ins Englische übersetzt und veröffentlicht.

Eigentlich umfaßt der Standard die Definition von zwei Systemen, dem 'Digital Cordless Telephone', der ein schnurloses Kommunikationssystem für den privaten Gebrauch beschreibt und dem 'Personal Handy Phone Systems'. Er beschreibt ein öffentliches Kommunikationssystem mit erforderlicher Zugangsberechtigung, ähnlich dem zellularen Systemen, aber mit deutlich geringerer Reichweite und dadurch eingeschränkten Hardwareanforderungen. Das System ist so konzipiert, daß bei entsprechender Zugangsberechtigung mit den öffentlich verwendeten Geräten auch an privaten Basisstationen kommuniziert werden kann.

Wie beim PWT-System wird zur Modulation ein  $\pi/4$ -DQPSK Verfahren verwendet, jedoch mit einer Symbolrate von 192 kSymb/s. Nach Filterung mit einem Wurzel-Kosinus-Filter mit einem Roll-Off-Faktor von 0.5 ergibt sich für PHS eine theoretische Bandbreite von 288 kHz. Der Kanalabstand des Systems liegt bei 300 kHz. Im Frequenzbereich von 1895 MHz bis 1918.1 MHz liegen 77 PHS Kanäle, wobei im Unterschied zum DECT-System zwischen Kanälen für private und öffentliche Verwendung unterschieden wird, d.h. die Kanäle 38 bis 77 sind ausschließlich für öffentliche PHS-Betreiber reserviert. Der Vorteil dieser Aufteilung liegt in der Kontrollierbarkeit der für öffentliche Anwendungen bereitgestellten Kanäle durch die Betreiber öffentlicher Systeme. Wie bei den anderen schnurlosen Kommunikationssystemen ist die Ausgangsleistung mit 10 mW gering. Die Reichweite ist vergleichbar zu der des DECT- und des PWT-Systems.

### 1.2.4 Sonstige Standards

Neben den drei oben erwähnten Standards existieren weitere Standards für schnurlose Telefonie, denen jedoch keine so große Zukunft eingeräumt wird. In den Vereinigten Staaten sind zur Zeit zwei weitere Standards in der Standardisierungsphase, PACS-UA und PACS-UB. Es sind zwei konkurrieren-

de Systeme, wobei PACS-UA auf dem firmeneigenen WACS-Standard von Bellcore und PACS-UB auf dem japanischen PHS-Standard basiert.

## 1.3 Ziel und Aufbau der Arbeit

Ziel dieser Arbeit sind Untersuchungen und Vorschläge zur Kapazitätsoptimierung schnurloser Mobilfunksysteme nach dem DECT-Standard. Dabei wird auf die sorgfältige Modellierung der Funkausbreitung in gegebenen Szenarien mit Strahlverfolgungsverfahren (Ray Tracing) besonderer Wert gelegt. Darauf aufbauend, werden die Protokolle zur Verbindungssteuerung in einem zeitdiskreten Simulationsprogramm zur stochastischen Leistungsanalyse nachgebildet. Besonderes Gewicht wird auf den Handover, d.h. den Wechsel des Funkkanals z.B. zwischen zwei Feststationen, gelegt, da die Handoversteuerung die Gesamtkapazität eines Mobilfunksystems wesentlich bestimmt. Im Mittelpunkt der Kapazitätsoptimierung steht neben einer allgemeinen Kapazitätsabschätzung des DECT-Systems, ein Vorschlag kurzzeitige Spitzen im Verkehrsangebot an die Feststationen durch eine gezielte Beeinflussung des Handover-Algorithmus auszugleichen. Das erhöhte Angebot wird auf benachbarte Feststationen aufgeteilt, sofern diese freie Kapazitäten aufweisen was sich positiv auf die Blockierwahrscheinlichkeit der Mobilstationen auswirkt. Neben den theoretischen Untersuchungen wurde im Rahmen dieser Arbeit zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit des DECT-Systems ein umfangreiches Simulationswerkzeug entwickelt, welches alle relevanten Protokolle des DECT-Systems beinhaltet.

### 1.3.1 Struktur der Arbeit

Die Arbeit teilt sich in zehn Kapitel auf. Nach der Einführung in **Kapitel 1** schließt sich ein Abschnitt über allgemeine Aspekte des Mobilfunks an. Das **Kapitel 2** beschreibt die wesentlichen Grundlagen der für das weitere Verständnis wichtigen Systemaspekte, wie z.B. Kanaluweisungsverfahren und Handover. Die relevanten Systemteile des DECT-Systems werden im **Kapitel 3** zusammengefaßt.

Da Kapazitätsuntersuchungen eines Mobilfunksystems ohne detaillierte Kenntnis der Funkausbreitung nicht zu bewerkstelligen sind, schließt sich das **Kapitel 4** über die Grundlagen der Funkausbreitung und deren Effekte für die Mobilkommunikation an. Die Mehrwegeausbreitung beeinflusst die

Signalübertragung durch zeitliche Dispersion des Signals und durch Überlagerung phasenverschobener Signalanteile derart, daß in unterschiedlichen Umgebungen ein vollständig unterschiedliches Systemverhalten beobachtet werden kann. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Schnittstelle zwischen den modulierten analogen Funksignalen und den digitalen Basisbandsignalen. Das **Kapitel 5** gibt einen Einblick, sowohl in die technischen Aspekte eines Mobilfunkempfängers, als auch in die nachrichtentechnischen Parameter der Modulation und Demodulation, da die Modellierung der Signalübertragung stark die Kapazitätsuntersuchungen beeinflusst. In **Kapitel 6** werden mit Hilfe eines auf Methoden der Strahlverfolgung basierenden Funkausbreitungssimulators Ergebnisse für ein Büroszenario vorgestellt.

Die Funkkanalverwaltung wird in **Kapitel 7** aus verkehrstheoretischer Sicht näher betrachtet. Dabei wird eine Kapazitätsabschätzung des DECT-Systems vorgenommen, und der Einfluß der Zellgröße auf die Verkehrskapazität des Systems vorgestellt.

Maßnahmen zur Optimierung der Betriebsmittelverwaltung werden in **Kapitel 8** vorgeschlagen, wie z.B. ein optimierter Handoveralgorithmus und die Protokollerweiterung DCESA (dynamic cell size adjustment), die beide die DECT-Systemkapazität wesentlich erhöhen.

Der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte DECT-Simulator (DESI) wird im **Kapitel 9** beschrieben. Dabei wird auf die Modellbildung für den Funkkanal, die Simulationsumgebung, die Modellierung der Mobilität der Stationen, die dynamischen Verkehrsanforderungen und das DECT-System eingegangen. Es werden Simulationsergebnisse vorgestellt, die eine Bewertung der im vorhergehenden Kapitel vorgeschlagenen Maßnahmen zur Optimierung der Funkbetriebsmittelverwaltung ermöglichen. Schließlich wird ein Vorschlag zur Implementation von DECT-Algorithmen vorgestellt.

Im **Kapitel 10** wird eine Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse der Arbeit vorgenommen.



# Techniken des Mobilfunks

In den vergangenen Jahrzehnten sind Funkfrequenzen mehr und mehr zu einem knappen Gut geworden, da eine Vielzahl von Systemen um Frequenzen konkurrieren. Die Nutzung der Funkfrequenzen erfolgt durch Einteilung in Frequenzbänder, die von den verschiedenen Systemen genutzt werden. Dabei sind sowohl Rundfunksysteme, die eine unidirektionale Punkt-zu-Mehrpunkt Verbindung (broadcast) betreiben, als auch Systeme für bidirektionale Punkt-zu-Punkt Verbindungen vertreten. Die Aufteilung der Frequenzbänder für verschiedene Dienste erfolgt national durch eine landesspezifische Behörde, in Deutschland ist diese das Bundesamt für Post und Telekommunikation (BAPT). In den folgenden Abschnitten werden die unterschiedlichen Techniken vorgestellt, Frequenzen auf eine Vielzahl von Nutzern zu verteilen.

## 2.1 Struktur zellularer Mobilfunksysteme

Die Struktur von Mobilfunksystemen ist bei allen zellularen Systemen sehr ähnlich. Ein typisches Beispiel des Aufbaus eines zellularen Mobilfunksystems ist in Abb. 2.1 dargestellt.

Das mobile Endgerät ist über eine Funkschnittstelle mit der Feststation verbunden, wobei verschiedenen Mobilfunksystemen jeweils verschiedene Frequenzen zugeordnet sind. Zur Kommunikation über die Funkschnittstelle wird ein im jeweiligen Mobilfunkstandard definierter Protokollstapel benutzt, der die unteren Schichten des ISO/OSI-Referenzmodells abdeckt. Da der Funkkanal prinzipiell allen Teilnehmern eines Systems gleichzeitig zugänglich ist, bedarf es Regelungen, die Kapazität der verfügbaren Frequenzen auf die Nutzer eines Systems aufzuteilen (Multiplexverfahren). Diese Aufteilung ist im Standard eines Systems definiert. Den Zugriff auf die prinzipiell allen Teilnehmern verfügbaren Funkkanäle regelt ein Vielfachzugriffsverfahren.

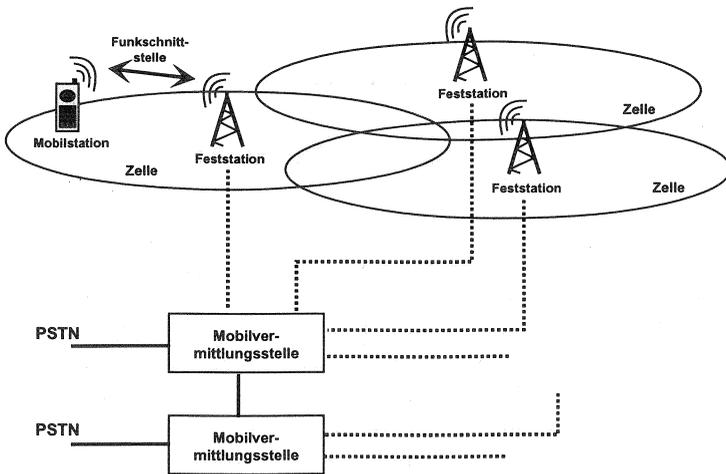


Abbildung 2.1: Aufbau eines zellularen Mobilfunknetzes

Eine Feststation übernimmt die Funkversorgung der Mobilstationen in ihrem Funkausleuchtungsbereich, in Abb. 2.1 durch konzentrische Kreise dargestellt. Legt man reale Funkausbreitungsbedingungen zugrunde, ist die Begrenzung nicht gleichmäßig, da die Funkausbreitung sehr stark von den vorhandenen topografischen und morphologischen Bedingungen abhängt. Um in diesem Fall eine flächendeckende Versorgung sicherzustellen, ist es notwendig die Positionen der Feststationen sehr sorgfältig auszuwählen und redundant ausgeleuchtete Gebiete in Kauf zu nehmen. Das ist in Abb. 2.1 durch die Überlappung der Ausleuchtungsbereiche angedeutet. Das Ausleuchtungsgebiet einer Feststation bezeichnet man als Zelle.

Wie in Abb. 2.1 dargestellt, sind Gruppen von Feststationen mit einer übergeordneten Einheit verbunden, die Vermittlungsfunktionen zwischen den Mobilstationen und dem öffentlichen Fernsprechnet (public switched telephone network, PSTN) übernimmt. Häufig werden in diesen Vermittlungsstellen auch Datenbanken geführt, in denen der jeweilige Aufenthaltsbereich (location area, LA) einer Mobilstation im Gebiet dieser Vermittlungsstelle verwaltet wird, um bei einem vom Netz eingehenden Ruf die Mobilstation sofort lokalisieren und durch Funkruf (paging) aufrufen zu können. Dazu muß die Mobilstation einen Wechsel von einem Bereich in einen anderen

Bereich dem Netz durch einen Anruf anzeigen, um die Datenbank zu aktualisieren (location update, LU). Wenn die Mobilstation während eines Gesprächs den Versorgungsbereich einer Feststation (Zelle) verläßt, muß die bestehende Verbindung an eine benachbarte Feststation weitergereicht werden. Je nach Anzahl der Feststationen pro Vermittlungsstelle werden auch mehrere Aufenthaltsbereiche verwaltet.

Um Funkfrequenzen unter einer Vielzahl von Teilnehmern aufteilen zu können, werden unterschiedliche Techniken, die die Orthogonalität einzelner Signalformen bezüglich der Dimensionen Zeit, Frequenz, Ort und verwendetem Code ausnutzen, verwendet. Die physikalische Nutzung der Funkfrequenzen wird in der ISO/OSI Schicht 1, d.h. der Bitübertragungsschicht, der jeweiligen Systemstandards festgelegt. Im allgemeinen werden Multiplexverfahren verwendet, die eine Verteilung des zugewiesenen Frequenzbandes auf eine Vielzahl von Kanälen definieren. Die im Mobilfunk verwendeten Multiplexverfahren werden in den nachfolgenden Abschnitten kurz beschrieben. Häufig werden auch Kombinationen dieser Multiplexverfahren gewählt, um einer großen Anzahl von Teilnehmern die Nutzung zu ermöglichen.

Der Zugriff auf die in der Schicht 1 des Systemstandards definierten Kanäle wird mit einem Vielfachzugriffsverfahren geregelt, dessen Funktionalität in den Standards der Schicht 2 Protokolle definiert ist.

## 2.2 Multiplexverfahren

### 2.2.1 Frequenz-Multiplexverfahren (FDM)

Neben der Aufteilung der Frequenzen auf verschiedene Dienste (Rundfunk, Fernsehen, Funktelefonie, etc.) werden innerhalb der einzelnen Dienste Frequenzunterkanäle eingerichtet, die verschiedenen Nutzern einen parallelen Zugriff auf einzelne Funkkanäle ermöglichen. Das Verfahren wird Frequency Division Multiplexing (FDM) genannt. Abb. 2.2 zeigt die Aufteilung der vorhandenen Funkfrequenzen auf einzelne Kanäle.

Da die dem individuellen Nutzer zugeordneten Frequenzkanäle im Sender und Empfänger mit Hilfe von Filtern von anderen Kanälen getrennt werden müssen, ist ein ungenutzter Sicherheitsabstand (Schutzband) zwischen den einzelnen Frequenzkanälen notwendig. Ist die über einen Kanal zu übertragende Informationsmenge pro Zeiteinheit klein, wird nur eine geringe Ka-

nalbandbreite pro Teilnehmer benötigt. Das Verhältnis zwischen genutzter Bandbreite zu ungenutzter Bandbreite wird dann klein und die Effizienz, d.h. die übertragene Informationsmenge pro Hz, wird unbefriedigend. Sehr große Bandbreiten eines Frequenzkanals sind technisch aufwendig, da Sender und Empfänger jeweiligen Frequenzbereich linear arbeiten müssen.

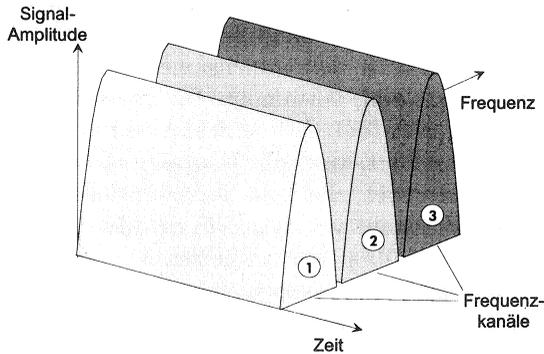


Abbildung 2.2: Aufteilung eines Frequenzbandes auf Frequenzkanäle

### 2.2.2 Zeit-Multiplexverfahren (TDM)

Bei der Zuteilung von Funkfrequenzen für Verbindungen wird häufig ein Verfahren verwendet, welches die Nutzung des Funkkanals auf unterschiedliche Zeiten verteilt, d.h. jedem Nutzer des Kanals wird für einen kurzen Zeitraum die volle Kanalkapazität zur Verfügung gestellt (time division multiplexing, TDM). Diese Aufteilung ist in Abb. 2.3 dargestellt. Durch periodische Wiederholung in einem festen Zeitraster wird dadurch einer Vielzahl von Teilnehmern quasi gleichzeitig ermöglicht, Information zu übertragen. Durch die Aufteilung der Nutzung eines FDM-Kanals im Zeitbereich müssen bei Zeitmultiplexsystemen Signalschleifenlaufzeiten berücksichtigt werden, die eine Schutzzeit zwischen Ende der Übertragung eines Teilnehmers und Beginn der Übertragung eines anderen Teilnehmers erfordern. Dies kann bei großen Zellen dazu führen, daß das Verhältnis zwischen ungenutzter und genutzter Zeit zu groß und damit ineffizient wird. In diesem Fall ist es unumgänglich, Laufzeiten zu kompensieren. Im GSM-System, das Zellgrößen mit Radien

bis zu 35 km unterstützt, wird jeder Mobilstation ein Zeitparameter übermittelt, der die Mobilstation veranlaßt, um einen entfernungs-spezifischen Zeitversatz früher zu senden. So wird sichergestellt, daß die Signale der Mobilstation in das Zeitraster der Feststation passen.

Zeitmultiplexsysteme haben den Vorteil, daß die Sende-/Empfangseinheiten von Mobil- und Feststation halbduplex übertragen können, also nicht gleichzeitig Senden und Empfangen können müssen. Mit einer Sende- und Empfangseinheit (Transceiver) einer Feststation können so mehrere Verbindungen zu unterschiedlichen Teilnehmern quasi gleichzeitig unterhalten werden, was zu einer kosteneffizienten Nutzung der Infrastruktur führt und damit einen nicht unwesentlichen Vorteil für den Markterfolg eines Systems darstellt.

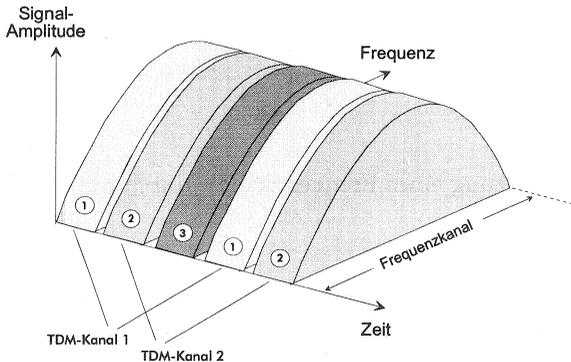


Abbildung 2.3: Bildung von Zeitkanälen durch periodischen Zugriff eines Teilnehmers auf denselben Frequenzkanal

Da das DECT-System ein TDM-Verfahren zur Aufteilung eines Frequenzkanals auf viele Teilnehmer verwendet, wird auf dieses Verfahren später noch ausführlicher eingegangen werden.

### 2.2.3 Code-Multiplexverfahren (CDM)

Die Ausnutzung orthogonaler Codes zur Übertragung von Binärsignalen wird seit Jahrzehnten in der Militärtechnik angewendet. Seit einigen Jahren wird dieses Verfahren auch für die zivile Nutzung attraktiver. Das erste

zivile System für zellularen Mobilfunk, das auf Codemultiplexübertragung basiert, ist das amerikanische IS-95, dessen Standard von der amerikanischen Firma Qualcomm entwickelt wurde. Nach Veröffentlichung des vorläufigen Standards im Jahre 1992 erregte er großes Aufsehen.

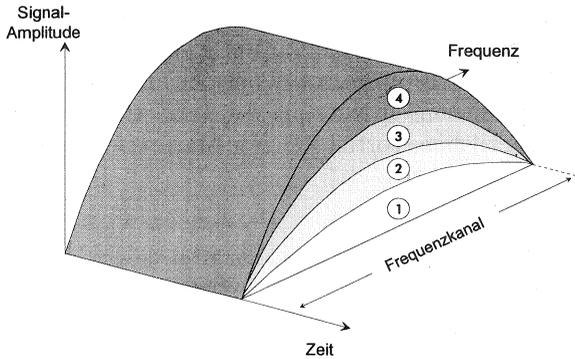


Abbildung 2.4: Nutzung eines Frequenzkanals durch unterschiedliche Codekanäle

Im Unterschied zu den vorhergehenden Verfahren nutzen beim Code Division Multiplexing (CDM) Verfahren mehrere Teilnehmer zur gleichen Zeit den gleichen Frequenzkanal. Um die Interferenzen der Teilnehmer zueinander zu reduzieren, verwenden bei der direkten Spreiztechnik (direct sequence spread spectrum, DSSS) alle Teilnehmer jeweils unterschiedliche Codes, deren Kreuzkorrelationsfunktionen minimal sind, d.h. jedes zu übertragende Bit eines bestimmten Teilnehmers wird mit einem eigenen Code in viele sogenannte Chips gespreizt. Je länger die Spreizsequenz, desto höher wird der Gewinn der durch die Spreizung erzielt wird. Bei Frequenzsprungverfahren (fast frequency hopping) wird innerhalb eines übertragenen Symbols die Information in einer pseudo-zufälligen Reihenfolge auf unterschiedlichen Frequenzen gesendet [61].

Die Diagramme in Abbildung 2.5 zeigen das spektrale Verhalten eines DSSS-Signals gegenüber einem schmalbandigen Störsignal.

Im Diagramm A ist das Eingangsspektrum  $S(f)$  des modulierten Signals  $s(t)$  und das Hintergrundrauschen  $N_0$  gezeigt. Durch Spreizung des Signals

$s(t)$  wird das Signal sehr breitbandig. Wird diesem Signal ein schmalbandiges Störsignal (Diagramm B) überlagert, erscheint es nach der Despreizung als breitbandiges Rauschen, während die Despreizung das breitbandige Nutzsignal in ein schmalbandiges Spektrum überführt. Gegenüber dem jetzt breitbandigen Rauschen besitzt das Nutzsignal in dem betrachteten spektralen Bereich eine höhere Leistungsdichte und ist daher nach Filterung demodulierbar.

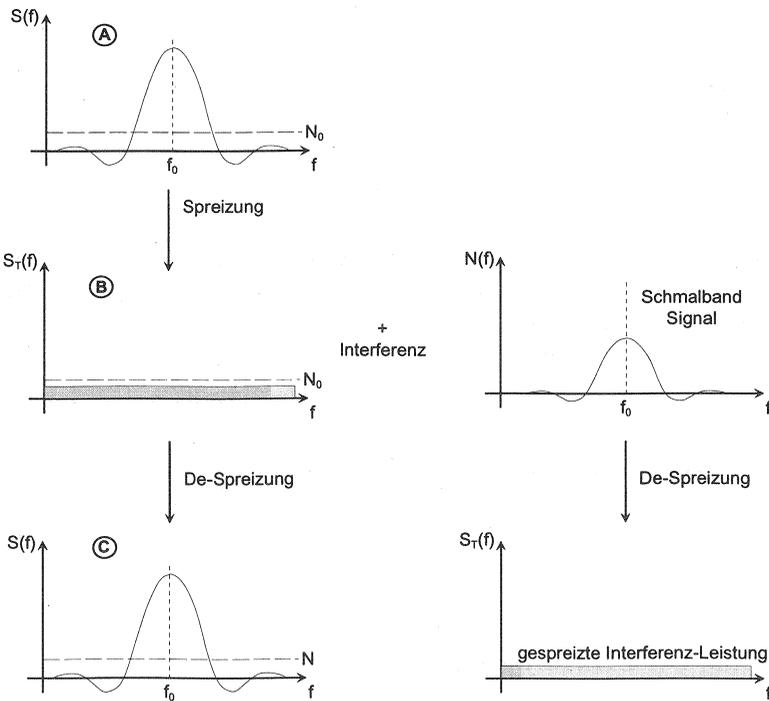


Abbildung 2.5: spektrales Verhalten gegenüber schmalbandigem Störer

### Interferenzunterdrückung bei Spreizverfahren

Ein Vorteil von Spreizverfahren liegt darin, daß schmalbandige Störsignale durch die spektrale Aufweitung bei der Entspreizung in ihrer Wirkung stark abgeschwächt werden, während die zum gewünschten Sendesignal orthogonalen Signale anderer Teilnehmer in ihrer Gesamtheit zur Erhöhung des Rauschpegels beitragen.

Die folgende Rechnung soll den Spreizgewinn bei Betrachtung des Signal(carrier) zu Interferenzleistungsverhältnis (interference) verdeutlichen.

$$\frac{C}{I} = \left( \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R_b}{B_c} \right) \quad (2.1)$$

mit  $E_b$  Energie pro bit

$N_0$  Rauschleistung pro Hertz

$R_b$  Bitrate

$B_c$  Übertragungsbandbreite in Hertz

Für TDM- bzw. FDM-Systeme ist unabhängig vom Modulationsverfahren die Bitrate proportional zur Übertragungsbandbreite. Bei typischerweise verwendeten Modulationsverfahren liegt das Verhältnis zwischen Bitrate und Übertragungsbandbreite zwischen  $1 < \frac{R_b}{B_c} < 1.5$ .

Da  $\frac{E_b}{N_0} > 1$  erforderlich ist, muß  $\frac{C}{I} > 1$  sein. Dagegen ist in CDM-Systemen die Übertragungsbandbreite sowohl proportional zur Bitrate, als auch zur Chiprate (Länge der Spreizfolge pro übertragenem Bit), d.h., die Übertragungsbandbreite ist sehr viel größer als die zu übertragende Bitrate ( $B_c \gg R_b$ ). Wegen  $\frac{E_b}{N_0} > 1$  ergibt sich, daß in CDM-Systemen mit einem  $\frac{C}{I} < 1$ , bzw. in dB ausgedrückt, negativem C/I Verhältnis (!), sinnvoll Signale übertragen werden können.

### Probleme bei CDM-Systemen

Neben den vielen Vorteilen die CDM-Systeme bieten, gibt es auch Nachteile. Da die Sendeleistungen anderer Teilnehmer nach der Entspreizung zum Hintergrundrauschpegel beitragen, müssen am Ort des Empfängers alle Teilnehmer mit dem gleichen Signalpegel empfangen werden, da sonst z.B. starke Signale von Störern nicht mehr vom u.U. schwachen Signal des gewünschten Teilnehmers getrennt werden können.

Gerade die Leistungsregelung (Power Control) bei CDM-Systemen bereitet bis heute große Schwierigkeiten, da, wie Simulationen gezeigt haben, die Gesamtleistungsfähigkeit eines CDM-Systems sehr sensibel auf Abweichungen zur idealen Leistungsregelung reagiert. Hier wird eine aufwendige Leistungsregelung im Endverstärker erforderlich, die zudem sehr schnell arbeiten muß, um Verbindungsverluste durch den schnellen Signalschwund (fading) auszugleichen.

### 2.2.4 Raum-Multiplexverfahren (SDM)

Durch die Dämpfung der elektromagnetischen Wellen im Raum ist es möglich, in einer bestimmten Entfernung die gleichen Frequenzen wiederzuverwenden. Diese Frequenzaufteilung auf unterschiedliche Orte ist seit langem Grundlage des zellularen Mobilfunks. Die erforderliche Entfernung zwischen Gleichkanalzellen ist jedoch groß.

Um Frequenzen auch in geringeren Entfernungen wiederzuverwenden, gibt es zur Zeit Untersuchungen, das vorhandene Frequenzspektrum im gleichen Ortsbereich durch Verwendung von gesteuerten, gerichteten Antennen mehrfach zu verwenden, die durch ihre Antennencharakteristik die erforderliche Funkfelddämpfung zwischen benachbarten Sendern erzielen können. Das sogenannte Space Division Multiplexing Verfahren (SDM) findet zur Zeit noch wenig Anwendung, bietet jedoch noch Möglichkeiten die Teilnehmerkapazität auch in bestehenden Netzen zu erhöhen.

## 2.3 Senderichtungstrennung

Neben der Aufteilung der Kapazität des Funkkanals auf unterschiedliche Teilnehmer ist es erforderlich, die vorhandene Übertragungskapazität auf die beiden Senderichtungen zwischen Mobilstation und Feststation aufzuteilen. Dabei wird die Senderichtung Mobilstation zur Feststation als 'Uplink' und die umgekehrte Senderichtung als 'Downlink' bezeichnet. Wie auch bei der Aufteilung der Funkfrequenzen durch Multiplexverfahren auf verschiedene Kanäle, benutzt man hier orthogonale Signalformen.

### 2.3.1 Frequenzduplexverfahren (FDD)

Das traditionelle Verfahren der Senderichtungstrennung in Mobilfunksystemen ist das Frequenzduplexverfahren (frequency division duplexing, FDD), bei dem Up- und Downlink auf unterschiedlichen Frequenzkanälen übertragen werden. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der verzögerungsfreien Übertragung beider Kanäle, wodurch es ermöglicht wird, Systeme mit sehr kurzen Antwortzeiten zu entwickeln. Gerade Systeme zur Datenübertragung, die aufwendige Fehlersicherungsprotokolle verwenden, benötigen sehr kurze Antwortzeiten, um gegebenenfalls gestörte Datenpakete erneut zu versenden, da ansonsten der Durchsatz drastisch sinkt. Durch Nutzung von Frequenzkanälen unterschiedlicher Datenrate ist die Realisierung asymmetrischer Informationsmengen auf beiden Übertragungsrichtungen sehr einfach möglich.

Ein Nachteil des FDD ist, daß, bedingt durch die gleichzeitige Übertragung von Up- und Downlink, für jeden Kanal eine Sende- und Empfangseinrichtung notwendig ist, die gleichzeitig betrieben werden müssen.

### 2.3.2 Zeitduplexverfahren (TDD)

Insbesondere bei digitalen Systemen bietet das Zeitduplexverfahren (time division duplexing, TDD) eine quasi-gleichzeitige Übertragung der beiden Senderichtungen. Bei diesem Verfahren werden über einen Frequenzkanal in einem vorgegebenen Zeitraster abwechselnd Up- und Downlink übertragen. Diese auch als Ping-Pong-Verfahren bezeichnete Übertragung hat als wesentlichen Vorteil die Nutzung einer Sende- und Empfangseinrichtung für beide Senderichtungen. Nachteilig wirkt sich die zeitliche Verzögerung zwischen dem Senden bzw. Empfangen zweier Datenpakete aus, die zwar bei Sprachübertragung kaum eine Rolle spielt, doch bei quittungsbasierten Datenübertragungsprotokollen zu berücksichtigen ist. Bei koexistierenden Systemen ist eine Synchronisation zwischen den Systemen erforderlich, da sonst Up- und Downlink gegenseitig gestört werden.

## 2.4 Vielfachzugriffsverfahren

Da eine Vielzahl von Nutzern eines Systems auf die, durch das gewählte Multiplexverfahren bereitgestellten, Kanäle zugreifen können, bedarf es einer Steuerung des Zugriffs, um Kollisionen, d.h. einen gleichzeitigen Zugriff

auf den gleichen Kanal, zu vermeiden. Dieser Zugriff wird von sogenannten Vielfachzugriffsprotokollen, die in der Schicht 2 des Systemstandards (Sicherheitsschicht) definiert sind, geregelt. Je nach Art der von den Multiplexverfahren zur Verfügung gestellten Kanäle, werden die Vielfachzugriffsverfahren in folgende Klassen eingeteilt:

1. **FDMA** Frequenzvielfachzugriffsverfahren (frequency division multiple access)
2. **TDMA** Zeitvielfachzugriffsverfahren (time division multiple access)
3. **CDMA** Codevielfachzugriffsverfahren (code division multiple access)
4. **SDMA** Raumvielfachzugriffsverfahren (space division multiple access)

Das DECT-System verwendet eine Kombination aus einem FDMA/TDMA-Vielfachzugriffsverfahren,

## 2.5 Kanalzuweisungsverfahren

Eine Vielzahl von heute existierenden und in der Planung befindlichen Systeme nutzen mehrere Frequenzkanäle, um eine hohe Systemkapazität zu erreichen. Um die Gesamtheit der Funkkanäle auf die einzelnen Feststationen aufzuteilen, gibt es verschiedene Methoden, die je nach Art des Systems mehr oder weniger geeignet sind. Sie reichen von der festen Vergabe der Kanäle in einem vor dem Systemstart durchgeführten Planungsprozeß bis hin zur vollständig dynamischen Zuteilung der Kanäle in einer dezentralen Organisation [1].

Ein Mobilfunksystem unterliegt bezüglich der Verkehrsbelastung der einzelnen Feststationen folgenden zeitlichen Änderungen:

- kurzzeitige Änderung des Verkehrsangebots und der Interferenz
- mittel- bis langfristige Änderungen der Teilnehmerdichte und der Funkausbreitung (z.B. neue Gebäude)
- Änderung des Mobilfunknetzes (z.B. neue Feststationen)

Da ein a-priori Planungsprozeß diese zeitlichen Änderungen nicht berücksichtigen kann und auch eine schrittweise Anpassung nur mit zeitlicher Verzögerung möglich ist, haben Systeme mit sogenannten dynamischen Kanalzuweisungsalgorithmen erhebliche Vorteile. Selbst wenn diese Kanalzuweisungsschemata gegenüber einer optimal geplanten Kanalverteilung keine

großen Kapazitätssteigerungen des Systems erzielen würde, wie häufig in der Literatur behauptet, bietet ein dynamisches Verfahren den Vorteil, einen geringeren Planungsaufwand zu benötigen als eine feste Kanalplanung.

Da die Kapazitätsanforderungen an ein Funksystem sowohl mit der Zeit, als auch mit dem Ort stark variieren, kommt dem Verteilungsalgorithmus von Funkkanälen und den damit verbundenen Kosten eine große Rolle für die Effizienz und Dienstgüte eines Systems zu.

### 2.5.1 Feste Kanalzuweisung (FCA)

Das am weitesten verbreitete Kanalzuweisungsschema ist die feste Kanalzuweisung (Fixed Channel Assignment, FCA). Sie findet u.a. im GSM-System Anwendung, welches ein kombiniertes FDM/TDM Verfahren verwendet. Bei der festen Kanalzuweisung werden in einem aufwendigen Planungsprozeß allen Feststationen Frequenzkanäle zugewiesen, welche während des Betriebs ausschließlich diesen Feststationen zur Verfügung stehen.

Der Nachteil der starren Kanalvergabe ist, daß das System nicht kurzfristig auf sich ändernde Lastanforderungen reagieren kann und dadurch die Dienstgüte des Systems leidet. Unter der Dienstgüte versteht man verkehrstheoretische Parameter wie den prozentualen Anteil von Blockierungen von Verbindungswünschen und die Verbindungsabbruchwahrscheinlichkeit. Bei längerfristigen Änderungen der Verkehrsanforderungen kann der Netzbetreiber durch Modifikation der Netzarchitektur, z.B. durch Inbetriebnahme von zusätzlichen Feststationen, auf die geänderten Anforderungen reagieren.

Diese feste Frequenzkanalzuordnung macht bei Systemen mit großen Zellen Sinn, da die Varianz der Kapazitätsanforderung pro Zelle stark mit der Größe und damit der Teilnehmerzahl pro Zelle korreliert ist, d.h. je größer die Zellen, desto kleiner ist die Varianz. Gerade bei Systemen mit räumlich inhomogen verteilten Teilnehmern, bei denen die Größe der auftretenden Inhomogenitäten viel kleiner als die Zellgröße ist, wirkt die Zellgröße als dämpfendes Filter für die Varianz der Teilnehmerzahl in einer Zelle (siehe Kap. 8.2).

Da Frequenzkanäle in räumlich getrennten Bereichen wiederverwendet werden können, kann man die Frequenzen in einem bestimmten Muster über das zu versorgende Gebiet verteilen. In Abbildung 2.6 ist ein sogenanntes 7-er Cluster mit den Zellen 1 bis 7 dargestellt. Die Zellen besitzen jeweils exklusive Frequenzkanalgruppen 1 bis 7, die zusammen das gesamte im Mobilfunksystem verfügbare Frequenzband ausnutzen. Durch die regelmäßige

Anordnung der Zellen im Cluster und die geeignete Anordnung benachbarter Cluster, ist immer ein bestimmter Abstand zwischen zwei Gleichkanalzellen gewährleistet.

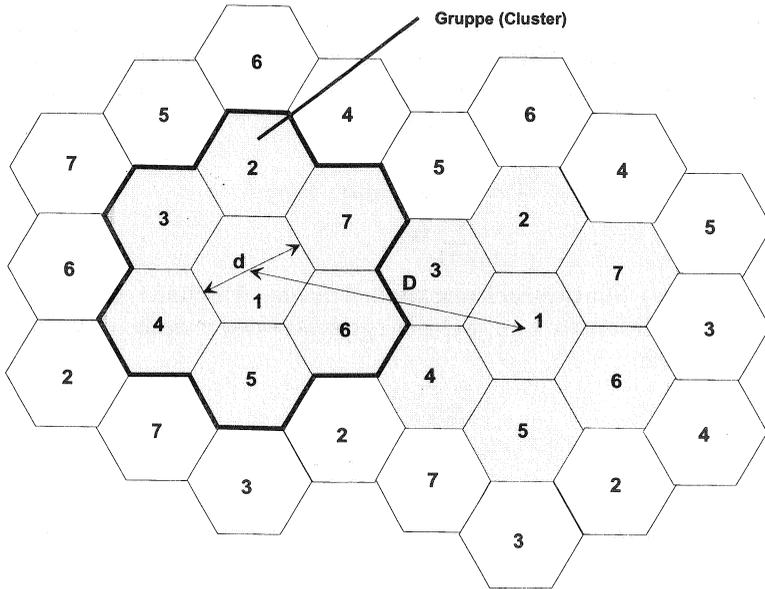


Abbildung 2.6: Beispiel eines 7-er Clusters

Die feste Kanalvergabe bietet bei genauer Schätzung der Kapazitätsanforderungen sicherlich die Möglichkeit, eine optimale Lösung für die Zuteilung von Funkkanälen zu Zellen zu finden, vorausgesetzt die Anforderungen ändern sich nicht über der Zeit.

### Gleichkanalstörung

Durch die räumliche Wiederverwendung von Funkkanälen in Zellularsystemen ergeben sich Störungen durch die bestehende Funkkopplung zwischen den Gleichkanalzellen. Die Gleichkanalinterferenz ergibt sich, vgl. Abb. 2.6, aus dem Verhältnis zwischen dem Radius einer Zelle  $r = \frac{d}{2}$  und der Entfernung zwischen Gleichkanalstationen  $D$ .

Das Verhältnis  $r$  zu  $D$  wird in [60] als Gleichkanal-Interferenz-Reduktionsfaktor (co-channel interference reduction factor, CIRF) definiert

$$CIRF = \frac{r}{D}. \quad (2.2)$$

Um eine Aussage über das tatsächliche Verhältnis  $C/I$  am Empfänger zu bekommen, werden die Signalbeiträge aller interferierenden Zellen aus dem ersten Ring der störenden Zellen (benachbarter Cluster) aufsummiert.

Das  $C/I$  am Empfänger ergibt sich damit zu

$$\frac{C}{I} = \frac{C}{\sum_{k=1}^{k_0} I_k} \quad \text{mit } k_0 = 6. \quad (2.3)$$

Nimmt man im Funkausbreitungsmodell (siehe Abschnitt 4) einen Funkdämpfungskoeffizienten  $\gamma$  an, welcher typischerweise zwischen zwei und fünf liegt, ergibt sich:

$$\frac{C}{I} = \frac{r^{-\gamma}}{\sum_{k=1}^{K_0} D_k^{-\gamma}} \quad (2.4)$$

wobei Interferenzen von Störern aus weiter entfernten Clustern vernachlässigt sind.

In einer regulären Zellstruktur kann man vereinfachend annehmen, daß die Entfernungen der Gleichkanalstörer im Mittel gleich sind, wodurch sich der Ausdruck vereinfacht:

$$\frac{C}{I} = \frac{r^{-\gamma}}{6 \cdot D^{-\gamma}} = \frac{CIRF^\gamma}{6} \quad (2.5)$$

und sich CIRF wie folgt berechnen läßt:

$$CIRF^\gamma = 6 \cdot \frac{C}{I} \quad (2.6)$$

und sich ergibt zu:

$$CIRF = \left(6 \cdot \frac{C}{I}\right)^{1/\gamma}. \quad (2.7)$$

Aus den geometrischen Verhältnissen ergibt sich für ein 7er Cluster

$$D = \sqrt{\left(\frac{9}{2}r\right)^2 + r^2} = \sqrt{\frac{85}{4}r^2} \quad (2.8)$$

und damit

$$CIRF = \frac{D}{r} = 4.61 \quad (2.9)$$

Nimmt man beispielsweise  $\gamma = 4$  an, ergibt sich

$$\frac{C}{I} = \frac{Q^\gamma}{6} = 75.26 = 18.77dB \quad (2.10)$$

ein Wert der theoretisch als ausreichend groß angesehen wird. In realen Zellulernetzen kann die hexagonale Zellform geländebedingt nur näherungsweise eingehalten werden, wobei sich erfahrungsgemäß 7-er Cluster als zu störanfällig erweisen. Deshalb sind z.B. im D2-Netz im Mittel 12er bis 15er Cluster realisiert, um Gleichkanalstörungen auf Kosten der Systemkapazität sicher begrenzen zu können.

### 2.5.2 Dynamische Kanalzuweisung (DCA)

Mobilfunksysteme wählen in der Regel kleinere Zellgrößen als maximal im GSM-System möglich, wobei der Planungsaufwand für die feste Frequenzkanalvergabe an Zellen (fixed channel assignment, FCA) stark ansteigt. Aufgrund der Mobilität und örtlichen Dichte der Teilnehmer variieren die Kapazitätsanforderungen an Zellen stark, so daß Verbindungswünsche örtlich infolge mangelnder Funkfrequenzen abgelehnt werden müssen, obwohl Nachbarzellen genügend Kapazität aufweisen.

Die dynamische Kanalvergabe (dynamic channel assignment, DCA) bietet in solchen Fällen erhebliche Vorteile, da bei Bedarf freie Funkkanäle weniger stark belasteter, benachbarter Feststationen dynamisch genutzt werden können. Dabei ist zu beachten, daß Frequenzen örtlich so wiederverwendet werden müssen, daß Interferenzen in benachbarten Zellen vermieden werden. Es ist ein Algorithmus notwendig, der die örtliche Nutzung und Wiederverwendung aller zur Verfügung stehenden Frequenzkanäle so durchführt, daß eine effiziente Nutzung und damit maximale Systemkapazität resultiert.

In der Literatur [1] sind eine Vielzahl verschiedener DCA-Verfahren beschrieben, auf die hier kurz eingegangen wird. Diese Verfahren lassen sich

in drei Klassen einteilen, die durch die jeweilige Art der Adaptivität charakterisiert werden.

- Anpassung an die jeweilige Lastsituation
- Optimierung der Kanalwiederverwendung
- Anpassung an gegebene Interferenzsituation

### **Anpassung an die jeweilige Lastsituation**

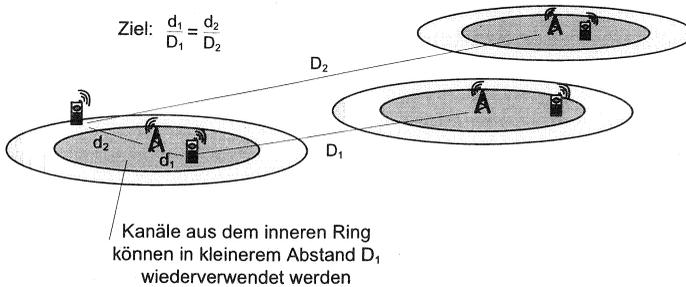
Bei dieser Kanaluweisungsstrategie kann im Falle erhöhter Last einer Zelle ein weiterer Kanal aus umliegenden Zellen verwendet werden, d.h. das System paßt sich der aktuellen Lastsituation an. Das Problem, eine optimale Zuweisung der Kanäle bezüglich der Interferenzen im System zu gewährleisten, ist dem Graphenfärbungsproblem äquivalent, und daher nicht trivial lösbar. Eine optimale Zuweisung von Kanälen an Zellen ist dadurch charakterisiert, daß bei Blockierung eines Verbindungswunsches keine andere Kombination von Kanaluweisungen existiert, bei der die Verbindung nicht blockiert worden wäre.

Dabei wird davon ausgegangen, daß jede Feststation genügend Sendeeinrichtungen (Transceiver) besitzt, um alle ihr zugewiesenen Kanäle zu unterstützen. In der Praxis tritt mit der Vollausslastung der in der Feststation verfügbaren Transceiver ein zweites Phänomen auf, das erheblich stärkere Auswirkungen auf die bei DCA erreichbare Systemkapazität hat, als die Vollausslastung des Spektrums.

Auf dieses Phänomen wird wegen seiner praktischen Bedeutung im weiteren Verlauf dieser Arbeit detaillierter eingegangen werden.

### **Optimierung der Kanalwiederverwendung**

Dieses Verfahren stützt seine Kanaluweisung auf die aktuelle Verteilung der jeweiligen Signal/Interferenzverhältnisse ( $C/I$ ) der Stationen. Ziel ist, die Kanäle derart zuzuweisen, daß alle Verbindungen ein gleiches  $C/I$  erreichen. Die Idee dieser Methode ist, daß Stationen nah an der Feststation aufgrund des höheren Empfangspegels auch höhere Störpegel verkraften können (capture); entscheidend für einen guten Empfang ist lediglich der Störabstand  $C/I$ , nicht das zugehörige Leistungsniveau. Daher können von Stationen nah der Feststation verwendete Kanäle, in einer geringeren Distanz wiederverwendet werden, als von entfernteren Stationen genutzte Kanäle.

Abbildung 2.7: Kanalwiederverwendung beim *re-use partitioning*

Eine entsprechende Methode (*re-use partitioning*), vgl. Abb. 2.7, teilt die Frequenzkanäle einer Zelle in mehrere Untergruppen auf. Kanäle aus dem inneren Ring, dicht an der Feststation, können von dicht umliegenden Feststationen im Abstand  $D_1$  wiederverwendet werden, während Kanäle aus dem äußeren Ring erst in erheblich größerem Abstand  $D_2$  erneut genutzt werden können. Mobilstationen müssen bei Verlassen eines Rings den Kanal wechseln.

Der Vorteil der erhöhten Spektrumseffizienz wird hier durch eine erhöhte Kanalwechselrate (*handover rate*) erkaufte, was erhöhte Signalisierung auf dem Funkkanal und zusätzlichen Aufwand für die dynamische Kanalplanung in der Feststation verursacht.

### Anpassung an gegebene Interferenzsituation

Die bisher vorgestellten Verfahren teilen die Kanäle in einem a-priori Planungsprozeß den Zellen zu und gestatten, daß bei Bedarf mit Hilfe eines Kanalwechsels innerhalb einer Zelle (*intra-cell handover*) Kanäle individuell anderen Zellen zur Verfügung gestellt werden. Da das Ereignis 'intra-cell handover' relativ selten ist, kann sein Einfluß auf die gesamte Interferenzsituation vernachlässigt werden (siehe Kap. 2.6).

