

Forschungsvorhaben

*Bestimmung der Exposition bei Verwendung
kabelloser Übermittlungsverfahren
in Haushalt und Büro*

Teil 1 (Arbeitspaket 1):

Bestandsaufnahme

Gernot Schmid, Patrick Preiner, Richard Überbacher, Georg Neubauer

Mai 2004
Exemplar 1
ARC-IT-0091

Verteiler:

- 1-4 Bundesamt für Strahlenschutz
- 5 DI Lamedschwandner
- 6 DI Schmid
- 7 DI Neubauer
- 8 DI Überbacher
- 9 Hr. Preiner
- 10 Sekretariat ARCS/IT

*Bestimmung der Exposition bei Verwendung
kabelloser Übermittlungsverfahren
in Haushalt und Büro*

**1. Zwischenbericht
Arbeitspaket 1 : Bestandsaufnahme**

im Auftrag des

**Bundesamtes für Strahlenschutz
38201 Salzgitter, Deutschland**

Gernot Schmid, Patrick Preiner, Richard Überbacher, Georg Neubauer

¹ ARC Seibersdorf research GmbH
Bereich Informationstechnologien
Geschäftsfeld Sichere Mobilkommunikation

Verfasser:

Dipl. Ing. Gernot Schmid
Geschäftsfeld Sichere Mobilkommunikation, Bereich Informationstechnologien
ARC Seibersdorf research GmbH
A-2444 Seibersdorf

Patrick Preiner
Geschäftsfeld Sichere Mobilkommunikation, Bereich Informationstechnologien
ARC Seibersdorf research GmbH
A-2444 Seibersdorf

Dipl. Ing. Richard Überbacher
Geschäftsfeld Sichere Mobilkommunikation, Bereich Informationstechnologien
ARC Seibersdorf research GmbH
A-2444 Seibersdorf

Dipl. Ing. Dr. Georg Neubauer
Geschäftsfeld Sichere Mobilkommunikation, Bereich Informationstechnologien
ARC Seibersdorf research GmbH
A-2444 Seibersdorf

Der Bericht gibt die Auffassung und Meinung des Auftragnehmers wieder und muss nicht mit der Meinung des Auftraggebers (Bundesminister für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit) übereinstimmen.

ZUSAMMENFASSUNG

Im vorliegenden Bericht wurden die gegenwärtig verfügbaren, sowie in naher Zukunft am Markt erwarteten, drahtlosen Übermittlungsverfahren für Haushalts- und Büroanwendungen zusammengestellt und hinsichtlich der aus strahlenschutztechnischer Sicht relevanten Parameter beschrieben.

Im Bereich professioneller Anwendungen (z.B. WLAN, *Bluetooth*TM, DECT, usw.), deren Spezifikationen im Rahmen von internationalen Standards definiert und damit vollständig zugänglich sind, konnte die durchgeführte Bestandsaufnahme sehr umfassend gestaltet werden und die Beschreibung der unterschiedlichen Technologien sehr detailliert erfolgen. Die folgende Tabelle fasst die aus gegenwärtiger Sicht bedeutendsten Technologien mit den wichtigsten Kenndaten zusammen.

Produkt/ Technologie	Frequenzbereich in Europa	max. zul. Sendeleist.	Pulscharakteristik/ mittlere Sendeleistung	typische Reichweite	Verbreitung in Europa
IEEE 802.11	2,4GHz-2,48 GHz	100 mW	Pulswiederholrate/Tastverhältnis und somit mittlere Sendeleistung abhängig vom momentanen Datenverkehr; mittlere Sendeleistungen von bis zu mehreren Zehnerpotenzen unterhalb der maximalen Sendeleistung bis zu annähernd maximaler Sendeleistung	30 -150 m	weit verbreitet
IEEE 802.11b	2,4GHz-2,48 GHz	100 mW		weit verbreitet	
IEEE 802.11a	5,15-5,35 GHz 5,725-5,825 GHz	30 mW		20 – 50 m	kaum verbreitet
IEEE 802.11g	2,4GHz-2,48 GHz	100 mW		30 -150 m	noch nicht weit verbreitet
IEEE 802.11h	5,15-5,35 GHz 5,725-5,825 GHz	200 mW 1 W		50 – 200 m	noch nicht am Markt
HiperLAN/2	5,15-5,35 GHz 5,725-5,825 GHz	200 mW 1 W		50 – 200 m	noch nicht am Markt
<i>Bluetooth</i> TM	2,4GHz-2,48 GHz	100 mW		10 – 100 m	weit verbreitet
Zigbee	2,4GHz-2,48 GHz	100 mW		noch nicht am Markt	
DECT	1880 -1900 MHz	250 mW		Mobilteil aktiv: Pulswiederholfrequenz: 100 Hz Tastverhältnis: ca. 1:25 mittlere Sendeleistung: ca. 10 mW Basisstation: Pulswiederholfrequenz, Tastverhältnis und mittlere Sendeleistung abh. von der Anzahl aktiver Verbindungen	50 - 300 m

Bei drahtlosen Übermittlungsverfahren, wie sie für diverse Hausaltsanwendungen verwendet werden (Babyphone, drahtlose Steuerungen, Überwachungssysteme, usw.), herrschen, aufgrund der nicht vorhandenen Notwendigkeit der Interoperabilität von Produkten unterschiedlicher Hersteller und damit fehlender Standardisierung, herstellereigene Lösungen vor. Eine systematische, vollständige und detaillierte Erfassung solcher Produkte bzw. der verwendeten Übermittlungsverfahren gestaltete sich aufgrund nicht verfügbarer Kenndaten entsprechend schwierig und war bis auf die Erfassung der allerwichtigsten Kenndaten, wie z.B. den Frequenzbereich (meist ISM-Bänder), praktisch nicht möglich. Für eine Untersuchung der Exposition durch solche Produkte muss daher auf zufällig ausgewählte Produktstichproben zurückgegriffen werden.

Die gegenwärtig verfügbaren Mess- und Berechnungsverfahren zur Expositionserfassung in Hochfrequenz- und Mikrowellenfeldern wurden zusammengestellt und diskutiert. Aufgrund der Unterschiede der einzelnen Verfahren hinsichtlich Komplexitätsgrad, Aussagekraft des Messergebnisses und Kosten, wird für jede Expositionssituation und Aufgabenstellung das jeweils bestgeeignete Verfahren (bzw. Kombinationen von Verfahren) ausgewählt. Als unterschiedliche Aufgabenstellungen sind hier zum Beispiel die bloße Überprüfung des Einhaltens von Grenzwerten (Worst Case Abschätzungen), oder im Gegensatz dazu die Erfassung der tatsächlich auftretenden Exposition zu nennen. Detaillierte Diskussionen zum Thema der Eignung von Mess- und Berechnungsverfahren für unterschiedliche Aufgabenstellungen bilden den Schwerpunkt des 2. Arbeitspaketes des gegenständlichen Forschungsvorhabens.

INHALT

1. EINLEITUNG	4
2. ÜBERSICHT ÜBER GEGENWÄRTIGE UND ZUKÜNFTIGE TECHNOLOGIEN	5
2.1 Schnurlostelefone	5
2.1.1 Auslaufende bzw. veraltete Technologien CT1, CT1+ und CT2	5
2.1.2 Digital Enhanced Cordless Telecommunications	6
2.2 Lokale Funknetzwerke - Wireless LAN (WLAN).....	9
2.2.1 Systeme nach IEEE Standard 802.11	10
2.2.1.1 WLAN-Standards IEEE 802.11 und IEEE 802.11b	10
2.2.1.2 WLAN-Standard IEEE 802.11a	17
2.2.1.3 WLAN-Standard IEEE 802.11g	20
2.2.1.4 WLAN-Standard IEEE 802.11h	22
2.2.1.5 Wi-Fi	23
2.2.2 HomeRF/SWAP	23
2.2.3 Systeme nach ETSI (BRAN) Standards	26
2.2.3.1 HiperLAN/1	26
2.2.3.2 HiperLAN/2	26
2.2.3.3 Hiperaccess, Hiperlink und HiperMAN	31
2.2.4 Systeme nach japanischen Standards (MMAC)	31
2.3 Kleinräumige lokale Funknetzwerke – Wireless Personal Area Networks (WPAN)	32
2.3.1 <i>Bluetooth</i> TM	32
2.3.2 Systeme nach IEEE Standard 802.15	36
2.4 Weitere Funkanwendungen in Haushalt und Büro	38
2.4.1 Babyphon	38
2.4.2 Drahtlose Videoübertragung	38
2.4.3 Drahtlose Steuerungen und Überwachungsanlagen	39
3. METHODEN DER EXPOSITIONSBESTIMMUNG	41
3.1 Analytische Feldberechnung	41
3.1.1 Fernfeld	41
3.1.2 Nahfeld	43
3.2 Feldmessung	43
3.2.1 Breitbandmessungen	44
3.2.1.1 Elektrische Feldsonden	44
3.2.1.2 Magnetische Feldsonden	44
3.2.1.3 Breitbandmessungen in der Praxis	45
3.2.2 Frequenzselektive Messungen	47

3.3	SAR-Messung	48
3.4	Numerische Methoden	50
	3.4.1 Feldtheoretische Lösungsverfahren	50
	3.4.2 Optische Verfahren	52
	3.4.3 Hybride Verfahren	53
	3.4.4 Anatomische Körpermodelle für die numerische Dosimetrie.....	53
	3.4.5 Zeitlich schwankende Expositionsbedingungen.....	53
	3.4.6 Kommerzielle Softwarepakete.....	55
3.5	Stand der Normung.....	58
	3.5.1 Dokumente von CENELEC und IEC	58
	3.5.1.1 EN 61566	58
	3.5.1.2 EN 50371	58
	3.5.1.3 EN 50392	59
	3.5.1.4 EN 50360 und EN 50361	59
	3.5.1.5 EN 50383, EN 50384 und EN 50385	59
	3.5.1.6 prEN 62209-1	59
	3.5.1.7 prEN 50413	60
	3.5.1.8 prEN 50400	60
	3.5.1.9 prEN 50401	61
	3.5.2 Dokumente von ETSI	61
	3.5.2.1 ETSI TR 101 870 V1.1.1	61
	3.5.3 Dokumente von IEEE	62
	3.5.3.1 IEEE C95.1	62
	3.5.3.2 IEEE C95.3	62
	3.5.3.3 IEEE 1528-2003	62
	3.5.4 Zusammenfassung	63
3.6	Räumliche Feldverteilung und Feldinhomogenitäten	63
4.	SCHLUSSFOLGERUNGEN FÜR DEN WEITEREN PROJEKTABLAUF	69
5.	LITERATUR	71
	ANHANG	77
A.	Modulationsverfahren der Digitalen Übertragungstechnik	77
	A.1 Frequency Shift Keying (FSK)	77
	A.2 Phase Shift Keying (PSK)	80
	A.3 Quadrature Amplitude Modulation (QAM)	84
	A.4 Complementary Code Keying (CCK)	86
	A.5 Directs Sequence Spread Spectrum (DSSS)	88
	A.6 Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS)	89
	A.7 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	90
	A.8 Carrier Sensing Multiple Access/Collision Avoidance (CSMA/CA)	91
	A.9 Literatur	93

1. EINLEITUNG

Die technische Entwicklung der letzten Jahre und der Trend zur mobilen Kommunikation hat dazu geführt, dass drahtlose Übermittlungsverfahren nicht mehr auf großräumige Netzwerke wie z.B. GSM beschränkt blieben, sondern vermehrt auch in klein- und kleinsträumigen Netzwerkarchitekturen eingesetzt werden. Neben den schon seit mehreren Jahren weit verbreiteten Schnurlostelefonen (z.B. DECT) als mobile Erweiterung des Festnetz-Telefons, oder in letzter Zeit auch als drahtlose Nebenstellenanlage, sind auch im Bereich der Datennetzwerke drahtlose Technologien im Vormarsch. Dabei sind diese Technologien nicht nur als Ersatz für kabelgebundene Techniken (z.B. Ethernet) zu sehen, wo Neuverkabelung zu kostspielig und aufwendig erscheint, sondern drahtlose Netzwerke (Wireless Local Area Networks, WLANs) bieten auch völlig neue Möglichkeiten hinsichtlich der Mobilität und Flexibilität des Benutzers. So ist z.B. ein allgemein zugänglicher Internetzugang in öffentlichen Gebäuden mit dem eigenen Notebook ohne eine Kabelverbindung keine Vision mehr. Flughäfen, Hotels, Bahnhöfe und Internet-Cafes bieten heute bereits sogenannte *Access Points*, die von den Gästen mit entsprechend ausgestatteten Notebooks als Internetzugang verwendet werden können. Die gegenwärtig in Form von kommerziellen Produkten verfügbare WLAN-Technologie basiert vor allem auf den IEEE-Standards 802.11 und 802.11b. Allerdings sind bereits heute auch einige andere Standards und Technologien vorhanden bzw. stehen entsprechende Produkte unmittelbar vor deren Markteinführung (z.B. IEEE 802.11 a, g, h, HiperLAN/2, usw.).

Zusätzlich zu den genannten WLAN-Technologien zum Aufbau von drahtlosen Netzwerken mit mittlerer räumlicher Ausdehnung (üblicherweise bis max. ca. 100-200 m) und Datenraten im Bereich von 1 Mbps bis 54 Mbps, entstanden in den letzten Jahren auch Konzepte für räumlich sehr eng begrenzte Kommunikationsnetzwerke (Wireless Personal Area Networks, WPANs). Als typischer räumlicher Ausdehnungsbereich wird hier z.B. der persönliche Arbeitsplatz angesehen. Gegenwärtig prominentester Vertreter dieser Technologien ist *Bluetooth™*. Weitere in absehbarer Zukunft am Markt erwartete Technologien in dieser Produktkategorie sind *Wireless FireWire*, *ZigBee™*, bzw. ganz allgemein die in der IEEE Arbeitsgruppe 802.15 entwickelten Standards.

Neben den oben beschriebenen Technologien, die bezüglich der verwendeten Übertragungsverfahren aus Gründen der Interoperabilität von Produkten unterschiedlicher Hersteller in internationalen Standards exakt definiert sind, existieren aber auch viele weitere herstellerspezifische Funk-Anwendungen für den Einsatz im Haushalt bzw. im Büro, wie z.B. Babyphone und diverse Steuerungs- und Überwachungssysteme für Haushalts- bzw. Haustechnik-Komponenten.

Im Lichte dieser Entwicklungen mit der Vision der totalen drahtlosen Vernetzung unserer Wohn- und Arbeitsumgebung, ist die Frage nach der Höhe der durch diese Technologien erzeugten elektromagnetischen Felder und damit der Exposition des Menschen gerechtfertigt. Auch wenn die maximalen Sendeleistungen der einzelnen Produkte relativ gering erscheinen, kann nicht ausgeschlossen werden, dass die Vielzahl der absehbaren Anwendungen zu einer nicht vernachlässigbaren Exposition der Bevölkerung führt.

Im Rahmen des vorliegenden Berichts wird zunächst eine Übersicht der gegenwärtigen und in absehbarer Zukunft relevanten Technologien der drahtlosen Kommunikation für Haushalts- und Büroanwendungen zusammengestellt. In weiterer Folge werden die heute verfügbaren Methoden zur Expositionsbestimmung im Hochfrequenz- (HF-) und Mikrowellenbereich vorgestellt und bezüglich ihrer Vor- und Nachteile diskutiert und abschließend Schlussfolgerungen für den weiteren Projektablauf abgeleitet.

2. ÜBERSICHT ÜBER GEGENWÄRTIGE UND ZUKÜNFTIGE TECHNOLOGIEN

In diesem Kapitel sollen die gegenwärtig meistverbreiteten, bzw. in absehbarer Zukunft am europäischen Markt erwarteten, kabellosen Kommunikationstechnologien für Haushalts- und Büroanwendungen kurz beschrieben werden. Neben einer allgemeinen Beschreibung betreffend Anwendungsmöglichkeiten und Leistungsfähigkeit erfolgt jeweils eine detaillierte Zusammenfassung der für die Exposition des Menschen relevanten physikalischen Parameter. Höhere logische Ebenen, Übertragungsprotokolle, Datensicherheit u.s.w., sowie Koexistenz- und Kompatibilitätsfragen der unterschiedlichen Technologien, werden nicht behandelt.

Bezüglich der innerhalb der beschriebenen Systeme verwendeten Modulations-, Zugriffs- und Übertragungsverfahren, findet sich im Anhang dieses Dokumentes eine tiefer gehende Beschreibung.

2.1 Schnurlostelefone

Die bedeutenden Schnurlostelefon-Systeme des europäischen Marktes waren bzw. sind CT1, CT1+, CT2 und DECT, von denen aus gegenwärtiger Sicht nur DECT langfristig erhalten bleiben wird.

2.1.1 Auslaufende bzw. veraltete Technologien CT1, CT1+ und CT2 [1], [2], [3]

CT1 (*Cordless Telephone 1*) war die erste Generation von analogen Schnurlostelefonen, die in den achtziger Jahren am europäischen Markt eingeführt wurde und in den Frequenzbereichen von 914 - 915 MHz und 959 - 960 MHz arbeitete. Es standen 40 Sprachkanäle zur Verfügung. Die mittlere Sendeleistung betrug 10 mW. CT1 Geräte sind in Deutschland bereits seit 1998 nicht mehr zugelassen.

CT1+ (*Cordless Telephone 1+*) Geräte sind eine (ebenfalls analoge) Erweiterung des CT1 Systems (80 Kanäle) und arbeiten im Frequenzbereich von 885 - 887 MHz bzw. 930 - 931 MHz. Der Betrieb solcher Geräte ist in Deutschland zwar prinzipiell noch zugelassen, allerdings nur unter Nutzungseinschränkungen, d.h. der Betrieb darf die ebenfalls im gleichen Frequenzbereich operierenden GSM-Systeme nicht stören und Störungen von CT1+ Geräten durch den GSM-Betrieb müssen hingenommen werden. Die mittlere Sendeleistung der Geräte beträgt wie im Fall von CT1 10 mW. Obwohl vereinzelt noch angeboten und teilweise als Alternative zur gepulsten Digitaltechnik angepriesen, werden diese Systeme zukünftig keine praktisch relevante Bedeutung mehr haben.

Das **CT2 (*Cordless Telephone 2*)** stellte die erste Generation der digitalen Schnurlostelefone in Europa dar. CT2 bot 40 Sprachkanäle, arbeitete im Frequenzbereich von 864 - 868 MHz, verwendete GFSK (*Gaussian Phase Shift Keying*) als Modulationsart und ein Zeitmultiplex-Verfahren (TDD) zur Trennung von *Uplink* (Kommunikationsrichtung vom Mobilteil zur Basisstation) und *Downlink* (Kommunikationsrichtung von der Basisstation zum Mobilteil). Die mittlere Sendeleistung der Geräte betrug 10 mW. Betreffend die Zulassung gilt hier das Gleiche wie für CT1+, d.h. der Betrieb ist prinzipiell unter eingeschränkten Nutzungsbedingungen noch zulässig. Allerdings sind praktisch keine Geräte mehr am Markt erhältlich, da CT2 noch in der Einführungsphase vollständig von DECT verdrängt wurde.

2.1.2 Digital Enhanced Cordless Telecommunications (DECT) [4], [5], [6], [7]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

DECT Schnurlostelefonssysteme sind am europäischen Markt gegenwärtig die am meisten verbreiteten Systeme. Die erste Version des DECT-Standards wurde 1992 von ETSI (*European Telecommunications Standards Institute*) veröffentlicht und die ersten Geräte bereits 1993 am Markt eingeführt. Aufgrund der Konzeption des Systems gehen die möglichen Anwendungen von DECT jedoch weit über jene eines Schnurlostelefons hinaus. Neben des bereits unbestrittenen Sieges der DECT Technologie auf dem gegenwärtigen Schnurlostelefon-Markt (d.h. drahtlose Version des herkömmlichen Festnetztelefon; praktisch alle heute angebotenen Schnurlostelefone arbeiten nach dem DECT Standard), findet die DECT-Technologie in den letzten Jahren vermehrt Einsatz als drahtlose Nebenstellenanlage und als drahtlose Anbindung entlegener Siedlungen an das öffentliche Telefonnetz (sogen. *WLL*, *Wireless Local Loop*). Die dezentrale Struktur von DECT, in Kombination mit der implementierten automatischen Organisation der Funkkanäle, haben DECT-Systeme zu einer vorteilhaften kleinräumigen Alternative zu GSM werden lassen. Viele Großbetriebe benutzen zur internen Sprachkommunikation bereits DECT-Systeme, die als kleinräumige zelluläre Funknetze organisiert sind. Mehrere DECT-Basisstationen decken dabei das gesamte Firmengelände ab und können mehrere tausend Teilnehmer bedienen. Weiters ist DECT mit einer Erweiterung der Spezifikationen, die Datenraten bis 2 Mbps ermöglichen soll, künftig auch als Alternative zur drahtlosen Anbindung an Datennetzwerke zu sehen.

Technische Beschreibung

Für die DECT Funkübertragung ist in den meisten europäischen Ländern der Frequenzbereich von 1880 MHz – 1900 MHz vorgesehen, in dem 10 Frequenzkanäle im Kanalabstand von 1728 kHz definiert sind (Mittenfrequenz des höchsten Kanals = 1897,34 MHz). Auf jedem dieser Kanäle verwendet DECT ein Zeitmultiplex-Verfahren (TDD) zur Trennung von *Uplink* und *Downlink* mit der in Abbildung 2.1 dargestellten Rahmenstruktur. Die grundlegende Zeitgröße bei DECT ist der sogenannte *Rahmen*, der 10 ms dauert und sich kontinuierlich wiederholt, wobei 16 Rahmen zu einem *Multirahmen* (160 ms lang) und 25 Multirahmen zu einem *Hyperrahmen* (4 s lang) zusammengefasst werden. Jeder Rahmen ist in 24 Zeitschlitze zu je ca. 417 μ s unterteilt, wobei üblicherweise die ersten 12 Zeitschlitze für den *Downlink* und die zweiten 12 Zeitschlitze für den *Uplink* vorgesehen sind. Die Übertragung der Daten innerhalb eines Zeitschlitzes erfolgt üblicherweise mittels eines ca. 368 μ s langen HF-Bursts, der neben Synchronisations- und Systeminformation 320 Bit Nutzdaten enthält. Die Lücke von ca. $417 - 368 = 49$ μ s zwischen den HF-Bursts benachbarter Zeitschlitze ist notwendig, um Überlappungen von Zeitschlitzen zu verhindern. Pro (Sprach-) Kanal ergibt sich eine Nutzdatenrate von 32 kbps, wobei insgesamt 120 solcher Vollduplex-Kanäle zur Verfügung stehen (10 Frequenzkanäle x 12 Zeitschlitze für jeweils Uplink und Downlink). Als Modulationsart verwendet DECT GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*).

Für spezielle Anwendungen kann das in Abbildung 2.1 schematisch dargestellte Timing auch geändert werden.

So ist zum Beispiel zur Erhöhung der Kanalzahl eine Halbierung der Zeitschlitze (*half slot burst*) möglich, wobei sich 2 Gespräche einen Zeitschlitz teilen, was zu einer effektiven Datenrate von 8 kbps (Vollduplex) pro Gesprächskanal und daher zu einer etwas geringeren Sprachqualität führt. Es werden dabei innerhalb eines Zeitschlitzes 2 HF-Bursts (jeweils ca. 160 μ s lang) gesendet.

Andererseits ist für spezielle Anwendungen auch die Möglichkeit von Doppel-Zeitschlitzen (*double slot bursts*) vorgesehen, wobei die Datenrate entsprechend erhöht werden kann (Wegfall einer 49 μ s Schutzlücke und damit entsprechend längerer HF-Burst).

Weiters besteht bei DECT für Datenübertragungen auch die Möglichkeit einer asymmetrischen Vergabe der zur Verfügung stehenden Kanäle, d.h. ungleiche Aufteilung von *Uplink* und *Downlink* Kanälen. Im Extremfall wäre eine Übertragung von z.B. 23 Zeitschlitz *Downlink* und nur 1 Zeitschlitz *Uplink* möglich, wobei Datenraten von bis zu 552 kbps¹ erzielt werden können.

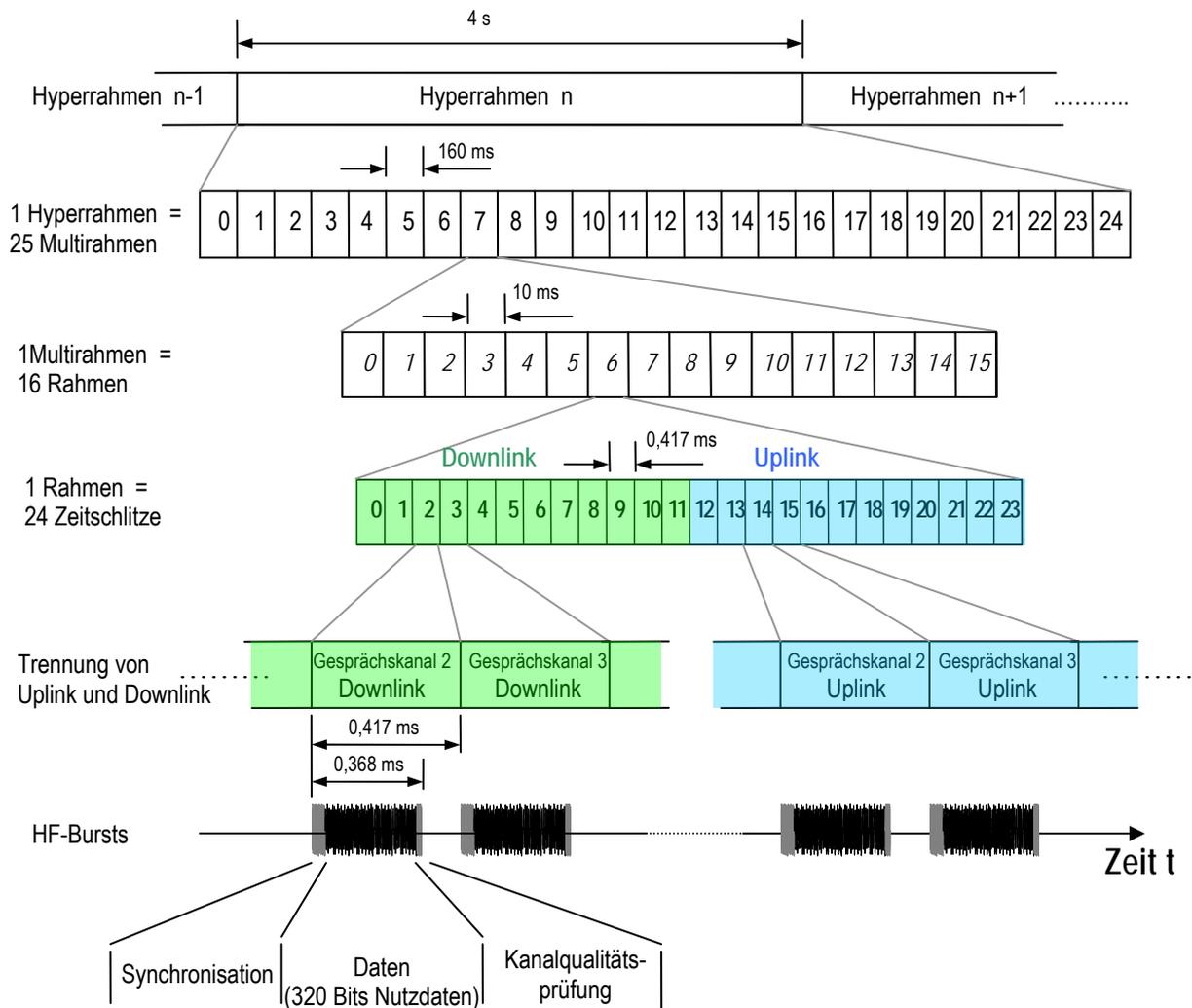


Abbildung 2.1: Schema der Standard-Rahmen und Timingstruktur bei DECT.

Die Organisation des Sprach- bzw. Datenverkehrs in DECT erfolgt grundsätzlich zellorientiert, d.h. eine oder mehrere Mobilteile (Mobilgeräte) sind einer Basisstation zugeordnet. Die Mobilgeräte bleiben passiv, solange kein eingehender Anruf vorliegt, bzw. solange das Mobilgerät keinen Anruf absetzen möchte. DECT Mobilgeräte senden im Standby-Modus also überhaupt nicht, sondern „beobachten“ nur die in Frage kommenden Funkkanäle und erstellen dabei eine Liste über die aktuelle Situation der Kanalnutzung. Die Basisstation hingegen sendet regelmäßig ein *Beacon* Signal aus, das Informationen über die Identität der Basisstation, die derzeitige Kanalnutzung und andere Systeminformationen enthält und allen im Funkbereich befindlichen Mobilteilen zur Synchronisation dient. Dieser *Beacon* kann entweder für sich alleine (wenn innerhalb der Basisstation gerade überhaupt keine aktive Verbindung besteht),

¹ Die angegebene Datenrate von 552 kbps ergibt sich aus der Multiplikation von 23 Zeitschlitz mal 24 kbps pro Kanal. Für (nicht fehlertolerante) Datenübertragung sieht DECT Fehlerschutzkodierung vor, die die Nettodatenrate pro Kanal von 32 kbps (für Sprache) auf 24 kbps reduziert.

oder auch innerhalb einer aktiven Kommunikation ausgesendet werden. Bei Eingehen eines Rufes für ein Mobilteil sendet die Basisstation ein *Paging*-Signal aus, das vom gewünschten Mobilteil detektiert wird und welches das Mobilteil in weiterer Folge veranlasst, eine Gesprächsverbindung nach folgendem Schema aufzubauen:

- Das Mobilteil stellt zunächst fest, welcher Frequenzkanal am wenigsten gestört ist und sendet eine Rufanfrage (*Outgoing Call Request*) an die Basisstation. Bereits hier wird übermittelt, wie viele Kanäle (bei Telefonie nur einer) benötigt werden.
- Die Basisstation empfängt immer auf unbenutzten Kanälen und wartet auf Rufanfragen der Mobilteile. Die maximale Verzögerung beträgt 160 ms (Dauer eines Multiframe, innerhalb dessen sich die Signalisierung wiederholt).
- Nach einem halben Rahmen (5 ms) sendet die Basisstation eine Bestätigung (*Outgoing Call Confirmation*). Diese Bestätigung enthält eine Liste der von der Basisstation aus gesehen besten Kanäle. Damit ist eine Pilotverbindung hergestellt, die für Telefonie bereits ausreicht. Auch bei Datenverbindungen ist diese Verbindung immer Duplex.
- Das Mobilteil sendet bei weiterem Bedarf die Anforderung (*Physical Channel Request*) für weitere Kanäle mit den jeweils gewünschten Eigenschaften.
- Die Basisstation bestätigt diese Anforderung durch eine *Physical Channel Confirmation*

Da DECT keine zentrale Systemverwaltung hat, erfolgt die Kanalzuweisung stets dynamisch und dezentralisiert, d.h. dass jedes Mobilteil selbst über die verwendeten Frequenzen und Zeitschlitze entscheidet, wobei es von der Basisstation unterstützt wird. Das Mobilteil und die Basisstation führen jeder stets eine aktuelle Liste der derzeit besten (am wenigsten gestörten) Kanäle.

Diese für DECT bezeichnende Fähigkeit der automatischen dynamischen Frequenzwahl kommt nicht nur beim Aufbau einer Verbindung zur Anwendung, sondern auch während dem Bestehen von aktiven Verbindungen. D.h., verschlechtert sich die Verbindungsqualität, so wird automatisch auf einen weniger gestörten Funkkanal (soweit verfügbar) gewechselt. Dieses *Intracell-Handover* erfolgt nahtlos, d.h. es wird zuerst parallel zur ursprünglichen Verbindung die neue Verbindung auf dem neuen Funkkanal aufgebaut, und sobald die neue Verbindung besteht, wird der alte (ursprüngliche) Funkkanal aufgegeben.

Die dezentrale Struktur von DECT (automatische dynamische Frequenzwahl) ermöglicht auf relative einfache und kostengünstige Weise die (drahtgebundene) Vernetzung mehrerer DECT Basisstationen zu einem kleinräumigen zellularen Netzwerk (*Piconetz*, z.B. zur Abdeckung eines Firmengebäudes). Die mit Mobilteilen ausgestatteten Benutzer können sich dabei, ähnlich wie bei GSM, frei im Empfangsbereich des Netzes (z.B. Firmengelände) bewegen und sind immer erreichbar, bzw. haben immer unmittelbaren Zugang zum Telefonnetz. Die zulässigen Geschwindigkeiten der Benutzer, die funktechnisch toleriert werden können, liegen bei DECT mit ca. 20 km/h jedoch deutlich unterhalb jenen von GSM. Beim Wechsel vom Funkbereich einer Basisstation zum Funkbereich einer benachbarten Basisstation erfolgt ein *Intercell-Handover* nach ähnlichen Kriterien wie oben beschrieben.

Sendeleistung

Die maximale Spitzenleistung von DECT Geräten ist mit 250 mW limitiert. Ein Mobilteil mit einer aktiven Standard-Sprechverbindung sendet pro Rahmen (alle 10 ms) einen 368 μ s andauernden HF-Burst mit maximaler Leistung. D.h., die mittlere Leistung des Mobilteils beträgt: $250 \cdot 0,368 / 10 = 9,65$ mW. Besteht keine aktive Verbindung, sendet das Mobilteil überhaupt nicht.

Die von einer DECT Basisstation abgestrahlte HF-Leistung hängt von der Anzahl der gerade aktiven Verbindungen ab. Der theoretische Extremfall maximaler Leistung würde sich bei

maximal asymmetrischer Datenübertragung (23 Zeitschlitze als Downlink) und *double slot bursts* ergeben. In diesem Fall würde innerhalb eines 10 ms Rahmens für insgesamt ca. 9 ms der maximale HF-Leistungspegel abgestrahlt, was einer mittleren Leistung von ca. $250 \cdot 9/10 = 225$ mW entspricht. Der Minimalwert der mittleren abgestrahlten Leistung einer DECT Basisstation ergibt sich aus der regelmäßig abgestrahlten Systeminformation ohne das Vorhandensein einer aktiven Verbindung. Es wird dabei alle 10 ms ein ca. 83 μ s langer HF-Burst mit maximaler Leistung abgesetzt, d.h., als mittlere Leistung ergibt sich in diesem Fall $250 \cdot 0,083/10 = \text{ca. } 2,1$ mW.

Eine Sendeleistungsregelung ist im DECT Standard für die Basisstation überhaupt nicht und für Mobilteile nur optional vorgesehen. Im Fall der am meisten verbreiteten DECT-Geräte in Form von Schnurlostelefonen für den privaten Heimgebrauch findet sich daher meistens keine Sendeleistungsregelung.

Antennen

Im Bereich der Schnurlostelefonie für den Heimgebrauch sind DECT Mobilgeräte üblicherweise mit integrierten Antennen (ähnlich wie GSM Mobiltelefone) ausgestattet. DECT-Basisstationen sind meist mit kurzen Stummelantennen ohne besondere Richtwirkung ausgestattet.

Im Bereich von größeren DECT-Netzwerken (z.B. drahtlose Nebenstellenanlage) werden für Basisstationen und eventuell vorhandene Repeater oftmals auch Antennen mit größerer Richtwirkung mit Antennengewinnen bis zu ca. 10 dBi (z.B. zur Deckenmontage) verwendet. Größere Richtwirkung der Sendeantenne kann bei konstanter Sendeleistung für eine Person in Hauptsenderichtung der Antenne zu höherer Exposition, im Vergleich zur Situation bei Verwendung von Antennen ohne bzw. mit geringerer Richtwirkung, führen.

Gegenwärtige Produkte

DECT-Geräte für die Schnurlostelefonie zu Hause stellen gegenwärtig den mit Abstand größten Anteil der DECT Produkte dar. Eine Vielzahl von Herstellern bietet eine große Vielfalt an unterschiedlichen Modellen an. Erwähnenswert dabei ist die Tatsache, dass die meisten dieser „Heim“-Geräte nur bis zu maximal 6 Mobilteile unterstützen.

Neben den Geräten für den privaten Heimgebrauch befinden sich seit einigen Jahren auch professionelle Lösungen und Komponenten (Mobilteile, Basisstationen, Repeater, externe Antennen) für DECT-Netzwerke, wie z.B. drahtlose Nebenstellenanlagen auf dem Markt. Die Hersteller und Produktvielfalt ist hier wesentlich geringer, die Leistungsfähigkeit der Geräte aber dementsprechend höher.

2.2 Lokale Funknetzwerke - Wireless LAN (WLAN)

Der Einsatz lokaler Funknetzwerke (Wireless LANs, WLANs) hat in den letzten Jahren stetig zugenommen. Aufgrund der in den vergangenen Jahren erzielten Fortschritte in der digitalen Funkübertragung werden mit solchen Systemen bereits gegenwärtig Bitraten erreicht, die durchaus in der gleichen Größenordnung liegen wie jene von herkömmlichen kabelgebundenen Netzwerken (z.B. Ethernet). Besonders in Bereichen wo keine extrem hohen Übertragungsraten gefordert sind und wo die Verkabelung aufwendig ist, sind WLAN Systeme zu einer echten, kostengünstigen Alternative geworden. In den folgenden Abschnitten sollen die gegenwärtig bekanntesten und am meisten verbreiteten, sowie die in absehbarer Zukunft am Markt erwarteten WLAN-Systeme beschrieben werden.

2.2.1 Systeme nach IEEE Standard 802.11

Die Arbeitsgruppe 802.11 des unabhängigen US amerikanischen *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (kurz IEEE 802.11) ist eine von mehreren Arbeitsgruppen des IEEE 802 *Standards Committee* und befasst sich mit der Standardisierung von lokalen Funknetzwerken (WLANs). Historisch gesehen ist das 1980 gegründete *Standards Committee* IEEE 802 mit Sicherheit die bedeutendste Institution auf dem Gebiet der Standardisierung von lokalen Netzwerken (*Local Area Networks*, LANs). Beispielsweise wurde der heute unter dem Namen *Ethernet* wahrscheinlich bekannteste Netzwerk-Standard in Arbeitsgruppe IEEE 802.3 entwickelt. In diesem Lichte ist es daher nicht verwunderlich, dass sich gegenwärtige WLAN-Produkte zum allergrößten Teil an den IEEE 802.11 Standards orientieren. Betrachtet man die physikalische Ebene, so gibt es derzeit 4 von IEEE 802.11 standardisierte Basistechnologien (802.11b, a, g, h), die im Folgenden in der Reihenfolge ihrer gegenwärtigen Bedeutung für den europäischen Markt beschrieben werden.

2.2.1.1 WLAN-Standards IEEE 802.11 und IEEE 802.11b [8], [9], [10], [11]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Im Jahr 1997 wurde von IEEE der WLAN Standard 802.11 veröffentlicht, der im weltweit unlicenzierten ISM (*Industrial Scientific Medical*) Frequenzband von 2400 bis 2483,5 MHz arbeitet und für maximale Übertragungsraten von 1 Mbps bzw. 2 Mbps ausgelegt war. Als Übertragungsverfahren sieht dieser Standard zwei unterschiedliche Methoden vor, nämlich *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS) und *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS). Im Fall von FHSS-Übertragung wurde als Modulationsart 2-GFSK² (für 1 Mbps) bzw. 4-GFSK (für 2 Mbps) spezifiziert. Bei DSSS-Übertragung hingegen wurde standardmäßig DBPSK³ (für 1 Mbps) bzw. DQPSK⁴ (für 2 Mbps) als Modulationsart definiert.

Noch bevor sich Geräte nach IEEE 802.11 am europäischen Markt in großem Stil durchsetzen konnten, kam es 1999 zur Veröffentlichung des Standards IEEE 802.11b (oft auch als IEEE 802.11 HighRate oder kurz IEEE 802.11HR bezeichnet), der eine Erweiterung von IEEE 802.11 darstellt und maximale Übertragungsraten von 5,5 bzw. 11 Mbps ermöglicht. Dieser Standard sieht nur mehr DSSS-Übertragung vor und entspricht bezüglich Kanal und Frequenzaufteilung der DSSS-Variante von IEEE 802.11. Die höheren Bitraten von 5,5 bzw. 11 Mbps werden durch eine aufwendigere Modulationsform (*Complementary Code Keying*, CCK) erreicht.

Bedingt durch diese historische Entwicklung finden sich gegenwärtig am europäischen Markt praktisch keine Geräte mehr nach IEEE 802.11, sondern nur mehr Geräte, die mindestens IEEE 802.11b entsprechen. Das FHSS-Übertragungsverfahren hat daher gegenwärtig innerhalb der IEEE 802.11 Standards keine praktische Bedeutung. Im Weiteren wird daher nur mehr IEEE 802.11b behandelt.

Technische Beschreibung

Die Funkübertragung des IEEE 802.11b WLAN-Standards arbeitet im weltweit unlicenzierten 2,4 GHz ISM (*Industrial Scientific Medical*) Frequenzband und verwendet ein *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS) Übertragungsverfahren. Dabei wird das ursprünglich im Basisband ca. 1 MHz breite Signalspektrum (2 MHz HF-Bandbreite) künstlich auf 22 MHz Bandbreite aufgeweitet („gespreizt“). Die Spreizung erfolgt dabei durch Multiplikation des ursprünglichen Signals mit einem speziellen, so genannten „Spreizcode“ (für Details bezüglich der DSSS-

² GFSK ... Gaussian Frequency Shift Keying, Details siehe Anhang

³ DBPSK .. Differential Binary Phase Shift Keying, Details siehe Anhang

⁴ DQPSK .. Differential Quaternary Phase Shift Keying, Detail siehe Anhang

Technik, siehe Anhang). Die Bandspreizung dient im hier vorliegenden Fall lediglich der Erhöhung der Robustheit (Verringerung von Störungen) der Übertragung und nicht auch dazu, wie beispielsweise im Fall von UMTS, um unterschiedliche Benutzer voneinander zu unterscheiden. Die eigentliche zu übertragende Information ist, wie üblich, durch Modulation dem Signal aufgeprägt. Die unterschiedlichen, verfügbaren Übertragungsraten von 1, 2, 5,5 und 11 Mbps werden dabei durch den Einsatz unterschiedlicher Modulationsverfahren bzw. durch unterschiedliche Spreizcodes erreicht (Tabelle 2.1).

Entsprechend dem bisher Gesagten beträgt die benötigte Übertragungsbandbreite eines WLANs nach IEEE 802.11b daher 22 MHz (unabhängig von der Bitrate). In Europa stehen dafür innerhalb des 2,4 GHz ISM Bandes (2400 MHz – 2483,5 MHz) insgesamt 13 je 5 MHz breite Funkkanäle zur Verfügung (Kanal 1: 2412 MHz, ... Kanal 13: 2472 MHz, angegeben ist jeweils die Mittenfrequenz). Für den praktischen Betrieb von IEEE 802.11b - WLANs ergibt sich daraus als Konsequenz, dass man bei günstiger Kanalwahl maximal 3 sich räumlich überlappende WLANs betreiben kann, ohne dass gegenseitige Beeinflussungen erwartet werden müssen (siehe Abbildung 2.2).

