



Bundesministerium
für Umwelt, Naturschutz
und Reaktorsicherheit

SCHRIFTENREIHE REAKTORSICHERHEIT UND STRAHLENSCHUTZ

BESTIMMUNG DER EXPOSITION BEI VERWENDUNG KABELLOSER ÜBERMITTLUNGSVERFAHREN IN HAUSHALT UND BÜRO

BMU - 2005-669



WIR STEuern UM AUF ERNEUERBARE ENERGIEN.

BMU – 2005-669

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

Gernot Schmid, Daniel Lager, Patrick Preiner, Richard Überbacher

Georg Neubauer, Stefan Cecil,

ARC Seibersdorf research GmbH

A-2444 Seibersdorf

IMPRESSUM

Dieser Band enthält einen Abschlussbericht über ein vom Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit (BMU) gefördertes Vorhaben. Verantwortlich für den Inhalt sind allein die Autoren. Das BMU übernimmt keine Gewähr für die Richtigkeit, die Genauigkeit und Vollständigkeit der Angaben sowie die Beachtung privater Rechte Dritter. Der Eigentümer behält sich alle Rechte an der weiteren Nutzung oder Vervielfältigung des Berichts vor.

Der Bericht gibt die Auffassung und Meinung des Auftragnehmers wieder und muss nicht mit der des BMU übereinstimmen.

Herausgeber:

Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit

Referat RS I 2

Postfach 12 06 29

53048 Bonn

ISSN 1612-6386

Erscheinungsjahr: 2005

ZUSAMMENFASSUNG

Im Rahmen dieses Forschungsvorhabens wurden gegenwärtig weit verbreitete drahtlose Kommunikationstechnologien, wie sie im Haushalt und für Büroanwendungen eingesetzt werden, hinsichtlich der durch sie verursachten HF-Exposition von Personen untersucht. Speziell WLAN-, Bluetooth- und DECT-Systeme, sowie Babyphones, drahtlose Computerperipherie und drahtlose HiFi- und Videoübertragungstechnologien wurden betrachtet. Nach detaillierter Erhebung der expositionsrelevanten Systemparameter wurden die gegenwärtig verfügbaren Mess- und Berechnungsmethoden im Hinblick auf deren Einsetzbarkeit und Zuverlässigkeit für die Immissionsbestimmung in den elektromagnetischen Feldern der genannten Technologien erhoben und optimierte Mess- und Bewertungsmethoden entwickelt.

Unter Verwendung der erarbeiteten bzw. ausgewählten Verfahren wurden frequenzselektive Immissionsmessungen in realen WLAN-Netzen und DECT-Anlagen durchgeführt. Anhand der messtechnisch untersuchten WLAN-Installationen wurde die Einsetzbarkeit von numerischer Feldberechnungssoftware auf Basis optischer Ausbreitungsmodelle (*Wireless Insite 2.0.5*) und die Aussagekraft der damit erhaltenen Berechnungsergebnisse verifiziert. Mittels der genannten Software konnten schließlich Immissionsbeurteilungen in hypothetischen (generischen) Szenarien unter der Annahme extrem hoher Nutzungsdichte der interessierenden drahtlosen Kommunikationstechnologien durchgeführt werden.

Zusätzlich erfolgten Immissionsfeldstärkemessungen in der Umgebung (in 1m und 3m Abstand) einer Produktauswahl von Babyphones, DECT-Schnurlostelefonanlagen und drahtlosen Kopfhörersystemen, sowie einer drahtlosen Computertastatur, einer drahtlosen WebCam und eines drahtlosen Videoübertragungssystems. Für körpernah betriebene Geräte wurden teilweise SAR-Messungen in homogenen Phantomen und FDTD-Berechnungen in anatomischen Körpermodellen durchgeführt.

Die Untersuchungsergebnisse zeigten, dass unter üblichen Nutzungsbedingungen die normgerecht beurteilten (d.h., räumlich über Körperdimensionen und zeitlich über 6 Minuten gemittelten) Immissionen von DECT-, WLAN(IEEE 802.11b,g)-, und Bluetooth-Geräten im Bereich von deutlich unter 0,1% der Referenzwerte der EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG liegen. Zeitliche und räumliche Spitzenwerte der Immissionsgrößen können aufgrund der eingesetzten Modulations-, Zugriffs- und Duplexverfahren, sowie aufgrund von Wellenausbreitungsphänomenen 2-3 Größenordnungen höher liegen. Im Hinblick auf seriöse Risikokommunikation wird für die praktische Immissionsbestimmung daher empfohlen, neben den (messtechnisch relativ einfach zu erfassenden) Immissions-Spitzenwerten, auch den (eventuell etwas aufwändiger abzuschätzenden) Bereich der tatsächlich zu erwartenden mittleren Immissionen in den Messberichten zu dokumentieren. Höhere Expositionswerte als die oben angegeben können in Einzelfällen, z.B., bei körpernahe Betrieb der Sendegeräte auftreten. Bei WLAN(IEEE 802.11b,g)- und Bluetooth-Geräten der Klasse 1 (Sendeleistung bis zu 100 mW EIRP) können die dabei auftretenden SAR-Werte (10 g Mittelwerte) bei einzelnen Geräten und unter ungünstigen Bedingungen die Größenordnung von ca. 1 W/kg erreichen (Basisgrenzwert nach EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG: 2 W/kg). Aus den durchgeführten Messungen und Berechnungen, sowie aus der gegenwärtig vorliegenden Literatur kann jedoch geschlossen werden, dass in den meisten Fällen und unter üblichen Nutzungsbedingungen die von diesen Geräten verursachten maximalen SAR-Werte

wesentlich (d.h., 1-2 Zehnerpotenzen) geringer sein werden. Überschreitungen des oben genannten Basisgrenzwertes durch den körpernahen Betrieb von WLAN(IEEE 802.11b,g)- oder Bluetooth-Geräten der Klasse 1 konnten weder im Rahmen dieses Forschungsvorhabens, noch in der derzeit verfügbaren Literatur gefunden werden. Die von DECT-Mobilteilen und Bluetooth-Geräten der Klassen 2 und 3 maximal verursachten SAR-Werte (10 g Mittelwerte) im Körper können schon auf Basis elementarer theoretischer Überlegungen den Wert von 1 W/kg (DECT-Mobilteil bzw. Bluetooth Klasse 2) bzw. 0,1 W/kg (Bluetooth Klasse 3) nicht überschreiten. Die tatsächlich bei üblichem Gebrauch dieser Geräte maximal auftretenden 10 g Mittelwerte der SAR-Werte können jedoch wesentlich geringer erwartet werden als die genannten theoretisch maximal möglichen Werte.

Die HF-Immissionen in der Umgebung der untersuchten Babyphones, DECT-Schnurlostelefonanlagen, drahtlosen Kopfhörersystemen, sowie jeweils einem Vertreter von drahtlosen Computertastaturen, WebCams und drahtloser Videoübertragungssysteme führten in 1 m bzw. 3 m Abstand durchwegs zu Maximalimmissionen deutlich unterhalb der Referenzwerte nach EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG. Je nach Gerätetyp und Sendeleistung bewegten sich die maximalen, zeitlich gemittelten Immissionen im Bereich 0,04% - 3,7% (1 m Abstand) und 0,015% - 1,4% (3 m Abstand) der oben genannten Referenzwerte. In geringeren Abständen zu den Geräten können sich naturgemäß höhere Immissionswerte ergeben. In einem speziellen Fall eines Babyphone mit bis zu 500 mW Sendeleistung (446 MHz) wurden SAR-Messungen bei körpernahe Betrieb des Gerätes an einem homogenen Phantom durchgeführt um Aussagen über die maximale Exposition bei Positionierung des Gerätes im Kinderbett treffen zu können. Die maximale über 10 g gemittelte SAR betrug 0,13 W/kg, das sind 6,5% des Basisgrenzwertes nach EU-Ratsempfehlung.

SUMMARY

In the frame of this research project presently available and widely spread wireless communication technologies, as used in household and office environment, were investigated with respect to personal RF exposure. Especially WLAN-, Bluetooth- and DECT systems, as well as baby surveillance devices, wireless computer peripherals and wireless audio and video transmission systems were considered. Following a detailed survey of all system parameters relevant for the RF emissions of the considered devices, the presently available methodologies of exposure assessment by measurements as well as by computer simulations were reviewed and evaluated with respect to their applicability and reliability.

Using a selection of the best suited methods frequency selective measurements in real WLAN networks and DECT installations were carried out. Based on the obtained measurement results the applicability of numerical computer simulation software for exposure assessment based on optical propagation models (*Wireless Insite 2.0.5*) was evaluated and the validity of the calculation results was verified. Finally, personal exposure in selected places of real as well as hypothetical exposure scenarios was assessed using the mentioned software tool.

Furthermore, the undisturbed field strengths in the surrounding (at 1 and 3 m distance) of selected products of baby surveillance and DECT-devices, wireless headphone transmitters, wireless computer peripherals, a webcam and a wireless video transmission system were measured. For devices operated in close proximity to the body SAR measurements in homogeneous phantoms as well as FDTD based simulations using anatomical body models were carried out.

The obtained results showed, that under intended use conditions personal exposure from DECT- WLAN and Bluetooth devices can typically be expected well below 0,1% of the reference value of the EC recommendation 1999/519/EC, if the exposure quantities are evaluated accordingly, i.e., if spatial and time averaging is performed. Temporal and spatial peak values of the exposure quantities can be approximately 2-3 orders of magnitude higher due to the modulation-, media access and duplex schemes of the considered technologies. Therefore, with respect to risk communication, it is recommended that beside (easily assessable) peak values also the range of the expected time and spatially averaged exposure quantities should be indicated in corresponding test reports (even if the assessment of time and spatially averaged quantities needs comparatively more effort). In individual cases higher personal exposure than stated above can occur, e.g., if WLAN (IEEE 802.11b,g) or Bluetooth class 1 devices (transmit power up to 100 mw EIRP) are operated in close proximity to the body. In such cases and under adverse conditions the 10g averaged spatial peak SAR can reach the order of magnitude of approximately 1 W/kg (basic restriction according to EC recommendation 1999/519/EC is 2 W/kg). From the measurements and calculations carried out in this project, as well as from currently available literature it can be derived, however, that in most cases and under normal use conditions the 10g averaged spatial peak SAR can be expected typically 1-2 orders of magnitude lower. Cases of WLAN- or Bluetooth class 1 applications where the above mentioned basic restriction was exceeded could be found neither in the present study nor in the currently available literature. Based on fundamental theoretical considerations, the maximum personal exposure from DECT devices and Bluetooth devices of class 2 or 3 can not exceed the value of 1 W/kg in terms of 10g averaged spatial peak SAR.

Actually appearing SAR values during the use of such devices however, can be expected significantly lower than this theoretically derived maximum value.

The maximum electric field strengths measured at 1 m and 3 m distance to the considered baby surveillance- and DECT devices, wireless headphone transmitters, as well as one representative product of wireless keyboards, Webcams and wireless video transmission systems were found to be well below the reference levels according to the EC recommendation 1999/519/EC. Depending on the type of the considered device and depending on the effective transmit power the maximum time averaged electric field strengths were found to be in the range of 0.04% - 3.7% (1 m distance) and 0.015% - 1.4% (3 m distance) of the above mentioned reference levels, respectively. At closer distances, of course, higher field strengths are possible. In one special case of a baby surveillance device with a specified transmit power of 500 mW (at 446 MHz) SAR measurements were carried out under worst case conditions using a flat homogeneous body phantom in order to evaluate the maximum possible exposure in terms of SAR. In this case the maximum 10g averaged spatial peak SAR was found to be 0.13 W/kg, corresponding to 6.5% of the basic restriction according to the EC recommendation.

INHALT

ZUSAMMENFASSUNG	1
SUMMARY	3
INHALT	5
1 EINLEITUNG	9
2 ÜBERSICHT ÜBER GEGENWÄRTIGE UND ZUKÜNFTIGE TECHNOLOGIEN	11
2.1 Schnurlostelefone	11
2.1.1 Auslaufende bzw. veraltete Technologien CT1, CT1+ und CT2	11
2.1.2 Digital Enhanced Cordless Telecommunications (DECT)	12
2.2 Lokale Funknetzwerke - Wireless LAN (WLAN)	16
2.2.1 Systeme nach IEEE Standard 802.11	16
2.2.1.1 WLAN-Standards IEEE 802.11 und IEEE 802.11b	16
2.2.1.2 WLAN-Standard IEEE 802.11a	23
2.2.1.3 WLAN-Standard IEEE 802.11g	25
2.2.1.4 WLAN-Standard IEEE 802.11h	28
2.2.1.5 Wi-Fi.....	29
2.2.1.6 Gegenwärtige WLAN-Produkte, Anwendungen und Antennen	29
2.2.1.7 Vorliegende Berichte betreffend HF-Immissionen durch IEEE 802.11x WLANs	30
2.2.2 HomeRF/SWAP	33
2.2.3 Systeme nach ETSI (BRAN) Standards	36
2.2.3.1 HiperLAN/1	36
2.2.3.2 HiperLAN/2	36
2.2.3.3 Hiperaccess, Hiperlink und HiperMAN	41
2.2.4 Systeme nach japanischen Standards (MMAC)	42
2.2.5 Der Standard IEEE 802.16 (<i>WiMAX</i>)	42
2.3 Kleinräumige lokale Funknetzwerke – Wireless Personal Area Networks (WPAN)	43
2.3.1 <i>Bluetooth™</i>	44
2.3.2 Systeme nach IEEE Standard 802.15	48
2.4 Weitere Funkanwendungen in Haushalt und Büro	49
2.4.1 Babyphon	50
2.4.2 Drahtlose Videoübertragung	50
2.4.3 Drahtlose Maus und Tastatur.....	50
2.4.4 Drahtlose Audioübertragung (Funkkopfhörer)	50
2.4.5 Drahtlose Steuerungen und Überwachungsanlagen	51

3	METHODEN ZUR EXPOSITIONSBESTIMMUNG	52
3.1	Analytische Feldberechnung	52
3.1.1	Fernfeld	52
3.1.2	Nahfeld	54
3.2	Feldmessung	54
3.2.1	Breitbandmessungen	55
3.2.1.1	Elektrische Feldsonden	55
3.2.1.2	Magnetische Feldsonden	56
3.2.1.3	Unsicherheiten und Grenzen der Einsetzbarkeit	57
3.2.2	Frequenzselektive Messung	63
3.2.2.1	Systematische Unsicherheiten und Grenzen der Aussagekraft frequenzselektiver Messungen bei der Expositionserfassung in den Feldern verschiedener drahtloser Kommunikationstechnologie	65
3.2.2.2	Kommerzielle frequenzselektive Mess-Systeme	80
3.3	SAR-Messungen für körpernahe Anwendungen	84
3.3.1	Allgemeines	84
3.3.2	Unsicherheiten und Grenzen der Einsetzbarkeit	87
3.4	Numerische Methoden zur Expositionserfassung	89
3.4.1	Feldtheoretische Rechenverfahren	89
3.4.1.1	Kommerzielle Softwarepakete auf Basis feldtheoretischer Verfahren	91
3.4.2	Optische Näherungsverfahren	92
3.4.2.1	Kommerzielle Softwarepakete auf Basis optischer Näherungsverfahren	94
3.5	Einsatz numerischer Methoden zur Expositionsbestimmung in der Praxis	95
3.5.1	Simulation großräumiger Szenarien	95
3.5.1.1	Grundlagen	95
3.5.1.2	Verifizierung der Zuverlässigkeit anhand einfacher Szenarien	95
3.5.2	Simulation körpernaher Anwendungen	108
3.5.2.1	Grundlagen	108
3.5.2.2	Unsicherheitsfaktoren und Grenzen der Einsetzbarkeit	108
3.5.3	Berücksichtigung zeitlich schwankender Expositionsbedingungen	110
3.6	Konzept für eine umfassende Expositionserfassung	111
3.6.1	Worst Case Abschätzungen	112
3.6.1.1	Schwenkmethode	112
3.6.1.2	Raumrastermethode	113
3.6.2	Konzept zur Analyse der tatsächlichen Immissionen auf Basis statistischer Kenngrößen	114
3.6.2.1	Numerisches statistisches Immissionsbewertungsmodell	114
4	GEGENWÄRTIGER STAND DER GRENZWERTGEBUNG	124
4.1	Dokumente von CENELEC und IEC	124

4.2 Dokumente von IEEE	127
5 IMMISSIONSBESTIMMUNG IN REALEN WLAN-SZENARIEN.....	129
5.1 WLAN Szenario 1 (Krankenhaus-Schwesternstützpunkt)	129
5.1.1 Messergebnisse	130
5.1.2 Simulationsergebnisse	131
5.1.3 Vergleich von Mess- und Berechnungsergebnissen.....	134
5.2 WLAN Szenario 2 (Büroraum).....	135
5.2.1 Messergebnisse	137
5.2.2 Simulationsergebnisse	138
5.2.3 Vergleich von Mess- und Berechnungsergebnissen.....	140
5.3 SAR-Bestimmung bei körpernah betriebenen WLAN-Geräten.....	140
5.3.1 SAR-Messungen im homogenen Phantom.....	140
5.3.2 Numerische (FDTD) SAR-Berechnungen.....	142
5.4 Schlussfolgerungen aus den WLAN Mess- und Berechnungsergebnissen	146
6 IMMISSIONSBESTIMMUNG IM BEREICH REALER DECT-INSTALLATIONEN	148
6.1 DECT Szenario 1 (Büroraum, ca. 10 m Distanz zur nächsten BS)	148
6.1.1 Messergebnisse	149
6.2 DECT Szenario 2 (Büroraum, ca. 5 m Distanz zur nächsten BS)	151
6.2.1 Messergebnisse	152
6.3 Schlussfolgerungen aus den DECT Messungen	154
7 TYPISCHE IMMISSIONEN DIVERSER GERÄTE IM HAUSHALT UND IM BÜRO	155
7.1 Babyphones.....	155
7.1.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung.....	155
7.1.2 SAR-Messung	156
7.2 DECT-Geräte.....	156
7.2.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung.....	156
7.2.2 Berichtete SAR-Werte.....	157
7.3 Drahtlose Kopfhörer-Systeme	158
7.3.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung.....	158
7.4 Drahtlose Computertastatur	158
7.4.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung.....	158
7.5 Drahtlose Webcam.....	158
7.5.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung.....	158
7.6 Drahtloses Video-Übertragungssystem.....	159
7.6.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung.....	159
7.7 Bluetooth USB-Stick	159