Prinzipiell ist es aber auch möglich jegliche a-priori Planung zu vermeiden, indem man jeweils diejenigen Kanäle verwendet, die einen genügend großen Störabstand ( $C/I$ ) besitzen. Der Zuweisungsalgorithmus muß dann unzumutbare Interferenzen anderer Stationen vermeiden. Durch Messung der aktuellen Signalstärke eines Kanals kann der Algorithmus die  $C/I$ -Werte

aller denselben Kanal verwendenden Stationen schätzen, vorausgesetzt die Ausgangsleistung jeder Station ist bekannt, um so die Verwendbarkeit des Kanals zu bewerten.

## 2.6 Handover

Ein zellulares Mobilfunknetz ist im allgemeinen aus sich überlappenden Zellen aufgebaut. Unter einer Zelle versteht man den Versorgungsbereich einer Basisstation. Bewegt sich eine Mobilstation vom Versorgungsbereich einer Feststation in den Versorgungsbereich einer anderen, wird die bestehende Verbindung an die neue Feststation weitergereicht. Dieser Vorgang wird als *Handover* oder *Handoff* bezeichnet.

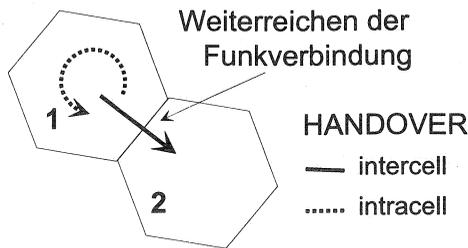


Abbildung 2.8: Übergabe einer bestehenden Verbindung

Als *Handover* bezeichnet man aber auch den Wechsel des Übertragungskanals innerhalb einer Zelle, wenn beispielsweise auf dem aktuellen Übertragungskanal starke Interferenzen auftreten, wird auf einen Kanal mit weniger Störungen geschaltet. Man spricht hier von einem *Intra-cell Handover*. Der Wechsel zwischen zwei Zellen, wie in Abbildung 2.8 angedeutet, wird mit *Inter-cell Handover* bezeichnet.

Beim Handover muß zwischen der Durchführung eines Handover-Vorgangs und seiner Initiierung differenziert werden. Die Durchführung ist, da sie Bestandteil der Kommunikation zwischen zwei Instanzen ist, in den Systemstandards als Teil des Kommunikationsprotokolls bis ins Detail spezifiziert. Der Handover-Algorithmus (Initiierung) ist in den meisten Fällen nicht standardisiert und ist herstellerspezifisch bzw. netzbetreiberspezifisch festgelegt.

Die möglichst effiziente Vorhersage des Handoverzeitpunktes durch den Handoveralgorithmus hat einen großen Einfluß auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems, da er sowohl die Güte der eigenen Verbindung, als auch das Gleichkanal-Störleistungsverhältnis anderer Stationen beeinflusst. Er stützt sich auf in der Mobil- und Feststation gemessene Parameter, wie z.B. Signalpegel, Signalqualität, C/I, benutzte Ausgangsleistung, Entfernung zur bedienenden Basisstation.

### 2.6.1 Handover-Ausführung

Fordert der Handover-Entscheidungsalgorithmus einen Handover an, wird die Handover-Ausführung eingeleitet. Bei einem Handover zwischen Zellen (inter-cell) muß eine Verbindung zur neuen Feststation aufgebaut werden. Bei der Informationsübertragung des Verbindungswunsches an die Ziel-Feststation unterscheidet man zwei unterschiedliche Arten: den Vorwärts- und den Rückwärts-Handover.

Beim Vorwärtshandover (forward handover), der durch die Mobilstation gesteuert wird (mobile controlled handover, MCHO), wird die Handover-Anforderung direkt von der Mobilstation an die neue Feststation gerichtet, wobei ein als Handover gekennzeichneteter Verbindungswunsch an die neue Feststation übertragen wird. Die neue Feststation übernimmt dann die Aufgabe, die betreffende Vermittlung im Festnetz und die alte Feststation in Kenntnis zu setzen und die Festnetzverbindung auf den neuen Kanal umzuschalten, wie auch in Abb. 2.9 dargestellt. Im Unterschied dazu wird beim Rückwärtshandover (backward handover) die Handover-Anforderung über die aktuelle Verbindung von der bedienenden Feststation an das Festnetz weitergeleitet 2.10.

Man spricht beim Handover von einem *seamless handover* wenn dieser für den Nutzer unbemerkt durchgeführt wird. Dies läßt sich dadurch realisieren, daß die Verbindung über die alte Feststation erst dann auf die neue Feststation umgeschaltet wird, wenn der neue Kanal vollständig aufgebaut ist. Der Handover im DECT-System ist *seamless*.

### 2.6.2 Handover-Steuerung

Die Leistungsfähigkeit eines zellularen Mobilfunksystems ist bei gegebenem Handoverprozeß stark vom benutzten Handoveralgorithmus abhängig. Man unterscheidet vier Arten der Steuerung des Handovers [30]:

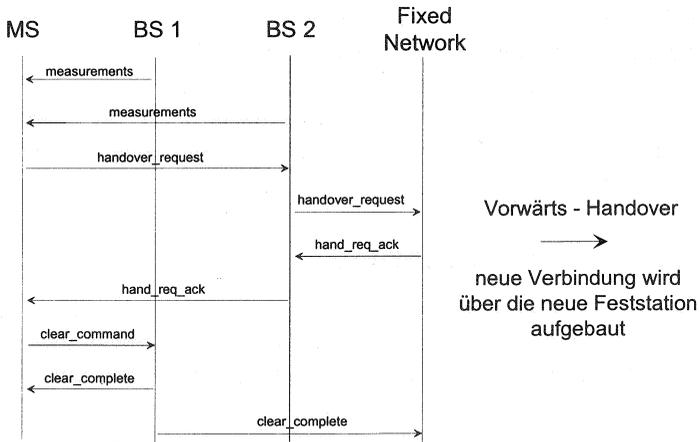


Abbildung 2.9: Signalfluß beim Vorwärtshandover

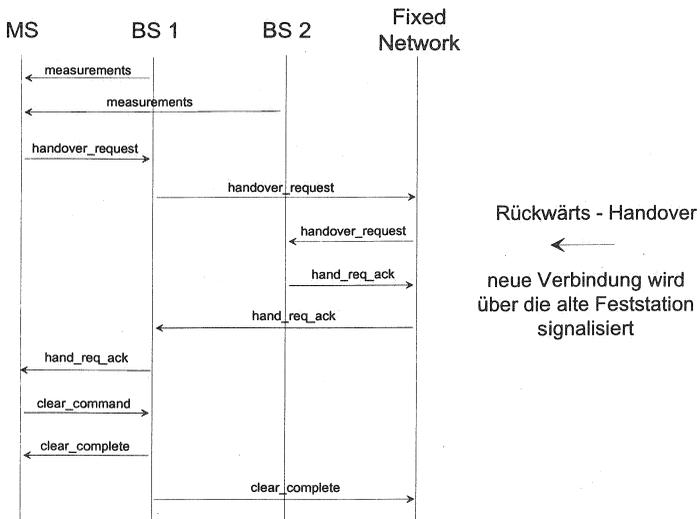


Abbildung 2.10: Signalfluß beim Rückwärtshandover

**Netz-gesteuerter Handover:** Steuerung des Handover-Prozesses durch das Festnetz

**Mobilstation-unterstützter Handover:** Steuerung des Handover-Prozesses durch das Festnetz mit Unterstützung der Mobilstation, z.B. durch Meßwerte

**Mobilstation-gesteuerter Handover:** Steuerung des Handover-Prozesses durch die Mobilstation

**Netz-unterstützter Handover:** Steuerung des Handover-Prozesses durch die Mobilstation mit direkter Unterstützung durch das Netz

### **Netz-gesteuerter Handover (NCHO)**

Die Steuerung des Handovers durch das Netz ist die herkömmliche Lösung. Sie ist in Mobilfunknetzen der ersten Generation verwendet worden. Das Netz wertet zur Steuerung Messungen der Feststationen über aktuelle Verbindungen aus, ohne Beteiligung der Mobilstation. Der Nachteil dieser Handoversteuerung NCHO (network controlled handover, NCHO) ist, daß eine große Übertragungskapazität zur Signalisierung über das Festnetz benötigt und die Empfangsqualität der Mobilstation nicht berücksichtigt wird.

### **Mobilstation-unterstützter Handover (MAHO)**

In der zweiten Generation zellulärer Mobilfunksysteme wurde das MAHO (Mobile Assisted Handover, MAHO) Verfahren verwendet, bei dem im Unterschied zum vorhergehenden Verfahren, bei der Steuerung des Handovers Meßwerte der Mobilstationen in die Handover-Entscheidung einbezogen werden. Aufgrund der aktuellen Meßberichte der Mobilstationen ergibt sich ein zuverlässigeres Bild der Verbindungssituation der Stationen. Diese Art der Handoversteuerung findet z.B. im GSM-System Verwendung.

### **Mobilstation-gesteuerter Handover (MCHO)**

Bei diesem Verfahren wird die Steuerung des Handovers vollständig von der Mobilstation durchgeführt. Sie wertet zu diesem Zweck sowohl eigene Verbindungsmessungen als auch Meßwertberichte der zugeordneten Feststation aus, um zu entscheiden, wann und wohin ein Handover durchgeführt werden soll. Der Vorteil des MCHO (Mobile Controlled Handover, MCHO) ist die dezentrale Steuerung, was eine einfache Planung solcher Systeme ermöglicht.

### Netz-unterstützter Handover (NAHO)

Eine weitere Möglichkeit die Handoversteuerung durchzuführen, ist, die Steuerung des Handovers der Mobilstation zu überlassen, jedoch dem Festnetz die Möglichkeit zu geben, Handover aus Netzgesichtspunkten durchzuführen. Beim NAHO (network assisted handover, NAHO) kann das Netz, z.B. aus Gründen der Lastverteilung, Handover veranlassen. Prinzipiell entspricht der NAHO Handover dem Mobilstation gesteuertem Handover, doch bewirkt die Einbeziehung des Netzes in den Entscheidungsprozeß eine bessere Leistungsfähigkeit für Mobilfunknetze mit hoher Dynamik, z.B. bei der Fahrzeug-Fahrzeug Kommunikation.

## 2.7 Kapazitätsbetrachtung von Mobilfunksystemen

Die Kapazität von Mobilfunksystemen wird durch zwei Effekte eingeschränkt. Zum einen stehen einem Mobilfunksystem nur eine beschränkte Anzahl von Mobilfunkkanälen zur Verfügung, die in geeigneter Entfernung wiederverwendet werden. Kommt es beim Betrieb des Mobilfunksystems zu Abweisungen von Verbindungswünschen (Blockierung oder Verlust), bzw. zu Verbindungsabbrüchen infolge eines geringen Signal-Interferenzverhältnisses oder schlechter Verbindungsqualität, bezeichnet man das System als *interferenzbegrenzt*.

Zum anderen kann eine zu große Entfernung zwischen Mobil- und Feststation dazu führen, daß eine Verbindung nicht zustandekommt bzw. abbricht. In diesem Fall ist das System *leistungsbegrenzt*.

Häufig treten beide Fälle in einem System nebeneinander auf, da die Nutzerdichte räumlich nicht gleichmäßig verteilt ist. Ein optimales Verhalten wird allerdings dort erreicht, wo der Arbeitspunkt des Systems genau zwischen beiden Grenzen liegt.

Bei dynamischer Kanalvergabe kommt es in der Praxis zusätzlich zu Blockierungen infolge belegter Feststationen, da diese in der Regel nicht genügend Transceiver haben, um bei hohem Verkehrsaufkommen alle möglichen Funkkanäle zu betreiben. Dieser Effekt überwiegt bei schnurlosen Mobilfunksystemen, weil zur Kostenersparnis starke Beschränkungen der Hardwareausstattung mit Transceivern bestehen. Dieser Effekt wird *Betriebsmittel Blocking (resource blocking)* genannt.

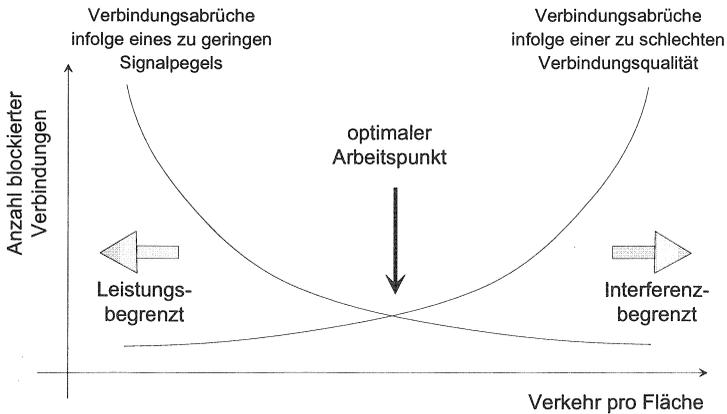


Abbildung 2.11: Balancierter Arbeitspunkt eines Systems

Wie in Abb. 2.11 dargestellt, wird ein Mobilfunksystem im optimalen Arbeitspunkt betrieben, wenn die Zahl der Verbindungsabbrüche aus Gründen schlechter Signalqualität bzw. aufgrund zu geringem Signalpegels etwa gleich groß ist. Wenn beispielsweise die Zahl der Verbindungsabbrüche wegen zu geringem Signalpegel überwiegen, dann hat das System zu viele Frequenzkanäle verfügbar. Erfolgen jedoch Verbindungsabbrüche wegen zu geringer Signalqualität stehen dem System zu wenig Frequenzkanäle zur Verfügung, bzw. die Ausgangsleistung der Endgeräte ist zu hoch.



# Digital European Cordless Telecommunications (DECT)

Das DECT-System wurde in einer Arbeitsgruppe der ETSI (European Telecommunications Standards Institute) RES-3 entwickelt. Grundlage bei der Entwicklung waren neben dem GSM-System die bereits existierenden schnurlosen Systeme CT2 und CT3. Der Standard umfaßt neben den Beschreibungen der einzelnen Protokollschichten auch die Definition von Dienstprofilen, wie zum Beispiel dem Generic Access Profile (GAP), welches die offene Kommunikation von Endgeräten verschiedener Hersteller ermöglicht.

Während der sogenannte Basis-Standard (base standard, [26]) bereits im Jahre 1991 veröffentlicht wurde, dauerte es bis zum Frühjahr 1995 bis das offene Dienstprofil GAP verabschiedet wurde, in dem auch Funktionen wie z.B. Subskriptionsregelungen für öffentliche DECT-Betreiber zwischen Herstellern festgelegt wurden.

### 3.1 Der DECT-Standard

Der DECT-Standard beschreibt eine Nahbereichs-Funkzugriffstechnologie für schnurlose Telekommunikationsanwendungen. Dabei zeichnet sich DECT durch die hohe verfügbare Kapazität in kleinen Zellen aus. Die Zellradien variieren in Abhängigkeit der gewählten Anwendung von 10 Metern bis zu einem Kilometer. DECT bietet dem Nutzer neben Sprachdiensten auch Datendienste, wie z.B. ISDN-Dienste.

Im Unterschied zu bekannten Mobilfunksystemen beschreibt DECT eine funkgebundene Zugriffstechnologie auf eine Vielzahl von lokalen und öffentlichen Netzen, welche nicht Bestandteil der DECT-Spezifikation sind. Abb. 3.1 zeigt die Referenzkonfiguration des DECT-Systems. Kern der Spezifikation ist die DECT Funkschnittstelle, DECT CI, die eine Schnittstelle zwischen der Feststation, DECT FP und der Mobilstation, DECT PP ist. Die

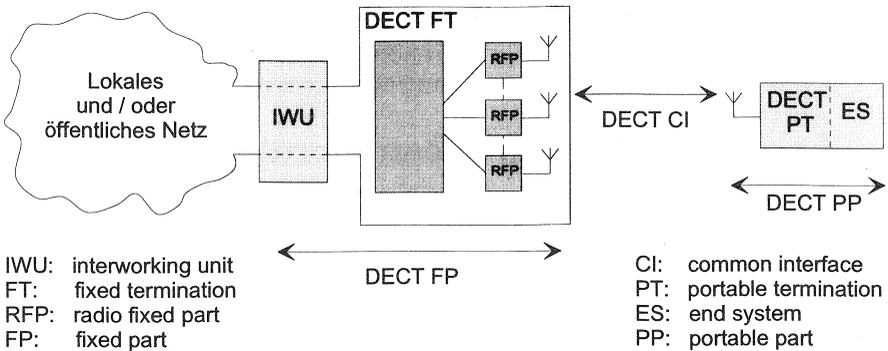


Abbildung 3.1: DECT Referenzkonfiguration

Mobilstation (PP) besteht aus dem spezifischen mobilen DECT Abschluß DECT PT und dem anwendungsspezifischen Endsystem ES. Die Feststation (FP) setzt sich analog aus dem spezifischen Abschluß, DECT FT, und einer IWU zu einem anderen Netz zusammen.

Für jedes der verbundenen Netze werden die dort verfügbaren Dienste über die DECT-Funkschnittstelle den Nutzern von DECT-Endgeräten zur Verfügung gestellt. Außer der Eigenschaft, daß Endgeräte mobil sein können, bietet das DECT-System keine Dienste, aber es ist transparent für die Dienste in den verbundenen Netzen.

Die DECT-Spezifikation ist eine Ansammlung von Protokollen aus der, für spezielle Dienste und Netze, eine Untermenge zur gewählten Kommunikation benötigt wird. Um Interoperabilität zwischen Endgeräten verschiedener Hersteller sicherzustellen, sind in der Spezifikation verschiedene Dienstprofile beschrieben, die eine definierte Untermenge von Protokollen beschreiben, welche in allen Endgeräten dieses Dienstprofils implementiert sein müssen. Bevor ein Endgerät zugelassen wird, muß sichergestellt werden, daß die gesetzlichen Bestimmungen der ETSI Staaten eingehalten werden und die DECT-Funktionalität sichergestellt sind. Zu diesem Zweck umfaßt die Spezifikation technische Regulierungen (CTR, common technical regulations), die von allen DECT-Geräten eingehalten werden müssen.

Abb. 3.2 gibt einen Überblick über die DECT Profile und die Technischen Regulierungsbestimmungen.

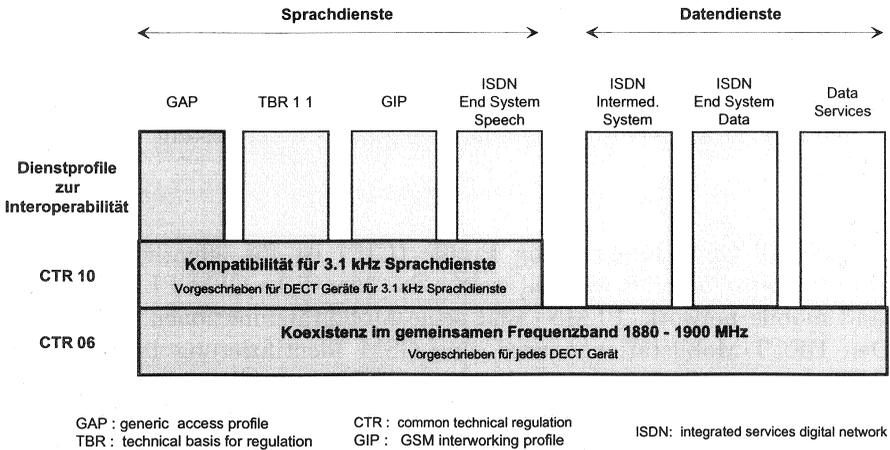


Abbildung 3.2: Überblick: Dienstprofile und Technische Bestimmungen

### CTR 06

Die Technische Regulierungsvorschrift CTR 06 (common technical regulation, CTR) ist bestimmend für jedes DECT-Endgerät. Sie beinhaltet Funkparameter, Test-Nachrichten und Funktionen, die zur effektiven Koexistenz zwischen Systemen im gemeinsam genutzten DECT-Frequenzband benötigt werden. Die jeweils nationalen Bestimmungen für die Schnittstelle zum Festnetz sind zusätzlich zu beachten.

### CTR 10

Die Regulierungsbestimmung CTR 10 ist nur gültig für DECT-Endgeräte die 3.1 kHz Sprachdienste direkt oder indirekt zum öffentlichen Telefonnetz unterstützen. Sie beschreibt sowohl Funktionen wie Sprachcodierung und Echo Steuerung als auch Güteanforderungen an die Sprachübertragung.

### GAP

Nach einer Übergangsphase wird der Generic Access Profile (GAP) zwingende Vorschrift für alle Endgeräte, die auch die Regulierung CTR 10

erfüllen müssen (3.1 kHz Sprachdienste). Durch die Definition eines GAP-Sprachdienstes wird für Endgeräte verschiedener Hersteller ein Dienst vorgeschrieben, der eine volle Interoperabilität gewährleistet. Der GAP-Sprachdienst wird zwar nicht für alle Sprachverbindungen vorgeschrieben, er muß jedoch auf Anforderung eines Endgerätes bereitgestellt werden.

## **GIP**

Der DECT/GSM Interworking Profile (GIP) ist für öffentliche DECT-Sprachdienste definiert worden, welche das öffentliche GSM PLMN (public land mobile network, PLMN) und seine Mobilitätsfunktionen verwenden. Den DECT-Mobilstationen wird eine GSM Identifizierung in Form der IMSI (international mobile subscriber identity, IMSI) zugewiesen. Die DECT-Feststationen sind über eine IWU (interworking unit, IWU) mit dem GSM PLMN verbunden. Aus Sicht des GSM Netzes verhält sich ein DECT Nutzer wie ein GSM Teilnehmer.

## **DECT/ISDN Dienstprofile: ES und IS**

Zwischen DECT und ISDN werden zur Zeit zwei Dienstprofile definiert. Das **ES-Profil** (end system profile) stellt die Interoperabilität zwischen Feststationen und Mobilstationen her, die dem angeschlossenen ISDN-Netz als ISDN Terminal (TE1) erscheinen.

Der ES-Standard umfaßt folgende Punkte:

- Zugriff auf 64 kbit/s Datendienste über geeignete Mobilstationen
- Bereitstellung der ISDN Dienste für DECT Mobilstationen
- Schnittstellenfunktionen zwischen GAP-Mobilstationen und ISDN

Das **IS-Profil** (intermediate system profile) umschreibt Funktionen für eine schnurlose Verbindung zwischen dem ISDN Netz und einem oder mehreren ISDN Terminals (TE1s). Die ISDN Endgeräte haben transparenten Zugriff auf alle im ISDN Netz definierten Dienste, die auf zwei B-Kanäle und einem D-Kanal aufgebaut sind.

## **DECT Datendienste**

Der DECT-Standard umfaßt eine Vielzahl verschiedener Profile für Datendienste, wobei jedes Profil für spezielle Anwendungen optimiert wurde. Sie sind modular und sich in vielen Teilen sehr ähnlich, so daß sie effizient

zu implementieren sind. Grundlage für alle Datenprofile ist ein Basisprofil (ETS 300 435 'Data Service Profile; Base Standard'). Es beinhaltet zusätzlich Interworkingfunktionen zu lokalen Netzen (local area network, LAN), wie Ethernet und Token Ring, bis zu einer Datenrate von 69 kBytes/s (552 kbit/s).

## 3.2 Eigenschaften des DECT-Systems

Das DECT-System wurde zur Versorgung von Kleinzellen mit einem Zellradius von wenigen hundert Metern konzipiert. Die daraus resultierende geringe Ausgangsleistung ermöglicht eine Wiederverwendung der Funkkanäle in sehr geringem Abstand und somit eine hohe Verkehrskapazität des Systems. Die Nutzung des für das DECT-System reservierten Frequenzbandes von 1880-1900 MHz unterliegt keiner Lizenzierung, so daß jedes zugelassene DECT-Endgerät die vorhandenen DECT-Kanäle frei nutzen kann.

## 3.3 Protokollschichten

Die DECT-Protokollschichten sind eng an das ISO/OSI-Referenzmodell angelehnt, jedoch in einigen Teilbereichen durch die speziellen Anforderungen der Mobilfunkumgebung modifiziert.

Abb. 3.3 stellt die Protokollschichten des DECT-Systems dem von der ISO definierten Referenzmodell für offene Systeme gegenüber.

Quer zu den hierarchischen Schichten liegt eine Verwaltungseinheit (lower layer management entity, LLME), die über Dienstzugangspunkte Zugriff zu den Schichten hat. Diese Abweichung gegenüber dem ISO/OSI-Referenzmodell hat den Vorteil, Dienste der tieferen Schichten direkt nutzbar zu machen, was für viele Funktionen dieser Verwaltungseinheit eine deutliche Vereinfachung der Abwicklung bedeutet.

### 3.3.1 Physical Layer

Das DECT-System verwendet ein Vielfachzugriffsverfahren auf Frequenz- und Zeitkanäle, kombiniert mit einem Zeitduplex-Verfahren zur Senderichtungstrennung (FDMA/TDMA-TDD). Mit Hilfe des FDM-Verfahrens wird das dem DECT-System zur Verfügung stehende Frequenzband von 1880 -

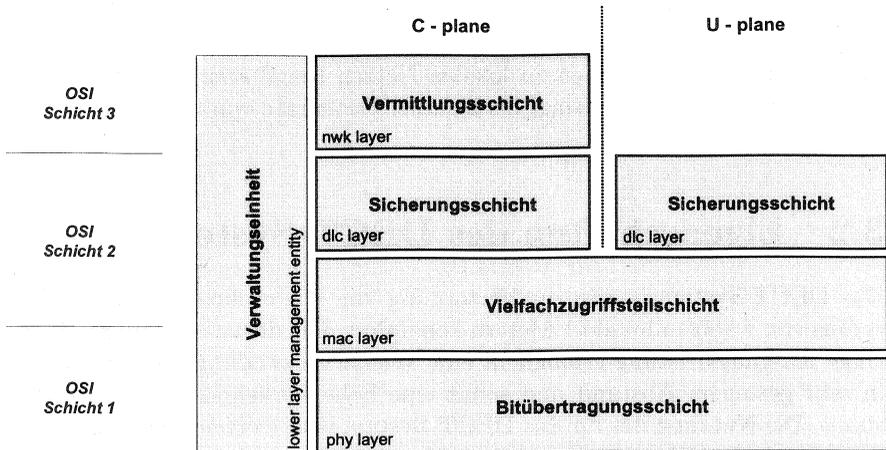


Abbildung 3.3: Protokollschichten im Vergleich

1900 MHz in zehn Frequenzkanäle unterteilt. In jedem Kanal ist eine TDMA Struktur mit 10 ms langen periodischen Zeitrahmen (frames) realisiert. Diese Rahmen sind in 24 Zeitschlitz (slots) unterteilt (siehe Abb. 3.4). Für die Senderichtung Feststation zur Mobilstation (downlink) stehen die erste Hälfte der Zeitschlitz (slots 0..11) zur Verfügung, während die slots 12 bis 23 von der Mobilstation zur Feststation (uplink) genutzt werden. Die Struktur der Zeitschlitz mit einem Synchronisationsfeld (S), Datenfeld (D) und einem Prüffeld (Z), sowie einer Schutzzeit von 56 bit Dauer ist in Abb. 3.4 dargestellt. Die genannten Felder (ohne Schutzzeit) bilden einen sogenannten Burst, der die einem Zeitkanal zugehörige Information darstellt. Für die Mittenfrequenzen eines FDM-Kanal gilt:

$$f_c = f_0 - c \cdot 1728 \text{ kHz}$$

$$c = 0, 1, \dots, 9$$

$$f_0 = 1897.344 \text{ MHz}$$

Bei genauer Betrachtung der Lage der Mittenfrequenzen ist ersichtlich, daß die Träger nicht exakt in der Mitte der zur Verfügung stehenden Teilbänder plaziert sind. Außerdem hätten in dem 20 MHz DECT-Band auch 11 Kanäle

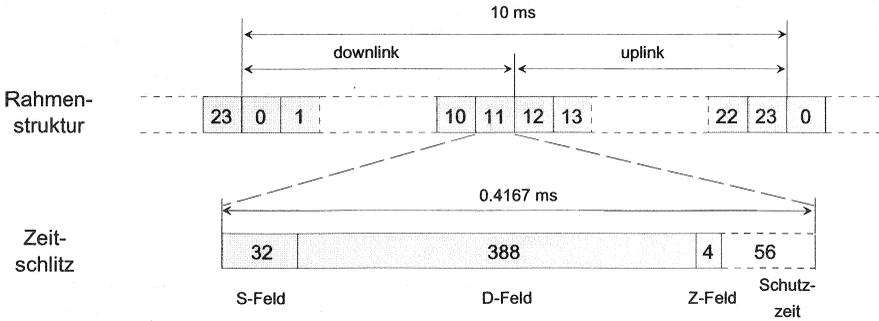


Abbildung 3.4: Rahmen- und Zeitschlitzstruktur

mit jeweils 1.728 MHz Bandbreite untergebracht werden können. Der Grund dieser ungewöhnlichen Aufteilung, liegt in der vereinfachten Erzeugung der benötigten Trägerfrequenzen, denn sowohl die Grundfrequenz  $f_0$ , als auch die Kanalbreite von 1.728 MHz sowie sämtliche für die Basisbandverarbeitung benötigten Taktraten (z.B. die Bitrate 1.152 kbit/s) sind von nur einem Quarz mit einer Frequenz von 10.368 MHz ableitbar:

$$\text{Oberste Trägerfrequenz: } f_0 = 1897.344 \text{ MHz} = 183 \cdot 10.368 \text{ MHz} \quad (3.1)$$

$$\text{Trägerfrequenzabstand: } f_{\text{Kanalbreite}} = 1.728 \text{ MHz} = 10.368 \text{ MHz} : 6 \quad (3.2)$$

$$\text{Modulationsdatenrate: } f_{\text{Bitrate}} = 1.152 \text{ MHz} = 10.368 \text{ MHz} : 9 \quad (3.3)$$

Dieser, bei der Standardisierung des DECT-Systems berücksichtigte, Zusammenhang vereinfacht den Aufbau des Systems und führt zu kostengünstigen Architekturen.

### Modulationsverfahren

Als Modulationsverfahren verwendet das DECT-System GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying), wobei je nach zu übertragendem Bit die Trägerfrequenz um 288 kHz erhöht ('1') oder um 288 kHz erniedrigt wird ('0').

Das Bandbreite-Zeit-Produkt der Modulation ist  $B \cdot T = 0.5$ . Es bestimmt die Übertragungsbandbreite des Gauß-Filters, das die Seitenbandemissionen begrenzt. Für den Modulationsindex  $\eta$ , d.h. das Verhältnis zwischen maximaler Abweichung der Trägerfrequenz zur Übertragungs-Bitrate, gilt bei DECT:

$$\eta = \frac{2 \cdot \Delta f_c}{f_{mod}} = \frac{2 \cdot 288kHz}{1152kHz} = 0.5 \quad (3.4)$$

mit  $\Delta f_c$  dem Trägerfrequenzhub und  $f_{mod}$  der Modulationsfrequenz. Das Ausgangsspektrum des modulierten Signals ist umso schmäler, je kleiner der Modulationsindex gewählt wird. Im Gegensatz dazu erhöht sich für einen großen Modulationsindex, d.h. starke Frequenzänderungen des Signals im Verhältnis zur modulierten Bitrate, die Robustheit der Übertragung gegen Störungen.

Durch den bei DECT gewählten Modulationsindex  $\eta = 0.5$  entspricht die verwendete GFSK einem 'Minimum Shift Keying' - Verfahren (MSK), wie es auch im GSM-System mit einem  $(B \cdot T)_{GSM} = 0.3$  verwendet wird. Diese aus der Gruppe der CPM Modulationen (Continuous Phase Modulation) stammenden Verfahren haben den Vorteil, besonders schmalbandige Ausgangsspektren zu haben.

Weitere funktechnische Spezifikationen des Physical Layers sollen hier nicht im Detail beschrieben werden, da sie in der DECT Spezifikation prETS 300 175-2 [19] enthalten sind. Die folgende Tabelle gibt einen Überblick über die wesentlichen hochfrequenztechnischen Parameter.

Frequenzband	1880 - 1900 MHz
Zahl der Trägerfrequenzen	10
Kanalbreite	1.728 MHz
Max. Sendeleistung	250 mW
Max. Störungen im Nachbarkanal	$P_{Tx} - 30$ dB
Empfängerempfindlichkeit (Bitfehlerrate 0.1 %)	-86 dBm
Interferenzresistenz (Bitfehlerrate 0.1 %)	- 10dB

Neben den hochfrequenztechnischen Anforderungen an Sender und Empfänger, sind im Physical Layer Standard (Schicht 1) auch Funktionen der Bitübertragungsschicht beschrieben. Dazu zählen im wesentlichen die Fragmentierung der Daten beim Senden und Empfangen, Beschreibungen der Dienstprimitive an Dienstzugangspunkten der Bitübertragungsschicht und

Beschreibungen der Aufgaben des Physical Layers, wie z.B. Messungen am Funkkanal.

### Struktur der Zeitschlitz

Wie in Abb. 3.4 dargestellt, hat jeder Zeitschlitz eine Dauer von 0,4167 ms, entsprechend 480 bit. Die ersten 32 bit bilden das Synchronisationsfeld S, wobei die ersten 16 bit eine Präambel zur zeitlichen Bitsynchronisation bilden. Durch die geringen Anforderungen des DECT-Standards an die Quarzgenauigkeiten und durch die variable Entfernung zwischen Sender und Empfänger, muß eine zeitliche Synchronisation für die Daten jedes empfangenen Zeitschlitzes vorgenommen werden.

Die verbleibenden 16 bit dienen der Paketsynchronisation und der Verifizierung der zeitlichen Synchronisation, denn diese kann durch Rauschen am Empfängereingang fehlerhaft sein. Das Synchronisationsfeld, das von der Mobilstation gesendet wird, entspricht dem bitweise invertierten Synchronisationsfeld der Feststation.

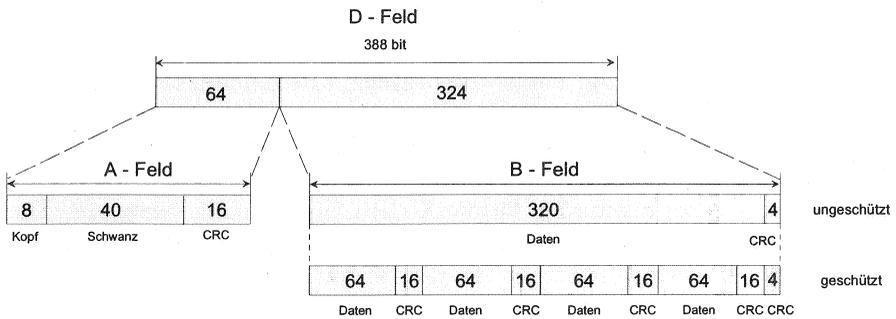


Abbildung 3.5: D-field

An das Synchronisationsfeld S schließt sich mit einer Länge von 388 bit das sog. D-Feld an, siehe Abb. 3.5. Am Ende des D-Feldes ist das 4 bit lange Z-Feld angefügt, welches zur frühzeitigen Erkennung von Interferenzen genutzt werden kann. Ursache dieser Interferenzen können in der Umgebung befindliche andere DECT-Systeme sein, deren Rahmen bzw. Zeitschlitz nicht synchronisiert sind. Überlappen Zeitschlitz verschiedener Systeme und führen

dabei zu Störungen, spricht man von gleitender Kollision (sliding collision). Treten keine Störungen auf, entsprechen die 4 bit des Z-Feldes den letzten 4 bit des D-Feldes, die man als X-Feld bezeichnet. Der Vergleich von X- und Z-Feld kann als Kriterium für die Handover-Entscheidung benutzt werden. In den Zeitschlitzten sind neben dem Burst 56 bit enthalten, die nicht zur Übertragung genutzt werden. Es handelt sich um eine Schutzzeit (guard period), die Überlappungen von Bursts benachbarter Zeitschlitzte aufgrund unterschiedlicher Signallaufzeiten und Asynchronitäten vermeiden soll.

Abbildung 3.5 zeigt das 388 bit lange D-Feld mit dem 64 bit langen A-Feld und dem 324 bit langen B-Feld.

Das A-Feld wird in drei Bereiche unterteilt: Kopf (header, 8 bit), Schwanz (tail, 40 bit) und Prüfsumme (CRC, 16 bit). Der Kopf charakterisiert die Daten, die im Schwanz des A-Feldes übertragen werden.

Im D-Feld folgt auf das A-Feld das 324 bit lange B-Feld, für das ein geschütztes und ein ungeschütztes Format existiert. Im ungeschützten Format stehen für Nutzdaten 320 bit zur Verfügung, die z. B. für die Sprachübertragung mit einer Datenrate von 32 kbit/s genutzt werden.

$$\frac{320\text{bit}}{10\text{ms}} = 32\text{kbit/s}$$

An diese Daten werden zur Fehlerüberprüfung 4 Redundanzbits angehängt, die als X-CRC bezeichnet werden.

Neben dem ungeschützten B-Feld Format steht ein geschütztes Format zur Verfügung (vgl. Abb. 3.5). Die Gesamtlänge beträgt unverändert 324 bit, und die letzten vier bit werden für die X-CRC Überprüfung verwendet. Der Unterschied liegt darin, daß die 320 bit, die beim ungeschützten B-Feld für Nutzdaten zur Verfügung stehen, in vier 80 bit lange Teilfelder gegliedert sind. In jedem Teilfeld werden für 64 bit lange Datenblöcke jeweils 16 bit lange CRC Prüfsummen gebildet.

### 3.3.2 Medium Access Control Layer

#### Hauptaufgaben des MAC Layer

Der Medium Access Control Layer (MAC-Layer) führt zwei Hauptfunktionen aus. Er wählt den physikalischen FDM/TDM-Kanal aus, richtet Verbindungen ein und gibt sie anschließend wieder frei. Diese Verbindungen werden für drei voneinander unabhängige Dienste verwendet: den *Rundfunk*

*Dienst* (broadcast service), den *verbindungsorientierten Dienst* (connection oriented service) und den *verbindungslosen Dienst* (connectionless service). Um die Dienste anzusprechen, bietet der Medium Access Control Layer der über ihr liegenden DLC-Schicht drei Dienstzugangspunkte, die jeweils die drei unterschiedlichen Dienste unterstützen.

Der Rundfunkdienst ist eine DECT Besonderheit: er multiplext eine Rundfunk-Information in ein reserviertes Feld (A-Feld) jedes Zeitschlitzes und ist daher Teil aller aktiven Übertragungen. Der Rundfunkdienst wird in jeder Zelle auf mindestens einem physikalischen Kanal übertragen, auch wenn kein Teilnehmer aktiv ist. Diese sogenannte Baken-Übertragungen ermöglichen den Mobilstationen eine schnelle Identifikation aller Feststationen, in deren Reichweite sie sich befinden und die anschließende Wahl der geeignetsten Feststation.

### Logische Kanäle

Innerhalb des 40 bit langen Schwanz des A-Feldes sind fünf verschiedene Nachrichtenkanäle als logische Kanäle definiert:

- *N-Kanal*
- *Q-Kanal*
- *P-Kanal*
- *M-Kanal*
- *C<sub>S</sub>-Kanal*

Die logischen Nachrichtenkanäle dienen ausschließlich zur Übertragung von Signalisierungsinformationen. Dabei kommt den N, Q, P, M und C-Kanälen folgende Aufgaben zu:

- *N: Identities channel*  
Handshake zwischen Feststation und Mobilstation, Informationen für einen Zustandswechsel
- *Q: System information channel*  
Unidirektionaler Kanal mit Systeminformation von der Feststation an die Mobilstationen
- *P: Paging channel*  
Funkrufkanal von den Feststationen zu allen zugehörigen Mobilstationen
- *M: MAC control channel*  
Interner Verwaltungskanal der MAC-Schicht; beinhaltet Angaben zum

Aufbau, zur Aufrechterhaltung und zur Freigabe von physikalischen Kanälen

- *C: DLC control channel*

Logischer Kanal zum Austausch von DLC Funktionen; existiert entweder als langsamer Kanal  $C_S$  im A-Feld oder als  $C_F$ -Kanal im B-Feld.

Als weitere logische Kanäle sind die Informationskanäle  $I_P$  und  $I_N$  definiert. Sie dienen dazu, Nutzinformationen zu übertragen und werden in das B-Feld gemultiplext.

- *I<sub>N</sub>: Normal Information Channel*

Logischer Kanal zur ungeschützten Übertragung von Nutzdaten mit einer Datenrate von 32 kbit/s

- *I<sub>P</sub>: Protected Information Channel*

Geschützte Übertragung von Nutzinformation mit einer Datenrate von 25.6 kbit/s

Neben der Übertragung von Nutzinformationen kann das B-Feld bei Bedarf auch zur schnellen Übertragung von Signalisierungsinformation genutzt werden. Zu diesem Zweck können der  $C_F$ -Kanal, einem schnellen Kanal zur Übertragung von DLC Informationen (vgl.  $C_S$ -Kanal) bzw. der  $G_F$ -Kanal, einem schnellem Kanal zum Informationsaustausch von Signalisierungsdaten der Nutzerebene, in das B-Feld gemultiplext werden, wodurch die Datenrate der I-Kanäle reduziert wird.

### Arten von Trägern

Es sind drei verschiedene Arten von Trägern (Bearer) definiert:

- 1.) **Simplex Bearer** Ein Simplex Bearer wird erzeugt, indem ein physikalischer Kanal für die Übertragung in eine Richtung belegt wird. Es wird zwischen kurzen und langen Simplex Bearern unterschieden. Die kurzen Simplex Bearer enthalten nur das A-Feld, die langen Simplex Bearer auch das B-Feld.
- 2.) **Duplex Bearer** Ein Duplex Bearer wird durch ein Simplex Bearer Paar erzeugt, das auf zwei physikalischen Kanälen in entgegengesetzten Richtungen überträgt. Diese Paare benutzen stets die gleiche Frequenz, sie belegen aber unterschiedliche Zeitschlitze (Slots). Der Abstand beträgt immer eine halbe Rahmenlänge (12 Slots). Zur Übertra-

gung von Sprache mit einer Datenrate von 32 kbit/s wird ein Duplex Bearer verwendet.

- 3.) **Double Simplex Bearer** Ein Paar aus langen Simplex Bearern, die in derselben Richtung auf zwei physikalischen Kanälen arbeiten, bilden einen Double Simplex Bearer.

### Verbindungsarten

Im DECT-System ist definiert, daß ein DECT-Endgerät durchaus auch mehrere Verbindungen gleichzeitig betreiben kann.

Es sind zwei Verbindungsarten definiert:

**Einfache Verbindung (Basic Connection)** Sie besitzt eine Nummer (Connection Number) die sowohl der Basisstation als auch der Mobilstation bekannt ist. Daher kann immer nur eine Basic Connection zwischen einer Basisstation und einer bestimmten Mobilstation existieren. Eine Ausnahme bildet der Handover-Vorgang. Während seiner Dauer dürfen zwei Basic Connections bestehen, die der gleichen DLC-Verbindung dienen. Eine Basic Connection stellt immer nur einen Duplex Bearer zur Verfügung.

**Erweiterte Verbindung (Advanced Connection)** Advanced Connections verfügen über eine gemeinsame Nummer (Connection Number). Daher können mehr als eine Advanced Connection zwischen einer Mobilstation und einer Basisstation bestehen. Die einzelnen Bearer einer Advanced Connection haben eine logische Nummer, um eine Unterscheidung innerhalb einer Verbindung im MAC-Layer zu ermöglichen. Der DLC-Layer teilt dem MAC-Layer mit, wieviele Bearer eingerichtet werden sollen. Die Verbindung gilt als eingerichtet, wenn die gewünschte Bearer Anzahl erreicht ist. Falls es nicht gelingt, die gewünschte Anzahl innerhalb von 3 Sekunden (T200: Connection Setup Timer) einzurichten, gilt der Verbindungsaufbau als fehlgeschlagen und alle bereits bestehenden Bearer der Verbindung werden wieder freigegeben.

Während einer Verbindung kann die Anzahl der Bearer verändert werden, um z. B. eine höhere Übertragungsrate zu erreichen. Soll eine Connection aufgelöst werden, müssen alle zugehörigen Bearer freigegeben werden.

## 3.4 Verwaltung der Funkkanäle

Das DECT-System verwendet im Unterschied zu bestehenden Systemen eine dezentral organisierte Kanalverwaltung, die selbstorganisierend ist, was gerade bei kleinen Zellen zu einem geringen Installationsaufwand führt und verschiedenen Betreiber ermöglicht, Systeme an gleichen Orten parallel zu betreiben. Desweiteren hat die dynamische Kanalverwaltung (Dynamic Channel Selection, DCS) den Vorteil, bei variierenden Lastanforderungen eine geringe Blockierwahrscheinlichkeit zu bieten.

### 3.4.1 Dynamische Kanalverwaltung, DCS

Bei der dynamischen Kanalwahl werden die dem System zur Verfügung stehenden Frequenzkanäle nicht wie bei fester Kanalvergabe (FCA) den einzelnen Feststationen fest zugewiesen, sondern jede Feststationen kann Verbindungen auf allen Systemfrequenzen betreiben. Um Funkkanäle geordnet zu benutzen, messen Mobilstationen den Störpegel auf allen Kanälen und führen eine Liste von freien Funkkanälen.

#### Kanalwahl

Geht die Kanalwahl von der Mobilstation aus, muß sie sich zunächst einer Feststation zuordnen. Dabei wählt sie die Feststation aus, von der sie den höchsten Signalpegel empfangen kann. Hierbei wird im DECT-Standard gefordert, daß zunächst mindestens drei Versuche unternommen werden, sich der stärksten Feststation zuzuordnen, bevor zur nächst schwächeren Feststation übergegangen wird. Bevor mit einer Übertragung begonnen werden kann, muß die Feststation bzw. die Mobilstation einen physikalischen Kanal wählen. Um einen geeigneten Kanal zu finden, werden diese nach der gemessenen Feldstärke (RSSI, receive signal strength indicator) sortiert [19]. Die RSSI-Messung, die im sogenannten relevanten physikalischen Kanal erfolgt, legt die Eignung für einen oder beide physikalische Kanäle eines TDD-Paares fest [20].

Die RSSI-Werte werden in eine sogenannte Kanalliste eingetragen. Die Auflösung der Meßwerte soll gleich oder besser als 6 dB sein und gibt die Abstufung in der Kanalliste an.

Die untere Grenze in der Kanalliste ist kleiner oder gleich  $-93$  dBm. Kanäle mit einem RSSI-Wert unterhalb des untersten Grenzwertes, bezeichnet man

als *quiet*. Sie dürfen unmittelbar für einen *Bearer Setup* Versuch gewählt werden.