Bitrate	Modulation	Bandspreizung
1 Mbps	DBPSK	11 chip Barker Sequenz
2 Mbps	DQPSK	11 chip Barker Sequenz
5,5 Mbps	DQPSK	4 8-chip CCK Spreizung
11 Mbps	DQPSK	64 8-chip CCK Spreizung

Tabelle 2.1: Gegenüberstellung der unterschiedlichen Modulations- und Spreizcodetypen zur Erreichung der unterschiedlichen Übertragungsraten bei WLANs nach IEEE 802.11b. Die Sendebandbreite beträgt immer (unabhängig von der Bitrate) 22 MHz.

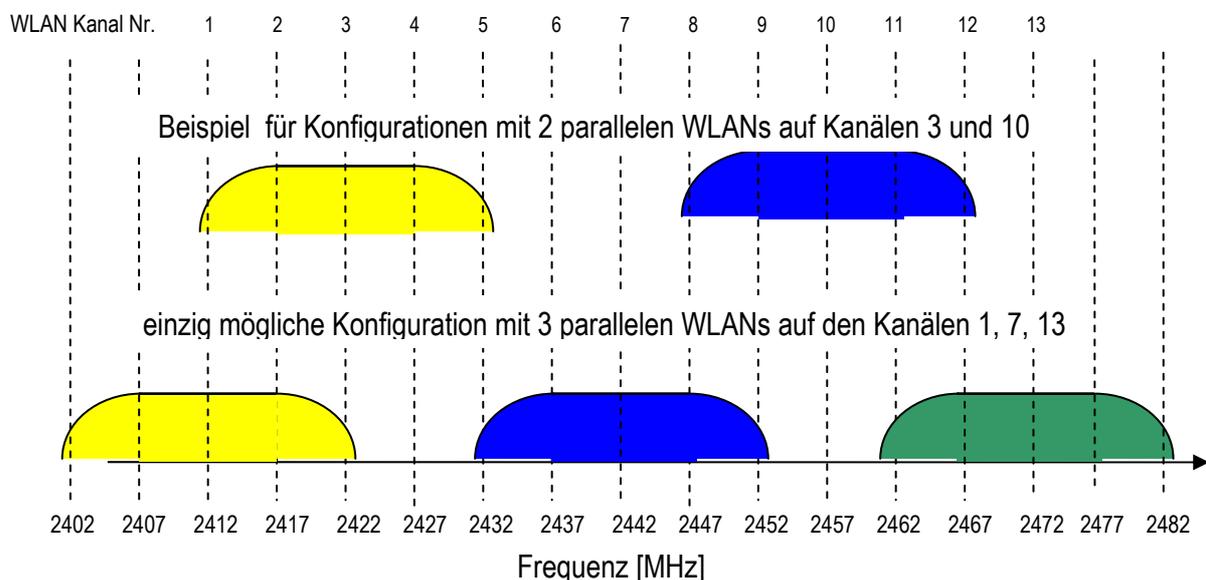


Abbildung 2.2: Mögliche Nutzungen des 2,4 GHz ISM-Bandes für WLANs nach IEEE 802.11b. Will man 3 räumlich überlappende unabhängige WLANs ohne gegenseitige Beeinflussungen betreiben, so ergibt sich aufgrund der beschränkten Frequenzressourcen und der 22 MHz Bandbreite nur eine möglich Konfiguration (Kanal 1,7,13). Für 2 unabhängige WLANs können dementsprechend mehrere unterschiedliche Konfigurationen gefunden werden.

WLAN-Systeme nach IEEE 802.11b können grundsätzlich in zwei unterschiedlichen Netzwerk-Architekturen betrieben werden. Im so genannten *Infrastruktur-Netzwerk* kommunizieren die im WLAN eingebundenen Geräte über einen zentralen Netzwerkknoten, den so genannten *Access Point*. Über diesen *Access Point* kann das WLAN auch an ein anderes Netzwerk (z.B. Ethernet) angebunden werden. Da der *Access Point* zentrale Aufgaben im Bereich der Netzwerkorganisation übernimmt, ist die direkte Kommunikation von Endgeräten

miteinander, d.h. ohne Einbindung des *Access Points* in einem *Infrastruktur-Netzwerk*, nicht erlaubt.

Dagegen können in einem so genannten *ad-hoc Netzwerk* zwei oder mehrere Endgeräte direkt miteinander kommunizieren. In einem *ad-hoc Netzwerk* gibt es daher keinen *Access Point*. Abbildung 2.3 versucht die unterschiedlichen Netzwerk-Architekturen an einem konkreten Beispiel in vereinfachter Weise unter folgenden Annahmen zu illustrieren: In einem Firmengebäude besteht ein bewährtes Firmennetzwerk (z.B. Ethernet). Durch Expansion der Firma werden an das bestehende Gebäude eine Lagerhalle und ein weiterer Bürotrakt angebaut, welche auch an das Firmennetz anzubinden sind, wobei man sich aus Kostengründen (entfallende Kabelinstallation) für eine WLAN-Lösung entschieden hat. Abbildung 2.3 zeigt, dass die beiden Sub-Netze auf WLAN-Basis (*Infrastruktur Netzwerke*) über die jeweiligen *Access Points* an das bestehende Ethernet angebunden sind. Werden die beiden WLAN-Subnetze günstig im zur Verfügung stehenden Frequenzband platziert (vgl. Abbildung 2.2), so kann im gleichen räumlichen Bereich auch noch ein weiteres WLAN betrieben werden (beispielsweise in Form eines *ad-hoc Netzwerks* in einem Besprechungsraum zwischen den Notebooks der Besprechungsteilnehmer). Die unterschiedlichen Sendefrequenzen sind in Abbildung 2.3 durch unterschiedliche Farben der Netzwerkbereiche dargestellt.

Der Verbindungsaufbau in einem IEEE 802.11 WLAN erfolgt in mehreren Schritten nach einem streng festgelegten Schema. Das mit dem WLAN zu verbindende Gerät beginnt nach dem Einschalten (bzw. Starten des Verbindungsaufbaus) mit einem Suchvorgang (*Scanning*), wobei *passives Suchen* und *aktives Suchen* implementiert sein können. Eine zentrale Rolle dabei spielt der so genannte *Beacon-Frame*. Dieses spezielle Datenpaket wird in regelmäßigen Abständen (in einem *Infrastruktur-Netzwerk*) vom *Access Point* abgesendet und dient allen Geräten im Empfangsbereich zur Synchronisation. In einem *ad-hoc Netzwerk* erfolgt die Abstrahlung des *Beacons* von dem Gerät aus, welches als erstes aktiv wurde. Während des *passiven Suchens* beginnt das zu verbindende Gerät einfach mit dem „Abhören“ des Funkkanals, bis es einen *Beacon* empfängt und sich damit synchronisieren kann. Nach der Synchronisation und daran anschließender erfolgreicher Authentifizierung ist das Gerät mit dem WLAN verbunden. Beim (schnelleren) *aktiven Suchvorgang* beginnt das zu verbindende Gerät von sich aus spezielle Anfrage-Datenpakete (*Probe Request Frames*) abzusetzen, die bereits spezielle Informationen bezüglich des angestrebten Verbindungstyps enthalten. Jene zur Anfrage passende Station im Empfangsbereich (*Access Point* im *Infrastruktur-Netzwerk* oder ein anderes Gerät im *ad-hoc Netzwerk*), die den letzten *Beacon* ausgesendet hat, antwortet daraufhin mit einem so genannten *Probe Response Frame* und das neue Gerät wird nach einer Authentifizierungsprozedur im Netzwerk aufgenommen.

Die Organisation des Datenverkehrs innerhalb eines IEEE 802.11 Funknetzwerkes, d.h. wann welches Gerät senden darf, erfolgt nach dem Prinzip des *Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance (CSMA/CA)*⁵. In einfachen Worten bedeutet dies, dass ein Gerät nur dann senden darf, wenn gerade kein anderes Gerät sendet. Dazu ist es notwendig, dass jedes Gerät, das Daten senden möchte, vorher in den Funkkanal „hineinhört“, ob andere Geräte gerade senden.

Das CSMA/CA Prinzip alleine kann jedoch in der Praxis unter Umständen nicht ausreichend sein um eine effiziente und verlässliche Datenübertragung zu gewährleisten, wie am Beispiel des Problems „versteckter Geräte“ (*Hidden Node Problem*) deutlich gemacht werden kann. Als

⁵ Dieses Prinzip ist sehr ähnlich dem beim kabelgebundenen Ethernet verwendeten CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access/Collision **D**etection*). Bei Funknetzwerken ist jedoch die Detektion von Kollisionen nicht möglich, da eine Station nicht gleichzeitig auf derselben Frequenz senden und empfangen kann. Daher werden bei den Funknetzwerken Strategien verwendet, die versuchen Zugriffskollisionen von vornherein zu vermeiden („*Collision **A**voidance*“)

„verstecktes“ Gerät bezeichnet man ein Gerät, das nicht zu allen anderen Geräten im selben WLAN Funkverbindung hat. Gründe dafür können Abschattungseffekte (Hindernisse im Funkfeld) oder destruktive Interferenz infolge Mehrwegausbreitung sein. Abbildung 2.4 zeigt dies anschaulich an einem einfachen Beispiel eines *ad-hoc Netzwerks*.

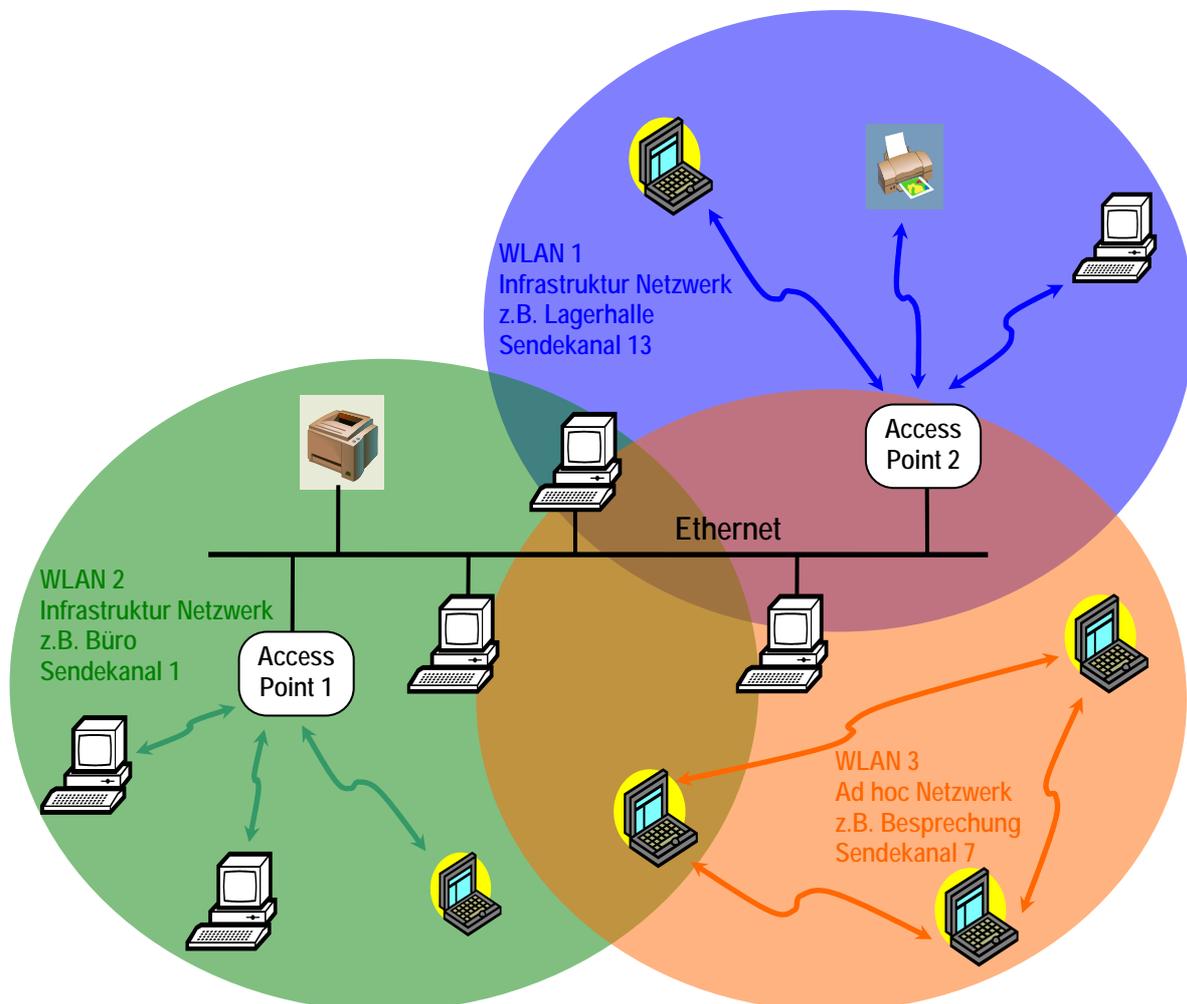


Abbildung 2.3: Beispiel zur Illustration der beiden grundsätzlich unterschiedlichen Netzwerkarchitekturen bei WLANs nach IEEE 802.11. Zwei WLAN Sub-Netze (*Infrastruktur Netzwerke*, blau und grün) sind über zwei Access Points an das bestehende Ethernet angebunden. Werden die beiden WLAN-Subnetze günstig im zur Verfügung stehenden Frequenzband platziert (z.B. Kanal 1 und Kanal 13), so kann im gleichen räumlichen Bereich noch ein weiteres WLAN betrieben werden (beispielsweise in Form eines *ad-hoc Netzwerks* in einem Besprechungsraum zwischen den Notebooks der Besprechungsteilnehmer. Die unterschiedlichen Sendefrequenzen (Sendekanäle) sind durch unterschiedliche Farben der Netzwerkbereiche dargestellt.

Geräte 1 und 2 haben Funkverbindung und können miteinander kommunizieren. Ebenso besteht eine Funkverbindung zwischen Gerät 2 und Gerät 3. Aufgrund eines Hindernisses ist jedoch kein direkter Funkkontakt zwischen Gerät 1 und Gerät 3 möglich. Aufgrund dieser Konstellation kann Gerät 3 eine eventuelle Übertragung von Gerät 1 zu Gerät 2 nicht wahrnehmen und der Funkkanal erscheint daher aus der Sicht des Gerätes 3 frei zu sein. D.h. die Strategie des CSMA/CA Prinzips alleine ist in diesem Fall nicht ausreichend um Kollisionen zu vermeiden.

Abhilfe für dieses Problem schafft die Verwendung von Anfrage- und Bereitschafts-Kommandos zwischen Sender und Empfangsstation (*Request To Send RTS* und *Clear To Send CTS*). Bei Anwendung dieser Strategie sendet jenes Gerät, das Daten übertragen möchte (Gerät 1 im hier betrachteten Beispiel) zunächst ein Anfrage-Datenpaket (RTS) aus, das zwar von Gerät 2 aber nicht von Gerät 3 empfangen werden kann (Abbildung 2.5). Gerät 2 erkennt aus dem RTS-Datenpaket, dass es selbst das Ziel der von Gerät 1 angestrebten Datenübertragung ist und sendet nun seinerseits ein Bestätigungs-Datenpaket (CTS) aus um anzuzeigen, dass es bereit zum Empfangen der Daten ist. Dieses CTS-Datenpaket kann nun neben Gerät 1 auch Gerät 3 empfangen, das bisher noch nichts von der angestrebten Übertragung „wusste“ (konnte RTS von Gerät 1 ja nicht empfangen). Dadurch ist nun sichergestellt, dass Gerät 3 den Funkkanal nicht fälschlicherweise als frei wahrnimmt und es kann zu keiner Kollision während der Datenübertragung von Gerät 1 zu Gerät 2 kommen.

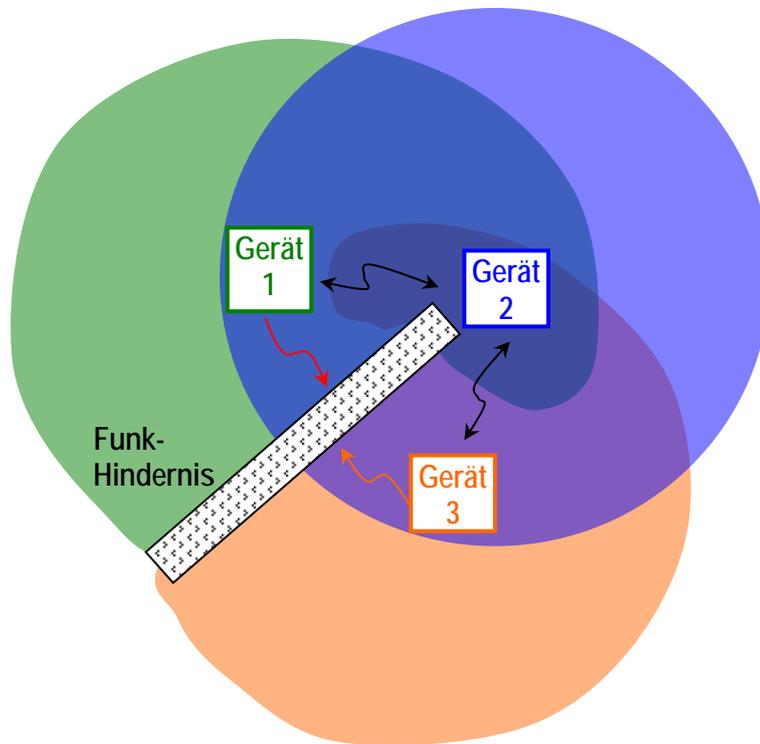


Abbildung 2.4: Beispiel zur Illustration des *Hidden Node* Problems, bei dem einzelne Geräte nicht zu allen anderen Geräten im selben WLAN Funkkontakt haben. Gerät 1 liegt im Funkfeld von Gerät 2, jedoch außerhalb der Reichweite von Gerät 3. Gerät 2 hat Funkkontakt zu allen anderen Geräten und Gerät 3 hat Funkkontakt zu Gerät 2, jedoch nicht zu Gerät 1. Die Funkbereiche der einzelnen Geräte sind durch entsprechende Farbhinterlegung veranschaulicht. Ohne weitere Maßnahmen zusätzlich zum CSMA/CA-Verfahren, kann dies zu Kollisionen im Datenverkehr führen. Abhilfe schafft ein *Handshaking*-Verfahren mit *Request to Send* (RTS) und *Clear to Send* (CTS) Kommandos.

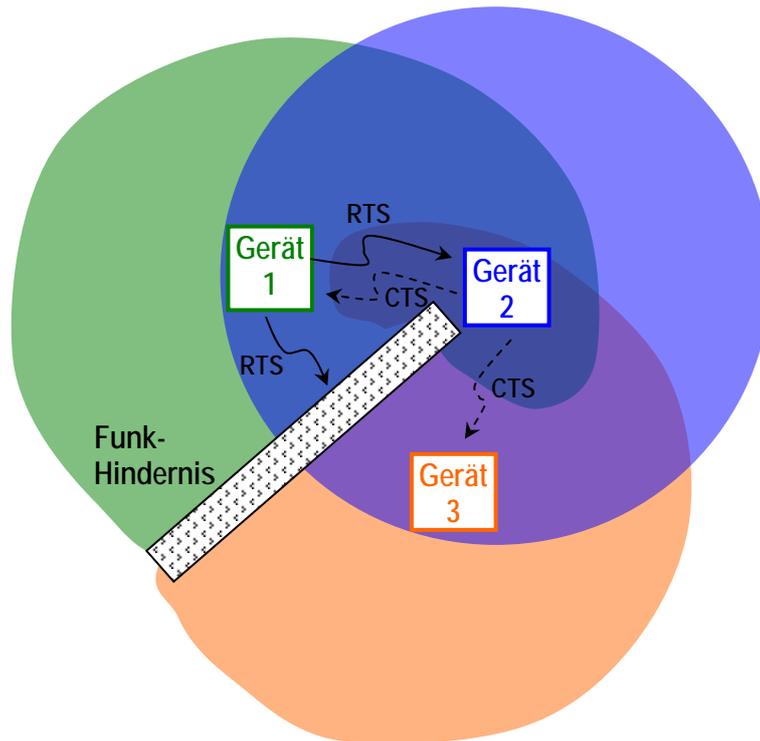


Abbildung 2.5: Lösung des *Hidden Node Problems* in IEEE 802.11 Netzwerken durch ein *Handshaking* Verfahren unter Verwendung von *Request to Send* (RTS) und *Clear to Send* (CTS) Kommandos.

Die WLAN-Standards IEEE 802.11 sehen verpflichtend nur reines CSMA/CA vor, RTS/CTS-Signalisierung ist optional vorgesehen, wird jedoch praktisch immer implementiert.

Eine weitere in IEEE 802.11 optional vorgesehene Regelung des Zugriffs auf den Funkkanal betrifft den Zugriff bei Übertragung von zeitkritischen Daten, wie Sprache oder Video, die so genannte *Point Coordination Function* (PCF). PCF benötigt eine zentrale Steuerung durch den *Access Point*.

Sendeleistung

Die für WLAN-Geräte im 2,4 GHz ISM-Band maximal zulässige abgestrahlte Sendeleistung beträgt in Europa 100 mW. In IEEE 802.11b ist keine automatische Sendeleistungsregelung implementiert, zur Verringerung des Energieverbrauchs können die Geräte allerdings in einen Schlafmodus übergehen, bei dem der Sender kurzzeitig abgeschaltet wird. In einem *ad-hoc Netzwerk* (d.h. ohne *Access Point*) können die einzelnen Geräte von sich aus in den Schlafmodus übergehen, müssen aber zu jedem ausgesendeten *Beacon* wieder „aufwachen“. In einem *Infrastruktur-Netzwerk* übernimmt der *Access Point* die Aufgabe der Schlafmodus-Verwaltung für die einzelnen Geräte im Netz. Die einzelnen Stationen in einem Infrastruktur-Netzwerk sind daher nicht gezwungen zu jedem *Beacon* „aufzuwachen“, was eine effizientere Energieeinsparung bewirkt.

Die von einem WLAN-Gerät nach IEEE 802.11b im zeitlichen Mittel abgestrahlte Sendeleistung hängt vom momentanen Daten-Verkehrszustand ab und kann praktisch jeden Wert zwischen 0 (Gerät über längere Zeit im Schlafzustand) und nahezu maximaler Sendeleistung (Gerät sendet große Datenmenge) annehmen. Für einen *Access Point*, bzw. ein die Synchronisation innerhalb eines *ad-hoc Netzwerkes* aufrechterhaltendes Gerät, ist die minimal abgestrahlte Sendeleistung durch die periodische Abstrahlung des *Beacons* definiert. Der *Beacon* wird in einem IEEE 802.11 Netzwerk typischerweise alle 100 ms abgestrahlt und

hat eine maximale Länge von ca. 0,5 ms. Daraus kann, z.B. für einen *Access Point* in einem WLAN, in dem gerade kein Datenaustausch stattfindet, eine mittlere abgestrahlte HF-Leistung von ca. $0,5 \text{ ms} \cdot 100 \text{ mW} / 100 \text{ ms} = 0,5 \text{ mW}$ errechnet werden.

Für ein Gerät, das unter der (theoretischen) Annahme von Volllastung Daten absendet, entspricht die tatsächlich abgestrahlte Leistung nahezu der zulässigen Maximalleistung von 100 mW. „Nahezu“ deshalb, da die Datenpaketlänge grundsätzlich beschränkt ist und auch unter der gemachten Annahme nach jedem Datenpaket zumindest eine Bestätigungsmeldung des Empfänger-Gerätes abgewartet werden muss, wodurch sich auch für ein unter Volllast sendendes WLAN-Gerät zwangsläufig kurze Sendepausen ergeben. Bei Mittelungsintervallen von größer als einige hundert Millisekunden, liegt die mittlere von einem WLAN-Gerät maximal (unter Volllast) abgestrahlte Sendeleistung daher mindestens ca. 2% Prozent unterhalb der maximal zulässigen Spitzenleistung von 100 mW (bei Annahme langer Datenpakete). Bei entsprechend kürzeren Datenpaketen sinkt auch die mittlere abgestrahlte Leistung, da bezogen auf ein fixes Zeitintervall, der relative Anteil der Sendepausen (Zeit für die Bestätigungsmeldung der Empfangsstation) steigt.

Für den praktisch üblichen Fall einer nur gelegentlichen Beteiligung eines WLAN-Gerätes am Datenverkehr im Netzwerk, sind entsprechend reduzierte mittlere abgestrahlte Sendeleistungen zu erwarten, die je nach Länge des betrachteten Mittelungsintervalles und des tatsächlichen Datenverkehrs um 2-3 Zehnerpotenzen unterhalb von 100 mW liegen können (untere Grenze ist durch Aussendung des *Beacons* gegeben).

Antennen

WLAN-Adapter in Form von Einsteckkarten für PCs und Laptops sind meist mit sehr einfach aufgebauten Dipol bzw. Patch Antennen (direkt als gedruckte Schaltung aufgebaut) ausgestattet. Daneben sind aber auch externe Antennen (z.B. am Schreibtisch aufstellbar, mit geringem Antennengewinn, z.B. 3-5 dBi im Einsatz). Zur Ausstattung von *Access Points* sind teilweise auch Antennen mit größerer Richtwirkung (Antennengewinn z.B. 18 dBi) erhältlich. Die maximal zulässigen Sendeleistungen für WLAN-Komponenten sind in Europa als EIRP-Werte (Leistung unter Annahme isotroper Abstrahlung) definiert. Bei Verwendung von Gewinnantennen müsste daher theoretisch (den Vorschriften der Regulierungsbehörde folgend) die Ausgangsleistung auf entsprechende Werte unterhalb des EIRP-Limits (100 mW bei WLAN im 2,4 GHz ISM-Band) reduziert werden. Da am Markt jedoch nicht nur WLAN-Komponenten mit fix installierter Antenne erhältlich sind, sondern z.B. *Access Points* mit unterschiedlichen Antennen (mit unterschiedlichem Antennengewinn) ausgestattet werden können, ist in der Praxis nicht auszuschließen, dass es zu (eigentlich nicht gesetztes konformen) Situationen kommt in denen in Hauptstrahlrichtung von Gewinnantennen Leistungsflussdichten auftreten, die wesentlich über jenen liegen, wie sie bei Einhaltung des EIRP-Limits zu erwarten wären.

Gegenwärtige Produkte

Geräte nach IEEE 802.11b beherrschen in unbestrittener Weise und in beachtlicher Produkt- und Herstellervielfalt den gegenwärtigen WLAN-Markt. Angeboten werden WLAN-Einsteckkarten für PCs und Laptops, WLAN-Module zum Anschluss diverser Computer-Peripherie (Drucker, Scanner, u.s.w.), komplette WLAN-Lösungen inklusive *Access Point* Module, um nur einige Beispiele zu nennen.

Aufgrund der geringen Kosten und der mittlerweile etablierten Technologien sind WLAN-Systeme nach IEEE 802.11b heute nicht mehr nur auf die professionelle Nutzung in Firmennetzwerken beschränkt, sondern werden auch als öffentliche Internetzugänge (so genannte *HotSpots*, z.B. auf Flughäfen, Bahnhöfen, u.s.w.) und als Alternative zur Verkabelung auch in Privathaushalten immer häufiger eingesetzt.

Bisher berichtete WLAN-Immissionen

Im Rahmen eines Gutachtens des nova Instituts (50254 Hürth, Deutschland) wurden Immissionen des an der Universität Bremen installierten WLANs erfasst [12]. Unter anderem wurden dabei einerseits die verschiedenen *Access Points* zuordenbaren WLAN-Immissionen an Arbeitsplätzen und andererseits auch Immissionen, stammend von Netzwerkkarten in Notebooks erfasst. Die Untersuchungen an den Arbeitsplätzen ergaben maximale Immissionswerte (Leistungsflussdichte) entsprechend 0,025% des Grenzwertes der 26. BImSchV. In 20 cm Abstand zu den WLAN-Netzwerkkarten wurden maximal 1,58 % des Grenzwertes für die Leistungsflussdichte nach 26. BImSchV festgestellt.

In einer Untersuchung an einem Notebook mit integriertem IEEE 802.11b WLAN-Modul, wurden im Auftrag des Herstellers von ARC Seibersdorf research Immissionsmessungen durchgeführt [vertraulicher Prüfbericht]. Die Antennen waren im Bereich der Display-Oberkante (Rückseite des Displays) untergebracht. Die maximale Sendeleistung war mit 39,5 mW spezifiziert. Die Untersuchungen erfolgten einerseits auf Basis von Feldstärkemessungen im Nahbereich des Notebooks und andererseits auf Basis der Messung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) bei Kontakt des Notebooks (Antennenbereich) mit einem homogenen Körperphantom nach EN 50383 [13]. Der in 6 cm Distanz zum Notebook gefundene Maximalwert der Leistungsflussdichte betrug 5 % des entsprechenden Grenzwertes der 26. BImSchV. Die SAR-Messung führte auf einen Maximalwert der über 10 g gemittelten SAR von 0,062 W/kg, entsprechend 3,1 % des Grenzwertes für Teilkörperbelastung nach der Empfehlung 1999/519/EG des Europäischen Rates [14].

2.2.1.2 WLAN-Standard IEEE 802.11a [8], [10], [15], [16]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Kurz vor IEEE 802.11b wurde im Jahr 1999 auch der WLAN-Standard IEEE 802.11a veröffentlicht, der, basierend auf einem gänzlich anderen Übertragungs- und Modulationsverfahren, Bitraten bis zu 54 Mbps ermöglicht. IEEE 802.11a unterscheidet sich vom Basisstandard im Wesentlichen nur auf physikalischer Ebene, d.h. höhere logische Ebenen, wie z.B. die Organisation des Datenverkehrs innerhalb des Netzwerks und der Zugriff auf den Funkkanal (CSMA/CA) sind identisch mit dem Basisstandard IEEE 802.11. Systeme nach IEEE 802.11a operieren im Frequenzbereich von 5,15 – 5,35 GHz, bzw. von 5,725 – 5,825 GHz und verwenden *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM) als Übertragungsverfahren.

Obwohl WLAN-Produkte nach IEEE 802.11a bereits am Markt verfügbar sind, sind sie für den europäischen Markt nicht sinnvoll einsetzbar, da die europäischen Regulierungsbehörden im angesprochenen 5 GHz Band ohne das Vorhandensein einer automatischen Sendeleistungsregelung (TCP, *Transmit Power Control*) und einer dynamischen Frequenzwahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*) als maximale Sendeleistung nur 30 mW zulassen. Mit den beiden angesprochenen Merkmalen würden 200 mW als maximale Sendeleistung zugelassen sein. Der IEEE Standard 802.11h sieht eine Ergänzung des Standards IEEE 802.11a mit TCP und DFC vor, existiert jedoch gegenwärtig erst als Entwurf (siehe Kapitel 2.1.1.4).

Technische Beschreibung

Die Funkübertragung von WLAN-Systemen die nach IEEE 802.11a arbeiten, erfolgt im Frequenzband von 5,15 – 5,35 GHz, bzw. von 5,725 – 5,825 GHz. Als Übertragungsverfahren wird *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM, Details siehe Anhang) mit insgesamt

52 orthogonalen Einzelträgern (48 Übertragungskanäle und 4 Pilot-Kanäle) verwendet. Der Mittenabstand zweier benachbarter Träger beträgt 312,5 kHz. Das gesamte Spektrum belegt daher ca. 16,56 MHz. Eine Besonderheit des OFDM-Signals nach IEEE 802.11a ist, dass Träger Nr. 0 nicht gesendet wird, was im Spektrum durch eine entsprechende (kleine) Lücke sichtbar wird. Abbildung 2.6 zeigt schematisch das Frequenzspektrum. Die unterschiedlichen verfügbaren Datenraten von 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 und 54 Mbps werden durch Verwendung unterschiedlicher Modulationsverfahren bzw. unterschiedlicher Faltungs-Kodierformen erreicht. Tabelle 2.2 fasst die bei IEEE 802.11a verwendeten Modulations- und Kodierungsformen für die unterschiedlichen Datenraten zusammen. Nähere Details zu den unterschiedlichen Modulationsformen finden sich im Anhang.

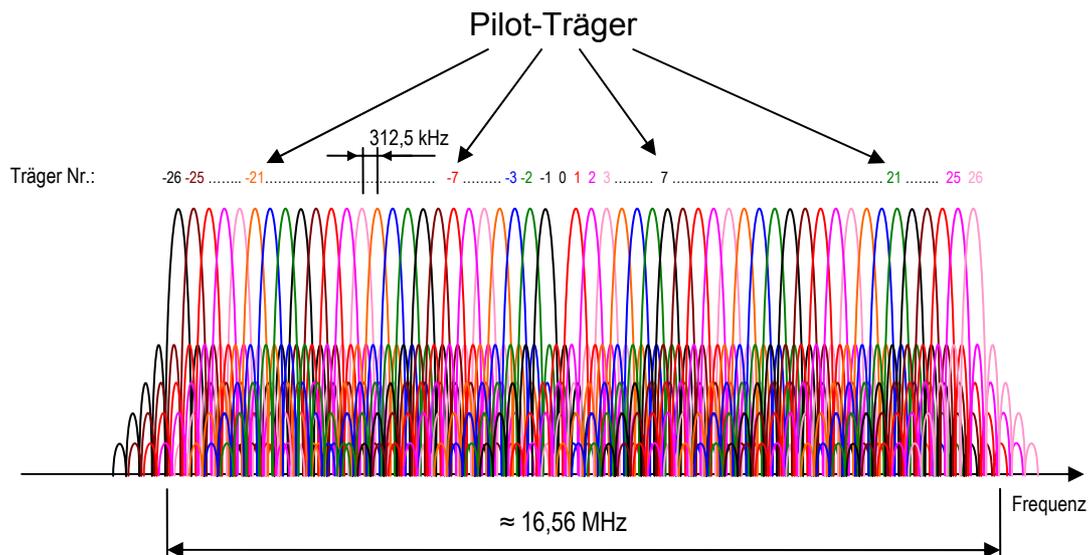


Abbildung 2.6: Schematische Darstellung des Spektrums einer Funkübertragung nach IEEE 802.11a. Insgesamt werden 48 modulierte Datenträger plus 4 Pilot-Träger gleichzeitig übertragen. Die Überlagerung der insgesamt 52 jeweils 312,5 kHz breiten Trägersignale belegt ca. 16,56 MHz Bandbreite im vorgesehenen Frequenzbereich von 5,15 – 5,35 GHz, bzw. von 5,725 – 5,825 GHz.

Datenrate [Mbps]	Modulationsart	Kodiertrate
6	BPSK	$\frac{1}{2}$
9	BPSK	$\frac{3}{4}$
12	QPSK	$\frac{1}{2}$
18	QPSK	$\frac{3}{4}$
24	16QAM	$\frac{1}{2}$
36	16QAM	$\frac{3}{4}$
48	64QAM	$\frac{1}{2}$
54	64QAM	$\frac{3}{4}$

BPSK.. Binary Phase Shift Keying
 QPSK...Quaternary Phase Shift Keying
 16QAM Quadratur-Amplitudenmodulation mit 16 unterschiedlichen Zuständen (Symbolen)
 64QAM Quadratur-Amplitudenmodulation mit 64 unterschiedlichen Zuständen (Symbolen)

Tabelle 2.2: Verwendete Modulationsarten bzw. Kodierformen zur Erreichung der definierten Bitraten nach IEEE 802.11a.

Da sich IEEE 802.11a vom Basis-Standard 802.11 nur bezüglich der physikalischen Ebene unterscheidet, gilt für die möglichen Netzwerkarchitekturen (*ad-hoc Netzwerk* und *Infrastrukturnetzwerk*) für IEEE 802.11a das gleiche wie schon in Kapitel 2.2.1.1 für IEEE 802.11 beschrieben.

Ebenso sind die für IEEE 802.11 beschriebenen Verfahren bezüglich Netzwerkaufbau und Zugriffs-Strategien (CSMA/CA) in gleichem Maße für IEEE 802.11a-WLANs gültig.

Sendeleistung

Obwohl der Standard IEEE 802.11a Sendeleistungen bis zu 800 mW (in den USA je nach Frequenzbereich zulässig) vorsieht, ist der Betrieb von IEEE 802.11a-Produkten in Europa seitens der Regulierungsbehörden nur mit maximal 30 mW Sendeleistung erlaubt. Der Grund dafür liegt im Fehlen einer automatischen Sendeleistungsregelung (TCP, *Transmit Power Control*) und einer dynamischen Frequenzwahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*). Mit diesen beiden Merkmalen würden 200 mW als maximale Sendeleistung zugelassen sein. Der IEEE Standard 802.11h sieht eine Ergänzung des Standards IEEE 802.11a mit TCP und DFC vor, liegt jedoch gegenwärtig erst als Entwurf vor (siehe Kapitel 2.1.1.4).

Es ist daher davon auszugehen, dass sich Produkte nach IEEE 802.11a am europäischen Markt nicht durchsetzen werden, obwohl sie prinzipiell bereits verfügbar sind. Am europäischen Markt werden, wenn auch durch die verspätete Produktverfügbarkeit etwas verzögert, eher Alternativen zu IEEE 802.11a zum Zug kommen (z.B. HiperLAN/2 oder IEEE 802.11h).

Bezüglich der mittleren von einem WLAN-Gerät nach IEEE 802.11a abgestrahlten Sendeleistung, gilt aufgrund des gleichen Zugriffsverfahrens (CSMA/CA) Ähnliches wie für Geräte nach IEEE 802.11b. Als Mindestabstrahlung eines aktiven WLAN-Gerätes nach IEEE 802.11a kann die regelmäßige Aussendung des *Beacons* angesehen werden. Dieser wird üblicherweise alle 100 ms mit einer maximalen Dauer von ca. 0,5 ms abgestrahlt. Damit ergibt sich für diesen Fall ein maximales Verhältnis von mittlerer abgestrahlter Leistung P zu maximaler Sendeleistung P_{\max} von $P/P_{\max} = 0,5/100 = 0,005$.

Für ein Gerät, das unter der (theoretischen) Annahme von Vollausslastung Daten absendet, entspricht die tatsächlich abgestrahlte Leistung nahezu der zulässigen Maximalleistung. „Nahezu“ deshalb, da die Datenpaketlänge grundsätzlich beschränkt ist und auch unter der getroffenen Annahme nach jedem Datenpaket zumindest ein Bestätigungsmeldung des Empfänger-Gerätes abgewartet werden muss, wodurch sich auch für ein unter Volllast sendendes WLAN-Gerät zwangsläufig kurze Sendepausen ergeben. Bei Mittelungsintervallen von größer als einige Millisekunden, liegt die mittlere von einem WLAN-Gerät maximal (unter Volllast) abgestrahlte Sendeleistung daher etwas unterhalb der maximal zulässigen Spitzenleistung (bei Annahme langer Datenpakete). Bei entsprechend kürzeren Datenpaketen sinkt auch die mittlere abgestrahlte Leistung, da bezogen auf ein fixes Zeitintervall der relative Anteil der Sendepausen (Zeit für die Bestätigungsmeldung der Empfangsstation) steigt.

Für den praktisch üblichen Fall einer nur gelegentlichen Beteiligung eines WLAN-Gerätes am Datenverkehr im Netzwerk sind entsprechend reduzierte mittlere abgestrahlte Sendeleistungen zu erwarten, die je nach Länge des betrachteten Mittelungsintervalles und des tatsächlichen Datenverkehrs um 2-3 Zehnerpotenzen unterhalb der maximalen Sendeleistung liegen können (untere Grenze ist durch Aussendung des *Beacons* gegeben).

Gegenwärtige Produkte und Antennen

Geräte nach IEEE 802.11a sind seit 2001 prinzipiell erhältlich, müssen in Europa aufgrund der oben genannten Regulierungs-Problematik jedoch auf maximal 30 mW Sendeleistung gedrosselt werden. Im Vergleich zu Geräten nach IEEE 802.11b sind Geräte nach IEEE 802.11a daher in Europa selten. Bei den angebotenen Produkten handelt es sich zumeist um „Dual Band“-Module die sowohl IEEE 802.11a als auch IEEE 802.11b unterstützen. Wie auch bei IEEE 802.11b werden WLAN-Einsteckkarten für PCs und Laptops, WLAN-Module zum Anschluss diverser Computer-Peripherie (Drucker, Scanner, u.s.w.) bis hin zu kompletten WLAN-Lösungen inklusive *Access Point* Modulen angeboten. Die Antennen sind meist bereits in den Geräten integriert.

Weiters werden in Zusammenhang mit IEEE 802.11a in letzter Zeit von einigen Anbietern WLAN-Lösungen mit Datenraten bis zu 108 Mbps angeboten. Es handelt sich dabei um Systeme die 2 parallele IEEE 802.11a Funkkanäle (je 54 Mbps) zur Übertragung nutzen („bündeln“) und auf diese Weise eine theoretische Datenrate von 108 Mbps übertragen können. Allerdings zeigten erste Tests [16] mit solchen Systemen, dass aufgrund des zur Abstimmung der beiden parallelen Kanäle notwendigen Verwaltungsaufwandes die tatsächlich nutzbaren Datenraten kaum über 30-40 Mbps liegen.

2.2.1.3 WLAN-Standard IEEE 802.11g [8], [10], [16], [17]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Im Jahr 2003 wurde neuerlich ein Erweiterungs-Standard der IEEE 802.11-Serie veröffentlicht. Dieser Standard IEEE 802.11g arbeitet wieder im 2,4 GHz ISM-Band, soll Datenraten bis zu 54 Mbps ermöglichen und rückwärtskompatibel zu IEEE 802.11b sein. Die hohen Datenraten werden dabei (ähnlich wie bei IEEE 802.11a) mit einem OFDM-Übertragungsverfahren und entsprechender Modulation und Kodierung erreicht. Der Grund für die Entwicklung dieses Standards lag offensichtlich in der kostengünstigeren HF-Hardware für 2,4 GHz im Vergleich zu Geräten nach IEEE 802.11a im 5 GHz Band. IEEE 802.11g unterscheidet sich vom Basis-Standard wieder nur hinsichtlich der physikalischen Ebene, höhere logische Ebenen, wie z.B. die Organisation des Datenverkehrs innerhalb des Netzwerks und der Zugriff auf den Funkkanal (CSMA/CA) sind wieder identisch mit dem Basisstandard IEEE 802.11.

Erste Produkte nach IEEE 802.11g sind seit kurzem am Markt.

Technische Beschreibung

Der WLAN-Standard IEEE 802.11g arbeitet ausschließlich im weltweit unlicenzierten 2,4 GHz ISM-Band. Der Standard sieht die Unterstützung der Übertragungsraten von 1, 2, 5,5, 11, 6, 12 und 24 Mbps obligatorisch vor. Die Übertragungsraten 9, 18, 36, 48 und 54 Mbps können optional implementiert werden. Zur Erreichung dieser Datenraten verwendet IEEE 802.11g die aus IEEE 802.11b und IEEE 802.11a bekannten Übertragungs-, Modulations- und Kodierverfahren. Tabelle 2.3 fasst die unterschiedlichen Datenraten und zugehörigen Verfahren zusammen. Zusätzlich sind durch spezielle Paket-Faltungscodierung auch die optionalen Datenraten 22 und 33 Mbps definiert, die aber für die zu erwartenden Produkte wahrscheinlich keine Bedeutung haben werden.