7.7.1	Untersuchtes Gerät	159
7.7.2	SAR-Messungen im homogenen Phantom.....	160
7.7.3	Numerische (FDTD) SAR-Berechnungen.....	161
8	IMMISSIONSBESTIMMUNG IN GENERISCHEN SZENARIEN	166
8.1	HAUSHALTS-SZENARIO MIT WLAN, DECT UND BABYPHONE	166
8.1.1	Modellierung.....	166
8.1.2	Berechnungsergebnisse	167
8.2	CALLCENTER-SZENARIO MIT INTENSIVER WLAN- UND DECT- NUTZUNG.....	171
8.2.1	Modellierung.....	171
8.2.2	Berechnungsergebnisse ohne Anwesenheit von Personen	172
8.2.3	Auswirkungen der Anwesenheit von Personen auf die Expositionsverhältnisse.....	175
8.2.4	Statistische Modellierung der Exposition	180
9	LITERATUR	185
	ANHANG	192

1 EINLEITUNG

Die technische Entwicklung der letzten Jahre und der Trend zur mobilen Kommunikation hat dazu geführt, dass drahtlose Übermittlungsverfahren nicht mehr auf großräumige Netzwerkarchitekturen und professionelle Funkdienste beschränkt sind, sondern vermehrt auch in klein- und kleinräumigen Netzwerkarchitekturen und im privaten Bereich eingesetzt werden. Neben den schon seit mehreren Jahren weit verbreiteten Schnurlostelefonen (z.B. DECT) als mobile Erweiterung des Festnetz-Telefons, oder als drahtlose Nebenstellenanlage, wurden auch im Bereich der Datennetzwerke drahtlose Technologien (Wireless Local Area Network, WLAN) zum technischen Standard. Diese Technologien bieten sich einerseits als Ersatz für kabelgebundene Techniken (z.B. Ethernet) an, wo Neuverkabelung zu kostspielig und aufwändig erscheint, und andererseits bieten WLANs auch völlig neue Möglichkeiten hinsichtlich der Flexibilität des Benutzers. So ist z.B. Internetzugang in öffentlichen Gebäuden oder Plätzen mit dem eigenen Notebook ohne eine Kabelverbindung möglich. Flughäfen, Hotels, Bahnhöfe und Internet-Cafes bieten heute bereits sogenannte *Hot Spots*, 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 802.11x. Allerdings sind bereits heute auch einige andere Standards und Technologien vorhanden bzw. stehen entsprechende Produkte unmittelbar vor der Markteinführung (z.B. WiMAX).

Neben 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, existieren gegenwärtig auch Technologien 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™* bzw. die im Standard IEEE 802.15 definierten Verfahren. Neben den genannten standardisierten digitalen Technologien existieren viele weitere herstellereigenspezifische Funk-Anwendungen für den Einsatz im Haushalt bzw. im Büro. Beispiele dafür sind Babyphones, drahtlose Webcams, diverse Computerperipherie, Funkkopfhörer, drahtlose Videoübertragung, sowie eine Vielzahl von drahtlosen Steuer- und Überwachungsgeräten (z.B. Garagentoröffner, Alarmanlage, Wetterstation, usw.).

Aus funktechnischer Sicht bilden all diese Anwendungen ein extrem heterogenes Bild. Die genutzten Frequenzen liegen weit gestreut im Bereich von ca. 27 MHz bis 2,45 GHz, wobei zur Kommunikation die unterschiedlichsten Modulations- Zugriffs- und Duplexverfahren verwendet werden, mit Sendeleistungen im Bereich zwischen ca. 1 mW bis zu ca. 500 mW.

Im Lichte dieser Entwicklungen 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, wobei bei

der Beschreibung der Technologien expositionsrelevante Parameter im Vordergrund stehen.

In weiterer Folge werden die heute verfügbaren Methoden zur Expositionsbestimmung im Hochfrequenz- (HF-) und Mikrowellenbereich vorgestellt und bezüglich ihrer Vor- und Nachteile im Hinblick auf die Expositionserfassung in den elektromagnetischen Feldern der interessierenden Funkanwendungen diskutiert, sowie optimierte Mess- und Beurteilungsverfahren entwickelt.

Schließlich werden anhand von Messungen und numerischen Berechnungen in realen Expositionsszenarien bzw. an realen Geräten die von diesen Funktechnologien zu erwartenden Expositionen ermittelt, wobei sowohl typische Expositionen als auch Worst-Case Szenarien betrachtet werden.

Ergänzend zur Expositionsbestimmung in realen Szenarien, werden auf Basis von Computersimulationen auch hypothetische Szenarien untersucht, um die Größenordnung der maximal möglichen HF-Exposition bei sehr hoher (in Zukunft vielleicht aber typischer) Anwendungsdichte von drahtlosen Übermittlungsverfahren im Haushalt und im Büro abschätzen zu können.

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.

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 - 932 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 Festnetztelefons; 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. $417 - 368 = 49 \mu$ 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 Zeitschlitz (*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-Zeitschlitz (*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.

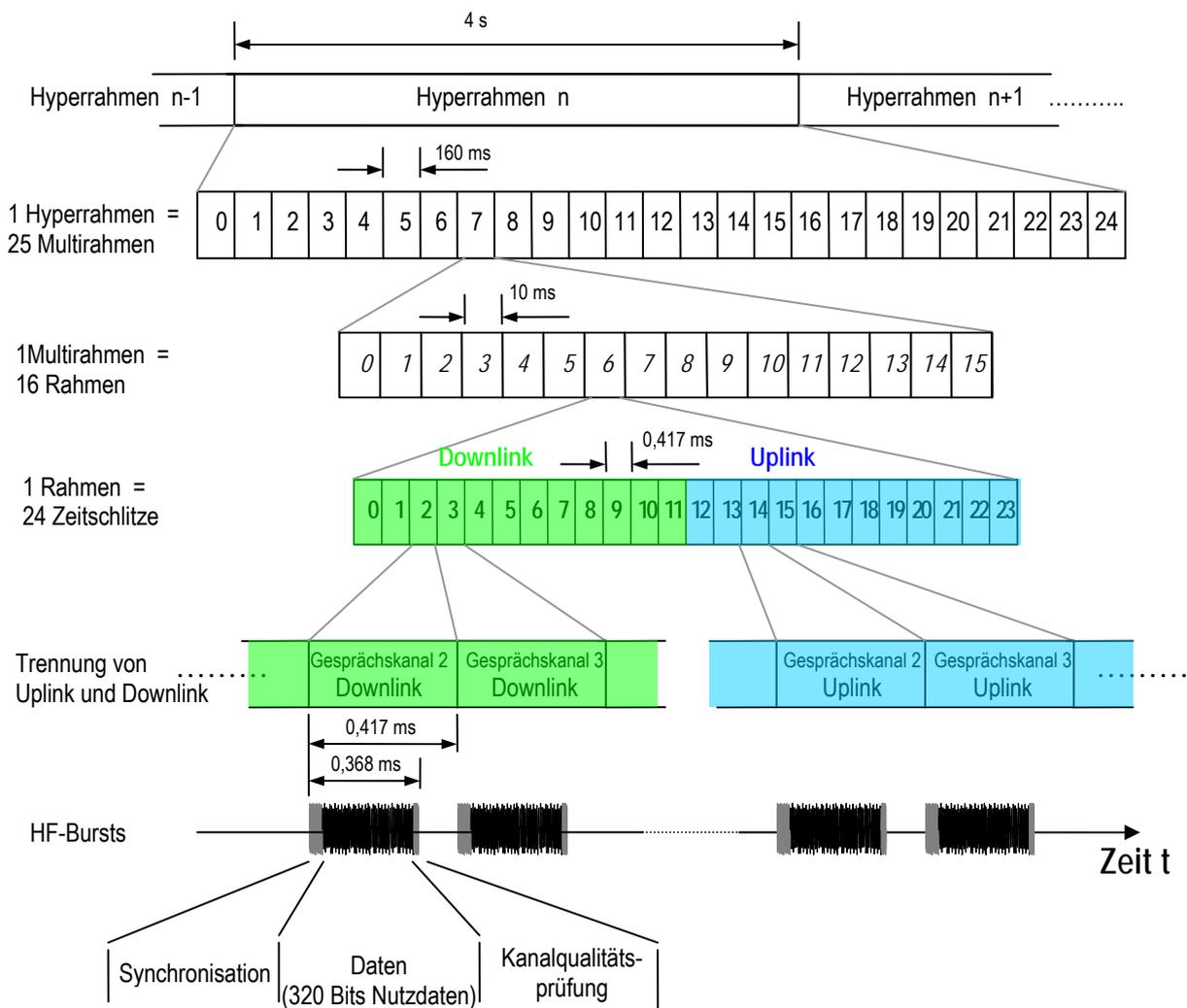


Abbildung 2.1: Schema der Standard-Rahmen und Timingstruktur bei DECT.

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.

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), 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 (Draht gebundene) 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 *Inter-cell-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: $250 \cdot 0,368/10 = 9,2$ 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 aufwändig 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

² GFSK ... Gaussian Frequency Shift Keying

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 aufwändigere 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“. 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).

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.

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,

³ DBPSK ..Differential Binary Phase Shift Keying

⁴ DQPSK ..Differential Quaternary Phase Shift Keying

ohne dass gegenseitige Beeinflussungen erwartet werden müssen (siehe Abbildung 2.1).

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.

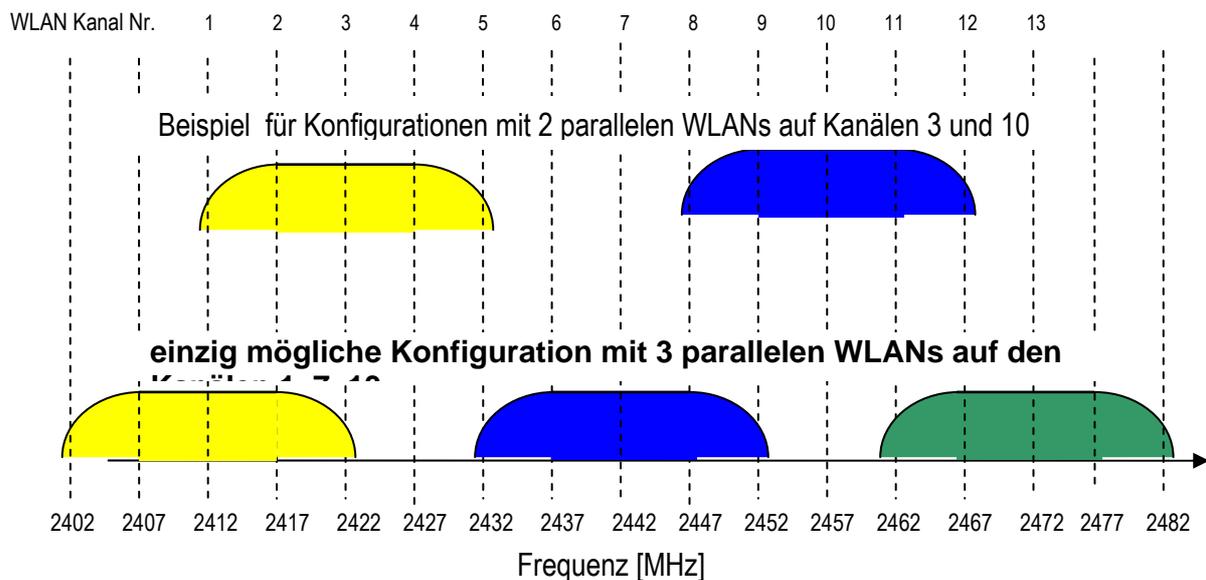


Abbildung 2.1: Mögliche Nutzungen des 2,4 GHz ISM-Bandes für WLANs nach IEEE 802.11b. Will man 3 räumlich überlappende unabhängige WLANs ohne gegenseitige Beeinflussungen betreiben, so ergibt sich aufgrund der beschränkten Frequenzressourcen und der 22 MHz Bandbreite nur eine möglich Konfiguration (Kanal 1,7,13). Für 2 unabhängige WLANs können dementsprechend mehrere unterschiedliche Konfigurationen gefunden werden.

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 2.2 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 2.2 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 2.1), 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 2.2 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.

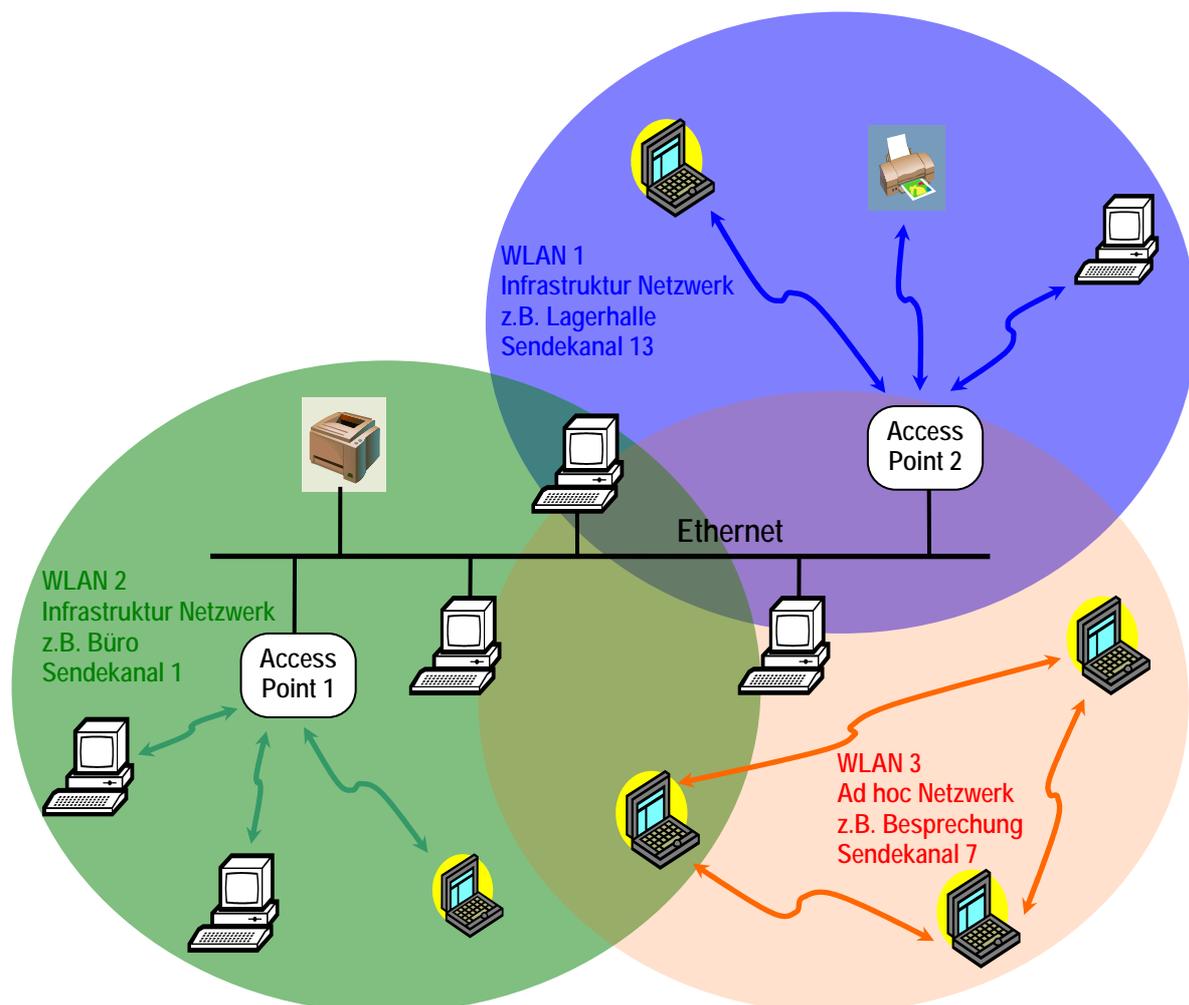


Abbildung 2.2: Beispiel zur Illustration der beiden grundsätzlich unterschiedlichen Netzwerkarchitekturen bei WLANs nach IEEE 802.11. Zwei WLAN Sub-Netze (*Infrastruktur Netzwerke*, blau und grün) sind über zwei Access Points an das bestehende Ethernet angebunden. Werden die beiden WLAN-Subnetze günstig 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.

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 „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 2.3 zeigt dies anschaulich an einem einfachen Beispiel eines *ad-hoc Netzwerks*. 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 Sende 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 2.4). 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.

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*.