Alle Kanäle mit RSSI-Werten oberhalb eines oberen Grenzwertes, werden immer als *busy* betrachtet und kommen für einen *Bearer Setup* nicht in Frage. Ein Zahlenwert ist für die obere Grenze nicht fest definiert, um eine Anpassung an die jeweilige Umgebung, in der das DECT-System betrieben wird, zu ermöglichen. Für den Maximalwert muß gewährleistet sein, daß die RSSI-Messung bis zu diesem Wert mit einer Auflösung von 6 dB vorgenommen werden kann. Dies ist bei einem üblichen Wert von  $-33$  dBm der Fall [19].

Liefert die RSSI-Messung einen Wert zwischen diesen beiden Grenzen, so werden diese Kanäle in  $n$  Stufen eingeteilt. Alle Kanäle, die sich innerhalb einer Stufe befinden, unterscheiden sich in ihrem RSSI-Wert höchstens um den Betrag, der für die Auflösung der Kanalliste gewählt wurde, also maximal um 6 dB. Die Stufen erhalten die Bezeichnungen nach Tabelle 3.1: *quiet*,  $b(1)$ ,  $b(2)$ , ... ,  $b(n)$ , *busy* [20].

Die Mobilstation wählt aus der Tabelle den Kanal mit der geringsten Interferenzleistung. Die Kanalwahl muß nach zwei Sekunden abgeschlossen sein. Innerhalb dieses Zeitraums sind maximal zehn Kanalwahlversuche zulässig. Ist eine dieser beiden Bedingungen nicht mehr erfüllt, wird die Kanalwahl abgebrochen.

Bei einer Multi Bearer Connection kann zum Zeitpunkt der Einrichtung der Verbindung die erforderliche Anzahl an Kanälen aus der Kanalliste ausgewählt werden. In Abhängigkeit von der benötigten Bearer-Anzahl dürfen mehr Kanalwahlversuche durchgeführt werden. Die Anzahl geht aus Tabelle 3.2 hervor.

### Blind-Slot

Bei der dynamischen Kanalverwaltung tritt der Blind-Slot-Effekt auf. Hiermit ist der Fall gemeint, bei dem die Mobilstation beim Verbindungsaufbau einen Kanal ausgewählt hat, der von der Feststation aus verschiedenen Gründen nicht unterstützt wird, wodurch ein Verbindungsaufbauwunsch der Mobilstation von der Feststation nicht registriert werden kann. Gründe für einen blinden Zeitschlitz können sein:

- Die Feststation betreibt im gleichen Zeitschlitz, aber auf einer anderen Frequenz bereits eine Verbindung und kann mangels zur Verfügung

RSSI	$\Delta$ RSSI	Band	Kommentar
obere Grenze > (-33 dBm)	$\infty$	<i>busy</i>	nicht erlaubt
	$\leq 6\text{dB}$	$b(n)$	möglich
	$\leq 6\text{dB}$	$b(n-1)$	möglich
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
	$\leq 6\text{dB}$	$b(4)$	möglich
	$\leq 6\text{dB}$	$b(3)$	möglich
	$\leq 6\text{dB}$	$b(2)$	möglich
	$\leq 6\text{dB}$	$b(1)$	möglich
< (-93 dBm) untere Grenze	$\infty$	quiet	immer erlaubt

Tabelle 3.1: Kanalliste

Anzahl Bearer	1	2 - 3	4 - 7	8 - 15	15 -
Anzahl der Versuche	3	6	9	12	15

Tabelle 3.2: Kanalwahlversuche

stehender Transceiver den gewünschten Kanal nicht abhören.

- Die Feststation unterstützt nicht alle Frequenzen.
- Die Feststation unterstützt nicht alle Zeitschlitze.

Um Probleme beim Verbindungsaufbau, bzw. Handover durch den Blind-Slot Effekt zu vermeiden, kann jede Feststation auf dem Rundfunkkanal den Mobilstationen alle nicht unterstützten Kanäle den Mobilstationen mitteilen.

### 3.4.2 Zustände der Mobil- und Feststation

#### Zustände der Feststation (RFP)

In Abb. 3.4.2 sind in einem Zustandsdiagramm die möglichen Zustände der Feststation (radio fixed part, RFP) abgebildet. Die Feststation kann sich in

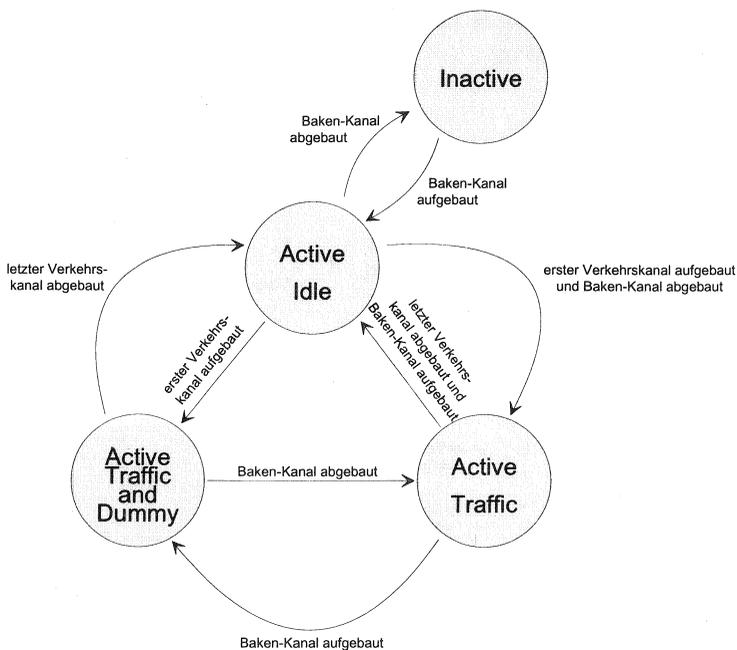


Abbildung 3.6: Zustände der Feststation (RFP)

einer der folgenden vier Zustände befinden:

**Inactive** Die Feststation sendet und empfängt nicht, z.B. wenn sie ausgeschaltet ist.

**Active Idle** Die Feststationen betreibt einen Baken-Kanal, und die Feststation empfängt die von ihr unterstützten Kanäle in einer bekannten Abfolge.

**Active Traffic** Die Feststation betreibt mindestens einen Verkehrskanal, sendet aber keinen Baken-Kanal aus.

**Active Traffic and Idle** Die Feststation betreibt mindestens einen Verkehrskanal und sendet zusätzlich einen Baken-Kanal aus.

### Zustände der Mobilstation (PP)

Die vier möglichen Zustände der Mobilstation (portable station, PP) sind in Abb. 3.4.2 dargestellt.

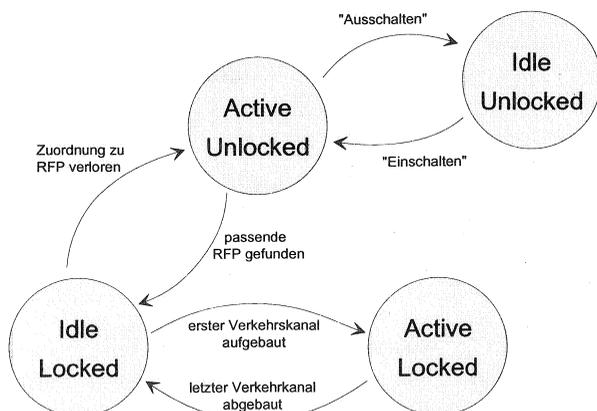


Abbildung 3.7: Zustände der Mobilstation (PP)

**Idle Unlocked** Die Station ist ausgeschaltet.

**Active Unlocked** In diesem Zustand ist die Mobilstation keiner Feststation zugeordnet. Sie durchsucht die DECT-Kanäle nach derjenigen Feststation, deren gültige Kennung sie empfängt und von der sie den stärksten Signalpegel empfangen kann.

**Idle Locked** Die Station hat eine für sie gültige Feststation gefunden. Sie empfängt den von der Feststation ausgesendeten Rundfunkkanal in periodischen Abständen, um z.B. ankommende Rufe zu empfangen.

**Active Locked** Die Mobilstation betreibt mindestens eine Verbindung.

### 3.4.3 Handover

#### **Bearer Handover**

Unter einem Bearer Handover versteht man im DECT-System den Kanalwechsel einer Verbindung, sowohl im Bereich einer Feststation, als auch zwischen zwei Feststationen, welcher innerhalb der MAC Teilschicht durchgeführt wird. Dies führt dazu, daß Bearer Handover nur innerhalb eines Clusters durchgeführt werden können. Ein Cluster ist eine logische Gruppierung von DECT Feststationen dessen Größe herstellerabhängig ist.

Die Mobilstation kann bei Bedarf einen Bearer Handover einleiten. Dabei wird der bestehende Funkkanal mindestens solange aufrecht erhalten, bis ein neuer Funkkanal vollständig aufgebaut worden ist, d.h. daß während eines Handovers zwei Kanäle parallel betrieben werden. Wenn der neue Kanal zur Verfügung steht, kann die Mobilstation für einen kurzen Zeitraum zwei Kanäle parallel weiterbetreiben, um unter Umständen wieder auf den alten Kanal zurückzuschalten oder sofort den ursprünglichen Kanal freigeben. Beim Bearer-Handover wird das Wechseln des Funkkanals für den Teilnehmer unbemerkt durchgeführt (seamless handover).

Ein in der Mobilstation implementierter Handover-Algorithmus steuert die Auslösung eines Handovers. Dabei wertet dieser Algorithmus bei der Entscheidungsfindung sowohl die aktuelle Empfangssituation der Mobilstation (Downlink) als auch Informationen der Feststation über deren Empfangslage aus.

Aus Systemgründen darf nach einem erfolgreich durchgeführten Bearer Handover ein erneuter Handover erst nach einem Zeitintervall von 3 Sekunden initiiert werden.

#### **Connection Handover**

Im Unterschied zum Bearer Handover wird der Connection Handover auf der DLC-Schicht durchgeführt, d.h. die Netzverbindung bleibt bestehen. Dabei leiten bestimmte DLC Einheiten den Datenfluß von einer MAC Verbindung in eine zweite, neue MAC Verbindung um.

Ein Connection Handover wird beispielsweise dann notwendig, wenn eine Verbindung zwischen zwei zeitlich nicht synchronisierten Feststationen durchgeführt werden soll.

Aus Sicht der Kanalkapazität macht es keinen Unterschied, ob es sich um einen Bearer- oder Connection Handover handelt, weshalb in dieser Arbeit

im weiteren nicht zwischen beiden Handover-Arten unterschieden wird. Bei der Modellierung des DECT-Systems im Simulationswerkzeug DESI werden nur Bearer Handover modelliert (siehe Kap. 9.1).

## Grundlagen der Funkausbreitung

### 4.1 Die Maxwell'schen Gleichungen

Maxwell hat 1873 die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in ruhenden Medien untersucht und dabei die nach ihm benannten Gleichungen aufgestellt. Diese sollen im folgenden kurz diskutiert werden, da sie die Grundlage für den Mobilfunk bilden [2] [92]. Die Gleichungen sind in zwei äquivalenten Formen bekannt, der Integralform und der Differentialform.

In der Integralform lauten sie:

$$\begin{aligned}
 \oint \mathcal{H} dr &= \int p df &= \int \frac{\partial}{\partial t} (\mathcal{D} + i) df &\Leftrightarrow \operatorname{rot} \mathcal{H} = p = \frac{\partial}{\partial t} \mathcal{D} + i \\
 \oint \mathcal{E} dr &= -\frac{\partial}{\partial t} \int \mathcal{B} df &&\Leftrightarrow \operatorname{rot} \mathcal{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \mathcal{B} \\
 \oint \mathcal{D} df &= Q &= \int \rho dv &\Leftrightarrow \operatorname{div} \mathcal{D} = \rho \\
 \oint \mathcal{B} df &= 0 &&\Leftrightarrow \operatorname{div} \mathcal{B} = 0
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

mit  $\mathcal{H}$ , dem Feldvektor des magnetischen Feldes,  $\mathcal{E}$  dem Feldvektor des elektrischen Feldes,  $\mathcal{D}$  dem Feldvektor der elektrischen Verschiebungsdichte,  $\mathcal{B}$  dem Feldvektor der magnetischen Induktion,  $p$  der Gesamtstromdichte, die sich aus der zeitlichen Veränderung der elektrischen Verschiebungsdichte und dem Feldvektor der Leitungsstromdichte  $i$  zusammensetzt, der skalaren Ladung  $Q$  und der skalaren Raumladungsdichte  $\rho$ . Die Integrationen in Gl. 4.1 werden über einen geschlossenen Ring ( $dr$ ) bzw. über eine geschlossene Fläche ( $df$ ) durchgeführt.

Die dritte Maxwell'sche Gleichung wird häufig auch in der zeitlichen Ableitung geschrieben und lautet wie folgt:

$$-\frac{\partial Q}{\partial t} = -\int \frac{\partial \rho}{\partial t} dv = \oint i df \Leftrightarrow \frac{\partial}{\partial t} \rho + \operatorname{div} i = 0 \tag{4.2}$$

Die Maxwell'schen Gleichungen sind durch die Materialgleichungen beschrieben, die das Material in dem sich die elektromagnetischen Wellen

ausbreiten, charakterisieren:

$$\mathcal{D} = \epsilon_0 \mathcal{E} + \mathcal{P} \quad (4.3)$$

$$\mathcal{H} = \frac{1/\mu_0}{\mathcal{B}} - \mathcal{M} \quad (4.4)$$

Dabei ist  $\mathcal{P}$  die Polarisierbarkeit und  $\mathcal{M}$  die Magnetisierbarkeit der Materie. Für isotrope Medien mit normaler Polarisierbarkeit und Magnetisierbarkeit können der Einfluß der Polarisierbarkeit und der Magnetisierbarkeit durch Skalare  $\epsilon_r$  und  $\mu_r$  berücksichtigt werden. Unter diesen Voraussetzungen können die Materialgleichungen wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned} \mathcal{D} &= \epsilon E & \text{mit} & \quad \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \\ \mathcal{H} &= \frac{1/\mu}{\mathcal{B}} & \text{mit} & \quad \mu = \mu_0 \cdot \mu_r \end{aligned} \quad (4.5)$$

Neben den Maxwell'schen Gleichungen und den Materialgleichungen gelten die sogenannten Grenzbedingungen, die die Stetigkeit der Feldkomponenten beim Übergang zweier elektromagnetisch verschiedener Medien beschreiben. Z.B. sind die Tangentialkomponenten  $\mathcal{E}_{it}$  der elektrischen Feldstärke in der Grenzfläche zweier Medien ( $i=1$  oder  $2$ ) stetig.

$$\text{Rot } \mathcal{E} = e_{12} \cdot (\mathcal{E}_2 - \mathcal{E}_1) = 0 \rightarrow \mathcal{E}_{1t} = \mathcal{E}_{2t} \quad (4.6)$$

Die anderen Grenzbedingungen lauten:

$$\begin{aligned} \text{Rot } \mathcal{H} &= i_F & \text{Rot } \mathcal{E} &= 0 \\ \text{Div } \mathcal{D} &= \rho_F & \text{Div } \mathcal{B} &= 0 \\ \rho_F + \text{Div } i &= 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Das bedeutet, daß für eine endliche Leitfähigkeit der Grenzschicht ( $\rightarrow i_F = 0$ ) die Tangentialkomponenten von  $\mathcal{H}$  stetig sind, für eine Flächenladungsdichte  $\rho_F = 0$  die Normalkomponenten des  $\mathcal{D}$ -Feldes stetig sind, die Normalkomponente von  $\mathcal{B}$  stetig ist und daß bei einer zeitlich konstanter Flächenladungsdichte  $\rho_F$  die Normalkomponenten von  $i$  stetig sind.

Ebene Wellenfelder in verlustbehafteter, unbegrenzter Materie können mit Hilfe der sogenannten Telegraphengleichungen beschrieben werden. Innerhalb des betrachteten Raumgebiets sollen keine Raumladungen und eingepprägten Feldstärken vorhanden sein, d.h.  $\rho = 0, E^{(e)} = 0$ . Ist das Medium homogen sowie isotrop und sind die Materialkonstanten  $\epsilon, \mu$  und  $\sigma$  frequenzunabhängig, dann gelten folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathcal{H} &= \epsilon \dot{\mathcal{E}} + \sigma \mathcal{E} & \text{div } \mathcal{E} &= 0 \\ \text{rot } \mathcal{E} &= -\mu \dot{\mathcal{H}} & \text{div } \mathcal{H} &= 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

daraus ergibt sich

$$\begin{aligned} -\operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathcal{E} &= \mu \operatorname{rot} \dot{\mathcal{H}} = \mu \epsilon \ddot{\mathcal{E}} + \sigma \mu \dot{\mathcal{E}} \\ \Delta \mathcal{E} &= \operatorname{grad} \operatorname{div} \mathcal{E} - \operatorname{rot} \operatorname{rot} \mathcal{E} \end{aligned}$$

zu

$$\Delta \mathcal{E} = \epsilon \mu \ddot{\mathcal{E}} + \sigma \mu \dot{\mathcal{E}} \quad (4.9)$$

und analog

$$\Delta \mathcal{H} = \epsilon \mu \ddot{\mathcal{H}} + \sigma \mu \dot{\mathcal{H}} \quad (4.10)$$

Bei der Verwendung der Telegraphengleichungen muß beachtet werden, daß sie allgemeinere Lösungen liefern als die Maxwell'schen Gleichungen, weshalb Lösungen der Telegraphengleichungen in Gleichung 4.7 eingesetzt werden müssen.

Im Vakuum ergibt ein Spezialfall der Telegraphengleichungen:

$$\begin{aligned} \Delta \mathcal{E} &= \epsilon_0 \mu_0 \ddot{\mathcal{E}} \\ \Delta \mathcal{H} &= \epsilon_0 \mu_0 \ddot{\mathcal{H}} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Die kartesischen Komponenten von  $\mathcal{E}$  und  $\mathcal{H}$  müssen der Wellengleichung

$$\Delta \psi = \frac{1}{c^2} \ddot{\psi} \quad (4.12)$$

mit

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (4.13)$$

entsprechen. Die Wellengleichung  $\psi$  ist im allgemeinen eine Funktion vom Ort und der Zeit, d.h.  $\psi = \psi(x, y, z, t)$ . Im Speziellen sind häufig Lösungen gesucht, die nur von einer Koordinate abhängen, sich also in einer der Koordinatenrichtungen ausbreiten. Es ergibt sich z.B. für eine Welle in  $z$ -Richtung

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} - \frac{\partial^2 \psi}{\partial (ct)^2} = 0 \quad (4.14)$$

oder durch Substitution mit  $\zeta = ct - z, \eta = ct + z$

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial \zeta \partial \eta} = 0 \quad (4.15)$$

Als Lösung der speziellen Form der Wellengleichung für ebene Wellen in z-Richtung ergibt sich die sogenannte d'Alembert'sche Lösung:

$$\psi = f(ct - z) + g(ct + z) \quad (4.16)$$

mit f, g beliebigen Funktionen, die zweimal stetig differenzierbar sind.

## 4.2 Der Hertz'sche Dipol

Häufig werden in der Hochfrequenztechnik Antennenformen verwendet, die eine Strom- und Spannungsverteilung entsprechend dem Hertz'schen Dipol aufweisen, wie z.B. die sogenannte  $\lambda/2$ -Antenne. Nach [16] kann man den Hertz'schen Dipol als eine singuläre Quelle, welche sich als einen mit der Kreisfrequenz  $\omega$  schwingenden Dipol darstellt, interpretieren. Der Dipol erzeugt folgende elektrischen und magnetischen Felder:

$$\begin{aligned} E_r &= -j \frac{p_0 k^2}{2\pi\epsilon} \cos\theta \left( \frac{1}{(kr)^2} + \frac{j}{kr} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \\ E_\theta &= j \frac{p_0 k^2}{4\pi\epsilon} \sin\theta \left( 1 - \frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{kr} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \\ E_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} H_r &= 0 \\ H_\theta &= 0 \\ H_\phi &= \frac{p_0 \omega k}{4\pi} \sin\theta \left( \frac{1}{kr} + j \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned} \quad (4.18)$$

mit  $p_0$  dem elektrischen Potential des Dipols,  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  dem Wellenzahlvektor und  $r$  der Entfernung zur Dipolantenne.

Interessant für Anwendungen im Mobilfunk ist vor allem die sogenannte Fernfeldnäherung des Hertz'schen Dipols, die gültig ist, wenn  $k \cdot r \gg 1$ ,  $r \gg \lambda$ .

Im DECT-System liegt die Trägerfrequenz  $f$  bei 1.9 GHz, d.h.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{1.9 \cdot 10^9 Hz} \approx 16cm \quad (4.19)$$

und daher ist die Fernfeldnäherung ab etwa ein bis zwei Metern gültig. Im Fernfeld lassen sich durch den geringen Beitrag der niedrigen Potenzen von

$\frac{1}{kr}$  die Feldgleichungen wie folgt vereinfachen:

$$\begin{aligned} E_r &= 0 & H_r &= 0 \\ E_\theta &= j \frac{p_0 k^2}{4\pi\epsilon} \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} & H_\theta &= 0 \\ E_\phi &= 0 & H_\phi &= j \frac{p_0 \omega k}{4\pi} \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Das Feld ist im Fernfeld transversal, d.h. es gilt  $\mathcal{E} \cdot \mathcal{H} = 0$ . Der Poynting-Vektor für das Fernfeld, d.h. der Vektor der Energieabstrahlung, ergibt sich aus dem Betrag des komplexen Poynting-Vektors, der aus dem Vektorprodukt des elektrischen Feldes  $\mathcal{E}$  und des konjugiert komplexen  $\mathcal{H}$ -Feldes gebildet wird.

$$\mathcal{S} = \mathcal{E} \cdot \mathcal{H}^* = (S_r; 0; 0) \quad (4.21)$$

Der Poyntingvektor ist rein radial und ergibt sich zu

$$\overline{S_r(t)} = \frac{1}{2} E_\theta H_\phi^* = \frac{p_0^2 k^3 \omega \sin^2 \theta}{24\pi^2 \epsilon} \frac{1}{r^2} \sim \frac{1}{r^2} \quad (4.22)$$

Die maximale Energie wird senkrecht zur Dipolachse abgestrahlt ( $\theta = \frac{\pi}{2}$ ). In Richtung der Dipolachse ( $\theta = 0$ ) wird keine Energie abgestrahlt. Die Gleichung 4.22 zeigt für den Poyntingvektor im Freiraum eine quadratische Abhängigkeit zwischen abgestrahlter Leistung und Entfernung zur Antenne.

## 4.3 Allgemeine Gesetze der Funkausbreitung

Die Anwendung der Maxwell'schen Gleichungen zur Berechnung der Funkausbreitung ist in den meisten Anwendungsfällen nicht oder nur bedingt möglich. In vielen Fällen ist es einfacher, Energiebetrachtungen über den Poyntingvektor (Gl. 4.22) vorzunehmen, um die Funkfelddämpfung abzuschätzen.

### 4.3.1 Ausbreitung im freien Raum

Die Funkwellenausbreitung im freien Raum entspricht zwar nicht der Realität bei terrestrischen Systemen, ist jedoch für das generelle Verständnis der Funkausbreitung unerlässlich und dient als Näherung für die Wellenausbreitung zwischen einem Sender und einem Empfänger, wenn eine direkte

Sichtverbindung besteht und keine Hindernisse in die erste Fresnel-Zone (siehe Kap. 4.3.2) hineinreichen. Wie in Gleichung 4.22 beschrieben, ergibt sich bei Freiraumausbreitung ein quadratischer Abfall der Leistungsflußdichte. Nach [69] erzeugt eine Sendeantenne mit einer Sendeleistung  $P_t$  und einem Antennengewinn  $G_t$  in Richtung der Empfangsantenne unter der Annahme von Freiraumausbreitung in der Entfernung  $d$  die Leistungsflußdichte  $W$

$$W = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (4.23)$$

wobei der Antennengewinn  $G_t$  als das Verhältnis der Leistungsflußdichte in Hauptstrahlungsrichtung in der Entfernung  $d$  und der Sendeleistung normiert auf eine Kugeloberfläche im Abstand  $d$  definiert ist:

$$G_t = \frac{\text{Leistungsflußdichte in Abstand } d \text{ in Hauptstrahlungsrichtung}}{P_t/4\pi d^2} \quad (4.24)$$

Zum Beispiel ist der Antennengewinn einer  $\lambda/2$  Dipolantenne 1.64 entsprechend 2.15 dBi, wobei es nach dem Reziprozitätstheorem [16] unerheblich ist, ob sich die Antenne im Sende- oder Empfangsmodus befindet. Nach Definition ist der Antennengewinn dimensionslos. Wird eine Antenne im Empfangszustand betrieben, setzt sie die den Raum durchsetzende Leistungsflußdichte in Leistung um. In [47] wird eine sogenannte wirksame Antennenfläche definiert, die aus dem Antennengewinn der Empfangsantenne  $G_r$  und der verwendeten Wellenlänge wie folgt berechnet werden kann:

$$A = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (4.25)$$

Dementsprechend stellt eine Empfangsantenne mit einer wirksamen Antennenfläche  $A$  und einer Leistungsflußdichte  $W$  im Raum folgende Empfangsleistung zur Verfügung:

$$P_r = W \cdot A = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \cdot \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (4.26)$$

mit  $G_r$  und  $G_t$  als Antennengewinn der Empfangsantenne, bzw. der Sendeantenne. Daraus ergibt sich für das Verhältnis aus Sende- und Empfangsleistung:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left[ \frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (4.27)$$

Diese Gleichung ist als sogenannte Freiraum- oder Friis-Gleichung in der Literatur bekannt [69].

Als zugeschnittene Größengleichung ergibt sich:

$$L_F = 10 \log_{10} \frac{P_r}{P_t} = 10 \log_{10} G_t + 10 \log_{10} G_r - 20 \log_{10} f - 20 \log_{10} d + k \quad (4.28)$$

mit

$$k = 20 \log_{10} \frac{3 \cdot 10^8}{4\pi} = 147.6 \quad (4.29)$$

Häufig ist es sinnvoll, einen Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke und der Entfernung aufzustellen. Da die Feldstärke über den Wellenwiderstand mit der Leistungsflußdichte verknüpft ist, kann man diesen Zusammenhang herleiten.

$$W = \frac{E^2}{Z} \quad (4.30)$$

mit  $Z = 120\pi$ , dem Wellenwiderstand bei Freiraumausbreitung. Daraus ergibt sich für die Feldstärke:

$$\frac{E^2}{120\pi} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (4.31)$$

$$E = \frac{\sqrt{30 P_t G_t}}{d} \quad (4.32)$$

### 4.3.2 Mehrwegeausbreitung

#### Reflexion und Transmission

Bei terrestrischen Systemen spielen Reflexionen der Funkwellen eine große Rolle. Reflexionen von elektromagnetische Wellen entstehen an der Grenzschicht zweier Medien 1 und 2 mit unterschiedlichen elektromagnetischen Eigenschaften  $(\epsilon_1, \mu_1)$  und  $(\epsilon_2, \mu_2)$ .

Da beim Übergang von Medium 1 zum Medium 2 die Grenzbedingungen der Maxwell'schen Gleichungen erfüllt sein müssen und keine Unstetigkeitsstellen an der Grenzflächen auftreten können, wird die elektromagnetische Welle beim Medienübergang gebrochen, um die Grenzbedingungen und gleichzeitig die Gültigkeit der Materialgleichungen zu erfüllen. So muß an der

Grenzfläche die Tangentialkomponente von  $E$  stetig sein, während bei einer nicht vorhandenen Flächenladungsdichte die Normalkomponente von  $D$  stetig sein muß. Da  $E$  und  $D$  über die Materialkonstante  $\epsilon$  miteinander verknüpft sind, wird die Welle gebrochen. Abbildung 4.1 verdeutlicht dieses Phänomenen. Analoge Überlegungen gelten für die Durchflutung und das Magnetfeld.

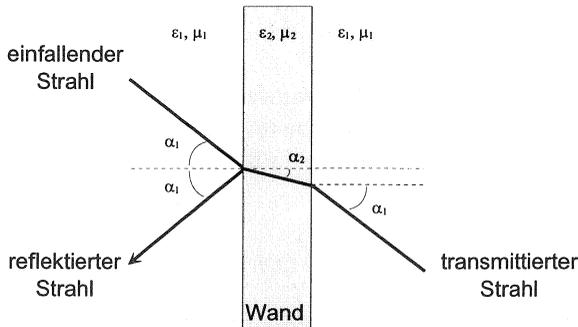


Abbildung 4.1: Brechung von Wellen beim Übergang zwischen zwei Medien

## Streuung

In einem inhomogenen Medium ist Streuung als die Ablenkung von Strahlungsenergie aus der ursprünglichen Ausbreitungsrichtung definiert. Ursachen für die Streuung können z.B. Niederschläge und Brechzahlinhomogenitäten bzw. Rauigkeiten von Reflexionsflächen sein.

Kennwerte für die Streuung an rauen Flächen sind statistische Parameter, die durch die Frequenz, den Einfallswinkel und durch die Materialkonstanten bestimmt werden. In der Literatur [69] ist ein Rauigkeitsparameter  $g$  wie folgt definiert:

$$g = \left( \frac{4\pi z_0 \sin\Delta}{\lambda} \right)^2 \quad (4.33)$$

mit  $z_0$  der Standardabweichung der Entfernung aller Punkte von der ebenen Fläche, dem Erhebungswinkel  $\Delta$  der einfallenden Welle und der Wellenlänge  $\lambda$ .

Für die Leistungsflußdichte  $\bar{S}$  in Spiegelungsrichtung der rauhen Fläche, bezogen auf die bei einer ebenen Fläche reflektierte Leistungsflußdichte, ergibt sich dann

$$\frac{\bar{S}}{S_0} = e^{-g} \quad (4.34)$$

Alle nicht in Spiegelungsrichtung reflektierte Leistung wird in andere Richtungen gestreut und wächst mit dem Parameter  $g$ .

Als Grenze für das Vorhandensein von Spiegelreflexion wird das Rayleigh-Kriterium gesehen, d.h. Spiegelreflexion liegt vor, wenn

$$16 z_0 \sin\Delta < \lambda \quad (4.35)$$

### Reflexion von elektromagnetischen Wellen

Durch Reflexionen der vom Sender ausgesendeten elektromagnetischen Wellen gelangen nicht nur die direkt ausgesendeten Wellen zum Ort des Empfängers, sondern außerdem reflektierte Wellen, die durch den zusätzlich zurückgelegten Weg später zum Empfänger gelangen, sich dort überlagern und je nach Phasenlage zu Störungen führen können. Dieses für den Mobilfunk typische Verhalten läßt sich anhand des 'Zwei-Wege-Modells' erläutern.

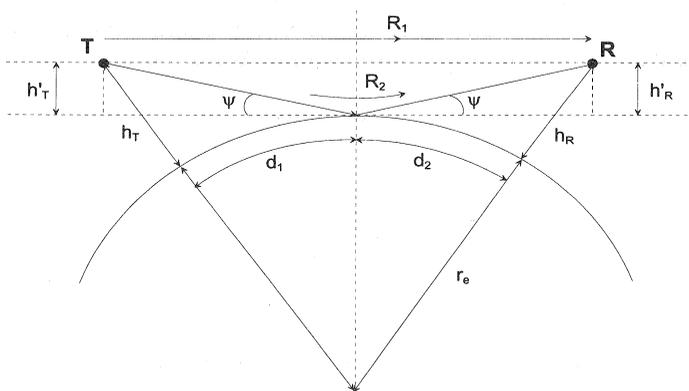


Abbildung 4.2: Zwei-Wege Modell

Es beschreibt die Wellenausbreitung über einer reflektierenden Ebene, wie in Abbildung 4.2 dargestellt ist. Der Sender T befindet sich in Höhe  $h_T$ ,

der Empfänger R in Höhe  $h_R$  über der gekrümmten Ebene, bzw.  $h'_T$  und  $h'_R$  über der Tangentialebene. Am Ort des Empfängers überlagern sich die Feldstärken der direkten  $E_d$  und der reflektierten Welle  $E_r$ , deren genaue Werte sich durch die zurückgelegte Strecke zwischen Sender und Empfänger und den Reflexionsfaktor der Ebene ergeben.

$$E = E_d + E_r \quad (4.36)$$

Geometrische Betrachtungen ergeben:

$$\begin{aligned} d_1^2 &= [r_e + (h_T - h'_T)]^2 - r_e^2 \\ &= (h_T - h'_T)^2 + 2r_e(h_T - h'_T) \\ &\approx 2r_e(h_T - h'_T) \end{aligned} \quad (4.37)$$

und analog

$$d_2^2 \approx 2r_e(h_R - h'_R) \quad (4.38)$$

Daraus folgt für die Höhen über der Tangentialebene:

$$h'_T = h_T - \frac{d_1^2}{2r_e} \quad \text{und} \quad h'_R = h_R - \frac{d_2^2}{2r_e} \quad (4.39)$$

Der Reflexionspunkt auf der Oberfläche ist der Punkt an dem die Einfallswinkel zur Tangentialebene  $\psi$  auf beiden Seiten gleich sind. Unter der Annahme, daß  $d_1, d_2 \gg h_T, h_R$ , ergibt sich der Winkel  $\psi$  zu

$$\psi = \frac{h'_T}{d_1} = \frac{h'_R}{d_2} \quad (4.40)$$

und daraus

$$\frac{h'_T}{h'_R} \approx \frac{d_1}{d_2} \quad (4.41)$$

Mit  $d = d_1 + d_2$  folgt für  $d_1$

$$2d_1^3 - 3dd_1^2 + [d_2 - 2r_e(h_T + h_R)]d_1 + 2r_e h_T d = 0 \quad (4.42)$$

Eine Lösung dieser Gleichung läßt sich nach Standardmethoden finden. Im weiteren wird folgende Approximation verwendet:

$$d_1 \approx \frac{d}{1 + \frac{h_T}{h_R}} \quad (4.43)$$

Die beiden am Ort des Empfängers eintreffenden Strahlen weisen einen geringen Gangunterschied auf, der einen unterschiedlichen Pfadverlust entlang beider Wege erzeugt. Dieser hat zwar auf die Empfangsfeldstärke kaum Einfluß, wirkt sich aber auf den Phasenunterschied entscheidend aus.

Die Länge des direkten Pfades ist

$$R_1 = d\sqrt{1 + \frac{(h'_T - h'_R)^2}{d^2}} \quad (4.44)$$

und die Länge des reflektierten Pfades ist

$$R_2 = d\sqrt{1 + \frac{(h'_T + h'_R)^2}{d^2}} \quad (4.45)$$

Der Gangunterschied  $\Delta R = R_2 - R_1$  ist dementsprechend:

$$\Delta R = d\sqrt{1 + \frac{(h'_T + h'_R)^2}{d^2}} - \sqrt{1 + \frac{(h'_T - h'_R)^2}{d^2}} \quad (4.46)$$

Für große Entfernungen, d.h.  $d \gg h'_T, h'_R$  kann man vereinfachend annehmen:

$$\Delta R = \frac{2h'_T h'_R}{d} \quad (4.47)$$

Daraus ergibt sich für den Phasenunterschied:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{4\phi'_T h'_R}{\lambda d} \quad (4.48)$$

Am Ort der Empfängerantenne setzt sich die Gesamtfeldstärke  $E$  aus den Einzelfeldern der direkten und der reflektierten Welle zusammen.

$$E = E_d + E_r = E_d[1 + \rho e^{-j\Delta\phi}] \quad (4.49)$$

wobei  $\rho$  der Reflexionsfaktor der Ebene ist mit  $\rho = |\rho|$ .

$$E = E_d \left\{ 1 + |\rho| e^{-j(\Delta\phi - \theta)} \right\} \quad (4.50)$$

Für Entfernungen unter 100 km kann man die Krümmung der Erdoberfläche vernachlässigen und annehmen, daß die Oberfläche eben ist (Abb. 4.3). Nimmt man zusätzlich noch an, daß der Einfallswinkel der Welle sehr

klein ist, was bei Antennenhöhen die sehr viel kleiner sind als die Entfernung zwischen Sender und Empfänger der Fall ist, ergibt sich der Reflexionsfaktor der Ebene zu  $\rho = -1$ . Mit diesen Annahmen vereinfachen sich die Gleichungen des Zwei-Wege-Modells zu

$$E = E_d[1 - e^{-j\Delta\phi}] = E_d[1 - \cos\Delta\phi + j\sin\Delta\phi] \quad (4.51)$$

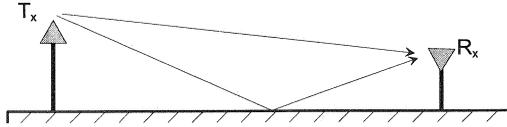


Abbildung 4.3: 2-Wege Modell über planarer Ebene

Der Betrag der Feldstärke am Ort des Empfängers ergibt sich zu

$$|E| = |E_d| \sqrt{1 + \cos^2\Delta\phi - 2\cos\Delta\phi + \sin^2\Delta\phi} = 2 |E_d| \sin\frac{\Delta\phi}{2} \quad (4.52)$$

mit  $h'_T = h_T$  und  $h'_R = h_R$  folgt

$$|E| = |E_d| \sin\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \quad (4.53)$$

Die empfangene Leistung  $P_R$  ist proportional zum Quadrat der empfangenen Feldstärke

$$P_R = |E_d|^2 \sin^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) = 4P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_T G_R \sin^2\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right) \quad (4.54)$$

Mit Entfernungen  $d \gg h_T, h_R$  ergibt sich

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2}\right)^2 \quad (4.55)$$

Diese Gleichung gilt für die Zwei-Wege-Ausbreitung und unterscheidet sich in zwei wesentlichen Punkten von der Freiraumausbreitung. Zum einen ist durch die Annahme großer Entfernungen im Vergleich zu den Antennenhöhen der Einfallswinkel der Welle zur Ebene sehr klein, wodurch die

Gleichung unabhängig von der Wellenlänge  $\lambda$  wird. Zum anderen ergibt sich für sehr große Entfernungen ein Abfall der Empfangsfeldstärke mit der vierten Potenz zur Entfernung zwischen Sende- und Empfangsantenne. In Bereichen in denen die Entfernung zwischen Sender und Empfänger nicht viel größer als die Antennenhöhen ist, ergibt sich eine sehr starke Varianz des Signals durch konstruktive und destruktive Überlagerung der komplexen Signale, dem sogenannten schnellen Schwund (fast fading). Dies wird aus der Gleichung 4.54 deutlich, da die Gesamtamplitude durch die Phase des Sinustermes bestimmt wird. Für DECT Frequenzen (1.9 GHz) ist das Verhältnis  $P_R/P_T$  über der Entfernung  $d$  in Abb. 4.4 aufgetragen. Die Höhe der Sendeantenne ist zu 5 m und die Höhe der Empfangsantenne ist zu 1.8 m angenommen worden.

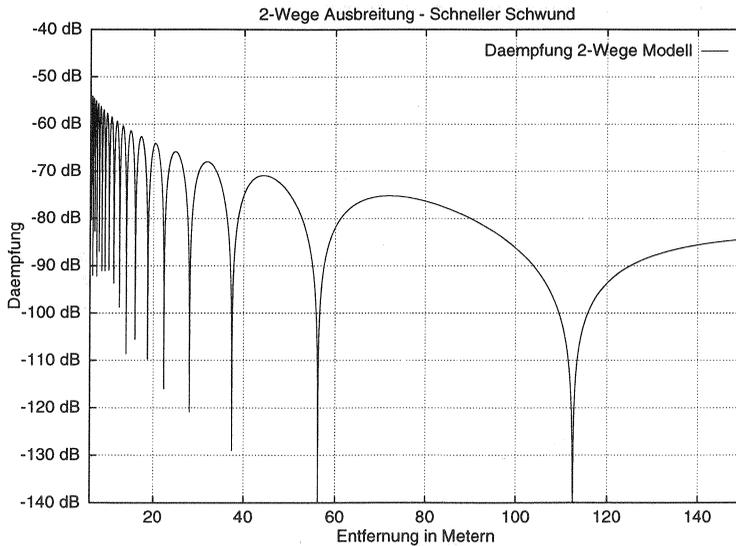


Abbildung 4.4: Funkdämpfung im 2-Wege Modell über planarer Ebene

### Beugung

Neben Transmission und Reflexion beim Übergang zweier elektrisch unterschiedlicher Medien spielen andere Effekte bei der Funkübertragung eine

Rolle. Aufgrund des Beugungseffekts wird eine sich ausbreitende Welle an einem Hindernis in den Abschattungsraum hineinlenkt, so daß sie sich in einen Bereich ausbreiten kann, der sonst nur auf direktem Weg (Transmission) oder durch Reflexion erreicht werden kann. Der Einfluß der Beugung ist umso größer, je größer das Verhältnis von Wellenlänge zu Hindernisgröße ist.

Die Beugung begründet sich durch das Huygen'sche Prinzip, wonach jeder Wellenpunkt einer Wellenfront wieder als punktförmige Wellenquelle fungiert. Bei einer geschlossenen Wellenfront löschen sich die vektoriellen Beiträge, die nicht in Ausbreitungsrichtung zeigen, durch Interferenz gegenseitig aus, so daß nur eine Komponente in Ausbreitungsrichtung übrig bleibt. Trifft die ebene Wellenfront auf ein Hindernis, wird die Symmetrie der Punktquellen gestört und es bleibt ein Signalbeitrag, der in die Schattenregion hinter das Hindernis zeigt, übrig.

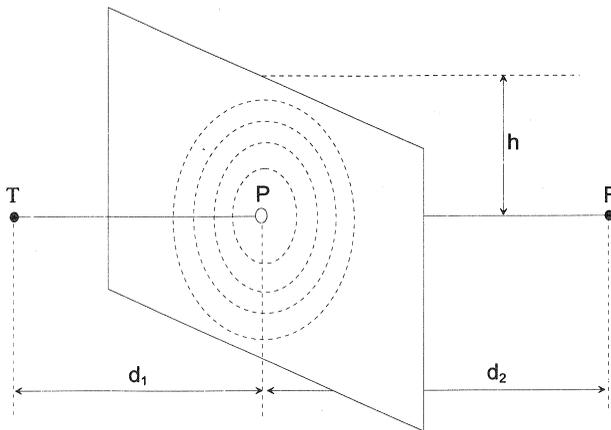


Abbildung 4.5: Beugung an einem Hindernis

Um dieses Prinzip näher zu erläutern, wird ein Sender T und ein Empfänger R im freien Raum betrachtet, zwischen denen sich im Abstand  $d_1$  bzw.  $d_2$  eine Ebene befindet, deren Normale parallel zur direkten Sichtverbindung steht (Abb. 4.5). Um den Durchstoßungspunkt P werden konzentrische Kreise gezeichnet. Aus geometrischen Betrachtungen und unter der Annahme, daß  $h \ll d_1, d_2$ , geht hervor, daß alle Wellen, die von T nach R entlang einer

dieser Kreise gelangen, einen um  $\Delta$  längeren Pfad als T-P-R zurückgelegt haben:

$$\Delta \simeq \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \quad (4.56)$$

Die diesem Wegunterschied zugeordnete Phase ergibt sich zu

$$\Phi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{h^2}{2} \frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \quad (4.57)$$

Mit

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda_1 d_2}} \quad (4.58)$$

ergibt sich für die Phasendifferenz  $\Phi$ ,

$$\Phi = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (4.59)$$

wobei  $v$  als Fresnel-Kirchhoff Parameter bekannt ist. Ersetzt man die Höhe  $h$  durch den Winkel  $\alpha$  ergibt sich:

$$\Phi = \frac{\pi\alpha}{\lambda} \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \quad (4.60)$$

und

$$v = \alpha \sqrt{\frac{2d_1 d_2}{\lambda(d_1 + d_2)}} \quad (4.61)$$

### Fresnel Zonen Ellipsoiden:

Zieht man die konzentrischen Kreise um den Punkt P in Abb. 4.5 derart, daß die Phasendifferenz  $\Phi$  für jeden der Kreispunkte bezogen auf den direkten Weg T-P-R ein ganzzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge ist, (d.h.  $\Phi = n\lambda/2$ ), erhält man für verschiedene Orte der Ebene auf dem direkten Verbindungspfad ein durch die Kreispunkte eines der konzentrischen Kreise festgelegtes Ellipsoid und für unterschiedliche  $n$  eine Schar von Ellipsoiden. Diese Näherung wurde unter der Annahme getroffen, daß  $h \ll d_1, d_2$ , ist und somit eine gültige Näherung ist, sofern man sich nicht in unmittelbarer Nähe von Sender und Empfänger befindet. Ist die erste Fresnel'sche Zone frei von Hindernissen, kann man nach [69] von Freiraumausbreitung ausgehen.

### 4.3.3 Überlagerung mehrerer Signalkomponenten

Das für den Mobilfunk typische Signalfeld entsteht durch die Überlagerung einer Vielzahl einzelner Signalkomponenten am Ort des Empfängers, die auf unterschiedlichen Wegen dorthin gelangen. Diese Wege ergeben sich wie bereits erwähnt aus Reflexionen an Hindernissen, durch Beugung und Streuung an Hindernissen und durch Transmissionen. Wie beim Zwei-Wege-Modell beschrieben, resultieren durch diese Effekte u.a. verschiedene Laulängen der elektromagnetischen Wellen, die zu einer Phasendifferenz der Einzelwellen am Empfangsort führen. Durch konstruktive, bzw. destruktive Interferenzen ergibt sich der sogenannte Kurzzeit-Schwund, eine starke Schwankung des Empfangssignals in sehr kleinen Raumabständen. Im Unterschied zum Zwei-Wege-Modell sind die Signalschwankungen kaum vorhersagbar, da sich Signalkomponenten von Reflexionen, die von Hindernissen auf einer Ellipse gleichen Radius um Sender und Empfänger befinden, am Empfänger überlagern, wie in Abb. 4.6 angedeutet. Je größer die verwendete Signalbandbreite desto größer ist die örtliche Auflösung  $\tau_r$ , wodurch die Breite des Ellipsoids bestimmt wird. Dies wirkt sich im breitbandigen Signal derart aus, daß die einzelnen Frequenzen des übertragenen Signals das jeweilige Schwundminimum an verschiedenen Orten haben. In diesem Fall spricht man vom *Frequenzselektiven Schwund* (frequency selective fading). Wenn das Schwundminimum für die einzelnen Frequenzanteile des Signals an gleichen Orten auftritt, was entweder bei einem schmalbandigen Signal oder bei geringer Signaldispersion auftritt, wird dies als *Flacher Schwund* (flat fading) bezeichnet.