Datenrate [Mbps]	Modulation Einzelträger	Übertragungsverfahren	Faltungs-Kodiertrate	Bemerkung	optional/obligat.
1	DBPSK	DSSS (11 chip Barker Sequ.)	-	siehe IEEE 802.11	obligatorisch
2	DQPSK		-		obligatorisch
5,5	DQPSK	DSSS (4 8-chip CCK)	-	siehe IEEE 802.11b	obligatorisch
11	DQPSK	DSSS (64 8-chip CCK)	-		obligatorisch
6	BPSK	OFDM (48 Datenträger +4 Pilot-Träger)	1/2	siehe IEEE 802.11a	obligatorisch
9	BPSK		3/4		optional
12	QPSK		1/2		obligatorisch
18	QPSK		3/4		optional
24	16QAM		1/2	hier allerdings ausschließlich im 2,4 GHz Band	obligatorisch
36	16QAM		3/4		optional
48	64QAM		1/2		optional
54	64QAM		3/4		optional

Tabelle 2.3: Verwendete Modulations-, Übertragungs- und Kodierverfahren zur Erreichung der Bitraten nach IEEE 802.11g.

Das resultierende Frequenzspektrum entspricht für die Datenraten 1, 2, 5,5 und 11 Mbps exakt jenem in Kapitel 2.2.1.1 für IEEE 802.11 und IEEE 802.11b beschriebenen (vgl. Abbildung 2.2), d.h., pro System sind mindestens 22 MHz Bandbreite erforderlich. Für die Datenraten 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 und 54 Mbps entspricht das Frequenzspektrum jenem in Kapitel 2.2.1.2 für IEEE 802.11a beschriebenen (16,56 MHz Gesamtbandbreite aller 52 Träger, siehe Abbildung 2.6), mit dem Unterschied, dass IEEE 802.11g ausschließlich im 2,4 GHz Band arbeitet. Da das 2,4 GHz ISM Band für WLAN-Anwendungen insgesamt 13 jeweils 5 MHz breite Kanäle vorsieht, könnte eine Frequenzbelegung mit IEEE 802.11g Systemen beispielsweise wie in Abbildung 2.7 dargestellt aussehen (vgl. auch mit Abbildung 2.2).

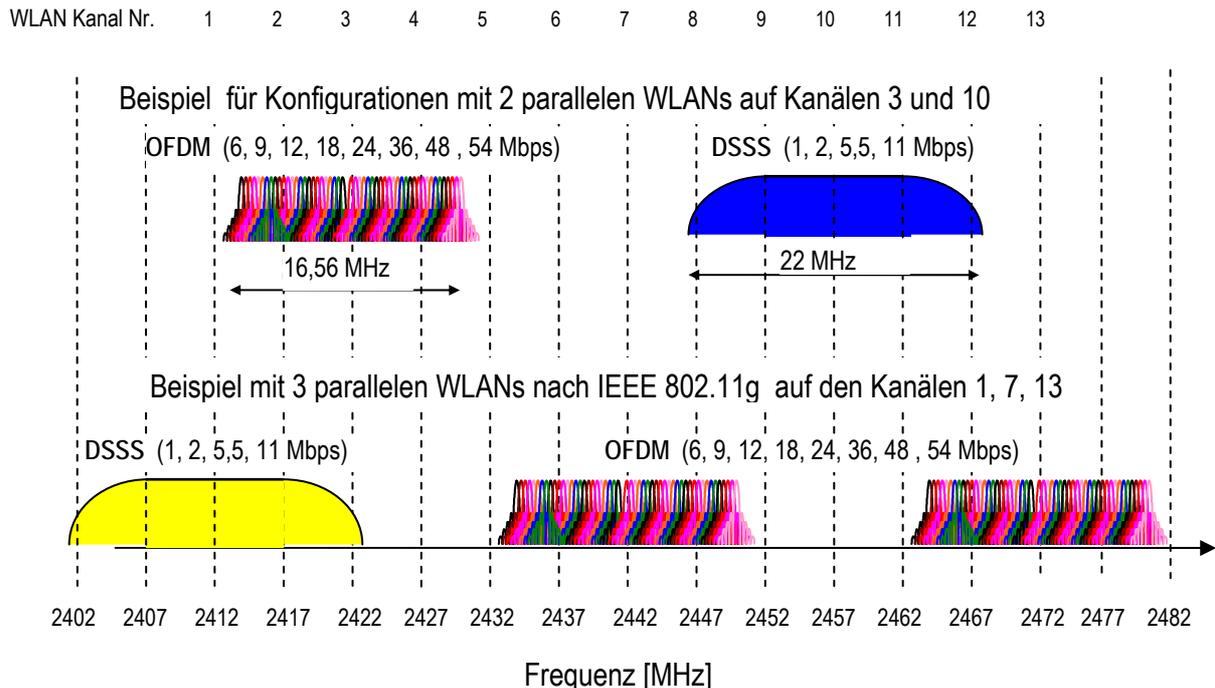


Abbildung 2.7: Mögliche Nutzungen des 2,4 GHz ISM-Bandes für WLANs nach IEEE 802.11g. Als Beispiel sind in der oberen Bildhälfte die Spektren zweier parallel betriebener WLAN-Systeme dargestellt, wobei das auf Kanal 3 betriebene System eine der Bitraten 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 oder 54 Mbps in OFDM überträgt und das auf Kanal 10 betriebene System entweder 1, 2, 5,5 oder 11 Mbps als DSSS-Signal. Die untere Bildhälfte zeigt schematisch das Spektrum beim Betrieb von 3 parallelen Systemen, wobei auf Kanal 1 in DSSS übertragen wird und auf den Kanälen 7 und 13 in OFDM.

Da sich IEEE 802.11g vom Basis-Standard 802.11 nur bezüglich der physikalischen Ebene unterscheidet, gilt für die möglichen Netzwerkarchitekturen (*ad-hoc Netzwerk* und *Infrastrukturnetzwerk*) für IEEE 802.11g das Gleiche wie schon in Kapitel 2.2.1.1 für IEEE 802.11 beschrieben.

Ebenso sind die für IEEE 802.11 beschriebenen Verfahren bezüglich Netzwerkaufbau und Zugriffs-Strategien (CSMA/CA) in gleichem Maße für IEEE 802.11g-WLANs gültig.

Sendeleistung

Wie generell im 2,4 GHz ISM Band für WLAN-Anwendungen, sind auch für Geräte nach IEEE 802.11g als maximale Sendeleistung 100 mW zulässig.

Bezüglich der mittleren von einem WLAN-Gerät nach IEEE 802.11g abgestrahlten Sendeleistung, gilt aufgrund des gleichen Zugriffsverfahrens (CSMA/CA) Ähnliches wie für die Geräte aller anderen IEEE 802.11 - Standards. Als Mindestabstrahlung eines aktiven WLAN-Gerätes nach IEEE 802.11g kann wieder die regelmäßige Aussendung des *Beacons* angesehen

werden. Dieser wird üblicherweise alle 100 ms mit einer maximalen Dauer von ca. 0,5 ms abgestrahlt. Damit ergibt sich für diesen Fall ein maximales Verhältnis von mittlerer abgestrahlter Leistung P zu maximaler Sendeleistung P_{\max} von $P/P_{\max} = 0,5/100 = 0,005$.

Für ein Gerät, das unter der (theoretischen) Annahme von Vollausslastung Daten absendet, entspricht die tatsächlich abgestrahlte Leistung nahezu der zulässigen Maximalleistung. „Nahezu“ deshalb, da die Datenpaketlänge grundsätzlich beschränkt ist und auch unter der getroffenen Annahme nach jedem Datenpaket zumindest eine Bestätigungsmeldung des Empfänger-Gerätes abgewartet werden muss, wodurch sich auch für ein unter Volllast sendendes WLAN-Gerät zwangsläufig kurze Sendepausen ergeben. Bei Mittelungsintervallen von größer als einige Millisekunden liegt die mittlere von einem WLAN-Gerät maximal (unter Volllast) abgestrahlte Sendeleistung daher etwas unterhalb der maximal zulässigen Spitzenleistung (bei Annahme langer Datenpakete). Bei entsprechend kürzeren Datenpaketen sinkt auch die mittlere abgestrahlte Leistung, da bezogen auf ein fixes Zeitintervall der relative Anteil der Sendepausen (Zeit für die Bestätigungsmeldung der Empfangsstation) steigt.

Für den praktisch üblichen Fall einer nur gelegentlichen Beteiligung eines WLAN-Gerätes am Datenverkehr im Netzwerk, sind entsprechend reduzierte mittlere abgestrahlte Sendeleistungen zu erwarten, die je nach Länge des betrachteten Mittelungsintervalles und des tatsächlichen Datenverkehrs um 2-3 Zehnerpotenzen unterhalb der maximalen Sendeleistung liegen können (untere Grenze ist durch Aussendung des *Beacons* gegeben).

Gegenwärtige Produkte und Antennen

Seit kurzem sind die ersten Geräte nach IEEE 802.11g am Markt verfügbar, jedoch bisher noch nicht weit verbreitet. Wie auch im Fall von IEEE 802.11b sind WLAN-Einsteckkarten für PCs und Laptops, WLAN-Module zum Anschluss diverser Computer-Peripherie (Drucker, Scanner, u.s.w.) bis hin zu kompletten WLAN-Lösungen inklusive Access Point Modulen erhältlich. Aufgrund des gleichen Frequenzbereiches sind die gleichen Antennen wie für IEEE 802.11b Systeme verwendbar.

2.2.1.4 WLAN-Standard IEEE 802.11h [8], [10], [16], [18]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Der gegenwärtig noch im Entwurfsstadium befindliche Standard IEEE 802.11h setzt im Wesentlichen auf IEEE 802.11a auf und erweitert diesen im Hinblick auf eine automatische Sendeleistungsregelung (TCP, *Transmit Power Control*) und eine dynamische Frequenzauswahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*). Mit diesen Funktionen werden Geräte nach IEEE 802.11h auch in Europa mit Sendeleistungen bis 200 mW zugelassen werden. Mit einer Fertigstellung des Standards wird noch 2004 gerechnet, die Marktpräsenz erster Produkte ist gegenwärtig noch nicht abzusehen.

Technische Beschreibung

Im Wesentlichen wird IEEE 802.11h dem Standard IEEE 802.11a entsprechen, jedoch erweitert um eine automatische Sendeleistungsregelung (TCP, *Transmit Power Control*) und eine dynamische Frequenzauswahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*). D.h., als Übertragungsverfahren kommt OFDM (48 Datenträger + 4 Pilot-Träger) im 5 GHz-Band zum Einsatz (vgl. Abbildung 2.6). Auch Modulation und Kodierung der Einzelträger wird jener in IEEE 802.11a definierten entsprechen (vgl. Tabelle 2.2). TCP und DFC sollen gemeinsam dafür sorgen, dass einerseits möglichst nur auf Kanälen gesendet wird, die nicht gerade von anderen Funkdiensten verwendet werden, und dass andererseits die in den verwendeten Kanälen abgestrahlte Sendeleistung auf das gerade notwendige Minimum reduziert wird. Damit soll die

Wahrscheinlichkeit von Störungen anderer Funkdienste im gleichen Frequenzband (in Europa z.B. teilweise militärische Funkdienste und Flugnavigationsdienste) durch den Betrieb von WLANs minimiert werden.

Auf den höheren logischen Ebenen wird es keinen Unterschied zum Basis Standard IEEE 802.11 geben, d.h. bezüglich möglicher Netzwerkarchitekturen und Zugriffsverfahren gilt das in Kapitel 2.2.1.1 Beschriebene auch für Systeme nach IEEE 802.11h. Gleiches gilt für die Organisation des Datenverkehrs (CSMA/CA) und des Netzwerkaufbaus (siehe Kapitel 2.2.1.1).

Sendeleistung

Durch die Implementierung der automatischen Sendeleistungsregelung (TCP, *Transmit Power Control*) und der dynamischen Frequenzwahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*) werden Geräte nach IEEE 802.11h auch in Europa mit einer maximalen Sendeleistung von 200 mW zugelassen werden. Die resultierende mittlere abgestrahlte Sendeleistung wird dann nicht nur durch den Datenverkehr bestimmt (vgl. vorherige Kapitel), sondern auch maßgeblich von der Sendeleistungsregelung abhängen.

2.2.1.5 Wi-Fi [19]

Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) wird häufig als eigener WLAN-Standard bezeichnet. Tatsächlich handelt es sich dabei um ein Warenzeichen (Label), das die Interoperabilität von WLAN-Produkten der IEEE 802.11 Standard-Familie bescheinigt. Ausgestellt wird dieses Zertifikat von der *Wireless Ethernet Compatibility Alliance* (WECA), welche 1999 als Non-Profit Organisation gegründet wurde.

D.h. *Wi-Fi Produkte* stellen keinen eigenen Funkstandard dar, sondern arbeiten (zertifiziert) nach den Standards der IEEE 802.11 Arbeitsgruppe.

2.2.2 HomeRF/SWAP [20], [21], [22]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Im Jahre 1998 wurde von einigen weltweit führenden Firmen der Elektronikindustrie die *Home Radio Frequency Working Group* (HomeRF WG) gegründet, mit dem Ziel einen Standard für die drahtlose Breitbandkommunikation zwischen Konsumelektronikprodukten im Heimbereich zu schaffen und entsprechende Produkte zu fördern und auf dem Markt zu etablieren. Im Gegensatz zu den damals ebenfalls absehbaren *BluetoothTM* - und IEEE 802.11 WLAN - Produkten wurde der HomeRF-Standard *Shared Wireless Application Protocol* (SWAP) speziell auch für zeitkritische Übertragungen wie z.B. Sprache ausgelegt. Dazu wurde unter anderem auf höheren Ebenen des DECT Standards aufgesetzt. Bereits im Jahr 2000 waren die ersten Produkte mit Datenraten bis zu 1,6 Mbps am Markt. Erweiterungen des SWAP Standards in den folgenden Jahren ermöglichten 10 Mbps bzw. 20 Mbps. Trotz des anfänglichen Erfolges wurden HomeRF Produkte in den Jahren 2001-2002 von den IEEE 802.11b und *BluetoothTM* Produkten immer mehr aus dem Markt gedrängt, was dazu führte, dass sich die HomeRF Arbeitsgruppe Anfang 2003 auflöste und verkündete, den SWAP Standard und entsprechende Produkte nicht mehr zu fördern.

Obwohl vereinzelt noch HomeRF Produkte erhältlich sind, haben daher solche Produkte aus heutiger Sicht mittel- und langfristig keine Verbreitungschancen.

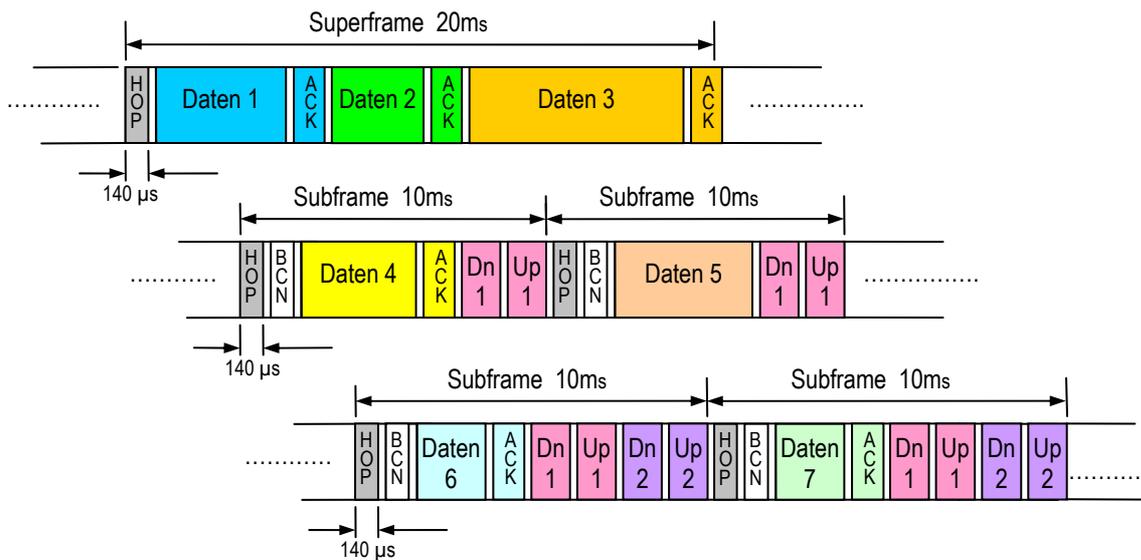
Technische Beschreibung

Die Funkübertragung des SWAP-Standards arbeitet im weltweit unlicenzierten 2,4 GHz ISM (*Industrial Scientific Medical*) Frequenzband und verwendet ein *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS) Übertragungsverfahren mit 50 bzw. 100 Frequenzwechsel (*Hops*) pro Sekunde. Insgesamt stehen im Frequenzbereich von 2,4 GHz bis 2,483 GHz 79 jeweils 1 MHz breite Frequenzkanäle zur Verfügung. Als Modulationsverfahren wird 2-stufiges und 4-stufiges *Frequency Shift Keying* (FSK) verwendet. Ähnlich wie bei anderen WLAN-Systemen besteht auch bei HomeRF die Möglichkeit einer *ad hoc* Verbindung von Geräten (direkte Kommunikation ohne zentralen Netzwerkknoten) oder eines zentral von einem *Access Point* (bei SWAP eher unter der Bezeichnung *Control Point* geläufig) organisierten Netzwerkes. SWAP-Geräte werden in unterschiedlichen Typen, betreffend die von ihnen zu erwartenden Daten unterteilt (Tabelle 2.4).

Gerätetyp	Beschreibung
A-node (<i>Asynchronous-node</i>)	Gerät für asynchronen (nicht zeitkritischen) Datenverkehr, z.B. Einschubkarte für Laptop
S-node (<i>Streaming-node</i>)	Geräte für z.B. Musik- und Videoübertragung
I-node (<i>Isochronous-node</i>)	Gerät das zeitkritische Daten wie z.B. interaktive Sprache (Telefonie) übermittelt

Tabelle 2.4: Unterschiedliche Gerätetypen bei SWAP. Grundsätzlich sind auch Kombinationen aus den in der Tabelle angeführten Typen möglich.

Um neben dem normalen (asynchronen) Datenverkehr auch zeitkritische Kommunikation in ansprechender Qualität zu ermöglichen, sieht der SWAP Standard ein kombiniertes TDMA/CSMA (*Time Division Multiple Access/Carrier Sense Multiple Access*) Zugriffsverfahren vor. Die Basisgrößen der Datenstruktur bei SWAP auf physikalischer Ebene sind der *Superframe* (20 ms Dauer), für ausschließlich asynchrone Datenübermittlung, und der *Subframe* (10 ms Dauer), wenn zeitkritische Daten übermittelt werden. Nach jedem *Superframe* bzw. *Subframe* wird die Sendefrequenz gewechselt, woraus sich 50 bzw. 100 Frequenzwechsel pro Sekunde ergeben. Abbildung 2.8 veranschaulicht den zeitlichen Ablauf der Kommunikation in einem HomeRF Netzwerk an einem Beispiel, bei dem zuerst ein *Superframe* (asynchrone Daten) übertragen wird, gefolgt von *Subframes*, die aufgrund zunächst einer und dann einer weiteren zu übertragenden Sprechverbindung notwendig geworden sind. Die *Subframes* werden dabei mit etwaigen asynchronen Daten „aufgefüllt“.



HOP... Zeit für Frequenzwechsel (140 µs); BCN ... Beacon Signal; Dn ... Downlink Sprechverbindungen;
Up ... Uplink Sprechverbindungen; ACK ... Empfangsbestätigung des Empfängers

Abbildung 2.8: Vereinfacht dargestellte Timing Struktur des SWAP-Standards (Beispiel).

Eine weitere interessante Eigenschaft der SWAP-Funkschnittstelle ist die Anpassung des Frequenzsprungschemas an die Störungsverhältnisse im Funkkanal. Tritt beispielsweise ein (breitbandiges) Störsignal im Übertragungsfrequenzbereich auf (z.B. Mikrowellenherd), so würden jedes Mal, wenn die Übertragungsfrequenz des SWAP-Netzes gerade in den gestörten Spektralbereich fällt, Datenpakete verloren gehen und müssten neu angefordert werden. Bei einem sehr breitbandigen Störer steigt damit gleichzeitig auch die Wahrscheinlichkeit, dass mehrere, im Sprungschema hintereinander liegende, Frequenzen gestört sind, was große Verzögerungen von Datenpaketen aufgrund von wiederholten Neuanforderungen verursachen würde. Da dies für zeitkritische Übertragungen nicht akzeptabel ist, sieht SWAP eine dynamische Anpassung des Frequenzsprungschemas vor. D.h., es werden alle zur Verfügung stehenden Frequenzkanäle kontinuierlich überwacht und im Falle des Auftretens von Störern werden stark gestörte Frequenzen nicht verwendet, sondern im Sprungschema durch weniger gestörte ersetzt.

Sendeleistung

Obwohl der SWAP-Standard Geräteklassen bis 1 W maximaler Sendeleistung vorsieht, sind für Europa im 2,4 GHz Band nur Geräte mit maximal 100 mW zulässig. Die tatsächlich abgestrahlte mittlere Sendeleistung eines Gerätes wird jedoch deutlich darunter liegen und hängt von der jeweiligen Datenverkehrssituation ab.

Antennen

Wie für alle Drahtlostechniken im 2,4 GHz Band sind für SWAP verschiedenste Antennenformen einsetzbar: direkt als gedruckte Schaltung aufgebaut, externe Antennen, teilweise auch Antennen mit größerer Richtwirkung für *Access Points* (z.B. 18 dBi Antennengewinn). Da die maximal zulässigen Sendeleistungen für SWAP-Komponenten in Europa als EIRP-Werte (Leistung unter Annahme isotroper Abstrahlung) definiert sind, müsste bei Verwendung von Gewinnantennen daher theoretisch (den Vorschriften der Regulierungsbehörde folgend) die Ausgangsleistung auf entsprechende Werte unterhalb des EIRP-Limits reduziert werden. Da aber in der Praxis nicht bei allen Produkten ausgeschlossen

werden kann, dass bei gegebener Ausgangsleistung eines Gerätes Antennen mit eigentlich unzulässig hohem Antennengewinn verwendet werden, sind Situationen denkbar, in denen in Hauptstrahlrichtung von Gewinnantennen Leistungsflussdichten auftreten, die wesentlich über jenen liegen, wie sie bei Einhaltung des EIRP-Limits zu erwarten wären.

Gegenwärtige Produkte

Aufgrund der Tatsache, dass seit 2003 keine weiteren Anstrengungen zur Etablierung des SWAP Standards mehr unternommen und auch keine neuen Produkte mehr entwickelt wurden (die HomeRF Arbeitsgruppe löste sich auf), sind HomeRF Produkte praktisch vom Markt verschwunden. Bei den gegenwärtig vereinzelt noch angebotenen Produkten handelt es sich lediglich um Lager-Restbestände. Im Sinne einer zukünftig breiten Nutzung hat HomeRF daher keine Bedeutung mehr.

2.2.3 Systeme nach ETSI (BRAN) Standards

Als europäisches Gegenstück zu IEEE 802.11 hat das *European Telecommunications Standards Institute*, Arbeitsgruppe *Broadband Radio Access Networks* (ETSI/BRAN) Standards für WLANs erarbeitet und veröffentlicht, die im Folgenden kurz beschrieben werden sollen.

2.2.3.1 HiperLAN/1 [23], [24]

Allgemeines, Entwicklungsgeschichte, technische Beschreibung und Sendeleistung

Der Standard HiperLAN/1 (*High Performance Local Area Network / Typ 1*) wurde von ETSI im Jahr 1998 veröffentlicht und definiert 1,47 Mbps und 23,5 Mbps als die beiden möglichen Datenraten. Zur Funkübertragung dieser Daten sind im Frequenzband von 5,15 - 5,35 GHz insgesamt 5 jeweils ca. 23,5 MHz breite Funkkanäle vorgesehen. Zur Übertragung der hohen Datenrate ist als Modulationsart *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK), für die niedrige Datenrate einfaches *Frequency Shift Keying* (FSK) vorgesehen. Bezüglich der maximalen Sendeleistung werden im HiperLAN/1 Standard 3 Geräteklassen unterschieden (Klasse A: $P_{\max} = 10 \text{ mW}$, Klasse B: $P_{\max} = 100 \text{ mW}$, Klasse C: $P_{\max} = 1 \text{ W}$). Bei Geräten der Klassen B und C ist eine Sendeleistungsanpassung in Stufen von 10 dB definiert.

Gegenwärtige Produkte

Keine vorhanden!

Entgegen vielfacher Ankündigungen unmittelbar vor und nach der Veröffentlichung des HiperLAN/1 Standards konnte sich diese Technologie nie durchsetzen und es wurden nie Produkte in größerer Stückzahl hergestellt.

2.2.3.2 HiperLAN/2 [25], [26], [27]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Als Nachfolger des erfolglosen HiperLAN/1 Standards veröffentlichte ETSI(BRAN) im Jahr 2000 den Standard HiperLAN/2 (*High Performance Local Area Network / Typ 2*). Dieser Standard definiert OFDM im 5 GHz Band als Übertragungsverfahren und bietet Übertragungsraten bis zu 54 Mbps. Aus Anwendersicht bietet HiperLAN/2 gegenüber IEEE 802.11a einige Vorzüge. Zum Beispiel ist HiperLAN/2 für eine effiziente Unterstützung von Quality of Service (QoS) ausgelegt, was dem Standard klare Vorteile bei der Übertragung von zeitkritischen Daten wie z.B. Sprache oder Video verschafft. Weiters sieht HiperLAN/2

zusätzlich zu den Anbindungsmöglichkeiten an bereits etablierte Netzwerkstrukturen wie z.B. Ethernet, ATM, usw. auch die Verbindungsmöglichkeit mit der 3. Mobilfunkgeneration (UMTS) vor. Effizientere Energiespar-Algorithmen und höherwertige Verfahren betreffend die Datensicherheit können ebenfalls als Vorteile des HiperLAN/2 Standards genannt werden. In Abstimmung auf die europäischen Funkregulierungen sind automatische Sendeleistungsregelung (TPC, *Transmit Power Control*) und dynamische Frequenzwahl (DFS, *Dynamic Frequency Selection*) bereits von vornherein im Standard festgeschrieben, wodurch Sendeleistungen bis 200 mW erlaubt sind.

Obwohl bereits 2002 erste Prototypen einzelner Hersteller produziert und vorgeführt wurden, sind heute HiperLAN/2 Produkte noch nicht am Markt verfügbar.

Technische Beschreibung

Für die Funkübertragung von HiperLAN/2-Systemen sind in Europa 8 Frequenzkanäle im Band von 5,15 - 5,35 GHz und 11 Frequenzkanäle im Band von 5,47 - 5,725 GHz vorgesehen, wobei im unteren Frequenzbereich nur Indoor Verwendung zugelassen ist. Der Abstand der Frequenzkanäle zueinander beträgt in den genannten Bändern 20 MHz. Als Übertragungsverfahren wird *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (OFDM, Details siehe Anhang) mit insgesamt 52 orthogonalen Einzelträgern (48 Übertragungskanäle und 4 Pilot-Kanäle) verwendet. Der Mittenabstand zweier benachbarter Träger beträgt 312,5 kHz. Das gesamte Spektrum belegt daher ca. 16,56 MHz. Der Träger genau in der Mitte des Spektrums (Träger Nr. 0) wird nicht gesendet, was im Spektrum durch eine entsprechende (kleine) Lücke sichtbar wird. Abbildungen 2.9 und 2.10 zeigen schematisch das OFDM Frequenzspektrum und Beispiele für die Lage im 5 GHz Band. Aufgrund der in HiperLAN/2 implementierten automatischen und dynamischen Frequenzwahl ist die Lage des Spektrums eines HiperLAN/2 Netzes aber nicht statisch vorgegeben, sondern kann sich gegebenenfalls ändern. D.h., wird innerhalb des Netzes festgestellt, dass der gerade verwendete Kanal gestört ist (z.B. weil andere Funkdienste darauf arbeiten), so wird automatisch versucht, einen besser geeigneten Kanal zu finden. Ist ein solcher (in Abstimmung mit allen im Netzwerk vorhandenen Geräten) gefunden, wird die Sendefrequenz des gesamten Netzwerkes auf diesen Kanal umgestellt.

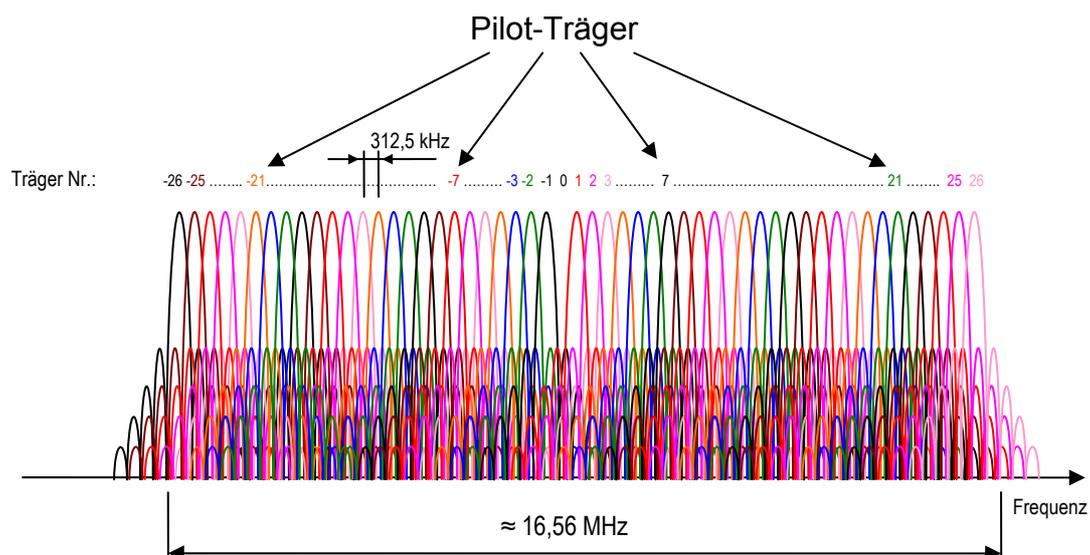


Abbildung 2.9: Schematische Darstellung des Spektrums einer Funkübertragung nach HiperLAN/2-Standard (entspricht im Wesentlichen jenem von IEEE 802.11a). Insgesamt werden 48 modulierte Datenträger plus 4 Pilot-Träger gleichzeitig übertragen. Die Überlagerung der insgesamt 52 jeweils 312,5 kHz breiten Trägersignale belegt ca. 16,56 MHz Bandbreite.

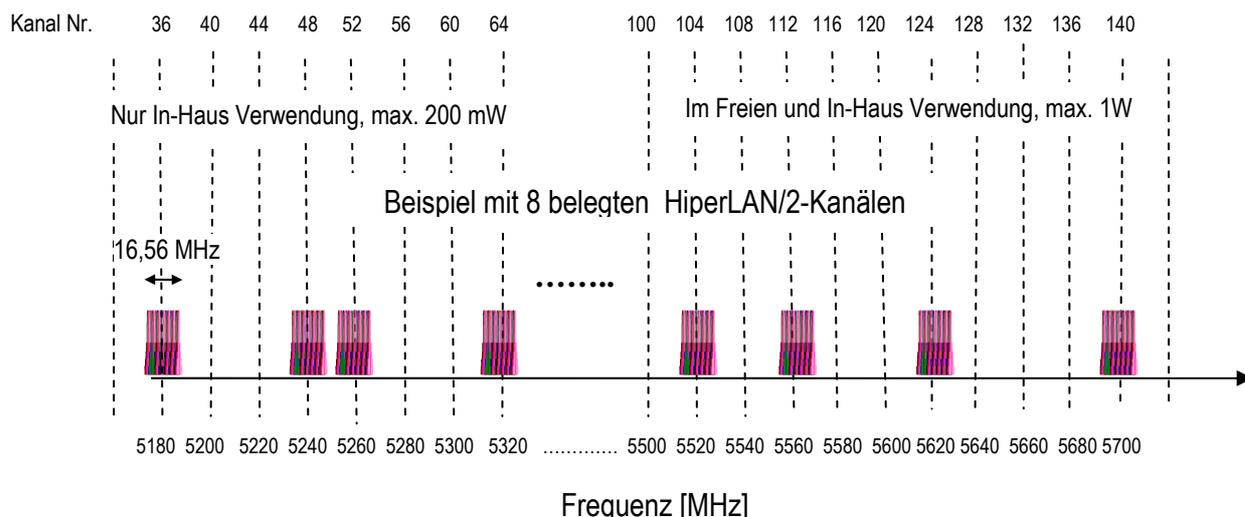


Abbildung 2.10: Beispiel für die Lage von HiperLAN/2 Systemen im zugeordneten 5 GHz Band. Aufgrund der in HiperLAN/2 implementierten automatischen, dynamischen Frequenzwahl ist dieses Bild nicht statisch zu sehen, sondern als Momentaufnahme der Frequenzbereichsbelegung

Als verfügbare Datenraten definiert der HiperLAN/2-Standard 6, 9, 12, 18, 27, 36 Mbps und optional 54 Mbps. Zur Erreichung dieser Übertragungsraten werden unterschiedliche Faltungskodierraten und Modulationsverfahren für die Einzelträger verwendet (Tabelle 2.5). Nähere Details zu den unterschiedlichen Modulationsformen finden sich im Anhang.

Datenrate [Mbps]	Modulationsart	Kodierrate
6	BPSK	1/2
9	BPSK	3/4
12	QPSK	1/2
18	QPSK	3/4
27	16QAM	9/16
36	16QAM	3/4
54	64QAM	4/4

BPSK.. Binary Phase Shift Keying QPSK...Quaternary Phase Shift Keying
 16QAM Quadratur-Amplitudenmodulation mit 16 unterschiedlichen Zuständen (Symbolen)
 64QAM Quadratur-Amplitudenmodulation mit 64 unterschiedlichen Zuständen (Symbolen)

Tabelle 2.5: Verwendete Modulationsarten bzw. Kodierraten bei HiperLAN/2

Betreffend die möglichen Netzwerkarchitekturen sind bei HiperLAN/2 ebenso wie bei IEEE 802.11 sowohl *Infrastruktur-Netzwerke* bei denen die im Netz eingebundenen Geräte über einen zentralen Netzwerkknoten, den so genannten *Access Point* koordiniert werden, als auch *ad-hoc* (oder *Peer-to-Peer*) *Netzwerke* direkt zwischen Geräten (ohne *Access Point*) möglich (Abbildung 2.11).

Die Anbindung eines HiperLAN/2 an andere Netzwerke (z.B. Ethernet) erfolgt über den *Access Point*. Grundsätzlich ist der Ablauf des Datenverkehrs in HiperLAN/2 zentraler organisiert, als beispielsweise in IEEE 802.11a, was aufgrund der erweiterten Leistungsmerkmale (z.B. QoS) notwendig ist. Der (oder die) *Access Point(s)* übernehmen diese Organisationsarbeit. In einem *ad-hoc* Netzwerk werden diese Aufgaben von einem der im Netz eingebundenen Geräte übernommen.

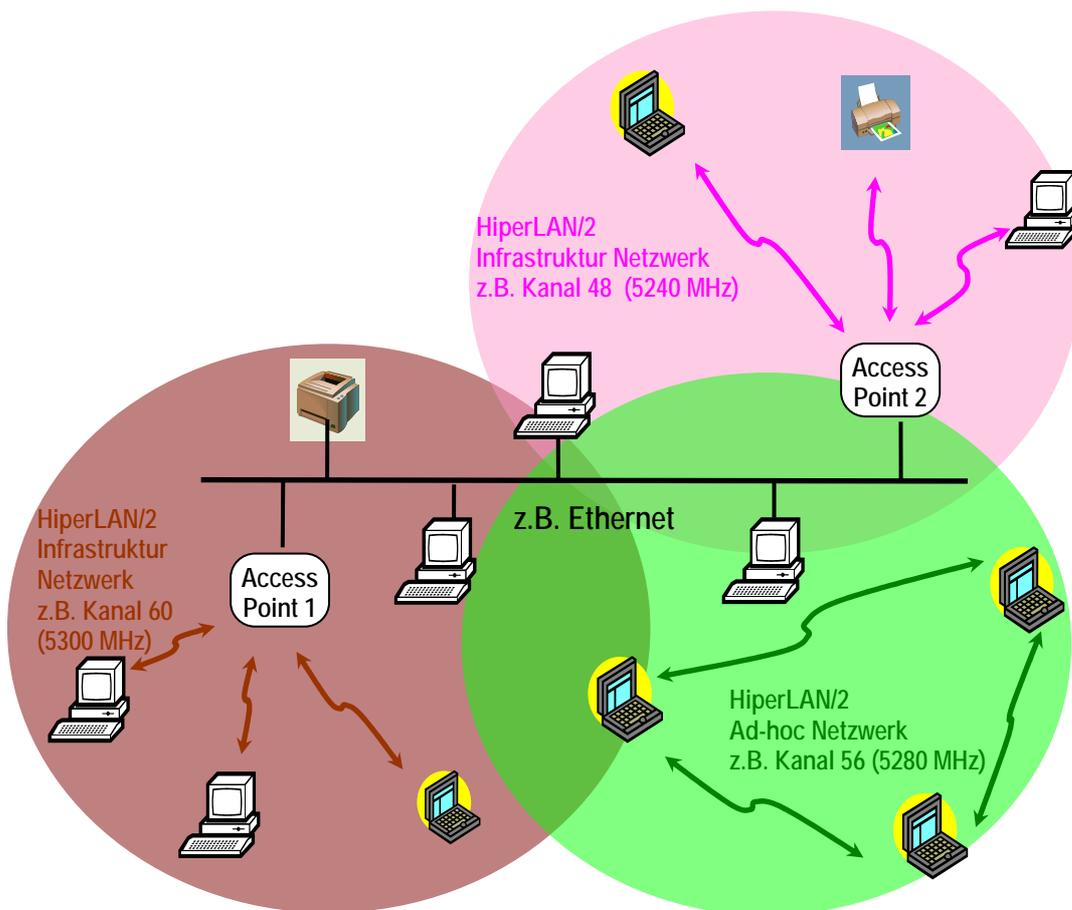


Abbildung 2.11: Vereinfachtes schematisches Beispiel zur Erläuterung der möglichen Netzwerkarchitekturen in HiperLAN/2. Zwei Sub-Netze (*Infrastruktur Netzwerke*) sind über zwei Access Points an das bestehende Ethernet angebunden. Weiters besteht ein *ad-hoc Netzwerk* zwischen Laptops. Die unterschiedlichen Sendefrequenzen (Sendekanäle) sind durch unterschiedliche Farben der Netzwerkbereiche dargestellt.

Die Organisation des Zugriffs der einzelnen Geräte auf das Übertragungsmedium (den Funkkanal) ist bei HiperLAN/2 im Vergleich zu IEEE 802.11 grundsätzlich anders definiert. Während IEEE 802.11 *Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance (CSMA/CA)* als Zugriffsverfahren festlegt, arbeitet HiperLAN/2 mit einem TDMA/TDD (*Time Division Multiple Access / Time Division Duplex*) Verfahren.

Bei HiperLAN/2 wird demnach die Zeitachse in 2 ms lange Zeitschlitze, so genannte *MAC⁶-Frames* unterteilt. Jeder *MAC-Frame* ist in die 4 Phasen *Broadcast Phase*, *Downlink Phase*, *Uplink Phase* und *Random Channel Phase* unterteilt (Abbildung 2.12). In der *Broadcast Phase* werden Steuerungsdaten übertragen, z.B. wird in dieser Phase allen Geräten im Netz vom *Access Point* mitgeteilt ob, bzw. wann innerhalb des *MAC-Frames* sie zu senden oder zu empfangen haben. In der *Downlink Phase* werden Informationen und Daten vom *Access Point* zu einem oder mehreren Geräten im Netz übertragen (zu welchem Zeitpunkt innerhalb der *Downlink Phase* für welches Gerät gerade gesendet wird, wurde in der *Broadcast Phase* mitgeteilt). Geräte im Netz, die Daten abzusenden haben und die in der *Broadcast Phase* vom *Access Point* die Aufforderung erhalten haben diese Daten zu senden, tun dies in der *Uplink Phase* (zu genau definierten Zeitpunkten, entsprechend den Angaben des *Access Points*). Die den *MAC-Frame* abschließende *Random Channel Phase* dient wieder der Übertragung von Steuerungsinformation. So können beispielsweise Geräte, die Daten absenden möchten, dies

⁶ MAC ... *Medium Access Control* (Steuerung des Zugriffs auf das Übertragungsmedium)

dem *Access Point* innerhalb dieser Phase mitteilen (dies kann aber auch innerhalb der *Uplink Phase* erfolgen). Das Verhältnis der Dauer von *Downlink Phase* und *Uplink Phase* ist dynamisch veränderbar und wird laufend der jeweiligen Datenverkehrssituation angepasst.

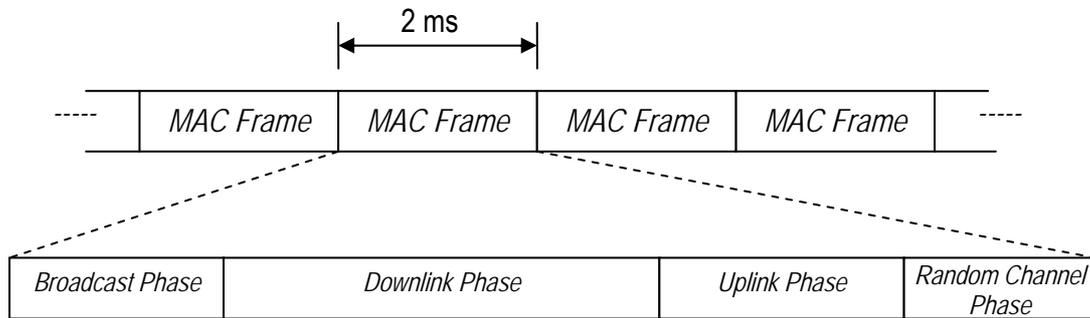


Abbildung 2.12: Grundsätzlicher Aufbau eines MAC-Frames in HiperLAN/2

Funktechnisch betrachtet erfolgt die Datenübertragung wie immer in der digitalen Übertragungstechnik in Form von HF-Bursts, die von den jeweiligen Geräten abgestrahlt werden. Dabei wird aus Synchronisationsgründen jedem die eigentlichen Daten tragenden HF-Burst eine Präambel⁷ vorangestellt. Abbildung 2.13 zeigt in stark vereinfachter Form den Funkverkehr zwischen einem *Access Point* und drei Geräten innerhalb eines *MAC-Frames*.