⁵ Dieses Prinzip ist sehr ähnlich dem beim kabelgebundenen Ethernet verwendeten CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection). 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 Avoidance“)

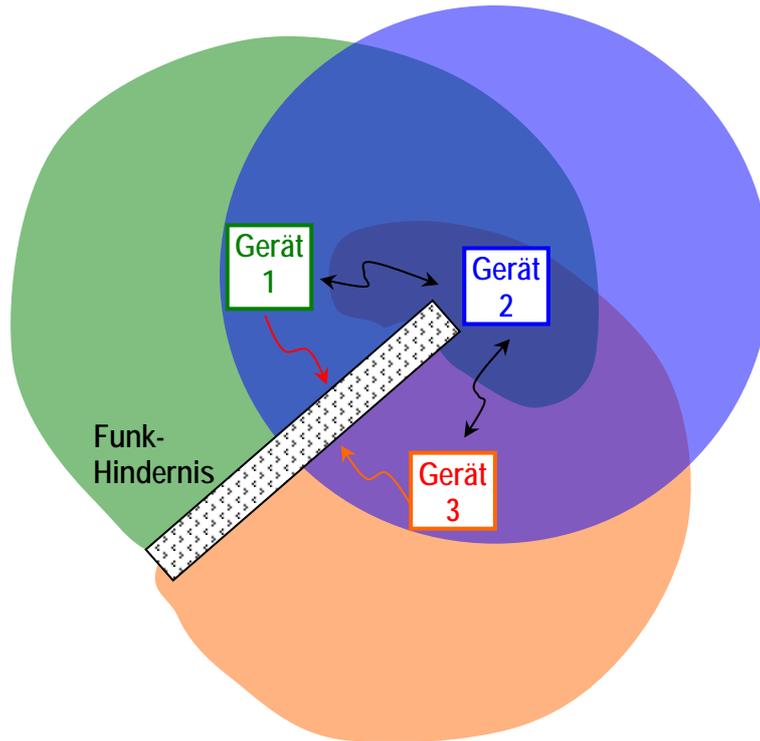


Abbildung 2.3: Beispiel zur Illustration des *Hidden Node* Problems, bei dem einzelne Geräte nicht zu allen anderen Geräten im selben WLAN Funkkontakt haben. Gerät 1 liegt im Funkfeld von Gerät 2, jedoch außerhalb der Reichweite von Gerät 3. Gerät 2 hat Funkkontakt zu allen anderen Geräten und Gerät 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.

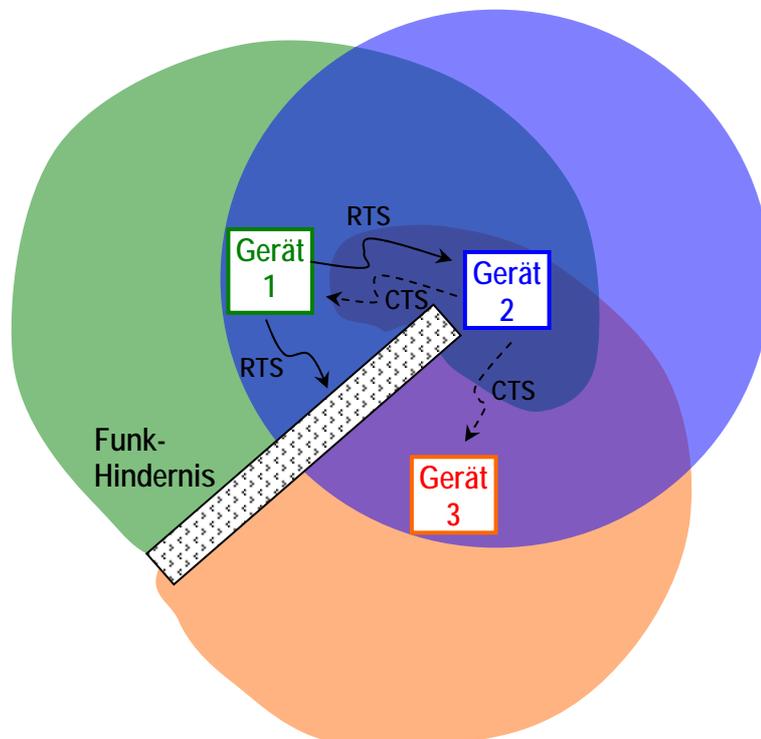


Abbildung 2.4: Lösung des *Hidden Node* Problems in IEEE 802.11 Netzwerken durch ein *Handshaking* Verfahren unter Verwendung von *Request to Send* (RTS) und *Clear to Send* (CTS) Kommandos.

Sendeleistung

Die für WLAN-Geräte im 2,4 GHz ISM-Band maximal zulässige abgestrahlte Sendeleistung beträgt in Europa 100 mW EIRP. 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 Vollausslastung 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 getroffenen Annahme nach jedem Datenpaket zumindest eine Bestätigungsmeldung des Empfänger-Gerätes abgewartet werden muss, wodurch sich auch für ein unter Vollast sendendes WLAN-Gerät zwangsläufig kurze Sendepausen ergeben. Bei Mittelungsintervallen von größer als einige hundert Millisekunden, liegt die mittlere von einem WLAN-Gerät maximal (unter Vollast) abgestrahlte Sendeleistung daher bereits aus theoretischen Überlegungen mindestens ca. 20% unterhalb der maximal zulässigen Spitzenleistung von 100 mW (bei Annahme langer Datenpakete) [12]. 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. In der Praxis wird die mittlere abgestrahlte Leistung jedoch deutlich unterhalb dieses theoretischen Wertes liegen. Nach [12] zeigten praktische Messungen in WLAN-Netzen, dass Access Points ca. 40-50% der Zeit senden, während Clients durchschnittlich 10-15% der Zeit HF-Leistung abstrahlen. Diese Messdaten wurden in Betriebsnetzen mit 2-3 Access Points und 15-20 aktiven Clients erhoben. Für den praktisch üblichen Fall einer nur gelegentlichen Beteiligung eines WLAN-Gerätes am Datenverkehr im Netzwerk, sind daher gegenüber der maximalen Sendeleistung entsprechend reduzierte mittlere abgestrahlte Sendeleistungen zu erwarten, die je nach Länge des betrachteten Mittelungsintervalls und des tatsächlichen Datenverkehrs um 2-3 Zehnerpotenzen unterhalb von 100 mW liegen können (untere Grenze ist durch Aussendung des *Beacons* gegeben).

2.2.1.2 WLAN-Standard IEEE 802.11a [8], [10], [13], [14]

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 (TPC, *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 TPC und DFC vor (siehe Kapitel 2.2.1.4).

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) 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 2.5 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-Kodieraten erreicht. Tabelle 2.2 fasst die bei IEEE 802.11a verwendeten Modulations- und Kodierungsformen für die unterschiedlichen Datenraten zusammen.

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.

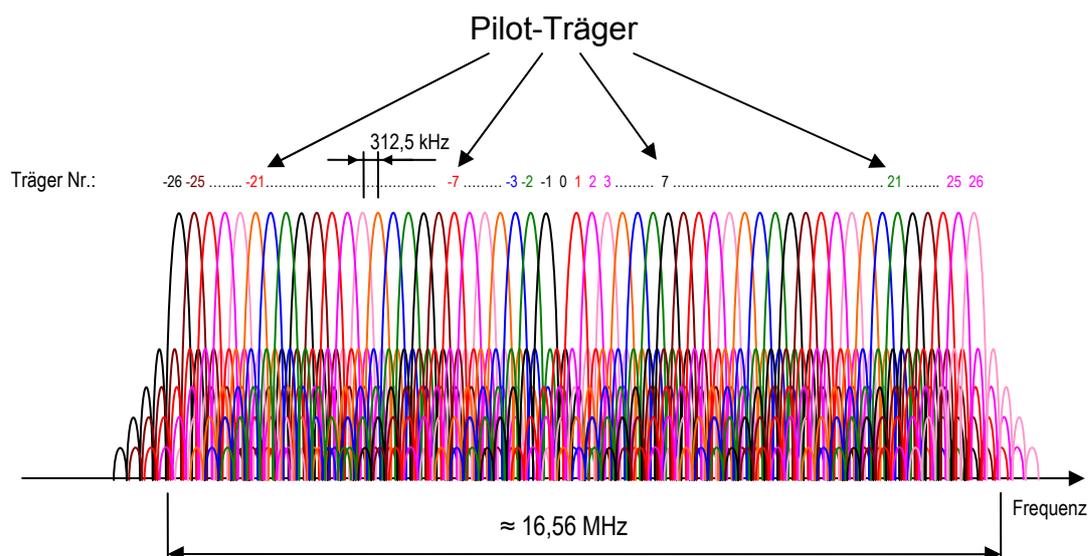


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung des Spektrums einer Funkübertragung nach IEEE 802.11a. Insgesamt werden 48 modulierte Datenträger plus 4 Pilot-Träger gleichzeitig übertragen. Die Überlagerung der insgesamt 52 jeweils 312,5 kHz breiten Trägersignale belegt ca. 16,56 MHz Bandbreite im vorgesehenen 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. Kodierraten zur Erreichung der definierten Bitraten nach IEEE 802.11a.

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 (TPC, *Transmit Power Control*) und einer dynamischen Frequenzwahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*). Mit diesen beiden Merkmalen wären 200 mW EIRP als maximale Sendeleistung zulässig. Der IEEE Standard 802.11h sieht eine Ergänzung des Standards IEEE 802.11a mit TPC und DFC vor (siehe Kapitel 2.2.1.4).

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. 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 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 bereits aus theoretischen Überlegungen mindestens ca. 20% unterhalb der maximal zulässigen Spitzenleistung von 100 mW (bei Annahme langer Datenpakete) [12]. 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 Mittelungsintervalls und des tatsächlichen Datenverkehrs um 2-3 Zehnerpotenzen unterhalb der maximalen Sendeleistung liegen können (untere Grenze ist durch Aussendung des *Beacons* gegeben).

2.2.1.3 WLAN-Standard IEEE 802.11g [8], [10], [14], [15]

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.

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 hier allerdings ausschließlich im 2,4 GHz Band	obligatorisch
9	BPSK		3/4		optional
12	QPSK		1/2		obligatorisch
18	QPSK		3/4		optional
24	16QAM		1/2		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 2.1), 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 2.6 dargestellt aussehen (vgl. auch mit Abbildung 2.1).

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.

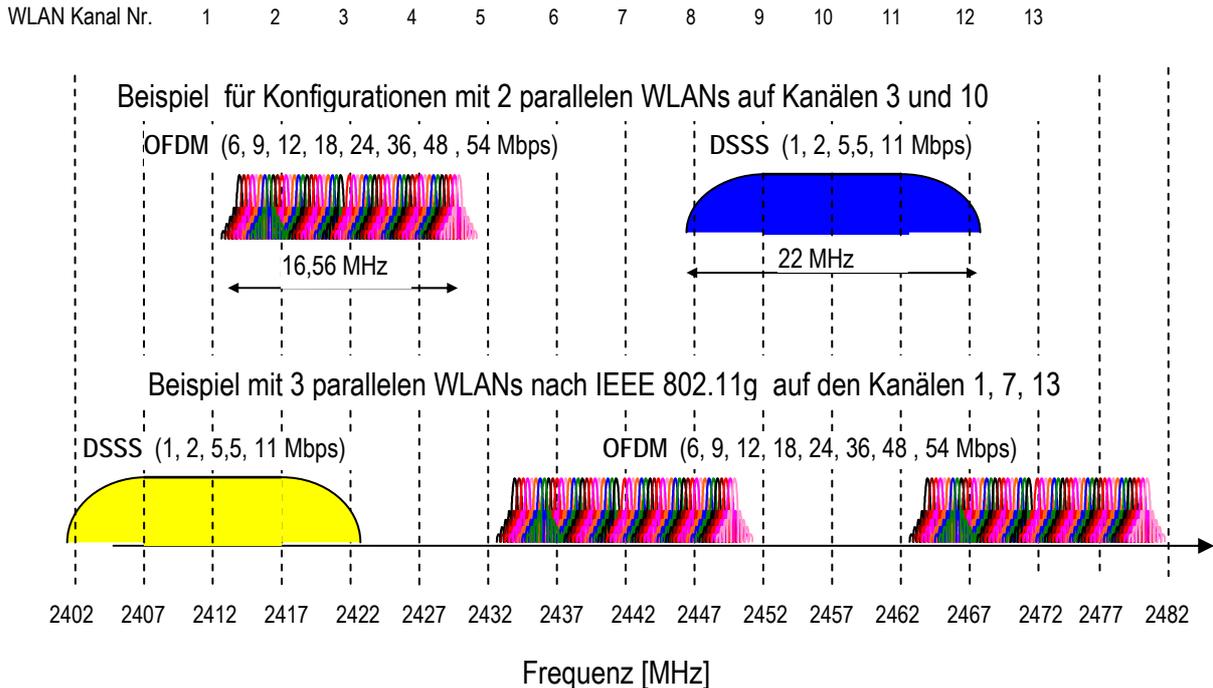


Abbildung 2.6: Mögliche Nutzungen des 2,4 GHz ISM-Bandes für WLANs nach IEEE 802.11g. Als Beispiel sind in der oberen Bildhälfte die Spektren zweier parallel betriebener WLAN-Systeme dargestellt, wobei das auf Kanal 3 betriebene System eine der Bitraten 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 oder 54 Mbps in OFDM überträgt 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.

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 EIRP zulässig. Sendeleistungsregelung ist in IEEE 802.11g keine vorgesehen.

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 Vollaustattung 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 Vollast sendendes WLAN-Gerät zwangsläufig kurze Sendepausen ergeben. Bei Mittelungsintervallen von größer als einige Millisekunden liegt die mittlere von einem WLAN-Gerät maximal (unter Vollast) 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).

2.2.1.4 WLAN-Standard IEEE 802.11h [8], [10], [14], [16]

Allgemeines und Entwicklungsgeschichte

Der neue Standard IEEE 802.11h setzt im Wesentlichen auf IEEE 802.11a auf und erweitert diesen im Hinblick auf eine automatische Sendeleistungsregelung (TPC, *Transmit Power Control*) und eine dynamische Frequenzwahl (DFC, *Dynamic Frequency Selection*). Mit diesen Funktionen werden Geräte nach IEEE 802.11h auch in Europa mit Sendeleistungen bis 200 mW zugelassen. Der Standard ist zwar grundsätzlich fertig, die erhältliche Produktpalette ist derzeit allerdings noch extrem klein. Laut der *WiFi-Alliance* (siehe Kapitel 2.2.1.5) gibt es gegenwärtig (Stand März 2005) erst 3 zertifizierte *Access Point* Produkte und ein einziges zertifiziertes IEEE 802.11h Modul in Form einer Notebook-Einsteckkarte.

Technische Beschreibung

Im Wesentlichen entspricht IEEE 802.11h dem Standard IEEE 802.11a, jedoch erweitert um eine automatische Sendeleistungsregelung (TPC, *Transmit Power Control*) und eine dynamische Frequenzwahl (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). TPC 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.

Sendeleistung

Durch die Implementierung der automatischen Sendeleistungsregelung (TPC, *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 EIRP 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. Der Dynamikbereich der Sendeleistungsregelung

wird im IEEE 802.11h Standard nicht definitiv festgeschrieben und bleibt damit gerätespezifisch. Aus der für IEEE 802.11h Geräte mitgeltenden europäischen Norm EN 301 893 (März 2005) ist jedoch eine Mindestanforderung an die Dynamik der Sendeleistungsregelung von 6 dB abzulesen⁶. Obwohl derzeit noch keine konkreten Daten von bereits WiFi-zertifizierten Geräten vorliegen, kann damit gerechnet werden, dass reale Geräte teilweise wesentlich größere Dynamikbereiche der Sendeleistungsregelung bieten werden.

2.2.1.5 Wi-Fi [17]

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.

2.2.1.6 Gegenwärtige WLAN-Produkte, Anwendungen und Antennen

WLANs in Europa werden derzeit nach wie vor von Geräten nach **IEEE 802.11b** beherrscht, wobei neu auf den Markt kommende Geräte meistens bereits **IEEE 802.11g** implementiert haben (kompatibel zu IEEE 802.11b). 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.

Da sich Geräte nach **IEEE 802.11h** derzeit erst auf der Schwelle zum breiteren Markteinstieg befinden, wird deren Verbreitung noch etwas auf sich warten lassen.

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 und IEEE 802.11g sind Geräte nach IEEE 802.11a daher in Europa selten. Bei den wenigen angebotenen Produkten handelt es sich zumeist um „Dual Band“-Module die sowohl IEEE 802.11a als auch IEEE 802.11b unterstützen.

Weiters werden in Zusammenhang mit IEEE 802.11a 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 [14] mit solchen Systemen, dass aufgrund des zur Abstimmung der beiden parallelen Kanäle notwendigen Verwaltungsaufwandes die tatsächlich nutzbaren Datenraten kaum über 30-40 Mbps liegen.

⁶ Als maximale Sendeleistung auf der niedrigsten Sendeleistungsstufe werden in EN 301 893 Werte von 17 dBm (im Frequenzbereich von 5,250 bis 5,350 GHz) und 24 dBm (im Frequenzbereich von 5,470 bis 5,725 GHz) festgelegt. Als maximale Sendeleistungen in diesen Frequenzbändern sind 23 dBm bzw. 30 dBm definiert. Diese 6 dB Mindestanforderung findet man auch in der RegTP Verfügung 35/2002, welche die gesetzliche Grundlage für die Frequenznutzung durch WLANs im 5 GHz Bereich in Deutschland bildet.