Betrachtet man die statistischen Eigenschaften des Empfangssignals an verschiedenen Orten, d.h. die Abweichung des Signals von seinem Mittelwert und die Verteilungsdichtefunktion bzw. die Verteilungsfunktion, erkennt man, daß, sofern kein dominierender Signalpfad vorliegt, die Empfangspegel um den lokalen Mittelwert Rayleigh verteilt sind. Ist ein Signalpfad klar dominierend, z.B. bei einer direkten Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger (line of sight, LOS), sind die Empfangspegel um den lokalen Mittelwert Rice verteilt. Weitere Untersuchungen haben gezeigt, daß je nach Dominanz eines der Signalpfade, die Verteilungsfunktion Nakagami-( $m$ ) verteilt ist. Der Parameter ( $m$ ) berechnet sich aus dem Verhältnis der Signalstärke des dominierenden Pfades zu der Summe der übrigen Pfade. Die Nakagami-( $m$ )-Verteilung geht für den line-of-sight (LOS) Fall in die Rice-Verteilung, für den Fall ähnlich starker Signalpfade in die Rayleigh-

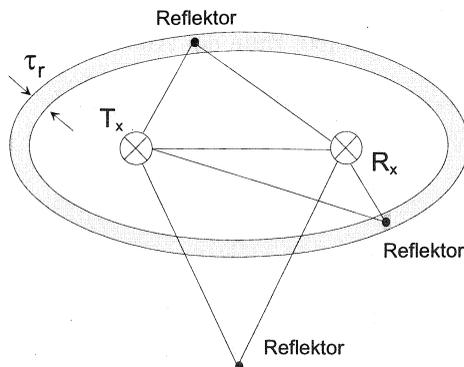


Abbildung 4.6: zeitliche Auflösung des Signals

Verteilung über.

Die Entfernung  $\Delta d$  zwischen zwei Signaleinbrüchen beim Kurzzeit-Schwund (auch schneller Schwund) sind um Größenordnungen kleiner als beim Abschattungsschwund (long-term-fading), welcher durch Abschattungen des Signalpfades hervorgerufen wird. Schwund ist geometrisch (örtlich) definiert. Erst bei Bewegung wird daraus eine zeitliche Erscheinung. Wie auch die beiden Fachbegriffe schneller Schwund und langsamer Schwund besagen, wird in diesem Zusammenhang häufig die zeitliche Abhängigkeit zwischen zwei Signaleinbrüchen als Merkmal herangezogen, was aber dem physikalischen Ursprung des Fadings widerspricht, da dieser durch ortsspezifische Gegebenheiten verursacht wird und die Änderung des Empfangspegels zum großen Teil durch Bewegung der Mobilstation begründet ist. Zwar resultiert die Bewegung von Hindernissen im Funkfeld in einer Änderung der Signalpegel, spielt jedoch im Vergleich zur Bewegung der Mobilstation meist nur eine untergeordnete Rolle.

Da die zeitliche Signalübertragung zum Empfänger von besonderem Interesse ist, werden die Signalstatistiken im allgemeinen auf die Zeit bezogen, die über die Geschwindigkeit der Mobilstation eindeutig mit dem Ort verbunden ist. Streng genommen gelten die zeitlichen Statistiken aber nur für eine spezifische Geschwindigkeit, es sei denn man berechnet geeignete Mittelwerte.

Der Abtastwert eines Empfangssignals kann als Zufallsprozeß interpretiert

werden, der durch seine Verteilungs- und Verteilungsdichtefunktion beschrieben werden kann. Nach [60] kann der Abtastwert ausgedrückt werden als

$$s(t) = (R + jS) \cdot e^{j(2\pi f_0 t + \phi_0)} = A_t \cdot e^{j(\omega t + \phi_0)} \quad (4.62)$$

mit

$$\begin{aligned} R &= a_0 \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos \psi_i \\ S &= a_0 \sum_{i=1}^N a_i(t) \sin \psi_i \\ A_t &= \sqrt{(R^2 + S^2)} \\ \psi_t &= \arctan\left(\frac{S}{R}\right) \\ \psi_i &= 2\pi f_0 \tau_i(t) \end{aligned} \quad (4.63)$$

und den zeitabhängigen Variablen  $R$  und  $S$ , die von den aktuellen Ausbreitungsbedingungen abhängen.  $\tau_i$  ist die Laufzeit des  $i$ -ten Ausbreitungspfades. Unter der Annahme, daß  $a_i$  und  $\psi_i$  gleichverteilte Zufallsprozesse sind, werden nach dem zentralen Grenzwertsatz die Variablen  $R$  und  $S$  als Gaußverteilte Zufallszahlen bestimmt. Die Einhüllende  $A_t$  berechnet sich aus der Quadratwurzel der Summe der quadrierten, Gaußverteilten Zufallszahlen  $R$  und  $S$ , woraus sich, je nach Verteilung von  $R$  und  $S$ , eine Rayleigh- bzw. Rice-Verteilung ergibt.

### Die Rice-Verteilung

Die Einhüllende des Betrages der Einhüllenden wird beschrieben durch:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2 + r_s^2}{\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{r r_s}{\sigma^2}\right) \quad (4.64)$$

mit  $I_0(x)$  als Besselfunktion 1. Art und 0. Ordnung als

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cdot \cos(\zeta)} d\zeta \quad (4.65)$$

Mit  $r = A_t$ , dem Betrag des Signals aus Gl. 4.63, folgt  $r = \sqrt{R^2 + S^2}$ , wobei  $R$  und  $S$  dem Real- bzw. Imaginärteil der Einhüllenden  $A_t$  entspricht. Nimmt man  $R$  und  $S$  als Gaußverteilte Zufallszahlen mit jeweils der Standardabweichung  $\sigma$  und verschiedenen Mittelwerten der Verteilung, erhält

man eine vom Parameter  $r_s$  abhängige Schar von Verteilungen. Dabei kann  $r$  als Abtastwert der Einhüllenden und  $r_s$  als Maß für die Signifikanz des dominanten Ausbreitungspfades interpretiert werden.

Liegt in der Sichtlinie zwischen Sender und Empfänger ein Hindernis, sind Reflexionen erforderlich um überhaupt eine Verbindung herzustellen.

### Die Rayleigh-Verteilung

Für  $r_s = 0$  in Gleichung 4.64 geht die Rice-Verteilung in eine Rayleigh-Verteilung über. Physikalisch bedeutet dies, daß kein dominierender Signalpfad vorliegt bzw. keine direkte Sichtverbindung zum Sender besteht.

Die Verteilungsdichtefunktion der Rayleigh-Verteilung ist:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (4.66)$$

### Pegelunterschreitungsrate

Bei der bisherigen Betrachtung der Signalstatistiken wurden ausschließlich Verteilungsfunktionen erster Ordnung berücksichtigt. Diese sind weder zeit- noch ortsabhängig und beschreiben eine Wahrscheinlichkeit für das Eintreffen eines bestimmten Ereignisses, z.B. daß der Signalpegel einen bestimmten Wert hat. Dabei wird die zeitliche und räumliche Korrelation von Signalen nicht betrachtet.

Dagegen ist die Pegelunterschreitungsrate  $N_R$  eine zeitabhängige statistische Größe zweiter Ordnung, welche aus der Verteilungsfunktion und deren Ableitung berechnet wird. Die Pegelunterschreitungsrate  $N_R$  ist die Summe der Schnittpunkte der Amplitudenfunktion  $r(t)$  mit einer festgelegten Schwelle  $R$  bei positiver und negativer Steigung. Mit der Verbundwahrscheinlichkeit  $p(R, \dot{r})$  ergibt sich  $N_R$  nach [69] zu:

$$N_R = \int_0^{\infty} \dot{r} \cdot p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (4.67)$$

Die Pegelunterschreitungsrate (level crossing rate, LCR) ist ein Maß für die Anzahl von Unterschreitungen eines vorgegebenen Pegels  $R$  pro Zeiteinheit und beschreibt damit die Häufigkeit des Schwundes. Dieses Verhalten ist in Abbildung 4.7 veranschaulicht. Beim Systementwurf ist sie eine charakteristische Größe, um geeignete Verfahren zur Sicherung der zu übertragenden Daten zu entwickeln.

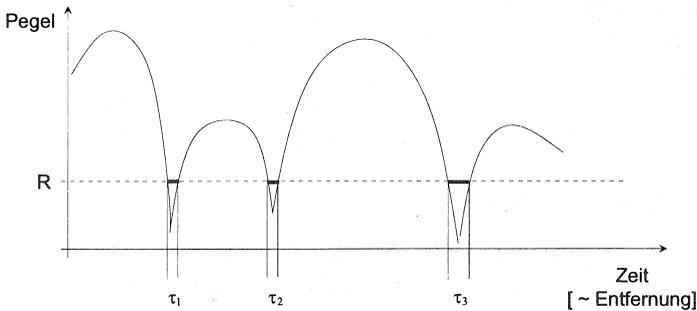


Abbildung 4.7: Pegelunterschreitungsrates und mittlere Fadingdauer  $\tau_i$

### Mittlere Fadingdauer

Neben der Häufigkeit des Auftretens von Schwund ist die mittlere Dauer der Schwundeinbrüche  $\bar{\tau}$  unter einem bestimmten Pegel pro Zeit- und Wegintervall ein sehr wichtiger Parameter.

Die mittlere Fadingdauer (average fading duration, AFD) berechnet sich aus dem Quotienten der Wahrscheinlichkeitsfunktion dafür, daß ein Signal unter eine Schranke  $R$  fällt ( $P[r \leq R]$ ), zur Pegelunterschreitungsrates  $N_R$ . Mit

$$P[r \leq R] = \int_0^R p(r) dr \quad (4.68)$$

ergibt sich die mittlere Fadingdauer  $\bar{\tau}$  zu

$$\bar{\tau} = \frac{1}{T \cdot N_R} \sum_i \tau_i = \frac{1}{N_R} \cdot P[r \leq R] \quad (4.69)$$

Wie in Abbildung 4.7 dargestellt, wird die Größe der mittleren Fadingdauer  $\tau_i$  durch die Wahl der Schwelle  $R$  beeinflusst.

### Zeitliche Dispersion

Ein weiterer Effekt der Mehrwegeausbreitung ist die zeitliche Aufweitung (delay spread) des ausgesendeten Signals. Durch die Reflexion eines Funksignals ergeben sich unterschiedliche Laufzeiten des Signals, die am Ort des

Empfängers zu einer Verschmierung des Signals führen. Die Dispersion führt dazu, daß Energie eines vorhergehenden Symbols mit dem aktuell gesendeten Symbol interferiert, und im Demodulator zu einer erhöhten Wahrscheinlichkeit einer falschen Bitentscheidung führt. In Abbildung 4.8 sind die Reflexion eines Impulses an mehreren Hindernissen und das entsprechende Empfangssignal (Impulsantwort des Kanals) dargestellt.

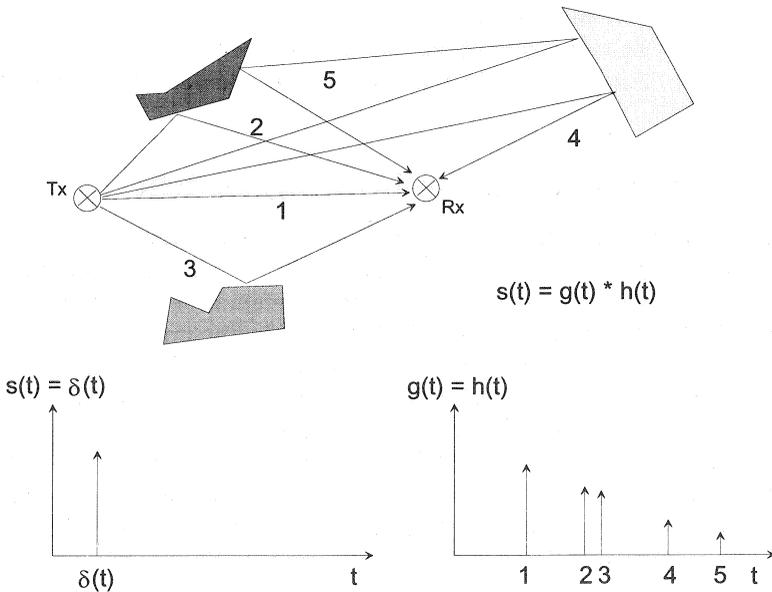


Abbildung 4.8: Mehrwegeausbreitung und zeitliche Aufweitung des Signals

Der RMS Delay Spread (root mean square) stellt eine skalare Beschreibung der Signalaufspreizung durch gewichtete Mittelung der eintreffenden Signalfade nach folgender Gleichung dar.

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\sum_{i=1}^n P_i} \sum_{i=1}^n (\tau_i^2 P_i) - \tau_d^2} \tag{4.70}$$

mit

$$\tau_d = \frac{\sum_{i=1}^n (\tau_i P_i)}{\sum_{i=1}^n P_i} \quad (4.71)$$

und

$\tau_{rms}$	RMS delay spread
$P_i$	Empfangspegel des <i>i</i> ten Pfades
$\tau_i$	Zeitverzögerung des <i>i</i> ten Pfades
$n$	Anzahl aller eintreffenden Pfade in einem Raumpunkt

#### 4.3.4 Empirische Funkausbreitungsmodelle

In der Literatur sind eine Vielzahl unterschiedlicher Funkausbreitungsmodelle beschrieben, die jeweils unterschiedliche Eigenschaften der Funkausbreitung für verschiedene Umgebungen modellieren. Eine erste grobe Klassifizierung läßt sich durch Einteilung in Modelle für Funkausbreitung im Freien, sogenannte 'Outdoor-Modelle' und für Funkausbreitung in Gebäuden, 'Indoor-Modelle', treffen. Daneben unterscheiden sich die Modelle durch die Art der Modellierung, z.B. ob sie auf rein empirischen Untersuchungen basieren, oder ob jeweils Orts- und Rauminformationen explizit berücksichtigt werden. Ein anderes Merkmal ist die Verwendbarkeit der Modelle für Schmalband oder Breitbandübertragung. Eine Liste der bekanntesten Modelle soll im folgenden deren Eignung für gegebene Problemstellungen darstellen.

Lee's Model	empirisches Modell für Funkausbreitung im Freien
Okumura, Hata	Korrekturfaktoren zur Umgebungsbeschreibung empirisches Modell für Funkausbreitung im Freien
Motley, Keenan	Einteilung in Morphostrukturen zur Prädiktion empirisches Modell für Innenraumfunkausbreitung
Strahlverfolgungsmethode	Korrekturterme für Wand- und Etagedämpfungen Berechnung aller Reflexions- und Transmissionspfade Gebäudedaten sind notwendig, um Strahlverfolgung zu berechnen

Für schnurlose Funksysteme eignen sich im wesentlichen zwei Arten der Modellierung des Funkkanals: empirische Beschreibungen, die den Einfluß der Umgebung explizit, d.h. durch Berücksichtigung von Gebäudeparametern (Wände, Etagen) mit in die Feldstärkenprädiktion einbeziehen (z.B. das Modell von Motley und Keenan) und deterministische Modelle wie das sogenannte Ray Tracing, welches ausschließlich deterministische Einflußfaktoren d.h. Nachbilden der typischen Mehrwegeausbreitung und Transmission durch Hindernisse berücksichtigt.

### Lee's Modell

W.C.Y. Lee veröffentlichte 1988 das nach ihm benannte empirische Funkausbreitungsmodell, welches eines der ersten detaillierten Modelle für die Verwendung im Mobilfunk darstellt.

Das Modell berücksichtigt zur Berechnung des lokalen Mittelwerts neben der Entfernung zwischen Sender und Empfänger auch die Höhe der einzelnen Stationen und beinhaltet Korrekturfaktoren für die Topografie zwischen den Stationen. Dieses Modell ist damit auch Grundlage für das in COST 207, einem von der Europäischen Kommission initiierten Projekt, erarbeitete umfangreiche GSM-Modell, welches über Jahre Grundlage aller GSM Simulationen war.

Das Basis-Modell von Lee beschreibt den lokalen Mittelwert  $P_r$  der Empfangsleistung wie folgt:

$$P_r = P_{r0} \left( \frac{d}{d_0} \right)^\gamma \alpha_0 \text{ (in Milliwatt)} \quad (4.72)$$

und kann mit weiteren Korrekturfaktoren auch den Einfluß der Umgebungsstruktur, sowohl in abgeschatteter als auch in nicht abgeschatteter Umgebung, beschreiben. In dieser Gleichung ist  $P_{r0}$  die Empfangsleistung in einer Entfernung  $d_0$  vom Sender und  $d$  die Entfernung zwischen Sender und Empfänger, im gleichen Maßstab wie  $d_0$ . Der Exponent  $\gamma$  beschreibt den Pfadverlustfaktor in der Funkumgebung.  $\alpha_0$  ist ein Korrekturfaktor, der die Abweichung der gegebenen Bedingungen von den Referenzbedingungen, die unten aufgelistet sind, darstellt.

Referenzbedingungen:

- $h_1$       Antennenhöhe der Feststationsantenne (30m)
- $G_t$       Antennengewinn der Feststationsantenne (6 dBi)

$P_t$	Sendeleistung (10 Watt)
$h_2$	Antennenhöhe der Mobilstationsantenne (3m)
$G_m$	Antennengewinn der Mobilstationsantenne (0 dBi)

Damit ergibt sich für einen vorstädtischen Bereich (suburban area) folgende zugeschnittene Größengleichung:

$$P_r = P - 107.7 \text{dBm} - 38.4 \log_{10} d + 20 \log_{10} \left( \frac{h_1}{100} \right) + 10 \log_{10} \left( \frac{h_2}{10} \right) + G_m \quad (4.73)$$

Mit P, dem ERP (effective radiated power), das den Antennengewinn in die, in Richtung des Empfängers ausgesendete, Leistung einbezieht,  $d$  der Entfernung in Meilen,  $h_1, h_2$  Höhen der Antennen in Fuß und dem Gewinn der Mobilstationsantenne in dBi. Wenn beispielsweise eine Sendeleistung von  $32 \text{dB}\mu$  empfangen wird, bedeutet dies für eine Frequenz von 850 MHz, unter Berücksichtigung der Umwandlung von  $\text{dB}\mu$  in dBm ( $\text{dBm}|_{850\text{MHz}} = \text{dB}\mu|_{850\text{MHz}} - 132$ ), daß ein Wert von  $32 \text{dB}\mu$  einem Wert von  $-100 \text{dBm}$  entspricht.

Lee beschreibt in seinem Modell vier Korrekturfaktoren für die Umgebung zwischen Sender und Empfänger [60].

### Okumura/Hata Modell

Das Okumura/Hata-Modell ist ebenfalls ein empirisches Funkausbreitungsmodell für eine Frequenz von 900 MHz, das auf umfangreichen Messungen im Raum Tokio aus den Jahren 1962/63 und 1965 basiert [67]. Hata hat die von Okumura veröffentlichten Ergebnisse mit analytischen Gleichungen angenähert [33]. Die für verschiedene Gelände- und Morphologietypen veröffentlichten Gleichungen weisen Dämpfungskoeffizienten zwischen 3.5 und 4.0 auf. Eine detailliertere Beschreibung des Okumura/Hata-Modells ist in [48] zu finden.

### Motley & Keenan Modell

Im Jahre 1990 wurde eines der ersten empirischen Modelle zur Funkausbreitung in Gebäuden veröffentlicht [52]. Die britischen Wissenschaftler J. M. Keenan und A. J. Motley haben Funkausbreitungsmessungen in einem

typischen Bürogebäude durchgeführt und aus den gemessenen Werten ein empirisches Funkausbreitungsmodell abgeleitet.

Das entwickelte Modell beinhaltet eine Basisgleichung, welche die grundlegende Funkausbreitung in Gebäuden beschreibt, und durch Korrekturfaktoren für Wände und Etagen die zusätzliche Funkfelddämpfung in Gebäuden berücksichtigt. Dabei ist  $L_{dB}(d)$  der Mittelwert der Funkfelddämpfung in Abhängigkeit der Entfernung zwischen Sender und Empfänger und beinhaltet nicht den schnellen Schwund, welcher sich entsprechend der bekannten Verteilungsfunktionen dem Mittelwert überlagert.

$$P_{R(Rayleigh)} = P_T - L(\nu) - 10 \cdot n \cdot \log_{10}d - k \cdot f - p \cdot w \quad (4.74)$$

oder als Pfadverlust ausgedrückt

$$L_{dB}(d) = L(\nu) + 10 \cdot n \cdot \log_{10}d + k \cdot f + p \cdot w \quad (4.75)$$

mit $d$	Entfernung zwischen Sender und Empfänger in m
$L(\nu)$	Pfadverlust in 1 m Entfernung vom Sender
$n$	Ausbreitungskoeffizient
$k$	Anzahl Etagen zwischen Sender und Empfänger
$f$	Dämpfungsfaktor für Etagentransmission
$p$	Anzahl Wände zwischen Sender und Empfänger
$w$	Dämpfungsfaktor für Wandtransmission

### Strahlverfolgungsmodelle (Ray Tracing)

Die bekannten Strahlverfolgungsmodelle lassen sich grob in zwei Gruppen unterteilen, wobei sich die Klassifizierung nach der Art der Berechnung richtet: Die wahren Strahlverfolgung und die Spiegelungsmethode. Bei den Strahlverfolgungsmodellen wird die Mehrwegeausbreitung des Funkkanals durch Berechnung aller Transmissions- und Reflexionspfade nachgebildet, die sich am Ort des Empfängers, entsprechend ihrer Phasenlage konstruktiv bzw. destruktiv überlagern. Daher beschreiben die Strahlverfolgungsmodelle auch den schnellen Schwund des Kanals. Um die Ausbreitungspfade zu berechnen, muß eine detaillierte Beschreibung der Umgebung vorhanden sein, die neben allen Abmessungen auch die Materialeigenschaften aller Reflektoren beinhaltet. Die Berechnung der Funkkanaldämpfung ist deterministisch. Im Kap. 6 wird auf das Strahlverfolgungsmodell näher eingegangen.



## Signalübertragung

Neben den Protokollen, die systemspezifisch in jedem Mobilfunksystem ablaufen, wird das System dadurch charakterisiert, wie Daten über den Mobilfunkkanal übertragen werden. Die Signalübertragung wird sowohl durch das verwendete Modulationsverfahren als auch die Empfängerstruktur und die daraus resultierenden Rauscheffekte bestimmt. Nachfolgend werden die zum Verständnis des Verhaltens des Gesamtsystems relevanten Systemteile kurz angesprochen. Gerade die Modellbildung zur Simulation eines Mobilfunksystems erfordert ein gutes Verständnis der hier diskutierten Systemteile.

### 5.1 Modulation und Demodulation

Ein wichtiger Bestandteil eines jeden Mobilfunksystems ist die Modulation der zu übertragenden Daten auf die Übertragungsfrequenz, d.h. die Konvertierung digitaler Daten zu analogen Signalen im Bandpaßbereich und umgekehrt.

Analoge, sinusförmige Wellen haben drei Eigenschaften, um sie von anderen sinusförmigen Wellen zu unterscheiden:

Amplitude, Frequenz und Phasenlage.

Diese Parameter werden bei der Modulation in Abhängigkeit der zu übertragenden Information modifiziert. Die allgemeine Form einer Trägerwelle,  $s(t)$  sieht wie folgt aus:

$$s(t) = A(t)\cos[2\pi ft + \phi(t)] \quad (5.1)$$

dabei ist  $A(t)$  die zeitabhängige Amplitude,  $f$  die Frequenz und  $\phi$  die Phase des Signals.

Die grundlegenden digitalen Modulationsverfahren sind [70]:

**PSK, Phase Shift Keying** Das zu übertragende Symbol wird auf eine Phasenverschiebung des Sendesignals abgebildet (nur kohärent detektierbar).

**FSK, Frequency Shift Keying** Die Augenblicksfrequenz des Sendesignals wird entsprechend des zu übertragenden Symbols verändert (kohärent und nicht kohärent detektierbar).

**ASK, Amplitude Shift Keying** Die Einhüllende des Sendesignals wird in Abhängigkeit des Sendesymbols eingestellt (kohärent und nicht kohärent detektierbar).

**DPSK, Differential Phase Shift Keying** Das Sendesignal wird in der Phase modifiziert, wobei die Information bezüglich des gesendeten Symbols in der Phasendifferenz zum vorhergehenden Symbol enthalten ist (kohärent und nicht kohärent detektierbar).

**Hybride Verfahren** Hybride Verfahren nutzen Kombinationen der vorhergehenden Modulationsverfahren zur Kodierung der Sendesymbole (kohärent und nicht kohärent detektierbar).

Wenn der Empfänger bei der Demodulation Kenntnis über die aktuelle, absolute Phasenlage des Signals benötigt, spricht man von *Kohärenter Detektion* des Signals. Wird diese zur Demodulation des Signals nicht benötigt, wie zum Beispiel beim DPSK, spricht man von *Nicht Kohärente Detektion*. Im Unterschied zur kohärenten Detektion von Signalen, ist die nicht kohärente Detektion kostengünstiger zu implementieren, hat aber den Nachteil einer schlechteren Leistungsfähigkeit, d.h. einer erhöhten Bitfehlerwahrscheinlichkeit ( $P_e$ , probability of error).

Eine einfache Art digitale Daten auf einen analogen Träger zu modulieren, bietet das Frequency Shift Keying Verfahren, das auch im DECT-System verwendet wird. Bei diesem Verfahren wird, je nach zu übertragendem Symbol, die Frequenz erhöht oder erniedrigt. Wenn mehrere Bits in einem Symbol kodiert sind, kann die Frequenz auch in Stufen verändert werden.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_i t + \Phi) \quad (5.2)$$

mit  $0 \leq t \leq T$  und  $i = 1, \dots, M$ . Dabei ist  $T$  die Symboldauer,  $E$  die Energie pro Symbol und  $M$  die Zahl der verwendeten Stufen. Bei einer M-stufigen Übertragung können  $k$  Bits pro Symbol übertragen werden. Dabei ist  $M = 2^k$ .

## 5.2 Theoretische Übertragungsgrenzen

Bei der Übertragung von Informationen über einen Kanal sind theoretische Grenzen gesetzt. Zum einen hat Nyquist [62] gezeigt, daß zur Übertragung einer Rate von  $R$  Symbolen eine minimale Bandbreite von  $R/2$  Hertz erforderlich ist, wenn Inter-Symbol-Interferenzen vermieden werden sollen. Diese fundamentale Eigenschaft beschränkt die maximale Übertragungsrate über einen bandbegrenzten Kanal. Zum anderen hat Shannon 1948 gezeigt [62], daß die Kanalkapazität in Bit/Hertz eines Kanals der Bandbreite  $W$ , der mit additivem weißen, gaußschen Rauschen (AWGN) gestört ist und ein Signal/Störleistungsverhältnis von  $S/N$  aufweist, durch folgenden Gleichung begrenzt ist:

$$C = W \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (5.3)$$

Die Shannon'sche Kanalkapazität bildet eine Grenze bezüglich der maximalen Übertragungsrate, nicht der Bitfehlerwahrscheinlichkeit.

Es ist zu beachten, daß der prinzipiellen Austauschbarkeit von Kanalkapazität und Übertragungsbandbreite dadurch Grenzen gesetzt sind, daß, wie später noch gezeigt wird, das Rauschen im Empfänger auch von der Übertragungsbandbreite abhängt und dadurch nicht beliebig große  $S/N$  Verhältnisse realisierbar werden.

## 5.3 Der Mobilfunkempfänger

Der Empfänger hat die Aufgabe, die analogen, in den Bandpaßbereich abgebildeten Daten wieder in eine digitale Form zu konvertieren. Dazu muß er das Nutzsignal aus allen empfangenen Signalen herausfiltern, die Daten demodulieren und detektieren. Das Signal wird auf seinem Weg vom Sender zum Empfänger bedämpft und verliert einen Großteil seiner ursprünglichen Leistung. Zusätzlich stören Interferenzen, Rauschen und Signaldispersion und es kommt beim Empfänger zu Detektionsfehlern, die umso größer sind je weniger sich das Signal von anderen Signalen und dem immer vorhandenen Rauschen unterscheidet. Entscheidend für die Fehlerrate ist das Verhältnis  $E_b/N_0$  von Energie pro Bit zur Demodulation ( $E_b$ ), und Rauschleistungsdichte im Empfänger ( $N_0$ ).

### 5.3.1 Empfindlichkeit

Nach [66] ist die Empfindlichkeit eines Empfängers als die Leistung eines hochfrequenten, mit einer Nachricht modulierten Signals am Eingang des Empfängers definiert, die erforderlich ist, um am Ausgang des Empfängers die Nachricht mit ausreichender Güte einer Senke zur Verfügung zu stellen. Hierbei wird bei digitalen Empfängern als Gütemaß die Bit- oder Zeichenfehlerwahrscheinlichkeit herangezogen.

Die Empfängerempfindlichkeit ist von folgenden Eigenschaften abhängig:

- der spektralen Rauschzahl  $F$  des Empfängers
- der wirksamen Rauschbandbreite  $B_n$
- der Modulationsart und den Eigenschaften des Demodulators
- dem erwünschten Nutzsignal/Rausch-Abstand  $(S/N)_{NF}$  am Ausgang des Empfängers

**Rauschzahl** Die Rauschzahl  $F$  ist eine dimensionslose, häufig logarithmiert angegebene, Zahl, die die Rauscheigenschaften des Empfängers für seinen linearen Teil beschreibt. Verursacht wird das Empfängerrauschen durch die ersten Verstärker-, Misch- und ZF-Filterstufen, gemäß der Friis'schen Formel [66], und sie wird am letzten ZF-Ausgang vor dem Demodulator gemessen.

**Wirksame Rauschbandbreite** Im realen Empfänger addiert sich zu der temperaturabhängigen Rauschleistungsdichte  $N_0$  auch das, mit der Rauschzahl  $F$  beschriebene, Empfänger-Eigenrauschen über die Bandbreite des Empfängers. Die wirksame Rauschbandbreite  $B_R$  des Empfängers ergibt sich durch die Signalleistung  $P_{dB}$ , die einem Empfänger bei  $T_0 = 290K$  am Eingang zugeführt werden muß, damit am Ausgang des linearen Empfängerteils der Rauschabstand gerade 1 ist, aus

$$10\log(B_R/Hz) = P_{dB} - F_{dB} + 174dBm \quad (5.4)$$

**Modulationsart und Eigenschaften des Demodulators** Das mittlere Bitfehlerverhältnis (Bit Error Ratio, BER), das ein Qualitätsmaß für eine bestehende Verbindung darstellt, ergibt sich direkt aus dem Verhältnis  $E_b/N_0$  im Empfänger. Es kann je nach Modulationsverfahren und Aufwand der Demodulation unterschiedlich sein. So bietet zum Beispiel bei gleichem  $E_b/N_0$  die kohärente Demodulation eine niedrigere Bitfehlerrate als die nicht kohärente.

Häufig wird die Signalgüte auch mit dem Parameter SNR (signal to noise ratio) beschrieben. Während das benötigte  $E_b/N_0$  nicht von der Empfängerarchitektur abhängt, beschreibt das SNR die benötigte Signalstärke vor dem Empfänger und ist damit stark implementationsabhängig.

Allgemein besteht der Zusammenhang [70]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST}{N_0} = \frac{S}{RN_0} = \frac{SB}{RN_0B} = \frac{S}{N} \left( \frac{B}{R} \right) \quad (5.5)$$

mit

- $S$  = mittlere modulierte Signalstärke
- $T$  = Bitdauer
- $R$  = Bit Rate ( $= 1/T$ )
- $B$  = Kanalbandbreite des Signals
- $N = N_0 \cdot B$

## 5.4 Beispiel DECT-Empfänger

Die bestimmende Quelle der Rauschleistungsdichte  $N_0$  ist das thermische Rauschen im Empfänger und ergibt sich bei einer Temperatur von  $T_0 = 290$  Kelvin zu:

$$N_0 = \kappa T_0 = 1.38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K} \cdot 290K = 4 \cdot 10^{-21} \frac{Watt}{Hz} \quad (5.6)$$

Ausgedrückt in Dezibel:

$$N_0 = -204dB \frac{Watt}{Hz} \quad (5.7)$$

Im DECT-System beträgt die maximal erlaubte Kanalbandbreite  $B_{DECT} = 1.728$  MHz, wobei bei typischen Filtern die 3 dB - Bandbreite mindestens einen Faktor 1.3 niedriger als die Kanalbreite liegt, um die erforderlichen Dämpfungen in den Nachbarkanälen sicherzustellen. Damit ergibt sich im DECT-System eine 3 dB - Filterbandbreite von  $B_{DECT} = 1.33$  MHz, d.h.

$$\Rightarrow N = -142.7dB \cdot B = -112.7dBm \quad (5.8)$$

Der DECT-Standard [19] verlangt, daß der Empfänger bei einer Empfangsleistung von -86 dBm höchstens ein Bitfehlerverhältnis von  $10^{-3}$  haben darf.

Wie später noch gezeigt wird, ist dazu bei idealer, nichtkohärenter Demodulation von FSK Signalen für additives, weißes Rauschen ein  $E_b/N_0$  von 11 dB erforderlich, so daß gilt:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{erf.} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{erf.} \cdot \frac{R_{DECT}}{B_{DECT}} \quad (5.9)$$

$$= \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{erf.} \cdot \frac{1.152kBit/s}{1.33KHz} \quad (5.10)$$

$$= 11dB - 0.62dB \quad (5.11)$$

$$= 10.38dB \quad (5.12)$$

Reale Empfänger haben zusätzlich ein Eigenrauschen, welches für einfache Empfänger, wie sie im DECT-System verwendet werden, in der Größenordnung von  $F_{dB} = 10dB$  liegt. Mit  $N = -112.7dBm$  folgt

$$\Rightarrow S_{min} = -112.7dBm + 10.38dB - 10dB = -92.32dBm \quad (5.13)$$

Im Gesamtbudget zeigt sich, daß zwischen den geforderten -86 dBm Empfängerempfindlichkeit und der für ideale, nichtkohärente Demodulation erforderlichen Empfindlichkeit von -92.32 dBm ein großer Implementationspielraum von etwa 6 dB für den Demodulator liegt. Eigentlich ist ein Spielraum von etwa 3 dB vollkommen ausreichend. Tatsächlich ist im DECT Standardisierungsgremium ETSI RES-3R beschlossen worden, 1997 über eine Erhöhung der geforderten Empfängerempfindlichkeit auf -89 dBm zu verhandeln, was sich günstig auf die Reichweite von DECT Geräten auswirken würde.

Für den interferenzfreien Empfang von DECT-Signalen kann, bei einer angenommenen Empfängerempfindlichkeit von -86 dBm, folgender Zusammenhang zwischen  $\frac{E_b}{N_0}$  und empfangener Signalleistung  $P_{dB}$  für die oben aufgeführten Empfängereigenschaften aufgestellt werden:

$$\frac{E_b}{N_0} = (P_{dBm} + 86dBm) + 11dB \quad (5.14)$$

### 5.4.1 Interferenzverhalten des Mobilfunkempfängers

Gleichkanalinterferenzen treten in allen Mobilfunksystemen auf, bei denen Frequenzen in unmittelbarer Nähe wiederverwendet werden. Gerade die Interferenzsignale, die von ähnlichen Quellen stammen, sind vom Empfänger

schlecht vom eigentlichen Nutzsignal zu unterscheiden, so daß Störungen durch andere DECT-Sender um etwa 1 dB störender anzusehen sind, als weißes Gauß'sches Rauschen.

## 5.5 Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Um die Leistungsfähigkeit eines GFSK-Empfängers in Abhängigkeit des zur Demodulation zur Verfügung stehenden Verhältnisses  $E_b/N_0$  zu bestimmen, sind Simulationen mit dem kommerziell verfügbaren Simulationstool COS-SAP, der Firma Synopsis, durchgeführt worden.

Das Ergebnis dieser Simulation ist in der Abb. 5.5 dargestellt. Man erkennt, daß bei einer nicht-kohärenten Demodulation von GFSK Signalen ein  $E_b/N_0$  von etwa 11 dB notwendig ist, um ein Bitfehlerverhältnis von  $10^{-3}$  zu erreichen. Diese Simulationsergebnisse gehen mit den aus der Literatur bekannten Ergebnissen [70] konform.

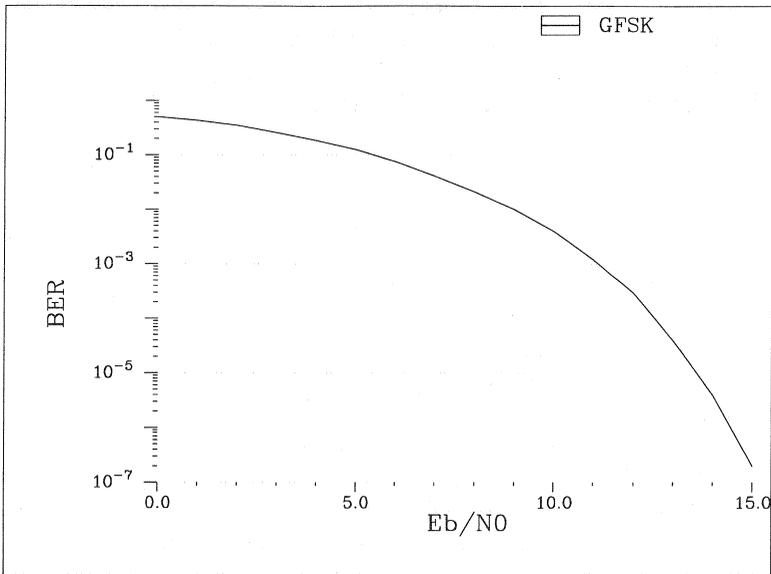


Abbildung 5.1: nicht-kohärente Demodulation von GFSK Signalen

### 5.5.1 Nicht Kohärente Detektion

Die nicht kohärente Detektion von GFSK Signalen bietet eine kostengünstige Alternative zur kohärenten Detektion. Zwar ist die Leistungsfähigkeit im Gegensatz zur phasenlagenbestimmenden Demodulation etwas schlechter, doch gerade im DECT-System ist der Implementationsspielraum groß genug, um die resultierende Verschlechterung von etwa 1 dB zu kompensieren. Hier soll im besonderen auf den sogenannten FM-Demodulator eingegangen werden, da dieser in bereits bestehenden DECT-Systemen, wie z.B. dem Siemens Gigaset, Anwendung findet.

#### FM-Demodulator

Eine sehr einfache Methode, FSK modulierte Signale zu demodulieren, bietet der sogenannte Koinzidenz-FM-Demodulator, der auch bei Rundfunkempfängern unter dem Namen Ratio Detektor eingesetzt wird. Der FM-Demodulator wandelt das aktuelle Eingangssignal in ein zur Momentanfrequenz proportionales Spannungssignal um. Das Prinzip des FM-Demodulators beruht auf der Eigenschaft, daß das Produkt zweier gleicher, aber phasenverschobener Signale, sowohl einen von der Phasenverschiebung abhängigen Gleichanteil als auch ein Signal mit doppelter Frequenz ergibt. Diese Eigenschaft ist in folgenden Gleichungen verdeutlicht:

$$s_1(t) = A_1 \cdot \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad (5.15)$$

$$s_2(t) = A_2 \cdot \sin(\omega_2 t + \phi_2) \quad (5.16)$$

$$s_1(t) \cdot s_2(t) = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(2\omega_1 t + \phi_1 + \phi_2)] \quad (5.17)$$

Durch eine einfache Tiefpaßfilterung wird der frequente Anteil eliminiert, und der zur Phasenverschiebung beider Signale proportionale Gleichanteil bleibt übrig.

Im FM-Demodulator oder auch Koinzidenzdemodulator, wird das Signal  $s_1$  direkt dem Mischer zugeführt, während das Signal  $s_2$  phasenverschoben an den Mischer gelegt wird. Die frequenzabhängige Phasenverschiebung wird mit Hilfe eines Schwingkreises erzeugt. Dabei beeinflusst die Güte des Schwingkreises die Größe der Phasenänderung bei konstanter Frequenzänderung und somit auch den Spannungshub des FM-Demodulators. Das Prinzip des FM-Demodulators ist in der Abbildung 5.2 verdeutlicht.

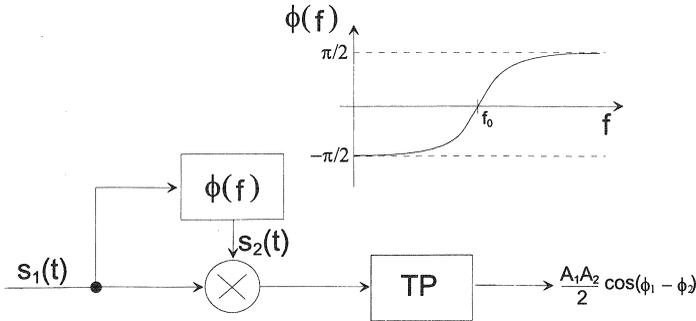


Abbildung 5.2: Funktionsweise eines FM-Demodulators

### 5.5.2 Verhalten bei Signaldispersion

Durch die umgebungsbedingte Mehrwegeausbreitung erreicht das Funksignal den Empfänger über verschiedenen Wege mit jeweils unterschiedlichen Signallaufzeiten (siehe Kap. 4.3.3). Dies kann bei großen Signallaufzeitunterschieden dazu führen, daß Signalenergie eines übertragenen Symbols in das zeitlich nachfolgende Symbol gelangt. Diese Intersymbol-Interferenz führt im Empfänger zu einer erhöhten Bitfehlerwahrscheinlichkeit, die umso höher ist desto höher die Signaldispersion ist. Nach [81] ergibt sich eine signifikante Erhöhung der Bitfehlerrate bereits bei einer mittleren Signaldispersion die etwa 5 % der Symbollänge entspricht falls keine Antennendiversität implementiert ist. Bei Antennendiversität verbessert sich das Empfängerverhalten, so daß erst Werte ab 15 % der Symbollänge zu einer Beeinträchtigung der Übertragungsgüte führen. Da Antennendiversität praktisch in allen Übertragungsstrecken eingesetzt wird, ist der Einfluß der Signaldispersion erst oberhalb eines RMS Delay Spreads von 150 ns zu berücksichtigen.



---

## Simulation zur Berechnung der Funkausbreitung

### 6.1 Wahre Strahlverfolgung (Ray Tracing)

In der Literatur [79] [64] [44] [43] wird der Begriff Ray Tracing häufig für beide Klassen deterministischer Funkausbreitungsmodelle verwendet, was streng genommen nicht exakt ist. Bei der wahren Strahlverfolgung wird in einer definierten Umgebung, d.h. unter Angabe aller funktechnisch relevanten Umgebungsdaten, ein von einem Sender  $S$  in einem bestimmten Raumwinkel  $\phi, \psi$  ausgesendeter Strahl in seiner weiteren Ausbreitung verfolgt, bis er so viel Energie verloren hat, daß er im Umgebungsrauschen verschwindet.

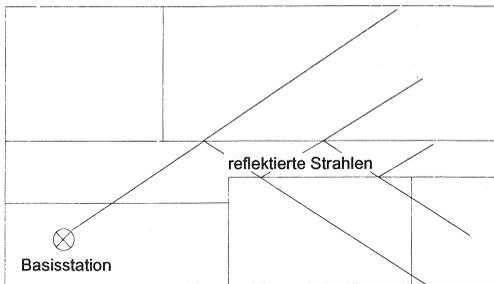


Abbildung 6.1: Baumstruktur bei der Strahlverfolgung

Dieser Strahl unterliegt während seiner Ausbreitung den oben bereits genannten Effekten wie Reflexion, Transmission, Beugung, etc. Durch das gleichzeitige Vorhandensein von Reflexion und Transmission an Hindernissen spaltet sich der Strahl in einer Art Baumstruktur auf, dessen Äste nach und nach rechnerisch verfolgt werden müssen, was in der Abbildung 6.1

verdeutlicht ist. Zu jedem Raumpunkt wird der Einfluß dieses Strahls gespeichert (Ausbreitungsrichtung, Feldstärke und Phasenlage).

Nach Abarbeitung eines Strahles werden entsprechend der Richtcharakteristik der Sendeantenne für alle anderen Raumwinkel die entsprechenden Einflüsse berechnet. Dabei darf eine bestimmte Auflösung der untersuchten Raumwinkel  $\Delta\phi$ ,  $\Delta\psi$  nicht unterschritten werden, um sicherzustellen, daß alle Raumeinflüsse bei der Berechnung berücksichtigt wurden.

Diese Berechnungsmethode erlaubt es für den Einflußbereich eines Senders ein Bild der Funkausleuchtung zu bekommen, hat aber den Nachteil sehr rechenintensiv zu sein.

## 6.2 Spiegelungsmethode (Image Method)

Der Berechnungsalgorithmus der Spiegelungsmethode ist umgekehrt zur Methode des eigentlichen Ray Tracings. Bei einem vorgegebenen Sender S am Punkt  $(x_1, y_1, z_1)$  werden für einen definierten Punkt  $(x_2, y_2, z_2)$  alle Strahlen berechnet, die diesen Punkt über Reflexionen und Transmissionen erreichen können. Dies führt zu einer schnellen und detaillierten Aussage für diesen bestimmten Raumpunkt.

Die Berechnung der Reflexions- und Transmissionspfade wird mit Hilfe der rekursiven Spiegelung entweder des Senders oder des Empfängers an allen Flächen der definierten Umgebung durchgeführt. Die Rekursionstiefe der Berechnung hängt dabei von der mittlerweile erreichten Dämpfung des untersuchten Strahls ab, d.h. die Rekursion wird spätestens dann abgebrochen, wenn die Differenz zwischen Sendeleistung des Senders und berechneter Dämpfung kleiner wird als das Umgebungsräuschen.

Die Funktionsweise der Spiegelung ist in Abbildung 6.2 verdeutlicht. Der Verlauf des direkten Strahls ergibt sich durch direkte Verbindung zwischen Sender und Empfänger. Die Funkfelddämpfung berechnet sich für diesen Strahl aus der Entfernung zwischen Sender und Empfänger, aus dem Transmissionsfaktor durchgesetzter Wände, der sehr stark vom Einfallswinkel (Schnittwinkel Strahl-Wand) abhängt und den Richtcharakteristiken von Sende- und Empfangsantenne.