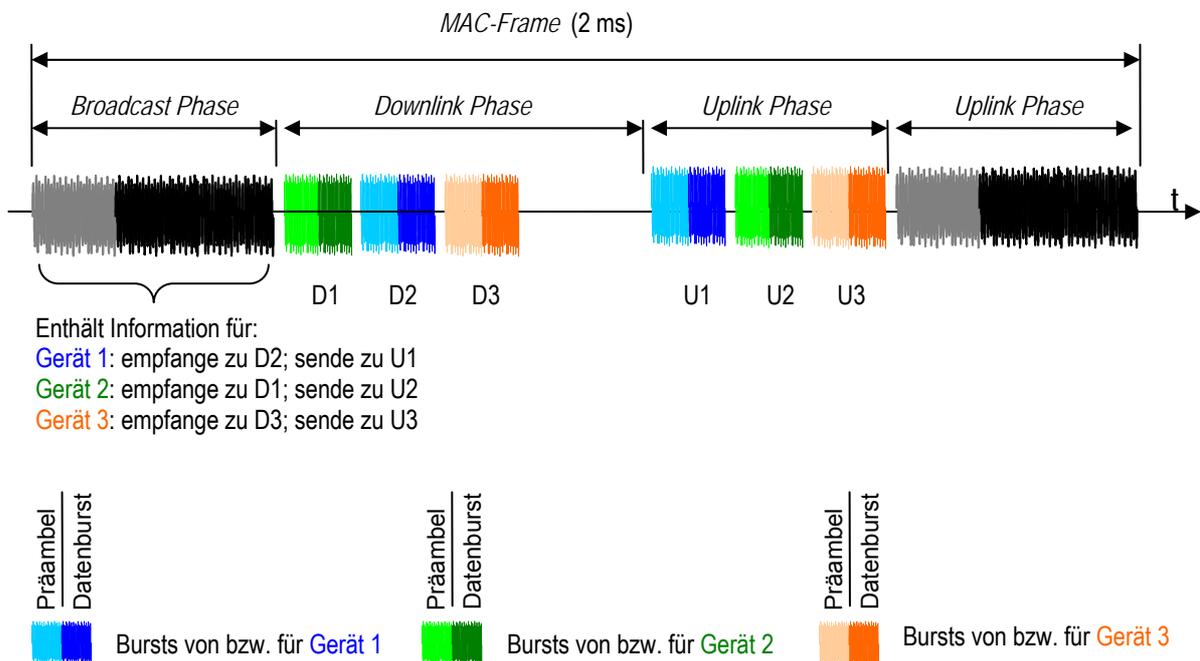


Abbildung 2.13: Stark vereinfachtes Schema zur Veranschaulichung des Zugriffsprinzips bei HiperLAN/2. In der *Broadcast Phase* wird den Geräten im Netz vom *Access Point* mitgeteilt, in welchen Zeitschlitzten der *Downlink Phase* bzw. der *Uplink Phase* sie empfangen bzw. senden müssen.

⁷ Die Präambel ist aus funkttechnischer Sicht natürlich ebenfalls nichts anderes als ein HF-Burst, der jedoch eine genau definierte Abfolge von Daten enthält, anhand derer sich die jeweiligen Empfänger synchronisieren können.

Sendeleistung

Die zulässige maximale Sendeleistung von HiperLAN/2-Geräten beträgt im unteren Frequenzband (5,15 GHz - 5,35 GHz) 200 mW und im oberen Frequenzband (5,47 - 5,725 GHz) 1 W. Die tatsächlich von einem HiperLAN/2 Gerät abgestrahlte mittlere Sendeleistung hängt einerseits von der Menge der übertragenen Daten ab (Anzahl und Länge der abgesendeten HF-Bursts innerhalb des betrachteten Mittelungsintervalls) und andererseits vom aktuellen Sendeleistungsniveau. Das Sendeleistungsniveau wird bei HiperLAN/2 Geräten automatisch auf ein minimal notwendiges Maß geregelt und kann in 3 dB Schritten angepasst werden. Kriterium ist dabei die Forderung, dass der *Access Point* alle (*Uplink*-) Signale von den Geräten im Netzwerk mit etwa der gleichen Intensität empfangen sollte, d.h., der *Access Point* legt fest, welches Gerät auf welcher Sendeleistungsstufe arbeiten soll.

In einem theoretischen Extremfall kann die mittlere Sendeleistung eines HiperLAN/2-Gerätes der Maximalleistung entsprechen (z.B. *Access Point* sendet auf maximaler Leistungsstufe und unter Daten-Volllast ohne *Uplink*-Verkehr, d.h. *Uplink* Phase praktisch Null).

Das Mindestmaß der mittleren abgestrahlten Sendeleistung ergibt sich für ein aktives (d.h. nicht über längere Zeit im Schlafmodus befindliches) HiperLAN/2 Gerät aus den Burstlängen zur Übermittlung der notwendigen Steuerungsinformationen (z.B. *Access Point*, der nur ein Minimalmaß an Systeminformation in der *Broadcast Phase* abstrahlt). Für den praktisch üblichen Fall einer gleichmäßigen Beteiligung aller Geräte am Datenverkehr im Netz, kann der Schwankungsbereich der von einem HiperLAN/2 Gerät mittleren abgestrahlten Sendeleistung bei mehreren Zehnerpotenzen liegen (alleine bis zu 45 dB durch Sendeleistungsregelung!)

Gegenwärtige Produkte

Obwohl bereits 2002 erste Prototypen einzelner Hersteller produziert und vorgeführt wurden, sind heute HiperLAN/2 Produkte noch nicht am Markt verfügbar. Der Zeitpunkt der Markteinführung ist derzeit nicht einschätzbar.

2.2.3.3 Hiperaccess, Hiperlink und HiperMAN [26]

Im Zusammenhang mit HiperLAN/2 werden häufig die derzeit in Entwicklung befindlichen, bzw. erst angedachten Standards Hiperaccess, Hiperlink und HiperMAN genannt.

Hiperaccess soll einen Breitbandzugang (Datenraten im Bereich von ca. 25 Mbps) zu diversen Netzwerken wie ATM, UMTS, usw. über weite Strecken (km-Bereich) ermöglichen. Als Frequenzbereich ist der Bereich von 40,5 - 43,5 GHz vorgesehen.

Hiperlink ist als breitbandige (bis 155 Mbps) Kurzstreckenverbindung (bis 150 m) zwischen Hiperaccess und HiperLAN/2 gedacht.

HiperMAN (*High Performance Radio Metropolitan Area Network*) ist als Standard für breitbandige drahtlose Stadt-Netze vorgesehen.

2.2.4 Systeme nach japanischen Standards (MMAC)

Neben IEEE in den USA und ETSI in Europa existieren auch japanische Standards für Wireless LANs (bzw. sind solche in Entwicklung). MMAC (*Multimedia Mobile Access Communications*) arbeitet gegenwärtig an Spezifikationen für zwei Wireless LAN Systeme im 5 GHz Band, die jedoch keine praktische Relevanz für den europäischen Markt haben:

HiSwan (High Speed Wireless Access Network) basiert auf den HiperLAN/2 Spezifikationen und soll damit auch kompatibel zu HiperLAN/2 werden.

Wireless Ethernet basiert zum größten Teil auf IEEE 802.11a.

2.3 Kleinräumige lokale Funknetzwerke – Wireless Personal Area Networks (WPAN)

Im Unterschied zu den in Kapitel 2.2 beschriebenen WLAN Systemen mit Reichweiten bis zu mehreren hundert Metern, beschreibt dieser Abschnitt gegenwärtige Systeme zum Betrieb kleinräumiger Funknetzwerke. Solche, so genannte *Wireless Personal Area Networks* (WPANs), unterscheiden sich von WLANs einerseits in der üblicherweise wesentlich geringeren räumlichen Ausdehnung des Netzwerks und andererseits durch die üblicherweise wesentlich geringere maximal übertragbare Datenrate. In einem anschaulichen Beispiel können WLAN Systeme (wie herkömmliche kabelgebundene Netzwerke, z.B. Ethernet) zur Vernetzung größerer Cluster von EDV-Einrichtungen verwendet werden (z.B. Firmennetze); WPANs hingegen sind im Allgemeinen nur für die Vernetzung räumlich eng benachbarter Datenkommunikations-Endgeräte gedacht (z.B. Geräte an einem Arbeitsplatz).

2.3.1 *Bluetooth*TM [28], [29]

Allgemeines

*Bluetooth*TM⁸ ist ein Standard für eine kostengünstige Niederleistungs-Funkschnittstelle (maximale Datenübertragungsrate 723 kbps) zur drahtlosen Kommunikation zwischen räumlich eng (innerhalb weniger Meter) benachbarten Endgeräten wie z.B. zwischen Mobiltelefon und zugehörigem Headset, zwischen Maus bzw. Tastatur und Computer („Funkmaus“ bzw. „Funkastatur“), zwischen Computer und Drucker, zwischen einzelnen Computern, zwischen digitaler Kamera und Computer, usw. Neben Punkt zu Punkt Verbindungen zwischen zwei einzelnen Geräten sind aber auch so genannte „Piconetze“ mit bis zu maximal 8 gleichzeitig aktiven Geräten möglich. Die maximal mögliche räumliche Ausdehnung eines solchen Piconetzes bleibt dabei je nach Geräteklasse (und damit unterschiedlicher maximaler Sendeleistung) auf einen Bereich von einigen Metern bis maximal 100 m beschränkt. *Bluetooth*TM wird häufig als Konkurrent für Wireless LAN Systeme angesehen, was aus technischer Sicht jedoch nicht berechtigt erscheint, da *Bluetooth*TM bezüglich Reichweite und erzielbarer Datenraten weit unterhalb von gegenwärtigen Wireless LAN Systemen operiert.

Entwicklungsgeschichte

Nach ersten 1994 begonnenen Vorversuchen schlossen sich Anfang 1998 die fünf Konzerne Ericsson, Nokia, IBM, Toshiba und Intel zur *Special Interest Group (SIG) for Bluetooth*TM zusammen und gründeten Mitte 1998 das *Bluetooth*TM - Konsortium. Bereits Mitte 1999 wurde die erste Version (V1.0A) der *Bluetooth*TM - Spezifikation veröffentlicht. Mitte 2000 wurde das erste *Bluetooth*TM - Produkt zertifiziert. Das *Bluetooth*TM - Konsortium umfasst mittlerweile mehrere tausend Unternehmen aus allen Industriesparten. Praktisch alle gegenwärtig auf dem Markt befindliche Systeme arbeiten nach Version 1.1 der *Bluetooth*TM - Spezifikationen. Die

⁸ Der Name *Bluetooth*TM leitet sich vom frühmittelalterlichen dänischen Wikingerkönig Harald Blätand ab, hat also keine tiefere technische Begründung.

Version 1.2 der Spezifikationen wurde Ende 2003 ratifiziert. Erste Produkte nach *Bluetooth™* Version 1.2 sind gegenwärtig allerdings noch nicht verfügbar.

Technische Beschreibung

Die *Bluetooth™* - Funkübertragung arbeitet im unlicenzierten 2,4 GHz ISM (*Industrial Scientific Medical*) Frequenzband mit einem Frequenzsprungverfahren (*Frequency Hopping Spread Spectrum*, FHSS). In Europa (ausgenommen Frankreich und Spanien) belegt *Bluetooth™* innerhalb dieses Bandes insgesamt 79 Kanäle mit jeweils 1 MHz Bandbreite ($f = 2402 + k$ MHz, mit $k = 0, 1, \dots, 78$). Bei der Übertragung im FHSS Verfahren wird zur Erhöhung der Störfestigkeit die Sendefrequenz in regelmäßigen Abständen gewechselt. Bei *Bluetooth™* findet 1600 mal pro Sekunde ein Wechsel der Sendefrequenz statt („*Hopping Frequency*“ = 1600 Hz), wobei die Abfolge der Frequenzwechsel (sog. „*Hopping Sequence*“, d.h. zu welchem Zeitpunkt welche der insgesamt 79 verfügbaren Frequenzen verwendet wird) für ein Piconetz eindeutig sein muss. Ein eventuell benachbartes Piconetz muss eine andere hinreichend unterschiedliche *hopping sequence* verwenden, wenn es nicht zu gegenseitigen Störungen kommen soll. Zur Übertragung der Daten in den einzelnen Frequenzkanälen wird *Gaussian Frequency Shift Keying* (GFSK) als Modulationsart verwendet. Der binär („0“ oder „1“) vorliegende Datenstrom wird dabei durch eine kleine Veränderung der Trägerfrequenz (± 200 kHz bei *Bluetooth™*) innerhalb jeder Bitdauer abgebildet (Details zu GFSK, siehe Anhang).

Die Kommunikation innerhalb eines *Bluetooth™* - Piconetzes (auch bei nur 2 Teilnehmergeräten) ist über ein so genanntes „*Master-Slave*“ -Verfahren organisiert. Dies bedeutet, dass immer eines (und nur eines) der Geräte als Zentrale („*Master*“) für die Organisation und den Ablauf des Datenverkehrs fungiert. Alle anderen Geräte („*Slaves*“) im gleichen Piconetz arbeiten entsprechend der vom *Master* vorgegebenen Ablauforganisation. Da in der *Bluetooth™* - Spezifikation nur 3 Adressbits zum Ansprechen der aktiven Geräte innerhalb eines Piconetzes vorgesehen sind, besteht ein *Bluetooth™* - Piconetz also immer aus 1 *Master* und bis zu maximal 7 aktiven *Slaves*. Die direkte Kommunikation zwischen zwei *Slaves* in einem Piconetz ist nicht erlaubt, d.h. alle Datenflüsse laufen über den *Master*. Welches der Geräte innerhalb eines *Bluetooth™* - Piconetzes als *Master* und welche Geräte als *Slaves* arbeiten, wird bei ursprünglich gleichberechtigten Geräten beim Aufbau der Netzverbindung automatisch festgelegt. Bei einigen Anwendungen ist dies jedoch auch schon im Vorhinein festgelegt (z.B. arbeitet bei einer *Bluetooth™* - Verbindung zwischen Mobiltelefon und Headset immer das Mobiltelefon als *Master*).

Die Kommunikation zwischen den einzelnen Geräten ist derart organisiert, dass immer abwechselnd vom *Master* zu einem *Slave* und anschließend von einem *Slave* zum *Master* kommuniziert wird (Zeitduplex, *Time Division Duplex* (TDD)). Der Datenaustausch erfolgt dabei mittels Datenpaketen. Abbildung 2.14 illustriert vereinfacht den zeitlichen Ablauf der Kommunikation zwischen einem *Master* und einem *Slave* bei konstanter Datenpaketlänge von $366 \mu\text{s}$ („*Single Slot Packet*“). Für jede Kommunikationsrichtung stehen abwechselnd theoretisch $625 \mu\text{s}$ lange Zeitschlitze zur Verfügung, innerhalb derer auf konstanter Frequenz gesendet wird (*Hopping Frequency* = 1600 Hz, entspricht $625 \mu\text{s}$ Zeitschlitz für eine Frequenz). Dieser theoretisch $625 \mu\text{s}$ lange Zeitschlitz kann jedoch aus praktischen Gründen nicht voll für die Datenübertragung genutzt werden, da die Umtastung von einer (stabilen) Frequenz zur nächsten (stabilen) Frequenz nicht augenblicklich erfolgen kann (Frequenzsynthesizer benötigt gewisse Einstellzeit). Tatsächlich stehen daher pro Zeitschlitz nur maximal $366 \mu\text{s}$ für die Paketübertragung zur Verfügung.

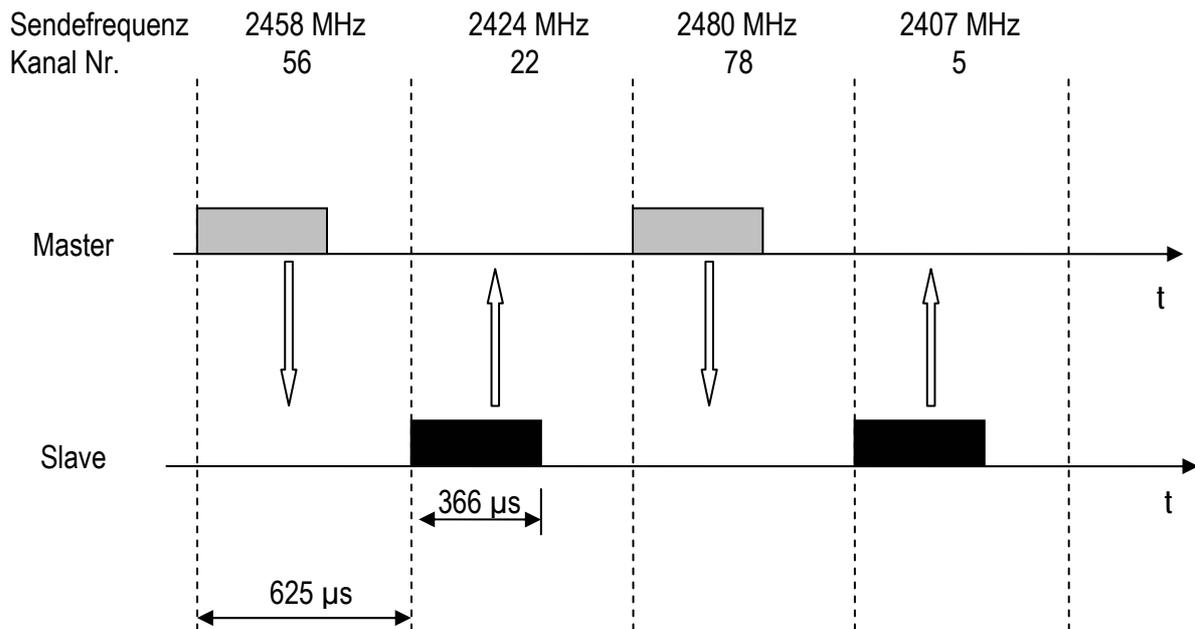


Abbildung 2.14: Vereinfachtes Schema der Kommunikation zwischen Master und Slave in *Bluetooth™* bei konstanter Paketlänge und Ein-Zeitschlitz-Paketen (single slot packets). Helle Datenpakete werden vom Master zum Slave übertragen, dunkle Datenpakete, zeitlich versetzt, vom Slave zum Master (Time Division Duplex, TDD). Alle 625 µs ändert sich die Sendefrequenz (FHSS) entsprechend eines Frequenzsprungschemas (Hopping Sequence). Die angegebenen Werte für Frequenzen und Kanalnummern sind beliebig gewählt und dienen lediglich der Anschauung.

In der Praxis ist die Länge der einzelnen Datenpakete jedoch variabel und hängt von der Anzahl der im jeweiligen Paket übertragenen Nutzdatenbits ab. Ein Paket besteht jedoch mindestens aus dem so genannten „Access Code“ (68 oder 72 Bits) und dem „Packet Header“ (54 Bits) also mindestens 122 oder 126 Bits. Werden zusätzlich Nutzdaten übertragen, ist das Datenpaket entsprechend länger, jedoch maximal insgesamt 2866 Bit lang. Bei der in *Bluetooth™* spezifizierten Bitdauer von 1 µs entspricht die maximale Paketlänge daher 2.87 ms. Da diese maximal zulässige Paketdauer größer ist als die primäre Zeitschlitzlänge von 625 µs und daher nicht ohne weiteres übertragen werden könnte (während der Umtastung der Frequenz ist keine Datenübermittlung möglich), definiert *Bluetooth™* für die Übertragung solcher *Multi-Slot* Pakete eine Sonderregelung. Wird ein solches *Multi-Slot* Paket übertragen, wird die Sendefrequenz während der für die Übertragung des gesamten Paketes benötigten Zeitschlitzes nicht gewechselt, sondern festgehalten. Das Frequenzsprungschema wird aber nicht verändert, da sonst alle Geräte im Netz auf eine neue *Hopping Sequence* umgestellt werden müssten, d.h. während der Übertragung von *Multi-Slot* Paketen werden die betroffenen Frequenzen ganz einfach ausgelassen. Aus der maximal zulässigen Paketdauer ergibt sich, dass neben Paketen die innerhalb eines Zeitschlitzes übertragen werden können (*1-Slot*-Pakete), weiters noch *3-Slot*-Pakete und *5-Slot*-Pakete möglich sind (*2-Slot*- bzw. *4-Slot*-Pakete sind aufgrund des Zeitduplex nicht möglich). Abbildung 2.15 zeigt zur Veranschaulichung ein Beispiel für die Kommunikation in einem *Bluetooth™* - Piconetz unter teilweise Verwendung von *Multi-Slot*-Paketen.

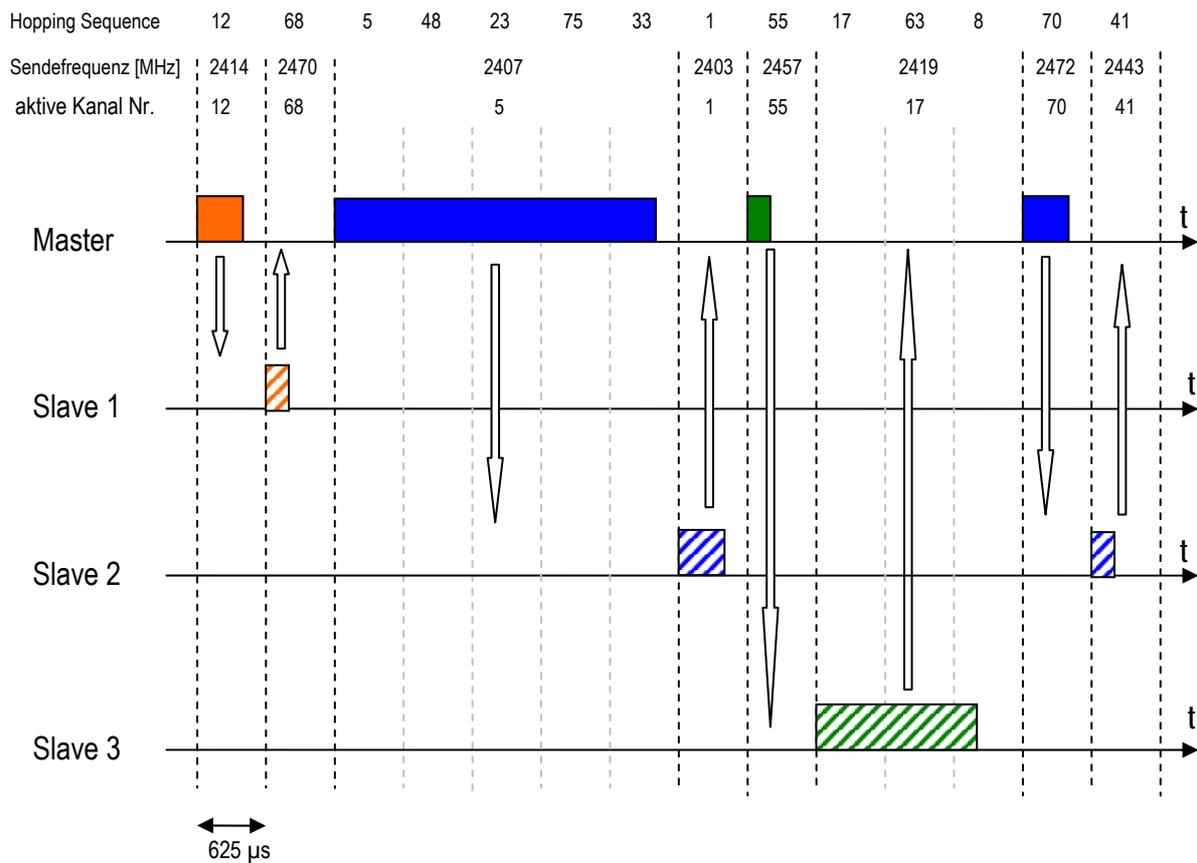


Abbildung 2.15: Vereinfachtes, beispielhaftes Schema der Kommunikation zwischen einem Master und 3 Slaves in Bluetooth™ bei variabler Paketlänge und Übertragung von Multi-Slot-Paketen.

Betriebszustände von Bluetooth™ Geräten

Da nicht jedes Gerät in einem Bluetooth™ - Piconetz ununterbrochen Daten zu senden oder zu empfangen hat und in Sende- und Empfangspausen (Akku-)Energie gespart werden kann, sieht die Bluetooth™ - Spezifikation unterschiedliche Betriebszustände vor:

Active-Modus: Alle aktiv am Datenverkehr teilnehmenden (Daten sendende oder Daten empfangende) Geräte befinden sich in diesem Zustand.

Sniff-Modus: In diesem Modus kann ein Slave-Gerät eines Piconetzes seinen Arbeitszyklus reduzieren, d.h. es „hört“ mit geringerer Häufigkeit ins Netz hinein, ob für ihn relevante Daten vorliegen.

Hold-Modus: Ein in diesem Zustand befindliches Slave-Gerät unterstützt keinen asynchronen Datenverkehr mehr, verbindungsorientierte Datenübertragung wird jedoch noch unterstützt.

Park-Modus: In diesem Modus nimmt ein Slave-Gerät nicht mehr am Piconetz teil, bleibt jedoch auf das Master-Gerät synchronisiert. Weiters gibt das Slave-Gerät seine aktive Netzadresse („active member address“) auf und erhält dafür vom Master eine so genannte „parked member address“, anhand der es wieder in den aktiven Modus zurückgeholt werden kann.

Standby-Modus: Das Gerät ist zwar eingeschaltet, hat aber keine Verbindung zu einem anderen Gerät oder einem Piconetz.

Sendeleistung

In den *Bluetooth™* - Spezifikationen werden bezüglich der maximalen Sendeleistung drei unterschiedliche Geräteklassen gemäß Tabelle 2.6 definiert. In Geräten der Klasse I ist eine Sendeleistungsregelung zwingend vorgesehen. Geräte der Klassen II und III können, müssen aber keine Leistungsregelung implementiert haben.

Gerätekategorie	max. Sendeleistung	Leistungsregelung
I	100 mW	ja, in Stufen zwischen 2 und 8 dB
II	2,5 mW	Optional
III	1 mW	Optional

Tabelle 2.6: Leistungsklassen von *Bluetooth™* - Geräten

Die tatsächlich von einem *Bluetooth™* - Gerät abgestrahlte mittlere Hochfrequenzleistung hängt einerseits natürlich ganz wesentlich vom jeweiligen Betriebszustand, andererseits aber auch von der übertragenen Datenpaketlänge ab. Aus dem bisher Gesagten kann abgeleitet werden, dass das Verhältnis von tatsächlich abgestrahlter mittlerer Leistung P zur Maximalleistung P_{\max} im Falle andauernder, asymmetrischer Übertragung von vollen *5-Slot*-Paketen am größten ist. In diesem Fall wird innerhalb eines 3,75 ms langen Zeitintervalls (5 Zeitschlitze senden + 1 Zeitschlitze empfangen) für insgesamt 2,87 ms Leistung abgestrahlt und das Verhältnis P/P_{\max} ergibt ca. 0,76. In der Praxis wird dieser Fall jedoch selten über längere Zeit eintreten und das Verhältnis P/P_{\max} wird daher üblicherweise geringer sein.

Antennen

Die für *Bluetooth™* eingesetzten Antennen sind üblicherweise in den Geräten integriert und aus Kostengründen sehr einfach aufgebaut (meist einfache Dipole oder Patches direkt als gedruckte Schaltung). In Einzelfällen, meist bei Geräten für größere Reichweiten, kommen auch kurze Stab- oder Stummelantennen zum Einsatz.

Gegenwärtige Produkte

Die gegenwärtig auf dem europäischen Markt befindliche bzw. unmittelbar vor der Einführung stehende Palette von *Bluetooth™* - Produkten ist enorm groß. Soweit nicht ohnehin schon von vornherein in Geräten wie Notebooks, Kameras, Maus, Tastatur, Drucker, Mobiltelefon, Freisprecheinrichtungen für Mobiltelefone (Headsets), Palmtop, usw. integriert, sind *Bluetooth™* - Module in unterschiedlichen Formen von Einsteckkarten für PC und Notebook, sowie extern über die USB-Schnittstelle an alle denkbaren EDV-Peripheriegeräte anzuschließen, erhältlich. Weiters sind auch „*Bluetooth™* Access Points“ erhältlich, die zur Anbindung eines *Bluetooth™* - Piconetzes an größere Datennetzwerke (Local Area Networks, LANs), wie z.B. Ethernet dienen.

2.3.2 Systeme nach IEEE Standard 802.15 [30], [31], [32]

Neben der allein von Industrieseite vorangetriebenen Entwicklung des *Bluetooth™* - Standards, befasst sich als unabhängige Plattform auch IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) seit 1998 mit dem Thema kleinräumiger lokaler Funknetzwerke (engl. *Wireless Personal Area Networks*, WPANs).

Praktisch gleichzeitig mit der Gründung der *Bluetooth™* Special Interest Group wurde 1998 innerhalb der IEEE Arbeitsgruppe 802.11 (zuständig für WLAN) eine Studiengruppe zum Thema WPAN gebildet, die Mitte 1999 zur eigenen neuen Arbeitsgruppe IEEE 802.15

(WPAN) wurde. Der 2002 herausgegebene Standard **IEEE 802.15.1** beschreibt Spezifikationen für ein WPAN **basierend auf den Bluetooth™ - Spezifikationen** (Version 1.1) und ist damit voll kompatibel zu *Bluetooth™*. Aus praktischer, funktechnischer Sicht können daher Geräte nach IEEE 802.15.1 mit *Bluetooth™* gleichgesetzt werden.

Darüber hinaus gibt es innerhalb der Arbeitsgruppe IEEE 802.15 weitere Projektgruppen, die sich mit weiterreichenden Themen im WPAN Bereich beschäftigen. IEEE 802.15.2 beschäftigt sich mit der Koexistenz von WLANs (IEEE 802.11) und WPANs (IEEE 802.15).

Ziel der Projektgruppe **IEEE 802.15.3** ist es, einen Standard für hochbitratige WPANs, mit angestrebten Bitraten von 11, 22, 33, 44 und 55 Mbps im 2,4 GHz ISM Band zu entwickeln. Die angegebenen Datenraten werden durch unterschiedliche Modulationsverfahren (QPSK, DQPSK, 16QAM, 32QAM und 64QAM) und DSSS erreicht. Insgesamt sind 4 Frequenzkanäle im 2,4 GHz ISM-Band vorgesehen. Eine Sub-Arbeitsgruppe überlegt bereits eine Erweiterung auf bis zu 480 Mbps. Eine Allianz aus führenden Industrieunternehmen (*WiMedia*) ist bestrebt, einen einheitlichen Standard für drahtlose, hochbitratige Kurzstrecken-Datenübertragung, basierend auf der physikalischen Ebene von IEEE 802.15.3, zu entwickeln (z.B. drahtlose Übertragung von Videosignalen). Weiters wird eine drahtlose Variante des auch unter dem Namen *FireWire* bekannten Standards **IEEE 1394**, die in IEEE 802.15.3 definierte physikalische Schnittstelle (FUNKSchnittstelle) verwenden. Der Standard IEEE 802.15.3 liegt derzeit in einer Entwurfs-Version vor. Erste Produkte werden bereits unter dem Namen *Wireless FireWire* [33] angekündigt, sind jedoch zurzeit noch nicht verfügbar.

Schließlich beschäftigt sich die Projektgruppe **IEEE 802.15.4** mit der Entwicklung eines Standards für eine kostengünstige, niedrigbitratige WPAN Variante mit extrem geringem Energiebedarf und Batterielebensdauern bis zu mehreren Jahren. Solche Systeme können beispielsweise für die Vernetzung von Sensoren, diversen Haushalts- und Bürogeräten und dergleichen eingesetzt werden. Ein fertiger Entwurf eines **IEEE 802.15.4** Standards existiert bereits. Er sieht einerseits eine Funkübertragung im 2,4 GHz ISM-Band vor und verwendet O-QPSK (*Offset-Quadratur Phase Shift Keying*) als Modulationsverfahren und Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) zur Spreizung des Spektrums. Für die Übertragung sind pro System nicht mehr als jeweils ein 5 MHz breiter Kanal im 2,4 GHz ISM-Band notwendig. Insgesamt sind 16 Kanäle im 2,4 GHz ISM Band vorgesehen. Die maximale Übertragungsrate ist derzeit mit 250 kbps spezifiziert. Weiters sind Modi mit Bitraten von 20 kbps bzw. 40 kbps im Frequenzbereich um 868 MHz und 915 MHz vorgesehen (mit BPSK Modulation statt O-QPSK). Als Zugriffsverfahren wird CSMA/CA verwendet. Die Sendeleistungen der Geräte werden auf wenige Milliwatt beschränkt bleiben.

Ein bekannter, von der Industrie (lange vor Gründung der IEEE 802.15.4) initiiertes Standard, der die in IEEE 802.15.4 definierte physikalische Ebene nutzen wird, ist **ZigBee™** [34].

ZigBee™ wurde in Zusammenschluss einiger führender Industrieunternehmen (*ZigBee Alliance*) entwickelt und soll eine kostengünstige Möglichkeit zur drahtlosen Vernetzung von verstreuten, bis zu ca. 65000 Systemkomponenten mit geringen zu übermittelnden Datenmengen ermöglichen (z.B. Aktoren und Sensoren in einer Industrieanlage, Haushaltsgeräte, usw.). Das System ist einfach erweiterbar, selbst organisierend und in verschiedenen Netzkonfigurationen betreibbar. D.h., es können damit, trotz beschränkter Reichweite der Einzelkomponenten, räumlich große Bereiche vernetzt werden.

Erste zu IEEE 802.15.4 und **ZigBee™** konforme Chipsätze werden von einigen Halbleiterherstellern bereits angeboten. Fertige Produkte für Anwender sind derzeit noch keine am Markt.

2.4 Weitere Funkanwendungen in Haushalt und Büro

Zahlreiche drahtlose Übertragungssysteme für Büro und Haushalt existieren, und der Trend geht stark in die Richtung der drahtlosen Übertragungstechniken. Der Einsatz von drahtloser Übertragung im Haushalt ist vom Babyphon her bekannt, aber auch Tore und Rollläden werden zunehmend automatisch bedient und können über drahtlose Steuerungen geöffnet und geschlossen werden.

Im Zuge dieser Untersuchung wurden zahlreiche Babyphone auf deren Spezifikationen hin durchleuchtet. Aufgrund der Vielzahl von verschiedenen Produkten und Herstellern, sind im Folgenden die relevanten Produktdaten (soweit verfügbar) überblicksweise angegeben. Relevante Daten in diesem Zusammenhang sind Sendefrequenz, Sendeleistung und Reichweite. Diese Produktspezifikationen wurden im Zuge einer Internetrecherche nur teilweise zufrieden stellend gefunden, da die Hersteller diese, für den Kunden im Allgemeinen unwichtige, für die Expositionsbeurteilung jedoch relevanten, technischen Details, nur selten bekannt geben. Datenblätter sind ebenfalls nur selten zum Herunterladen erhältlich.

Neben Babyphonen werden in den letzten Jahren vermehrt auch Produkte zur drahtlosen Videoüberwachung, bzw. Komplett-Systeme zur drahtlosen Steuerung und Überwachung von Haushalts- bzw. Haustechnik-Komponenten angeboten.

2.4.1 Babyphon

Eine Vielzahl von verschiedenen Babyphonen mit den unterschiedlichsten Ausstattungsmerkmalen werden angeboten. Grundsätzlich sind Babyphone nicht anmeldepflichtig. Verschiedene Produkte benutzen nicht einheitliche Frequenzen, sondern die Übertragung wird bei unterschiedlichen Frequenzen durchgeführt. Bisher funkten Babyphone in drei verschiedenen Frequenzbereichen: 27 MHz, 40 MHz und 433 MHz. Diese Frequenzen werden aber auch von anderen Geräten genutzt, was zu Störungen führen kann. Deshalb fordern die Hersteller seit Jahren einen „eigenen“ Frequenzbereich für Babyphone. Dieser wurde nun auf europäischer Ebene im Bereich von 864 MHz freigegeben. Zurzeit arbeiten die meisten Babyphone im 40 MHz Band. Das 27 MHz Band ist von CB Funkern stark frequentiert und deshalb sehr störanfällig und wird von immer weniger Geräten genutzt, ebenso der Frequenzbereich um 433 MHz, der vor allem von Kleinleistungs-Funkanlagen wie Garagentor-Steuerungen belegt ist [35]. Die erhobenen Daten sind in Tabelle 2.7 aufgelistet. Nähere Angaben über Sendeleistung und verwendete Übertragungsverfahren sind aus den Produktinformationen nicht ersichtlich und müssen daher im Zuge von Untersuchungen messtechnisch bestimmt werden. Interessant im Zusammenhang mit Babyphonen sind die teilweise sehr großen angegebenen Reichweiten, die auf relativ hohe Sendeleistungen schließen lassen.

2.4.2 Drahtlose Videoübertragung

Im Bereich der drahtlosen Videoübertragung wurden im Vergleich zu den Babyphonen wesentlich umfangreichere technische Beschreibungen gefunden. Angaben über Sendefrequenz, Sendeleistung und verwendete Antennenarten konnten recherchiert werden und sind in Tabelle 2.7 aufgelistet. Der Bereich der drahtlosen Videoübertragung ist stark im Sicherheitssektor angesiedelt, wo Überwachungskameras ihren Einsatz finden. Alarmanlagen zur Überwachung von Häusern kommunizieren häufig ebenfalls über drahtlose Verbindungen mit einer zentralen Einheit, da dies den Vorteil der einfachen Installation mit sich bringt.

Beschreibung	Frequenzen [MHz]	Sendeleistung [mW]	Reichweite [m]	Modulation
Babyphone	27			
	40		150 - 300	
	433			
	446		1000 - 5000	
	863		400	
drahtlose Videoübertragung	2400	25	50 / 500	
	1250	100		FM
	1200 - 1410			FM
	2400 - 2470			FM
	1000 - 2500	100		
	2353 - 2381	300 / 1000		
Rolladensteuerung	433			
Überwachungssysteme	433			

Tabelle 2.7: Auswahl häufiger Anwendungen der drahtlosen Übertragung im Haushalt und zugehörige Kennwerte (soweit aus der Produktinformation ersichtlich). Leere Tabellenfelder waren aus den Produktinformationen nicht eruierbar.

2.4.3 Drahtlose Steuerungen und Überwachungsanlagen

Ein Beispiel für drahtlose Steuerungen im Haushalt sind diverse Überwachungssysteme. Moderne Überwachungssysteme beschränken sich nicht nur auf den Einbruchschutz sondern dienen auch der Zustandsmeldung diverser anderer Systeme oder Komponenten im Haushalt wie zum Beispiel:

- Rauchmeldung
- Gasmeldung
- Wassermeldung
- erhöhte Temperaturen
- Glasbruch
- unerlaubtes Öffnen von Türen und Fenster
- unerwartete Bewegungen in Räumen

Zur Detektion dieser verschiedenen Ereignisse sind unterschiedliche Sensoren im Einsatz, die für jeden spezifischen Fehlerfall ausgelegt sind. Sensoren sind also in Räumen verteilt und über eine drahtlose Verbindung mit der Zentralstation verbunden. Tritt nun ein Fehlerfall auf, wird dies der Zentralstation gemeldet, die dann eine Alarmmeldung sendet. Dies kann zum Beispiel über ein GSM Netz mit Hilfe eines Handys geschehen. Ein in der Zentralstation integriertes Handy sendet dann eine Alarmmeldung aus.

Reichweiten von ca. 300 m werden in Spezifikationen gefunden, aufgrund der Dämpfung der Signalwellen durch Wände und Decken wird ein sicherer Funkweg von ca. 70 m angegeben. Mittels Repeater können größere Entfernungen überbrückt werden.

Ein Beispiel einer solchen Überwachungsanlage, bestehend aus verschiedensten Elementen, ist schematisch in Abbildung 2.16 dargestellt. Die einzelnen Komponenten kommunizieren mit der Zentrale über eine drahtlose Verbindung. Die Kommunikation in diesem Beispiel basiert auf einer Übertragungsfrequenz von 433 MHz.

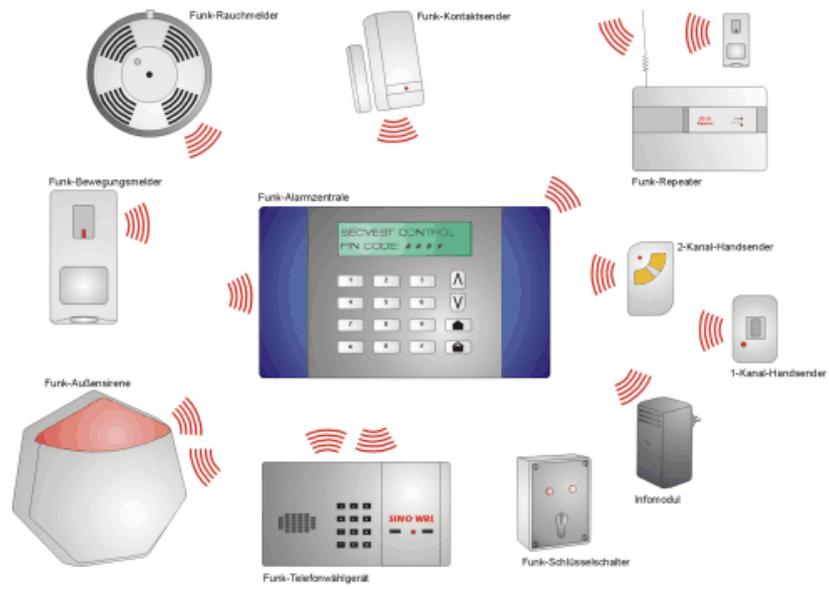


Abbildung 2.16: Beispiel für ein Haushalts-Überwachungssystem [36]

3. METHODEN DER EXPOSITIONSBESTIMMUNG

In diesem Abschnitt werden die gegenwärtig verfügbaren bzw. meistverwendeten Mess- und Berechnungsmethoden, sowie deren Vor- und Nachteile zur Expositionsbeurteilung im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich beschrieben.

3.1 Analytische Feldberechnung

Analytische Feldberechnungen führen in der Praxis nur für extrem einfache Verhältnisse auf hinreichend genaue Ergebnisse (z.B. einfache Antennengeometrien im freien Raum). In den meisten Fällen heutiger kommerzieller Produkte sind die Antennenstrukturen relativ kompliziert gebaut, bzw. (räumlich und damit auch elektrisch) eng an die übrigen Gerätekompnenten gekoppelt, so dass eine hinreichend genaue und einfache Modellannahme für die Strahlungsquelle meist nicht getroffen werden kann. Weiters führen Reflexionen an der Umgebung (im üblicherweise vorhandenen *nicht freien* Raum) zu komplizierten Feldverteilungsmustern, die sich einer analytischen Lösungsmethode meist entziehen.

Trotzdem können analytische Berechnungen (meist in vereinfachter Form) zur Ermittlung eines ersten Schätzwertes für die Expositionssituation einer Person verwendet werden. Wesentliches Kriterium für die Anwendbarkeit der Berechnungsmethoden ist dabei die Frage, ob man sich im Nahfeld oder im Fernfeld der Strahlungsquelle befindet.