Aufgrund der geringen Kosten und der mittlerweile etablierten Technologien erstreckt sich der Anwendungsbereich von WLAN-Systemen nach IEEE 802.11b und IEEE 802.11g in Europa heute nicht mehr nur auf Insel-Anwendungen im privaten und im Bürobereich. Diese Technologien werden auch als Internetzugänge im öffentlichen Bereich (so genannte *HotSpots*, z.B. auf Flughäfen, Bahnhöfen, u.s.w.) immer häufiger eingesetzt. Allein in Deutschland sollen laut [18] gegenwärtig bereits über 6000 solcher ‚Hot Spots‘ im öffentlichen Bereich im Betrieb sein. Europaweit wird derzeit von ca. 25.000 solcher ‚Hot Spots‘ ausgegangen, Tendenz weiterhin steigend.

Antennen

Als Sendeantennen kommen je nach WLAN-Gerätetyp bzw. Anwendung unterschiedlichste Antennenformen zum Einsatz. 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* im Outdoor-Bereich sind teilweise auch Antennen mit größerer Richtwirkung (Antennengewinn z.B. 18 dBi⁷) erhältlich. Die maximal zulässigen Sendeleistungen für WLAN-Komponenten im 2,45 GHz-Band sind in Europa als 100 mW EIRP (äquivalente Strahlungsleistung unter Annahme isotroper Abstrahlung) definiert. Diese Begrenzung der maximal erlaubten Sendeleistung für WLANs erfolgt in Deutschland durch die RegTP-Verfügung Vfg. 89/2003. Bei Verwendung von Gewinnantennen muss daher (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, wie erwähnt, 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 gesetzeskonformen) Situationen kommen kann, in denen vor allem in Hauptstrahlrichtung von Gewinnantennen Leistungsflussdichten auftreten, die wesentlich über jenen liegen, wie sie bei Einhaltung des EIRP-Limits zu erwarten wären.

2.2.1.7 Vorliegende Berichte betreffend HF-Immissionen durch IEEE 802.11x WLANs

Trotz der rasanten Verbreitung der WLAN-Technologien in den vergangenen Jahren liegen nur sehr wenige Daten hinsichtlich der Exposition von Personen durch die emittierten HF-Felder vor.

Eine der ersten öffentlich zugänglichen Arbeiten war ein Gutachten des nova Instituts (50254 Hürth, Deutschland) aus 2001, im Rahmen dessen die Immissionen des an der Universität Bremen installierten WLANs erfasst wurden [19]. 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 (10 W/m²) der 26. BImSchV. In 20 cm Abstand zu den WLAN-Netzwerkkarten wurden maximal 1,58 % dieses Grenzwertes für die Leistungsflussdichte festgestellt. Hierzu

⁷ z.B. Patch-Antenne *Netgear ANT24D18*

muss bemerkt werden, dass den eigentlichen Messergebnissen pauschal ein Sicherheitsfaktor von 6 dB zugeschlagen wurde. Begründet wird dieser Sicherheitszuschlag mit den möglichen vorhandenen Fehlerquellen (Kalibrierunsicherheiten, Feldschwankungen durch Personen im Raum, Feldinhomogenitäten zufolge Reflexionen). Weiters ist anzumerken, dass bei der Beschreibung der Messmethode zwar von Zero-Span Messungen gesprochen wird, jedoch die Abbildungen auf die in diesem Zusammenhang verwiesen wird (Screenshots vom Display des Spektrumanalysators) keine Zero-Span Messungen zeigen. Über den verwendeten Detektor-Typ, sowie über etwaige Korrekturen hinsichtlich des Verhältnisses von Auflösungsbandbreite zu Signalbandbreite werden leider keine Angaben gemacht. Da jeweils nur die Burst-Amplituden gemessen wurden, werden die Messwerte von den Autoren als Maximalwerte („Worst Case“-Werte) bei voller Auslastung der WLAN-Geräte interpretiert. Dazu ist jedoch anzumerken, dass auch theoretisch ein WLAN-Gerät nicht ununterbrochen über längere Zeit senden kann, da die Netzwerk-Übertragungsprotokolle 'Acknowledge'-Pakete der Empfangsstation vorsehen, während derer die Sendestation nicht sendet. Setzt man voraus, dass die Bandbreitenkorrektur der Messwerte korrekt vorgenommen wurde, so stellen die in [19] präsentierten Immissionswerte daher mit hoher Wahrscheinlichkeit grobe Überbewertungen der realistischere zu erwartenden mittleren Immissionen dar. Die angegebenen Messwerte können aber als Burst-Spitzenwerte interpretiert werden (korrekte Bandbreitenkorrektur und Verwendung eines RMS-Detektors vorausgesetzt). Kann eine entsprechende Bandbreitenkorrektur nicht vorausgesetzt werden, so ist keine Einschätzung der Aussagekraft der angegebenen Messwerte möglich.

In einem weiteren Gutachten desselben Instituts wurden 2004 weitere Immissionsmessungen am erweiterten WLAN-Netz der Universität Bremen durchgeführt [20], wobei sowohl Messungen in Innenräumen, als auch Messungen im Außenbereich (nahe Außenantennen) durchgeführt wurden. Es wurden sowohl WLAN Immissionen im 2,45 GHz Band (IEEE 802.11b,g) als auch im 5,2 GHz Band (IEEE 802.11a) erfasst. Anders als in [19] wird in [20] jeweils die spektrale Leistung (Integration über die Kanalbandbreite) des mit *MaxHold* ermittelten Spektrums als Messwert erfasst. Den Messergebnissen in Innenräumen wird wieder pauschal ein Sicherheitsfaktor von 6 dB, den Messergebnissen in Außenbereichen pauschal ein Sicherheitsfaktor von 3 dB zugeschlagen. Über den verwendeten Detektor-Typ wird leider keine Angabe gemacht. Als maximale Leistungsflussdichte nahe der untersuchten Notebook-Netzwerkkarten werden in 10 cm Abstand $6,98 \text{ mW/m}^2$ angegeben (entsprechend 0,0698% des Referenzwertes nach EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG [21] bzw. nach 26.BImSchV). Der ebenfalls angegebene Immissionswert in 3 cm Abstand sollte jedoch aus physikalischer Sicht hinterfragt werden, da bei derartig geringer Distanz zwischen Sendeantenne und Messantenne Rückwirkungen auf die Sendeantenne nicht ausgeschlossen werden können. Ferner sind die damit erfassten Messwerte in keiner Weise repräsentativ hinsichtlich eines Vergleichs mit Referenzwerten (abgeleiteten Grenzwerten). Bei derartigen Nahfeldexpositionen kann eine sinnvolle Beurteilung der Exposition immer nur mit Bezug auf die Basisgrenzwerte (SAR-Messung) durchgeführt werden. Die maximale Leistungsflussdichte in den untersuchten Messpositionen in Innenräumen (nahe *Access Points*) wird mit $9,3 \text{ mW/m}^2$ (70 cm Distanz zum *Access Point*), entsprechend 0,093% des Referenzwertes nach [21] angegeben. Als Messergebnisse an Außenantennen werden Leistungsflussdichtewerte in unterschiedlichen Abständen zur Antenne angegeben. Beispielsweise liegt der in 2 m Abstand zu den untersuchten Antennen

angegebene Maximalwert der Leistungsflussdichte bei $6,51 \text{ mW/m}^2$ (entsprechend $0,0651\%$ des entsprechenden Referenzwertes nach [21]). Grundsätzlich werden in [20] auch (naturgemäß) höhere Immissionswerte für geringere Abstände zu den Antennen aufgelistet und neben den Grenzwerten gemäß 26.BImSchV (entsprechen jenen aus [21]) zusätzlich auch mit anderen Grenzwerten bzw. Vorsorgewerten verglichen. Da diese zusätzlich angeführten Grenzwerte bzw. Vorsorgewerte jedoch definitionsgemäß für **Innenräume** gelten, erscheint ein Vergleich der Immissionsgrößen in extrem geringen Abstand zu **Außenantennen** (in [20] bis zu $0,00 \text{ m}$ Abstand angegeben!!) als unrealistisch bzw. fragwürdig. Grundsätzlich müssen die in [20] dargestellten Messwerte aufgrund der Messmethode wieder (zumindest teilweise) als grobe Überbewertung der tatsächlich realistischerweise zu erwartenden Exposition angesehen werden. Dieser Verdacht wird allein schon dadurch erhärtet, dass die an Außenantennen durchgeführten Messungen (mit in guter Näherung freien Ausbreitungsverhältnissen) auf Messwerte führen, die auf Basis von grundlegenden physikalischen Überlegungen als zu hoch eingestuft werden müssen. Beispielsweise wird in [20] angegeben, dass die Außenantennen für die Messungen von einem *Access Point* mit maximaler Sendeleistung von 50 mW gespeist wurden. Für die Messungen im Nahbereich der untersuchten Rundstrahlantenne (Cushcraft Type S2403 BP) würde dies etwa der maximal zulässigen Konfiguration mit $P_{\text{EIRP}}=100 \text{ mW}$ entsprechen (Antennengewinn ca. 3 dBi). Vergleicht man nun die damit theoretisch (bei kontinuierlichem Senden mit 100 mW EIRP) möglichen Leistungsflussdichten S auf Basis der elementaren Beziehung (d...Abstand zur Antenne)

$$S = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi d^2}$$

mit jenen in [20] angegebenen, so erweisen sich die in [20] angegebenen Werte sogar außerhalb der Hauptstrahlrichtung durchwegs als wesentlich höher als die theoretisch möglichen Werte. Zumindest teilweise könnte diese Tatsache durch den oben genannten Sicherheitsaufschlag (3 dB im Freien) erklärt werden.

Die Type der zweiten untersuchten Richtantenne für Außenbereiche wird in [20] mit ‚WL-ANT-Y12‘ angegeben. Eine kurzerhand durchgeführte Internet-Recherche konnte auf Basis dieser Angaben leider keine kommerziell erhältliche Antenne identifizieren. Bei Bezugnahme auf in der Antennenbranche übliche Modellbezeichnungen deutet die Kombination ‚Y12‘ jedoch auf einen Antennengewinn von 12 dBi hin. Aus dem äußeren Erscheinungsbild der Antenne (auf Fotos in [20] abgebildet) und aus dem Verhältnis der in [20] angegebenen Messwerte an der Vorderseite zu jenen an der Rückseite der Antenne erscheint diese Annahme auch plausibel. Unter der Voraussetzung der Richtigkeit dieser Annahme und der in [20] angegebenen in die Antenne eingespeisten Sendeleistung von 50 mW würde sich daher eine Sendeleistung von ca. **790 mW EIRP** ergeben, was natürlich einer **unzulässigen Situation** entsprechen würde. Dies würde die im Vergleich zu den theoretisch möglichen Werten **viel zu hohen** Immissionswerte im Bereich der mit WL-ANT-Y12 bezeichneten Antenne in [20] erklären.

Zusammenfassend kann daher mit hoher Wahrscheinlichkeit gesagt werden, dass die in [20] präsentierten Immissionswerte zumindest teilweise, entweder aufgrund von falschen Messbedingungen (unzulässig hohe Sendeleistungen), oder aufgrund der verwendeten Messmethode eine deutliche Überbewertung der tatsächlichen Immissionen darstellen.

Nach durchgeführten Testmessungen empfiehlt die Zeitschrift Ökotest [22] in der Novemberausgabe 2002 unter anderem zu WLAN-Antennen einen Mindestabstand von 10 m einzuhalten. Abgesehen von einem offensichtlichen Druckfehler am Beginn der Zusammenfassung der Testergebnisse, der maximale Leistungsflussdichten von 23.000 W/m^2 attestiert, findet sich in den präsentierten Detailergebnissen dann ein Maximalwert von 23 mW/m^2 (0,23% des Referenzwertes nach [21]) in 1 m Abstand zu 2 Außenantennen. Die Messwerte werden jedenfalls von den Autoren als ‚Worst-Case‘ Werte bezeichnet, nähere Angaben über die genaue Vorgehensweise bei der Messung werden nicht gemacht (z.B. Messmodus des Spektrumanalysators).

In einem über das Internet zugänglichen Informationsblatt (2004) gibt die Baudirektion des Kantons Zürich [23] die in ca. 20 cm Abstand zu einem Notebook maximal gefundene elektrische Feldstärke während des Kopierens großer Datenmengen mit $0,88 \text{ V/m}$ an (ca. $2,1 \text{ mW/m}^2$ bei Annahme von Fernfeldbedingungen, entsprechend 0,021% des Referenzwertes nach [21]). Die genaue Messmethode ist aus dem Informationsblatt nicht ersichtlich.

In seiner sehr ausführlichen und wissenschaftlich fundierten Master Thesis an der Chalmers University, Schweden, befasste sich Myhr 2004 [12] mit Messmethoden zur Immissionserfassung von WLAN Sendern. Neben grundsätzlichen Bedingungen wie die Verwendung eines RMS-Detektors und die Wahl sinnvoller Auflösungsbandbreiten und entsprechender Messwertkorrektur wird aufgezeigt, dass *MaxHold*-Messungen zu Immissionswerten führen, die nicht einmal theoretisch erreicht werden können. Myhr empfiehlt in seiner Arbeit für die Erfassung der realen Immissionen die Skalierung von *MaxHold*-Messergebnissen entsprechend den Datenverkehrsverhältnissen. Aus Messungen nahe Geräten eines in Betrieb befindlichen WLANs wird als höchster gemessener Wert eine maximale Leistungsflussdichte von $19,6 \text{ mW/m}^2$ (*MaxHold*) bzw. $1,72 \text{ mW/m}^2$ (skaliert mit effektivem Duty Cycle) in 75 cm Abstand zu einem *Access Point* angegeben. Diese Werte entsprechen 0,196% bzw. 0,0172% des Referenzwertes nach [21].

2.2.2 HomeRF/SWAP [24], [25], [26]

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“.

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.

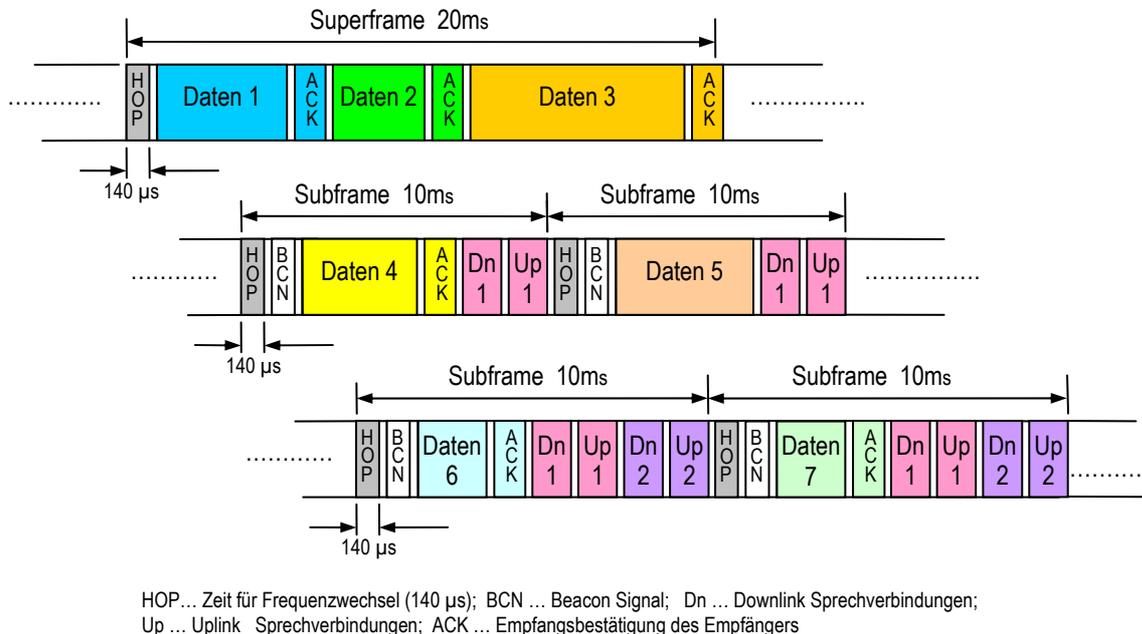


Abbildung 2.8: Vereinfacht dargestellte Timing Struktur des SWAP-Standards (Beispiel).

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 vor allem 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 [27], [28]

Allgemeines, Entwicklungsgeschichte, technische Beschreibung, 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 [29], [30], [31]

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) 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.