Nach [56] ergeben sich für die Reflexion bzw. Transmission einer elektromagnetischen Welle an einer dielektrischen Schicht folgende Gleichungen:

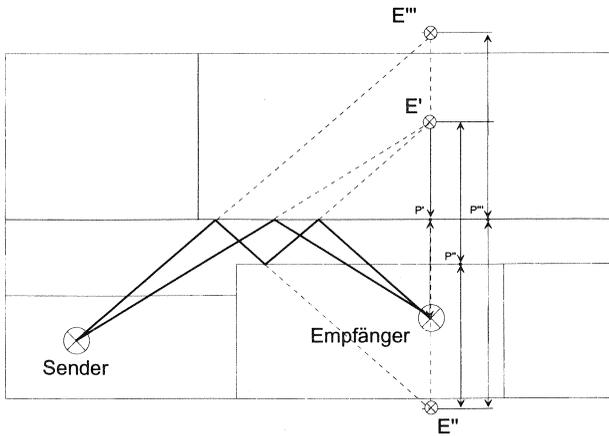


Abbildung 6.2: Funktionsweise der Spiegelungsmethode

$$R_{Wand} = \frac{r(e^{-2j\psi} - 1)}{e^{-2j\psi} - r^2} \quad (6.1)$$

$$T_{Wand} = \frac{1 - r^2}{e^{-j\psi} - r^2}$$

mit

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}$$

$$r_{\perp} = \frac{\cos \theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\cos \theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}$$

$$r_{\parallel} = \frac{\epsilon_r \cos \theta - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}{\epsilon_r \cos \theta + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}}$$

dabei sind

$R_{Wand}$	Komplexer Reflexionsfaktor einer Wand
$T_{Wand}$	Komplexer Transmissionsfaktor einer Wand
$\lambda$	Wellenlänge
$d$	Dicke der Wand
$\epsilon_r$	Komplexe Dielektrizitätszahl

$\theta$	Einfallswinkel der Welle
$r_{\perp}$	Reflexionsfaktor in Gl. 6.1 für senkrechte Polarisation
$r_{\parallel}$	Reflexionsfaktor in Gl. 6.1 für parallele Polarisation

Der Reflexionspunkt eines Strahls ergibt sich aus der rekursiven Spiegelung des Empfängers an den betrachteten Spiegelwänden, wie in 6.2 dargestellt. Um die Gesamtheit aller Reflexionspunkte und damit aller Reflexionspfade, zu bestimmen, müssen Kombinationen aller möglichen Reflexionswände berücksichtigt werden, was dazu führt, daß in umfangreichen Szenarien der Rechenaufwand sehr groß wird. Um die Anzahl der zu einer Reflexion beitragenden Wände zu reduzieren, verwendet das hier entwickelte Ray Tracing Simulationsprogramm einen zweistufigen Simulationsablauf.

In der ersten Stufe wird der Ausleuchtungsbereich einer Feststation bestimmt, bei der nach der Strahlverfolgungsmethode in jedem Raumwinkel untersucht wird, welche Wände für die speziell untersuchte Feststation zu einer Reflexion beitragen können. Diese Wände werden in einer Liste gekennzeichnet. Bei großen Szenarien erhält man so eine weitaus geringere Zahl von möglichen Reflexionswänden, was den Rechenaufwand stark reduziert.

Im zweiten Schritt werden alle Reflexionspfade für einen bestimmten Empfangspunkt berechnet und die Beiträge der einzelnen Pfade nach Betrag und Phase summiert. Im Unterschied zu Impulsantwortmessungen eines Funkkanals, kann ein Simulationsprogramm die einzelnen eintreffenden Impulse zeitlich hochgenau auflösen. Bei Messungen ist die Meßbandbreite aufgrund der realen Meßapparatur immer beschränkt und liegt bei heute verfügbaren, hochqualitativen Meßsystemen bei etwa 20 MHz, was einer zeitlichen Auflösung von 50 ns entspricht. Dadurch kommt es gerade in Innenraumbereichen zu Verschmelzungen von Ausbreitungspfaden. Dieses ist bei der Simulation durch die nahezu unbegrenzte Simulationsbandbreite nicht gegeben. Um das Gesamtdämpfungsmaß in der Simulation zu bestimmen, werden die Einzelpfade nach folgender Gleichung aufsummiert:

$$L = -20 \log_{10} \left( \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \left| \sum_{i=0}^n \frac{\Gamma_i}{d_i} e^{\frac{2\pi d_i}{\lambda} i} \right| \right) \quad (6.2)$$

mit

L	Gesamtdämpfungsmaß in dB
$d_i$	Länge des $i$ ten Pfades
$n$	Anzahl der eintreffenden Pfade
$\lambda$	Wellenlänge

$\Gamma_i$  berücksichtigt die Reflexionen und Transmissionen, die der  $i$ te Strahl auf dem Weg zwischen Sender und Empfänger erfährt und berechnet sich wie folgt:

$$\Gamma_i = \prod_{j=0}^r R_j \prod_{k=0}^t T_k \quad (6.3)$$

mit

$R_j$	$j$ ter Reflexionsfaktor der $i$ ten Strecke
$r$	Anzahl der Reflexionen auf dem $i$ ten Pfad
$T_k$	$k$ ter Transmissionsfaktor der $i$ ten Strecke
$t$	Anzahl der Reflexionen auf dem $k$ tem Pfad

Die Aufsummierung nach Gl. 6.2 gilt nur für schmalbandige Übertragung (die Signalbandbreite ist kleiner als der Kehrwert der mittleren Signaldispersion), da so sichergestellt wird, daß die spektrale Energie des Signals jeweils die gleiche Funkfelddämpfung erfährt, also kein frequenzselektiver schneller Schwund vorliegt (flat fading). Dies ist in Innenraumbereichen bis zu einer Signalbandbreite von etwa 5 MHz durchaus gegeben.

Detaillierte Angaben über das, in den Simulationen (vgl. Kapitel 9) verwendete, Strahlverfolgungsmodell sind in [31] zu finden.

## 6.3 Ergebnisse für ein Innenraumszenario

Ein Beispiel für ein nach der Spiegelungsmethode berechnetes Funkfeld ist in den Abbildungen 6.3 und 6.4 dargestellt. Die simulierte Umgebung besteht aus einer Etage eines typischen Bürogebäudes, in dem die Funkausleuchtung für drei Feststationen nach dem oben beschriebenen Verfahren berechnet wurde.

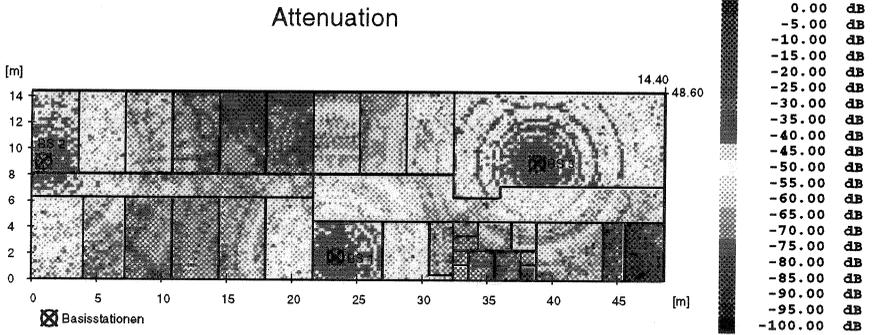


Abbildung 6.3: Empfangspegel im Beispielszenario

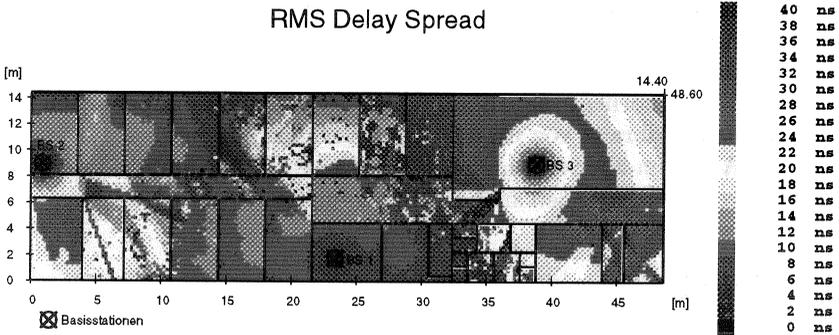


Abbildung 6.4: Mittlere Signaldispersion im Beispielszenario

Grundlage der Simulation ist eine Bauzeichnung des Gebäudes, welche sowohl die Abmessungen als auch die verwendeten Baumaterialien beinhaltet. Diese Informationen sind im Simulationsprogramm in Parameterdateien frei wählbar.

Die Ergebnisse der Simulation sind in den Abbildungen 6.3 und 6.4 dargestellt. In 6.3 ist in einem horizontalen Schnitt der Höhe von 1.5 Metern über dem Boden die jeweils geringste Funkdämpfung zwischen allen Feststation und dem betrachteten Raumpunkt dargestellt, d.h. die Feststation, die für eine Kommunikation am günstigsten ist.

In 6.4 ist die der günstigsten Feststation zugehörige mittlere Signaldispersion (RMS delay spread) für denselben horizontalen Schnitt ( $h = 1.5$  Meter) dargestellt.

Für die vorgegebene Verteilung der Basisstationen ist in allen Räumen ein ausreichender Signalpegel vorhanden. Geht man von einer Empfängerempfindlichkeit von  $-86$  dBm (siehe Kap. 5.4) aus, dann ergibt sich bei einer Ausgangsleistung von  $250$  mW ( $24$  dBm) eine maximale Funkfelddämpfung von  $110$  dB. Dies wird im gesamten Szenario unterschritten.

Wie in Kap. 5.5.2 beschrieben, ergibt sich ein Einfluß der Signaldispersion auf die Übertragungsgüte erst oberhalb einer mittleren Signaldispersion von  $150$  ns. Dies wird in der simulierten Umgebung nicht erreicht. Man sieht aber aus den relativ hohen Werten im Raum der Feststation BS3 in Abb. 6.4, daß die Raumgröße einen starken Einfluß auf die sich ergebende Signaldispersion hat, da hier Delay Spread Werte von bis zu  $40$  ns erreicht werden.



# Analyse der Funkkanalverwaltung

Die Analyse der Funkbetriebsmittelverwaltung (radio resource management) wird in dieser Arbeit mit zwei unterschiedlichen Methoden durchgeführt:

- durch Leistungsbewertung mit stochastischer Simulation
- durch analytische Berechnungen.

Dabei kommt der Simulation eine große Bedeutung zu, da die DECT Funkbetriebsmittelverwaltung so komplex ist, daß die Modellierung zur analytischen Betrachtung starke Vereinfachungen fordert.

Im Vordergrund der analytischen Untersuchungen steht ein Gedankenmodell zur Untersuchung der Kapazität aufgrund der dynamischen Kanalzuweisung (Dynamic Channel Selection, DCS). In diesem Zusammenhang wird eine Abschätzung der DECT-Kanalkapazität vorgenommen.

Im zweiten Teil der Analyse der Funkkanalverwaltung steht eine Abschätzung der Blockierungswahrscheinlichkeit von Bedieneinheiten der Feststationen. Da DECT-Feststationen im allgemeinen mit einer Funkeinheit ausgerüstet sind, stehen den Feststationen 12 Kanäle zur Verfügung, was bei hohem Verkehrsaufkommen nicht ausreicht und zu Blockierungen führen kann. Hier wird ein Lastverteilungsalgorithmus vorgestellt, welcher eine dynamische Anpassung der Zellgrößen an das Verkehrsaufkommen ermöglicht.

## 7.1 Verkehrstheoretische Betrachtungen

Von besonderem Interesse bei der Betrachtung von Mobilfunksystemen ist die Frage nach der Verkehrskapazität des Systems. Unter Verkehrskapazität versteht man in diesem Zusammenhang den maximal zu bedienenden Verkehr in einem Gebiet zur Hauptverkehrsstunde in  $Erlang/km^2$ , bei einer vorgegebenen Blockierungswahrscheinlichkeit. Hieraus kann weitergehend die spektrale Effizienz eines Systems abgeschätzt werden kann.

Durch die im DECT-System verwendete dynamische Kanaluweisung, kann jede Feststation theoretisch alle für DECT freigegebenen Frequenzkanäle und alle Zeitkanäle nutzen. Da aus Kostengründen eine Feststation nicht auf allen Frequenzen gleichzeitig senden kann, d.h. in den meisten Fällen eine Feststation nur mit einem Transceiver ausgestattet ist, kommt es bei einem hohen Angebot zur Blockierung von Verbindungswünschen dem sogenannten Resource Blocking. Dies bedeutet, daß im Mittel sehr viele Bedieneinheiten (Kanäle) einer Feststation belegt sind und somit ein neu hinzukommender Verbindungswunsch mit gewisser Wahrscheinlichkeit nicht bedient werden kann.

Bei der Kapazitätsbetrachtung wird von einer Vollausrüstung der Feststationen ausgegangen, um ausschließlich Blockierungen aus Kapazitätsgründen zu berücksichtigen.

Die hier vorgenommene Abschätzung beschreibt eine obere Grenze des in einer typischen DECT-Installation bedienbaren Verkehrs. Zwar gibt die Abschätzung ein sehr gutes Bild für die erreichbare Kapazität, doch sind die realen Systeme zueinander sehr unterschiedlich, so daß Abweichungen von den hier vorgestellten Werten durchaus möglich sind. Gerade die Funkausbreitung ist ein sehr wichtiger Parameter für die Kapazität eines Systems und hängt sehr von Eigenschaften der Installationsumgebung ab (z.B. Bebauung oder Morphostruktur).

### 7.1.1 Modell zur Kapazitätsberechnung bei gegebener Frequenzbandbreite

Betrachtet wird ein Gebiet mit  $\bar{N}$  DECT-Endgeräten pro Quadratkilometer, wobei in der Hauptverkehrsstunde jedes Endgerät einen Verkehrswert  $V$  aufweist. Dies führt zu einem Angebot  $A$  pro  $\text{km}^2$  von:

$$A = \bar{N} \cdot V \text{ in Erlang/km}^2 \quad (7.1)$$

Wie in Kapitel 3.3.1 erwähnt, fordert der DECT-Standard bei einem Störabstand  $C/I$  von -10 dB eine Bitfehlerrate von  $10^{-3}$ . Um diese Bitfehlerrate auch bei starken Schwundeinbrüchen zu gewährleisten, ist eine Schwundreserve von 20 dB realistisch. Berücksichtigt man einen Gewinn von 5 dB durch Antennendiversität, wird am Ort des Empfängers etwa ein  $C/I$ -Verhältnis von 25 dB benötigt. Eine  $C/I = 25$  dB wird auch von der ETSI in den DECT-Standards als Planungsgrundlage vorgegeben.

Wie in Abb. 7.1 dargestellt, wird ein Empfänger PP, der sich in einer Entfernung  $r_s$  vom Sender RFP befindet, betrachtet. Für die Signalleistung  $C$  am Ort des Empfängers PP gilt:

$$C \sim r_s^{-\gamma} \quad (7.2)$$

Der Zusammenhang zwischen Entfernung und Signalleistung ist im Kapitel 4 detailliert betrachtet worden. Zur Vereinfachung ist hier ein Modell mit einem Dämpfungsexponenten von  $\gamma = 4$  angenommen, was für den innerstädtischen Bereich typisch ist.

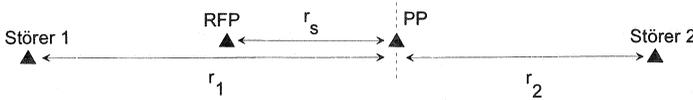


Abbildung 7.1: Geometrische Verhältnisse der Stationen

Für die Interferenzleistung  $I$  eines Störers  $i$ , der sich in einer Entfernung  $r_i$  vom Empfänger PP befindet, gilt analog:

$$I_i \sim r_i^{-\gamma} \quad (7.3)$$

woraus sich ein Störabstand  $C/I$  beim mobilen Empfänger unter Berücksichtigung aller  $n$  potentieller Störer ergibt:

$$\frac{C}{I} = \left( \frac{r_s}{\sum_{i=0}^n r_i} \right)^{-\gamma} \quad (7.4)$$

Bei synchronisierten DECT-Systemen können Mobilstationen nur von Feststationen gestört werden, d.h. daß in Abb. 7.1 die Störer Feststationen (RFPs) sind. Die Forderung, eine Bitfehlerrate von  $10^{-3}$  bei einem Gleichkanalstörer von  $-10$  dB zu gewährleisten, gilt nur für den Fall, daß die Signalleistung nicht im Bereich der Empfängerempfindlichkeit liegt, d.h.  $C > P_{empf.} + 10dB$ . Daher wird vorausgesetzt das sich die empfangende Station PP nicht an der äußersten Zellgrenze befindet, denn dort würde bereits eine geringe Interferenzleistung zu einer höheren Bitfehlerrate führen.

Die Fläche in der sich der die PP bedienende Sender RFP befinden muß, um einen ausreichenden Störabstand C/I zu ermöglichen, wird als *Nutzfläche*  $F_s$  bezeichnet.

$$F_s = \pi r_s^2 \tag{7.5}$$

Zwar wird die empfangene Interferenzleistung der betrachteten PP aus der Summe aller empfangenen Interferenzleistungen bestimmt, jedoch ist das geforderte Verhältnis C/I nur sicherzustellen, wenn die nächste, auf dem gleichen Kanal sendende Station mindestens eine Entfernung  $r_i$  von der betrachteten Station aufweist, d.h. sich kein Gleichkanalstörer innerhalb der Interferenzfläche

$$F_i = \pi (r_{i\min})^2 \tag{7.6}$$

befindet. Durch die Annahme, daß die gesamte erlaubte Interferenz bereits durch eine einzige Station erzeugt wird, ist sichergestellt, daß es keine weitere Möglichkeit gibt, die Kanäle in einem kürzeren Abstand wiederzuverwenden.

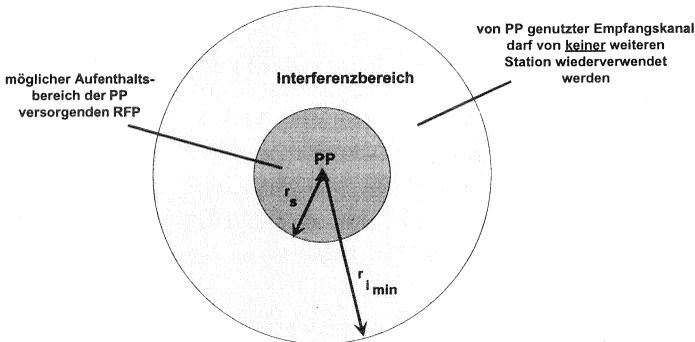


Abbildung 7.2: Interferenzbereiche um die empfangende Station

Das Verhältnis zwischen Nutz- und Interferenzfläche ergibt sich damit aus Gl. 7.4 für  $\gamma = 4$  zu:

$$\frac{F_s}{F_i} = \frac{r_s^2}{r_i^2} = \sqrt{\frac{1}{C/I}} \tag{7.7}$$

Es wird angenommen, alle Stationen sind zum betrachteten Zeitpunkt homogen in der Fläche verteilt, und jede Station hat einen Verkehrswert V.

Ein Verbindungswunsch der Station PP wird dann blockiert, wenn innerhalb der Interferenzfläche um die Station PP bereits  $N_{slots}$  Stationen erfolgreich Verbindungen betreiben, wobei  $N_{slots}$  die Anzahl der verfügbaren Kanäle angibt.

Bei der Betrachtung der Kapazität des DECT-Systems, wird im folgenden jeweils die Sichtweise einer beliebigen aber festen Station gewählt. Unter der Annahme, daß die Interferenzleistung ausschließlich von einer Station erzeugt wird, haben alle Stationen, die sich außerhalb der Interferenzfläche mit Radius  $r_{i_{min}}$  der betrachteten Station befinden, keinen Einfluß auf die Belegung der DECT-Kanäle mit Signal- bzw. Interferenzleistung. Dies gilt sowohl für Mobil- als auch für Feststationen. Die entsprechenden Ergebnisse für die Kapazität sind wegen der Annahme, daß die Interferenzleistung bereits durch eine Station erzeugt wird, als obere Abschätzung anzusehen, die in der Realität nicht erreicht werden kann, da geringe Interferenzbeiträge auch von anderen Stationen im Abstand  $r > r_{i_{min}}$  auftreten.

### Modellierung der Kanalbelegung des Gesamtsystems

Die Belegung des zur Verfügung stehenden Spektrums kann als Geburts- und Sterbeprozess modelliert werden, wobei die Anzahl der belegten DECT-Kanäle als Zustandsvariable der Kette gewählt wird. Das Modell der Kanalbelegung ist in Abbildung 7.3 dargestellt.

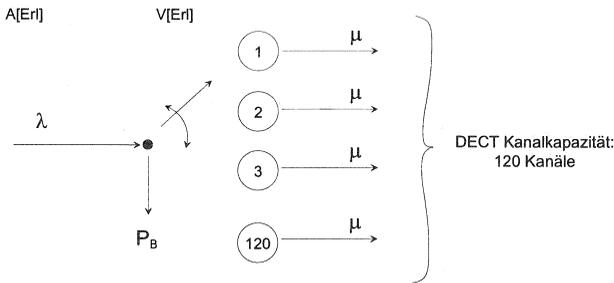


Abbildung 7.3: Belegung des Funkkanals als Geburts- und Sterbeprozess

In dem Modell wird ein spezieller örtlicher Bereich eines DECT-Systems betrachtet. In diesem Bereich wird die Gesamtheit aller Verbindungswünsche als Ankunftsprozess beschrieben. Die Ankunftsrate  $\lambda$  hängt von der Anzahl

der Stationen und dem Angebot einer einzelnen Station innerhalb des betrachteten räumlichen Bereiches ab. Da durch die unregelmäßige Funkausleuchtung und die zufälligen Kanalbelegungen die Interferenzsituation von dem untersuchten Ort abhängt, siehe Abb. 7.4, gilt das entwickelte Modell nur an dem jeweiligen speziellen, betrachteten Ort. D.h. die aus der Sicht einer bestimmten Station verfügbaren Kanäle werden durch die Gesamtheit aller Verbindungen im Interferenzbereich belegt. Da der spezielle Ort irgendwo im DECT-System liegen kann (wobei Randlagen ausgeschlossen werden) ist die ermittelte Kapazität repräsentativ für das DECT-System. In Abb. 7.4 ist in einem Beispiel verdeutlicht, daß die Kanalbelegung aus der Sicht der Station A bzw. der Station B unterschiedlich ist. Stationen, die ausschließlich im Interferenzbereich der Station A liegen, belegen Frequenzkanäle aus der Sicht der Station A. Stationen, die in den Interferenzbereichen der Stationen A und B liegen, belegen Kanäle aus Sicht beider Stationen. Stationen die sich weder im Interferenzbereich der Station A noch im Interferenzbereich der Station B befinden, belegen aus der Sicht dieser Stationen keine Frequenzressourcen.

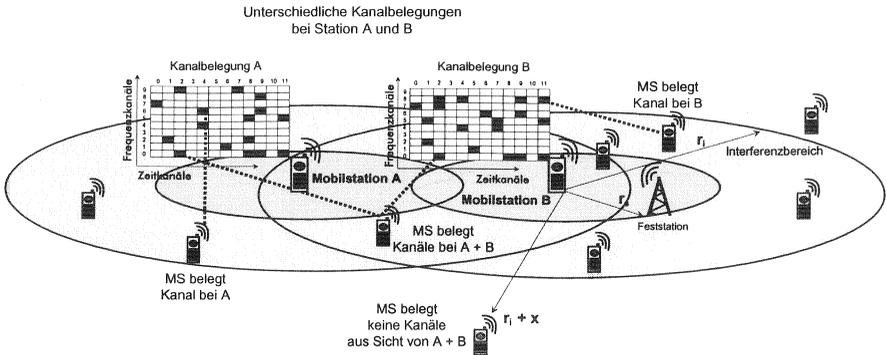


Abbildung 7.4: Kanalbelegung aus der Sicht verschiedener Stationen

In Abb. 7.4 sind die DECT-Kanäle als eine Matrix mit den DECT-Zeitkanälen (0 bis 11) und den DECT-Frequenzkanälen (0 bis 9) dargestellt. Die Belegung eines Zeit-Frequenz-Kanals durch eine Station ist der entsprechende Kanal dunkel in der entsprechenden Matrixposition gekennzeichnet. Dabei ist in dem Beispiel die Belegung aus der Sicht der Stationen A und

B unterschiedlich. Stationen die ausserhalb des Interferenzradius liegen, belegen aus Sicht der jeweiligen Stationen keine Kanäle.

Der Prozeß zur Beschreibung der Entstehung von Verbindungswünschen (Ankunftsprozeß) ist gedächtnislos weil die Mobilstationen unkoordiniert Rufe erzeugen, d.h. die mittlere Anzahl der Ankünfte pro Zeiteinheit ist Poisson-verteilt. Der Bedienprozeß von Verbindungen wird als Sterbeprozeß modelliert. Verbindungsdauern von Mobilstationen sind durch identisch verteilte, unabhängige, negativ exponentiell verteilte Zufallsvariablen beschreibbar, so daß der Prozeß gedächtnislos ist [3].

Das Zustandsmodell der Markov-Kette, welche die Belegung des Funkkanals beschreibt, ist in Abbildung 7.5 dargestellt. Die **Ankunftsrate**  $\lambda$  gibt die mittlere Anzahl von Verbindungswünschen in der Zeit  $\Delta t$  an. Da Teilnehmerverbindungswünsche von den Endgeräten im DECT-Rahmentakt bearbeitet werden, entspricht die kleinste Zeiteinheit 10 ms. Die **Bedienrate**  $\mu$ , der Kehrwert der mittleren Bediendauer, wird durch die mittlere Verbindungsdauer von Mobilstationen bestimmt. Das Verhältnis  $A = \frac{\lambda}{\mu}$  wird als **Verkehrsangebot A** bezeichnet.

**Verlust** tritt auf, wenn sich der Funkkanal im Zustand  $m$  befindet, d.h. daß  $m$  Verbindungen im Interferenzbereich aktiv sind und ein weiterer Bedienwunsch (Verbindungswunsch) auftritt. Es ist zu beachten, daß das in Abb. 7.4 dargestellte Modell für jede Mobilstation gleichermaßen gilt, d.h. die Zustände  $i$  ( $i = 0,1,2, \dots$ ) werden mit gleicher Zustandswahrscheinlichkeit  $p_i$  eingenommen. Jedoch kann für jede MS aktuell gerade ein individueller Zustand der Kette zutreffen.

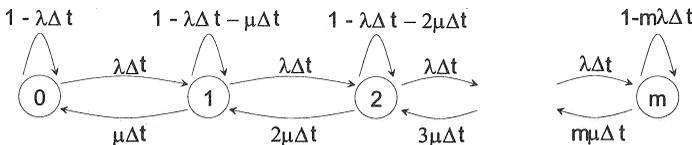


Abbildung 7.5: Belegung des Funkkanals als Markov-Kette

Für die Zustandswahrscheinlichkeiten für die benachbarten Zustände  $(k-1)$  und  $k$  gilt:

$$\lambda\Delta t p_{k-1} = k\mu\Delta t p_k \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (7.8)$$

woraus sich für die Zustandswahrscheinlichkeit  $p_k$ , daß  $k$  Verbindungen aktiv sind ergibt:

$$p_k = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \cdot \frac{p_0}{k!} \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (7.9)$$

Da die Summe aller Zustandswahrscheinlichkeiten 1 sein muß,

$$\sum_{k=0}^m p_k = 1 \quad (7.10)$$

ergibt sich  $p_0$  zu

$$p_0 = \frac{1}{\sum_{k=0}^m \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!}} \quad (7.11)$$

Die Wahrscheinlichkeit, daß sich das System nicht im Zustand 0 befindet, bezeichnet man als **Auslastung**  $\rho$  des Systems.

$$\rho = 1 - p_0 \quad (7.12)$$

$p_m$  gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit für ein konstantes Verkehrsangebot das Bedienbündel mit  $m$  Bedieneinheiten besetzt ist.

$$p_m = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^m \cdot \frac{p_0}{m!} = \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^m}{\sum_{k=0}^m \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k}{k!}} \quad (7.13)$$

Diese Gleichung ist in der Literatur als **Erlang-B** oder **Erlang'sche Verlustformel** bekannt ( $p_B = p_m$ ).

$$A = \frac{\lambda}{\mu} \quad (7.14)$$

Der getragene **Verkehr**  $V$  berechnet sich aus der Erfolgswahrscheinlichkeit  $p_e = 1 - p_B$ , multipliziert mit dem Verkehrsangebot. Der Verkehr entspricht den im Mittel belegten Bedieneinheiten.

$$V = p_e \cdot A \quad (7.15)$$

Das Verkehrsangebot  $A$  ist das Produkt aus der mittleren Stationsdichte  $\bar{N}$ , der Interferenzfläche  $F_i$  und dem Verkehr pro Mobilstation  $V_m$ .

$$A = \bar{N} \cdot F_i \cdot V_m \quad (7.16)$$

Mit Hilfe des in Abb. 7.3 dargestellten Modells und der Erlang'schen Verlustformel 7.13 läßt sich die Blockierwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des Verkehrsangebots  $A$  bestimmen. Die Tabelle 7.6 gibt den getragenen Verkehr für 120 Kanäle für verschiedene Verlustwahrscheinlichkeiten an:

$\frac{p_B}{V/Erlang}$	5 %	2 %	1 %	0.5 %	0.1 %
	115.5	107.2	103	99.1	92.85

Abbildung 7.6: getragener Verkehr

### 7.1.2 Reduzierung der Kanalkapazität durch DECT-spezifische Eigenheiten

Obwohl im DECT-System prinzipiell jeder Station 10 Frequenzen mit jeweils 12 Zeitschlitzen zur Verfügung stehen, ist die Zahl verfügbarer Kanäle durch spezielle Eigenschaften des DECT-Systems reduziert und im Normalfall erheblich kleiner als 120.

Im folgenden wird der Einfluß dieser Eigenschaften diskutiert und deren Auswirkung auf die Zahl der im Markov-Modell des Systems zur Verfügung stehenden Kanäle abgeschätzt. Dabei wird die Stärke des verbleibenden Bündels abgeschätzt, dessen Kanalzahl durch die beeinflussenden Effekte von der theoretisch verfügbaren Kanalzahl abweicht. Da die momentane Kanalbelegung vom Beobachtungsort abhängt, wird die Abschätzung für eine einzelne Station vorgenommen. Die Station ist beliebig, bleibt während der Betrachtung aber fest. Das Resultat gilt im Mittel für alle Stationen.

Das Modell mit reduzierter verbleibender Kanalzahl ist in Abb. 7.7 dargestellt. Die Reduzierung der Kanalzahl kann verschiedene, nachfolgend erläuterte Gründe haben und hat zur Folge, daß die Blockierwahrscheinlichkeit bei gleichem Verkehr ansteigt. Die reduzierte Bündelstärke wird im weiteren Verlauf der Arbeit als *virtuelles Bündel* bezeichnet.

#### Einfluß asynchroner Stationen

DECT-Systeme werden in verschiedensten Einsatzbereichen verwendet, vgl. Kap. 3.

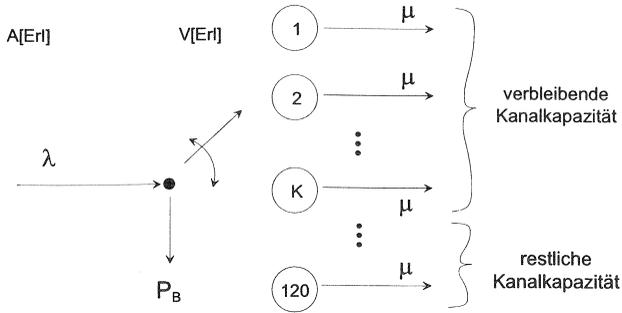


Abbildung 7.7: Modell mit reduzierter Anzahl von Bedieneinheiten

Die Koexistenz verschiedener Anwendungsformen und damit auch verschiedener Installationen hat zur Folge, daß jedes System seinen eigenen Rahmen- und Zeitschlitztakt festlegt. Der Zugriff auf die jeweiligen Funkkanäle wird von den verschiedenen Systemen innerhalb jedes Systems synchron, systemübergreifend, durchgeführt. Dies kann dazu führen, daß die Belegung eines Zeitslots in System A die Störung zweier Zeitslots in anderen Systemen B und C zur Folge hat und umgekehrt, wie in Abb. 7.8 dargestellt.



Abbildung 7.8: Zugriff auf den Kanal ohne zeitliche Referenz

Wenn eine Vielzahl asynchroner Stationen auf den Kanal zugreifen, ist es möglich, daß, wie rechts in Abb. 7.8 dargestellt, Stationen verschiedener Systeme einen Kanal belegen, der dann aus der Sicht einer bestimmten

Station doppelt gestört ist. Dies führt dazu, daß bei mehreren asynchronen Systemen der Verlust durch die fehlende Synchronisation geringer wird. Dieses Verhalten ist in einer stochastischen Simulation, die zur Bestimmung des verbleibenden virtuellen Bündels bei sehr vielen asynchronen Systemen durchgeführt wurde, untersucht worden. Das Modell ist in Abb. 7.9 dargestellt. In der Simulation ist der Funkkanal aus der Sicht einer beliebigen, aber festen Mobilstation betrachtet worden. Für eine vorgegebene Anzahl  $p$  von Stationen im Interferenzbereich wurden Verbindungen auf zufälligen Frequenz/Zeitkanälen und mit einem zufälligen Zeitversatz aufgebaut, wenn der Kanal aus der Sicht der Station noch nicht belegt war.

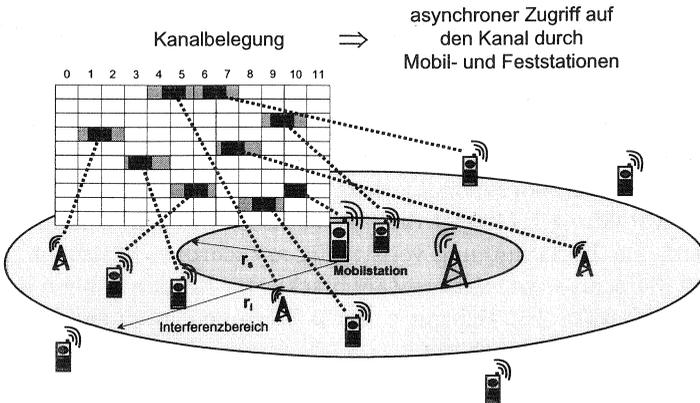


Abbildung 7.9: Simulation asynchroner Stationen

Die mittlere Zahl der aus der Sicht der betrachteten Mobilstation verbleibenden, freien Kanäle wurde so stochastisch simuliert und ist in Abb. 7.11 in Abhängigkeit der Anzahl asynchroner Stationen dargestellt.

### Koexistenz zweier synchroner Systeme A und B

Ein etwas anderes Verhalten ergibt sich, wenn zwei Systeme, A und B, die untereinander nicht synchronisiert sind, auf die DECT Kanäle zugreifen. Bei dieser Konstellation ist die Belegung der Zeitschlitze geordneter als bei völliger Asynchronität aller Stationen, d.h., es existieren zwei mögliche

Zeitraster, die von den Stationen genutzt werden. Dieses Verhalten ist in der Abbildung 7.10 dargestellt.

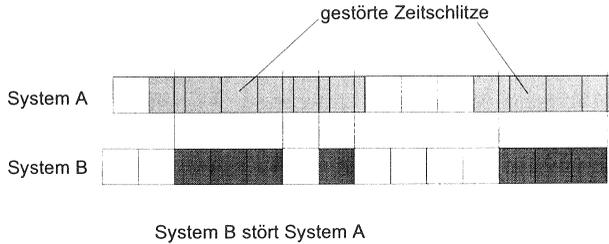


Abbildung 7.10: Beispiel einer Kanalbelegung zweier asynchroner Systeme

Dies hat zur Folge, daß bei einer hohen Belegung eines Systems die relative Kanalnutzung im Vergleich zu vollständig asynchronen Stationen höher wird. Bei einer gleichmäßigen Nutzung des Kanals durch beide Systeme nähert sich die Nutzungseffizienz dem Verhalten vollständig asynchroner Stationen. Abbildung 7.11 zeigt die Kapazität für zwei asynchrone Systeme im Vergleich zur Kanalnutzung vollständig asynchroner Stationen.

In [90] und [34] wurde die mittlere Zahl blockierter Kanäle  $m$  bei  $n$  insgesamt verfügbaren Kanälen bei Belegung von  $p$  Stationen in einem der Systeme anhand der Gl. 7.17 abgeschätzt.

$$m = p \left( 1 + \frac{n-p}{n-1} \right) \quad (7.17)$$

Der Verlauf der mittleren Zahl blockierter Kanäle für  $n = 120$ , in Abhängigkeit der Anzahl Stationen  $p$  ist in Abb. 7.11 im Vergleich zu dem Ergebnis aus den durchgeführten Simulationen dargestellt. Es zeigt sich, daß die Simulationsergebnisse für zwei asynchrone System genau den Simulationsergebnissen entsprechen.

### Einfluß von Baken-Kanälen (beacon channel bzw. dummy bearer)

Jede Feststation im DECT-System muß einen Baken-Kanal betreiben, wenn sie keine Verbindung aufrecht erhält. Dieser als Rundfunkkanal ausgelegte Baken-Kanal sendet Informationen an die Mobilstationen, wie z.B. Kennungen der Feststation und des Betreibers und signalisiert kommende Rufe. Der

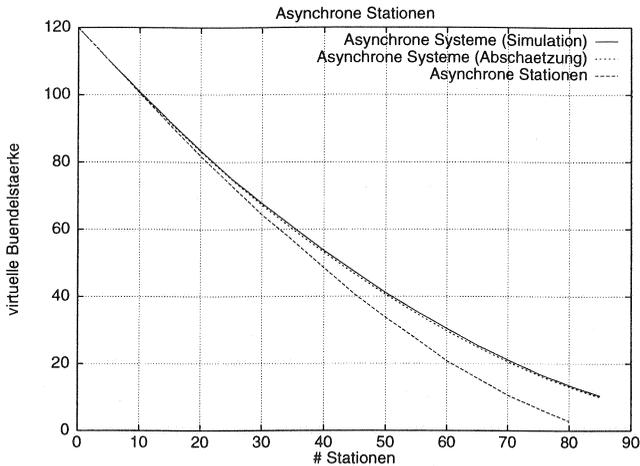


Abbildung 7.11: asynchrone Stationen, asynchrone Systeme A + B (Simulation und Abschätzung)

Baken-Kanals ermöglicht den Mobilstationen, sich im ruhenden Zustand (idle locked) derjenigen Feststation zuzuordnen, von der sie den stärksten Funkpegel empfangen. Zwar erlaubt der DECT-Standard den Baken-Kanal bei weiteren existierenden Verbindungen abzubauen, doch wird diese Option bei vielen Endgeräteherstellern nicht genutzt.

Der Betrieb des Baken-Kanals hat zur Folge, daß ein Teil der Kanäle nicht für Verbindungen genutzt werden kann. Gerade im Heimbereich, wo zum einen der Verkehrswert pro Teilnehmerendeinrichtung im Vergleich zur Anwendung in größeren Systemen klein ist und zum anderen nur wenige Mobilstationen an einer Feststation betrieben werden, geht ein großer Teil der zur Verfügung stehenden Kanäle durch das Aussenden des Baken-Kanals verloren. Bei öffentlichen Systemen ist der Verlust durch den Rundfunkkanal vernachlässigbar. Da der Baken-Kanal ein sogenannter Short Bearer ist, der nur ein Fünftel der Länge eines Zeitschlitzes für Punkt-zu-Punkt Verbindungen besitzt, wird der Verlust in Grenzen gehalten.

Durch die Asynchronität von Feststationen ist es wahrscheinlich, daß sich mehrere Baken-Kanäle innerhalb einer Slotdauer befinden können, selbst wenn Baken-Kanäle immer am Slotbeginn gesendet werden müssen. Durch

die fehlende Zeitreferenz wird bei zufälliger Platzierung dieser Rundfunkkanäle, immer eine zeitliche Lücke zwischen den einzelnen Bearern zu finden sein, die im Mittel 50 % der Zeitdauer der Länge eines Baken-Kanals ausmacht, so daß sich bei zufälliger Belegung der Baken-Kanäle im Mittel 3.3 Rundfunkkanäle pro Slot befinden werden.

### **Abschätzung des Verlustes durch Baken-Kanäle:**

Den Kapazitätsverlust durch das Betreiben der Baken-Kanäle kann man durch Abschätzung der Anzahl von belegten Slots, nach zufälliger Platzierung der Rundfunkkanäle im verfügbaren Kanalraster, abschätzen.

Betrachtet wird wiederum der Funkkanal am Ort einer beliebigen Mobilstation. Alle sich im Interferenzbereich der Mobilstation befindlichen Feststationen müssen einen Baken-Kanal betreiben, was dazu führt, daß ein Teil der ursprünglich verfügbaren Kanäle für Punkt-zu-Punkt Verbindungen nicht mehr zur Verfügung steht.

Wenn die Feststationen ihre Baken-Kanäle im verfügbaren Kanalraster platzieren, vermessen sie für die Zeitdauer des Rundfunkkanals die Signalstärke der Kanäle und senden den Baken-Kanal, wenn die Messung der Kanalinterferenz unter einem bestimmten Pegel liegt, d.h. der Kanal aus der Sicht der Feststation frei ist. Aus der Sicht der betrachteten Mobilstation wird ein Zeitschlitz unbenutzbar, wenn ein Baken-Kanal ganz oder auch nur teilweise in dem Zeitschlitz liegt. Daher berechnet sich die Wahrscheinlichkeit, daß ein bestimmter Zeitschlitz gestört wird, aus der Wahrscheinlichkeit, daß der Baken-Kanal mit diesem Slot interferiert, zu

$$P_1 = \frac{\text{Stördauer}}{\text{Gesamtdauer}} = \frac{1 + \frac{2}{5}}{x} \quad (7.18)$$

mit  $x$ , der Anzahl der insgesamt zur Verfügung stehenden Slots. Die Wahrscheinlichkeit daß ein Baken-Kanal mit einer Dauer von  $1/5$  der Slotlänge einen bestimmten Zeitschlitz von  $x$  Zeitschlitzen berührt, ist somit gleich dem Verhältnis aus der Stördauer (Breite des Slots  $S$  plus zweimal der Breite des Baken Kanals) bezogen auf die Gesamtdauer, also  $P_1$ . Zur Verdeutlichung ist in Abb. 7.12 der Zusammenhang zwischen Platzierung eines Baken-Kanals und der Interferenz mit einem beliebigen Slot  $S$  dargestellt. Plaziert eine weitere, nicht synchronisierte Feststation, einen Baken-Kanal im Kanalraster der betrachteten Mobilstation, erhöht sich die Störwahr-

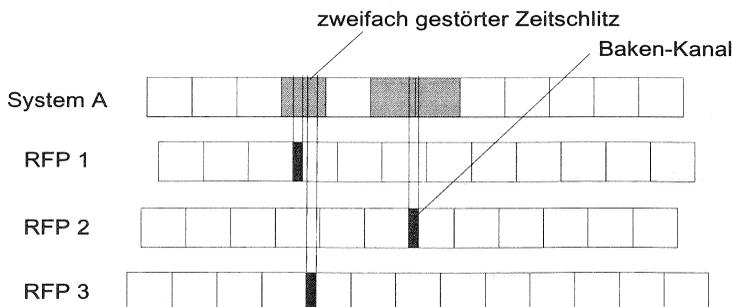


Abbildung 7.12: Plazierung eines Baken-Kanals

scheinlichkeit eines bestimmten Zeitschlitzes zu

$$P_2 = \frac{\text{Stördauer}}{\text{verbleibende Gesamtdauer}} = \frac{1 + \frac{2}{5}}{x - \frac{1}{k}} \quad (7.19)$$

mit  $k$ , der mittleren Anzahl von Short Bearern, die statistisch in einem Zeitschlitz plaziert werden können (hier  $k = 3.\bar{3}$ ).

Für die Plazierung von  $y$  Baken-Kanälen ergibt sich für einen beliebigen Slot  $S$  die Wahrscheinlichkeit  $p_y$ , d.h. die Wahrscheinlichkeit daß dieser Zeitschlitz interferenzfrei ist, zu

$$p_y = \sum_{i=0}^{y-1} \frac{1 + \frac{2}{5}}{x - \frac{i}{k}} \quad (7.20)$$

Die Zahl durch Baken-Kanäle gestörter Zeitschlitzes ist mit einer Simulation untersucht worden. Da die den Baken-Kanal ausstrahlenden Feststationen keinerlei zeitliche Referenz zueinander haben, wurden alle 240 DECT-Kanäle (der Baken-Kanal ist ein unidirektionaler Kanal) zufällig mit Baken-Kanälen belegt, wobei es sich durchaus ergeben konnte, daß mehrere Baken in einen Zeitschlitz plaziert wurden. Da das DECT-System zur Trennung der Senderichtungen ein Zeitduplexverfahren verwendet, müssen beide Senderichtungen interferenzfrei sein, was in der Auswertung der freien Duplexkanäle mit berücksichtigt wurde.

Bei einer kleinen Zahl plazierter Baken-Kanäle ist die Zahl gestörter Zeitschlitzes fast gleich der Zahl der Rundfunkkanäle, während sich die Wahrscheinlichkeit, mehrere Baken-Kanäle in einen Zeitschlitz zu plazieren, mit

der Zahl der Kanäle erhöht. Durch diesen Effekt wirkt sich die Asynchronität der DECT-Feststationen im Heimbereich günstig auf die effiziente Nutzung der Kanäle aus, da bei synchronisierten Feststationen ein gesamter Zeitschlitz pro Baken-Kanal gestört werden würde.

Die mittlere Anzahl belegter Duplexkanäle in Abhängigkeit der Anzahl von Baken-Kanälen ist in der Abb. 7.13 dargestellt.

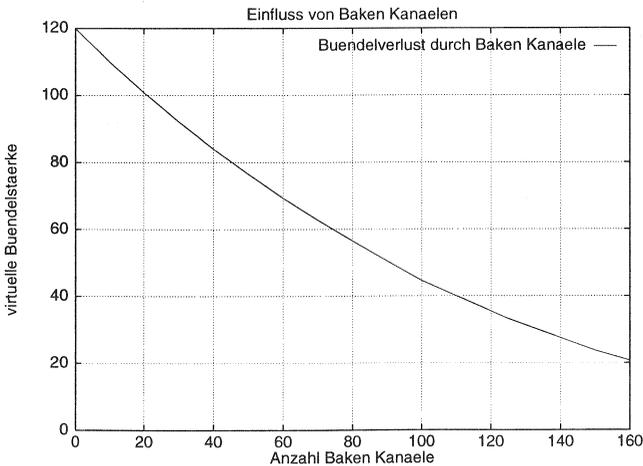


Abbildung 7.13: Mittlere Zahl belegter Duplexkanäle

## 7.2 Abschätzung der DECT Kapazität

Im folgenden soll die Kapazität des DECT-Systems abgeschätzt werden. Dabei ist zu beachten, daß die Kapazität sehr stark von der Eigenschaft der Installation, wie z.B. Anzahl der Nutzer, Funkausbreitungsbedingungen u.ä., abhängt. Daher kann diese Abschätzung nur dazu dienen, eine Vorstellung über die Größenordnung einer typischen DECT-Installation zu erlangen.