3.1.1 Fernfeld

Im Fernfeld der Strahlungsquelle, d.h. in hinreichend großem Abstand zur Antenne können Phasenunterschiede zwischen Signalanteilen von unterschiedlichen Antennenabschnitten vernachlässigt und die Strahlungsquelle daher als Punktquelle aufgefasst werden. Unter Fernfeldbedingungen können die abgestrahlten elektromagnetischen Wellen als näherungsweise ebene Wellen aufgefasst und die Vektoren der elektrischen und der magnetischen Feldstärke als orthogonal zueinander angenommen werden. Weiters gelten im Fernfeld zwischen der elektrischen und der magnetischen Feldkomponente, sowie der elektromagnetischen Leistungsflussdichte die folgenden einfachen Zusammenhänge:

$$|E| = |H| \cdot Z_0, \quad |H| = \frac{|E|}{Z_0}, \quad |S| = |E| \cdot |H| = \frac{|E|^2}{Z_0} = |H|^2 \cdot Z_0 \quad (1)$$

mit $Z_0=377 \Omega$... Wellenimpedanz der leeren Raumes, H ... magnetische Feldstärke in A/m
 E ... elektrische Feldstärke in V/m, S ... Leistungsflussdichte in W/m^2

Für die Definition der Grenzen der Fernfeldregion betrachtet man üblicherweise die Auswirkung des Phasenunterschiedes von Signalanteilen, die von der Mitte der Antennenstruktur kommen und jenen, die vom Rand der Antennenstruktur abgestrahlt werden, wobei hierfür die Entfernungsdifferenz zwischen Mitte bzw. Rand der Antenne und dem interessierenden Feldpunkt (Aufpunkt) maßgeblich ist. Für elektrisch große Antennen (d.h., Antennen deren größte Abmessung im Bereich der abgestrahlten Wellenlänge oder darüber liegt) kann die daraus resultierende Phasendifferenz im Aufpunkt als vernachlässigbar betrachtet werden, solange die Entfernungsdifferenz kleiner als $\lambda/16$ (λ ...Wellenlänge der Strahlung) bleibt [37]. Abbildung 3.1 zeigt die Verhältnisse in vereinfachter Form, woraus sich als Grenze der Fernfeldregion für elektrisch große Antennen

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2)$$

ableiten lässt.

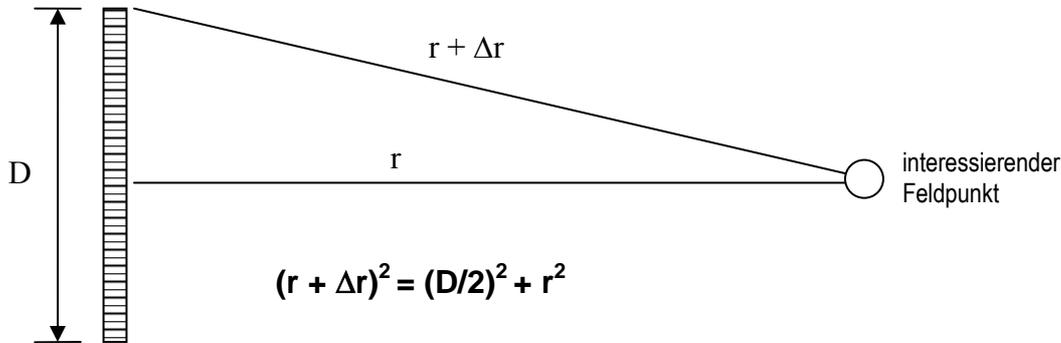


Abbildung 3.1: Schema zur Definition der Fernfeldregion einer Strahlungsquelle.

Für elektrisch kleine Antennen (d.h. wenn die größten Antennenabmessungen deutlich unterhalb der abgestrahlten Wellenlänge liegen), kann die Grenze der Fernfeldregion in guter Näherung aus

$$r \geq \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3)$$

berechnet werden.

Die im Fernfeld zulässige Betrachtung der Antenne als punktförmige Strahlungsquelle lässt eine besonders einfache Berechnung der resultierenden Immission in einem beliebigen Aufpunkt zu. Im Falle einer (theoretischen) Antenne ohne Richtwirkung (isotroper Strahler mit Antennengewinn = 0 dBi) verteilt sich die in die Antenne eingespeiste Leistung P gleichmäßig auf einer Kugeloberfläche und man erhält die im Abstand r zur Antenne auftretenden Leistungsflussdichte S (in W/m^2) als

$$S = \frac{P}{4\pi r^2} \quad (4)$$

Reale Antennen besitzen allerdings immer eine mehr oder weniger stark ausgeprägte Richtwirkung, die durch den raumrichtungsabhängigen Antennengewinn $G(\theta, \phi)$ beschrieben wird (θ, ϕ Auslenkungs- und Azimutwinkel von der Strahlungsquelle zum Aufpunkt). Der Antennengewinn beschreibt dabei das Verhältnis der Leistungsflussdichte der betrachteten Antenne für alle Richtungen (θ, ϕ) und konstanten Abstand r zur Leistungsflussdichte eines mit gleicher Leistung angespeisten Isotropenstrahlers. D.h., bei gegebenen Antennengewinn $G(\theta, \phi)$ und gegebener eingespeister Leistung P ergibt sich die Leistungsflussdichte S im Abstand r und in Richtung (θ, ϕ) zur Antenne zu

$$S = \frac{PG(\theta, \phi)}{4\pi r^2} \quad (5)$$

Eine Rückrechnung von Leistungsflussdichte auf elektrische bzw. magnetische Feldstärke kann mittels Gleichungen (1) erfolgen. Aufgrund der einfachen Zusammenhänge von Feldstärken und Leistungsflussdichten genügt im Fernfeld die Angabe von entweder elektrischer oder magnetischer Feldstärke oder Leistungsflussdichte, da die jeweils anderen Feldgrößen eindeutig über die Wellenimpedanz des freien Raumes berechenbar sind.

3.1.2 Nahfeld

Im Nahfeld einer Strahlungsquelle liegen aufgrund des wirksam Werdens der oben angesprochenen Phasendifferenzen wesentlich kompliziertere Feldverhältnisse vor, und die im Fernfeld geltenden Vereinfachungen (Gl 1, 4 und 5) treffen im Nahfeld im Allgemeinen nicht mehr zu. Die Nahfeldregion wird üblicherweise weiter unterteilt in das abstrahlende Nahfeld und das reaktive Nahfeld, wobei als Grenze zwischen diesen Bereichen üblicherweise ein Abstand zur Antenne von $\lambda/4$ angenommen wird [13]. D.h., in Abständen r zur Antenne zwischen $\lambda/4 \leq r \leq 2D^2/\lambda$ befindet man sich im abstrahlenden Nahfeld der Antenne, darunter im reaktiven Nahfeld.

Praktische und einfach handhabbare Modelle zur analytischen Feldberechnung mit Gültigkeit im abstrahlenden Nahfeld und im Fernfeld beruhen meist auf der fiktiven Zerlegung der Feldquelle in mehrere Einzelquellen, deren einzeln (nach Fernfeldbedingungen) berechneten Einzelfeldkomponenten im Aufpunkt überlagert werden, wobei die Phasenverschiebungen der Einzelkomponenten hier natürlich berücksichtigt werden müssen [13]. Eine derartige Zerlegung der Feldquelle ist allerdings in der Praxis wieder nur für sehr einfache Antennengeometrien mit angemessenem Aufwand durchführbar, sodass für Feldberechnungen im Nahfeld meist numerischen Methoden der Vorzug gegeben werden muss (siehe Kapitel 3.5).

Speziell im Fall extremer Nahfeldexpositionen, d.h. in Fällen, in denen die Strahlungsquelle direkt am Körper getragen bzw. gehalten wird (z.B. Mobiltelefon), ist die Expositionsbeurteilung nur messtechnisch (in vereinfachten Körperrückbildungen, siehe Kapitel 3.5) oder unter Zuhilfenahme numerischer Methoden (z.B. FDTD mit komplexen anatomischen numerischen Körperphantomen) zu bewerkstelligen.

3.2 Feldmessung

Zur Quantifizierung der elektromagnetischen Feldgrößen im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich stehen heute eine Vielzahl von unterschiedlichen Messgeräten und Messsystemen zur Verfügung. Obwohl sich die Leistungsfähigkeit dieser Messgeräte in den vergangenen Jahren aus der Sicht des Bedieners enorm gesteigert hat, sind die in diesen Messgeräten zur Anwendung kommenden grundlegenden physikalischen Prinzipien praktisch unverändert geblieben. Die genannten Verbesserungen betrafen nahezu ausschließlich die Verarbeitung und Verwaltung der anfallenden Datenmengen (Computersteuerung, Automatisierung, automatische Protokollierung, u.s.w.). Grundsätzlich können die heute zur Verfügung stehenden Messmethoden in sogenannte *breitbandige* Verfahren und *frequenzselektive* Verfahren unterteilt werden. In den folgenden Abschnitten sollen kurz die wesentlichen Merkmale und die für die messtechnische Praxis relevanten Vor- und Nachteile der beiden Verfahren angeführt werden

3.2.1 Breitbandmessungen

Breitbandmessungen werden üblicherweise mit sogenannten *Feldsonden* durchgeführt. Der Aufbau solcher Feldsonden ist relativ einfach und damit daher entsprechend kostengünstig (untere Preisgrenze von professionellen Geräten ca. 2.000 bis 3.000,- €).

3.2.1.1 Elektrische Feldsonden

Im Falle einer isotropen elektrischen Feldsonde besteht der feldsensitive Teil üblicherweise aus 3 zueinander orthogonalen Dipolen, in deren Zentren (zwischen den Ästen des Dipols) jeweils eine Hochfrequenzdetektordiode sitzt. Die gesamte über die Dipole an die HF-Detektordiode gelangende HF-Leistung wird durch die HF-Detektordiode in einen (annähernd proportionalen) Dioden(gleich)strom umgesetzt. Die von den drei Dioden gelieferten, zur HF-Leistung und damit zum Quadrat der elektrischen Feldstärke proportionalen Signale werden schließlich über hochohmige Leitungen⁹ einem dreikanaligen Summierverstärker zugeführt. Das daraus resultierende Gesamtsignal entspricht demnach der quadratischen Summe der einzelnen Raumkomponenten der elektrischen Feldstärke.

$$E_{res}^2 = E_x^2 + E_y^2 + E_z^2 \quad (6)$$

Die von der Verstärker- bzw. Auswerteelektronik zur Anzeige gebrachte elektrische Feldstärke

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (7)$$

wird elektrische Ersatzfeldstärke genannt. Die Bezeichnung *Ersatzfeldstärke* kommt daher, weil sie durch die Vektorsumme der drei Feldstärkebeträge, ungeachtet etwaiger Phasenverschiebungen zwischen den drei räumlichen Komponenten, gebildet wird. Die Ersatzfeldstärke stellt also gewissermaßen die Obergrenze der aus den drei Feldstärkekomponenten theoretisch bildbaren Gesamtfeldstärke dar.

Der Transformationsfaktor zwischen anstehender HF-Leistung und Ausgangssignal der Detektordiode ist je nach Diodentyp frequenzabhängig. Der HF-empfindliche Bereich von Detektordioden überstreicht üblicherweise mehrere Zehnerpotenzen der Frequenz, und somit trägt die gesamte innerhalb des sensitiven Spektralbereiches liegende und auf die Diode treffende HF-Leistung zum Ausgangssignal bei. D.h., das von der Detektordiode abnehmbare Signal erlaubt keinen Rückschluss mehr auf die detaillierte Frequenzzusammensetzung des anliegenden elektromagnetischen Feldes. Es kann lediglich die Aussage getroffen werden, dass die über den sensitiven Frequenzbereich der Sonde integrierte HF-Leistung einer mittleren elektrischen Feldstärke entsprechend Gleichung (7) entspricht. Elektrische Feldsonden sind heute für verschieden breite Frequenzbereiche bis 40 GHz erhältlich, wobei viele Produkte neben der Anzeige der resultierenden Ersatzfeldstärke auch die Anzeige der Einzel-Raumkomponenten erlauben. Weiters lassen viele elektrische Feldsonden auch eine Anzeige in Leistungsflussdichte bzw. magnetischer Feldstärke zu. In diesem Fall wird von der Messgröße der elektrischen Feldstärke auf die anderen Feldgrößen unter der Annahme von Fernfeldbedingungen umgerechnet (siehe Gl. 1).

3.2.1.2 Magnetische Feldsonden

Für die grundsätzliche Funktionsweise von Magnetfeldsonden im Hochfrequenzbereich gilt das gleiche wie für elektrische Feldsonden (Abschnitt 3.2.1.1). Der wesentliche Unterschied besteht

⁹ Die hochohmige Ausführung der Leitungen ist wichtig um eine (HF-mäßige) Entkopplung des Sondenkopfes (des Dipol-Tripels) zu erreichen. Würden die Zuleitungen aus niederohmigen Materialien bestehen würden sie selbst als Antennen wirken.

darin, dass bei Magnetfeldsonden üblicherweise drei orthogonal angeordnete Spulen anstatt von drei Dipolen verwendet werden.

Magnetische Feldsonden sind heute für verschieden breite Frequenzbereiche bis 1 GHz verfügbar.

3.2.1.3 Breitbandmessungen in der Praxis

Abbildung 3.2 zeigt schematisch typische Erscheinungsformen von Breitband-Feldsonden. Aufgrund der relativ geringen Kosten und der (auch für den nicht oder nur oberflächlich Geschulten) einfachen Handhabbarkeit werden Feldsonden sehr häufig für die Beurteilung von Expositionssituationen eingesetzt.

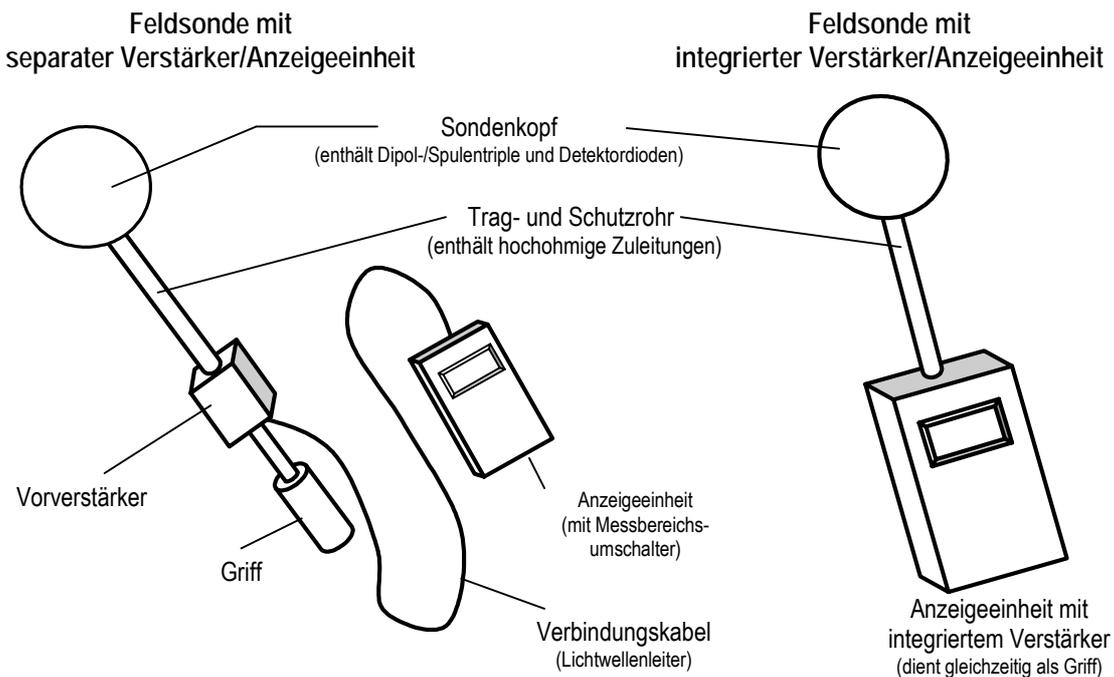


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung der zwei häufigsten Bauformen von Breitband-Feldsonden für den Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich.

Um zuverlässige Messungen mit Breitband-Feldsonden durchführen und darauf basierende Aussagen treffen zu können, ist jedoch einiges Detailwissen, sowohl über die technischen Spezifikationen der Feldsonde, als auch über die Charakteristik des untersuchten elektromagnetischen Feldes notwendig (in der Praxis oft nur schwer verfügbar). Fehlt dieses Detailwissen, so besteht große Gefahr grober Fehlmessungen und falscher Interpretationen.

Frequenzbereich der Sonde und Frequenzspektrum des untersuchten Feldes

Für zuverlässige Messungen ist grundsätzlich sicherzustellen, dass das gesamte Spektrum des zu untersuchenden elektromagnetischen Feldes vom Nutzfrequenzbereich der Feldsonde abgedeckt wird. Die Untersuchung sehr breiter Spektralbereiche, die nicht von einer einzelnen Sonde abgedeckt werden können, kann unter Verwendung mehrerer Feldsonden mit überlappenden und den interessierenden Spektralbereich in Summe abdeckenden Nutzfrequenzbereich bewerkstelligt werden. Allerdings kann dadurch unter Umständen die Beurteilung der Expositionssituation erschwert werden, wenn relevante Spektralkomponenten im Überlappungsbereichen liegen und dadurch in der Gesamtbeurteilung doppelt zum Tragen

kommen (Abbildung 3.3). In dem angegebenen Beispiel soll eine Beurteilung der Gesamt-Immissionen im Frequenzbereich von 5 MHz bis 2 GHz mit zwei verfügbaren Feldsonden (Frequenzbereich Sonde 1: 5 MHz bis 200 MHz, Sonde 2: 150 MHz bis 2 GHz) erfolgen. Wie aus Abbildung 3.3 hervorgeht, wird dabei der Spektralanteil zwischen 150 MHz und 200 MHz von beiden Sonden erfasst. D.h., bei Addition der beiden Messergebnisse trägt dieser Spektralanteil (fälschlicherweise) doppelt zum Gesamt-Messergebnis bei, was zu einer Überschätzung der tatsächlichen Immissionen führt. Dieses Problem wird allerdings in der Praxis oftmals in Kauf genommen, da die Überschätzung der Immission aus sicherheitstechnischer Sicht unkritisch ist. Eine Information bezüglich der dominanten Spektralanteile kann aus dem mit Breitband-Messergebnis überhaupt nicht mehr abgeleitet werden.

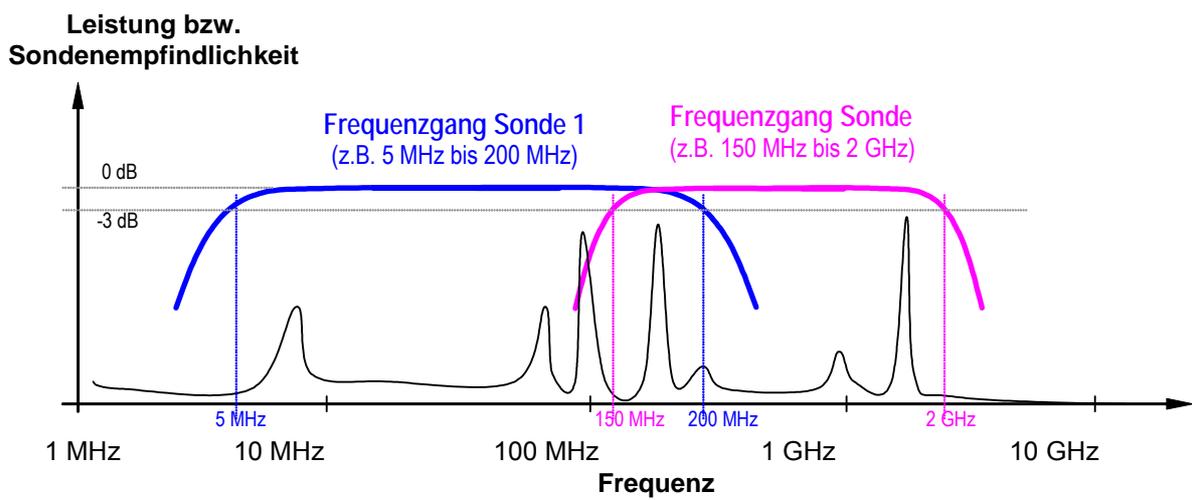


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung einer Breitband-Messung zur Illustration der Problematik bei der Beurteilung der Gesamt-Immission bei Verwendung mehrerer Sonden mit überlappendem Nutzfrequenzbereich. Wird die Beurteilung der Gesamt-Immission im Frequenzbereich von 5 MHz bis 2 GHz auf Basis der Summation der beiden Einzelmessungen mit Sonde 1 und Sonde 2 vorgenommen, so werden Spektralanteile zwischen 150 MHz und 200 MHz doppelt gerechnet, was zu einer Überschätzung der tatsächlichen Immissionen führt.

Zeitverhalten der Sonde und Tastverhältnis (zeitliche Einhüllende) des untersuchten Feldes

Die Kalibrierung von Feldsonden erfolgt üblicherweise mit kontinuierlichen, zeitlich sinusförmigen Feldgrößen. Werden mit einer Feldsonde daher gepulste Hochfrequenzfelder gemessen, so ist für die richtige Interpretation des von der Sonde angezeigten Wertes detaillierte Information über die zeitliche Einhüllende des untersuchten Feldes und über das Zeitverhalten der Sonde unbedingt notwendig. Die meisten Feldsonden bringen grundsätzlich den wahren Effektivwert (*True RMS*) der Feldgröße zur Anzeige, allerdings sind sie dazu nicht für beliebige kleine Tastverhältnisse¹⁰ in der Lage. Bei professionellen Geräten sollte das Grenz-Tastverhältnis, bis zu dem die Anzeige als wahrer Effektivwert interpretiert werden darf, jedenfalls angegeben werden. Bei Messungen von Feldgrößen mit Tastverhältnissen unterhalb dieser Grenze ist im Zuge einer Kalibrierung die Ermittlung eines Korrekturfaktors (üblicherweise vom Tastverhältnis und der Feldamplitude abhängig) notwendig, was aber auch nur bis zu gewissen Grenzen möglich ist. Eine diesbezüglich besonders schwierige Situation stellen Messungen von elektromagnetischen Feldern dar, die nicht periodisch gepulst sind, für die also kein konstantes Tastverhältnis angegeben werden kann (z.B. WLAN Sender, da die Länge der und die Pausen zwischen den abgestrahlten HF-Bursts von der jeweiligen

¹⁰ Das Tastverhältnis t/T gibt das Verhältnis von Impulsdauer t zur Periodendauer der Impulswiederholung an, d.h. bei sehr kurzen Impulsen mit langen Pausen zwischen den Impulsen ergibt sich ein kleines Tastverhältnis (z.B. Radar, oder nur Beacon Aussendung eines WLAN-Access Points)

Datenverkehrssituation abhängen). In solchen Fällen ist eine zuverlässige Bestimmung der Immission (Effektivwert und Spitzenwert) ohne gleichzeitige Detailinformation über die zeitliche Einhüllende des Feldes während der Messung nicht möglich.

Ungenügende Beachtung der hier beschriebenen Aspekte bezüglich des Zeitverhaltens der Sonde und der zeitlichen Einhüllenden des untersuchten Feldes führen zwangsläufig zu einer aus sicherheitstechnischer Sicht problematischen Unterschätzung der tatsächlichen Immission.

Dynamikbereich der Sonde und Dynamikbereich des untersuchten Feldes

Eine weitere wesentliche Forderung für die Erreichung zuverlässiger Messergebnisse mit Breitbandsonden ist jene, dass sich die verwendeten Feldsonden bei der Messung nur innerhalb ihres linearen Aussteuerbereiches befinden und nicht übersteuert werden. Bei der Messung zeitlich sinusförmiger Felder (nicht gepulster Felder) besteht diesbezüglich bei Verwendung moderner Feldsonden aufgrund der meist bereits implementierten automatischen Messbereichswahl und Übersteuerungsindikatoren keine große Gefahr von Fehlmessungen. Problematisch können hingegen wieder Messungen gepulster elektromagnetischer Felder sein, da für die automatische Messbereichsumschaltung meist der anstehende Effektivwert ausschlaggebend ist. Für kleine Tastverhältnisse bei gleichzeitig hoher Impulsamplitude besteht damit die Gefahr, dass zwar der Effektivwert der Feldgröße noch im linearen Aussteuerbereich des betrachteten Messbereiches zu liegen kommt, die Impulsamplitude sich jedoch bereits weit darüber befindet, was aufgrund der Übersteuerung des Sondenverstärkers (während der Impulsdauer) wieder zu problematischen Unterschätzungen der tatsächlichen Immissionen führen kann.

Räumliches Mittelungsverhalten der Sonde

Eine weitere, für gewisse Fragestellungen bei der Interpretation von Immissionsmessergebnissen möglicherweise bedeutsame, Größe ist der räumliche Mittelungsbereich (räumliches Auflösungsvermögen) der Feldsonde. In erster Näherung liegt die maximale räumliche Auflösung von Messungen mit üblichen Feldsonden im Bereich des Durchmesser des Sondenkopfes (Dipollänge bzw. Spulendurchmesser). D.h., räumliche Gradienten der Feldgrößen innerhalb von Raumbereichen kleiner als die Sondenkopfabmessungen werden ausgemittelt. Anders ausgedrückt bedeutet dies, dass im Fall stark inhomogener Felder die Verwendung kleinerer Sonden (unter gleichen Feldbedingungen) üblicherweise auf größere Messwerte führt.

3.2.2 Frequenzselektive Messungen

Im Vergleich zu den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Breitbandmessungen, sind frequenzselektive Messungen sowohl im Hinblick auf den Komplexitätsgrad der Gerätetechnik, als auch in Bezug auf die Handhabbarkeit und Gerätekosten wesentlich aufwendiger (untere Preisgrenze für Messantenne inklusive Spektrumanalysator ca. 15.000,- bis 20.000,- €). Abbildung 3.4 zeigt schematisch den grundsätzlichen Messaufbau für die frequenzselektive Messung elektromagnetischer Felder. Die (Präzisions-) Messantenne stellt den eigentlichen Messwandler dar, der die Feldgrößen (elektrische oder magnetische Feldstärke) frequenzrichtig in eine elektrische Spannung überführt. Der Transformationsfaktor (Antennenfaktor), der den Zusammenhang zwischen an der Antenne anliegender Feldstärke und der vom Antennenausgang gelieferten elektrischen Spannung beschreibt, ist im Allgemeinen frequenzabhängig und wird bei der Kalibrierung der Antenne bestimmt (Angabe üblicherweise in dB/m). Die vom Antennenausgang gelieferte elektrische Spannung wird über ein Messkabel und gegebenenfalls zusätzliche Dämpfungselemente dem Spektrumanalysator zugeführt, mit dem eine frequenzselektive Auswertung des anliegenden Signals möglich ist. D.h., es kann die Intensität der einzelnen Spektralanteile über der Frequenz dargestellt und quantifiziert werden.

Bei der Auswertung der Messergebnisse müssen, ausgehend von den Anzeigewerten des Spektrumanalysators, alle in der Messkette liegenden Komponenten (Dämpfungsglieder, Kabeldämpfung, Antennenfaktor) entsprechend berücksichtigt werden. Die Dämpfungsfaktoren, bzw. der Antennenfaktor sind selbst Funktionen der Frequenz und müssen in entsprechenden Kalibrierungen bestimmt werden.

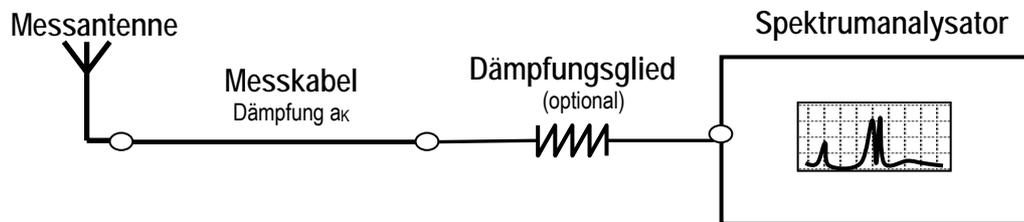


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung einer frequenzselektiven Messung elektromagnetischer Felder

Die frequenzselektive Messung elektromagnetischer Felder ist aufgrund des relativ hohen Komplexitätsgrades üblicherweise nur von geschultem Fachpersonal durchführbar, bietet aber im Gegenzug wesentlich mehr Einblick in die Natur der elektromagnetischen Immissionen im Messpunkt als Breitbandmessungen. Weiters bieten professionelle Spektrumanalysatoren die Möglichkeit der Zeitbereichsdarstellung im sogenannten *Zero-Span Mode*, d.h. es kann die zeitliche Einhüllende einer bestimmten Frequenzkomponente dargestellt und erfasst werden. Diese Betriebsart liefert vor allem bei der Messung zeitlich nicht periodischer Felder wichtige Informationen (z.B. WLAN-Immissionen).

3.3 SAR-Messung

Die in Kapitel 3.2 beschriebenen Messverfahren eignen sich (unter den dargestellten Bedingungen bzw. unter den aufgezeigten Einschränkungen) grundsätzlich für Immissionsbestimmungen im Fernfeld, bzw. im strahlenden Nahfeld von Strahlungsquellen, oder anders ausgedrückt im Falle einer hinreichend großen Distanz zwischen Strahlungsquelle und exponierter Person. Bei extremer Nahfeldexposition (Strahlungsquelle direkt am Körper, wie z.B. bei Mobiltelefon) sind diese Messmethoden jedoch nicht mehr zielführend, da zwischen Strahlungsquelle und exponiertem Objekt aufgrund der räumlichen Nähe eine starke elektromagnetische Kopplung besteht. D.h., die elektromagnetischen Eigenschaften des exponierten Objekts wirken direkt auf die Abstrahleigenschaften der Strahlungsquelle zurück. Dies gilt speziell im Fall der Exposition biologischer Medien wie z.B. menschliche Körpergewebe, die ausgeprägte elektromagnetische Eigenschaften besitzen. Zur Beurteilung solcher Expositionsszenarien muss daher die tatsächliche Befeldungs-Situation mit einer künstlichen (und vereinfachten) Nachbildung des menschlichen Körpers (Phantom) nachgestellt werden und die relevante Immissionsgröße (spezifische Absorptionsrate, SAR, in W/kg) direkt im Phantom gemessen werden. D.h., es wird die Strahlungsquelle (z.B. Mobil- oder Schnurlostelefon) in der zu untersuchenden Situation (z.B. bestimmungsgemäße Haltung) realitätsgetreu am Phantom angebracht und unter definierten Sendeleistungsbedingungen betrieben, während im flüssigkeitsgefüllten Phantominneren die räumliche Verteilung der SAR mittels spezieller Miniaturfeldsonden gemessen wird. Der Aufwand für die praktische Durchführung solcher Messungen ist entsprechend groß, da neben den für die Messungen benötigten Miniaturfeldsonden ein automatisiertes Positioniersystem für dieselben, ein

entsprechendes Körperphantom und entsprechende Flüssigkeiten für die Nachbildung der dielektrischen Eigenschaften des Körpers vorhanden sein müssen. Da die Angabe von SAR-Werten nur im Zusammenhang mit einem zugehörigen räumlichen Mittelungsvolumen sinnvoll ist, sind auch entsprechende Softwarewerkzeuge für die Nachbearbeitung der Roh-Messdaten (zumeist in Form von SAR-Messwerten an den Punkten eines räumlichen Messrasters im Phantom) erforderlich. Weiters sind KnowHow und Messgeräte für die Bestimmung der (frequenzabhängigen) dielektrischen Eigenschaften und die Herstellung der gewebesimulierenden Flüssigkeiten erforderlich. Schließlich ist der Aufwand für die Kalibrierung der Miniaturfeldsonden relativ hoch, da in unterschiedlichen Frequenzbändern auch unterschiedliche gewebesimulierende Flüssigkeiten gefordert sind und für jede Flüssigkeit und Frequenz ein eigener Kalibrierfaktor der Sonde zu bestimmen ist. Abbildung 3.5 zeigt den im Geschäftsfeld ITM der *ARC Seibersdorf research GmbH* verfügbaren automatisierten SAR-Messplatz [38], wie er für Konformitätstests von Mobiltelefonen nach EN 50361 [39] verwendet werden kann.

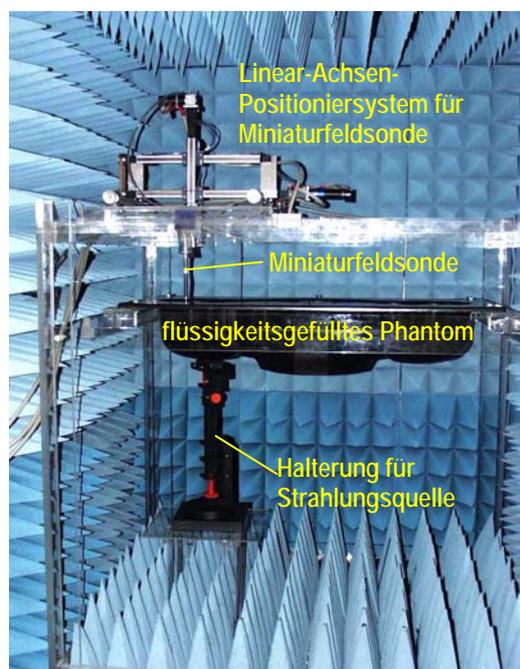


Abbildung 3.5: SAR-Messplatz

Wichtig für die Interpretation von SAR-Messergebnissen ist die Berücksichtigung der Tatsache, dass es sich um Messungen in einer sehr einfachen, nämlich homogenen Körperrückbildung handelt, d.h., anatomische Details des inneren Körperbaus werden nicht berücksichtigt. Um dennoch sicherheitstechnisch haltbare Aussagen im Rahmen von standardisierten Zulassungsprüfungen treffen zu können, sind die in den entsprechenden Standards definierten Spezifikationen der SAR-Messungen (Messalgorithmus, dielektrische Eigenschaften der zu verwendenden gewebesimulierenden Flüssigkeiten, u.s.w.) üblicherweise im Sinne einer Worst-Case Abschätzung festgelegt. D.h., die Aussage einer solchen normgerechten Messung ist dahingehend zu verstehen, dass die im realen menschlichen Körper maximal auftretende SAR nicht über jener im Zuge der SAR Messung im Phantom maximal gefundenen liegen sollte. Für die detaillierte Bestimmung der im realen menschlichen Körper in einer bestimmten Expositionssituation auftretenden SAR kann die SAR-Messung aufgrund der Vereinfachungen des Phantoms daher nur eingeschränkt bzw. gar nicht dienen. Tiefergehende Untersuchungen betreffend die SAR-Verteilung in unterschiedlichen Gewebestrukturen sind gegenwärtig nur durch aufwendige numerische Verfahren (Computersimulationen) möglich.

3.4 Numerische Methoden [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46], [47]

Neben analytischen Methoden zur elektromagnetischen Feldberechnung, welche bei komplexen Problemen sehr schnell an ihre Grenzen stoßen, haben sich heute numerische Methoden in der Dosimetrie sehr erfolgreich etabliert. Numerische Feldberechnungen stellen, je nach Grad der Komplexität der Modelle hohe Anforderungen an die benötigte Hardware, bei denen gängige Personal Computer (PC) mit 32 Bit Datenbus sehr schnell an ihre Grenzen stoßen. Der Grund hierfür ist der, bei einem 32 Bit Datenbus theoretisch maximal verfügbare Adressraum von 2^{32} Bit. Dies begrenzt für 32-Bit PC's die theoretische Obergrenze für den maximal adressierbaren Arbeitsspeicher auf 4 GByte RAM. Für effiziente Berechnungen bei komplexen Feldproblemen ist ein großer Arbeitsspeicher mit schnellen Zugriffszeiten für den Prozessor aber unbedingt notwendig. Das jeweils verwendete Betriebssystem muss in der Praxis jedoch auch berücksichtigt zu werden: *Windows 2000 Professional* beispielsweise, kann maximal 2 GByte RAM in einem Block adressieren und den Prozessen als Arbeitsspeicher zuweisen.

Derzeit sind eine Vielzahl unterschiedlicher numerischer Simulationswerkzeuge zur Berechnung von elektromagnetischen Feldern am Markt erhältlich. Die Softwarepakete lassen sich nach den verwendeten Verfahren grob in zwei Hauptgruppen unterteilen:

- *feldtheoretische Verfahren:* - Finite Elemente (FE)
- Finite Differenzen im Zeitbereich (FDTD)
- Finite Integrale (FI)
- Momentenmethode (MoM)
- *optische Verfahren:* - GTD/UTD (*Geometrical Theory of Diffraction/ Unified Theory of Diffraction*)

Feldtheoretische Verfahren basieren auf der Lösung der Maxwell'schen Feldgleichungen, während optische Verfahren auf die GTD/UTD Theorie (*Geometrical Theory of Diffraction/ Unified Theory of Diffraction*) aus der Optik zurückgreifen.

Optische Verfahren kommen dort zum Einsatz, wo, auf Grund eines relativ zur Wellenlänge großen zu berechnenden Feldgebietes, feldtheoretische Verfahren aufgrund beschränkter Rechnerressourcen (z.B. Arbeitsspeicher) nicht mehr anwendbar sind. In der Literatur werden zur Lösung dieser Aufgabenstellung in letzter Zeit vermehrt auch *hybride Verfahren* vorgestellt. Diese hybriden Verfahren sind eine Kombination von feldtheoretischen Verfahren mit optischen Verfahren und bieten den Vorteil, vergleichsweise geringere Rechner-Ressourcen zu benötigen. Im detailliert zu untersuchenden Feldgebiet wird beispielsweise mit FDTD gerechnet, im entfernter liegenden Gebiet mit einem optischen Verfahren (z.B. *Ray Launching*).

3.4.1 Feldtheoretische Lösungsverfahren

Die Berechnung elektromagnetischer Felder im Raum ist auf analytischem Weg nur für sehr einfache Geometrien möglich (siehe 3.1). Deshalb wird auf numerische Methoden im örtlich diskretisierten Raum zurückgegriffen. Darauf basierend haben sich die im folgenden Abschnitt aufgezählten Verfahren etabliert. Allen feldtheoretischen Lösungsverfahren gemeinsam ist, dass sie für komplexe Feldprobleme, bzw. komplexe Geometrien, aufgrund der notwendigen, vollständigen Diskretisierung des Feldraumes, hohe Anforderungen an die Rechnerressourcen

stellen (z.B. Arbeitsspeicherbedarf, Rechenzeit/CPU-Zeit). Die feldtheoretischen Lösungsverfahren eignen sich vor allem zur Berechnung der Feldverteilung in sehr komplexen Objekten mit heterogener Materialverteilung (z.B. Strahlungsabsorption im menschlichen Körper), wobei die Abmessungen des berechenbaren Feldraumes, aus Gründen des notwendigen Speicherbedarfs, bei 32 Bit Systemen meist auf unter 10 Wellenlängen der kleinsten, vorkommenden Wellenlänge beschränkt werden müssen.

Finite Elemente (FE)

Die Methode der Finiten Elemente (FE) wurde in den Bereich der elektromagnetischen Strahlungsabsorption (Dosimetrie) in biologischen Medien von Silvester und Ferrari 1996 eingeführt [40]. Der Feldraum wird mit einem finiten Element-Gitter überzogen. Das Prinzip der FE basiert darauf, in einem Gebiet G mit dem Randgebiet dG eine gegebene Funktion $u(x,y)$ durch sogenannte Ansatzfunktionen (*Trial Functions*) zu approximieren. Das Feldgebiet G wird dabei in eine endliche Anzahl von Teilgebieten zerlegt.

Eine hohe praktische Bedeutung hat die FE-Methode in ihrer Anwendung dort erlangt, wo physikalische Phänomene wie beispielsweise elektromagnetische Wellenausbreitung mit thermischen Ausgleichsvorgängen gekoppelt sind.

Momentenmethode (MoM)

Der Einsatz der Momentenmethode in der numerischen Simulation elektromagnetischer Felder, geht auf Harrington [45] zurück. Für die MoM findet man in der Literatur auch die Bezeichnung der „Methode der gewichteten Residuen“, was zugleich auch schon den mathematischen Ansatz der Methode beschreibt. Für die ursprüngliche Version der klassischen MoM ist kennzeichnend, dass keine Dielektrika simuliert werden können, sondern ausschließlich elektrische Leiter. In einer erweiterten Formulierung der MoM, besteht jedoch auch die Möglichkeit, die für die HF-Dosimetrie essentiell wichtigen dielektrischen Eigenschaften der Gewebe zu berücksichtigen. Die Diskretisierung des dosimetrisch zu untersuchenden Feldraumes erfolgt bei der erweiterten MoM (wie auch bei der Methode der finiten Elemente) auf Basis einer Tetraeder-Struktur. Ein Vorteil der Diskretisierung des Feldraumes durch Tetraeder gegenüber einer kubischen Diskretisierung (z.B. bei FDTD), ist die bessere Nachbildung von gekrümmten Oberflächen, bzw. runden Strukturen. Als maximale Abmessungen der Segmente bei der ursprünglichen MoM, bzw. der Tetraeder bei der erweiterten MoM, führt ca. 1/10 der kleinsten vorkommenden Wellenlänge zu einem noch vertretbaren Kompromiss zwischen Stabilität des Lösungsalgorithmus und dem notwendigen Speicheraufwand. Je nach Struktur und Feinheit der zu modellierenden Gebilde im Feldbereich, kann aber auch eine wesentlich höhere räumliche Auflösung notwendig sein, um zufrieden stellende Ergebnisse zu erzielen.

Finite Differenzen im Zeitbereich (FDTD)

Die Methode der Finiten Differenzen im Zeitbereich (*Finite Difference Time Domain*) wurde erstmals von Yee *et al* 1966 [43] vorgestellt. Der zu berechnende Feldraum wird durch sogenannte Yee-Zellen in kubische bzw. quaderförmige Voxel diskretisiert. Die Herleitung des FDTD Algorithmus geht von einer zeitlichen und räumlichen Diskretisierung der Maxwellgleichungen aus. Typischerweise werden bis zur Erreichung des eingeschwungenen Zustandes zwischen 10 und 20 Periodendauern durchlaufen. Für den Anwender bedeutend ist, dass in jedem Voxel sowohl dielektrische, als auch magnetische Parameter definiert werden können. Als Faustregel für die maximale Größe der Yee-Zelle liefert der Wert 1/10 der kleinsten vorkommenden Wellenlänge einen meist vertretbaren Kompromiss zwischen Stabilität des Lösungsalgorithmus und dem notwendigen Speicheraufwand. Jedoch gilt wie bei

der oben beschriebenen erweiterten MoM auch hier, dass für fein strukturierte Gebilde (z.B. dünne Gewebeschichten) oftmals wesentlich höhere räumliche Auflösungen notwendig sind, um physikalisch sinnvolle Ergebnisse zu erzielen. In direktem Zusammenhang mit der Zellgröße steht auch der, für die Stabilität des Algorithmus maximal zulässige Zeitschritt. Dieser, als „Courant-Bedingung“ bekannte Zusammenhang sagt aus, dass der maximal akzeptable Zeitschritt umso kleiner ist, je kleiner die minimale, im Modell vorkommende Zelle gewählt wurde. D.h., räumlich hoch aufgelöste Modelle benötigen einerseits viel Arbeitsspeicher und andererseits lange Rechenzeiten (aufgrund kleiner Zeitschritte und der Notwendigkeit den eingeschwungenen Zustand abwarten zu müssen). Ein wesentlicher Vorteil der FDTD-Methode im Vergleich zur FE-Methode und der MoM, liegt in der einfachen Möglichkeit auch zeitlich nicht harmonische Vorgänge simulieren zu können (Lösung der Maxwellgleichungen im Zeitbereich). Dies bietet bei Anregung des Systems mit breitbandigen Signalen (Impuls oder Chirp-Signal), prinzipiell die Möglichkeit, mit einzelnen Berechnungen Aussagen für einen breiten Frequenzbereich treffen zu können.