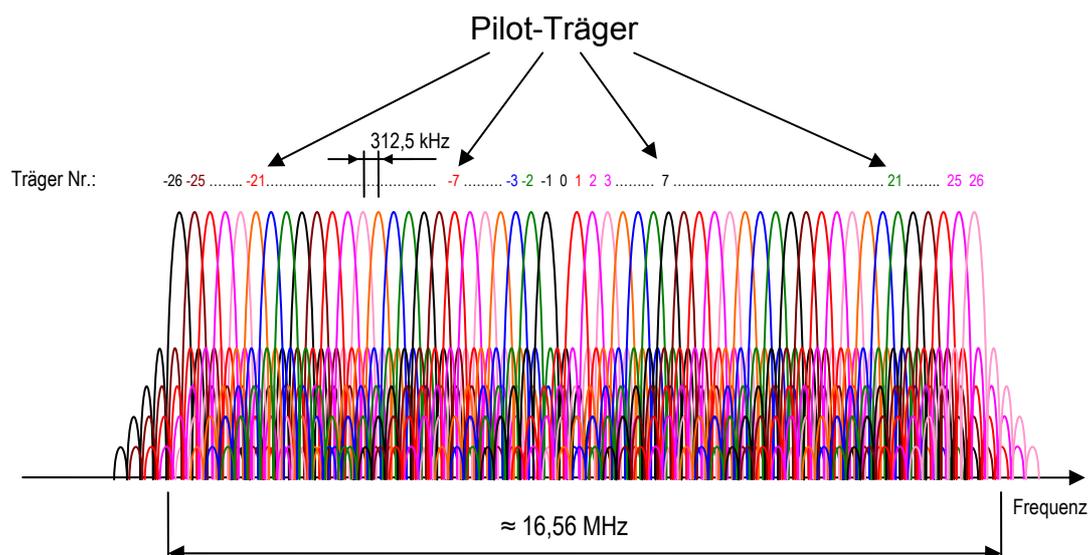


Abbildung 2.9: Schematische Darstellung des Spektrums einer Funkübertragung nach HiperLAN/2-Standard (entspricht im Wesentlichen jenem von IEEE 802.11a). Insgesamt werden 48 modulierte Datenträger plus 4 Pilot-Träger gleichzeitig übertragen. Die Überlagerung der insgesamt 52 jeweils 312,5 kHz breiten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

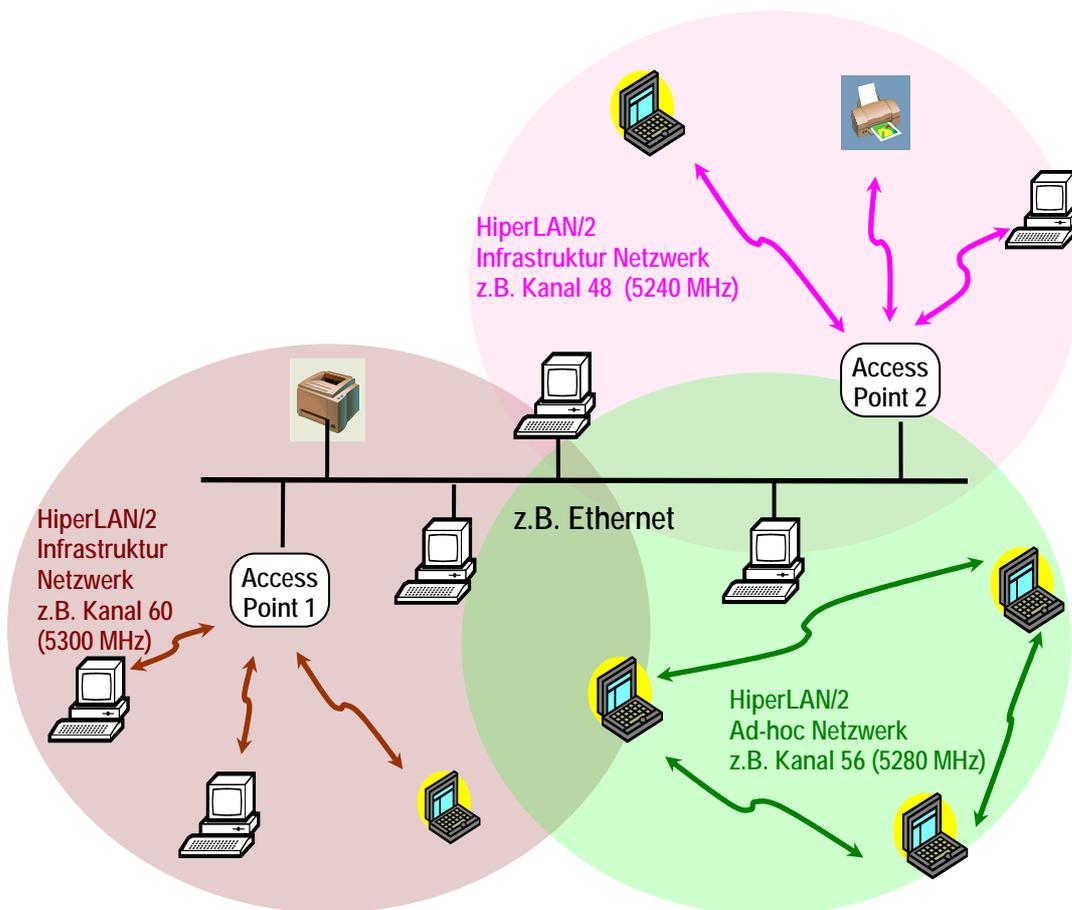


Abbildung 2.11: Vereinfachtes schematisches Beispiel zur Erläuterung der möglichen Netzwerkarchitekturen in HiperLAN/2. Zwei Sub-Netze (*Infrastruktur Netzwerke*) sind über zwei Access Points an das bestehende Ethernet angebunden. Weiters besteht ein *ad-hoc Netzwerk* zwischen Laptops. Die unterschiedlichen 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 *MAC⁸-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

⁸ MAC ... *Medium Access Control* (Steuerung des Zugriffs auf das Übertragungsmedium)

der Übertragung von Steuerungsinformation. So können beispielsweise Geräte, die Daten absenden möchten, dies 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.

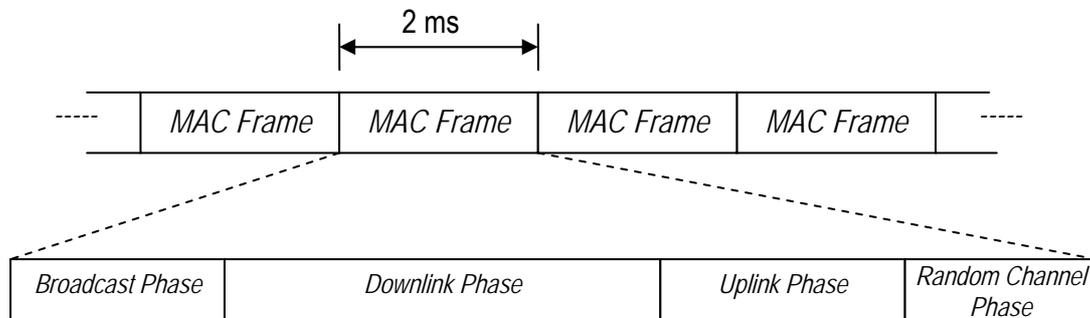


Abbildung 2.12: Grundsätzlicher Aufbau eines MAC-Frames in HiperLAN/2

Funktechnisch betrachtet erfolgt die Datenübertragung in Form von HF-Bursts, die von den jeweiligen Geräten abgestrahlt werden. Dabei wird aus Synchronisationsgründen jedem die eigentlichen Daten tragenden HF-Burst eine Präambel⁹ vorangestellt. Abbildung 2.13 zeigt in stark vereinfachter Form den Funkverkehr zwischen einem *Access Point* und drei Geräten innerhalb eines *MAC-Frames*.

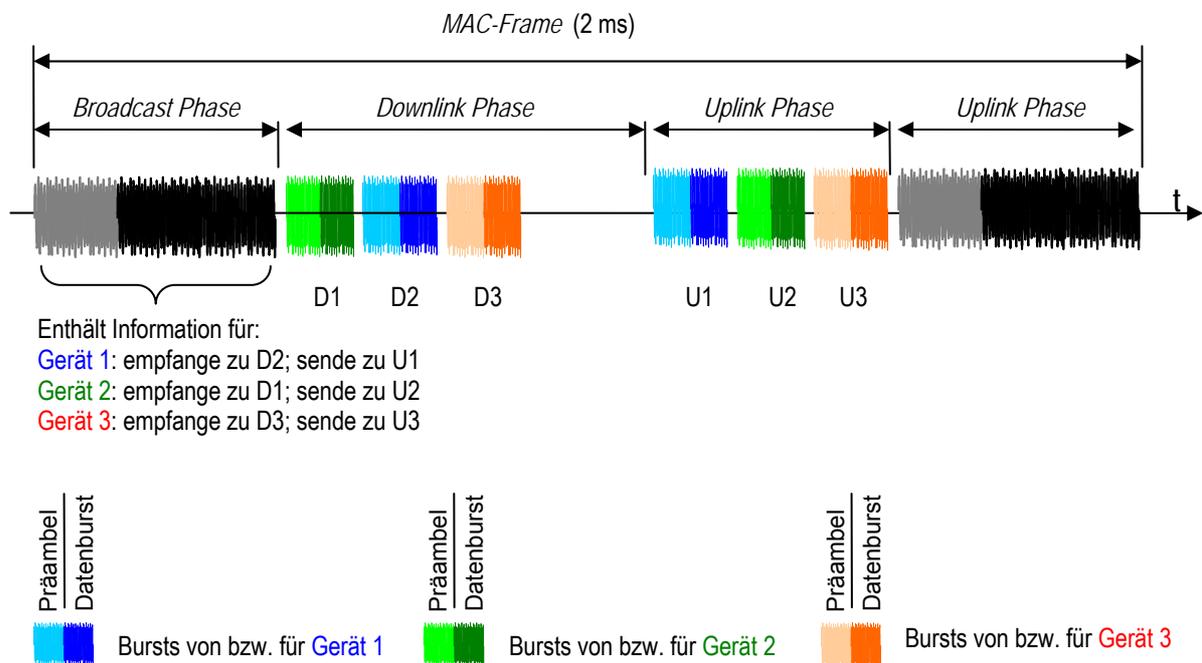


Abbildung 2.13: Stark vereinfachtes Schema zur Veranschaulichung des Zugriffsprinzips bei HiperLAN/2. In der *Broadcast Phase* wird den Geräten im Netz vom *Access Point* mitgeteilt, in welchen Zeitschlitzten der *Downlink Phase* bzw. der *Uplink Phase* sie empfangen bzw. senden müssen.

⁹ Die Präambel ist aus funktechnischer 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 [30]

Im Zusammenhang mit HiperLAN/2 werden häufig auch die teilweise noch in Entwicklung befindlichen 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. In diesem Zusammenhang wird auf den bereits unmittelbar vor dem Markteintritt stehenden *WiMAX*-Standard (IEEE 802.16x, siehe Kapitel 2.2.5) verwiesen, da mittelfristig eine Harmonisierung von HiperMAN und *WiMAX* erfolgen wird.

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.

2.2.5 Der Standard IEEE 802.16 (WiMAX)

Die relativ junge Arbeitsgruppe 802.16 des IEEE 802 *Standards Committee* entwickelte im Lauf der letzten Jahre einen neuen Standard für *Wireless Metropolitan Area Networks* (WMAN) mit dem Ziel eine flexible Alternative zu kabelgebundenen Technologien (z.B. xDSL) für die breitbandige Überbrückung der sogenannten 'letzten Meile' zu schaffen. Neben der ursprünglichen Version des Standards [32], die Übertragungsverfahren im Frequenzbereich zwischen 10 und 66 GHz (nur für Funkübertragung bei Sichtverbindung tauglich) definiert, sieht die Version IEEE 802.16a [33] Übertragungsverfahren im Frequenzbereich zwischen 2 GHz und 11 GHz vor. Mit dieser Erweiterung besteht daher nun die Möglichkeit einer flächendeckenden Versorgung mit entsprechender Bandbreite auch bei fehlender Sichtverbindung (*Non-Line Of Sight, NLOS*) zwischen Sender und Empfänger. IEEE 802.16a ist jedoch nicht grundsätzlich als Konkurrenz zu den IEEE 802.11x Technologien zu sehen, sondern stellt hauptsächlich eine leistungsstarke Ergänzung dar. D.h., während IEEE 802.11x für lokale (Indoor-) Netzwerke (z.B. Büro, Haushalt) eingesetzt wird, bietet IEEE 802.16a die Möglichkeit einer Anbindung über wesentlich größere Distanzen (z.B. Versorgung von Wohnsiedlungen).

In einigen neueren Erweiterungen des Standards IEEE 802.16a, der noch für stationäre Endgeräte definiert ist, sind bereits die weiteren Entwicklungen absehbar, die in den nächsten Jahren schrittweise von der portablen Breitbandversorgung (für 2006 angekündigt) zur vollen Mobilität (für 2007 angekündigt) führen werden (IEEE 802.16e).

Auch auf physikalischer Ebene bestehen zwischen IEEE 802.11x und IEEE 802.16x signifikante Unterschiede, die auch hinsichtlich der zu erwartenden HF-Immissionen Unterschiede erwarten lassen. Bemerkenswert ist die große in IEEE 802.16a vorgesehene Flexibilität. Als Übertragungsfrequenzbereiche sind die lizenzierten Frequenzbänder um 2,5 GHz und 3,5 GHz, sowie das unlicenzierte 5,8 GHz Band vorgesehen, wobei je nach Providerbedarf, flexible Kanalbandbreiten (bis zu maximal 20 MHz) möglich sind. Als Übertragungsverfahren wird OFDM zum Einsatz kommen. Der Zugriff auf den Funkkanal wird im Gegensatz zu den WLAN Standards nach IEEE 802.11x mittels TDMA erfolgen wobei TDD oder FDD als Duplex-Methode verwendet werden kann. Weiters ist im IEEE 802.16a Standard eine automatische Sendeleistungsregelung, sowie die Unterstützung adaptiver („intelligenter“) Antennen vorgesehen.

Der Begriff **WiMAX**, der häufig als Synonym für Systeme nach IEEE 802.16x verwendet wird, ist das Analogon zum Begriff *WiFi* im Zusammenhang mit IEEE

802.11x. D.h., das **WiMAX** (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*)-Forum ist eine industrielle Plattform namhafter Hersteller, die gegründet wurde, um Interoperabilität von drahtlosen Breitbandprodukten nach IEEE 802.16 zu fördern und zu zertifizieren.

Gegenwärtig ist der 3,5 GHz Frequenzbereich für die Anbieter in Europa der interessanteste, da hier sowohl höhere Sendeleistungen (und damit höhere Reichweiten) erlaubt sind als in den lizenzfreien Bereichen und auch, weil bei dieser Frequenz noch stabile Funkübertragungen ohne direkte Sichtverbindung möglich sind. Hinsichtlich der erlaubten (von den nationalen Regulierungsbehörden festzulegenden) maximalen Sendeleistungen existiert seit Juli 2004 ein Entwurf für eine Empfehlung des Electronic Communications Committees (ECC) der CEPT, der im Frequenzbereich zwischen 3,4 und 3,8 GHz für zentrale Funkstellen (Access Points) und Teilnehmergeräte folgende EIRP Maximalwerte für die spektrale Leistungsdichte vorsieht [34]:

- zentrale Funkstellen (*Access Points*): max. +13 dBW/MHz
- Teilnehmergeräte: max. +23 dBW/MHz

Bei einem Standard-Funkkanal (3,5 MHz breit) würde dies 70 W für zentrale Funkstellen und 700 W für Teilnehmergeräte bedeuten. Nach WiMAX Standard theoretisch möglich sind Kanalbreiten von 20 MHz, was maximalen EIRP-Sendeleistungen von 200 W (zentrale Funkstellen) bzw. 2000 W (Teilnehmergeräte) entsprechen würde. Es muss jedoch betont werden, dass diese relativ hohen EIRP Leistungswerte dadurch zustande kommen, dass zur Überbrückung großer Distanzen der Einsatz von Antennen mit hohem Gewinn (bis zu 31 dBi nach [34]) vorgesehen ist. Hinsichtlich der Antennenfußpunktleistung unterliegen WiMAX-Geräte neben den Anforderungen der Regulierungsbehörde noch weiteren europäischen Normen wie z.B. EN 301 021 und EN 301 080, welche die Sendeleistung am Antenneneingang auf maximal +35 dBm (ca. 3,1 Watt) beschränken.

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 BluetoothTM [35], [36]

Allgemeines

BluetoothTM¹⁰ 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. BluetoothTM wird häufig als Konkurrent für Wireless LAN Systeme angesehen, was aus technischer Sicht jedoch nicht berechtigt erscheint, da BluetoothTM 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 BluetoothTM* zusammen und gründeten Mitte 1998 das BluetoothTM-Konsortium. Bereits Mitte 1999 wurde die erste Version (V1.0A) der BluetoothTM-Spezifikation veröffentlicht. Mitte 2000 wurde das erste BluetoothTM-Produkt zertifiziert. Das BluetoothTM-Konsortium umfasst mittlerweile mehrere tausend Unternehmen aus allen Industriesparten. Praktisch alle gegenwärtig auf dem Markt befindliche Systeme arbeiten nach Version 1.1 der BluetoothTM-Spezifikationen. Die Version 1.2 der Spezifikationen wurde Ende 2003 ratifiziert. Erste Produkte nach BluetoothTM Version 1.2 sind gegenwärtig allerdings noch nicht verfügbar.

Technische Beschreibung

Die BluetoothTM-Funkübertragung arbeitet im unlizenziierten 2,4 GHz ISM (*Industrial Scientific Medical*) Frequenzband mit einem Frequenzsprungverfahren (*Frequency Hopping Spread Spectrum*, FHSS). In Europa (ausgenommen Frankreich und Spanien) belegt BluetoothTM 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 BluetoothTM 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

¹⁰ Der Name BluetoothTM leitet sich vom frühmittelalterlichen dänischen Wikingerkönig Harald Blåtand ab, hat also keine tiefere technische Begründung.

kleine Veränderung der Trägerfrequenz (± 200 kHz bei *Bluetooth™*) innerhalb jeder Bitdauer abgebildet.

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).