In Kap. 7.1.1 sind die DECT spezifischen Eigenschaften, die zu einer Reduzierung der verfügbaren Kanäle des Systems führen, isoliert voneinander

betrachtet worden. Um die Gesamtkapazität des Systems abzuschätzen, werden die Effekte gemeinsam betrachtet und mit der idealen Systemkapazität (120 Kanäle) verglichen.

### 7.2.1 Einfluß der Zellgröße auf die Verkehrskapazität

Der wichtigste Parameter bei der Abschätzung der Kapazität des DECT-Systems ist die angenommene Zellgröße. Je kleiner die Zellgröße gewählt wird, desto kleiner werden die Abstände, in denen Kanäle wiederverwendet werden können.

Wie bereits in Abschnitt 7.1.1 beschrieben, berechnet sich das C/I-Verhältnis aus den Verhältnissen der Entfernungen  $r_s$  und  $r_i$  und dem gewählten Dämpfungskoeffizienten zu

$$\left(\frac{C}{I}\right) = \left(\frac{r_s}{r_i}\right)^{-\gamma} \quad (7.21)$$

Aus 7.4 ergibt sich der minimale Interferenzradius zu

$$r_i = r_s \cdot \left(\frac{C}{I}\right)^{\frac{1}{\gamma}} \quad (7.22)$$

Die Kapazität  $V_{DECT}$  des DECT-Systems berechnet sich aus dem, im Interferenzbereich bedienbaren Verkehr  $V$  bezogen auf die Interferenzfläche zu

$$V_{DECT} = \frac{V}{\pi \cdot r_i^2} = V \cdot \frac{1}{\pi \cdot r_s^2} \cdot \left(\frac{C}{I}\right)^{-\frac{2}{\gamma}} \quad (7.23)$$

wobei sich der im Interferenzbereich bedienbare Verkehr  $V$  aus Gl. (7.13) und der virtuellen Bündelstärke ergibt, die im Idealfall (Synchrones System, keine Dummy Bearer) 120 Kanäle beträgt.

Für eine Blockierwahrscheinlichkeit von 1 % berechnet sich aus Gl. (7.13) für 120 Kanäle ein bedienbarer Verkehr von 103 Erlang. Die Verkehrskapazität des DECT-Systems in Abhängigkeit der Zellgröße ist in den Abb. 7.14, 7.15, 7.16 für verschiedene Dämpfungsexponenten,  $\gamma = (3; 3.5; 4)$  in Abb. 7.14 und für unterschiedliche geforderte Verhältnisse  $(C/I)_{gef.} = (15; 20; 25; 30)$  dB in Abb. 7.15, als Kurvenschar dargestellt.

An dem Verlauf der Kurven erkennt man, daß die resultierende Kapazität stark von den jeweiligen Annahmen abhängt. In Bereichen mit sehr kleinen Zellen und hohen Funkfelddämpfungen sind Kapazitäten von 10000  $Erl./km^2$  durchaus erreichbar.

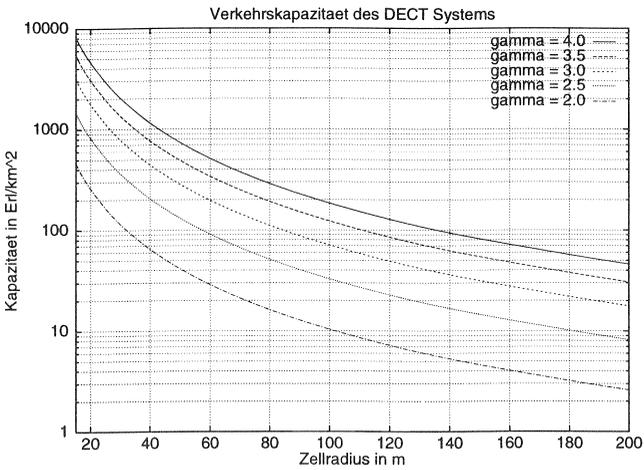


Abbildung 7.14: Verkehrskapazität:  $\gamma$  variiert,  $(C/I)_{gef.} = 25$  dB

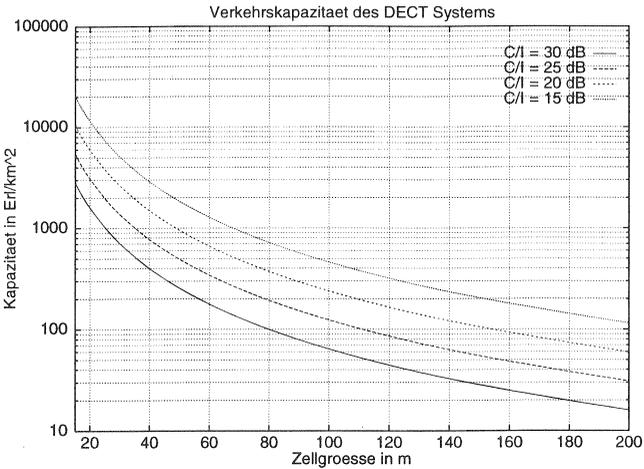


Abbildung 7.15: Kapazität:  $(C/I)_{gef.}$  variiert,  $\gamma = -3.5$

Die Simulationen für asynchrone Stationen in Abschnitt 7.1.2 haben eine, im Vergleich zu synchronen Stationen, ungünstigere Kanalausnutzung gezeigt, d.h., daß die Zahl verfügbarer Kanäle durch den asynchronen Zugriff im Mittel auf etwa 81 Kanäle absinkt (Abb. 7.11). Dadurch verringert sich der Bündelungsgewinn und die Kapazität des Systems sinkt entsprechend (66 Erl. bei  $P_B = 1\%$ ). Die Abb. 7.16 stellt die Kapazität des DECT Systems für synchronen bzw. asynchronen Betrieb der Stationen gegenüber.

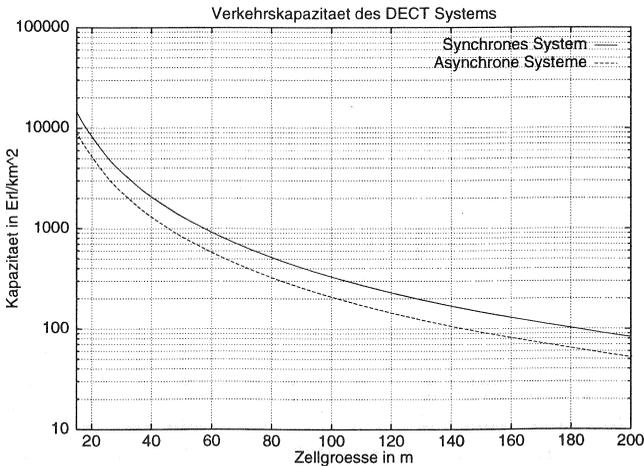


Abbildung 7.16: Kapazität: synchron/asynchron ( $C/I_{gef} = 20dB, \gamma = -4$ )

Bei der Bewertung der vorgestellten Ergebnisse muß berücksichtigt werden, daß die resultierenden Kapazitäten des DECT-Systems jeweils nur für das zugrundeliegende Ausbreitungsmodell gelten. In der Realität variiert der Dämpfungskoeffizient in Abhängigkeit von der jeweiligen Entfernung zur Feststation, d.h.  $\gamma$  ist eine Funktion dieses Abstandes  $r$ . Auch die Tatsache ob eine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht, beeinflusst die Größe des Funkdämpfungskoeffizienten, da im bei einer Sichtverbindung (LOS, line of sight) im allgemeinen Freiraumausbreitung, d.h.  $\gamma = 2$ , angenommen werden kann.

Zur Berechnung der in Abb. 7.18 dargestellten Kapazität ist ein entfernungsabhängiger Dämpfungskoeffizient  $\gamma = f(r)$  angenommen worden, um die

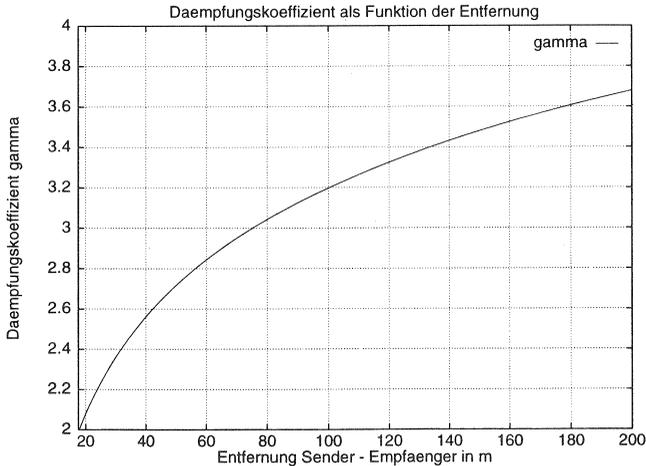


Abbildung 7.17: Entfernungsabhängiger Dämpfungskoeffizient  $\gamma$

höhere Wahrscheinlichkeit einer LOS-Verbindung zu berücksichtigen. Der Zusammenhang zwischen Entfernung  $r$  und  $\gamma$  ist in Abb. 7.17 gezeigt.

$\gamma$  variiert von 2 bei einer Entfernung von 20 Metern bis zu einem Wert von 3,75 bei  $r = 200$  m. Die resultierende Kapazität ist in Abb. 7.18 für die C/I-Verhältnisse  $(C/I)_{gef} = (20; 25; 30)$  dB dargestellt. Man erkennt, daß im Unterschied zu dem Kapazitätsverlauf in Abb. 7.15 die Kapazität für geringere Entfernungen zwischen Sender und Empfänger nicht so stark steigt, bei einem hohen geforderten C/I von 30 dB sogar sinkt. In diesem Fall existiert ein optimaler Zellradius von etwa 25 Metern bei dem die Kapazität maximal wird.

### Einfluß der Bakenkanäle auf die Kapazität

Ein weiterer Effekt ist der Einfluß der Bakenkanäle auf die Verkehrskapazität des DECT-Systems. In Abb. 7.19 ist die Verkehrskapazität in Abhängigkeit der Anzahl von Bakenkanälen pro Quadratkilometer für  $C/I = 25$  dB und  $\gamma = 3,5$  aufgetragen. Sind keine Bakenkanäle vorhanden, entspricht die Kapazität den Werten für synchrone Systeme. Die zwei Kurven gelten für Zellradien von 50 und 100 Metern.

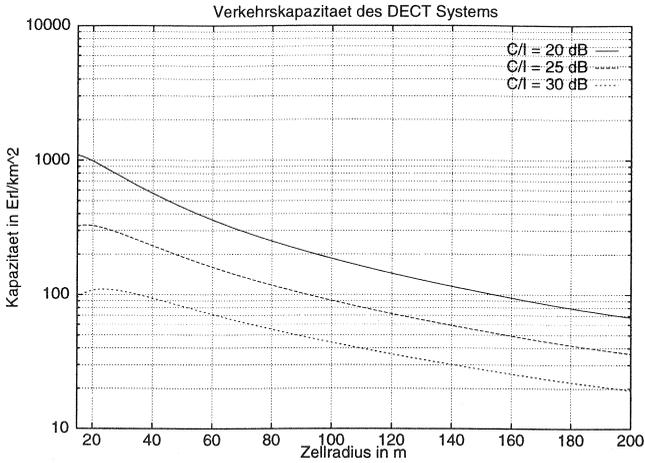


Abbildung 7.18: Kapazitätsverlauf für ein entfernungsabhängiges  $\gamma$

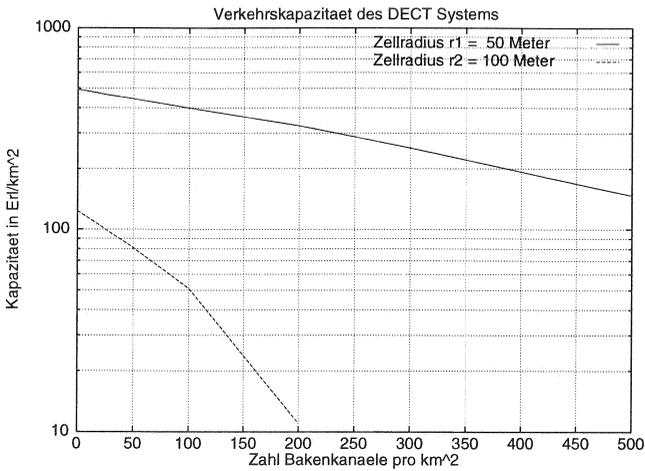


Abbildung 7.19: Einfluß von Bakenkanälen ( $(C/I)_{gef.} = 25dB, \gamma = -3.5$ )

### 7.2.2 Gemeinsame Betrachtung aller Effekte durch Simulation

Zur Berechnung der Systemkapazität unter Berücksichtigung aller begrenzenden Effekte, wird ein Szenario definiert, um die Gewichtung der Einzeleffekte festzulegen. Das betrachtete Szenario umfaßt einen innerstädtischen Bereich. In diesem Gebiet werden zwei DECT-Systeme, A und B, angenommen, die denselben Bereich versorgen und untereinander keine Synchronisation besitzen. Diese können öffentliche DECT-Systeme oder DECT basierte Nebenstellenanlagen sein. Zusätzlich werden private DECT-Installationen angenommen, die untereinander nicht synchronisiert sind.

Im folgenden wird die Systemkapazität unter der Annahme verschiedener Lastfälle simulativ bestimmt.

Dazu sind folgende Fälle berücksichtigt worden:

- Baken-Kanäle werden zufällig in freien DECT-Kanälen aufgebaut
- Stationen des Systems B sind untereinander synchronisiert und werden in, aus Sicht des Systems B, freie Kanäle plaziert
- Private DECT Verkehrskanäle werden asynchron in den DECT-Kanälen aufgebaut

Dabei werden in der Simulation zuerst die Dummy Bearer, und anschließend zufällig die Verkehrskanäle für das System B und die privaten Installationen plaziert. Aus dem, für die Stationen aus dem System A verbleibenden, virtuellen Kanalbündel wird die Blockierwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des Verkehrsangebot im System A berechnet.

In der Simulation wurde aus der Sicht des Systems A das virtuelle Kanalbündel, bzw. die Blockierwahrscheinlichkeit in drei typischen Fällen und verschiedenen Lastsituationen betrachtet:

1. Interferenz mit einem weiteren aynchronen System B und Störung durch private DECT Installationen, d.h. Dummy Bearer und Verbindungen privater Anlagen
2. Interferenz nur durch System B (asynchron zu A)
3. Störungen durch private DECT-Installationen, d.h. Dummy Bearer und Verbindungen in privaten Systemen

Im ersten Fall wird das System A durch ein weiteres System B und durch private Installationen gestört. Das System B arbeitet asynchron zu dem

betrachteten System A. Die privaten DECT RFPs betreiben jeweils einen Baken-Kanal. Die Anzahl der betrachteten Verbindungen und Bakenkanäle im Interferenzbereich sowie die sich ergebenden Verkehrskapazitäten für eine Verlustwahrscheinlichkeit von  $p_B = 1\%$ , sind in der Tab. (7.20) zusammengefaßt. Die Ergebnisse sind auf die Fläche des Interferenzbereiches normiert, d.h., je nach Zellgröße, gewähltem Signal-Störleistungsverhältnis und angenommenen Dämpfungsexponenten ergeben sich unterschiedliche Verkehrskapazitäten des DECT-Systems. Die angegebenen Werte beschreiben den getragenen Verkehr des zur Verfügung stehenden Bedienbündels und haben die Dimension Erlang. Sie beinhalten den Verkehr der asynchronen Systeme A und B und den Verkehr der privaten DECT-Installationen und sind auf die Interferenzfläche normiert, d.h. je nach Funkausbreitungsbedingungen ergeben sich unterschiedliche Interferenzflächen und daher andere Werte der Kapazität in Erlang pro  $km^2$ .

Szenario 1	Last 1	Last 2	Last 3
Anzahl Baken-Kanäle	50	75	100
Anzahl Verbindungen im System B	5	7	10
Anzahl privater DECT Verbindungen	10	15	20
Kapazität bei $p_B = 1\%$	55 Erl.	43 Erl.	41 Erl.

Abbildung 7.20: Szenario mit Baken Kanälen, asynchronem System und Stationen

Zusätzlich wurden Simulationen durchgeführt, in denen der Einfluß zweier, in sich synchronisierter, Systeme bestimmt wurde. Wieder wurden drei Lastfälle simuliert, deren Parameter in der Tabelle 7.21 zusammengefaßt sind:

Abschließend ist die Koexistenz eines synchronisierten Systems mit vollständig asynchronen Stationen untersucht worden. Die Tabelle zeigt die Simulationsparameter und die resultierende Kapazität.

### Bewertung der Ergebnisse

Die Simulationen für koexistierende Systeme haben gezeigt, daß die Kanalkapazität des DECT-Systems stark von der speziellen Verwendung abhängt.

<b>Szenario 2</b>	<b>Last 1</b>	<b>Last 2</b>	<b>Last 3</b>	<b>Last 4</b>
Anzahl Verbindungen im System B	0	20	30	40
Kapazität bei $p_B = 1\%$	102.4 Erl.	90.5 Erl.	88.0 Erl.	5.8 Erl.

Abbildung 7.21: Szenario 2: Asynchrones System

<b>Szenario 3</b>	<b>Last 1</b>	<b>Last 2</b>	<b>Last 3</b>	<b>Last 4</b>
Anzahl Baken-Kanäle	20	40	60	80
Anzahl privater DECT Verbindungen	4	8	12	16
Kanalkapazität bei $P_B = 1\%$	81.2 Erl.	62.5 Erl.	53.3 Erl.	46.1 Erl.

Abbildung 7.22: Szenario 3: Asynchrone Stationen mit Baken-Kanälen

Gerade die Wechselwirkung der Baken-Kanäle mit den Verkehrskanälen reduziert die Kapazität des Systems. Die Ergebnisse für das Szenario 1 zeigen, daß die Kapazität des DECT Bedienbündels bei asynchronen Stationen in Koexistenz mit einer hohen Zahl von Bakenkanälen auf weniger als 50 % (< 50 Erl.) der Kapazität für synchrone Stationen mit wenigen Bakenkanälen (102.4 Erl.) absinken kann, wie sie für das Szenario 2 (Last 1) simuliert wurde.

Aus den Ergebnissen für das Szenario 3 wird deutlich, daß die Kapazität des Bedienbündels stark von der Anzahl der Baken-Kanäle, bzw. der Dichte privater DECT-Installationen abhängt. Durch die Koexistenz mit privaten DECT-Betreibern wird es für öffentliche DECT Anbieter unmöglich, seinen Kunden eine festgelegte Dienstgüte zu garantieren. Ausgehend von von einer Kapazität des 120 Kanäle starken Bedienbündels von 103 Erlang, ergibt sich für einen Bereich mit 80 Bakenkanälen und 16 asynchronen DECT Verbindungen nur noch eine Gesamtkapazität von 46.1 Erlang, wobei ein großer Teil der verfügbaren Kanäle durch den Betrieb der Baken-Kanäle verloren geht.

Da gerade die Anzahl der Baken-Kanäle einen starken Einfluß auf die Ge-

samtkapazität hat, ist zur Bewertung die mögliche Zahl von Baken-Kanälen im Interferenzbereich von Interesse, die im folgenden Rechenbeispiel für ein dicht besiedeltes Gebiet abgeschätzt wird:

Angenommen der Interferenzradius des Systems ist ein Quadratkilometer ( $C/I = 25$  dB,  $\gamma = 4$ ,  $r_{Zelle} = 75$  m), dann entspricht die Zahl von DECT Feststationen pro Quadratkilometer in etwa der Zahl der Bakenkanäle (siehe Gl. 7.22).

Bei einem dicht besiedeltem Gebiet mit 2000 Einwohnern pro Quadratkilometer und einer Penetrationsrate von 5 % privaten DECT Installationen, ergibt sich eine Zahl von 100 Bakenkanälen pro Interferenzradius.

### 7.2.3 Blind Slot Effekt

Wie in Abschnitt 3.4.1 beschrieben, tritt der Blind Slot Effekt u.a. auf, wenn eine Feststation mit einer beschränkten Anzahl von Sende- und Empfangseinheiten (Transceiver) ausgestattet ist, so daß sie z.B. bei nur einem Transceiver während eines Zeitschlitzes nur eine Mobilstation bedienen kann. Für alle anderen parallelen Slots ist diese Station blind, d.h. sie kann weder Messungen auf den anderen Frequenzen vornehmen, noch kann sie über diese Slots mit anderen Stationen Kanäle betreiben. Dieser Effekt ist in der Abb. 7.23 verdeutlicht.

Selbst unter der Annahme, daß die betrachtete Feststation noch Kanäle für einen Verbindungswunsch frei hat, beeinflußt dieser Effekt die Blockierwahrscheinlichkeit von Mobilstationen in der betrachteten Zelle. Dadurch, daß die Auswahlmöglichkeit von freien Kanälen durch die Vorgabe bestimmter, freier Zeitschlitzes beschränkt ist, d.h. daß nur eine Untermenge der ursprünglich belegbaren Kanäle zur Verfügung steht, verringert sich die real verfügbare Kanalzahl des Bündels.

Dieser Effekt ist mit Hilfe einer stochastischen Simulation abgeschätzt worden. In der Simulation wurde die Kanalbelegung für eine beliebige aber feste Mobilstation betrachtet. DECT-Kanäle sind zufällig durch Verbindungen umliegender Stationen belegt worden, wie in Abb. 7.23 dargestellt. Die Wahl eines Frequenz-/Zeitkanals aller übrigen Stationen wurde zufällig durchgeführt.

Aus Sicht der betrachteten Mobilstation wurde unterdessen die Auswahlmöglichkeit eines Verbindungskanals unter Berücksichtigung von Blind Slots beobachtet. Bei Eintreten von Blockierung dieser Station ist die mitt-

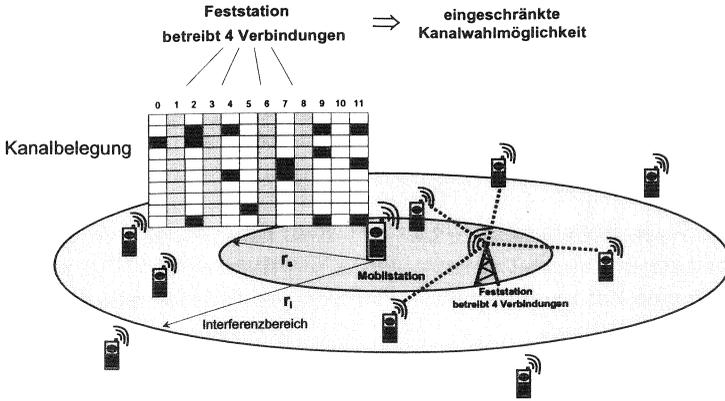


Abbildung 7.23: Kanalbelegung mit Blind Slots

lere Zahl der sich im Interferenzbereich befindlichen Stationen bestimmt worden.

Die Simulationsergebnisse sind in der Abb. 7.24 dargestellt.

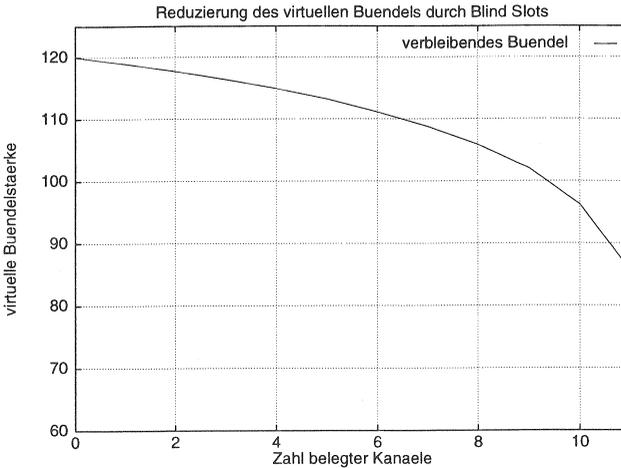


Abbildung 7.24: Blind Slot Effekt (FP mit einem Transceiver)

Betreibt die Feststation keine Verbindung, können alle Zeitschlitz gewählt werden, d.h., das Bündel aus der Sicht der Mobilstation umfaßt die volle Kapazität von 120 Kanälen. Bestehen 11 andere Verbindungen bei der Feststation, kann die Mobilstation nur auf die 10 Frequenzkanäle des verbleibenden Zeitschlitzes zugreifen. Bei zufälliger Belegung aller Kanäle können im Mittel aus Sicht dieser Station nur noch 85 Stationen in den DECT-Kanälen betrieben werden, bevor Blockierung auftritt. Die Kapazität fällt aus Sicht einer Mobilstation umso stärker ab je höher die Auslastung der Feststation ist.

In Abb. 7.25 ist die Verkehrskapazität des DECT-Systems unter Berücksichtigung des Blind Slot Effekts für  $p_B = 1\%$  dargestellt. Im Extremfall, wenn die Feststation nur noch einen Zeitschlitz zur Verfügung hat, sinkt die Kapazität aus Sicht der betrachteten Mobilstation, bei  $p_B = 1\%$ , auf 70 Erlang ab. Im Unterschied zum Blockieren wegen zu wenigen Transceiver pro RFP, bei dem nur Stationen innerhalb der gleichen Zelle zur Blockierung beitragen, beeinflussen bei Blockierung der Funkkanäle alle Stationen innerhalb des Interferenzbereiches die Blockierwahrscheinlichkeit. Gerade bei mehreren öffentlichen DECT-Anbietern kann dies zu Problemen führen, da ein Netzbetreiber die Blockierung des eigenen Netzes nicht kontrollieren kann.

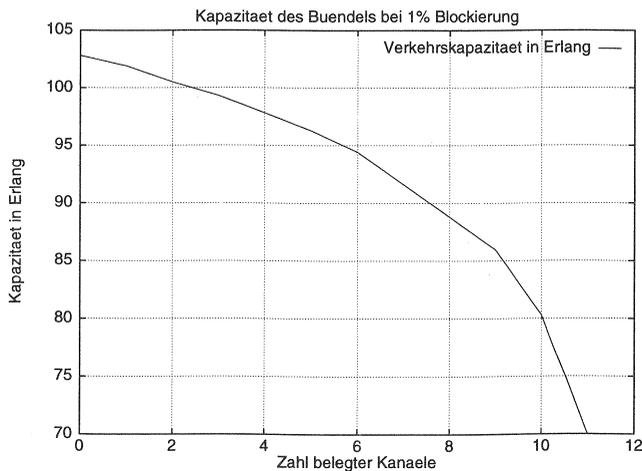


Abbildung 7.25: Kanalkapazität für  $P_B = 1\%$



## Maßnahmen zur Optimierung der Funkkanalverwaltung

Die Leistungsfähigkeit des Systems wird in großem Maße von den frei definierbaren Algorithmen des Systems beeinflusst. In diesem Abschnitt wird der Handoveralgorithmus optimiert und ein weiterer Algorithmus vorgeschlagen, welcher die Leistungsfähigkeit des Systems verbessert.

### 8.1 Handoveralgorithmen

Der Handover (siehe Kap. 2.6) wird im DECT-System in drei Phasen durchgeführt:

- 1. Messung der Empfangsdaten** Um Aussagen über die Güte der aktuellen Verbindung zu bekommen, messen Mobil- und Feststation relevante Empfangsdaten, wie z.B. Leistung des Empfangssignals und Bitfehlerhäufigkeiten, von jeder betriebenen Verbindung.
- 2. Handover Entscheidung** In einem definierten Algorithmus werden die gemessenen Empfangsdaten geeignet aufbereitet und einem Entscheider zugeführt. Ergebnis ist entweder, den aktuellen Kanal weiterzuverwenden oder einen Kanalwechsel anzufordern (*handover\_request*).
- 3. Handover Durchführung** Die im Systemstandard definierten Protokolle werden ausgeführt, um den Übertragungskanal zu wechseln.

Ziel des gesamten Handovervorganges ist eine optimale Zuordnung von Mobilstationen zu Feststationen.

#### 8.1.1 Gründe für einen Handover

Es gibt drei Gründe für einen Handover:

1. schlechte Verbindungsqualität
2. Netz-Management-Kriterien

### 3. Dienste-Kriterien

Der Handover aufgrund der Verbindungsqualität ist der am häufigsten vorkommende Grund. Kriterien der Verbindungsqualität sind z.B. schlechte, absolute oder relative Signalstärke, hohe Bitfehlerrate auf dem Kanal oder häufige Synchronisationsfehler.

**Gründe für einen Inter-Cell Handover** Der häufigste Grund für einen Inter-Cell Handover, d.h. einem Handover zwischen zwei Feststationen, ist, wenn sich eine Mobilstation aus dem Versorgungsbereich einer Feststation (Zelle 1) in den Versorgungsbereich einer anderen Feststation (Zelle 2) bewegt (Verbindungsqualität).

Ein anderer möglicher Grund ist, daß Feststation 1 stärker ausgelastet ist als die benachbarte Feststation 2. In diesem Fall kann das Netz Mobilstationen, die sich im Überlappungsbereich der Funkversorgung beider Feststationen befinden und der Feststation 1 zugeordnet sind, anweisen einen Handover zur Feststation 2 durchzuführen (Netz-Management).

Ein Inter-cell Handover zwischen zwei Zellen kann auch dann sinnvoll sein, wenn beispielsweise eine Feststation nicht den gewünschten Dienst zur Verfügung stellen kann oder der Nutzer zu einem anderen Netzanbieter wechseln möchte (Dienste-Kriterien).

**Gründe für einen Intra-Cell Handover** Der Wechsel des Übertragungskanals innerhalb einer Zelle ist typischerweise auf Interferenz einer anderen Station zurückzuführen. Dies kann zum einen durch Driften eines Zeitschlitzes einer asynchronen Station eines anderen DECT-Systems hervorgerufen werden, zum anderen kann die Mobilität der Stationen innerhalb eines DECT-Systems dazu führen, daß sich Stationen, die denselben Zeitschlitz nutzen, zu nahe kommen und somit einer von beiden den Kanal wechseln muß.

## 8.1.2 Messung der Empfangsdaten

Im DECT-System können folgende Parameter zur Handoverentscheidung herangezogen werden:

**A-Feld CRC** Das A-Feld eines DECT-Rahmens ist mit einer 16 bit Prüfsumme (CRC) zur Fehlererkennung gesichert. Daher können eine oder mehrere Bitfehler im A-Feld mit sehr hoher Wahrscheinlich-

keit erkannt werden. Es kann somit auf die aktuelle Bitfehlerrate des Kanals geschlossen werden.

**B-Feld CRC (ungeschütztes Format)** Ebenso wie das A-Feld, ist das B-Feld mit einer Prüfsumme zur Fehlererkennung ausgestattet. Die Fehlererkennung ist aufgrund der kurzen Prüfsumme eingeschränkt.

**B-Feld CRC (geschütztes Format)** Neben dem dem ungeschützten Format gibt es die Möglichkeit, bei reduzierter Übertragungsrate die B-Feld Daten speziell zu schützen (vgl. Abb. 3.5). Die jeweils 16 bit CRC können ebenfalls zur Bitfehlerratenprädiktion herangezogen werden.

**Vergleich von X- und Z-Feld CRC** Es können mehrere DECT-Systeme ohne Synchronisation koexistieren. Daher ist es möglich, daß durch Quarz-Ungenauigkeiten Zeitschlitze langsam ineinander gleiten (sliding collision) und zu Kollisionen führen. In diesem Fall muß eine der beiden Stationen einen Handover durchführen. Die Kollision kann durch einen Vergleich von X- und Z-Feld erkannt werden, vgl. Abb. 3.4.

**Signalpegel (receive signal strength indicator, RSSI)** Der Signalpegel ist ein wichtiger Indikatoren für einen Handover, da er sehr stark mit der Entfernung zwischen Fest- und Mobilstation korreliert ist. Empfängt die Mobilstation von einer anderen Feststation einen stärkeren Signalpegel als von der aktuell zugeordneten Feststation, kann davon ausgegangen werden, daß ein Handover die Signalstärke dauerhaft verbessert.

**Frequenzschwankungen** Frequenzschwankungen können dazu führen, daß bei der Demodulation der frequenzmodulierten Signale Bitfehler entstehen, die durch Wechsel des Kanals bzw. der Feststation vermieden werden können.

**Synchronisationsimpuls** Wenn das Synchronisationsfeld des gesendeten Rahmen nicht richtig empfangen werden kann, kann der übrige Rahmens nicht demoduliert werden. Ursachen können starke Interferenzen anderer Stationen oder eine zu große Entfernung zur zugeordneten Feststation sein.

### 8.1.3 Handover-Entscheidung

Nachfolgend wird ein Algorithmus vorgestellt, der anhand der im DECT-System bestimmten Meßwerte eine gutes Systemverhalten aufweist. Mit

dem, in Kap. 9 vorgestellten, Simulationstool DESI sind eine Vielzahl Simulationen zur Optimierung (Verlustwahrscheinlichkeit, Empfangssituation) vorgenommen worden.

Abb. 8.1 zeigt ein Blockdiagramm des untersuchten Handoveralgorithmus.

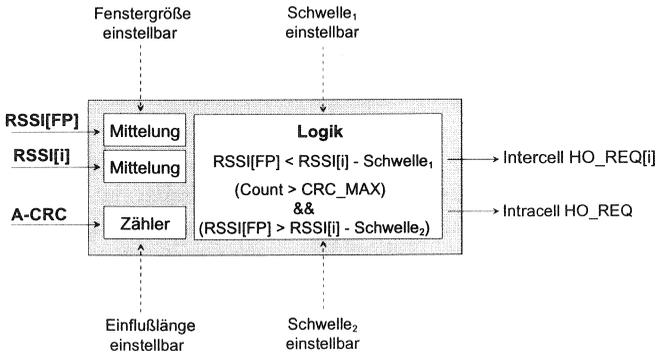


Abbildung 8.1: Parameter und ihre Behandlung beim untersuchten Handoveralgorithmus

Da in einem Modell zur stochastischen Simulation nicht alle Parameter wie z.B. Frequenzschwankungen und Synchronisationsfehler im Detail modelliert werden können, sind nur relevante Parameter berücksichtigt worden. Zur Entscheidung zieht der Handoveralgorithmus die unten aufgezählten Kriterien heran, die ausreichen, eine Handoveranforderung sicher vorherzusagen.

- RSSI Wert der Verbindung
- CRC von A-Feld und B-Feld

Der Handoveralgorithmus mittelt die gemessenen RSSI Werte in einem Puffer über eine frei einstellbare Zahl von Meßwerten. Der gemittelte RSSI Wert der aktuell zugeordneten Feststation (RFP) wird unter Berücksichtigung der *Handover-Schwelle 1* mit den gemittelten RSSI Werten der *i* stärksten umliegenden Feststationen verglichen. Zusätzlich werden die Ergebnisse des Prüfsummenvergleichs über eine gewisse Anzahl von Werten beobachtet und zur Entscheidungsfindung herangezogen. Variabel ist sowohl die Anzahl der Werte als auch die erlaubte Zahl der fehlerhaften A-Felder.

Der Einfluß der Mittelung, der Handoverschwelle, der Zahl ausgewerteter CRC Felder und die Anzahl fehlerhafter A-Felder auf die Leistungsfähigkeit des Handover Algorithmus sind simulativ untersucht worden. Die Ergebnisse sind im Kap. 9 zusammengefaßt.

### Optimale Parameter:

Wie dort gezeigt wird, kann eine ungünstige Wahl der Handoverparameter eine sehr schlechte Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems ergeben, z.B. eine Beeinträchtigung der Kapazität bei gegebener Dienstgüte oder eine Verschlechterung der Empfangslage der Stationen. Die Gesamtzahl der durchgeführten Handover kann bei günstiger Wahl der Parameter stark reduziert werden, ohne die Signalqualität (Signalpegel, C/I-Verhältnis) zu beeinträchtigen. In vielen Fällen liegt die Bitfehlerrate bei einer guten Einstellung der Handoverparameter besser als bei einer schlechten Wahl der Parameter.

Tabelle 8.2 faßt die durch Simulation als günstig bewertete Kombination von Parametern für die Handoverentscheidung zusammen:

Parameter	Wert
Handoverschwelle	15 dB
Länge des Mittelungsfensters	15 Rahmen
Anzahl beobachteter CRC-Felder	30
Anzahl von CRC Fehlern	3

Abbildung 8.2: Optimale Handoverparameter

## 8.2 Dynamische Steuerung der Zellgröße

Bei der Untersuchung der Verkehrskapazität ist davon ausgegangen worden, daß jede Feststation eine Vielzahl von Verbindungen gleichzeitig bedienen kann. Wie im Abschnitt 3.4.1 erwähnt, werden aus Kostengründen Feststationen in den meisten Fällen mit nur einer Sende- und Empfangseinrichtung (Transceiver) ausgestattet, was dazu führt, daß maximal 12 Verbindungen gleichzeitig bedient werden können. Im Heimbereich ist es sogar üblich, die

Feststationen mit wenig leistungsfähigen Synthesizern auszustatten, die keinen Frequenzwechsel innerhalb der Schutzzeit zwischen zwei Zeitschlitzten erlauben. Dadurch verringert sich die Zahl nutzbarer Kanäle auf sechs. Blockierungen wegen belegter Kanäle der Feststationen werden als Blockierung wegen Kanalmangel (resource blocking) bezeichnet.

### 8.2.1 Modellierung des dynamischen Verhaltens der Teilnehmer

Das Verkehrsangebot an eine DECT-Feststation hängt von der Anzahl und dem Angebot der Teilnehmer in ihrem Funkausleuchtungsbereich ab, wobei die Anzahl der Teilnehmer aufgrund ihrer Mobilität in kleinen DECT-Zellen schnell veränderlich ist. Dies hat zur Folge, daß das Verkehrsangebot an eine Feststation stark schwanken kann. Gerade in öffentlichen DECT-Systemen können bestimmte Ereignisse zu einem lokal erhöhten Verkehrsangebot führen.

#### Mobilität der Teilnehmer:

Um die Verteilung der Anzahl der Stationen pro Zelle zu modellieren, sei angenommen, daß sich  $N$  Stationen unabhängig voneinander zufällig verteilt, auf einer Kugel mit dem Radius  $R$  befinden. Die Kugelform vermeidet Randeffekte bei der Verteilung. Die Wahrscheinlichkeit, daß sich bei  $N$  Stationen genau  $n$  Stationen auf einem Oberflächenstück der Kugel befinden, welches der Zellfläche mit einem Zellradius  $r$  um die betrachtete Feststation entspricht, berechnet sich nach der Binominalverteilung [5]

$$p_n^{(N)} = \binom{N}{n} p^n q^{N-n} \quad (8.1)$$

wobei sich die Einzelwahrscheinlichkeit  $p$  zu

$$p = \frac{\text{Zellfläche}}{\text{Gesamtfläche}} \quad (8.2)$$

berechnet.

Das Flächenstück der Kugel berechnet sich zu

$$S = \pi(h^2 + 2a^2) \quad (8.3)$$

mit  $h$ , der Höhe des Kugelabschnitts und  $2a$ , dem Abschnittsradius (vgl. [5]).

Die Einzelwahrscheinlichkeit  $p$  ergibt sich damit zu

$$p = \frac{\pi(h^2 + 2a^2)}{4\pi R^2} = \frac{1}{4} \frac{h^2}{R^2} + \frac{1}{2} \frac{a^2}{R^2} = \frac{1}{2} \left(\frac{a}{R}\right)^2 \quad (8.4)$$

Mit der Annahme, daß die Kugel eine unendliche Ausdehnung besitzt, wird die Einzelwahrscheinlichkeit  $p$  unendlich klein und die Zahl  $N$  der Stationen unendlich groß, d.h., die Binominal-Verteilung geht in eine Poisson-Verteilung über. Der Parameter  $\lambda$  der Poisson-Verteilung ergibt sich zu

$$\lambda = N \cdot p = N \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{a}{R}\right)^2 \quad (8.5)$$

Mit  $N$  Stationen auf der Kugel mit dem Radius  $R$  berechnet sich eine Dichte (Stationen pro Flächenelement) von

$$\bar{N} = \frac{N}{4\pi R^2} \quad (8.6)$$

Mit  $N = \bar{N} \cdot 4\pi R^2$  folgt für  $\lambda$

$$\lambda = \bar{N} \cdot 4\pi R^2 \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{a}{R}\right)^2 = \bar{N} \cdot 2\pi a^2 \quad (8.7)$$

Da  $h \ll a$  entspricht  $2\pi a^2$  dem Oberflächenstück der Kugel und damit der Fläche der Zelle  $F_{zelle}$ .

Für  $\lambda$  folgt daher

$$\lambda = \bar{N} \cdot F_{zelle} \quad (8.8)$$

Die Wahrscheinlichkeit  $p_n$ , daß sich  $n$  Stationen innerhalb der Zellfläche  $F_{zelle}$  befinden entspricht der Poisson-Verteilung mit  $\lambda$  als Parameter der Verteilung und berechnet sich zu

$$p_n = \frac{\lambda^n}{n!} e^{-\lambda} \quad (8.9)$$

### Modellierung der Feststation als Wartesystem:

Analog zur Modellierung der Belegung des Funkkanals in Kap. 7.1.1, kann die Feststation als Wartemodell modelliert werden, wobei die Anzahl der Bedieneinheiten der Zahl zur Verfügung stehender Zeitkanäle entspricht.

Aus verkehrstheoretischer Sicht spricht man von Verlust oder Blockierung, wenn alle Zeitkanäle der Feststation mit Verbindungen belegt sind und ein

weiterer Verbindungswunsch besteht. Verbindungswünsche von sich in der Zelle befindlichen Teilnehmer sind völlig unabhängig voneinander, d.h., der Ankunftsprozeß im Wartemodell kann durch einen Poisson-Prozeß modelliert werden. Da Verbindungswünsche abgewiesen werden, wenn keine Bedieneinheit frei ist, kann das Verkehrsverhalten einer DECT-Feststation als M/M/k-0 Verlustsystem modelliert werden.

Es sei  $p_v(n)$  die Wahrscheinlichkeit, daß für ein konstantes Verkehrsangebot  $n \cdot \rho_0$  das Kanalbündel mit  $k$  Kanälen besetzt ist, wobei  $\rho_0$  das Angebot pro Mobilstation und  $n$  die Anzahl Mobilstationen in der entsprechenden Zelle ist. Für das betrachtete Modell ist  $p_v(n)$  durch die Erlang-B Formel gegeben

$$p_v(n) = \frac{\frac{(n \cdot \rho_0)^k}{k!}}{\sum_{i=1}^k \frac{(n \cdot \rho_0)^i}{i!}} \quad (8.10)$$

### Verlustwahrscheinlichkeit einer Mobilstation unter Berücksichtigung der Mobilität:

Wie im Abschnitt über die Mobilität von Teilnehmern gezeigt wurde, ist die Anzahl der sich in einer Zelle befindlichen Mobilstationen nicht konstant sondern variabel.

Die Verlustwahrscheinlichkeit  $P_{v,mobil}^{ges.}$  für zufällig verteilte Mobilstationen berechnet sich aus der mit der Wahrscheinlichkeit  $p_n$  gewichteten Summe der Verlustwahrscheinlichkeiten  $p_v(n)$

$$P_{v,mobil}^{ges.} = \sum_{n=1}^{\infty} p_v(n) \cdot p_n \quad (8.11)$$

mit  $\rho$  dem Gesamtangebot und  $\rho_0 = \frac{\rho}{n}$  dem Angebot pro Mobilstation, ergibt sich bei einer Dichte  $\bar{N}$  und einer Zellfläche  $F_{zelle}$  eine gesamte Verlustwahrscheinlichkeit von

$$P_{v,mobil}^{ges.} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\frac{(n\rho_0)^k}{k!}}{\sum_{i=1}^k \frac{(n\rho_0)^i}{i!}} \cdot \frac{(\bar{N}F_{zelle})^n}{n!} e^{-(\bar{N}F_{zelle})} \quad (8.12)$$

Die Abb. 8.3 zeigt den Einfluß der Mobilität der Stationen auf die Verlustwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der mittleren Anzahl von Mobilstationen pro Zelle und verschiedenen Angeboten pro Mobilstation, sowohl für

den mobilen als auch für den Fall ortsfester Stationen. In diesem Modell wird die Anzahl ortsfester Stationen durch eine gleichmäßige Aufteilung der Stationen auf alle Zellen modelliert, d.h. die Verlustwahrscheinlichkeit entspricht der Gleichung 8.11 mit  $p_n = 1$  für  $n = \bar{N} \cdot F_{Zelle}$  und  $p_n = 0$  sonst.

$$P_{v,fest}^{ges.} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\bar{N} F_{Zelle} \rho_0)^k}{k!} \sum_{i=1}^k \frac{(\bar{N} F_{Zelle} \rho_0)^i}{i!} \quad (8.13)$$

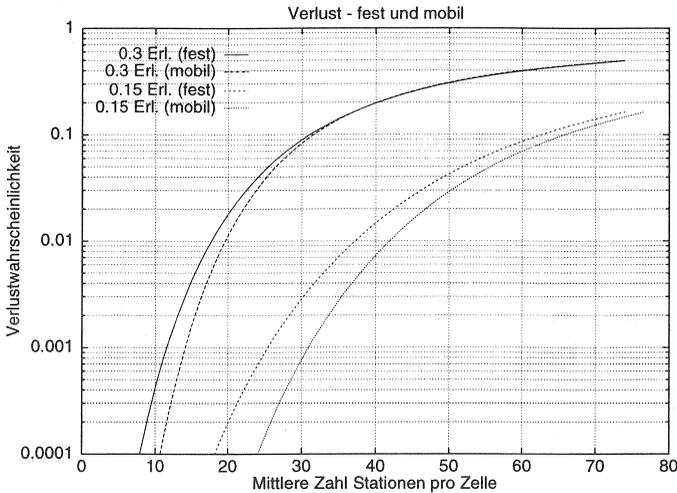


Abbildung 8.3: Verlustwahrscheinlichkeit für ortsfeste und mobile Stationen

Bei über alle Zellen gleichmäßig verteilten Stationen und ohne Mobilität liegt die Verlustwahrscheinlichkeit gegenüber mobilen Stationen niedriger, d.h. ohne Mobilität kann bei der Funknetzplanung bei gleicher Verlustwahrscheinlichkeit und gleichem Angebot pro Mobilstation eine höhere Stationendichte pro Zelle angenommen werden.

In realen Systemen wird der Einfluß der Mobilität höher sein, da der Poisson-Verteilung ein Zufallsprozeß unterliegt, während die Aufenthaltswahrscheinlichkeiten von Stationen Korrelationen unterliegen. Dies führt dazu, daß die zeitweise Belastung einzelner Zellen weiter ansteigen kann.

Verringert man die Zellfläche nimmt die Anzahl der sich in der Zelle befindenden Stationen, und deshalb die Verlustwahrscheinlichkeit ab. Diese Tatsache kann man nutzen um die Verteilung der Stationen dynamisch und dezentral zu regeln, um zeitweise Überlastungen einzelner RFPs und die daraus resultierende erhöhte Verlustwahrscheinlichkeit zu vermeiden.