3.4.2 Optische Verfahren

Optische Verfahren finden in der Simulation elektromagnetischer Felder dort ihren Einsatz, wo aus Gründen der Arbeitsspeicherbedarfs, nicht mehr auf exakte Verfahren wie z.B. MoM, FEM oder FDTD zurückgegriffen werden kann. Grundlage für die optischen Verfahren bieten für Reflexion und Transmission die sogenannten „Fresnel’schen Gleichungen“, und für Beugungsphänomene die geometrische bzw. vereinheitlichte Beugungstheorie (*GTD/UTD*, *Geometrical Theory of Diffraction/ Unified Theory of Diffraction*). Die *GTD/UTD* setzt voraus, dass es sich bei allen vorkommenden Wellen um rein planare Wellen handelt. Weiters wird vorausgesetzt, dass sich alle Objekte im Fernfeld befinden und ihre Abmessungen größer als 1-2 Wellenlängen sind. Diese Theorie berücksichtigt keine elektrischen Ströme, so dass Impedanzberechnungen nicht möglich sind.

Die Vorteile der *GTD/UTD* sind keine Limitierung bezüglich maximaler Objektgrößen und keine Abhängigkeit der Simulationsdauer von der Frequenz, wie bei den feldtheoretischen Verfahren.

Die Hauptanwendung der optischen Verfahren liegt in der Berechnung von Feldverteilungen in großräumigen Feldgebieten (z.B. zur Funknetzplanung in der Mobilkommunikation).

Methode der Strahlenausendung (Ray Launching)

Bei der Methode der Strahlenausendung (*Ray Launching*) werden von der Sendeantenne Strahlen in alle Richtungen ausgesandt. Meist wird dabei der gesamte Raumwinkel $4 \cdot \pi$ in N gleich große Sektoren unterteilt, und jeweils ein Strahl durch den Mittelpunkt eines solchen Sektors ausgesandt. Diese Strahlen werden nun auf ihrem Weg durch die Umgebung verfolgt; insbesondere wird die Dämpfung jedes Strahls durch die Freiraumdämpfung berücksichtigt. Jeder Strahl repräsentiert einen gewissen Raumwinkel. Unterschreitet die Energie in einem Strahl einen gewissen Wert, so wird die Beobachtung dieses Strahls abgebrochen, und der nächste Strahl betrachtet. Bei der Strahlenausendung werden Dämpfung durch Reflexion oder Transmission berücksichtigt, ebenso wie das Entstehen neuer Strahlen bei der Reflexion an einer dielektrischen Grenzschicht. Bei ausgefeilten Modellen wird auch die Beugung an Kanten berücksichtigt; auch hier entstehen an jeder Kante mehrere neue Strahlen, die gemäß dem Beugungsgesetz unterschiedliche Amplituden und Richtungen haben. Dabei besteht ein Kompromiss zwischen Genauigkeit der Modellierung (wann soll man die Strahlbeobachtung abbrechen, wie werden Mehrfachbeugungen berücksichtigt,) und Rechenzeit.

Mit der Strahlaussendungsmethode erhält man (für eine fixe Sendeantennenposition) die Empfangsleistung in einem ganzen Gebiet; sie eignet sich also für Netzplanungsanwendungen sehr gut, insbesondere im Indoor- Bereich. Allerdings ist der Rechenaufwand erheblich.

Strahlenverfolgungsmethode (Ray Tracing)

Bei der Strahlverfolgungsmethode (*Ray Tracing*) wird nur die Empfangsleistung an einer einzigen Stelle im Raum berechnet. In einem ersten Schritt werden alle Strahlen ermittelt, über die Energie vom Sender zum Empfänger gelangen kann. Dies wird meist mit dem Spiegelungsprinzip durchgeführt: Strahlen, die über eine Reflexion zum Empfänger gelangen, verhalten sich so wie Strahlen, von einer virtuellen Quelle, die sich am Ort des Spiegelbildes (bezüglich der reflektierenden Oberfläche) der echten Quelle befindet. Natürlich muss die Dämpfung durch die endlichen Reflexionsfaktoren, bei der Berechnung der Stärke der virtuellen Quelle berücksichtigt werden.

Mit dieser Methode können Einfach- und Zweifachreflexionen sehr schnell berechnet werden. Der Nachteil ist, dass der Aufwand bei Berücksichtigung von mehreren Reflexionen exponentiell steigt. Außerdem ist es, im Gegensatz zur Strahlenverfolgungsmethode, sehr schwierig, Effekte wie Kantenbeugung, diffuse Reflexion, etc. zu berücksichtigen..

3.4.3 Hybride Verfahren

In der Literatur finden sich auch hybride Simulationswerkzeuge, die exakte Lösungsverfahren mit optischen Verfahren verbinden, wobei Kombinationen von MoM mit Strahlenoptik, FDTD mit MoM und FDTD mit Strahlenoptik beschrieben werden.

Für weitere Information über verschiedenste Simulationstools sei beispielsweise auf [46], [47] und [48] verwiesen.

3.4.4 Anatomische Körpermodelle für die numerische Dosimetrie

Um mittels numerischer Methoden detaillierte Aussagen hinsichtlich der Strahlungsabsorption im menschlichen Körper treffen zu können, ist die Verfügbarkeit von entsprechenden anatomischen, numerischen Körpermodellen Voraussetzung. Anatomisch detaillierte Körpermodelle sind vor allem für die strahlenschutztechnische Beurteilung von körpernah betriebenen Sendern notwendig. Hinsichtlich der gegenwärtigen Verfügbarkeit solcher Modelle ist zu erwähnen, dass anatomische Körpermodelle (mit detailgetreuer Unterscheidung verschiedener Organe) fast ausschließlich¹¹ nur für FDTD-Softwarepakete kommerziell erhältlich sind.

3.4.5 Zeitlich schwankende Expositionsbedingungen

Die gegenwärtig in Form von kommerziell erhältlichen Softwarepaketen verfügbaren numerischen Methoden, sind hauptsächlich auf die Berechnung stationärer Verhältnisse zugeschnitten. Eine Ausnahme bieten hier einige Algorithmen, die nach der FE-Methode arbeiten (z.B. FEMLAB), wo bereits zeitlich schwankende Feldanregung in den Simulationsläufen berücksichtigt werden kann.

¹¹ Vereinzelt wurden einfache, anatomische Körpermodelle auch für MoM, FEM und FI vorgestellt, siehe z.B. [49] und [50]

Softwarepakete, welche das für die Berechnung von Nahfeld-Expositionssituationen gegenwärtig am häufigsten eingesetzte FDTD-Verfahren verwenden, bieten keine Möglichkeit zeitlich intermittierende Feldanregung in einem Simulationslauf zu implementieren.

In Softwarepaketen, die nach optischen Näherungsverfahren arbeiten, ist eine Berücksichtigung einer Zeitabhängigkeit im Simulationsalgorithmus selbst grundsätzlich nicht möglich, da hier keinerlei Zeitbereichsbetrachtung erfolgt.

Im Fall der Exposition durch die elektromagnetischen Felder der modernen digitalen Übertragungstechnik kann, selbst bei örtlich stationären Sende- und Empfangsgeräten, grundsätzlich keine zeitlich konstante Immission angenommen werden. Die drei Hauptgründe dafür sind:

- TDMA-, TDD-, bzw. CSMA- Verfahren (bei Funk-Netzwerken), die eine Absendung der Daten in einzelnen, zeitlich getrennten HF-Bursts bedingen.
- Zeitliche Änderungen im Funk-Ausbreitungsweg (z.B. Bewegung von Objekten im Feldraum) und dadurch Veränderung der Feldverteilung im Immissionspunkt.
- Bei Funk-Netzwerken zusätzlich der Umstand, dass Länge und Häufigkeit der abgesetzten HF-Bursts hauptsächlich vom Datenverkehr abhängen.

Da die Zeitkonstanten der oben angeführten zeitlichen Schwankungen um mehrere Größenordnungen über jener der Periodendauer der HF-Trägerschwingung liegen, wäre eine Berücksichtigung solcher Schwankungen z.B. in einem FDTD Simulationsalgorithmus aus praktischen Überlegungen nicht sinnvoll, da dies astronomische Rechenzeiten erforderlich machen würde, ohne einen Gewinn an Genauigkeit, bezüglich der elektromagnetischen Immissionsgrößen zu erzielen. Zur Berechnung der mittleren Exposition in der Praxis, führt eine nachträgliche zeitliche Mittelung, der für stationäre Verhältnisse berechneten elektromagnetischen Immissionsgrößen, auf Basis der vorliegenden Ein/Ausschaltdauer (Tastverhältnis) ebenso zu einem richtigen Ergebnis.

Betrachtet man beispielsweise konkret den praktischen Fall der numerischen Ermittlung der elektromagnetischen Immission durch eine DECT-Basisstation an einem Arbeitsplatz, würde die folgende Vorgangsweise zielführend sein:

- 1) physikalisch und geometrisch korrekte Modellierung des gesamten Feldraumes
- 2) physikalisch korrekte Modellierung der Feldquelle
- 3) numerische Feldberechnung (z.B. mittels *Ray-Launching* Methode), unter Annahme stationärer Sendeleistung
- 4) zeitliche Mittelung des Berechnungsergebnisses auf Basis des Tastverhältnisses der Sendeleistung (z.B. $t/T = \text{ca. } 0,4$ bei 11 aktiven DECT-Gesprächsverbindungen, vgl. Abb. 2.1)

Diese Vorgangsweise ist überall dort relativ leicht anzuwenden, wo Burst-Wiederholraten und Burst-Längen technologiebedingt leicht vorhergesagt werden können, bzw. durch Standardisierung fest vorgegeben sind (siehe obiges Beispiel mit DECT).

Im Fall von Anwendungen, die eine konkrete Vorhersage von Burst-Wiederholraten und Burst-Längen nicht erlauben (z.B. WLAN-Anwendungen) gestaltet sich dieser Mittelungsprozess dementsprechend schwierig. Hier wird auf statistische Methoden bzw. Erfahrungswerte der

typischen Auslastung einzelner Netzwerkkomponenten für spezielle Szenarien zurückgegriffen werden müssen.

Sollen beispielsweise zeitliche Schwankungen der Feldgrößen im Immissionspunkt, aufgrund von sich ändernder Ausbreitungsbedingungen im Feldraum (z.B. Person bewegt sich im Raum) erfasst werden, müssen Mehrfach-Simulationsläufe mit jeweils geänderten Ausbreitungsverhältnissen durchgeführt werden, und die zeitliche Schwankung der Feldimmissionen aus den einzelnen stationären Simulationsläufen ermittelt werden.

Konkrete Überlegungen zu brauchbaren Strategien, betreffend die zeitliche Mittelung der Exposition, bilden einen der Schwerpunkte des zweiten Arbeitspaketes des gegenständlichen Forschungsvorhabens.

Anmerkung: Alle oben getroffenen Aussagen bezüglich zeitlicher Mittelung, beziehen sich ausschließlich auf die elektromagnetischen Immissionsgrößen (Feldstärken, Leistungsflussdichten) und nicht auf die thermodynamisch relevanten Größen im exponierten Objekt (Temperaturanstieg im Gewebe). Hier sind aus physikalischer Sicht einfache zeitliche Mittelungsverfahren nicht mehr anwendbar, da die thermischen Gewbeeigenschaften und thermoregulatorische Prozesse im lebenden Organismus hier wesentlich mitbestimmend sind. Solche Betrachtungen sind nicht Gegenstand des vorliegenden Forschungsvorhabens. Für diesbezügliche Betrachtungen wird auf das Forschungsvorhaben *Bestimmung der Expositionsverteilung von HF-Feldern im menschlichen Körper, unter Berücksichtigung kleiner Strukturen und thermophysologisch relevanter Parameter* verwiesen.

3.4.6 Kommerzielle Softwarepakete

In diesem Abschnitt sollen kurz einige ausgewählte, kommerziell erhältliche Softwarepakete und deren Eignung für die im Rahmen des gegenständlichen Forschungsvorhabens erwarteten Aufgabenstellungen zusammengefasst werden. Die Auswahl der Programmpakete basiert dabei auf Ergebnissen einer umfangreichen Erhebung, im Rahmen einer früheren Arbeit aus dem Jahr 2003 [51], bei der mehr als 18 unterschiedliche Software-Produkte zur Simulation elektrodynamischer Feldprobleme evaluiert wurden.

Softwarepakete auf Basis feldtheoretischer Verfahren (für Nahfeldbetrachtungen)

Softwarepaket FEMLAB 3.0

Hersteller/Vertrieb: Comsol, Schweden. www.comsol.de

Methode/Verfahren: Finite Elemente (FEM)

Kurzbeschreibung: FEMLAB ist ein sehr mächtiges Simulationswerkzeug für praktisch alle Teilgebiete der Physik, wo es um die Lösung einfacher und/oder gekoppelter Differentialgleichungssysteme geht. Besonders vorteilhaft lässt sich FEMLAB dort einsetzen, wo, auf kleine Raumbereiche begrenzt, Kopplungen zwischen unterschiedlichen physikalischen Phänomenen betrachtet werden sollen (z.B. thermodynamische und elektrodynamische Phänomene).

Anatomische Modelle: derzeit (noch) nicht verfügbar

Richtpreis Einzellizenz: ca. 11.000,- Euro (Grundmodul inkl. elektromagnetisches Modul)

Softwarepaket Microwave Studio 4.0

Hersteller/Vertrieb: CST, Deutschland. www.cst.de

Methode/Verfahren: Finite Integrale (FI)

Kurzbeschreibung: *Microwave Studio* ist ein sehr umfangreiches und gut konzipiertes Simulationswerkzeug und bietet breiten Anwendungsbereich für sehr viele elektrodynamische Problemstellungen im gesamten Frequenzbereich.

Anatomische Modelle: ein heterogenes Kopfphantom wird auf der Homepage und in Produktbeschreibungen der Herstellerfirma präsentiert, nähere Details und Informationen betreffend die kommerzielle Verfügbarkeit waren bisher allerdings nicht eruierbar.

Richtpreis Einzellizenz: ca. 32.000,- Euro

Softwarepaket SEMCAD 1.8

Hersteller/Vertrieb: SPEAG, Schweiz. www.semcad.com

Methode/Verfahren: FDTD

Kurzbeschreibung: *SEMCAD* bietet, durch eine sehr gut konzipierte graphische Benutzeroberfläche, große Freiheit und Effizienz in der Erstellung auch sehr komplexer Modellgeometrien. Weiters besteht die Möglichkeit der nicht-äquidistanten Diskretisierung des Feldraumes was bei vielen Anwendungen zu einer großen Steigerung der Effizienz hinsichtlich Arbeitsspeichernutzung führt. Zusätzlich zum elektrodynamischen *Solver* ist auch ein thermodynamischer *Solver* implementiert, der basierend auf den Ergebnissen der elektrodynamischen Berechnungen, direkt die Berechnung von Temperaturverteilung in exponierten Körpern erlaubt. Schließlich bietet das implementierte Postprocessing-Modul komfortable Möglichkeiten zur Ergebnissaufbereitung und Ergebnisdarstellung.

Anatomische Modelle: mehrere anatomisch detaillierte Kopfmodelle (Mann, Frau, Kinder), sowie ein Ganzkörpermodell sind kommerziell erhältlich.

Richtpreis Einzellizenz: ca. 22.000,- Euro (inkl. Thermal-Solver)

Softwarepaket XFDTD 5.1

Hersteller/Vertrieb: Remcom Inc., USA. www.remcom.com

Methode/Verfahren: FDTD

Kurzbeschreibung: *XFDTD* ist ein bewährtes FDTD Werkzeug, bietet jedoch derzeit keine Möglichkeit einer nicht-äquidistanten Diskretisierung des Feldraumes. Bemerkenswert ist jedoch, dass sich *XFDTD*-Berechnungsergebnisse in das Softwarepaket *Wireless InSite* (basierend auf optischen Verfahren, ebenfalls von Remcom Inc., siehe weiter unten) importieren lassen. Es besteht damit die Möglichkeit die Abstrahlcharakteristik spezieller Antennenstrukturen detailliert in *XFDTD* zu berechnen und diese Ergebnisse zur Feldquellenmodellierung nach *Wireless InSite* zu exportieren.

Anatomische Modelle: ein Kopfmodell und ein Ganzkörpermodell (aus dem Visual Human Project) sind kommerziell verfügbar.

Richtpreis Einzellizenz: ca. 15.000,- Euro

Softwarepakete auf Basis optischer Verfahren (für großräumige Feldberechnungen)

Softwarepaket EMF Visual 1.2

Hersteller/Vertrieb: Antennessa, Frankreich. www.antennessa.com

Methode/Verfahren: Ray Launchnig

Kurzbeschreibung: *EMF-Visual* ist ein, in der Version 1.2, sehr einfach gestaltetes Werkzeug, das maximal 2 Reflexionen sowie Transmissionen berücksichtigen kann, aber keinerlei Beugungserscheinungen. Weiters lassen sich die Berechnungsergebnisse nicht in numerischer Form exportieren. Die graphisch sehr gut aufbereiteten, bereits vorgefertigten Szenarien (z.B. ganze Straßenzüge) täuschen etwas über das manchmal (noch) etwas instabile Verhalten des Softwarepaketes hinweg.

Richtpreis Einzellizenz: ca. 15.000,- Euro

Softwarepaket WinProp v5.55

Hersteller/Vertrieb: AWE, Deutschland. www.winprop.de

Methode/Verfahren: GTD/UTD

Kurzbeschreibung: *WinProp* besteht aus 3 Modulen, zur Eingabe der Geometrie des Ausbreitungsraumes (Gebäude, Mauern, usw.), zur Definition der Feldquellenparameter (Antennen) und dem eigentlichen Feldberechnungsmodul, wobei unterschiedliche Ausbreitungsmodelle verfügbar sind. Als Vorteile dieses Produkts können die Verfügbarkeit einer Materialdatenbank (ausbreitungsrelevante Parameter von Baustoffen), gute Unterstützung durch unkomplizierten Kontakt mit dem Hersteller und die Importmöglichkeit von CAD-Files genannt werden. Als größtes Manko ist die in der getesteten Version (noch) nicht implementierte Möglichkeit der phasenrichtigen Addition der einzelnen Strahlen zu nennen (damit ist praktisch keine destruktive Interferenz modellierbar).

Richtpreis Einzellizenz: individuell nach Modulen, auf Anfrage

Softwarepaket Wireless InSite 1.5.0

Hersteller/Vertrieb: Remcom Inc., USA. www.remcom.com

Methode/Verfahren: GTD/UTD

Kurzbeschreibung: *Wireless InSite* ist das gegenwärtig auf diesem Sektor wahrscheinlich ausgereifteste Simulationswerkzeug. Es kann (in der getesteten Version 1.5.0) aus insgesamt 9 unterschiedlichen Berechnungsmodellen ausgewählt werden, wobei prinzipiell phasenrichtige Addition implementiert ist. Die Berechnungsparameter (z.B. Anzahl der zu berücksichtigenden Reflexionen) sind in weiten Bereichen einstellbar, was große Flexibilität hinsichtlich der Anpassung an spezielle Aufgabenstellungen bietet. Eine umfangreiche Materialdatenbank ist im Programm implementiert. Weiters besteht die Möglichkeit, mit dem FDTD-Simulationstool *XFDTD* (siehe oben) gewonnene Ergebnisse (z.B. Abstrahlcharakteristik einer komplexen Antennenstruktur) als Feldquellenmodelle in *Wireless InSite* zu importieren.

Richtpreis Einzellizenz: 15.000,- Euro

Aus gegenwärtiger Sicht und unter Bedachtnahme auf alle, für die praktische Anwendung relevanten Parameter¹², erscheinen die feldtheoretischen Softwarepakete *XFDTD* und *SEMCAD* für Nahfeldbetrachtungen und das GTD/UTD Softwarepaket *Wireless InSite* für großräumige Feldberechnungen am besten für das gegenständliche Vorhaben geeignet. Die endgültige Entscheidung über die konkrete Anwendung der verfügbaren Simulationswerkzeuge wird im Rahmen des Arbeitspaketes AP2 erfolgen.

3.5 Stand der Normung

Im folgenden Abschnitt wird eine Übersicht über den Anwendungsbereich und die wesentlichen Inhalte von internationalen Normen und Normentwürfen gegeben, die Verfahren beinhalten, die zur Beurteilung der Exposition von Personen durch die elektromagnetischen Felder drahtloser Kommunikationseinrichtungen für Heim- und Büroanwendungen in Frage kommen. Die Dokumente sind unterteilt in Normen und Entwürfe von CENELEC und IEC, ETSI und IEEE.

3.5.1 Dokumente von CENELEC und IEC

3.5.1.1 EN 61566

Diese internationale Norm bezieht sich auf Messungen elektromagnetischer Felder, von in Betrieb befindlichen Sendern, um sicherzustellen, dass die Übertragung keine potentielle Gefährdung der Beschäftigten oder der allgemeinen Öffentlichkeit darstellt. Es werden allgemeine technische Anforderungen sowie Anforderungen an Messungen und Messgeräte definiert, jedoch keine Grenzwerte. Die Norm deckt den Frequenzbereich von 100 kHz bis 1 GHz ab und entspricht der IEC Norm IEC 61566:1997. Weiters beziehen sich die definierten Anforderungen nicht auf spezifische Produktgruppen, sondern sind allgemeiner Natur [52].

3.5.1.2 EN 50371

Die Fachgrundnorm EN 50371 [53] beinhaltet Methoden zum Nachweis der Übereinstimmung von elektronischen und elektrischen Geräten kleiner Leistung mit den Basisgrenzwerten für die Sicherheit von gegenüber elektromagnetischen Feldern im Frequenzbereich von 10 MHz bis 300 GHz exponierten Personen. Geräte, deren mittlere abgestrahlte Leistung kleiner gleich 20 mW und deren Spitzenwert der abgestrahlten Leistung kleiner als 20 W ist, erfüllen die Anforderungen dieser Norm. Für gepulste Signale (Impulslänge < 30 μ s) mit einer Wiederholfrequenz unter 100 Hz, muss die mittlere Leistung kleiner als 20 mW, multipliziert mit der Wiederholfrequenz, sein.

Der Anwendungsbereich dieser Norm erstreckt sich jedoch ausdrücklich nur auf Geräte für die keine entsprechende Produktnorm oder Produktfamiliennorm existiert. Obwohl DECT-Schnurlostelefone (im Sprechmodus) die oben genannten Leistungskriterien erfüllen, fallen sie nicht in den Anwendungsbereich von EN 50371, da für sie die Produktnorm EN 50360 (siehe Kapitel 3.5.1.4) existiert.

Diese Norm kann auf alle Komponenten von drahtlosen lokalen Netzwerken mit Sendeleistungen, die die oben genannten Kriterien erfüllen, angewandt werden.

¹² Zuverlässigkeit des Verfahrens, benötigte Rechnerressourcen, Möglichkeit der Berücksichtigung physikalischer Material- bzw. Gewebeparameter, Verfügbarkeit von Körpermodellen, Möglichkeiten in der Detail-Modellbildung, Kosten, kommerzielle Verfügbarkeit,...

3.5.1.3 EN 50392

Die EN 50392 [54] gilt für Geräte bzw. Einrichtungen, die zur Verwendung durch die Allgemeinbevölkerung, wie sie in der Empfehlung des Rates 1999/519/EG vom 12. Juli 1999 [14] im Hinblick auf die Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz bis 300 GHz) definiert ist, vorgesehen sind. Diese Fachgrundnorm gilt für elektronische und elektrische Geräte, für die keine spezifische Produkt- oder Produktfamiliennorm im Hinblick auf die Sicherheit von elektromagnetischen Feldern besteht. Deziert aus dem Anwendungsbereich ausgeschlossen sind Geräte oder Einrichtungen, die die Anforderungen der EN 50371 erfüllen, sowie medizinische elektrische Geräte. Aus diesem Grund fallen Komponenten eines drahtlosen lokalen Netzes die nicht in die Kategorie Geräte geringer Sendeleistung nach EN 50371 fallen oder Mobiltelefone sind, in den Anwendungsbereich dieser Norm.

In EN 50392 werden Methoden zur Überprüfung der Übereinstimmung mit Grenzwerten angeführt, die eine Berücksichtigung der Messunsicherheit beinhaltet. Es werden folgende mögliche Bewertungsverfahren erörtert: Fernfeldberechnung, Nahfeldberechnung, Simulation mit oder ohne Phantom, numerische Modellierung, Messung des Körperstroms, SAR Berechnung und Messung, Messung der elektrischen und magnetischen Felder, Quellenmodellierung, die direkte Messung des Berührungstromes, der Eingangsleistung sowie des Körperstroms. Methoden zur Expositionsbeurteilung bei gleichzeitiger Exposition durch elektromagnetische Felder mehrerer Frequenzen werden erörtert.

3.5.1.4 EN 50360 und EN 50361

Die Produktnorm EN 50360 [55] und die zugehörige Grundnorm EN 50361 [39] befassen sich mit dem Nachweis der Übereinstimmung von Mobiltelefonen mit den Basisgrenzwerten im Frequenzbereich von 300 MHz bis 3 GHz. Betreffend die anzuwendenden Grenzwerte verweist EN 50360 auf die EU-Ratsempfehlung [14]. Das anzuwendende Messverfahren (SAR-Messung) ist in EN 50361 beschrieben, wobei nur die Exposition des Kopfes betrachtet wird. EN 50360 und EN 50361 bilden gegenwärtig die Basis für die Zulassungsprüfungen von Mobiltelefonen in Europa.

Der Anwendungsbereich von EN 50360 umfasst alle Geräte, die elektromagnetische Felder aussenden und die mit der abstrahlenden Struktur in unmittelbarer Nähe des menschlichen Ohres betrieben werden. DECT-Schnurlostelefone fallen daher in diesen Anwendungsbereich.

3.5.1.5 EN 50383, EN 50384 und EN 50385

Diese Normenfamilie definiert Mess- und Berechnungsverfahren, sowie Konformitätskriterien für die Konformitätsüberprüfung von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Kommunikationseinrichtungen, die im Frequenzbereich von 110 MHz bis 40 GHz betrieben werden. EN 50385 [57] definiert Konformitätskriterien zum Schutz der Allgemeinbevölkerung, EN 50384 [56] für beruflich exponierte Personen. Bezüglich der anzuwendenden Grenzwerte verweist EN 50385 (Allgemeinbevölkerung) auf die EU-Ratsempfehlung [14] und EN 50384 auf die ICNIRP-Grenzwerte [58] für berufliche Exposition. Bezüglich der anzuwendenden Bewertungs-, Mess- und Berechnungsverfahren wird von beiden Dokumenten auf die zugehörige Grundnorm EN 50383 [13] verwiesen. Diese enthält detaillierte Informationen und Definitionen anwendbarer Verfahren, sowie Anforderungen an Messgeräte.

3.5.1.6 prEN 62209-1

Der Entwurf der CENELEC Norm EN 62209-1, Ausgabe 2003-10-01 [59], beinhaltet Methoden zur Bestimmung der SAR im Frequenzbereich von 300 MHz bis 3 GHz durch handgehaltene Geräte der Mobilkommunikation, die am Ohr betrieben werden. Dieser Entwurf einer Basisnorm umfasst damit auch Mobiltelefone sowie Schnurlostelefone, die beispielsweise

innerhalb von *Bluetooth*TM – Netzen betrieben werden können. Über das Dokument stimmten die nationalen Komitees bis zum 9. Jänner 2004 ab, im Falle einer positiven Abstimmung im Sinne der CENELEC Regeln wird der genannte Entwurf zu einer europäischen Norm führen. Dieser CENELEC Norm Entwurf entspricht dem IEC Draft 106/61/CDV.

Die Struktur des Dokumentes entspricht weitgehend der CENELEC Norm EN 50361 [14]. Unterschiede gibt es beispielsweise im Hinblick auf die im Labor zulässigen Temperaturen. In der EN 30361 wird ein Temperaturbereich von 15 bis 30 °C definiert, in der prEN 62209-1 18 bis 25 °C. In der prEN 62209-1 wird zusätzlich ein Wert für das Hintergrundrauschen von 0,012 W/kg entsprechend 3 % von 0,4 W/kg definiert. Geringfügige Unterschiede gibt es auch im Hinblick auf die geforderten dielektrischen Eigenschaften der Phantomflüssigkeiten. Bei Messungen von gepulsten Signalen wird im Entwurf prEN 62209-1 eine Reproduzierbarkeit bei der Messung von 5 % bezüglich der Integrations- und Mittelungszeit gefordert, eine entsprechende Anforderung wird in der EN 50361 nicht gestellt. Die dielektrischen Eigenschaften von den Phantommaterialien müssen, sofern nicht eine wöchentliche Validierung der Eigenschaften erfolgt, laut prEN 62209-1 innerhalb von 24 Stunden vor der SAR Messung bestimmt werden, entsprechende Anforderungen sind in der EN 50361 nicht verankert. Auch in der Art der Positionierung der getesteten Geräte und der Messmethodik gibt es geringfügige Unterschiede zwischen den beiden Dokumenten.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass der Normentwurf prEN 62209-1 weitgehend der EN 50361 entspricht, der wesentliche Unterschied besteht in dem etwas breiter gefassten Anwendungsbereich.

3.5.1.7 prEN 50413

Der Entwurf dieser Norm vom November 2003 beinhaltet Methoden zur Messung und Berechnung von verschiedenen Größen, die zur Expositionserfassung von Menschen im Frequenzbereich von 0 bis 300 GHz herangezogen werden [60]. Der Entwurf befasst sich mit der Messung und Berechnung von elektrischer und magnetischer Feldstärke im freien Raum und der Bestimmung von physikalischen Größen innerhalb des menschlichen Körpers, um die Erfüllung von Schutzzielen von z.B. der EU Ratsempfehlung aus dem Jahr 1999 zu untersuchen. Ziel dieses Dokumentes ist es, eine allgemeingültige Referenz zur Untersuchung der Exposition von Personen durch elektromagnetische Felder im Frequenzbereich von 0 Hz bis 300 GHz infolge der Emissionen von elektrischen und elektronischen Geräten darzustellen. In diesem Sinn könnte diese zukünftige Norm auch zur Expositionsbestimmung von Komponenten kabelloser Übermittlungsverfahren insbesondere dann eingesetzt werden, wenn keine anwendbaren Produktnormen zur Verfügung stehen.

Der prEN 50413 beinhaltet allgemeine Anforderungen an die Messmethodik, sowie an die Methodik zur Bestimmung der Messunsicherheit, Anforderungen an Kalibrierungen sowie an die Mess-Einrichtungen. Ein besonderes Augenmerk dieses Dokumentes liegt auf der Bestimmung von Strömen im Körper sowie der SAR. Verschiedene Methoden zur Validierung von Berechnungsmethoden werden erläutert, eine Übersicht über gebräuchliche numerische Methoden wird gegeben.

3.5.1.8 prEN 50400

Der Zweck dieses Entwurfes einer Basisnorm ist es, für Basisstationen, die im Frequenzbereich von 110 MHz bis 40 GHz betrieben werden, Methoden zur Bestimmung des sogenannten TER (*Total Exposure Ratio* bzw. Gesamtexpositionsverhältnis) in deren operativer Umgebung in für die Allgemeinbevölkerung zugänglichen Bereichen festzulegen [61]. Im Rahmen der Definitionen dieser Norm fallen unter den Begriff Basisstation auch dezidiert WLAN und *Point to Point* sowie *Point to Multipoint* Kommunikationssysteme. Unter TER versteht man die Summe der auf den Grenzwert normierten Feldstärke der untersuchten Quelle sowie die auf den jeweiligen Grenzwert normierten Beiträge der Feldstärke anderer relevanter Quellen. Diese

Summe muss unter allen Umständen im zugänglichen Bereich kleiner als eins sein um die Gewährleistung der Schutzziele des Dokumentes zu erreichen. Außerdem ist der Einfluß von Objekten in der Umgebung zu berücksichtigen, die zu einer relevanten Veränderung des Feldbildes führen können. Unter einem relevanten Beitrag versteht man 5 % oder mehr zum gesamten TER. In der Norm werden mehrere Möglichkeiten zur Festlegung einer Schutzzone rund um die untersuchte Sendeanlage beschrieben. Diese Norm ist primär für Betreiber von Sendeanlagen gedacht, um zu gewährleisten, dass es in der Umgebung dieser Anlagen zu keinen Grenzwertüberschreitungen kommen kann. Die Norm beinhaltet detaillierte Anforderungen an Mess- und Berechnungsmethoden, die die Umsetzung der Produktnorm prEN 50401 ermöglichen.

3.5.1.9 prEN 50401

Dieser Entwurf einer Produktnorm dient der Konformitätsüberprüfung bei der Inbetriebnahme von Mobilfunkbasisstationen und stationären Teilnehmergeräten für schnurlose Telekommunikationsanlagen im Hinblick auf die Basisgrenzwerte und Referenzwerte der Exposition von Personen der Allgemeinbevölkerung [62]. Die Norm soll im Frequenzbereich von 110 MHz bis 40 GHz zur Anwendung kommen, die prEN 50400 beinhaltet die Methoden zur Umsetzung der prEN 50401. Die Abstimmung der CENELEC Mitglieder über diese beiden Dokumente ist im Frühjahr 2004 vorgesehen.

3.5.2 Dokumente von ETSI

3.5.2.1 ETSI TR 101 870 V1.1.1

Dieser technische Bericht aus dem November 2001 befasst sich mit der Exposition von Arbeitnehmern im Bereich von fest installierten Sendeanlagen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 300 GHz, ausgenommen sind Anlagen von Funkamateuren [63]. Drei verschiedene Methoden zur Expositionsbeurteilung werden vorgeschlagen:

- Expositionsmonitoring: die Expositionsbestimmung erfolgt anhand eines Messgerätes, das vom Arbeitnehmer eingesetzt wird
- Sicherheitsabstände: Der Betreiber einer Anlage legt die notwendigen Sicherheitsabstände zu einem Sender fest, diese Abstände können durch Markierungen sichtbar gemacht werden
- Ermittlung von Sicherheitszonen: Diese Methode ist relativ aufwendig. Man unterscheidet zwischen 4 Zonen. In der Zone A werden Teilkörper und Ganzkörpergrenzwerte überschritten, in der Zone B kommt es zur punktuellen Überschreitung, bei zeitlicher Mittelung treten keine Überschreitungen von Grenzwerten auf. In der Zone C ist die Exposition an allen Positionen unterhalb der Grenzwerte für berufliche Exposition, in der Zone D auch unterhalb der Grenzwerte für die Allgemeinbevölkerung.

Das Dokument beinhaltet auch ausführliche Methoden der Zutrittskontrolle und wird nur in Ausnahmefällen für die Expositionsbeurteilung von drahtlosen lokalen Netzen zur Anwendung kommen können.

3.5.3 Dokumente von IEEE

3.5.3.1 IEEE C95.1

IEEE C95.1-1999 [64] beinhaltet Empfehlungen zur Vermeidung nachteiliger Effekte bei Exposition von Menschen gegenüber elektromagnetischen Feldern im Frequenzbereich von 3 kHz bis 300 GHz. Es werden Grenzwerte für kontrollierte und unkontrollierte Bereiche angegeben und einige allgemeine Anforderungen an Messmethoden wie zum Beispiel Spezifikationen für räumliche Mittelungsverfahren der gemessenen Feldstärke, zur SAR Messung und zur Messung von Berührungsströmen gestellt.

3.5.3.2 IEEE C95.3

Diese Norm [65] nimmt Bezug auf IEEE C95.1:1991 und beinhaltet ausführliche Beschreibungen von Messtechniken, sowie Anforderungen an Messgeräte. Es werden unter anderem Probleme zur Erfassung von Leckstrahlung, zu Messungen im reaktiven Nahfeld sowie von Auswirkungen von Sekundärstrahlern behandelt. Es wird ausführlich auf Aspekte der räumlichen und zeitlichen Mittelung von Feldstärken, Messung der SAR und von Körperströmen, Auswirkungen der Sensorgröße und der Messdistanz auf das Messergebnis sowie auf parasitäre Einkopplungen eingegangen. Es werden verschiedene Anforderungen an die Schirmung, die Ansprechzeit, die Störfestigkeit gegenüber statischen Feldern sowie anderen Strahlungsarten der Messgeräte erörtert. Verschiedene Arten von Messgeräten und deren spezifische technischen Eigenschaften werden diskutiert und Anforderungen an Kalibrierverfahren gestellt. Besonders ausführlich wird auf die Messung potentiell gefährlicher elektromagnetischer Felder eingegangen. In dieser Norm sind keine Grenzwerte festgelegt, die Anforderungen beziehen sich auf keine spezifischen Produktgruppen.

3.5.3.3 IEEE 1528-2003

Dieses Dokument [66] beinhaltet Methoden zur Bestimmung des Maximalwertes der lokalen SAR im Kopf durch an das Ohr gehaltene drahtlose Kommunikationsgeräte. Es wird der Frequenzbereich von 300 MHz bis 3 GHz abgedeckt. Diese Norm stellt das US amerikanische Gegenstück zu EN 50361 dar, geht jedoch wesentlich tiefer auf messtechnische Details ein.

3.5.5 Zusammenfassung

Zur Zeit bestehen nur wenige Normen und andere Dokumente, die spezifische Methoden der Expositionsbeurteilung im Hinblick auf die Emissionen von drahtlosen lokalen Netzen beinhalten.

CENELEC hat zwei Fachgrundnormen (EN 50392 sowie EN 50371) veröffentlicht, die auch für Komponenten drahtloser lokaler Netze herangezogen werden können. Von Bedeutung ist EN 50371, da sie Geräte mit Sendeleistungen kleiner gleich 20 mW abdeckt und daher für viele Produkte der drahtlosen Kommunikation in Haushalt und Büro zur Anwendung kommen kann.

Die Basisnorm EN 50361 beinhaltet Testmethoden für Mobiltelefone, die eine Überprüfung nach der harmonisierten Produktnorm EN 50360 ermöglichen. Sofern es sich bei den Komponenten eines drahtlosen lokalen Netzes um Mobiltelefone handelt, können diese beiden Dokumente verwendet werden. Der Normentwurf prEN 62209-1 ähnelt der EN 50360 sehr, der Anwendungsbereich beschränkt sich allerdings nicht auf Mobiltelefone, sondern beinhaltet alle handgehaltenen, am Ohr betriebenen Funkgeräte und könnte daher auch in Zukunft für einige Komponenten drahtloser, lokaler Netze verwendet werden.

Die Basisnorm EN 50383, sowie die Produktnormen EN 50384 und EN 50385, dienen dem In - Verkehr - Bringen von Mobilfunkbasisstationen und stationären Teilnehmergeräten für schnurlose Telekommunikationsanlagen. Unter Basisstationen versteht man im Rahmen dieser Norm sowohl Funk - Basisstationen als auch stationäre Teilnehmergeräte, die zur Verwendung in drahtlosen Telekommunikationsnetzen vorgesehen sind. Aus diesem Grund können diese Normen für bestimmte Komponenten drahtloser lokaler Netze herangezogen werden. Der Entwurf einer Basisnorm (prEN 50400) und der dazugehörigen Produktnorm (prEN 50401) dienen dem In - Betrieb - Nehmen von Basisstationen, wobei in den Dokumenten unter anderem WLAN-Systeme dediziert angesprochen werden. Diese beiden Normentwürfe sind die einzig gefundenen mit drahtlosen lokalen Netzen dediziert im Anwendungsbereich.

Das ETSI Dokument TR 101 870 V1.1.1 befasst sich mit der Exposition von Arbeitnehmern im Bereich von fest installierten Sendeanlagen, die angeführte Methodik ist auf Großsendeanlagen wie Rundfunksender ausgelegt und wird nur in Ausnahmefällen für drahtlose lokale Netze zur Anwendung kommen.

Die beiden IEEE Normen C95.1 und C95.3 beinhalten keine spezifischen Anforderungen an die Expositionserfassung in der Umgebung von bestimmten Produkten oder Produktgruppen sondern allgemein gehaltene technische Erörterungen und Informationen, die auch für Komponenten drahtloser lokaler Netze zutreffen. Die Norm 1528-2003 beschreibt die Methodik zum Testen von Mobiltelefonen und dient zur Umsetzung der Schutzziele der C95.1.

3.6 Räumliche Feldverteilung und Feldinhomogenitäten

Bei der Beurteilung von Expositionssituationen im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich stellt sich üblicherweise das Problem der Auswahl von repräsentativen Messpositionen. Erschwerend dabei wirkt die Tatsache, dass aufgrund von Signalreflexionen und Mehrwegausbreitung im Allgemeinen eine sehr inhomogene und komplexe Feldverteilung erwartet werden muss. In der Praxis bedeutet dies, dass die zu messende Feldgröße (z.B. elektrische Feldstärke) innerhalb sehr kleiner Raumbereiche (einige Zentimeter im hier interessierenden Frequenzbereich) sehr stark (zeitlich und räumlich) schwanken kann.

Im Zuge einer von *ARC Seibersdorf research GmbH* durchgeführten umfangreichen Studie [67], wurden die Feldverteilungen in abgeschlossenen Volumina in der Umgebung von Mobilfunk Basisstationen untersucht. Ziel war es, Gesetzmäßigkeiten der elektromagnetischen Feldverteilung zu finden. Die untersuchten Volumina entsprachen Würfeln mit einer Kantenlänge von 90 cm. Die Messpunkte waren in einem Abstand von 15 cm zueinander angeordnet. Daraus resultieren 49 Messpunkte pro Horizontalebene (xy-Ebene) und insgesamt 7 Horizontalebenen (Abbildung 3.6). was zu einer Anzahl von insgesamt 343 Messpunkten pro untersuchten Volumenbereich führte.

Solche Volumina wurden in verschiedenen Szenarien untersucht. Untersuchungen wurden grundsätzlich in zwei unterschiedlichen Szenarien durchgeführt. Zum einen in einem Bürogebäude in Wien in der Nähe der Innenstadt, dieses Szenario wurde als „Stadtszenario“ (GTU, *General Typical Urban*) bezeichnet, und zum anderen am Firmengelände von *ARC Seibersdorf research GmbH*, welches als „ländliches Szenario“ (GRA, *General Rural Area*) klassifiziert wurde.