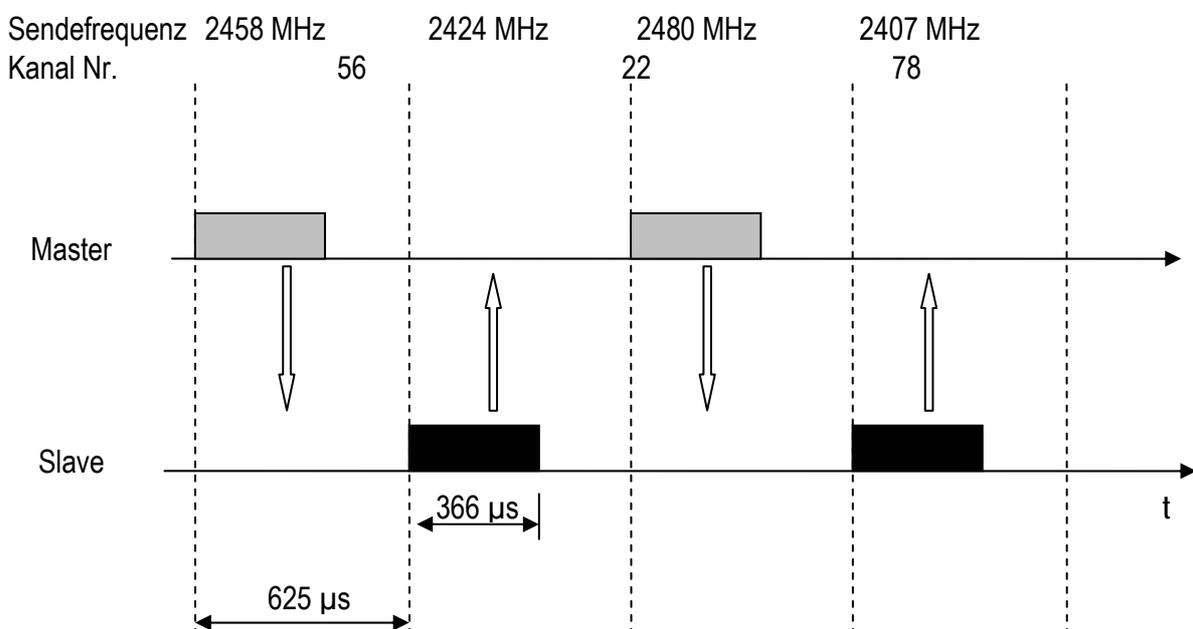


Abbildung 2.14: Vereinfachtes Schema der Kommunikation zwischen Master und Slave in *Bluetooth™* bei konstanter Paketlänge und Ein-Zeitschlitz-Paketen (single slot packets). Helle Datenpakete werden vom Master zum Slave übertragen, dunkle Datenpakete, zeitlich versetzt, vom Slave zum Master (Time Division Duplex, TDD). Alle $625 \mu\text{s}$ 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.

Dieser theoretisch 625 µs 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 µs für die Paketübertragung zur Verfügung.

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 Zeitschlitz 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-* 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.

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.

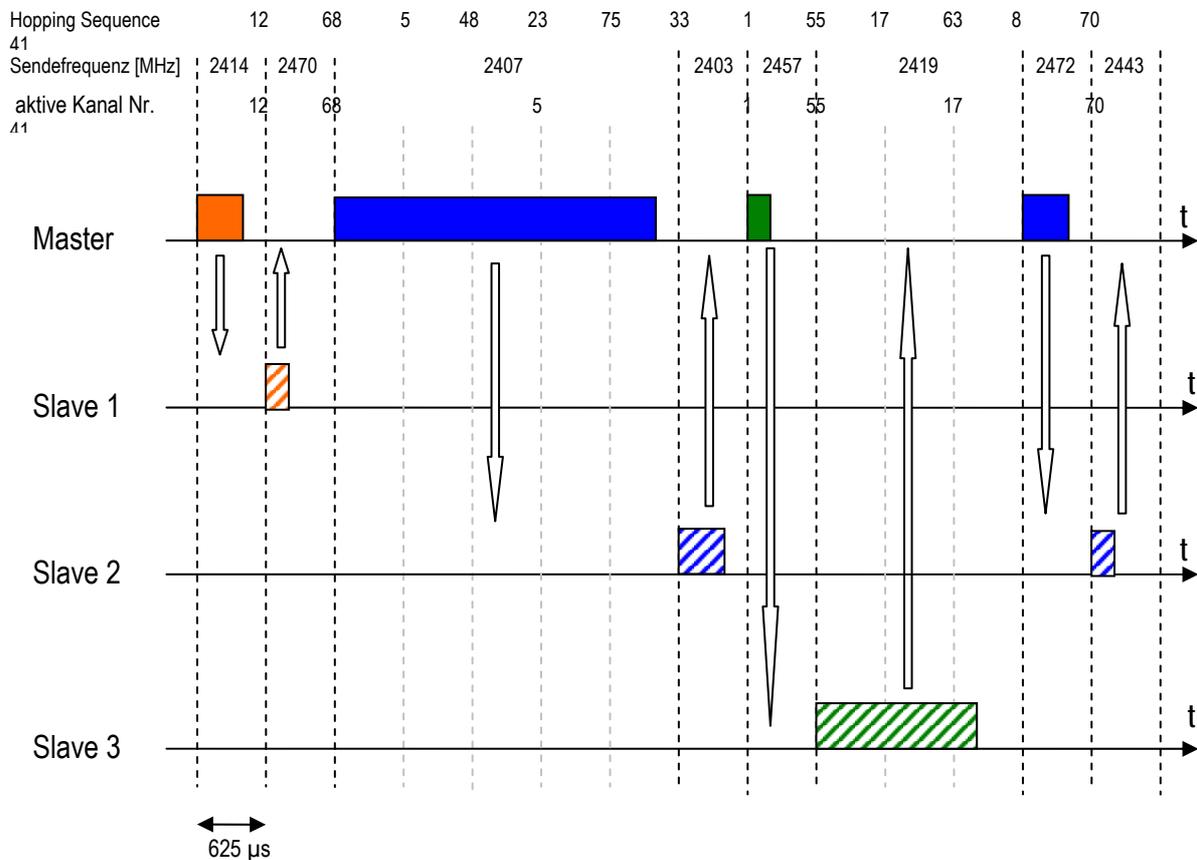


Abbildung 2.15: Vereinfachtes, beispielhaftes Schema der Kommunikation zwischen einem Master und 3 Slaves in Bluetooth™ bei variabler Paketlänge und Übertragung von Multi-Slot-Paketen.

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.

Geräteklasse	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 Zeitschlitz 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 [37], [38], [39]

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** [40] 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™** [41]. **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

Neben den in den vorangegangenen Abschnitten erwähnten Technologien existieren zahlreiche weitere Funkanwendungen für Büro und Haushalt. Bestens bekannte und weit verbreitete Anwendungen sind beispielsweise Babyphons, drahtlose Kopfhörer, drahtlose Maus und Tastatur und drahtlose Webcams. Weiters existieren seit einiger Zeit auch Systeme zur drahtlosen Videoübertragung innerhalb des Haushalts wodurch die räumliche Nähe von Fernsehgerät und Videorecorder bzw. DVD-Player nicht mehr gegeben sein muss. Schließlich erfolgen viele Steuer- und Überwachungsaufgaben im

Haushalt und im Büro drahtlos, wie z.B., (Garagen)-Toröffner, Rollläden, Alarmanlagen, u.s.w.

Diese Anwendungen arbeiten meist in den unterschiedlichen lizenzfreien ISM-Frequenzbändern zwischen 27 MHz und 2,45 GHz und verwenden entweder klassische analoge (AM, FM) oder einfache digitale Übertragungsverfahren mit generischen Übertragungsprotokollen. Die Technologie- und Produktvielfalt ist daher dementsprechend groß.

Im Zuge dieses Forschungsvorhabens wird der Fokus auf Produkte bzw. Anwendungen gelegt, die weit verbreitet sind und gleichzeitig signifikante HF-Emissionen erwarten lassen, d.h., die im aktiven Betrieb über Zeitintervalle von zumindest mehreren Sekunden nennenswerte mittlere HF-Leistungen absetzen. Steuer- und Überwachungsanwendungen, die üblicherweise nur vereinzelt kurze HF-Bursts innerhalb von Sekundenbruchteilen absetzen (z.B. Garagentoröffner) werden nicht näher betrachtet, da hier im zeitlichen Mittel keine nennenswerten Immissionen zu erwarten sind.

2.4.1 Babyphon

Die gegenwärtig am Markt erhältlichen Babyphons arbeiten zumeist in einem der ISM-Frequenzbereiche um 40 MHz, 446 MHz, 860 MHz oder 2,45 GHz. Die angebotenen Produkte arbeiten teilweise mit stark unterschiedlichen HF-Sendeleistungen, wobei vor allem im Bereich um 446 MHz teilweise Geräte mit bis zu 500 mW Sendeleistung angeboten werden. Als Antennen kommen teilweise externe Helixantennen, teilweise auch im Geräteinneren liegende Antennenstrukturen (z.B. im 2,45 GHz Band) zur Anwendung.

2.4.2 Drahtlose Videoübertragung

Die am weitesten verbreiteten Anwendungen für die nichtprofessionelle drahtlose Videoübertragung (Heim-Videoübertragungssysteme und drahtlose Webcams) arbeiten praktisch alle im lizenzfreien 2,45 GHz Frequenzband mit Sendeleistungen im Bereich von einigen 10 bis 100 mW. Die verwendeten Antennenformen reichen von einfachen Drahtantennen bis zu Patch-Antennenstrukturen mit größerer Richtwirkung.

2.4.3 Drahtlose Maus und Tastatur

Bei der drahtlosen Computerperipherie wie Maus und Tastatur sind gegenwärtig zwei grundsätzlich unterschiedliche Technologien auf dem Markt. Einige Produkte verwenden *BluetoothTM* (im 2,45 GHz Band, siehe Kapitel 2.3.1) zur Kommunikation. Die zweite gängige Art dieser Produkte arbeitet mit generischen Übertragungsprotokollen im 27 MHz Band. Beiden Produkttypen ist jedoch gemeinsam, dass die Sendeleistungen extrem gering sind (< 10 mW). Die Antennen sind meist in den Geräten direkt als gedruckte Schaltung realisiert.

2.4.4 Drahtlose Audioübertragung (Funkkopfhörer)

Eine weitere Produktkategorie, die sich zunehmender Beliebtheit erfreut sind drahtlose Audiokopfhörer. Neben Infrarotsystemen werden auch HF-Systeme (Frequenzmodulation) angeboten, bei denen im Gegensatz zu Infrarotsystemen keine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger notwendig ist. Zur Übertragung wird meist der Frequenzbereich um 860 MHz genutzt. Der Kopfhörer stellt dabei nur eine Empfangsstation dar (sendet also nicht). Die Sendestation, per Kabel mit der

Audioquelle (z.B. Stereoanlage) verbunden und üblicherweise in deren Nähe aufgestellt, enthält üblicherweise sehr einfache Drahtantennen (Monopole) und sendet mit Leistungen im Bereich von etwa 10 mW.

2.4.5 Drahtlose Steuerungen und Überwachungsanlagen

Zusätzlich zu den oben angeführten Anwendungen bleiben schließlich noch eine ganze Reihe von Steuer- und Überwachungssystemen bei denen die Kommunikation zwischen Zentralstation und Sensoren bzw. Aktoren funktechnisch erfolgt. Neben der Fernsteuerung bzw. der Fernabfrage einzelner, spezieller Komponenten (z.B. Garagentoröffner) sind zunehmend auch komplexere, vernetzte Systeme am Markt erhältlich, die eine umfassende Überwachung und/oder Steuerung diverser Parameter im Haushalt ermöglichen (z.B. Alarmanlage). Abbildung 2.16 zeigt ein Beispiel für ein solches Haushalts-Überwachungssystem [42].

Gemeinsam ist diesen Anwendungen, dass üblicherweise nur von Zeit zu Zeit sehr geringe Datenmengen gesendet werden, was bedeutet, dass nur vereinzelt kurze HF-Bursts innerhalb von Sekundenbruchteilen absetzt werden und damit im zeitlichen Mittel keine nennenswerten Immissionen zu erwarten sind.

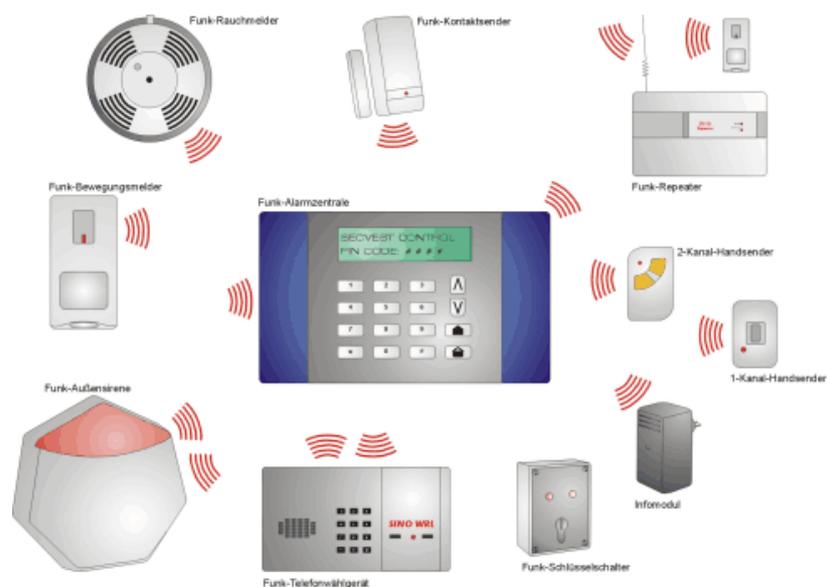


Abbildung 2.16: Beispiel für ein Haushalts-Überwachungssystem [36]

3 METHODEN ZUR 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 Gerätekomponenten 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:

$$|E| = |H| \cdot Z_0, \quad |H| = \frac{|E|}{Z_0}, \quad |S| = |E| \cdot |H| = \frac{|E|^2}{Z_0} = |H|^2 \cdot Z_0 \quad (3.1)$$

$Z_0=377 \Omega$... Wellenimpedanz der leeren Raumes, H ... magnetische Feldstärke in A/m
E ... elektrische Feldstärke in V/m, S ... Leistungsflussdichte in W/m²

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. Abbildung 3.1 zeigt die

Verhältnisse in vereinfachter Form, woraus sich als Grenze der Fernfeldregion für elektrisch große Antennen

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.2)$$

ableiten lässt.

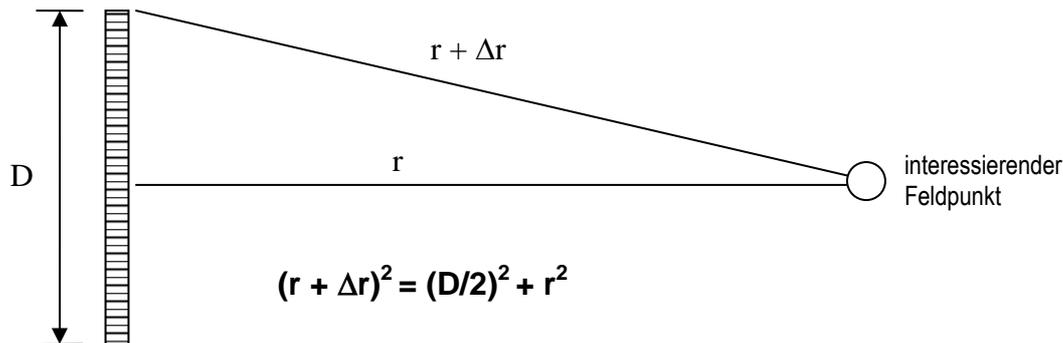


Abbildung 3.1: Schema zur Definition der Fernfeldregion einer Strahlungsquelle.

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

$$r \geq \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3.3)$$

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

$$S = \frac{P}{4\pi r^2} \quad (3.4)$$

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 isotropen Strahlers. D.h., bei gegebenem 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

$$S = \frac{PG(\theta\phi)}{4\pi r^2} \quad (3.5)$$

Eine Rückrechnung von Leistungsflussdichte auf elektrische bzw. magnetische Feldstärke kann mittels Gleichungen (3.1) 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 Wirksamwerdens der oben angesprochenen Phasendifferenzen wesentlich kompliziertere Feldverhältnisse vor, und die im Fernfeld geltenden Vereinfachungen (Gl 3.1, 3.4 und 3.5) 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 [43]. 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 [43]. 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 3.4). 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 Körpernachbildungen) 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 Mess-Systemen 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).

Eine der wesentlichsten Einflussgrößen für die Entscheidung welches Messverfahren einzusetzen ist, bzw. mit welcher Messgenauigkeit gerechnet werden kann, ist die Signalform der Feldquelle (im Zeitbereich). Die vergleichsweise komplexen Duplex-,

Zugriffs- und Modulationsverfahren der modernen drahtlosen digitalen Kommunikation führen meist auch zu sehr komplexen Signalformen und erzwingen daher auch vergleichsweise komplizierte Messmethoden, um die damit verbundenen elektromagnetischen Immissionen genau erfassen zu können. Abbildung 3.1 zeigt eine Übersicht über die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale der Signalform drahtloser Übermittlungsverfahren. Bei gegebener zu erreichender Genauigkeit steigen die Anforderungen an die Methoden der Expositionsbestimmung, wenn man sich in der Abbildung von links nach rechts bewegt.