### 8.2.2 Algorithmus zur dynamischen Zellgrößensteuerung

In Funksystemen muß infolge der topographiebedingten, zumeist sehr unregelmäßigen Funkausleuchtung, eine Überlappung von Funkzonen vorgesehen werden, um sicherzustellen, daß in der Versorgungsfläche eine ausreichende Funkfeldstärke vorhanden ist.

Wie in Abb. 8.4 gezeigt, kann die Mobilstation im Überlappungsbereich von Zellen ihre Verbindung zu alternativen Feststationen aufbauen.

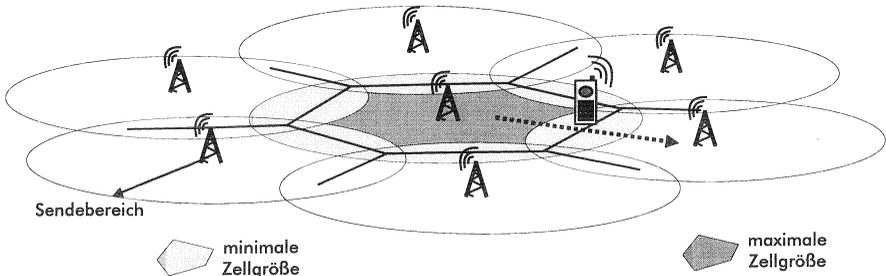


Abbildung 8.4: Alternative Feststationen im Überlappungsbereich

Üblicherweise wählt die Mobilstation für eine Verbindung die Feststation, von der sie den stärksten Signalpegel empfängt. Falls sich innerhalb einer Zelle Mobilstationen befinden, die keine Feststationsalternativen haben, und ihr Verbindungswunsch infolge belegten Kanalbündels abgewiesen werden muß, obwohl in den Nachbarzellen noch Kapazität frei ist, wäre die Blockierung dieser Mobilstation zu vermeiden, wenn die Belastung der Zelle vorsorglich auf Kosten alternativer Feststationen reduziert worden wäre.

Diese Überlegung ist die Grundlage für die dynamische Zellgrößenanpassung (dynamic cell size adjustment, DCESA). Da Mobilstationen keine Informa-

tionen über die aktuelle Belastung der zugeordneten und umliegenden Zellen haben, müssen diese Informationen den Mobilstationen verfügbar gemacht werden, um die Anpassung der Zellgröße an die Lastsituation umzusetzen. In Kapitel 3.4 wurde die Funktionsweise der Funkbetriebsmittelverwaltung des DECT-Systems vorgestellt. Von den dort beschriebenen Funktionen werden beim DCESA-Algorithmus der Verbindungsaufbau und der Handover leicht modifiziert:

- jede Feststation muß im Baken-Kanal ihre aktuelle Auslastung mitteilen (dies kann kodiert in wenigen Bits erfolgen)
- Mobilstationen berechnen daraus, ausgehend von einem Basiswert, einen feststationsspezifischen Fairneßparameter, der die Zuordnung der Mobilstation zu einer Feststationen begünstigt oder erschwert
- der Parameter wird, neben dem Empfangspegel der Stationen, beim Verbindungsaufbau und beim Handover berücksichtigt

Die prinzipielle Auswirkung des Fairneßparameters auf die eigentliche Zellgröße ist in Abb. 8.5 dargestellt. In der Abbildung sind die Empfangspegelverläufe für zwei Zellen prinzipiell dargestellt. Die minimale Zellgröße der zugeordneten Zelle ist durch die redundanten Ausleuchtungsbereiche der umliegenden Feststationen gegeben, während die maximale Zellgröße durch die minimal akzeptierbare Signalstärke gegeben ist.

Die Mobilstation vergleicht periodisch die Signalstärken der zugeordneten Station mit denen der umliegenden Stationen. Wie in Abb. 8.5 gezeigt, ist es möglich, durch Modifikation der Handoverschwelle die Zellgröße positiv oder negativ zu beeinflussen.

Durch den Fairneßparameter wird die Position der Zellgrenzen zwischen einzelnen Feststationen verändert, abhängig von ihrer jeweiligen Auslastung. Ist die Last in einer Nachbarzelle relativ höher, bewirkt ein positiver Fairneßparameter eine Vergrößerung der eigenen Zelle in den Bereich der stärker ausgelasteten Zelle (Abb. 8.6).

Da bei geringen Auslastungen der Zellen kein Handlungsbedarf für eine Zellgrößenanpassung besteht, kann die Kennlinie zwischen Auslastung der Feststationen und dem Fairneßparameter nichtlinear sein. Der Fairneßparameter wird für die aktuell zugeordnete Feststation und derjenigen Feststation in der Umgebung, die mit dem stärksten Signalpegel zu empfangen ist, berechnet. Der Berechnung wird anhand einer vorgegebenen Kennlinie in Abhängigkeit der aktueller Auslastung durchgeführt, wie in Abb. 8.7 dargestellt.

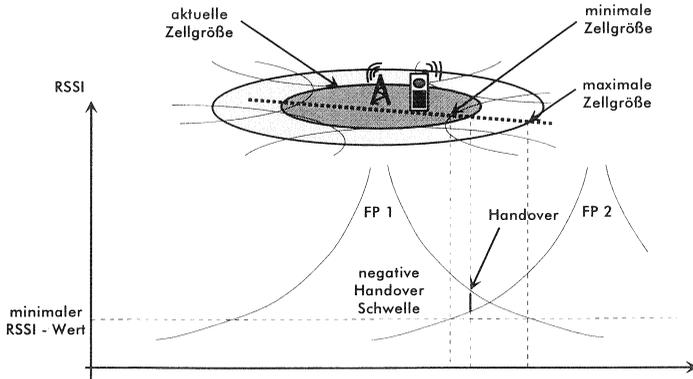


Abbildung 8.5: Verkleinern der Zelle (Auslastung Zelle 1 > Last Zelle 2)

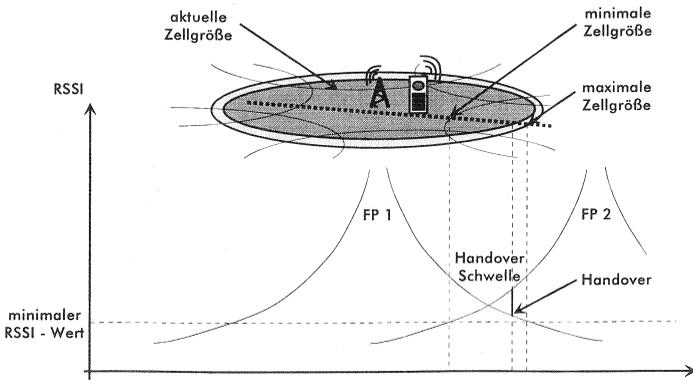


Abbildung 8.6: Vergrößern der Zelle (Auslastung Zelle 1 < Last Zelle 2)

Eine Optimierung der Kennlinie und Simulationsergebnisse zu DCESA sind im Kap. 9 zu finden.

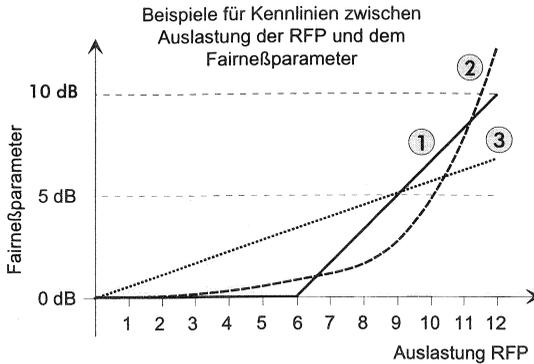


Abbildung 8.7: Beispiel zur Bestimmung des Fairneßparameters

Die Handover-Schwelle wird entsprechend Abb. 8.8 in Abhängigkeit des Fairneßparameters der Feststationen für jede Mobilstation individuell bestimmt.

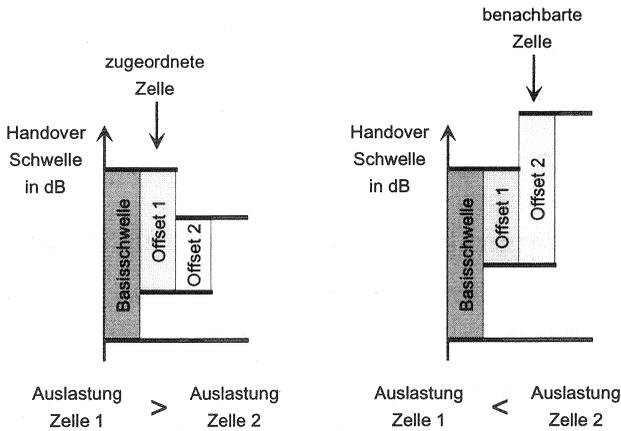


Abbildung 8.8: Berechnung der Handoverschwelle

Von einem Basiswert, welcher der Handoverschwelle im Fall ohne DCESA entspricht, wird der Offsetwert der zugeordneten Basisstation subtrahiert. Zu diesem Wert wird der entsprechende Offset der Basisstation, von der der stärkste Empfangspegel empfangen wird, addiert.

Je nach relativer Auslastung stellt sich die Handoverschwelle adaptiv so ein, daß die Zellgrenze zur betrachteten Nachbarstation so verändert wird, daß benachbarte Zellen gleich ausgelastet sind. Da im Handoveralgorithmus ohnehin nur die aktuell stärkste Station berücksichtigt wird, ergibt sich kein zusätzlicher Aufwand in der Mobilstation. Das Blockdiagramm des mit DCESA modifizierten Handoveralgorithmus ist in der Abbildung 8.9 dargestellt. Zusätzlich zu den ohnehin benötigten Informationen, wie RSSI und CRC, berechnet der Algorithmus den Fairneßparameter für die stärkste benachbarte Feststation und berücksichtigt diesen bei der Handoverentscheidung.

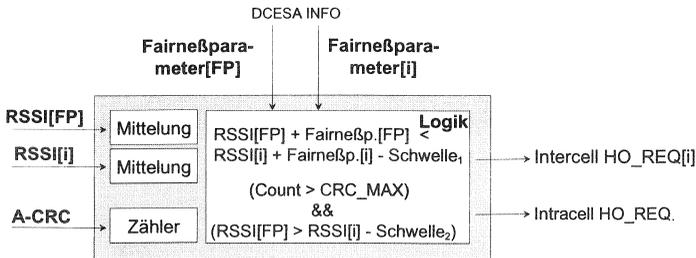


Abbildung 8.9: mit DCESA modifizierter Handover Algorithmus

### 8.2.3 Abschätzung des Gewinns durch DCESA

Der Gewinn der mit DCESA zu erreichen ist, hängt sehr stark von der vorliegenden Umgebung, bzw. Funkausleuchtung ab. In Bereichen, in denen Zellen stark überlappen, ist der Gewinn durch DCESA größer als in Bereichen mit wenigen Überlappungen der Zellen.

Prinzipiell kann man zur Diskussion des möglichen Gewinns die Gleichung 8.12 heranziehen, die den Zusammenhang zwischen der Blockierwahrscheinlichkeit  $P_v^n$  und der Zellfläche  $F_{Zelle}$  beschreibt. Dabei ist jedoch zu be-

achten, daß bei der Summenbildung die Zellgröße nicht mehr konstant ist, sondern eine Funktion der Anzahl der Stationen pro Zelle.

Der maximal zu erreichende Gewinn ergibt sich aus einem Vergleich der Verlustwahrscheinlichkeit bei gleichmäßiger Verteilung der Stationen über die Zellen mit der Verlustwahrscheinlichkeit für mobile Teilnehmer, da der DCESA Algorithmus im Idealfall eine Gleichverteilung der Stationen auf alle RFPs erreichen kann, siehe Abb. 8.3.



## **Simulationsexperimente zur Optimierung der Funkkanalverwaltung**

Die Leistung der Funkbetriebsmittelverwaltung eines Funksystems hängt von sehr vielen Parametern ab, deren Eigenschaften nicht ausreichend realistisch zur analytischen Berechnung modelliert werden können. Die stochastische Simulation bietet die Möglichkeit, die Funkbetriebsmittelverwaltung zu analysieren und zu bewerten.

In der Simulation werden zur quantitativen Beschreibung der Funkbetriebsmittelverwaltung neben der funktionellen Modellierung alle wichtigen Systemparameter als Zufallsvariablen dargestellt, die entsprechend ihren statistischen Verteilungen auf die Modelle des Systems einwirken. Die stochastische Simulationstechnik hat bei der Bewertung der Funkbetriebsmittelverwaltung den Vorteil, eine Vielzahl der beeinflussenden Parameter zu berücksichtigen.

### **9.1 Modellierung des DECT-Systems im Simulator DESI**

Im Rahmen der hier vorliegenden Arbeit ist, gestützt auf mehrere Diplomarbeiten, ein umfangreiches Simulationswerkzeug (DESI - DEct SIMulator) entstanden, mit dessen Hilfe ein frei definierbares bezüglich der Leistungsfähigkeit der DECT Funkbetriebsmittelverwaltung untersucht und bewertet werden kann.

#### **9.1.1 Simulationskonzept**

Im Unterschied zu anderen Mobilfunksystemen, wie z.B. dem GSM-System, hängt die Leistungsfähigkeit der DECT Funkbetriebsmittelverwaltung im wesentlichen von Störungen ab, die von anderen DECT-Endgeräten im gleichen (oder fremden) System erzeugt werden. Dies begründet sich vor allem

durch die dezentrale, dynamische Kanaluweisung, die auf Messungen von Interferenzen anderer Stationen basiert.

Das der Simulation zu Grunde liegende Konzept ist, in der Simulationsumgebung eine Vielzahl von Stationen zeitdiskret zu simulieren und alle Stationen bezüglich ihrer Leistungsparameter auszuwerten. Die Stationen bewegen sich in der Simulation zufällig, entsprechend ihrer Nutzung, durch die Simulationsumgebung. In dieser periodenorientierten Simulation ist die DECT-Rahmenstruktur (10 ms Dauer) als Simulationsperiode gewählt worden, da Wechselwirkungen zwischen Stationen im DECT-System nicht feiner auflösbar sind.

Eine wichtige Aufgabe bei der Entwicklung des Simulationsprogramms war die detaillierte Nachbildung der Funkausleuchtung. Mangels geeigneter statistischer Modelle für die Funkausbreitung innerhalb von Gebäuden, ist in der Simulation die Funkfelddämpfung mit Hilfe der Strahlverfolgungsmethode (Kap. 6.1) nachgebildet. Die entsprechenden Berechnungen werden vor Beginn der Systemsimulation durchgeführt und die Ergebnisse für eine bestimmte Simulationsumgebung in einer Datei zwischengespeichert. Während der Systemsimulation werden die entsprechenden Funkdaten aus der Datei ausgelesen und der stochastischen Simulation zur Verfügung gestellt.

Da neben der Leistungsbewertung der Funkbetriebsmittelverwaltung auch verschiedene Handover-Algorithmen untersucht werden sollten, mußte die Mobilität der Stationen ebenfalls modelliert werden, da typische Handovereffekte u.a. durch die aktuelle Geschwindigkeit der Stationen beeinflusst werden.

### 9.1.2 Aufbau des Simulationswerkzeugs DESI

Der Simulator DESI wurde in C++ unter UNIX entwickelt. DESI basiert in vielen Teilen auf der, am Lehrstuhl für Kommunikationsnetze entwickelten C++-Klassenbibliothek CNCL [49]. Zur graphischen Darstellung der Simulationsergebnisse zur Laufzeit wird das Werkzeug GIST (graphical interactive simulation result tool) des Lehrstuhls verwendet [35].

Die Abb. 9.1 zeigt einen Überblick über die Komponenten des Simulators.

**Szenariodaten** Die für die Simulation relevanten Szenariodaten werden in einer Datei gespeichert. Die Daten bestehen im wesentlichen aus einer

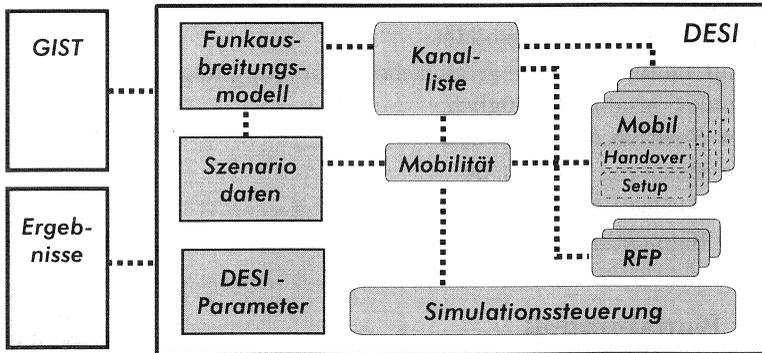


Abbildung 9.1: Blockdiagramm des Simulators DESI

Beschreibung des zu simulierenden Gebäudes (Abmessungen, Material der Wände, Positionen der Feststationen).

**Funkausbreitungsmodell** In einem Vorlauf zur Simulation wird zu jedem Punkt des Simulationsszenarios die Funkfelddämpfung bezüglich jeder Feststation berechnet. Die berechneten Werte werden in einer Datei gespeichert, so daß sie weiteren Simulationen zur Verfügung stehen.

**Mobilität** Das Mobilitätsmodul steuert die Positionen der Stationen im vorgegebenen Szenario.

**Kanalliste** Das Programmmodul Kanalliste ist eine Datenstruktur, die die Signalpegel aller aktiven Stationen verwaltet und die Berechnung der Interferenzleistungen und Bitfehlerraten für die Stationen übernimmt.

**DESI-Parameter** Alle Simulationsparameter werden dem Simulator in einer Datei übergeben.

**Simulationsteuerung** Die Simulationsteuerung umfaßt Aufgaben, wie die Generierung von Verbindungswünschen, periodenorientierten Aufruf einzelner Programmteile, Auswertung der Simulationsdaten und Beendigung der Simulation. Für jede bestehende Verbindung werden die Objekte, welche die Funktionalität der Mobilstationen beinhaltet, gesteuert.

**Mobil** Die Funkbetriebsmittelverwaltung der Mobilstationen wird nachgebildet. Empfangsdaten, wie Signalstärke und Bitfehlerrate, werden von der Kanalliste bereitgestellt.

**RFP** Funktionen des RFPs, die die Funkbetriebsmittelverwaltung beeinflussen, werden nachgebildet.

**GIST** Zur Laufzeit ist eine graphische Darstellung folgender Elemente des Simulationsablaufs möglich:

- Position der Stationen
- Belegung der Kanäle
- Auslastung der Feststationen
- Signalstärke, Interferenz und Bitfehlerrate einzelner Stationen

### 9.1.3 Kanalmodell

Grundlage der Simulation ist ein Funkausleuchtungsmodell, basierend auf einem Ray Tracing Verfahren (siehe Kap. 6.1). Das hier verwendete Verfahren hat gegenüber anderen, rein statistischen Beschreibungen den Vorteil, bestimmte Eigenschaften, wie zum Beispiel die gebündelte Funkwellenausbreitung über Korridore berücksichtigen zu können. Gerade bei der Simulation von Handoveralgorithmen ist dieser Effekt von Bedeutung, da hierdurch Varianzen des mittleren Signalpegels von 10 .. 20 dB auftreten können. Konventionelle Verfahren, wie beispielsweise das Keenan/Motley-Modell [52], können diese Effekte nicht berücksichtigen und ergeben daher ungenaue Simulationsergebnisse.

Schwundeffekte werden stochastisch simuliert. Dies bedeutet zu den lokalen Mittelwerten der Funkausbreitungsberechnung mit Ray Tracing, werden entsprechend der Empfangssituation (dominierender Signalpfad vorhanden oder nicht) Rice- oder Rayleigh- verteilte Zufallswerte addiert (Kap. 4.3.3).

### 9.1.4 Simulationsszenario

Für die folgenden Simulationsergebnisse wird als Szenario ein schematisiertes Bürogebäude betrachtet. Simuliert wird eine isoliert betrachtete Etage mit 67 Büroräumen, die untereinander mit mehreren Korridoren verbunden sind. Die Abmessungen betragen 58 Meter Länge und 40 Meter Breite.

In dieser Etage sind 5 Feststationen verteilt, um eine gute Ausleuchtung der Büros sicherzustellen. Die Abb. 9.2 zeigt die grafische Benutzeroberfläche des Simulationstools. Man kann, neben den 67 Büroräumen und den Verteilungen der Feststationen, auch die augenblicklichen Positionen der gerade aktiven Mobilstationen erkennen.

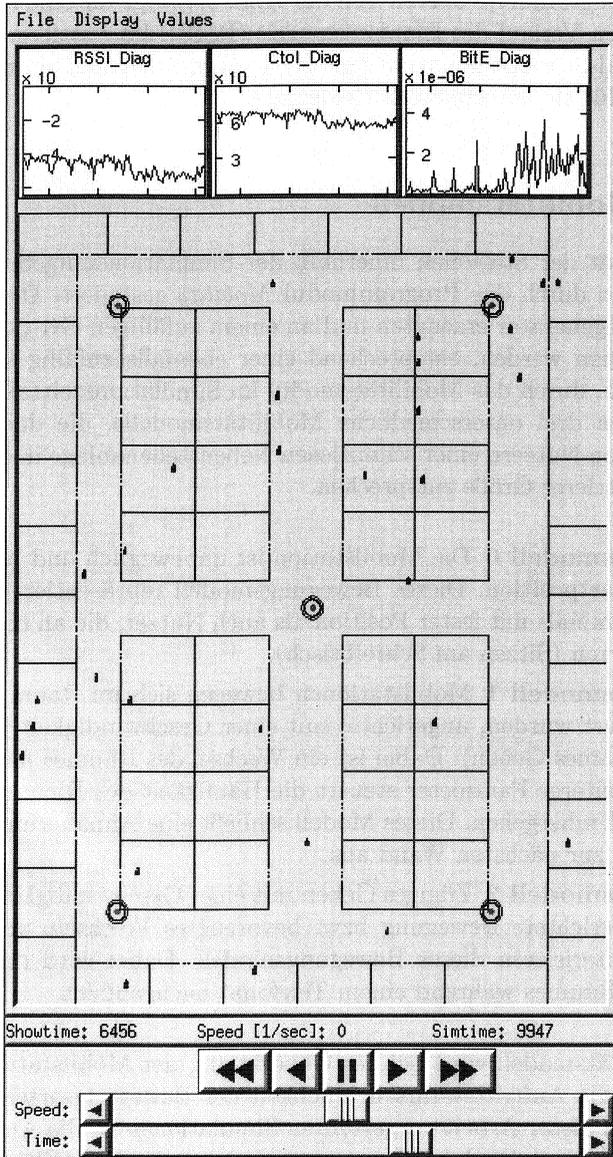


Abbildung 9.2: GIST-Simulationsoberfläche von DESI im Büroszenario

Das linke Diagramm im oberen Teil der Abb. 9.2 zeigt für eine Mobilstation den zeitlichen Verlauf des Empfangspegels (RSSI). Im mittleren Diagramm ist ihr Signal-Störleistungsverhältnis (C/I) dargestellt und im rechten Diagramm die für sie berechnete Bitfehlerrate.

### 9.1.5 Mobilitätsmodell

Die Mobilität der Stationen innerhalb der Simulationsumgebung wird im Büroszenario durch das Programmmodul *Mobility* gesteuert. Die von einem Verkehrslastgenerator erzeugten und an einem zufälligen Ort positionierten Mobilstationen werden, entsprechend einer ebenfalls zufällig ausgewählten Mobilitätsart, durch das Mobilitätsmodul im Simulationszeittakt bewegt. Es existieren drei unterschiedliche Mobilitätsmodelle, die dem typischen Verhalten von Nutzern einer schnurlosen Nebenstellenanlage in einem Bürogebäude mittlerer Größe entsprechen.

**Bewegungsmodell 0** Die Mobilstation ist unbeweglich und bleibt auf ihrer Startposition. Dieses Bewegungsmodell repräsentiert sowohl Datenterminals mit fester Position als auch Nutzer, die an einer Position verharren (Sitzen am Schreibtisch).

**Bewegungsmodell 1** Mobilstationen bewegen sich im Raum, in dem sie aktiviert wurden, ungerichtet mit einer Geschwindigkeit von 0.5 m/s (langsames Gehen). Dabei ist ein Wechsel des Raumes nicht möglich. Ein weiterer Parameter steuert die Häufigkeit des Richtungswechsels beim Umhergehen. Dieses Modell schließt eine Annäherung unter 0.25 Meter zur nächsten Wand aus.

**Bewegungsmodell 2** Zügiges Gehen mit einer Geschwindigkeit von 1 m/s und gerichtete Bewegung bzw. bevorzugtes Wechseln von Räumen, charakterisieren dieses Bewegungsmodell. Dabei wird das Wechseln eines Raumes während einem Telefonat nachgebildet.

Das Mobilitätsmodell wird bei der Generierung der Mobilstationen festgelegt, wobei die Auftrittswahrscheinlichkeit der Bewegungsarten einstellbar ist. In den in dieser Arbeit vorgestellten Simulationen ist die Auftrittswahrscheinlichkeit der einzelnen Bewegungsmodelle gleichverteilt, d.h. jeweils  $1/3$ .

### 9.1.6 Lastgenerator

Im Büroszenario gibt es neben Bewegungen der Stationen auch eine zeitliche Varianz der Teilnehmerzahl. Jedes Endgerät ist im Mittel nur zu einem bestimmten Prozentsatz aktiv und muß während der inaktiven Zeit nicht vom Simulationsprogramm verwaltet werden, da während dieser Zeit keine Wechselwirkung mit anderen Stationen besteht.

Im Lastgenerator werden Beginn und Ende der Verbindung mittels Geburts- und Sterbeprozessen modelliert. Unter der Annahme, daß viele voneinander unabhängige Verkehrsquellen vorliegen, ist die Verteilung der Zwischenankunftszeiten der Verbindungen als negativ exponentiell angenommen. Die Gesamtlast des Systems kann sowohl über die Anzahl der Stationen im Simulationszenario als auch über die Last pro Station gesteuert werden. Die Gesprächsdauer beträgt im Mittel 120 Sekunden und ist negativ exponentiell verteilt.

### 9.1.7 Funkkanalverwaltung

Im Programmodul 'Kanalliste' werden in einer der Kanalstruktur des DECT-Systems entsprechenden Matrix alle verwendeten Kanäle verwaltet.

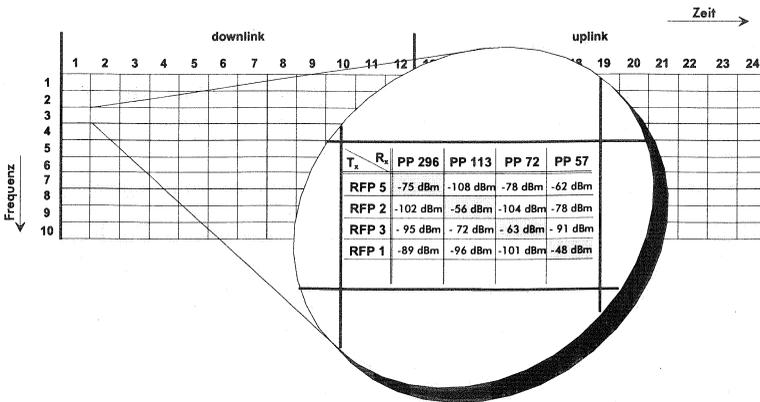


Abbildung 9.3: Verwaltung der DECT Funkkanäle

Wie in Abb. 9.3 dargestellt, werden in den Elementen der Matrix die auf dem entsprechenden Kanal sendenden und empfangenen Stationen eingetragen. Mit Hilfe der berechneten Funkfelddämpfungen werden die aktuellen Empfangsleistungen eingetragen. Die Empfangsleistung der jeweils zugeordneten Stationen entsprechen der aktuellen Signalleistung (grau hinterlegt). Die Summe der Signalleistungen aller anderen sendenden Stationen ergeben die Interferenzleistung. Aus dem Quotienten der Signalleistung und der aufsummierten Interferenzleistung wird die aktuelle Bitfehlerwahrscheinlichkeit nach dem Zusammenhang aus Kap. 5.5 berechnet.

### 9.1.8 Modellierung der Protokolle

Im Simulationstool DESI werden alle die Funkbetriebsmittelverwaltung beeinflussenden Funktionen des DECT-Systems nachgebildet, sowohl für die Mobil- als auch für die Feststation (Programmmodul Mobil und RFP).

#### Zustände der Mobilstation

Für die Mobilstationen sind gemäß Standard vier Grundzustände definiert (siehe Kap. 3.4.2). Die Zustände **idle-unlocked** und **active-unlocked** werden in der Simulation nicht nachgebildet, weil in diesen Zuständen keine Wechselwirkung mit anderen Stationen und kein Einfluß auf die Kanalverwaltung der jeweiligen Station besteht.

#### Active-locked Zustand

Eine Verbindung zu einer Feststation ist aufgebaut. Sobald die MAC-Schicht die Auflösung des letzten Bearers veranlaßt hat, erfolgt ein Wechsel in den idle-locked Zustand.

Folgende Funktionen des *active-locked*-Zustandes werden modelliert:

**Kanalliste** Jede Mobilstation verwaltet eine Liste von Funkkanälen, die nach Empfangsleistungen geordnet sind (siehe Kap. 3.4.1). Die Aktualisierung der Kanalliste wird durch eine Vorlaufphase vor einem Verbindungsaufbau modelliert, d.h., bevor die Verbindung aufgebaut wird, muß die Mobilstation die Kanalliste aktualisieren. Die Länge der Vorlaufphase entspricht der Zeitdauer der Mittelung.

**Verbindungsaufbau** Entsprechend des im DECT-Standard [19] definierten Ablaufs werden Verbindungen aufgebaut. Dabei wird entsprechend

der Empfangssituation überprüft, ob die Nachricht fehlerfrei übertragen wurde.

**Handover** Während einer Funkverbindung überwacht der in Kap. 8.1 dargestellte Handoveralgorithmus die Güte der Verbindung. Bei der Handoverdurchführung werden die in [19] definierten Abläufe simuliert, d.h., die alte Verbindung wird erst nach erfolgreichem Aufbau der neuen Verbindung aufgelöst.

**Verbindungsabbau** Nach der vom Lastgenerator vorgegebenen Verbindungsdauer wird die Verbindung aufgelöst.

## 9.2 Ergebnisse

### 9.2.1 Simulation der Dynamischen Zellgrößenanpassung

Mit Hilfe des Simulationstools DESI wurden eine Reihe von Simulationen durchgeführt, um bei verschiedenen Lastsituationen die Leistungsfähigkeit des DCESA Algorithmus (siehe Kap. 8.2) abzuschätzen. Zur Berechnung der Handoverschwelle wurden 3 verschiedene Kennlinien zur Beschreibung des Fairmeßparameters als Funktion der Auslastung untersucht. Die jeweiligen Kennlinien sind in der Abb. 9.4 dargestellt.

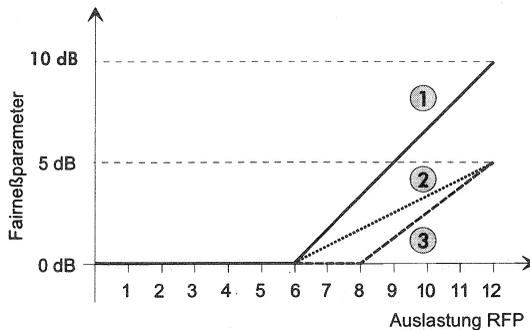


Abbildung 9.4: Untersuchte Kennlinien

Die Handoverschwelle wird durch den Fairneßparameter verändert. In allen Kennlinien wird eine Modifikation der Handoverschwelle erst ab einer Auslastung von 50 %, d.h. dem Bestehen von sechs gleichzeitigen Verbindungen der Feststation durchgeführt. Kennlinie 1 verursacht die stärkste Modifikation der Handoverschwelle.

Im Büroszenario (vgl. Kap. 9.1.4) wurde der DCESA Algorithmus simulativ untersucht. Als Leistungskenngrößen wurden sowohl die Blockierwahrscheinlichkeit als auch die Zahl durchgeführter Handover herangezogen.

### Simulationsparameter

Die Zahl der Mobilstationen im Büroszenario (nach Abschnitt 9.1.4 wurde in verschiedenen Simulationen zwischen 200 und 300 variiert, wobei der in den Stationen implementierte Handoveralgorithmus dem in Abschnitt 9.2.2 als günstig gefundenen Algorithmus entspricht. Der Verkehrswert pro Mobilstation betrug in allen Simulationen 150 mErlang. Die fünf Feststationen sind wie in Abb. 9.2 verteilt.

Die Parameter des Handoveralgorithmus sind in Abb. 9.5 dargestellt:

RSSI Schwelle	15 dB
RSSI Fenstergröße	15 Werte
CRC Schwelle	3 Fehler
CRC Fenster	30 Werte

Abbildung 9.5: Handoverparameter im Büroszenario

## Ergebnisse

### 1. Verlustwahrscheinlichkeit

Die Abb. 9.6 zeigt die Verlustwahrscheinlichkeit für Stationen aus dem untersuchten Szenario für verschiedene Kennlinien des DCESA Fairneßparameters in Abhängigkeit der Zahl Mobilstationen. Zum Vergleich ist die Verlustwahrscheinlichkeit eines Erlang-B Modells für mobile und feste Stationen (vgl. Gl. 8.11 und 8.13) eingetragen. Für das Erlang-B Modell mit ortsfesten Mobilstationen ist angenommen, daß sich die Stationen gleichmäßig auf die

RFPs verteilen. Das Modell für mobile Stationen nimmt als mittlere Stationsdichte eine gleichmäßige Aufteilung der Stationen im Szenario auf die fünf Feststationen an.

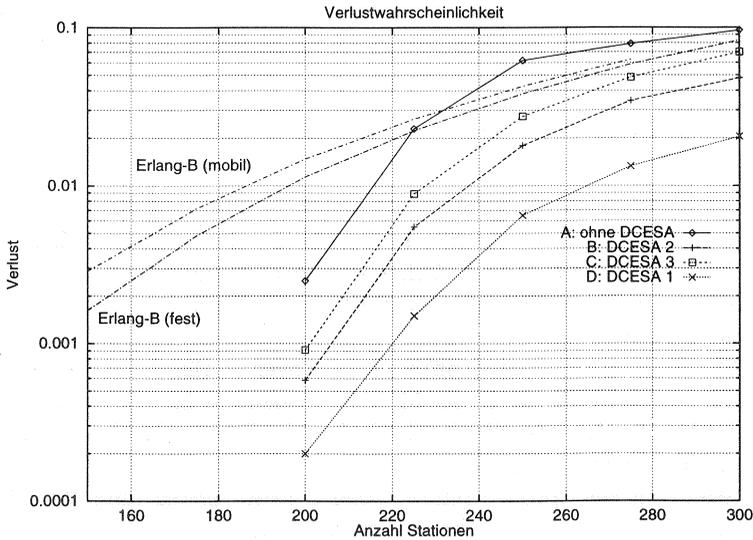


Abbildung 9.6: Verlustwahrscheinlichkeit

Kurve A zeigt den Verlauf der Verlustwahrscheinlichkeit für den Fall ohne DCESA Algorithmus. Für die als Planungsgrundlage übliche  $p_B = 1\%$  ist es möglich, bis zu etwa 215 Stationen mit den 5 RFPs zu bedienen. Dies bedeutet, daß bei einem Angebot pro Mobilstation von 150 mErlang, d.h. einem Gesamtangebot von 32 Erlang, jede RFP einen Verkehr von 6.45 Erlang bedienen kann.

Nach Erlang-B liegt der tragbare Verkehr pro RFP für eine Verlustwahrscheinlichkeit von  $p_B = 1\%$  bei 5.85 Erlang also unter der simulativ ermittelten Kapazität. Ein wesentlicher Grund für diese Tatsache ist, daß Mobilstationen bei Blockierung einer Feststation häufig eine Verbindung zu benachbarten Feststationen aufbauen können, da infolge der Überlappung der Funkausleuchtungsbereiche alternative Feststationen verfügbar sind.

Zusätzlich ermöglichen Randeffekte im Szenario einen größeren tragbaren Verkehr.

Wie die Verläufe der Kurven für die unterschiedlichen DCESA Kennlinien 1, 2 und 3 (vgl. Abb. 9.4) zeigen, verteilt der vorgeschlagene Algorithmus die Last gleichmäßiger auf die RFPs: Wie die Kurve D zeigt, kann eine Verlustwahrscheinlichkeit von 1 % bei 265 Stationen gewährleistet werden, wenn für den DCESA Algorithmus die Kennlinie 1 verwendet wird. Dies bedeutet, daß der Verkehr pro RFP auf 7.95 Erlang gesteigert werden kann.

## 2. Anzahl durchgeführter Handover

Der DCESA Algorithmus modifiziert, in Abhängigkeit der aktuellen Auslastung der Feststationen, die Handover-Schwelle, um die Zellgröße zu verändern. Dies veranlaßt Stationen im Randbereich einer Zelle einen Handover durchzuführen. Eine häufige bzw. große Änderung der Handoverschwelle führt zu einer erhöhten Anzahl von Handovervorgängen, wie die Simulationsergebnisse zeigen.

Abb. 9.7 stellt die mittlere Anzahl von Handovervorgängen pro Verbindung in Abhängigkeit der Anzahl von Mobilstationen im Szenario dar. Wie in Kap. 9.1.6 beschrieben, ist die durchschnittliche Dauer einer Verbindung zu 120 Sekunden angenommen.

Die meisten Handover pro Verbindung werden bei Verwendung von DCESA mit der Kennlinie 1 durchgeführt. Wie die Simulationen gezeigt haben, ist bei der Verwendung der Kennlinie 3 sogar eine leicht rückläufige Zahl von Handovern zu verzeichnen.

## 3. Beurteilung der Ergebnisse

Die dynamische Zellgrößenanpassung ermöglicht eine günstige Lastverteilung zwischen benachbarten Zellen und damit eine im Mittel geringere Blockierwahrscheinlichkeit von Verbindungen. Bei der Auswahl der Kennlinie für den DCESA-Algorithmus muß jedoch sehr sorgfältig vorgegangen werden, um einen zu großen Anstieg der Handovervorgänge zu vermeiden. Da Handover im DECT-System für den Nutzer unbemerkt durchgeführt werden, kann eine kleine Erhöhung der Handoverzahl bei hohem Verkehrsangebot in Kauf genommen werden, wenn Blockierungen dadurch vermieden werden können. Einen Kompromiß zwischen Aufwand (Zahl durchgeführter Handover) und Nutzen (verringerte Blockierwahrscheinlichkeit) bietet die Kennlinie 2, die es in dem untersuchten Büroszenario ermöglicht 7.2 Erl. pro RFP bei einer Verlustwahrscheinlichkeit von  $p_B = 1\%$  zu bedienen

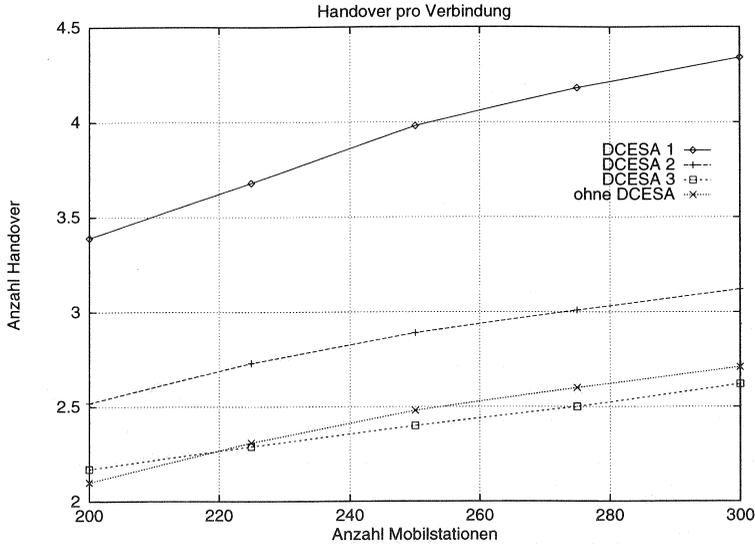


Abbildung 9.7: Zahl pro Verbindung durchgeführter Handover

(6.45 Erl. ohne DCESA).

### 9.2.2 Optimierung des Handover-Algorithmus

Mit Hilfe des Simulationstools DESI wurden umfassende Simulationen zur Optimierung der Leistungsfähigkeit des in Kap. 9.2.2 vorgestellten Handoveralgorithmus durchgeführt. Analog zu den Simulationen des DCESA Algorithmus wurde das in Kap. 9.1.4 vorgestellte büroszenario untersucht. Dabei sind zwei Lastfälle angenommen worden: niedrige Last mit 200 Stationen und eine hohe Last mit 300 Stationen.

Zur Optimierung wurden folgende Handoverparameter gewählt:

**RSSI-Schwellenwert** Der RSSI-Schwellenwert dient im wesentlichen dazu, den sogenannten Ping-Pong-Effekt beim Handover zu reduzieren. Unter diesem Effekt versteht man das häufige Wechseln einer Station zwischen zwei Feststationen in deren Überlappungsbereich. Der Hystereseparameter erlaubt einen erneuten Handover erst nach Überschreiten der Hystereseschwelle. Ein zu groß gewählter Schwellenwert

führt dazu, daß Stationen zu lange einer Feststation zugeordnet bleiben und beeinträchtigt daher die Dienstgüte des Systems.

**RSSI-Mittelungslänge** Um den aktuellen Signalpegel zu bestimmen, muß der Einfluß des, den Pegel beeinflussenden, schnellen Schwundes durch Mittelung eliminiert werden. Die Mittelungslänge hat Auswirkungen auf die Dienstgüte der Verbindung (Signalstärke, Verhältnis C/I, Bitfehlerrate). Eine zu kurze Mittelung führt zu Fehleinschätzungen des Signalpegels und daher zu häufigen Handovervorgängen. Eine lange Mittelung macht das System träge und verspätet den Handover im Fall eines abschattungsbedingten Schwundes.

**CRC-Beobachtungszeitraum** Neben der Beurteilung des Signalpegels spielt die Beobachtung der Bitfehlerhäufigkeit zur Auslösung eines Handovers eine große Rolle. Besonders für die Anforderung eines Intracell-Handover werden CRC-Fehler berücksichtigt. Liegt die CRC-Fehlerrate bei ausreichendem Signalpegel hoch, ist dies häufig auf hohe Interferenzleistung zurückzuführen.

Um eine Optimierung dieser Parameter vorzunehmen, wurden folgende Qualitätskriterien definiert:

1. Anzahl durchgeführter Zellwechsel (Intercell Handover)
2. Anzahl durchgeführter Kanalwechsel (Intracell Handover)
3. Verteilungsfunktion des C/I-Verhältnisses aller in der untersuchten Umgebung durchgeführter Verbindungen
4. Verteilungsfunktion des Empfangspegels aller Verbindungen

Die Anzahl durchgeführter Zellwechsel sollte gering sein, da bei jedem Intercell Handover Knoten des DECT-Netzes in Anspruch genommen werden.

### 9.2.3 Variation des RSSI Schwellenwertes

Um die Auswirkungen des RSSI Schwellenwertes auf die gewählten Qualitätskriterien zu untersuchen, wurde eine Simulationsreihe durchgeführt bei der der Schwellenwert variiert wurde, während die anderen Parameter konstant gehalten wurden.

In Abb. 9.8 ist die absolute Anzahl der Handover dargestellt. Um den Einfluß der Variation des Schwellenwertes zu verdeutlichen und beide Lastsituationen vergleichen zu können, ist die Anzahl Handover in beiden Diagrammen auf 1000 normiert.

Man erkennt, daß die Zahl der Zellwechsel (Intercell Handover) durch eine Erhöhung des Schwellenwertes in beiden Fällen drastisch reduziert werden kann. Ab einer Schwelle von etwa 15 dB reduziert sich die Zahl der Intercell Handover nur unwesentlich, so daß geschlossen werden kann, daß der Ping-Pong-Effekt kaum noch vorhanden ist. Ein weiterer Effekt ist, daß die Zahl der nicht erfolgreichen Handover bei höheren Handoverschwellen geringer wird. Das läßt sich durch eine zuverlässigere Handoveranforderung erklären.

Abb. 9.9 zeigt das relative Verhältnis zwischen den einzelnen Handoverarten. Bei niedriger Last ist der Anteil der Intracell Handover durch die geringeren Interferenzen kleiner als bei höherer Last. Durch die Erhöhung der RSSI Handoverschwelle vergrößert sich der Anteil der Intracell Handover. Bei einer zu großen Handoverschwelle wird bei schlechter Signalqualität anstatt eines Zellwechsels ein Kanalwechsel durchgeführt.

Als weiteres Qualitätskriterium zur Optimierung der Handoverparameter dient die für alle Stationen gemittelte C/I - Verteilungsfunktion. Die Verteilungsfunktion  $F(x)$  beschreibt die Wahrscheinlichkeit mit der ein beliebiger Wert  $x_1$  kleiner ist als der Wert  $x$ :

$$F(x) = P(x_1 < x)$$

In Abb. 9.10 ist die C/I - Verteilungsfunktion für verschiedene RSSI Handoverschwellen aufgetragen. Man erkennt, daß für eine RSSI Handoverschwelle von 15 dB die besten C/I - Werte erreicht werden.

### 9.2.4 Variation der RSSI Mittelungslänge

Analog zur Vorgehensweise der Optimierung des RSSI Schwellenwertes sind zur Feineinstellung der Mittelungslänge Simulationen unter Variation der Mittelungslänge durchgeführt worden.

In Abb. 9.11 ist der Einfluß der Mittelungslänge der RSSI Werte auf die Zahl der durchgeführten Handover dargestellt. Die Zahl der Handover kann bei ausreichender Mittelung weiter reduziert werden. Sowohl im Fall niedriger, als auch im Fall einer hohen Last zeigt eine Mittelungslänge von 15 RSSI Werten ein günstiges Verhalten.

Das Verhältnis zwischen Inter- und Intracell Handover verschiebt sich bei größerer Mittelungslänge leicht zu Gunsten der Intracell Handover. Gerade bei hoher Last erkennt man in Abb. 9.12, daß die Zahl nicht erfolgrei-

cher Intracell-Handover steigt, während der relative Anteil fehlgeschlagener Intercell-Handover rückläufig ist.

Die beste C/I - Verteilungsfunktion wird für kleine Mittelungslängen erreicht, da so die Möglichkeit gegeben ist, die Station jeweils der günstigsten Feststation zuzuordnen. Da ein Kompromiß zwischen der Zahl durchgeführter Handover und dem günstigsten Signal-Störleistungsverhältniserforderlich ist, wird eine Mittelungslänge von 15 Werten als günstig ausgewählt.