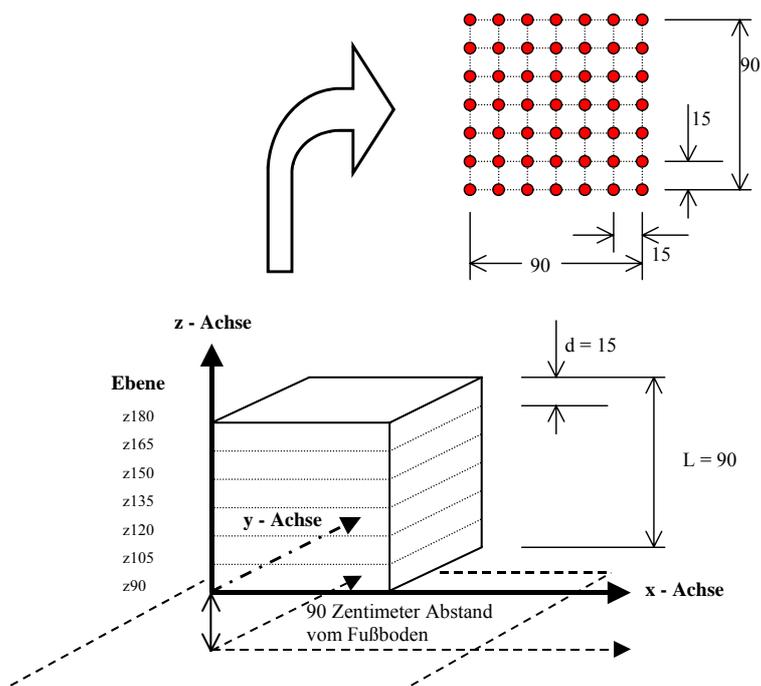


Abbildung 3.6: Skizze des untersuchten Volumens mit den Messpunkten im Abstand von 15 cm in allen drei Raumrichtungen

Es wurden Feldverteilungen des BCCH (*Broadcast Control Channel*) des GSM900, DCS1800, UMTS, VHF und des UHF Frequenzbandes untersucht. Die gemessenen Frequenzen sowie deren Wellenlängen sind in Tabelle 3.1 angeführt.

System	Frequenz	Wellenlänge
GSM 900	944.6 MHz	0.3176m
GSM 900	946 MHz	0.3171m
GSM 900	946.6 MHz	0.3169m
DCS 1800	1812.4 MHz	0.1655m
UMTS	2154.7 MHz	0.1392m
UHF - FS ORF 2	575.25 MHz	0.5215m
VHF - RF	105.8 MHz	2.8355m

Tabelle 3.1: Untersuchte Frequenzen.

Zahlreiche Volumina wurden nach dem im folgenden Schema beschriebenen Verfahren untersucht und die Messergebnisse ausgewertet. Anhand der Ergebnisse sowie zusätzlicher Simulationen eines Szenarios sollten Aussagen über die Verteilung des elektromagnetischen Feldes in eingeschränkten Volumina gemacht werden.

In jedem Messpunkt wurde die elektrische Feldstärke mittels der *Add3D*-Messmethode ermittelt. Die *Add3D* Messmethode misst die Spannung in drei Raumrichtungen, die orthogonal angeordnet sind. Nach der geometrischen Mittelung und Korrektur mit dem Antennenfaktor, sowie der Kabeldämpfung, kann dann die elektromagnetische Feldstärke mit Gleichung 8 berechnet werden.

$$E_{eff} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2} \cdot AF \cdot k \quad (8)$$

Die drei Spannungen U_1 , U_2 und U_3 sind die in jeweils einer Raumrichtung gemessenen Spannungen, AF ist der Antennenfaktor und k ist die Kabeldämpfung. Je Messpunkt wurde also ein Feldstärkewert berechnet, dieser wurde im Weiteren mittels eines mit einer Referenzantenne gemessenen Wertes korrigiert, um die zeitlichen Schwankungen zu eliminieren.

Die Auswertungen der erhobenen Feldstärkewerte wurden mittels statistischen Analysen durchgeführt. Als Beispiel ist eine räumliche Verteilung der Feldstärkewerte eines untersuchten Volumens im GSM900 Frequenzband in Abbildung 3.7 dargestellt.

Die Feldstärkewerte können auch in einem Histogramm dargestellt werden. Auf der x-Achse sind die Feldstärkewerte aufgetragen und auf der y-Achse die Anzahl der auftretenden Werte. Für die in Abbildung 3.7 dargestellte räumliche Feldverteilung ist das zugehörige Histogramm in Abbildung 3.8 dargestellt.

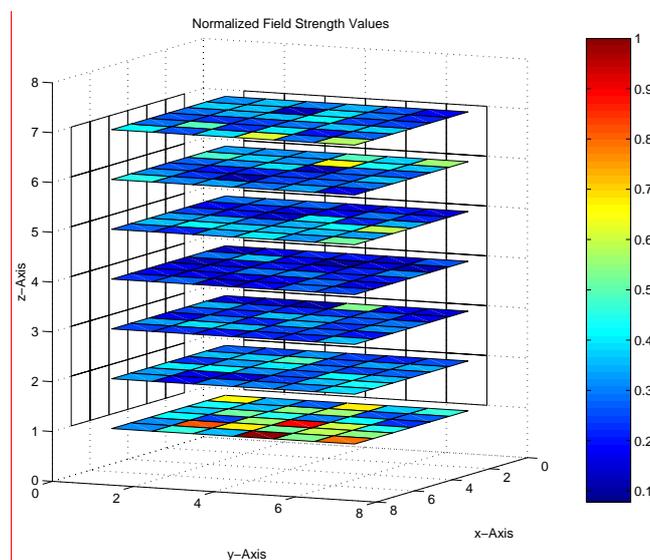


Abbildung 3.7: Räumliche Feldverteilung in einem untersuchten Volumen im GSM900 Frequenzband.

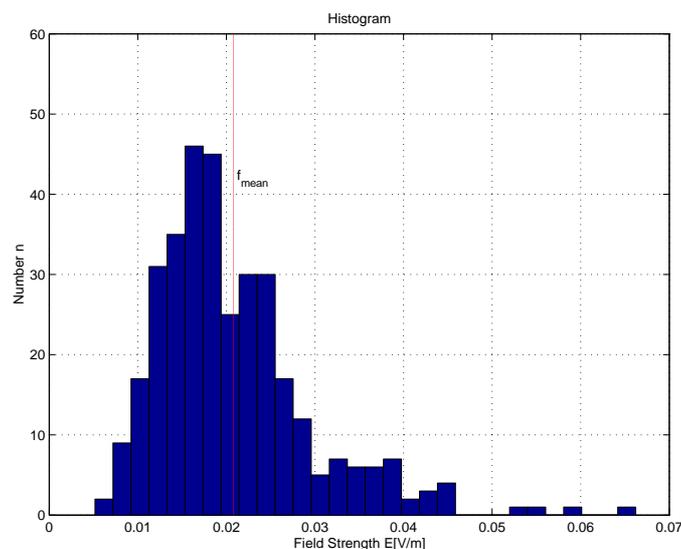


Abbildung 3.8: Histogramm der Feldstärkewerte eines GSM900 BCCHs unterteilt in 30 Klassen. Auf der x-Achse ist die elektromagnetische Feldstärke aufgetragen, auf der y-Achse die Anzahl der auftretenden Amplitudenwerte pro Klasse.

Für weitere Untersuchungen und statistische Auswertungen wurde die kumulative Verteilungsfunktion (CDF, *Cummulative Distribution Function*) gebildet. Diese gibt an, wie viel Prozent der auftretenden Feldstärkewerte unter einem bestimmten Feldstärkewert liegen. Auf der x-Achse sind daher die Feldstärkewerte aufgetragen und auf der y-Achse die Anzahl der auftretenden Feldstärkewerte in Prozent. Die zum oben dargestellten Datensatz gehörende CDF ist in Abbildung 3.9 dargestellt.

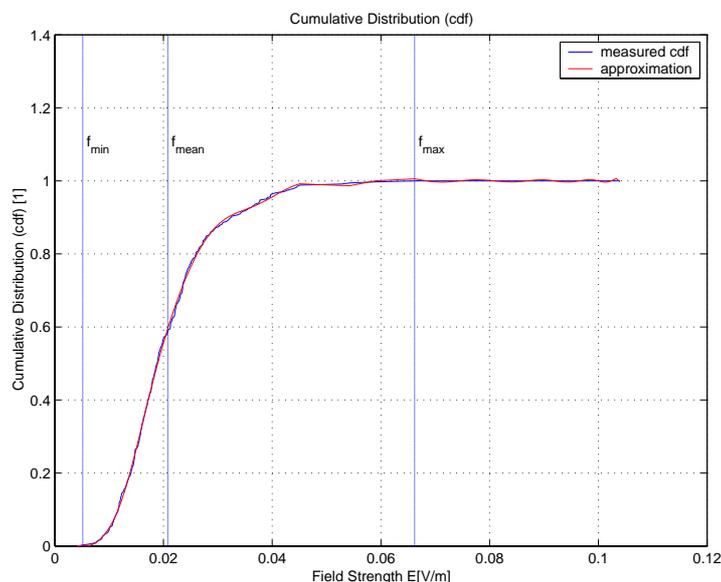


Abbildung 3.9: Kumulative Verteilungsfunktion (CDF) des untersuchten Volumens im GSM900 Frequenzband.

Die kumulative Verteilungsfunktion erlaubt die Berechnung von Perzentilen, die für die gezeigten Daten (Abbildung 3.9) gemeinsam mit maximaler, minimaler und mittlerer Feldstärke in Tabelle 3.2 dargestellt sind.

Beschreibung	Wert	normiert auf
	[V/m]	Maximum [%]
Maximale Feldstärke	0,0662	
Minimale Feldstärke	0,0052	
Mittlere Feldstärke	0,0208	
Standard Abweichung	0,0089	
unteres Dezil E10%	0,0116	17,5
unteres Quantil E25%	0,0148	22,3
Quartil E50%	0,0189	28,5
oberes Quartil E75%	0,0246	37,2
oberes Dezil E90%	0,0327	49,5

Tabelle 3.2: Feldstärkewerte sowie Perzentile des untersuchten Volumens (343 Messwerte).

Durch Differentiation der CDF kann die Wahrscheinlichkeitsdichte-Funktion (PDF, *Probability Density Function*) gebildet werden (Abbildung 3.10). Sie gibt die Dichte der Feldstärkewerte an, bzw. wie häufig Feldstärkewerte auftreten. Da die gemessene CDF zuerst approximiert werden muss um die PDF berechnen zu können, ergeben sich Schwankungen im Kurvenverlauf der PDF für Abszissenwerte größer als ca. 0,035 V/m.

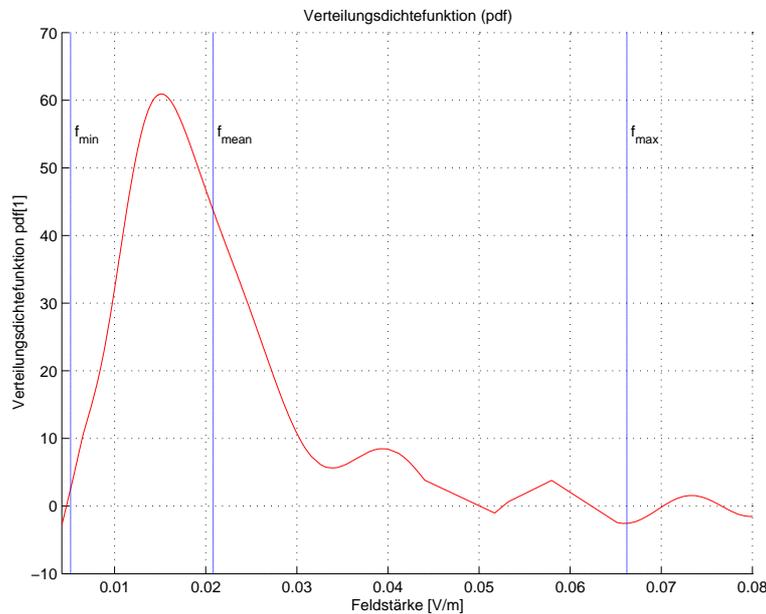


Abbildung 3.10: Wahrscheinlichkeitsdichte-Funktion (PDF) des untersuchten Volumens im GSM900 Frequenzband.

In der Statistik werden verschiedene Verteilungsfunktionen beschrieben, wie zum Beispiel die Gauß'sche Glockenkurve, die LogNormal Verteilung oder die Rayleigh Verteilung. Es wurde nun versucht, derartige Standard Verteilungsfunktionen an die gemessenen Verteilungsfunktionen anzupassen. Für die in Abbildung 3.10 berechnete PDF wurde eine LogNormal Verteilung als passend empfunden. Die LogNormal Verteilung ist charakterisiert durch zwei veränderbare Lageparameter σ und μ . Die Gleichung der LogNormal Verteilung ist:

$$y = f(x / \mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln(x)-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (9)$$

Die approximierte Kurve und die tatsächlich aus den Messwerten gebildete Kurve sind in Abbildung 3.11 dargestellt. Die Approximation scheint also gut mit der aus den Messdaten berechneten Kurve überein zu stimmen.

Eine Vielzahl von Volumina und einige andere geometrische Gebilde (Flächen) wurden untersucht und sollten Aufschluss über die Feldverteilung liefern. Man hat sich erhofft, dass verschiedene Verteilungsfunktionen charakteristisch für unterschiedliche Szenarien sind. Eine Überlegung war zum Beispiel, dass bei einem Szenario mit direkter Sicht zur Sendeantenne die Feldstärkewerte nach einer LogNormal Verteilungsdichtefunktion beschrieben werden können. Die Bestätigung einer solchen Hypothese könnte dann dahingehend gedeutet werden, dass sich die Dominanz eines Ausbreitungsweges im Auftreten einer LogNormal-Verteilung der Immissions-Feldstärkewerte widerspiegelt. Andererseits würde beispielsweise die Existenz

einer Rayleigh Verteilungsdichtefunktion für ein Szenario mit keiner direkten Sicht zur Sendeantenne, wo also die Ausbreitung über Transmission, Reflexion und Beugung passiert und kein Pfad dominiert, als Hypothese angenommen. Es konnte jedoch festgestellt werden, dass diese Gesetzmäßigkeiten der Feldverteilung nicht existieren, zumindest konnten keine Gesetzmäßigkeiten der Feldverteilung bei den untersuchten Volumina erkannt werden. Ebenso konnten spezielle Feldverteilungen nicht bestimmten Szenarien zugeordnet werden, es scheint also, dass unterschiedliche Szenarien nicht eindeutig speziellen Verteilungsfunktionen zuzuordnen sind.

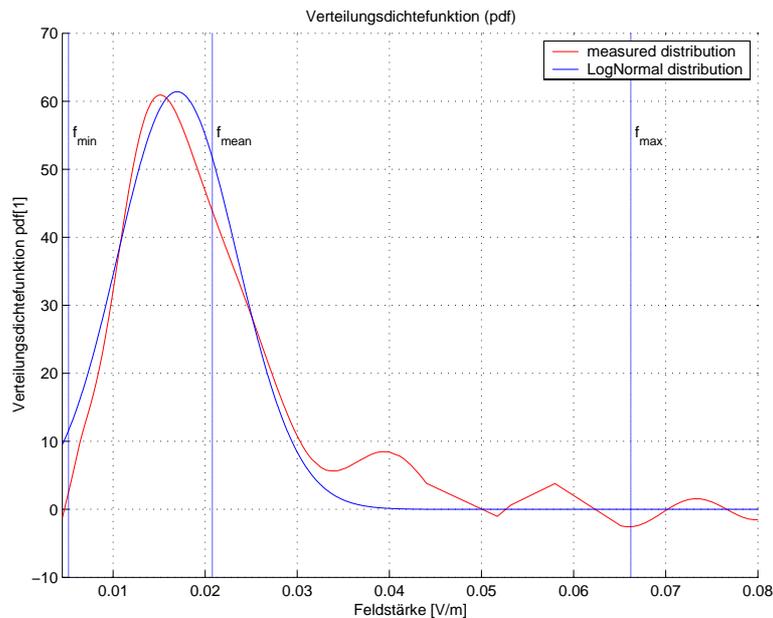


Abbildung 3.11: Wahrscheinlichkeitsdichte-Funktion (PDF – *Probability Density Function*) des untersuchten Volumens im GSM 900 Frequenzband und Approximation durch LogNormal-Verteilung (blaue Kurve). Die rote Kurve ist die Ableitung der CDF (*Cumulative Distribution Function*).

Mit Hilfe von Simulationen wurde diese Aussage noch weiter bestätigt. Ein Szenario, welches auch messtechnisch untersucht wurde, wurde mittels Simulation nachgestellt. Ein großer Feldbereich wurde berechnet um für verschiedenste Auswertungen verwendet zu werden. Aufgrund des zur Verfügung stehenden Feldraumes konnten viele Volumina an unterschiedlichen Positionen herausgefiltert und deren Feldstärkewerte untersucht werden. Es ergab sich, dass schon bei Positionsänderungen in der Größenordnung des untersuchten Volumens völlig unterschiedliche Feldverteilungen entstehen.

Als eine der Schlussfolgerungen aus den beschriebenen Untersuchungen wurde abgeleitet, dass die repräsentative Beschreibung einer Feldverteilung im untersuchten Frequenzbereich wahrscheinlich besser durch Angabe von Perzentilen (10%, 25%, 50%, 75% und 90%) beschreibbar ist, als durch die Angabe von gemessenen Maximal- und Minimalwerten der Feldgrößen.

Für das gegenständliche Forschungsvorhaben kann aus den oben beschriebenen Untersuchungen aufgrund der ähnlichen Frequenzen abgeleitet werden, dass auch die zu erwartenden elektromagnetischen Felder von drahtlosen Übertragungseinrichtungen im Haushalt und Büro ähnlich komplizierten und schwer beschreibbaren Feldverteilungen folgen werden.

4. SCHLUSSFOLGERUNGEN FÜR DEN WEITEREN PROJEKTABLAUF

Im Hinblick auf Schnurlostelefonie und lokale Funknetzwerke (WLAN und WPAN) kann zunächst aus den Ausführungen in Kapitel 2 abgeleitet werden, dass gegenwärtig zwar eine große Vielfalt an Standards bzw. Technologien definiert, davon aber nur relativ wenige am gegenwärtigen europäischen Markt in relevantem Ausmaß vorhanden sind. Der Grund dafür liegt vor allem in der in den letzten Jahren extrem dynamischen Entwicklung auf diesem Sektor. So sind für einige der im Zeitraum bis 2002/2003 fertig gestellten Standards zwar bereits erste Halbleiter-Chipsets und teilweise sogar schon Prototypen von Produkten vorgestellt worden, aber am Massenmarkt sind kommerzielle Produkte oft noch nicht erhältlich (teilweise für 2004 angekündigt). Andererseits sind vereinzelt noch Produkte veralteter Technologien bzw. von Technologien ohne mittelfristige Zukunftsperspektive am Markt (z.B. CT1+ Schnurlostelefone, HomeRF Komponenten). Gegenwärtig verfügbar und am europäischen Markt prominent vertreten sind folgende Technologien bzw. Produkte:

- WLAN-Komponenten nach IEEE 802.11b
- WLAN-Komponenten nach IEEE 802.11g
- *BluetoothTM* - Produkte
- DECT-Schnurlostelefone und Systemkomponenten

Hinsichtlich weiterer vor allem für den Haushalt konzipierten Funktechnik-Anwendungen existiert derzeit eine Vielzahl von unterschiedlichen Produkten mit unterschiedlichsten, meist nicht standardisierten Übertragungsverfahren in den verschiedensten Frequenzbereichen, wie z.B.:

- Babyphones
- Videoübertragungssysteme
- Überwachungs- und Steuerungssysteme
- Drahtlose Audioübertragungssysteme (drahtlose Kopfhörer)
- Funkmaus bzw. Funktastatur

In Kapitel 3 des vorliegenden Berichts wurden Vor- und Nachteile von derzeit verfügbaren Methoden zur Expositionsbestimmung in Hochfrequenz- und Mikrowellenfeldern angeführt. Eines der erwarteten Hauptprobleme bei der exakten Bestimmung der tatsächlichen Exposition, die von Geräten der genannten Technologien verursacht wird, liegt in der im Allgemeinen nicht fest definierten (weil vom jeweiligen Datenverkehrszustand abhängigen) zeitlichen Einhüllenden der abgestrahlten Sendeleistung. D.h., für die genaue Expositionsbestimmung (zeitlicher Mittelwert der Exposition) ist auch eine aufwendige Zeitbereichsuntersuchung notwendig.

Für den weiteren Projektlauf wird daher vorgeschlagen, von den oben angeführten Technologien jeweils eine sinnvolle Produktauswahl (in Rahmen der dafür kalkulierten Kosten) anzuschaffen und damit unter Laborbedingungen die in Kapitel 3 angeführten Mess- und Berechnungsmethoden zu vergleichen. Unter sinnvoller Produktauswahl wird dabei verstanden,

mehrere Produkttypen einer Technologie verfügbar zu haben. So ist z.B. geplant, von allen genannten Netzwerk-Standards jeweils einen Access Point, eine Einschubkarte für ein Notebook und eine Einschubkarte für einen Arbeitsplatz PC mit externer Schreibtischantenne anzuschaffen, sodass jeweils kleine Netzwerke der jeweiligen Technologie betrieben und untersucht werden können. Körpernah betriebenen Sendern (z.B. *BluetoothTM* - Headsets) wird dabei Priorität gegeben.

Weiters sollen Untersuchungen unter realistischen Bedingungen in einem bestehenden WLAN-Netz (im *ARCS Seibersdorf* verfügbar) durchgeführt werden, um Rückschlüsse auf die Verwendbarkeit der in Kapitel 3 angeführten Methoden ziehen zu können.

Unterstützend, bzw. begleitend zu messtechnischen Untersuchungen, ist geplant auch numerische Verfahren einzusetzen. Bereits vorhandene FDTD-Software könnte verwendet werden, um Einblicke in die detaillierte Absorptionsverteilung bei Verwendung von z.B. *BluetoothTM* - Headsets zu gewinnen. Für die flächendeckende Berechnung großräumiger Feldverteilungen (z.B. in einem mit WLAN-, DECT- und *BluetoothTM* - Systemen ausgestatteten Büro) könnten Softwaretools auf Basis optischer Näherungsverfahren (*Ray Launching*) eingesetzt werden. Hier ist angedacht, die wirksam werdenden Abstrahlcharakteristiken der einzelnen Feldquellen (Netzwerkkarten, *Access-Points*, usw.) auf Basis von kleinräumigen FDTD-Simulationen zu ermitteln und diese Ergebnisse als Feldquellenmodelle für Berechnungen auf Basis der *Ray Launching* Methode zu verwenden.

Desgleichen sind Untersuchungen an einer Auswahl von (herstellerspezifischen) Produkten wie Babyphones, drahtlosen Video- und Audioübertragungssystemen und drahtloser Computerperipherie (Funkmaus, Funktastatur) geplant.

Die detaillierte Erarbeitung verschiedener Ansätze zur Expositionsbestimmung und deren Evaluierung stellt den Inhalt des Arbeitspaketes 2 des gegenständlichen Forschungsvorhabens dar.

5. LITERATUR

- [1] ETSI ETS 301 796 V1.1.1 (2000-09): “Electromagnetic compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Harmonized EN for CT1 and CT1+ cordless telephone equipment covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE directive”, European Telecommunications Standards Institute
- [2] ETSI ETS 301 797 V1.1.1 (2000-09): “Electromagnetic compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Harmonized EN for CT2 cordless telephone equipment covering essential requirements under article 3.2 of the R&TTE directive”, European Telecommunications Standards Institute
- [3] <http://www.regtp.de/aktuelles/pinwand/02039/index.html>
- [4] ETSI ETS 300 175-1: “Radio Equipment and Systems (RES); Digital European Cordless Telecommunications (DECT); Common Interface Part 1: Overview”, European Telecommunications Standards Institute
- [5] ETSI ETS 300 175-2: “Radio Equipment and Systems (RES); Digital European Cordless Telecommunications (DECT); Common Interface Part 2: Physical layer”, European Telecommunications Standards Institute
- [6] ETSI ETS 300 175-3: “Radio Equipment and Systems (RES); Digital European Cordless Telecommunications (DECT); Common Interface Part 3: Medium access control layer”, European Telecommunications Standards Institute
- [7] DECT – The standard explained; DECT Forum 1997;
<http://www.dect.ch/pdf/TechnicalDocument.PDF>
- [8] IEEE Std 802.11 -1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications
- [9] IEEE 802.11b -1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Higher -Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band
- [10] Agilent Technologies, Application Note 1380-2, IEEE 802.11 Wireless LAN PHY Layer (RF) Operation and Measurement, 2002
- [11] Agilent Technologies, H7216B-337, Wireless Local Area Network (WLAN) Technology Fundamentals Seminar, 2002
- [12] Nova-Institut für Ökologie und Innovation: Gutachten zur Feststellung der Belastung durch hochfrequente elektromagnetische Strahlung durch Funk-Netzwerke an der Universität Bremen; Sachverständigengutachten vom 22.10.2001.
<http://www.suub.uni-bremen.de/PERSONALRAT/gutachten.pdf>
- [13] EN 50383: Grundnorm für die Berechnung und Messung der elektromagnetischen Felder und SAR in Bezug auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen (110MHz bis 40GHz), CENELEC, Brüssel, August 2002

- [14] EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG: Empfehlung des Rates zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz – 300 GHz); 12. Juli 1999
- [15] IEEE Std 802.11a -1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, High -speed Physical Layer in the 5 GHz Band
- [16] Ihmig M, Kaindl M: Grundlagen von High-Speed Wireless LAN am Beispiel von IEEE 802.11; Hauptseminar Mobilkommunikation und Codierung; Vortrag vom 27.11.2003.
<http://www.lnt.e-technik.tu-muenchen.de/mitarbeiter/moerz/hs/Vortrag2Ihmig.pdf>
- [17] IEEE 802.11g -1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, Amendment 4: Further Higher Data rate Extension in the 2.4 GHz Band
- [18] IEEE 802.11h - 2003, Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications - Spectrum and Transmit Power Management Extensions in the 5 GHz Band in Europe 2003
- [19] Wi-Fi Alliance Homepage; <http://www.wi-fi.org/OpenSection/index.asp>
- [20] HomeRF Working Group: HomeRF Specification Revision 2.01, 2002.
- [21] HomeRF Working Group: Wireless Networking Choices for the Broadband Internet Home; Whitepaper 2001
- [22] HomeRF Working Group: Interference Immunity of 2.4 GHz Wireless LANs; 2001
- [23] ETSI: <http://portal.etsi.org/bran/kta/Hiperlan/hiperlan1.asp>
- [24] ETSI EN 300 652 V1.2.1 , Broadband Radio Access Networks (BRAN); HI Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1; Functional Specification, 1998
- [25] HiperLAN2 Global Forum: <http://www.hiperlan2.com/>
- [26] ETSI: <http://portal.etsi.org/bran/kta/Hiperlan/hiperlan2.asp>
- [27] ETSI TS 101 475 V1.3.1, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical Layer, 2001
- [28] Rohde & Schwarz, *BluetoothTM* - Einführung und Messtechnik, Seminar TR208-3, 2004
- [29] *BluetoothTM*: Specification of the *BluetoothTM* System, Core package Version 1.2, 5. Nov. 2003; <https://www.bluetooth.org/spec/>
- [30] IEEE 802.15.1-2002, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANS)
- [31] IEEE 802.15.3-2003, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANS)

- [32] IEEE 802.15.4-2003, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)
- [33] 1394 Trade Association, <http://www.1394ta.org/>, 2004
- [34] ZigBee Alliance, www.zigbee.org, 2004
- [35] Öko 2002, ÖKO-TEST Verlag, Frankfurt; 20-11-2004-02-17
- [36] SECPLAN, www.secplan.de
- [37] Meinke, Gundlach (1992): „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“. Fünfte überarbeitete Auflage, Springer Verlag Berlin Heidelberg New York
- [38] Lamedschwandner, K.; Schmid, G.; Neubauer, G.: "Messtechnische Beurteilung der Expositionssituation im Kopfbereich bei Benützung eines Mobiltelefones". 10. Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit, 9. – 11. April 2002, Düsseldorf, Proceedings S. 801 - 809
- [39] EN 50361: Grundnorm zur Messung der Spezifischen Absorptionsrate (SAR) in Bezug auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern von Mobiltelefonen (300 MHz bis 3 GHz), CENELEC, Brüssel, Juli 2001
- [40] Silvester P.P., Ferrari R.F.: Finite Elements for Electrical Engineers. Cambridge University Press, Cambridge UK, 1996
- [41] Haas, H. (2001): „Numerische Simulationsverfahren“. Vorlesungsskriptum TU Wien
- [42] Wölfle, G.; Bevot, C.; Hahn, M.; Landsdorfer, F. M. (1998a): „Berechnung der Empfangsfeldstärke in Gebäuden mit empirischen, neuronalen und strahlenoptischen Prognosemodellen“, ITG Workshop Wellenausbreitung bei Funksystemen und Mikrowellensystemen, DLR Wessling, Mai 1998, S. 109-115, <http://www.ihf.uni-stuttgart.de>
- [43] Yee, K. S. (1966): „Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media". IEEE Trans. Ant. & Prop., Vol. 14
- [44] Tafloev, A. (1995): „Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. Boston", MA: Artech House
- [45] Harrington, R. F. (1968): „Field Computation by Moment Method". MacMillan
- [46] SEMCAD, www.semcad.com
- [47] WInsite, www.remcom.com
- [48] www.emclab.umr.edu/csoft.html
- [49] Meyer, FJC; Davidson, DB; Jakobus, U; Stuchly, MA (2003): "Human Exposure Assessment in the Near Field of GSM Base-Station Antennas Using a Hybrid Finite Element/Method of Moments Technique". IEEE Trans. of Biomedical Eng. Vol. 50, No. 2, 2003

- [50] Schönborn, F; Burkhardt, M; Kuster, N (1998): „Differences in energy absorption between heads of adults and children in the near field of sources”. Health Physics, Vol. 74, No. 2, 1998
- [51] Lamedschwandner, K.; Preineder, H.; Neubauer, G.; Giczi, W.; Überbacher, R.; Cecil, S.; Scheida, K.; Preineder, D. (2003): „Messen und Prüfen für zukünftige Technologien der Mobilkommunikation“, Abschlussbericht zum gleichnamigen Forschungsauftrag des österreichischen Bundesministeriums für Verkehr, Innovation und Technologie im Rahmen des Technologieschwerpunktprogramms (FTSP), ARC-IT-0082 (vertraulich), Dezember 2003
- [52] EN 61566, Messung der Exposition durch hochfrequente elektromagnetische Felder, Feldstärke im Frequenzbereich 100 kHz bis 1 GHz, CENELEC, Brüssel, Juli 1997
- [53] EN 50371, Fachgrundnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von elektronischen und elektrischen Geräten kleiner Leistung mit den Basisgrenzwerten für die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern (10 MHz bis 300 GHz) – Allgemeine Öffentlichkeit, CENELEC, Brüssel, März 2002
- [54] EN 61566, Fachgrundnorm zur Demonstration der Konformität elektronischer und elektrischer Geräte mit den Basisgrenzwerten für die Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz – 300 GHz), CENELEC, Brüssel, Jänner 2004
- [55] EN 50360: Produktnorm zum Nachweis der Übereinstimmung von Mobiltelefonen mit den Basisgrenzwerten hinsichtlich der Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern (300 MHz-3 GHz), CENELEC, Brüssel, Juli 2001
- [56] EN 50384, Produktnorm zur Konformitätsüberprüfung von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen im Hinblick auf die Basisgrenz – und Referenzwerte bezüglich der Exposition von beruflich exponierten Personen in elektromagnetischen Feldern (110 MHz bis 40 GHz), CENELEC, Brüssel, August 2002
- [57] EN 50385, Produktnorm zur Konformitätsüberprüfung von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen im Hinblick auf die Basisgrenz – und Referenzwerte bezüglich der Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern (110 MHz bis 40 GHz) - Allgemeinbevölkerung, CENELEC, Brüssel, August 2002
- [58] ICNIRP International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (1998); Guidelines for limiting exposure in time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz), Health Physics 74, 494-522.
- [59] Entwurf EN 62209-1, Procedure to measure the Specific Absorption Rate (SAR) in the Frequency Range of 300 MHz to 3 GHz: Part 1: Handheld Mobile Wireless communication Devices (IEC/61/CVD), CENELEC, Brüssel, Oktober 2003

- [60] Entwurf EN 50413, Grundnorm zu Mess- und Berechnungsverfahren der Exposition von Personen in elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern (0 Hz – 300 GHz), CENELEC, Brüssel, November 2003
- [61] Entwurf EN 50400, Grundnorm für die Berechnung und Messung der elektromagnetischen Felder in Bezug auf die Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen (110 MHz bis 40 GHz), CENELEC, Brüssel, September 2003
- [62] Entwurf EN 50401, Produktnorm zur Konformitätsüberprüfung von Mobilfunk-Basisstationen und stationären Teilnehmergeräten von schnurlosen Telekommunikationsanlagen im Hinblick auf die Basis- und Referenzwerte bezüglich der Exposition von Personen in der allgemeinen Öffentlichkeit gegenüber elektromagnetischen Feldern (110 MHz bis 40 GHz), CENELEC, Brüssel, September 2003
- [63] ETSI TR 101 870 V0.1.1_(2001-11), Fixed Radio Transmitter Sites; Exposure to Non – Ionising Electromagnetic Fields; Guidelines for Working Conditions, ETSI, Sophia Antipolis, France, 2001
- [64] IEEE Std C95.1-1999, Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE, New York, USA, 16.4.1999
- [65] IEEE Std C95.3-1991, Recommended Practice for the Measurement of Potentially Hazardous Electromagnetic Fields-RF and Microwave, IEEE, New York, USA, 21.8.1992
- [66] IEEE Std 1528-2003, IEEE Recommended Practice for Determining the Peak Spatial Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Head from Wireless Communications Devices: Measurement Techniques, IEEE, New York, USA, 15.10.2003
- [67] Neubauer G., Preiner P., Evaluation of Field Distributions Near Mobile Communication Base Stations, Report No.EE-EMV-S-230/03, ARC Seibersdorf research GmbH, 2003

ANHANG

A. MODULATIONSVERFAHREN DER DIGITALEN ÜBERTRAGUNGSTECHNIK

In diesem Abschnitt sollen kurz die wichtigsten Modulationsarten und Übertragungs- bzw. Zugriffsverfahren für die im gegenständlichen Bericht behandelten digitalen Technologien vorgestellt werden. Dieses Kapitel gibt eine Einführung über die zur Übertragung digitaler Signale verwendeten Prinzipien.

A.1 Frequency Shift Keying (FSK) [A1], [A2], [A3], [A4]

'0' und '1' werden durch zwei verschiedene Frequenzen übertragen, wobei eine '0' mit niedriger Frequenz moduliert wird und '1' mit einer höheren Frequenz, dargestellt in Abbildung A.1.

$$f_c(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t) \\ A \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Eine binäre 0 im Basisband schaltet eine Trägerschwingung mit der Frequenz f_1 für eine Dauer T_b ein, eine binäre 1 eine Trägerschwingung mit der Frequenz f_2 . Das Spektrum eines resultierenden FSK (*Frequency Shift Keying*) Signals besteht dann im Wesentlichen aus zwei Anteilen. Ein Anteil entsteht durch Verschiebung des Basisband-Spektrums zur Trägerfrequenz f_1 , der andere Teil durch die Verschiebung zur Trägerfrequenz f_2 . Der Bandbreitebedarf bei dieser Modulationsart beträgt dann $\Delta f + 2B$ mit $\Delta f = f_2 - f_1$, wie Abbildung A.2 zeigt.

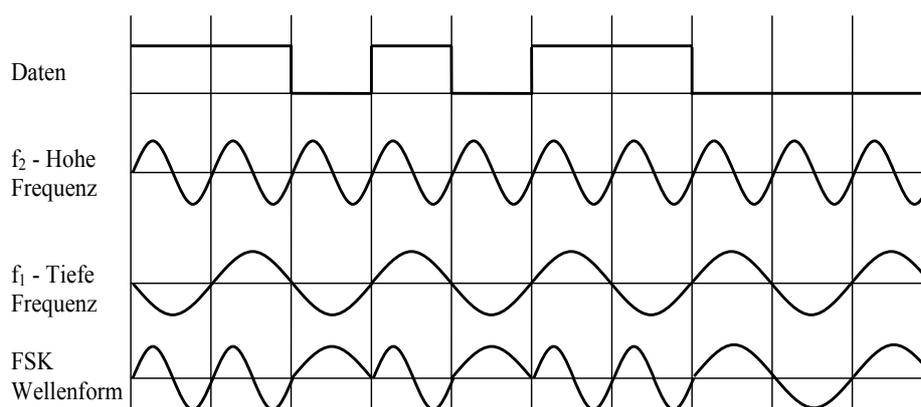


Abbildung A.1: FSK (*Frequency Shift Keying*) mit 2 verschiedenen Frequenzen für '0' (tiefe Frequenz – f_1) und '1' (hohe Frequenz – f_2).

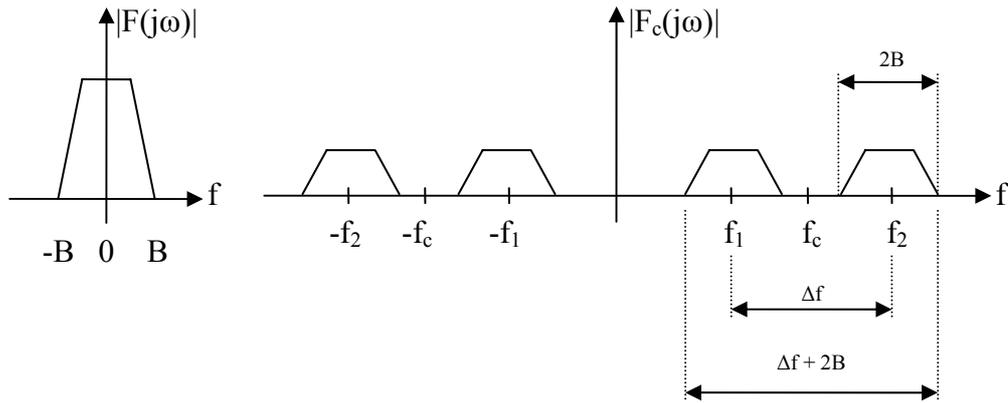


Abbildung A.2: Spektrum einer FSK (*Frequency Shift Keying*) Modulation.

Diese eben beschriebene Modulationsart entspricht einer OOK-Modulation (*On-Off-Keying*) bei verschiedenen Trägerfrequenzen. OOK besteht darin, eine Trägerschwingung $A\cos(\omega_c t)$ im Takt des binären Nutzsignals $f(t)$ ein- und auszuschalten. $F(t)$ springt zwischen 0 und 1 hin und her. Es gibt aber noch eine zweite Möglichkeit der FSK (*Frequency Shift Keying*) und zwar als *Binary Frequency Modulation*.

Das Trägersignal kann wie folgt dargestellt werden:

$$f_c(t) = A \cos\left(2\pi\left(f_c \pm \frac{\Delta f}{2}\right)t\right). \quad (\text{A.2})$$

Das Vorzeichen wird durch das Basisbandsignal gesteuert.

$$f_1 = f_c - \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{A.3a})$$

$$f_2 = f_c + \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{A.3b})$$

Δf wird als Frequenzhub bezeichnet.

In dieser zweiten Realisierung ist sichergestellt, dass bei der Umschaltung der Frequenz keine Phasensprünge im Trägerfrequenzsignal $f_c(t)$ auftreten (*Continuous Phase Modulation*), wie in Abbildung A.3 dargestellt.

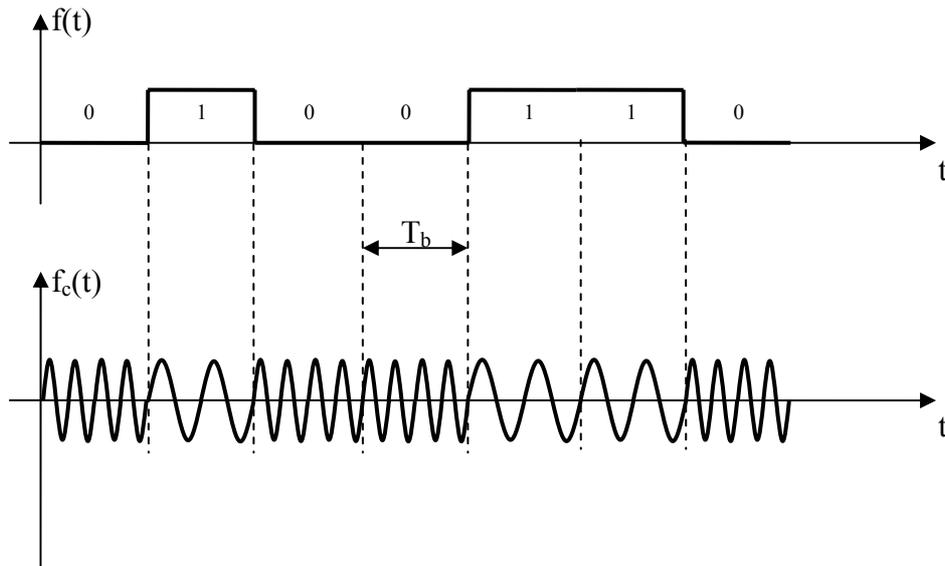


Abbildung A.3: FSK (*Frequency Shift Keying*) mit kontinuierlicher Phase [A1]

GFSK – Gaussian Frequency Shift Keying [A5]

Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK) ist eine Modifikation der *Minimum Shift Keying* (MSK) Modulationsmethode, bei der ein Pre-Modulationsfilter durchlaufen wird (zur Reduktion des Bandbreitebedarfs). Das Gauss'sche Pre-Modulationsfilter bewirkt einen sanfteren Übergang der Phasenzustände im MSK-Signal, was zu einer Verringerung der Frequenzvariation führt. Die rechteckigen Impulse werden also durch sinusförmige Impulse (oder auch andere Formen) ersetzt. Das Resultat ist ein FM modulierte Signal mit einer viel schmälere Bandbreite (kleineren Seitenkeulen und schmalere Hauptkeule). Diese Verschmälerung der Bandbreite aufgrund der Pre-Modulation geschieht jedoch auf Kosten einer Verschmierung der Pulse in der Pulsfolge. Als Konsequenz dieser Verschmierung der Impulse im Zeitbereich entsteht so genannte Intersymbol Interferenz (ISI) aufgrund der Überlappung einzelner Impulse. In gewissen Applikationen ist dieser Kompromiss (Bandbreite vs. ISI) jedoch gerechtfertigt und GMSK daher vorteilhaft einsetzbar. Ein Beispiel für die GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*) Methode ist in Abbildung A.4 dargestellt.