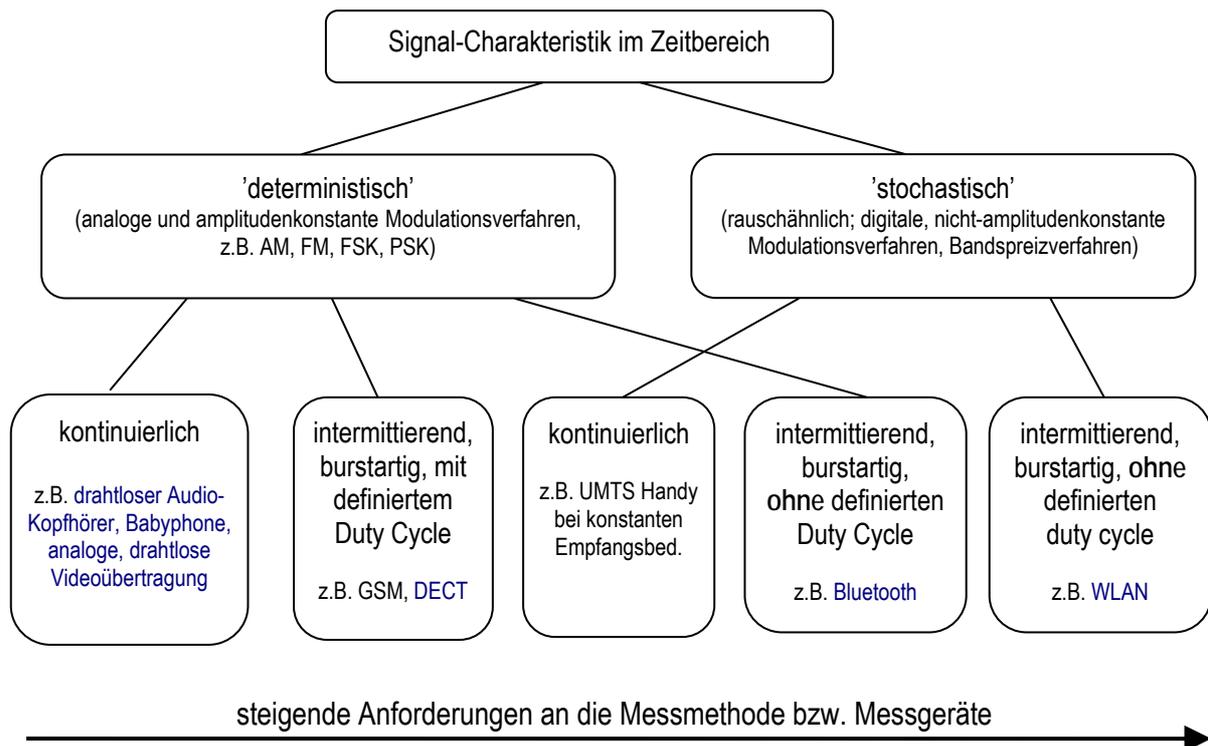


Abbildung 3.1: Für die Expositionserfassung relevante Unterscheidungsmerkmale der Signalform moderner drahtloser Übermittlungsverfahren

Im Folgenden werden die prinzipielle Funktionsweise, die Einsatzmöglichkeiten und die erreichbaren Genauigkeiten für frequenzselektive bzw. breitbandige Messmethoden anhand von Referenzmessungen mit Signalen der interessierenden Übermittlungsverfahren diskutiert.

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 Leitungen¹¹ einem dreikanaligen Summierverstärker zugeführt. Das daraus resultierende Gesamtsignal entspricht demnach der quadratischen Summe der einzelnen Raumkomponenten der elektrischen Feldstärke.

$$E_{res}^2 = E_x^2 + E_y^2 + E_z^2 \quad (3.6)$$

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

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \quad (3.7)$$

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. Neben der elektrischen Ersatzfeldstärke kann üblicherweise auch die äquivalente Strahlungsleistungsdichte S zur Anzeige gebracht werden, welche aus E und der Freiraumimpedanz $Z_0=120\pi$ Ohm gemäß $S=E^2/Z_0$ errechnet wird.

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 (3.7) 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. 3.1).

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

¹¹ Die hochohmige Ausführung der Leitungen ist wichtig um eine HF-Entkopplung des Sondenkopfes (des Dipol-Tripels) zu erreichen. Würden die Zuleitungen aus niederohmigen Materialien bestehen würden sie selbst als Antennen wirken.

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

3.2.1.3 Unsicherheiten und Grenzen der Einsetzbarkeit

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.

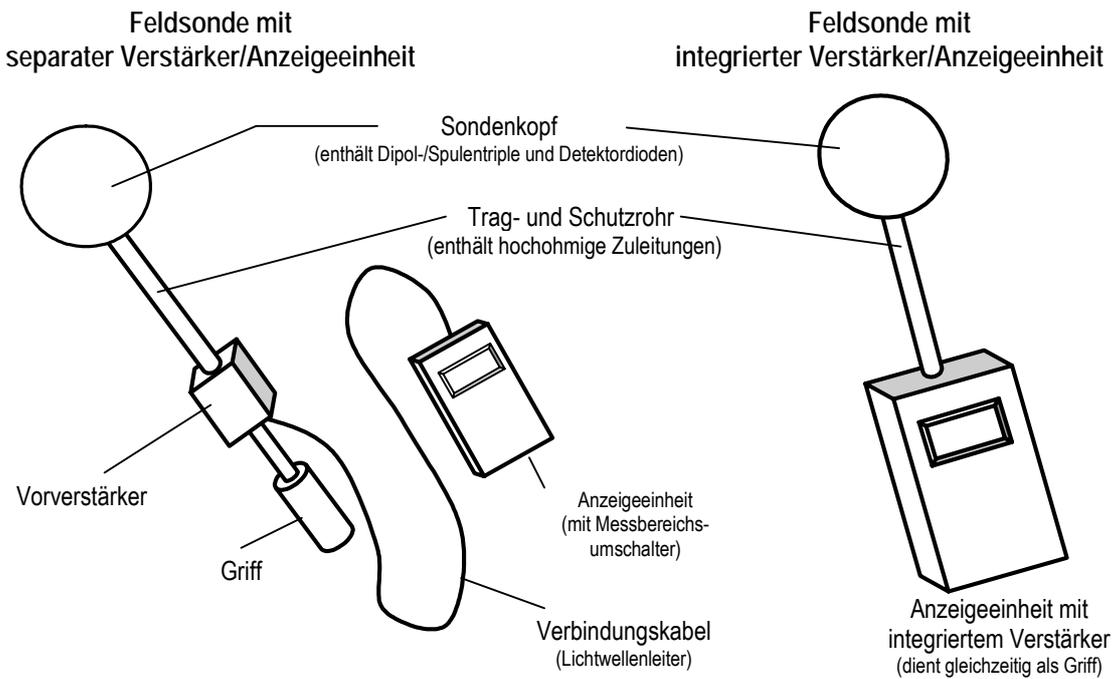


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung der zwei häufigsten Bauformen von Breitband-Feldsonden für den Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich.

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.

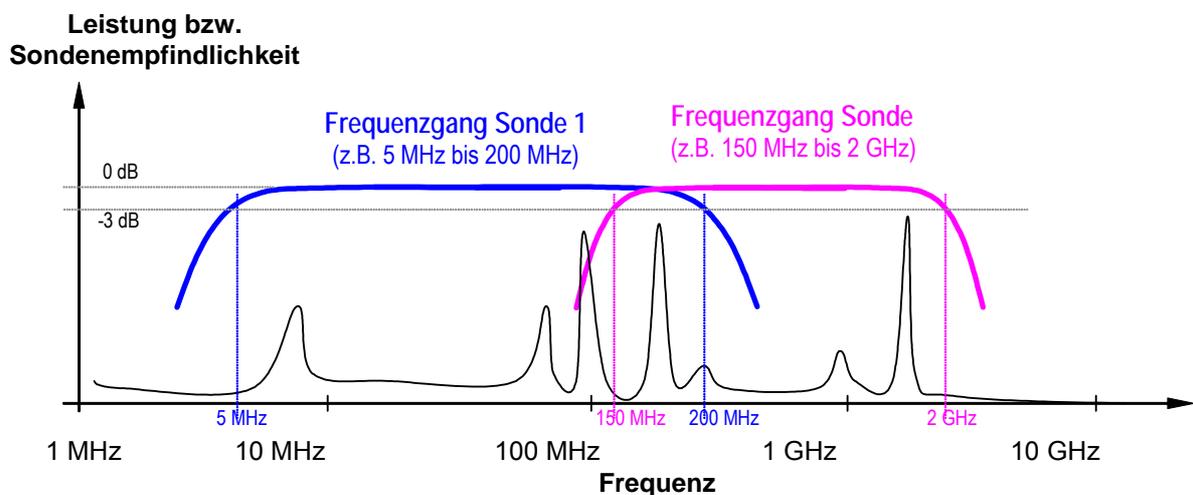


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung einer Breitband-Messung zur Illustration der Problematik bei der Beurteilung der Gesamt-Immission bei Verwendung mehrerer Sonden mit überlappendem Nutzfrequenzbereich. Wird die Beurteilung der Gesamt-Immission im Frequenzbereich von 5 MHz bis 2 GHz auf Basis der 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 Immission 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 Tastverhältnisse¹² 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

¹² 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)

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 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.

Im Folgenden soll speziell auf die Einsetzbarkeit und die Unsicherheiten von Immissionsmessungen mit Breitbandsonden in den Feldern der hier zur Diskussion stehenden drahtlosen Übermittlungsverfahren eingegangen werden.

Grundsätzlich wird angemerkt, dass immer nur eine Gesamtbeurteilung aller im Frequenzbereich der Sonde vorhandenen Immissionen erfolgen kann. Die Beurteilung nur einzelner Technologien (z.B. Beurteilung speziell der WLAN-Immissionen in einem

Büro) ist nur dann möglich, wenn sichergestellt ist, dass alle anderen Immissionsbeiträge im Frequenzbereich der Feldsonde vernachlässigbar klein sind.

Alle im Folgenden beschriebenen Messungen wurden mit einem Breitbandfeldsonden-System EMR300, E-Feldsonde Type18, Frequenzbereich 100 kHz - 3 GHz (Hersteller Wandel & Goltermann), als ein häufig eingesetzter Vertreter moderner HF-Breitbandfeldsonden, durchgeführt.

Um die grundsätzliche Einsetzbarkeit und die zu erwartenden Unsicherheiten ermitteln zu können, wurden Referenzmessungen nach dem in Abbildung 3.4 dargestellten Prinzip durchgeführt. In einer ersten Messung wurde dabei das HF-Ausgangssignal der jeweils untersuchten Feldquelle (Schalterstellung 1) verstärkt und der Hornantenne zugeführt. Über einen bidirektionalen Richtkoppler und thermische Leistungsmessköpfe wurden dabei sowohl effektive Vorwärts- als auch Rückwärtsleistung gemessen. Im Strahlungsfeld der Hornantenne wurde das Breitband-Feldsondensystem in einer absorbierenden Schirmkabine positioniert (Distanz Antenne-Sondenkopf ca. 1 m). Der Anzeigewert der Feldsonde wurde über eine Lichtwellenleiter-Datenverbindung fernausgelesen. In einer weiteren Messung (Schalterstellung 2) erfolgte, bei unveränderter Positionierung von Antenne und Feldsonde, die Anspeisung der Antenne vom Signalgenerator mit einem kontinuierlichen HF-Signal bei der Mittenfrequenz der jeweiligen Feldquelle. Der Leistungspegel wurde dabei so eingestellt, dass sich die gleiche resultierende Leistung am Antenneneingang ergab wie im Fall der ersten Messung (Schalterstellung 1). Aus dem Vergleich der Sondenanzeigewerte bei Schalterstellung 1 und Schalterstellung 2 konnte die Messunsicherheit der Feldsondenmessung zufolge der speziellen Signaleigenschaften der Feldquellen ermittelt werden.

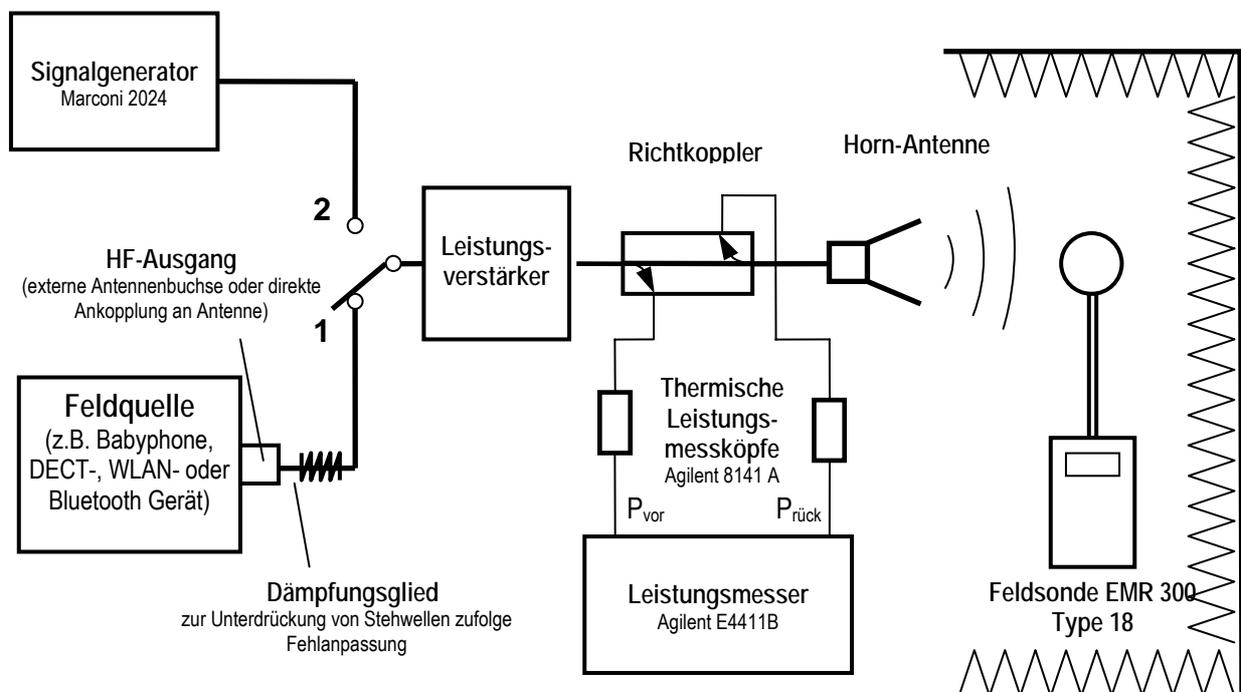


Abbildung 3.4: Messaufbau für die Referenzmessungen zur Untersuchung systematischer Messunsicherheiten bei der breitbandigen Expositionserfassung in den Feldern verschiedener drahtloser Kommunikationstechnologien

Analoge Übertragungsverfahren und kontinuierliche Abstrahlung

In diesem Fall unterscheiden sich die beiden Einzelmessungen gemäß Abbildung 3.4 praktisch nicht und es ist daher auch keine systematische Messunsicherheit zu erwarten. D.h., für Immissionsmessungen in den Feldern von Geräten mit analogen Übertragungsverfahren (und auch digitalen Verfahren mit amplitudenkonstanter Modulation) und kontinuierlicher Abstrahlung sind Breitband-Feldsonden ohne Einschränkung verwendbar und führen auf einfache Weise zu verlässlichen Messergebnissen.

Digitale Übertragungsverfahren mit intermittierender Abstrahlung, amplitudenkonstanter Modulation und definiertem Duty Cycle - DECT

Für Immissionsmessungen in den elektromagnetischen Feldern von Geräten dieser Kategorie (z.B. DECT) ist vor allem das zeitliche Mittelungsverhalten der verwendeten Feldsonden von Bedeutung. Tabelle 3.1 fasst die Ergebnisse der Referenzmessungen nach Abbildung 3.4 für ein DECT-Basisstations-Signal bei einer aktiven Gesprächsverbindung und ohne aktive Gesprächsverbindung zusammen. Die in der Tabelle eingetragenen Werte für P_{vor} und $P_{rück}$ sind bereits hinsichtlich der Auskoppel- und Längsdämpfung des Richtkopplers korrigiert. Die Ergebnisse zeigen, dass die verwendete Feldsonde selbst bei sehr geringem Duty Cycle (ca. 3,7 % bei einer aktiven Gesprächsverbindung, ca. 1 % ohne aktive Gesprächsverbindung) noch den wahren Effektivwert der Immissionsgröße anzeigt. Grundsätzlich ist jedoch anzumerken, dass das zeitliche Mittelungsverhalten von Feldsonde zu Feldsonde unterschiedlich sein kann. Weiters muss bei der Immissionsmessung mit Breitbandfeldsonden bei burstartig abgestrahlten Signalen mit geringem Duty Cycle darauf geachtet werden, dass die Burst-Spitzenwerte nicht oberhalb der Aussteuergrenze der Feldsonde liegen, da es sonst durch Begrenzungseffekte zwangsläufig zu einer Unterschätzung der Immissionen kommt. Liegt der Quotient aus Anzeigewert der Feldsonde und Duty Cycle der Immissionsgröße oberhalb der spezifizierten Aussteuergrenze der Feldsonde, so besteht Gefahr der Unterbewertung der Immissionen aufgrund der genannten Begrenzungseffekte.

	Messung (Schalterstellung in Abb. 2.18)	P_{vor} [mW]	$P_{rück}$ [mW]	$P_{antenne}$ (= $P_{vor} - P_{rück}$) [mW]	Sonden- Messwert E [V/m]
1 aktives Gespräch	1	15,1	0,32	14,78	1,81
	2	15,3	0,33	14,97	1,83
ohne aktives Gespräch	1	3,78	0,08	3,70	0,88
	2	3,82	0,08	3,74	0,90

Tabelle 3.1: Messergebnisse der Referenzmessungen gemäß Abbildung 3.4. Für DECT Signale zeigt sich bei der verwendeten Breitband-Feldsonde keine systematische Messunsicherheit zufolge der nicht kontinuierlichen HF-Abstrahlung. Die Werte für P_{vor} und $P_{rück}$ sind bereits hinsichtlich der Auskoppel- und Längsdämpfung des Richtkopplers korrigiert.