### 9.2.5 Variation der CRC Beobachtungsdauer

Bei der Auslösung eines Intracell Handovers spielt der Parameter 'CRC Beobachtungsdauer' eine wichtige Rolle, da über die CRC Fehler die Bitfehler-rate geschätzt wird. Im DECT-System wird eine Bitfehler-rate von  $BER = 10^{-3}$  angestrebt. Da ein A-Feld CRC-Fehler auf einen oder mehrere Bitfehler in den relevanten 80 bit des A-Feldes zurückzuführen ist, ist die Wahrscheinlichkeit, daß das A-Feld bei einer  $BER = 10^{-3}$  gestört ist, 8 %.

Im vorgeschlagenen Algorithmus (siehe Kap. 9.2.2) werden die A-Feld CRC-Fehler über die letzten N A-Felder gezählt. Sind mehr als 3 CRC-Fehler aufgetreten, wird ein Intracell Handover durchgeführt, d.h. bei ca. 8 % CRC-Fehlerwahrscheinlichkeit werden im Mittel bei 40 A-Feldern drei Fehler auftreten.

Die entsprechenden Simulationsergebnisse sind in Abb. 9.14 dargestellt. Bei einer niedrigen Last ist der Anteil von Intracell Handovern gering und kaum von der Mittelungslänge abhängig. Bei hoher Last steigt die absolute Zahl von Handovern an, was auf die gestiegene Zahl von Intracell Handovern zurückzuführen ist, und auch in der Darstellung der relativen Verhältnisse der Handoverarten in Abb. 9.15 deutlich wird. Ein gutes Systemverhalten ist für eine CRC-Beobachtungsdauer von etwa 30 Werten gegeben.

Die Änderung der Beobachtungsdauer beeinflusst nur unwesentlich die C/I-Verteilungsfunktion. Wie in Abb. 9.16 gezeigt, liegt der Verlauf des C/I für größere Beobachtungsdauern etwas günstiger als bei kurzen Beobachtungsdauern.

## 9.3 Vorschlag zur Implementation von DECT-Algorithmen

In den durchgeführten Untersuchungen wurde der Einfluß von Algorithmen der Funkkanalverwaltung auf die Kapazität und Leistungsfähigkeit (C/I-Verhältnis, Signalpegel, Bitfehlerrate) des DECT-Systems untersucht. Im folgenden wird ein Vorschlag zur Implementation dieser Algorithmen einen Beitrag zur Verbesserung der Qualität DECT-Systems liefern.

### 9.3.1 Dynamische Steuerung der Zellgröße

Der Algorithmus zur dynamischen Steuerung der Zellgröße bietet die Möglichkeit bei gleicher Verlustwahrscheinlichkeit den tragbaren Verkehr zu erhöhen. Die in Kap. 9.2.1 durchgeführten Untersuchungen zeigen, daß mit der in Abb. 9.4 dargestellten Kennlinie 2 ein gutes Systemverhalten, d.h. ein Kompromiß zwischen der Zahl durchgeführter Handover und der zu erreichenden Erhöhung des tragbaren Verkehrs, erzielt werden kann. Für das untersuchte Büroszenario ergibt sich bei Verwendung des DCESA-Algorithmus für eine Verlustwahrscheinlichkeit von 1 % eine Erhöhung des tragbaren Verkehrs auf 7.08 Erlang pro RFP. Im Vergleich zum tragbaren Verkehr ohne die verkehrsabhängige Zellgrößenanpassung (6.45 Erlang pro RFP) ergibt sich eine Erhöhung um etwa 10 %. Die Zahl der durchgeführten Handover (vgl. Abb. 9.7) wird im untersuchten Szenario durch die Zellgrößenanpassung nicht erhöht.

Die Nutzung der dynamischen Zellgrößenanpassung setzt voraus, daß die Feststationen den Mobilstationen die aktuelle Auslastung periodisch in den Bakenkanälen mitteilen. Um eine optimale Wirkung des Algorithmus zu erreichen, muß ein Großteil der Mobilstationen diesen Algorithmus verwenden. Daher ist für Anwendungen als offenes System eine Aufnahme des DCESA-Algorithmus in den DECT-Standard einer proprietären Firmenlösung vorzuziehen.

### 9.3.2 Optimale Parameter des Handover-Algorithmus

Aus den durchgeführten Simulationsreihen haben sich folgende Parameter als optimal ergeben, die praktisch unabhängig von der Verkehrslast zu guten Ergebnissen geführt haben und bei den Kapazitätsuntersuchungen als Handoverparameter verwendet wurden:

1. RSSI-Handoverschwelle: 15 dB

Eine RSSI-Handoverschwelle von 15 dB ermöglicht eine gute Vorhersage des Handoverzeitpunktes bei Intercell-Handovern (Abb. 9.8) und bietet durch rechtzeitigen Wechsel der Feststation ein gutes C/I-Verhältnis (Abb. 9.10). Für ein Handoverschwellenwert von 15 dB wurde bei den durchgeführten Simulationen kein negativer Einfluß auf die Zahl fehlgeschlagener Handover festgestellt.

2. RSSI-Mittelungslänge: 15 Werte

Basierend auf den Ergebnissen der durchgeführten Simulationen wurde ein RSSI-Mittelungsfenster von 15 Werten als günstig befunden, da es einen Kompromiß zwischen einer erhöhten Zahl von Handover für ein kleines Mittelungsfenster (Abb. 9.11) und einem schlechten C/I-Verhältnis für große Mittelungslängen (Abb. 9.13) bietet. Der Einfluß der Mittelungslänge auf die untersuchten Leistungskenngrößen ist geringer als bei der Handoverschwelle.

3. CRC Beobachtung: 3 Fehler bei 30 Werten

Die Dauer Prüfsummenbeobachtung hat einen geringen Einfluß auf die Simulationsergebnisse. Für den untersuchten Fall 'hohe Last', zeigt eine Beobachtungsdauer von 3 Fehlern bei 30 Werten ein etwas günstigeres Verhalten als größere Beobachtungsdauern. Der Einfluß auf das C/I-Verhältnis der Stationen ist gering.

Da bei den Untersuchungen des Algorithmus zur dynamischen Steuerung der Zellgröße der beschriebene Handoveralgorithmus mit den vorgestellten Parametern verwendet wurde, ergibt sich keine negative Wechselwirkung zwischen beiden Algorithmen.

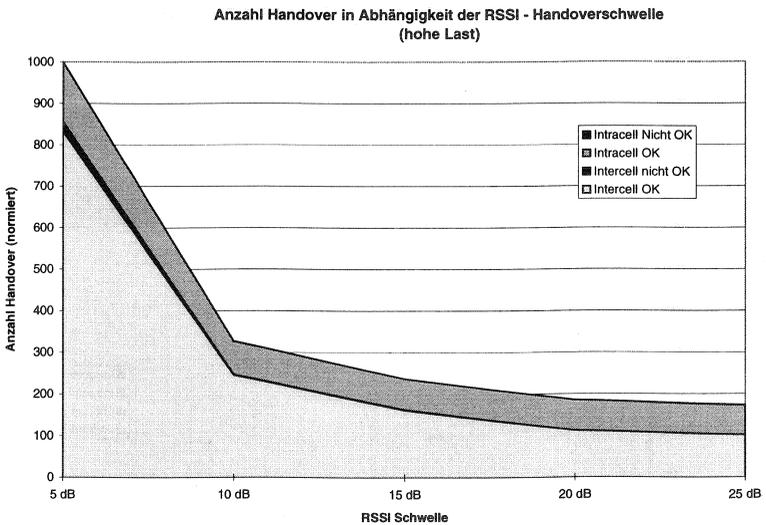
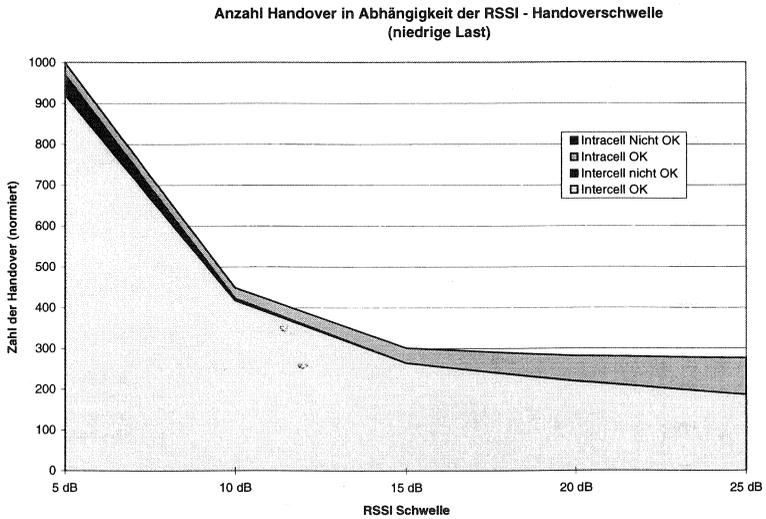


Abbildung 9.8: Anzahl Handover normiert (max. = 1000)

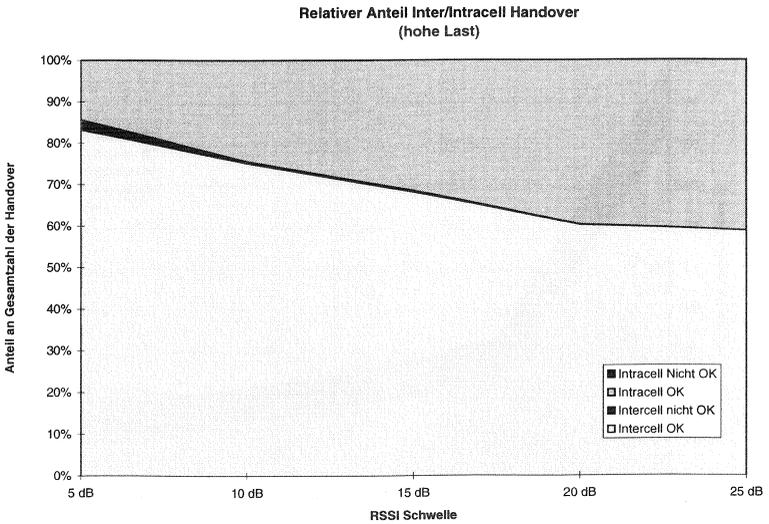
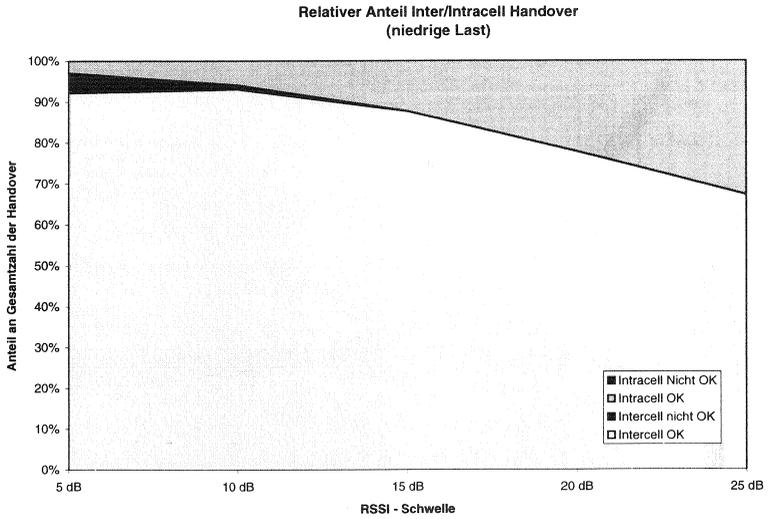


Abbildung 9.9: Relatives Verhältnis Inter/Intracell Handover

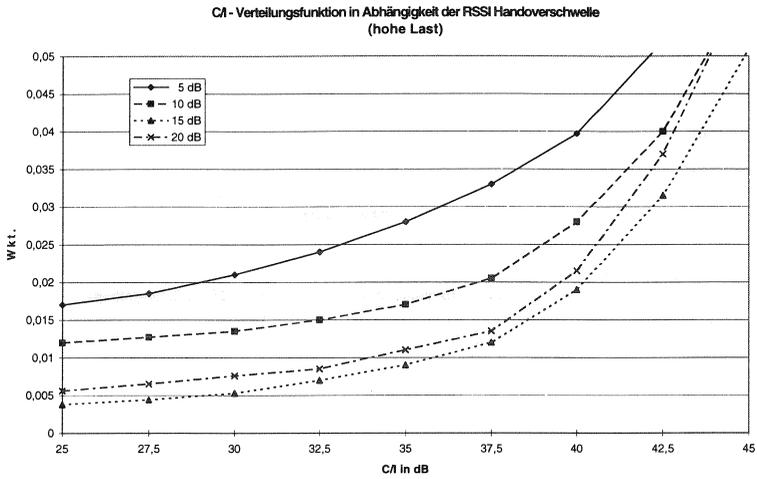


Abbildung 9.10: Signal/Störleistungsverhältnis aller Stationen

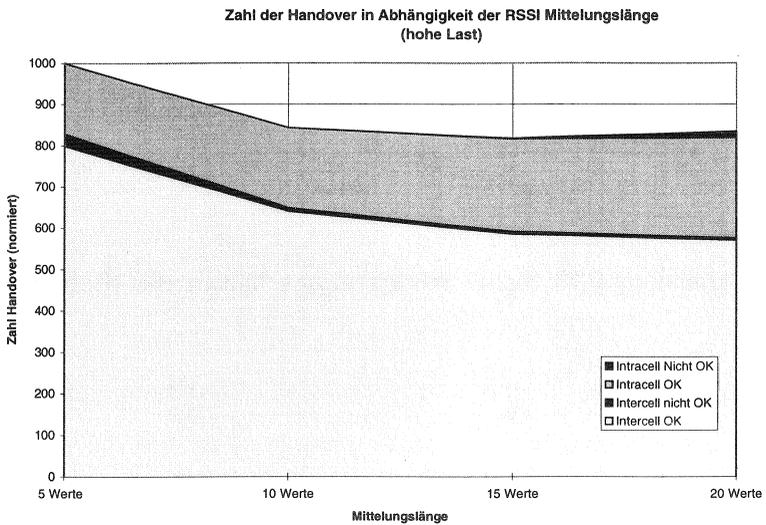
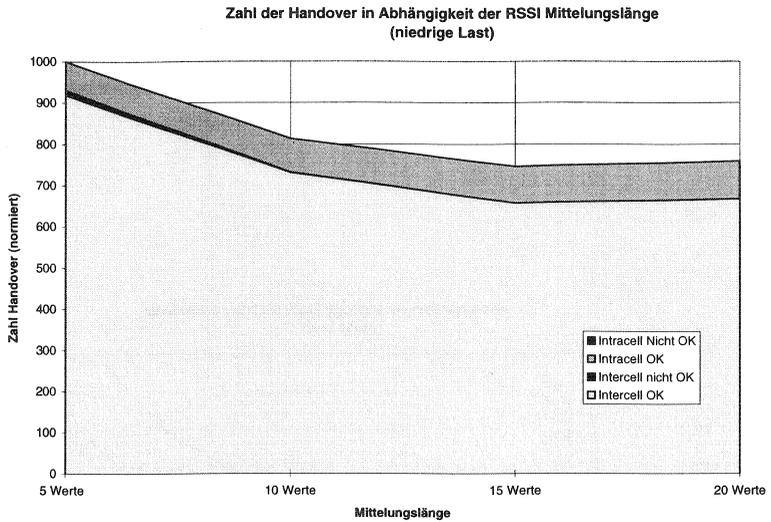


Abbildung 9.11: Anzahl Handover normiert (max. = 1000)

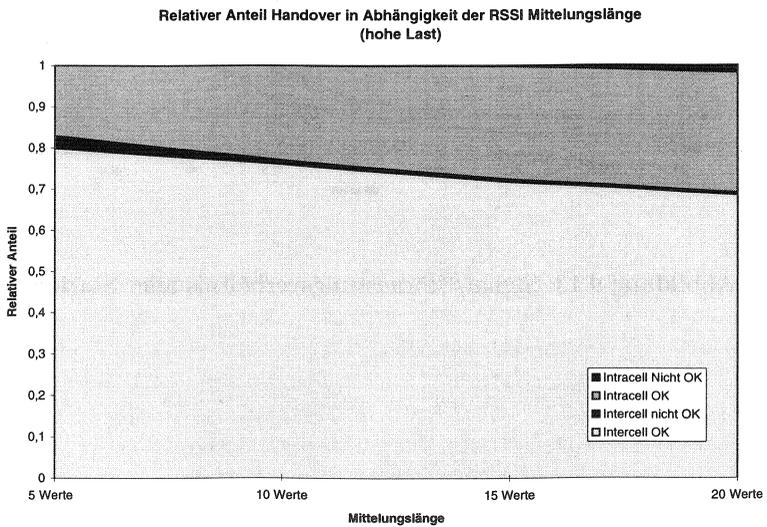
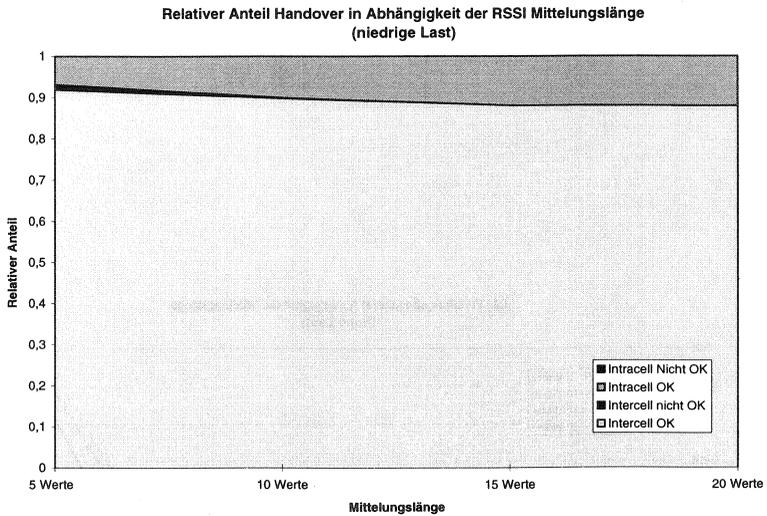


Abbildung 9.12: Relatives Verhältnis Inter/Intracell Handover

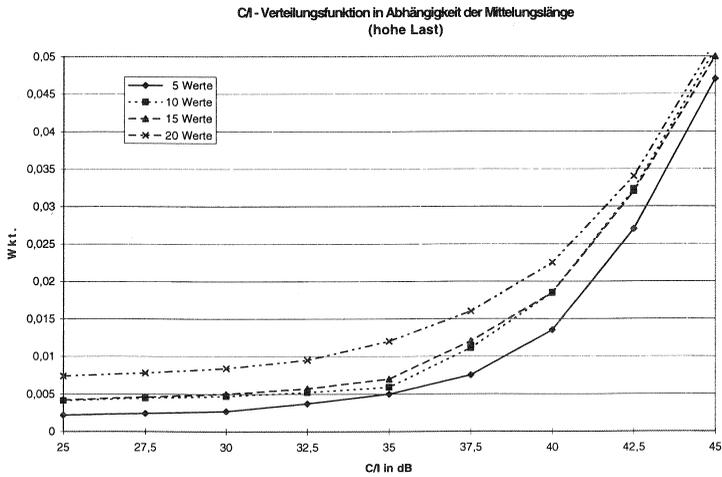


Abbildung 9.13: Signal/Störleistungsverhältnis aller Stationen

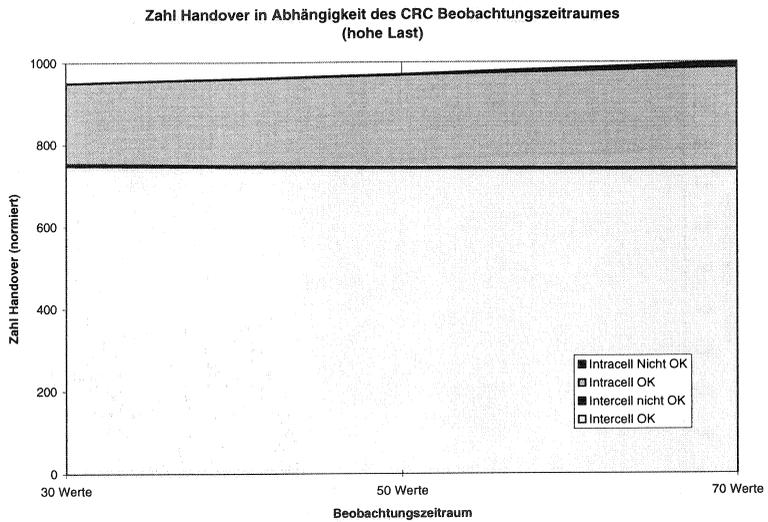
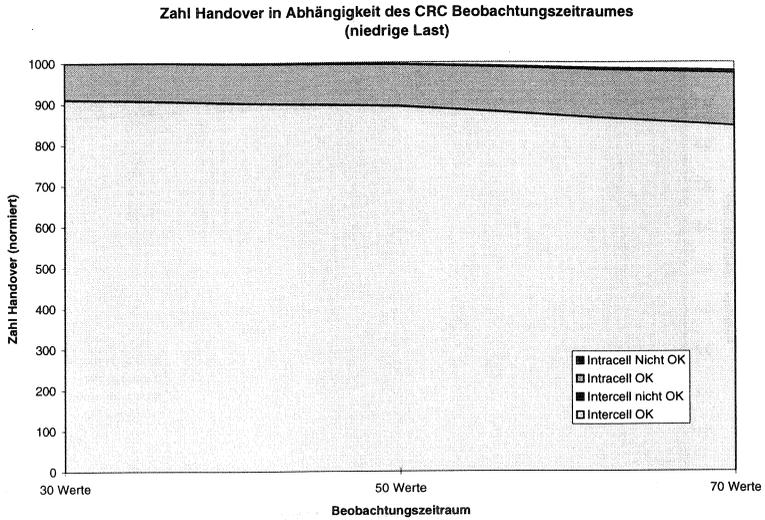


Abbildung 9.14: Anzahl Handover normiert (max. = 1000)

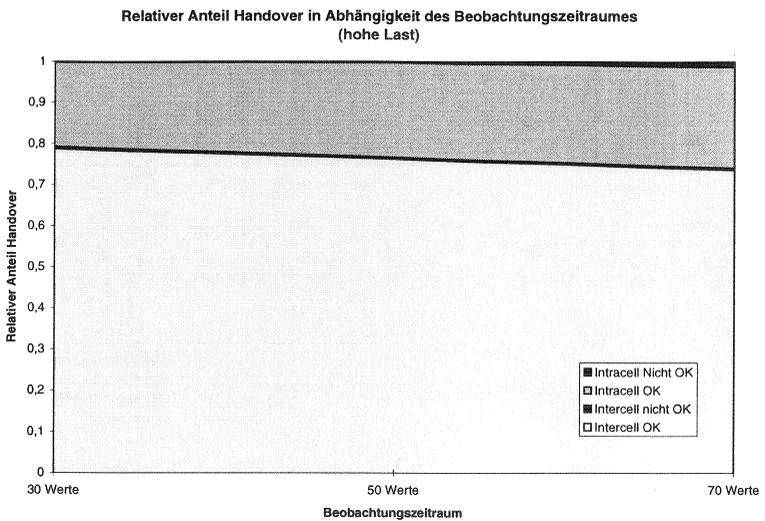
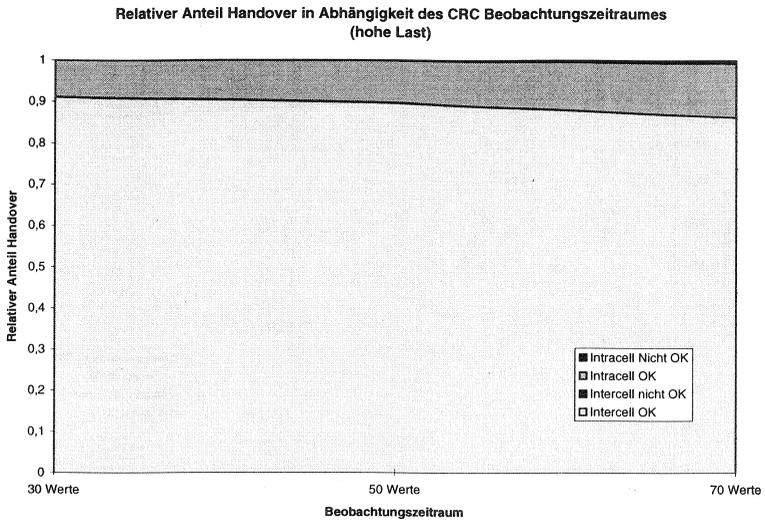


Abbildung 9.15: Relatives Verhältnis Inter-/Intracell Handover

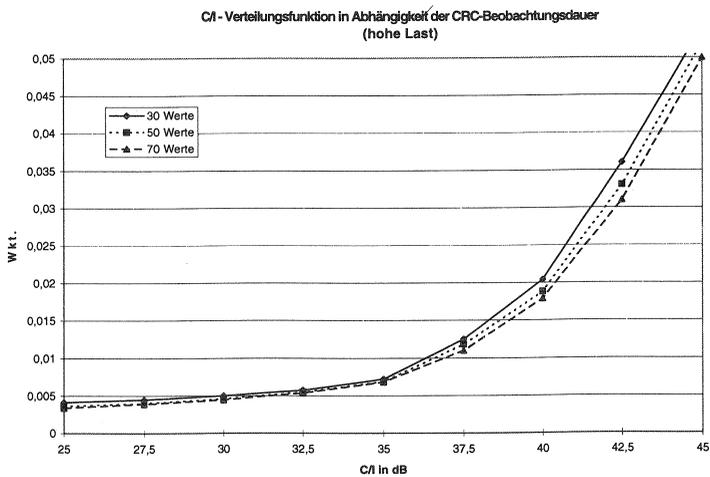


Abbildung 9.16: Signal/Störleistungsverhältnis aller Stationen



# Zusammenfassung und Ausblick

Das DECT-System bietet mit seiner flexiblen Gestaltung eine Vielzahl von Möglichkeiten Mobilfunkdienste weiter zu verbreiten. Neben den zur Zeit verbreiteten Sprachdiensten, wird das DECT-System ISDN-Datendienste dem Anwender mobil verfügbar machen. Es ist anzunehmen, daß neben den privaten DECT-Installationen im Zuge der Liberalisierung der Telekommunikationsmärkte in Europa im Jahr 1998 auch öffentliche Anbieter das DECT-System zur Versorgung von Privatkunden nutzen werden. Um die vorhandenen Systemressourcen effizient zu nutzen, ist eine optimale Einstellung aller Systemparameter unumgänglich, gerade unter dem Gesichtspunkt der Konkurrenz mehrerer Systembetreiber.

In dieser Arbeit wurden zwei Möglichkeiten vorgestellt, um die Funkbetriebsmittelverwaltung des DECT-Systems zu optimieren. Die dynamische Zellgrößenanpassung bietet eine sehr einfache Möglichkeit die Kapazität der Feststationen zu erhöhen, was in dicht besiedelten Bereichen zu einer Verbesserung der Dienstgüte bzw. zur Reduzierung der erforderlichen Investitionen zur öffentlichen Versorgung führt. Die Implementation des DCESA-Algorithmus erfordert keinen zusätzlichen Aufwand. In einem weiteren Schritt ist es erforderlich, das Aussenden der Lastinformation im Bakenkanal der Feststationen als zwingende Funktion im DECT-Standard vorzusehen, um proprietäre Lösungen zu umgehen.

Die Untersuchungen zur Kapazität des DECT-Systems haben gezeigt, daß bei gemeinsamer Nutzung der DECT-Kanäle die Effizienz durch asynchronen Zugriff der Stationen zurückgeht. Weiterhin führt eine hohe Zahl privater DECT-Installationen und damit einer hohen Zahl ausgesendeter Bakenkanäle zu einer weiteren Verringerung der Kapazität. Die entscheidenden Einflußfaktoren der DECT-Kapazität sind jedoch die jeweiligen Funkausbreitungsbedingungen. Wie in Kap. 7.2 gezeigt, ergeben sich je nach Wahl des Funkausbreitungsmodells Werte für die DECT-Kapazität zwischen 100 und 10000 Erlang pro  $km^2$ .

Die Wechselwirkung mit privaten DECT-Systemen macht es öffentlichen DECT-Betreibern unmöglich dem Kunden eine Dienstgüte zu garantieren, da er keine Kontrolle über die DECT-Kanäle besitzt. Eine Erweiterung des DECT-Frequenzbandes in das zur Zeit für das zukünftige universelle Mobilfunksystem UMTS (universal mobile telecommunications system, UMTS) reservierte Frequenzband für kommerzielle Anwendungen würde dieses Problem lösen.

Als zweiter Punkt wurde in dieser Arbeit ein Handoveralgorithmus vorgestellt der ein gutes Systemverhalten aufweist. Mit Hilfe des Simulationswerkzeugs DESI wurde es möglich, die Wechselwirkung der Stationen untereinander in die Optimierung der Handoverparameter einzubeziehen. Der vorgeschlagene Algorithmus verwendet die im DECT-Standard vorgeschlagenen Parameter zur Handover-Entscheidung. Die zur Bewertung der Parameter verwendeten Kenngrößen berücksichtigen die Anforderungen der Anwender, sowie der Betreiber.

Für zukünftige Arbeiten ist es interessant den DCESA Algorithmus zu erweitern. Als Möglichkeit die Zahl der Handover weiter zu reduzieren, bietet sich eine unterschiedliche Kennlinie, für einen Kanalwechsel (Handover) und dem neuen Aufbau einer Verbindung, zu verwenden. Das Systemverhalten und zusätzliche Erweiterungen müssen untersucht werden.

## LITERATURVERZEICHNIS

---

- [1] Reiner Beck, Herbert Panzer. *Strategies for handover and dynamic channel allocation in microcellular mobile radio networks*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1989.
- [2] Siegfried Blume. *Theorie elektromagnetischer Felder*. ELTEX Studientexte Elektrotechnik, 1988.
- [3] Martin Bossert. *Digitale Netze*. Vorlesungsskript Universität Ulm, 1994.
- [4] Walter Braun, Ulrich Dersch. *A physical mobile radio channel model*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, 1991.
- [5] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew. *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt am Main, 1987.
- [6] Robert J. C. Bultitude, Pierre Melancon, Hatim Zaghoul, Gerald Morrison, Marjo Prokki. *The dependency of indoor radio channel multipath characteristics on Transmit/Receive ranges*. IEEE Journal on selected areas in Communications, Vol. 11, No. 7, 1993.
- [7] Gerald K. Chan. *Effects of sectorization on the spectrum efficiency of cellular radio systems*. IEEE Transactions on vehicular technology, 1992.
- [8] L.M. Correia, C.A.C. Fernandes. *Parameters From The Propagation Measurements Scenario Required For Modell Validation*. RACE Project MBS WP 2.2.3, 1993.
- [9] Lee William C.Y. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill Book Company, 1982.
- [10] R. Davi, M. Bensebti, M.K. Beach, J.P. McGreehan. *Wireless Propagation Measurements In Indoor Multipath Environments At 1.7GHz And 60 GHz For Small Cell Systems*. 41. Vehicular Technology Conference St. Louis USA p. 589, 1991.
- [11] Peter J. Denning, Jeffrey P. Buzen. *The operational analysis of queuing network models*. Computing Surveys, Vol. 10, No. 3, 1978.

- [12] U. Dersch, J.J Delgado. *CODIT Simulation Modell For Propagation*. Technical report, COST 231, 1993.
- [13] Ulrich Dersch. *Draft Propagation Modell*. Technical report, RACE 2020 UMTS Code Division Testbed, 1992.
- [14] Sybo Dijkstra, Frank Owen. *Alles spricht für DECT*. Philips Telecommunication Review, Vol. 51, No. 2, 1993.
- [15] Said M. Elnoubi. *Probability of error analysis of digital partial response continuous phase modulation with differential detection in mobile radio channels*. IEEE, University of Illinois at Chicago, 1987.
- [16] Walter L. Engl. *Hilfsblätter zur Vorlesung Theoretische Elektrotechnik*. RWTH Aachen, 1987.
- [17] Hakan Eriksson, Randall Bownds. *Performance of dynamic channel allocation in the DECT-System*. Vehicular Technology Conference, 1991.
- [18] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 1: Overview (DE/RES 3001-1)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [19] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 2: Physical Layer (DE/RES 3001-2)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [20] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 3: Medium Access Control Layer (DE/RES 3001-3)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [21] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 4: Data Link Control Layer (DE/RES 3001-4)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [22] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 5: Network Layer (DE/RES 3001-5)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [23] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 6: Identities and Addressing (DE/RES 3001-6)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.

- [24] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 7: Security Features (DE/RES 3001-7)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [25] ETSI. *Digital European Cordless Telecommunications, Part 8: Speech Coding and Transmission (DE/RES 3001-8)*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard.
- [26] ETSI. *Radio Equipment and Systems, Digital European Cordless Telecommunications, Draft prETS 300 175*. European Telecommunications Standards Institute, August 1991. Draft Standard, Part 1-6.
- [27] Daniel E. Fague. *Integrated Circuit Solutions - Design Considerations for DECT*. Vehicular Technology Conference, 1992.
- [28] Abraham O. Fapojuwo, Andrew McGirr, Daied Kazeminejad. *A simulation study of speech traffic capacity in digital cordless telecommunications systems*. IEEE Transactions On Vehicular Technology, Vol. 41, No. 1, February 1992.
- [29] Abraham O. Fapojuwo, Andrew McGirr, Said Kazeminejad. *A simulation study of speech traffic capacity in digital cordless telecommunications systems*. IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 41, No. 1, 1992.
- [30] Olle Grimlund, J.-E. Berg, B. Gudmundson. *Handover Performance in Microcellular Systems*. Mobile Radio Conference MRC, 1991.
- [31] Jan Gronewold. *Optimierung der Funkausleuchtung von DECT-Systemen*. Diplomarbeit, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1994.
- [32] Ralf Grundmann. *Entwicklung und Simulation von DECT Handover Algorithmen*. Diplomarbeit, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1993.
- [33] Hata Hata. *Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services*. IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol. VT-29 No. 3 pp.317-325, 1980.
- [34] Anders Henriksson. *Multiapplication scenarios in DECT*. Working document, ETSI TC-RES-3R, 06921 Sophia Antipolis Cedex, 1995.

- [35] Martin Horneffer. *GIST - Graphical Interactive Simulation Result Tool*. Technical Report, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, 1995.
- [36] Holger Hussmann. *Ein Simulationswerkzeug zur Leistungsanalyse des Radio Resource Managements des DECT-Systems*. ITG Fachbericht 124, Tagungsband Mobile Kommunikation, Neu-Ulm, 1993.
- [37] Holger Hussmann. *Performance evaluation of the DECT radio resource management*. Proceedings Aachener Kolloquium Signaltheorie, 1994.
- [38] Holger Hussmann. *Performance Evaluation of the DECT radio resource management*. Proceeding International Zürich Seminar on Digital Communications, 1994.
- [39] Holger Hussmann. *Performance evaluation of the DECT radio resource management by simulation*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1994.
- [40] Holger Hussmann, Christian Plenge. *Investigations on handover algorithms for 60 GHz systems*. Personal and Indoor Mobile Radio Conference, 1995.
- [41] Holger Hussmann, Christian Plenge, Burkhard v. Ehren. *Propagation Channel Modelling using Ray Tracing and Outlook on Statistical Modelling at 60 GHz*. RACE Mobile Telecommunications Workshop Amsterdam, 1994.
- [42] Holger Hussmann, Carl-H. Rokitansky. *ATM-based mobile broadband system*. Proceedings 4th WINLAB workshop, East Brunswick, New Jersey, 1993.
- [43] IEEE. *various articles from '45rd IEEE Vehicular Technology Conference'*, 1995.
- [44] IEEE. *various articles from '4rd IEEE Vehicular Technology Conference'*, 1994.
- [45] William C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley & Sons, 1974.
- [46] Thomas Jell, Axel von Reeken. *Objektorientiertes Programmieren mit C++*. Carl Hanser Verlag, München, 1991.

- [47] E.C. Jordan, K.G. Balmain. *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Prentice Hall New York, 1968.
- [48] Martin Junius. *Leistungsbewertung intelligenter Handover-Verfahren für zellulare Mobilfunksysteme*. Dissertation RWTH Aachen in Aachener Beiträge zur Mobil- und Telekommunikation, Verlag der Augustinus Buchhandlung, 1996.
- [49] Martin Junius, Martin Büter, Dirk Pesch. *CNCL - Communication Networks Class Library*. Technical Report, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, 1995.
- [50] Gerhard Kadel. *Investigations on correlated wideband fading channels using a synthetic channel model*. Technical Document TD(94)-026 COST 231, 1994.
- [51] Ulrich Kauschke. *Breitbandige HF-Kanaluntersuchungen zu DECT*. Nachrichtentech., Elektron., Berlin 43 (1993), 1993.
- [52] J. M. Keenan, A. J. Motley. *Radio coverage in buildings*. British Telecom Technology Journal, Vol. 8, No. 1, pp. 19–24, 1990.
- [53] Joachim Köhler, Ralf Höwelmann, Hardt Krämer. *Analytische Geometrie und Abbildungsgeometrie in vektorieller Darstellung*. Verlag Moritz Diesterweg, Frankfurt am Main, 1975.
- [54] A. Kranztzik, D. Wolf. *Statistische Eigenschaften von Fadingprozessen zur Beschreibung eines Landfunkmobilkanals*. Mitteilung aus dem Institut für Angewandte Physik der Universität Frankfurt am Main, 1989.
- [55] Patrik Laschet. *Modellierung und Simulation des DECT-Radio Resource Managements*. Diplomarbeit, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1992.
- [56] L. D. Laundau, E. M. Lifschitz. *Elektrodynamik der Kontinua, Lehrbuch der theoretischen Physik*. Akademie-Verlag Berlin, 1985.
- [57] M. C. Lawton, J. P. McGeehan. *The application of GTD and ray launching techniques to channel modelling for cordless radio systems*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1992.

- [58] Manfred Lebherz, Werner Wiesbeck. *Beurteilung des Reflexions- und Schrimungsverhaltens von Baustoffen*. Wilhelm Ernst & Sohn Verlag für Architektur und Technische Wissenschaften, Berlin, 1990.
- [59] Sang U. Lee, Young M. Chung, Jae M. Kim. *On the Bit Error Probabilities of GMSK in the Rayleigh Fading Channels*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1993.
- [60] William C. Y. Lee. *Elements of cellular mobile radio systems*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1986.
- [61] William C. Y. Lee. *Overview of cellular CDMA*. IEEE Vehicular Technology Conference, 1991.
- [62] Hans Dieter Lüke. *Signalübertragung*. Springer Verlag, 1990.
- [63] Hans Dieter Lüke. *Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 4. Auflage, 1990.
- [64] GEC Marconi. *A Simple Three-Path Modell*. COMIS, 1993.
- [65] Rudolph Mathar, Jürgen Mattfeldt. *On the distribution of cumulated interference power in rayleigh fading channels*. Aachener Informatik Berichte, 1993.
- [66] Meinke, Gundlach. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer Verlag 4.Auflage, 1986.
- [67] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, K. Fukuda. *Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Service*. Review of the Electrical Communications Laboratory, Vol. 16, pp. 825-873, 1993.
- [68] Peter Olanders. *DECT - a component in personal communications*. 5th nordic seminar on digital mobile radio communications, 1993.
- [69] J.D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press London, 1992.
- [70] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw Hill, 1989.
- [71] Max et al Prögler. *System Description Part II chapter 7*. Technical report, RACE 1043, 1991.

- [72] Theodore S. Rappaport. *Simulation of bit error performance of FSK, BPSK and  $\pi/4$  DQPSK in flat fading indoor radio channels using a measurement based channel model*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 4, 1991.
- [73] T.S. Rappaport, S.Y. Seidel. *Multipath Propagation for In-Building Communication*. Proc. 5th National Conference on 'Mobile radio and personel communications' Warwick, 1990.
- [74] Manfred Richter. *Real random numbers based on electronic noise*. Dissertation, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1992.
- [75] G. Rosina, S. Riguzzi, D. Musoni. *Performance evaluation of a DECT based wireless PABX*. In *Vehicular Technology Vonference (VTC)*, pp. 827-830, 1992.
- [76] Adel A. M. Saleh, Reinaldo A. Valenzuela. *A statistical model for indoor multipath propagation*. IEEE Journal on selected areas in Communications, Vol. SAC-5, No. 2, 1987.
- [77] W. Schäfer, E. Lutz. *Propagation Characteristics of Short-Range Communication Links at 60 GHz for PROMETHEUS Applications*. In *1. PROMETHEUS workshop proceedings*. DLR Deutsche Forschungsanstalt für Luft und Raumfahrt e.V., 1989.
- [78] Wolfgang Schäfer. *Channel Modelling Of Short-Range Radio Links At 60 GHz For Mobile Intervehicle Communication*. IEEE 41. Vehicular Technology Conference, 1991.
- [79] K.R. Schaubach, N.J. Davies, T.S. Rappaport. *A Ray Tracing Method For Predicting Pathloss And Delay Spread In Microcellular Environments*. 42. Vehicular Technology Conference, 1992.
- [80] Wilhelm Scholtholt. *Modellierung und Simulation des DECT-Air Interface*. Diplomarbeit, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1992.
- [81] G. Schultes, I. Crohn. *Measured Performance of DECT Transmission in low dispersive indoor radio channel*. Electronics Letters, Vol. 28, No. 17, 1992.
- [82] Smiler. *Short Range Microwave Links : Present And Future*. Technical report, DRIVE V1002 SMILER, 1993.

- [83] Wally H. W. Tuttlebee. *Cordless Telecommunications in Europe*. Springer Verlag, 1990.
- [84] Burkhard v. Ehren. *Entwicklung eines Breitband-Kanalmodells für eine Frequenz von 60 GHz*. Diplomarbeit, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1993.
- [85] Peter Vary. *Digitale Sprachverarbeitung 1 und 2*. Vorlesung an der RWTH Aachen, 1992.
- [86] Peter Vary. *Nachrichtensysteme 1 und 2*. Vorlesung an der RWTH Aachen, 1992.
- [87] B. Walke. *Kommunikationsnetze und Verkehrstheorie I - Dienste und Protokolle digitaler Kommunikationsnetze*. Vorlesungsumdruck Lehrstuhl Kommunikationsnetze RWTH Aachen, 1994.
- [88] B. Walke. *Kommunikationsnetze und Verkehrstheorie II - Verkehrstheoretische Modelle von Echtzeitsystemen und Kommunikationsnetzen*. Vorlesungsumdruck Lehrstuhl Kommunikationsnetze RWTH Aachen, 1993.
- [89] B. Walke. *Mobilfunknetze und ihre Protokolle*. Vorlesungsumdruck, Lehrstuhl Kommunikationsnetze, RWTH Aachen, 1994.
- [90] B. Walke, C. Plenge, M. Scheibenbogen. *Technische Realisierbarkeit öffentlicher DECT-Anwendungen im Frequenzband 1880-1900 MHz*. Studie im Auftrag des Bundesministers für Post und Telekommunikation, 1995.
- [91] Bernhard Walke. *Traffic problems in mobile radio networks*. AEÜ, Vol. 47, No. 5/6, 1993.
- [92] Ingo Wolff. *Grundlagen und Anwendungen der Maxwell'schen Theorie I*. B.I. Hochschultaschenbücher, 1968.

## Nachwort

---

Die vorliegende Arbeit entstand im wesentlichen während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Kommunikationsnetze der RWTH Aachen und wurde anschließend parallel zu meiner Tätigkeit bei der Firma Nokia Mobile Phones fortgeführt.

Ich möchte an dieser Stelle Herrn Prof. Dr.-Ing. Bernhard Walke danken, dessen Betreuung auch nach meinem Wechsel zu Nokia Mobile Phones wesentlich zum Gelingen der Arbeit beigetragen hat. Herrn Prof. Dr.-Ing. Schmitt danke ich für die Übernahme des Korreferats, sowie allen Diplom- und Studienarbeitern und den studentischen Hilfskräften.

Ein ganz besonderer Dank gilt auch meiner Frau Sabrina Hußmann, die neben der Mühe des Korrekturlesens, mich während der Fortführung der Arbeit parallel zum Beruf vorbildlich unterstützt hat. Meinen Eltern Gabriele und Friedhelm Hußmann danke ich für die Förderung während meiner Schulzeit und meines Studiums.

Marl, Januar 1997

Holger Hußmann



## AACHENER BEITRÄGE ZUR MOBIL- UND TELEKOMMUNIKATION

### **ABMT Band 1**

**Herrmann, C.**

Stochastische Modelle für ATM-Konzepte,  
1. Auflage 1995, 138 Seiten;  
ISBN 3-86073-380-X

### **ABMT Band 2**

**Lawniczak, D. R.**

Modellierung und Bewertung der Datenverwaltungskonzepte in UMTS,  
1. Auflage 1995, 230 Seiten;  
ISBN 3-86073-381-8

### **ABMT Band 3**

**Junius, M.**

Leistungsbewertung intelligenter Handover-Verfahren für zellulare Mobilfunksysteme,  
1. Auflage 1995, 208 Seiten;  
ISBN 3-86073-382-6

### **ABMT Band 4**

**Steffan, H.**

Stochastische Modelle für den Funkkanal und deren Anwendung,  
1. Auflage 1996, 164 Seiten;  
ISBN 3-86073-383-4

### **ABMT Band 5**

**Böhmer, S.**

Entwurf eines ATM-basierten Funknetzes und Software-Entwurfsmethodik zur Implementierung,  
1. Auflage 1996, 172 Seiten;  
ISBN 3-86073-384-2

### **ABMT Band 6**

**Guntermann, M.**

Universelle Benutzermobilität auf der Basis des Intelligenz Netzes - Entwurf, Bewertung und Implementierung -,  
1. Auflage 1996, 164 Seiten;  
ISBN 3-86073-385-0

### **ABMT Band 7**

**Kleier, S.**

Neue Konzepte zur Unterstützung von Mobilität in Telekommunikationsnetzen,  
1. Auflage 1996, 204 Seiten;  
ISBN 3-86073-386-9

### **ABMT Band 8**

**Decker, P.**

Entwurf und Leistungsbewertung hybrider Fehlersicherungsprotokolle für paketierte Sprach- und Datendienste im GSM-Mobilfunksystem,  
1. Auflage 1997, 208 Seiten;  
ISBN 3-86073-387-7

### **ABMT Band 9**

**Hußmann, H.**

Algorithmen zur Kapazitätsoptimierung schnurloser Mobilfunksysteme nach DECT-Standard,  
1. Auflage 1997, 180 Seiten;  
ISBN 3-86073-388-5