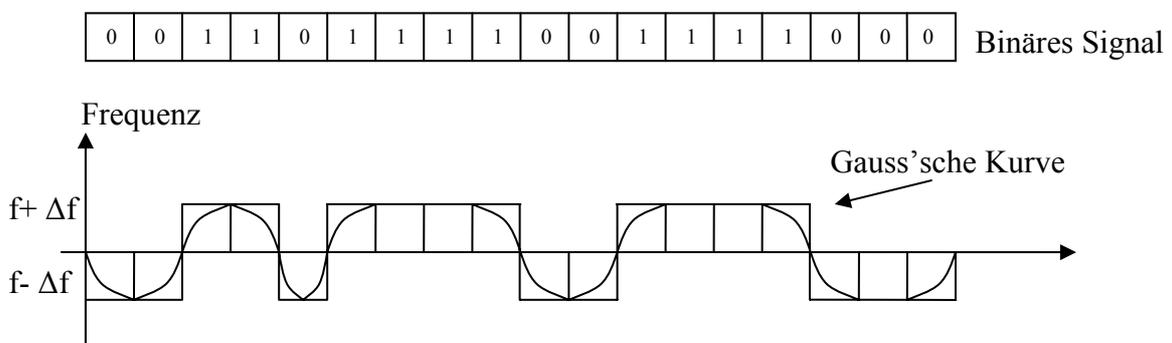


Abbildung A.4: Beispiel für eine GFSK (*Gaussian Frequency Shift Keying*) Kurvenform.

A.2 Phase Shift Keying (PSK) [A3], [A4]

BPSK – Binary Phase Shift Keying

Es werden Sinussignale zur Kodierung verwendet. Diese Methode ist sehr einfach zu implementieren, aber auch sehr ineffizient im Verbrauch der Bandbreite. Der Einsatzbereich liegt eher im Bereich der Satellitenkommunikation. Diese Modulationsart ist sehr robust. Abbildung A.5 zeigt die BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) Methode und deren I-Q-Diagramm.

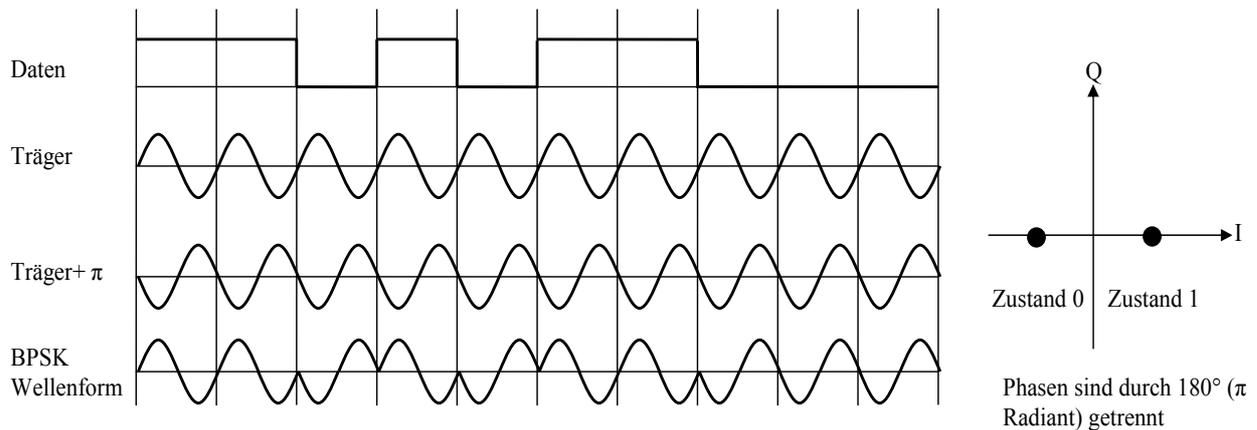


Abbildung A.5: BPSK (Binary Phase Shift Keying) und I-Q-Diagramm.

'0' wird repräsentiert durch: $S_0(t) = A \cos(\omega t)$ (A.4a)

'1' wird repräsentiert durch: $S_0(t) = A \cos(\omega t + \pi)$ (A.4b)

Für eine M-ary PSK (*Phase Shift Keying*) werden M verschiedene Phasen benötigt, und alle n Bits (wobei $M = 2^n$) des Bitstroms werden als ein Symbol codiert, welches dann übertragen wird (Gleichung A.5):

$$A \cos(\omega t + \Theta_j) \quad \text{mit } j=1, \dots, M \quad (\text{A.5})$$

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying [A3], [A4], [A6]

Wenn man nun 4 ($n = 2$) Symbole mit jeweils $\pi/2$ Phasenverschiebung definiert, kommt man auf die so genannte *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK).

Der Bitstrom $\{d_k\}$, $d_k = 0, 1, 2, \dots$ kommt am Modulator mit der Rate $1/T$ [bit/s] an und wird in zwei separate Datenströme $d_I(t)$ und $d_Q(t)$ nach geraden und ungeraden Bits getrennt:

$$\begin{aligned} d_I(t) &= d_0, d_2, d_4, \dots \\ d_Q(t) &= d_1, d_3, d_5, \dots \end{aligned}$$

Dies ist in Abbildung A.6 dargestellt.

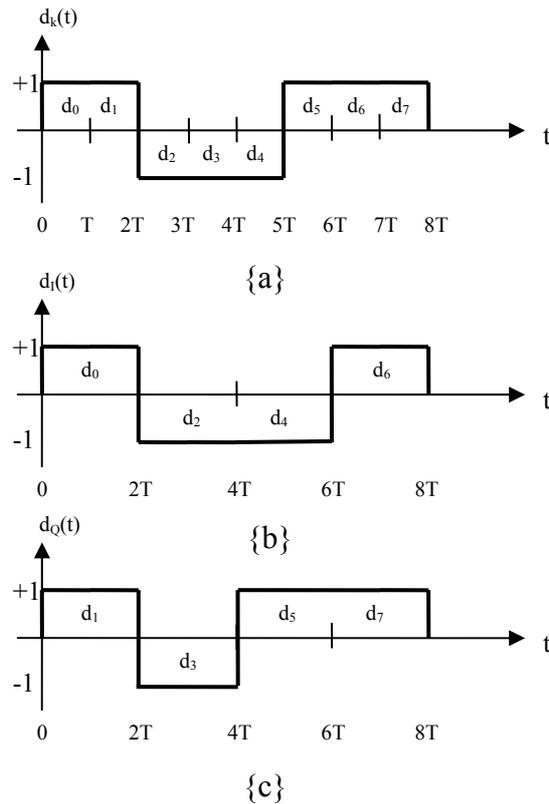


Abbildung A.6: Bitstrom d_k {a} wird in Datenströmen mit geraden {b} und ungeraden {c} Bits getrennt.

Eine geeignete orthogonale Realisierung einer QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) Wellenform wird wie folgt beschrieben. Durch Amplitudenmodulation des Sinus- und Kosinus-Trägers mit der In-Phase (d_i) und der Quadratur (d_q) Datenströme, kann das resultierende QPSK Signal $s(t)$ wie folgt dargestellt werden:

$$s(t) = 1/\sqrt{2}d_i(t)\cos(2\pi ft + \pi/4) + 1/\sqrt{2}d_q(t)\sin(2\pi ft + \pi/4) \quad (\text{A.6})$$

Mit Hilfe von trigonometrischen Umformungen kann diese Beziehung auch in anderer Form dargestellt werden:

$$s(t) = A\cos[2\pi ft + \pi/4 + \Theta(t)] \quad (\text{A.7})$$

Der Pulsstrom $d_i(t)$ moduliert die Kosinus-Funktion mit einer Amplitude von ± 1 . Das ist gleichbedeutend mit einer Phasenverschiebung der Kosinus-Funktion mit 0 oder π . Dies erzeugt eine BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) Wellenform. In gleicher Form moduliert der Pulsstrom $d_q(t)$ die Sinus-Funktion und bildet somit ebenfalls eine BPSK Wellenform orthogonal zu der Kosinus-Funktion. Die Summe dieser beiden orthogonalen Wellenformen ergibt die QPSK.

$\Theta(t)$ kann dabei die Werte von $0, -(\pi/2), \pi/2$ und π annehmen und stellt somit die vier möglichen Kombinationen, wie in Abbildung A.7 gezeigt, dar.

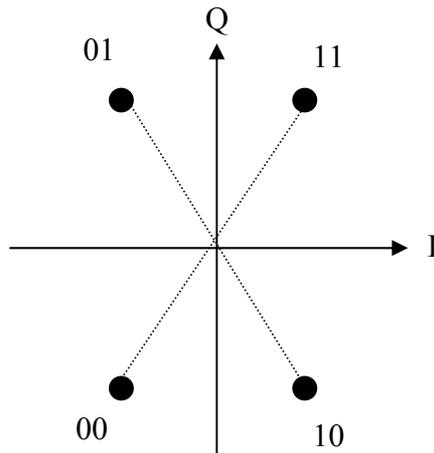


Abbildung A.7: Die vier möglichen Symbol Kombinationen der QPSK.

Jede der vier Phasen des Trägers repräsentiert 2 Datenbits, somit hat jedes Symbol 2 Bits. Da die Symbolrate der halben Bitrate entspricht, können mit dieser Methode die doppelte Menge an Daten mit der gleichen zur Verfügung stehenden Kanal-Bandbreite, verglichen zur BPSK übertragen werden. Dies ist möglich, da die beiden Signale I und Q orthogonal zueinander sind und somit bei der Übertragung nicht miteinander interferieren.

DBPSK – Differential Binary Phase Shift Keying [A3], [A8]

Mittels der DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*) Modulation wird die Phase des Trägers nur dann geändert, wenn im zu übertragenden Paket eine 1 vorkommt. Dies umgeht die Notwendigkeit einer kohärenten Detektion am Empfänger.

Die übertragene Information ist durch Phasenänderungen kodiert. Ein Vorteil der Verwendung der DBPSK Methode im Vergleich zur BPSK Methode ist die Frequenzunabhängigkeit, da nur die Detektion eines Überganges erfolgen muss. Tabelle A.1 zeigt die Kodiertabelle der DBPSK. Das I-Q Diagramm ist in Abbildung A.8 dargestellt, das Phasendiagramm wird in Abbildung A.9 gezeigt.

Input Bit	Phase Change (+j ω)
0	0
1	π

Tabelle A.1: Kodiertabelle der DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*).

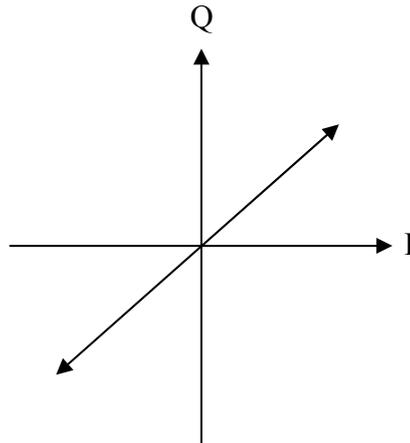


Abbildung A.8: I-Q Diagramm der DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*) [A9].

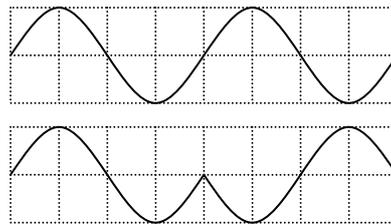


Abbildung A.9: Phasendiagramm der DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*).

DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying [A9], [A10]

Die $\pi/4$ -QPSK Signal Konstellation kann aus der Superposition von zwei QPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*) Signal Konstellationen, die um 45° Grad phasenverschoben sind, zusammengesetzt werden. Dies resultiert in 8 Phasen. Die Symbolphasen werden dann abwechselnd von einer der beiden QPSK gewählt und anschließend von der anderen QPSK. Daraus resultiert, dass zwei aufeinander folgende Symbole eine Phasendifferenz von entweder $\pm\pi/4$ und $\pm3\pi/4$ haben. Abbildung A.10 zeigt die $\pi/4$ -QPSK Signalkonstellation. Eine Vielzahl von Vorteilen zeichnet diese Modulationsart aus, die im Folgenden zusammengefasst sind.

Ein Feature dieser Modulationsart ist, dass sie mittels kohärentem Detektor, einem Differential Detektor oder einem Impulsunterscheider mit nachfolgendem Integrator und einfachem Filter detektiert werden können. Der Vorteil bei Verwendung von Differential Detektor und Impulsunterscheider liegt in der sehr geringen Komplexität der Empfängerstruktur. Obwohl die kohärente Detektion zwar eine erhöhte Komplexität in der Empfängerstruktur aufweist, liegt ihr Vorteil in der minimalen Bit-Error-Rate (BER). Ein weiterer Vorteil bei diesem Modulationsverfahren liegt darin, dass bei einem Wechsel in der Signalstruktur nicht der Ursprung durchfahren wird. Dies resultiert in einer geringeren Variation der Einhüllenden der $\pi/4$ -QPSK im Vergleich zu einer QPSK, was eine bessere spektrale Charakteristik bringt. $\pi/4$ -DQPSK ist eine $\pi/4$ -QPSK mit einer Differential-Kodierung der Symbolphasen. Die Differential-Kodierung schützt vor dem Verlust von Daten, als auch vor dem Verlust eines

Paares von Symbolen, wenn ein Fehler auftritt. Die $\pi/4$ -DQPSK kann entweder durch Differential-Kodierung der Quellbits mit direkter Abbildung auf absolute Phasenwinkel der $\pi/4$ -QPSK Signal Konstellation gebildet werden, oder durch direkte Abbildung der Eingangsbitpaare auf die relativen Phasen ($\pm\pi/4$ und $\pm3\pi/4$). Dargestellt ist die $\pi/4$ -DQPSK in Abbildung A.10.

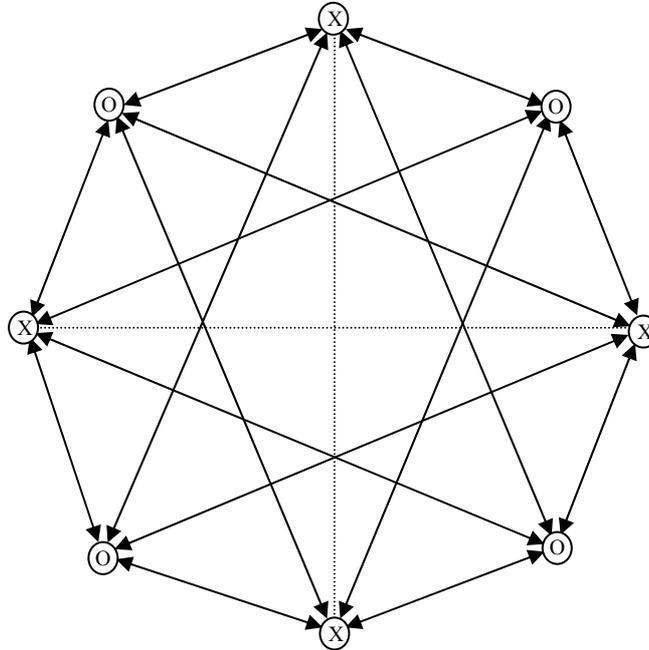


Abbildung A.10: $\pi/4$ -QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) Signal Konstellation [A9].

A.3 Quadrature Amplitude Modulation (QAM) [A1], [A2], [A4]

Will man über einen Übertragungskanal mit vorgegebener Bandbreite B Information schneller, d.h. mehr als $2B$ Bit/sec übertragen, so kann man mehrere Informationsbits zu einem Symbol zusammenfassen und z.B. in Form einer Mehr-Phasen-Modulation übertragen. Mit einer 4-Phasen Modulation (4PSK) kann man z.B. über einen Kanal in der gleichen Zeit doppelt soviel Informationsbits wie bei der 2 Phasen Modulation übertragen. Allerdings ist bei gleicher Sendeleistung die Symbolfehlerwahrscheinlichkeit bei einer 4PSK größer als bei einer 2PSK.

Wenn sowohl der Kosinus-Träger $\cos(\omega_c t)$, als auch der Sinus-Träger $\sin(\omega_c t)$ moduliert wird, spricht man von einer Quadratur Modulation. Eine Quadratur Modulation liegt immer dann vor, wenn eine reelle Trägerschwingung nicht nur in ihrer Amplitude, sondern auch in ihrer Phase moduliert wird. Die Quadratur Modulation ist im Folgenden dargestellt:

$$s_i(t) = A(\cos(\Theta_i) \cos(\omega_c t) - \sin(\Theta_i) \sin(\omega_c t)) \quad (\text{A.8})$$

$$s_i(t) = \text{Re}\{A \cdot e^{j\Theta_i} e^{j\omega_c t}\} = \text{Re}\{U_i e^{j\omega_c t}\} \quad (\text{A.9})$$

Die letzte Darstellung (Gleichung A.9) ist eine sehr anschauliche und nützliche Verallgemeinerung der komplexen Wechselstromrechnung. Die Signalstücke $s_i(t)$ werden durch komplexe Zeiger U_i in der komplexen Ebene dargestellt. Der $\text{Re}\{U(t)\}$ bewirkt die Modulation

des Kosinus-Trägers und wird als In-Phase Komponente (I) bezeichnet, während $\text{Im}\{U(t)\}$ die Modulation des Sinus-Trägers als Quadratur Komponente (Q) bezeichnet wird.

Im Folgenden werden zwei konkrete Darstellungen der Quadratur Modulation gezeigt, die 16 QAM (Abbildung A.11) und die 64 QAM (Abbildung A.12).

16 QAM

- 4 bits je Symbol

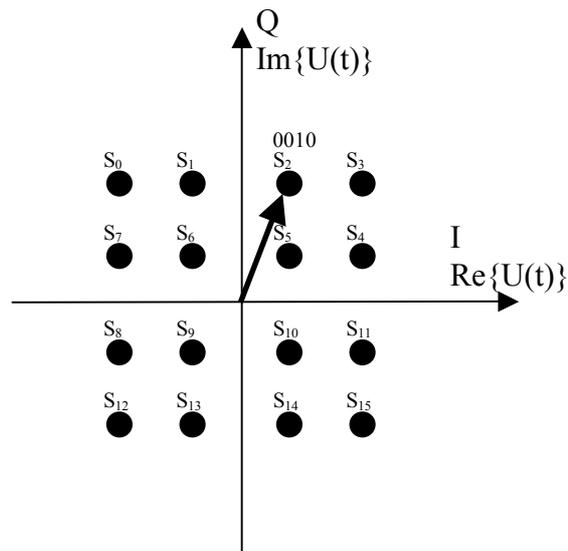


Abbildung A.11: 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

64 QAM

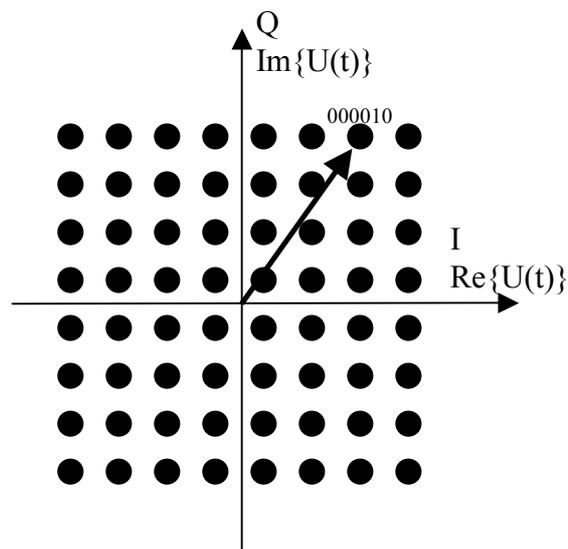


Abbildung A.12: 64 QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

A.4 Complementary Code Keying (CCK) [A10]

Das *Complementary Code Keying* (CCK) ist ein Modulationsschema bestehend aus 64 8-bit Kodewörtern, die zur Kodierung von Daten für 5.5 und 11 Mbps Datenraten im 2.4 GHz Frequenzband des IEEE 802.11b Standards verwendet werden. Die Kodewörter haben einzigartige mathematische Eigenschaften, die es erlauben, einzelne Kodewörter ohne Probleme voneinander zu unterscheiden, sogar unter Anwesenheit von beachtlichem Rauschen und von Mehrweg Interferenz.

CCK funktioniert nur in Zusammenarbeit mit der DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) Technologie, die im Standard IEEE 802.11 spezifiziert ist, jedoch nicht mit der FHSS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) Technologie. CCK verknüpft komplizierte mathematische Codes mit dem DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) Kode, was zu einem größeren Volumen an Information pro Zyklus führt. Der Sender kann dann mehrere Bits an Information mit jedem DSSS Kode senden, genügend, um eine 11Mbps Übertragung zu ermöglichen.

Die IEEE 802.11 komplementären Spreiz Codes haben eine Kode Länge von 8 und eine Chipping Rate von 11 Mchip/s. Die 8 komplexen Chips beinhalten ein einzelnes Symbol. Wenn man die Symbolrate zu 1,375 MS/s macht, dann verbraucht die 11 Mbps Wellenform ungefähr die gleiche Bandbreite wie die 2 Mbps IEEE 802.11 QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) Wellenform, wobei 3 nicht überlappende Kanäle im ISM Band erlaubt sind. Dies ist wichtig, um die Durchsatzrate eines drahtlosen LANs zu maximieren und war Grund dafür, warum die CCK als Modulationstechnik Anwendung findet. Die 8-bit CCK Kodewörter werden nach folgender Gleichung A.10 berechnet.

$$c = \left\{ e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j(\varphi_1)} \right\} \quad (A.10)$$

Wobei c das Kodewort ist, beginnend mit dem LSB (*Least Significant Bit*) und mit dem MSB (*Most Significant Bit*) als letztes. Diese Gleichung wird verwendet, um die Kodewörter für die 11 Mbps und für die 5,5 Mbps Datenraten zu generieren. Die Parameter φ_1 - φ_4 beschreiben die Phasenlage des Komplexen Codes. Bei der 11 Mbps Datenrate ist ein Symbol durch 8 Bit bestimmt, bei 5,5 Mbps Datenrate ist ein Symbol durch 4 Bit bestimmt. Im Folgenden ist nun die 11 Mbps Datenrate beschrieben. Die 8 Bits die zur Kodierung der vier Phasenlagen verwendet werden sind in Tabelle A.2 dargestellt.

DIBIT	Phasenparameter
(d1, d0)	φ_1
(d3, d2)	φ_2
(d5, d4)	φ_3
(d7, d6)	φ_4

Tabelle A.2: Phasenparameter der Kodierung.

Die Kodierung basiert auf der DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*) wie in Tabelle A.3 dargestellt.

DIBIT (d _{i+1} , d _i)	PHASE
00	0
01	π
10	$\pi/2$
11	$-\pi/2$

Tabelle A.3: Phasenparameter der DQPSK Modulation .

Zum besseren Verständnis nun ein Beispiel, wie ein Kodewort generiert wird. Betrachtet wird die 11 Mbps Datenrate mit einem Bitstrom von $d_7, d_6, d_5, \dots, d_0 = 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1$. So folgt aus Tabelle A.3: $d_1, d_0 = 01$ und daraus ergibt sich für den Phasenwinkel $\varphi_1 = \pi$ und ähnlich für die anderen Bits:

$$d_3, d_2 = 01 \text{ und } \varphi_2 = \pi$$

$$d_5, d_4 = 11 \text{ und } \varphi_3 = -\pi/2$$

$$d_7, d_6 = 10 \text{ und } \varphi_4 = \pi/2$$

Setzt man nun die Phasenparameter in die Gleichung A.10 für das Kodewort ein so ergibt sich:

$$c = \left\{ e^{j(\pi+\pi-\pi/2+\pi/2)}, e^{j(\pi-\pi/2+\pi/2)}, e^{j(\pi+\pi+\pi/2)}, -e^{j(\pi+\pi/2)}, e^{j(\pi+\pi-\pi/2)}, e^{j(\pi-\pi/2)}, -e^{j(\pi+\pi)}, e^{j(\pi)} \right\} \quad (\text{A.11})$$

$$c = \left\{ e^{j(2\pi)}, e^{j(\pi)}, e^{j(5\pi/2)}, -e^{j(3\pi/2)}, e^{j(3\pi/2)}, e^{j(\pi/2)}, -e^{j(2\pi)}, e^{j(\pi)} \right\}$$

Mit Hilfe von Euler's Gleichung ergibt sich aus Gleichung A.11:

$$e^{j\varphi} = \cos(\varphi) + j \sin(\varphi)$$

$$c = \{ \cos(2\pi) + j \sin(2\pi), \cos(\pi) + j \sin(\pi), \cos(5\pi/2) + j \sin(5\pi/2), -\cos(3\pi/2) - j \sin(3\pi/2), \\ \cos(3\pi/2) + j \sin(3\pi/2), \cos(\pi/2) + j \sin(\pi/2), -\cos(2\pi) - j \sin(2\pi), \cos(\pi) + j \sin(\pi), \}$$

(A.12)

und damit ist das komplexe Kodewort:

$$c = \{1, -1, j, j, -j, j, -1, -1\}.$$

Betrachtet man die Gleichung A.10, dann sieht man, dass der Phasenvektor φ_1 in allen 8 Chips des Kodewortes vorkommt und somit im ganzen Vektor rotiert. Das ist wichtig bei der Implementierung der CCK in einer Schaltung.

A.5 Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

[A3], [A11]

DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) verwendet einen Träger, der fix in einem spezifischen Frequenzband liegt. Das Datensignal wird nicht in einem schmalen Band wie bei der herkömmlichen Schmalbandübertragung gesendet, sondern mit einer viel höheren Frequenzbandbreite unter Verwendung eines speziellen Kodierverfahrens. Dieses Kodierverfahren ist eine Pseudo-Noise Sequenz, oder PN-Sequenz.

Sowohl das schmalbandige Signal, als auch das gespreizte Signal haben beide die gleiche Signalleistung und tragen die gleiche Information. Als Konsequenz daraus ergibt sich für das Spread Spectrum Signal eine geringere Leistungsdichte als für das schmalbandige Signal (Leistungsdichte gibt die Leistung über der Frequenz an). Die Demodulation des DSSS ist zwar komplexer, bietet aber einen höheren Schutz bei der Übertragung. Dieses Verhalten ist in Abbildung A.13 und Abbildung A.14 dargestellt.

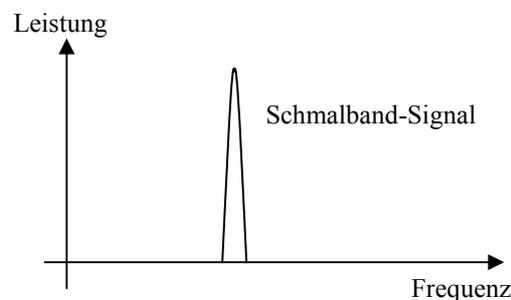


Abbildung A.13: Übertragung eines schmalbandigen Signals.

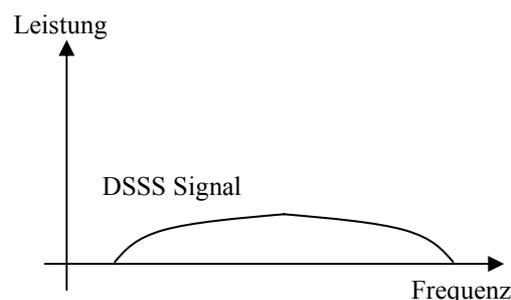


Abbildung A.14: Übertragung des gespreizten Signals.

Der verwendete PN-Sequence Algorithmus erzeugt ein Pseudo-Zufallssignal, den Spreiz Code, welcher über einen Binär-Kodier-Prozess mit der binären Information vom Datenstrom kombiniert wird. Das resultierende Signal ist dann über einen viel weiteren Frequenzbereich gespreizt als ursprünglich bei der Übertragung, jedoch mit einem viel geringeren Leistungspegel. Das DSSS Signal ist mit einem Redundanzfaktor behaftet, da es einige voll redundante Kopien der Original Daten zur gleichen Zeit überträgt. Diese Redundanz ist ein Schlüsselfaktor des DSSS.

Diese Signalredundanz hilft gegen Interferenz, da lediglich eines der mehrfach gesendeten Signale richtig empfangen und dekodiert werden muss. Das empfangene Signal beinhaltet die gesamte Datenübertragungsbandbreite des ursprünglichen Signals, entweder durch den Empfang eines einzelnen kompletten Signals, oder aus Teilen von mehreren nicht komplett übertragenen Signalen, die in Summe wieder das ursprüngliche Signal bilden. Diese Signalredundanz macht die DSSS Übertragung zu einer sehr robusten Übertragungsvariante.

Wenn ein interferierendes Signal im gleichen Band vorhanden ist, wird es typischerweise als schmalbandiges Signal mit hoher Leistung auftreten, dargestellt in Abbildung A.15. Wegen der in der Weiterverarbeitung auftretenden Verstärkung wird das interferierende Signal bei der Entspreizung mehr oder weniger ausgefiltert, siehe Abbildung A.16.

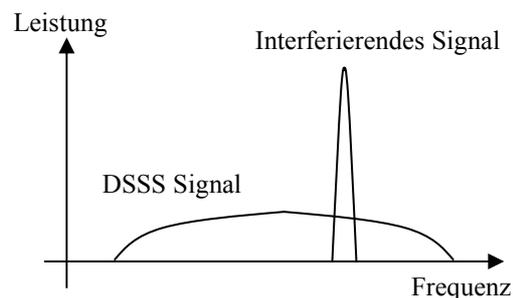


Abbildung A.15: Interferierendes Signal.

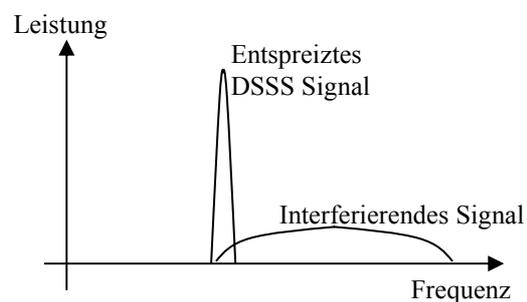


Abbildung A.16: Interferierendes Signal nach der Entspreizung.

A.6 Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS) [A11]

Mit *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS) erreicht man ebenfalls eine gegen Interferenz robuste Übertragung, jedoch werden bei diesem Verfahren die Daten über verschiedene Trägerfrequenzen zu unterschiedlichen Zeiten übertragen. Der FHSS Träger springt periodisch nach einer vordefinierten Pseudo-Zufallsfolge zu verschiedenen Sub-Kanälen, die über die gesamte Bandbreite verteilt sind (dargestellt in Abbildung A.17). Das Band ist in 79 Sub-Kanäle unterteilt, in jedem Sub-Kanal wird ein kleiner Teil der Daten in einem bestimmten Zeitrahmen (genannt *Dwell Time*) übertragen und dann wird zum nächsten Sub-Kanal in der Pseudo-Folge gesprungen in dem wiederum ein kleiner Betrag an Daten übertragen wird.

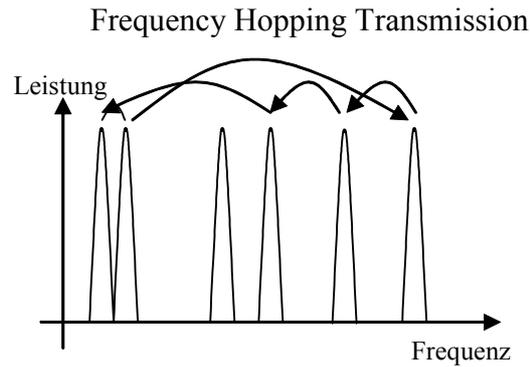


Abbildung A.17: Frequency Hopping Spread Spectrum.

Die Intention der FHSS-Übertragungstechnik ist, interferierende Signale zu vermeiden, indem sich das Signal immer nur kurze Zeit auf einer spezifischen Trägerfrequenz befindet.

A.7 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) [A12], [A13], [A14]

Multi Carrier (MC) Modulation ist eine Technik für Datenübertragung, bei der ein Datenstrom mit einer hohen Bitrate in mehrere parallele Datenströme mit niedrigeren Bitraten geteilt wird, die dann mehrere Träger modulieren, dargestellt in Abbildung A.18. Die in dem linken Teil der 8 dargestellten 4 Bits haben zum Beispiel eine Übertragungsdauer von 4 Sekunden, dann hat ein Bit eine Dauer von 1 Sekunde. Der rechte Teil der Abbildung A.18 zeigt die Übertragung mittels OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), bei der jedes Bit simultan übertragen wird. In diesem Fall ist die Dauer der Übertragung für jedes Bit 4 Sekunden. Diese längere Dauer führt zu weniger Problemen bezüglich Intersymbol Interferenz (ISI).

Diese Methodik hat einige Vorteile, wie zum Beispiel *Delay-Spread* Toleranz und Spektrum Effizienz, die den Einsatz dieser Technik in der Breitband Kommunikation sinnvoll machen. OFDM ist eine Multi Carrier Modulationstechnik mit dicht aneinandergereihten Sub-Trägern, die in den letzten Jahren sehr an Popularität gewonnen hat.

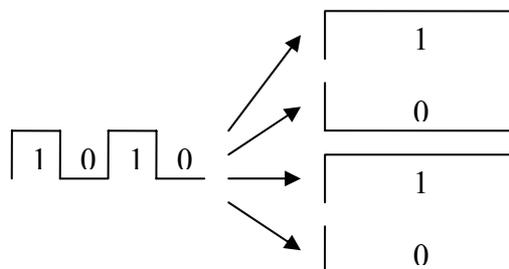


Abbildung A.18: Aufteilung eines Datenstroms mit hoher Bitrate in mehrere parallele Datenströme mit niedriger Bitrate.

In älteren Multi-Kanal Systemen, die *Frequency Division Multiplexing* (FDM) verwenden, wird die zur Verfügung stehende Bandbreite in N Nichtüberlappende Frequenz Sub-Kanäle aufgeteilt. Jeder Sub-Kanal wird mit einer separaten Symbolfolge moduliert und diese N Sub-

Kanäle sind frequenzmultiplext. Obwohl die Vermeidung der spektralen Überlappung der Sub-Träger die Intersymbol Interferenz (ISI) reduziert bzw. sogar verschwinden lässt, führt dies jedoch zu einer ineffizienten Ausnutzung des Spektrums. Das Sicherheitsfrequenzband an den beiden Seiten jedes Sub-Kanals ist eine Verschwendung an kostbarer Bandbreite. Um diese Verschwendung der Bandbreite zu umgehen, kann man stattdessen N überlappende jedoch orthogonale Sub-Träger mit einer Baudrate von $1/T$ und mit einem Abstand von $1/T$ zueinander verwenden. Aufgrund des gewählten Frequenzabstandes sind alle Sub-Träger mathematisch orthogonal zueinander, dargestellt in Abbildung A.19. Das erlaubt eine Demodulation des Datenstroms ohne der Zwingenden Notwendigkeit der Überlappungsfreiheit des Spektrums.

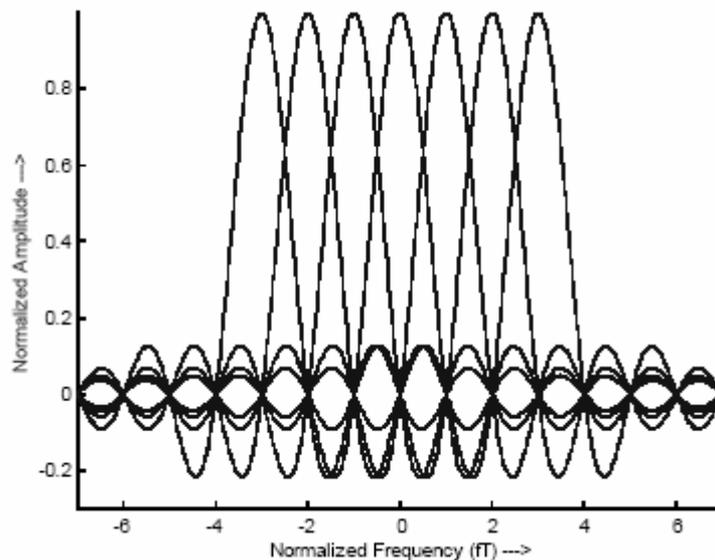


Abbildung A.19: N überlappende orthogonale Sub-Träger.

A.8 Carrier Sensing Multiple Access/Collision Avoidance (CSMA/CA) [A15]

Das CSMA Protokoll arbeitet wie folgt: Wenn eine Station senden möchte, horcht sie zuerst ob das Medium belegt ist (z.B.: eine andere Station sendet gerade), wenn das der Fall ist, dann wird die Übertragung an einem späteren Zeitpunkt durchgeführt. Sollte das Medium jedoch frei sein, wird der Station erlaubt zu senden.

Solche Verfahren sind effektiv, wenn das Medium nicht sehr überladen ist, da es den Stationen eine Übertragung mit minimalen Verzögerungen erlaubt. Es besteht aber immer die Möglichkeit, dass Stationen zur gleichen Zeit senden wollen (Kollisionen), weil sie das Medium als frei detektiert haben und darum beschlossen haben zu senden.

Diese Kollisionssituation muss identifiziert werden, damit der MAC Layer eine erneute Übertragung des Pakets von sich aus startet und nicht übergeordnete Layer, was zu einer erheblichen Verzögerung führen würde.

Diese Kollisionsdetektion ist gut für Kabelnetzwerke (LANs) aber nicht für kabellose Übertragungssysteme wie WLAN, aus folgenden Gründen:

- Die Implementierung von Kollisionsdetektion würde die Implementierung von Full Duplex Übertragung (gleichzeitiges Senden und Empfangen) fordern, was zu einem signifikanten Anstieg des Preises führen würde.

- Bei einer drahtlosen Übertragung kann nicht sichergestellt werden, dass alle Stationen einander hören (was die Grundlage der Kollisionsdetektion ist), und die Tatsache, dass eine Station senden will und das Medium als frei detektiert wurde, stellt noch lange nicht sicher, dass in der Umgebung des Empfängers das Medium frei ist.

Um diese Probleme zu umgehen, verwenden viele drahtlose Netzwerk-Konzepte die Kollisionsvermeidung (Collision Avoidance CA), sowie positive Rückmeldung (*Positive Acknowledgement*). Dies funktioniert wie im Folgenden beschrieben:

Eine Station die senden will, prüft das Medium, ob es frei ist. Wenn das Medium nicht frei ist, wird die Übermittlung auf einen späteren Zeitpunkt verschoben. Wenn das Medium jedoch für eine gewisse Zeit frei ist (DIFS, *Distributed Inter Frame Space*), wird der Station das Senden erlaubt. Die empfangende Station prüft das CRC (*Cyclic Redundancy Check*) Bit des empfangenen Pakets und sendet anschließend eine Bestätigung - ACK (*Acknowledgement*). Der Empfang des ACK bestätigt dem Sender, dass keine Kollision aufgetreten ist. Wenn der Sender jedoch kein ACK empfängt, wird das Paket erneut gesendet, solange, bis der Sender ein ACK empfängt, bzw. solange bis eine bestimmte Anzahl an Versuchen erreicht wird und der Sendevorgang abgebrochen wird.

Um die Möglichkeit zu reduzieren, dass zwei Stationen gleichzeitig senden, weil sie sich gegenseitig nicht hören, definiert der Standard einen *Virtual Carrier Sense Mechanismus*. Dieser Mechanismus kann wie folgt beschrieben werden. Eine Station, die senden möchte, sendet zuerst ein kurzes Kontroll-Paket (RTS - *Request To Send*), welches das Ziel, die Quelle sowie die Dauer der bevorstehenden Übertragung beinhaltet. Die Ziel-Station antwortet auf das RTS (vorausgesetzt das Medium ist frei) Signal mit einem Kontroll-Paket (CTS - *Clear To Send*). Alle Stationen, die entweder das RTS oder das CTS Signal, bzw. beide empfangen, setzen ihren *Virtual Carrier Sense* Indikator (NAV - *Network Allocation Vector*) für die gewünschte Übertragungsdauer.

Dieses Verfahren reduziert die Wahrscheinlichkeit von Kollisionen aufgrund von „versteckten“ Stationen auf der Empfängerseite, weil die Station das CTS Signal wahrnimmt und das Medium für die Dauer der Übertragung reserviert.

Typische LAN Protokolle bestehen aus Paketen mit mehreren hundert Bytes, bei Wireless LANs sind jedoch Pakete mit weniger Bytes aus folgenden Gründen zu bevorzugen:

- Wegen der höheren *Bit Error Rate* (BER) bei der Funkübertragung steigt die Wahrscheinlichkeit von fehlerhafter Übertragung mit der Größe der Pakete.
- der Overhead aufgrund von erneuter Übertragung sinkt bei kleiner werdenden Paketen im Falle von fehlerhaften Paketen.

Auf der anderen Seite macht es keinen Sinn, neue LANs zu entwickeln, die mit Paketen, bestehend aus vielen Bytes, nicht umgehen können, aus diesem Grund wurde dieses Problem durch einen einfachen Fragmentierungsmechanismus im MAC Layer beseitigt.

Dieser Algorithmus ist ein einfacher Sende-und-Warte Algorithmus, wobei es der sendenden Station nicht erlaubt ist ein neues Fragment zu senden, bevor nicht Folgendes eingetreten ist:

- Ein ACK wurde empfangen, oder
- Ein Fragment wurde schon zu oft übertragen, und die Übertragung des Rahmens wird deswegen abgebrochen.

Es sei noch erwähnt, dass eine Übertragung eines Fragments zu anderen Adressen während einer erneuten Übertragung aufgrund eines Übermittlungsfehlers erlaubt. Das ist vor allem dann praktisch, wenn ein *Access Point* (AP) einige noch ausstehende Pakete an andere Destinationen hat, bei denen eine Empfängerstation nicht antwortet.

A.9 LITERATUR:

- [A1] Hans Weinrichter: Einführung in die Nachrichtentechnik, 2002
- [A2] Jens-Rainer Ohm, Hans Dieter Lüke: Signalübertragung, Springer Verlag Berlin Heidelberg New York, ISBN 3-540-67768, 2002
- [A3] University of California, Berkeley – Computer Science Division: Presentation Outline – Radio Fundamentals,
www.cs.berkeley.edu/~randy/Courses/CS294.S96/Fundamentals.pdf
- [A4] Randy H. Katz: Digital Modulation, University of California, Berkeley, 1996
- [A5] Rohde & Schwarz, *BluetoothTM* - Einführung und Messtechnik, Seminar TR208-3, 2004
- [A6] University of Hull: www.emc.york.ac.uk/reports/linkpcp/appD.pdf
- [A7] MAXIM: QPSK Modulation Demystified,
http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/686
- [A8] Jan Boer: Direct Sequence Spread Spectrum Physical Layer Specification IEEE 802.11, Lucent Technologies WCND Utrecht, 1996
- [A9] Sandeep Chenmakeshu, Gary Saulnier: Differential Detection of $\pi/4$ -Shifted-DQPSK for Digital Cellular Radio, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 42, No. 1, Februar 1993, Seite 46-57
- [A10] Bob Pearson: Complementary Code Keying Made Simple, Application Note AN 9850.1, Mai 2000
- [A11] WAVE Wireless Networking: Direct Sequence vs. Frequency Hopping
www.wavewireless.com/classroom/whitepapers/FHSSvDSSS.pdf
- [A12] Wi-Lan Inc.: Wideband Orthogonal Frequency Division Multiplexing (W-OFDM), Version 1.0, 2000
- [A13] Alan C. Brooks, Stephen J. Hoelzer: Design and Simulation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) Signaling, 2001
- [A14] Vijaya Chandran Ramasami: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- [A15] Agilent Technologies, H7216B-337, Wireless Local Area Network (WLAN) Technology Fundamentals Seminar, 2002