Bei Annahme von realistischen Bedingungen im Fall von DECT-Immissionsmessungen, wird dies aufgrund der geringen maximalen Sendeleistung des DECT-Systems jedoch üblicherweise kein Problem darstellen (bei Feldsonden mit Aussteuergrenzen von ≥ 50 V/m). Eher wird bei geringer Netzauslastung das Problem bestehen, dass die Immissionswerte unterhalb des Eigensrauschens der Feldsonde liegen (üblicherweise in der Größenordnung von ca. 0,1 V/m).

Breitbandige digitale Übertragungsverfahren ohne konstanten Duty Cycle – Bluetooth und WLAN

Trotz der unterschiedlichen Übertragungsverfahren von Bluetooth und WLAN ist hinsichtlich der Breitbandmessung aus praktischer Sicht kein bedeutender Unterschied zu erwarten¹³. Grundsätzlich eignen sich Breitbandfeldsonden auch für Immissionsmessungen bei Bluetooth- und WLAN-Anwendungen. Zusätzlich zu dem im vorangegangenen Abschnitt Gesagten kommt hier jedoch die Problematik des nicht konstanten und datenverkehrsabhängigen Duty Cycles hinzu, was in der Praxis zu schwankenden Anzeigewerten führen kann. Diese Schwankungen können im Extremfall 1-2 Zehnerpotenzen betragen (siehe Kapitel 3.2.2.1). Tabelle 3.2 zeigt die Messergebnisse der Referenzmessungen an einem WLAN Access Point nach Abbildung 3.4 bei der Übertragung einer großen Datei, die zu voller Netzauslastung über mehrere Minuten führte (annähernd konstanter mittlerer effektiven Duty Cycle von ca. 48 %). Bei Befeldung mit dem WLAN-Signal (Schalterstellung 1 in Abbildung 3.4) schwankten die Anzeigewerte der Feldsonde zwischen 4,0 und 7,5 V/m, bei Aktivierung der Mittelungsfunktion (5 Sekunden-Mittelwerte) konnte die Schwankung auf den Bereich 4,9 V/m bis 6,5 V/m reduziert werden. Das leistungsäquivalente kontinuierliche HF-Signal (Schalterstellung 2) führte zu einem (stabilen) Sondenanzeigewert von 5,9 V/m. Selbst ohne Datenverkehr, d.h., wenn der Access Point nur *Beacons* aussendet, liefert die Feldsonde in dieser Versuchsanordnung noch korrekte Werte. In der Praxis werden die Immissionswerte bei sehr geringem effektiven Duty Cycle (geringer Datenverkehr), aufgrund der relativ geringen Sendeleistung von WLAN-Sendern jedoch sehr nahe an die Nachweisgrenze üblicher Feldsonden herankommen (üblicherweise in der Größenordnung von ca. 0,1 V/m).

	Messung (Schalterstellung in Abb. 2.18)	P_{Antenne} (= $P_{\text{Vor}} - P_{\text{Rück}}$) [mW]	Sonden- Messwert LIVE E [V/m]	Sonden- Messwert 5s MITTELWERT E [V/m]
volle Übertragung ca. 48% eff. Duty Cycle	1	72 ... 280	4,0 ... 7,5	4,9 ... 6,5
	2	172	5,9	5,9
nur Beacon	1	0,43 ... 1,7	0,30 ... 0,55	0,35 ... 0,45
	2	1,1	0,45	0,45

Tabelle 3.2: Messergebnisse der Referenzmessungen gemäß Abbildung 3.4. Für WLAN Signale zeigt sich bei der verwendeten Breitband-Feldsonde nur eine Unsicherheit zufolge des nicht konstanten Duty Cycle. Die zur Berechnung der in die Antenne eingespeiste Leistung P_{Antenne} verwendeten Werte für P_{Vor} und $P_{\text{Rück}}$ wurden entsprechend der Auskoppel- und Längsdämpfung des Richtkopplers korrigiert.

Zusammenfassung Breitbandmessung

Die vorangegangenen Betrachtungen haben die grundsätzliche Einsetzbarkeit von Breitbandfeldsonden für Immissionsmessungen in den Feldern der modernen drahtlosen Übertragungsverfahren gezeigt. Für die praktische Anwendung ergeben sich je nach untersuchtem Expositionsszenario möglicherweise folgende Einschränkungen:

¹³ Streng genommen führen stochastische, bzw. rauschähnliche Signale (mit hohem Crest-Faktor) an Diodendetektoren nur dann zu korrekten, d.h. leistungsproportionalen Anzeigewerten, solange man sich ausschließlich im quadratischen Teil der Diodenkennlinie bewegt, d.h., bei nicht zu großer Aussteuerung. Aufgrund der relativ geringen Sendeleistungen von WLAN-Sendern, kann dies in der Praxis für übliche Breitbandsondensysteme vorausgesetzt werden.

fehlende Frequenzselektivität

Aufgrund der Tatsache, dass Messungen mit Breitbandfeldsonden keinen Rückschluss auf die detaillierte Zusammensetzung des Immissionsspektrums erlauben, sind sie nur zur Bestimmung der Immissionsbeiträge bestimmter Technologien einsetzbar, wenn für die Zeit der Messungen sichergestellt ist, dass Fremdimmissionen (von anderen Technologien) nur in vernachlässigbarem Ausmaß vorhanden sind.

zeitliches Mittelungsverhalten

Die meisten modernen Breitbandfeldsondensysteme liefern bis zu sehr geringen Duty Cycle der Immissionsgrößen den wahren Effektivwert. Das zeitliche Mittelungsverhalten von Breitbandfeldsondensystemen ist jedoch typenspezifisch und sollte daher vor Messungen überprüft werden.

Empfindlichkeit

Aufgrund der relativ geringen Sendeleistungen der hier betrachteten Drahtlostechnologien, sind für praktische Messungen sehr empfindliche Mess-Systeme notwendig, um die Immissionen überhaupt erfassen zu können. Als Mindestanforderung an die Sondenempfindlichkeit sollte eine untere Nachweisgrenze von $\leq 0,1$ V/m gelten. Damit wäre die Immission eines leerlaufenden WLAN-Access Points (nur *Beacon*, $P_{spitze}=100$ mW EIRP) in 3 Meter Entfernung gerade noch messbar.

3.2.2 Frequenzselektive Messung

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 aufwändiger (untere Preisgrenze für Messantenne inklusive Spektrumanalysator ca. 15.000,- bis 20.000,- €). Abbildung 3.5 zeigt das Grundprinzip eines Messaufbaus für die frequenzselektive Immissionserfassung.

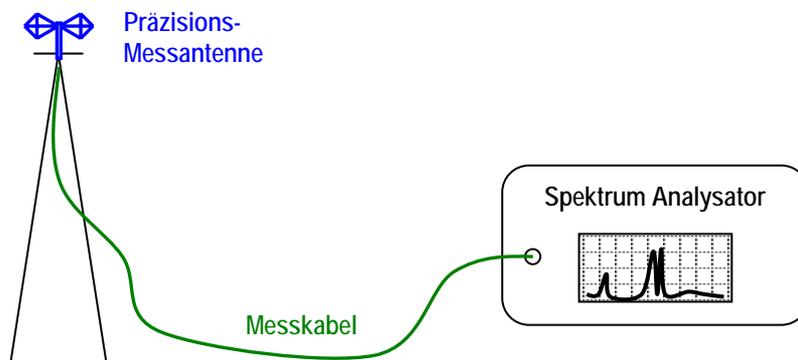


Abbildung 3.5: Schematische Darstellung einer frequenzselektiven Messung elektromagnetischer Felder

Die (Präzisions-) Messantenne fungiert als Messwandler, der die Feldgrößen (z.B. elektrische Feldstärke) frequenzrichtig in eine elektrische Spannung überführt. Der Transformationsfaktor (Antennenfaktor), der den Zusammenhang zwischen der an der Antenne anliegenden 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 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 Amplituden-Anzeigewerten am Spektrumanalysator, alle in der Messkette liegenden Komponenten (Dämpfungsglieder, Kabeldämpfung, Antennenfaktor) entsprechend berücksichtigt werden. Um jedoch quantitativ richtige Anzeigewerte am Spektrumanalysator zu erhalten, sind die Messparameter des Spektrumanalysators richtig einzustellen, wozu bereits relativ große Detailkenntnis über die Signalcharakteristik der Feldquelle notwendig ist. Die wichtigsten der angesprochenen Messparameter sind die *Auflöse- oder Messbandbreite (RBW, Resolution Bandwidth)*, die *Video-Bandbreite (VBW, Video Bandwidth)*, die *Sweep Zeit*, der *Detektortyp* (z.B. *PEAK, RMS* oder *Sample*) und die *Darstellungsart* (z.B. *Live, MaxHold* oder *Average*). Für detaillierte Informationen über die wichtigsten Messparameter von Spektrumanalysatoren sei auf die einschlägige Grundlagenliteratur, z.B. [44], verwiesen. Einige der genannten Messparameter sind funktionell miteinander verknüpft und können daher nicht unabhängig voneinander gewählt werden. Moderne Spektrumanalysatoren lassen automatisch nur physikalisch sinnvolle Parameter-Kombinationen zu, um grobe Fehlmessungen zu verhindern. Trotzdem müssen für genaue Messungen die Einstellungen des Spektrumanalysators sorgfältig gewählt werden, wie im Folgenden gezeigt wird. Weiters muss angemerkt werden, dass die Auswahlmöglichkeiten für die genannten Parameter stark von der Klasse (und damit vom Preis) des Spektrumanalysators abhängen. Beispielsweise ist die Auflösebandbreite einfacher Geräte oftmals mit 1 MHz begrenzt und es steht oft nur ein PEAK-Detektor zur Verfügung. Qualitativ höherwertige Geräte bieten dagegen wesentlich höhere maximale *Auflöse- und Videobandbreiten*, zusätzlich auch *RMS* und *Sample*-Detektoren, sowie Mittelungsfunktionen (*Average*) an. Zusätzlich in hochwertigen Spektrumanalysatoren integriert und für viele Messungen vorteilhaft sind *Channel Power* bzw. *Band Power*-Funktionen, die es erlauben, die gesamte in einem (frei wählbaren) Frequenzbereich enthaltene spektrale Leistung zu erfassen (Integration über das Leistungsdichtespektrum).

Die in der strahlenschutztechnischen Praxis erreichbare Genauigkeit bei der frequenzselektiven Expositionserfassung hängt nun einerseits natürlich von den Geräteunsicherheiten (Kalibrierunsicherheiten von Spektrumanalysator, Antenne, Messkabel, usw.), und andererseits, in oft noch größerem Maße, von der Kombination der messtechnischen Möglichkeiten des Spektrumanalysators mit der Signalcharakteristik der Feldquelle ab. Die letztgenannte Quelle von Messunsicherheiten wird im folgenden Abschnitt mit ausgewählten Vertretern der hier interessierenden drahtlosen Kommunikationstechnologien anhand von Referenzmessungen näher beleuchtet. Unsicherheiten zufolge sich ändernder Ausbreitungsbedingungen, die in der Praxis immer vorhanden und aus der Sicht des Strahlenschutz-Messtechnikers praktisch nicht kontrollierbar sind, seien hier zunächst ausgeklammert.

3.2.2.1 Systematische Unsicherheiten und Grenzen der Aussagekraft frequenzselektiver Messungen bei der Expositionserfassung in den Feldern verschiedener drahtloser Kommunikationstechnologie

Um die systematischen Messunsicherheiten bei der frequenzselektiven Expositionsbestimmung der hier interessierenden Drahtlostechnologien zu analysieren, wurden Referenzmessungen nach dem in Abbildung 3.6 dargestellten Schema durchgeführt. Die Messungen erfolgten dabei grundsätzlich kabelgebunden um Messunsicherheiten zufolge von Freiraum-Wellenausbreitungsphänomenen auszuschließen.

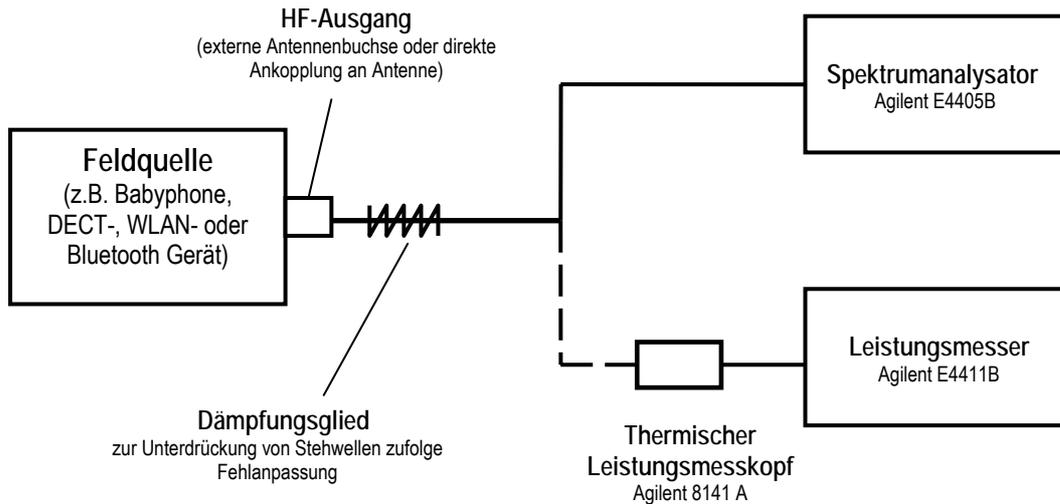


Abbildung 3.6: Messaufbau für die Referenzmessungen zur Untersuchung systematischer Messunsicherheiten bei der frequenzselektiven Expositionserfassung in den Feldern verschiedener drahtloser Kommunikationstechnologien

Bei Geräten ohne externe Antennenausgangsbuchse erfolgte die Ankopplung durch direktes Anklemmen an den Antennenspeisepunkt (nach Öffnen des Gerätes). Da es sich bei den hier betrachteten Referenzmessungen nur um Relativmessungen, ohne Anspruch auf absolute quantitative Messgenauigkeit handelt, ist dies zulässig. Zur Unterdrückung störender Stehwellen am Messkabel zufolge des nicht angepassten HF-Abgriffs wurde ein Dämpfungsglied (>10 dB) verwendet.

Bei gleich bleibendem Betriebszustand der Feldquelle wurde einerseits die effektive HF-Leistung mittels thermischem Leistungsmesskopf und zugehörigem Leistungsmesser gemessen und alternativ dazu eine Messung mittels Spektrumanalysator bei unterschiedlichen Einstellungen der Messparameter durchgeführt. Der mit dem Leistungsmesser ermittelte Wert diente dabei als Referenzwert (thermischer Messkopf liefert zuverlässig den wahren Effektivwert)¹⁴.

Analoge Übertragungsverfahren und kontinuierliche Abstrahlung

Bei Betrachtung der im Haushalt und Büro häufig eingesetzten Drahtlostechnologien fallen die meisten Geräte der folgenden Anwendungsgebiete in diese Kategorie:

- *Babyphones*
- *Drahtlose Kopfhörer*

¹⁴ Die in diesem Zusammenhang erwähnten ‚idealen‘ Eigenschaften thermischer Leistungsmessköpfe helfen für die praktische Immissionsbestimmung nicht weiter, da mit ihnen 1. keine frequenzselektiven Messungen möglich sind, und 2. ihre Empfindlichkeit begrenzt ist (üblicherweise mindestens 30 dB geringer als Spektrumanalysatoren)

- Drahtlose Videoübertragung (z.B. Wireless Webcams)
- Drahtlose Tastatur und Maus (sofern nicht Bluetooth-Technologie)¹⁵

Im Folgenden werden die Ergebnisse der Referenzmessungen nach Abbildung 3.6 für analoge Übertragungsverfahren, am Beispiel eines handelsüblichen Babyphones (*BABYFON BM1000, Vivanco GmbH*) als Feldquelle dargestellt.

Die folgenden Abbildungen zeigen die Einhüllende des HF-Signal zunächst im Zeitbereich (Zero Span Modus, Abb. 3.7a) und im Frequenzbereich bei unterschiedlichen Einstellungen des Spektrumanalysators (Abbildungen 3.7b,c,d). Die blauen Kurven wurden jeweils mit PEAK-Detektor und die roten Kurven mit RMS-Detektor gemessen. Der grundsätzliche Unterschied zwischen den Abbildungen 3.7b,c,d liegt in der Verwendung unterschiedlicher Auflösungs- bzw. Messbandbreiten (RBW). Für die Bestimmung der tatsächlichen Bandbreite des Immissionssignals ist eine möglichst kleine Auflösungsbandbreite zu verwenden, um Verfälschungen der Flanken des Spektrums zu vermeiden (verursacht durch Integration über die Auflösungsbandbreite). Aus Abbildung 3.7b ist ersichtlich, dass das Funksignal ca. 1,4 kHz im Spektrum belegt, d.h. alle relevanten Spektralanteile liegen innerhalb eines ca. 1,4 kHz breiten Intervalls (10dB Bandbreite). Die in Abbildung 3.7b eingestellte Messbandbreite von 100 Hz führt daher zu einer Unterbewertung um ca. 10,2 dB, entsprechend ca. einem Faktor 10,5 (vgl. Messwert -43,2 dBm, rechts oben eingeblendet, mit Referenzwert $P = -33,0$ dBm). Die Messergebnisse in Abbildungen 3.7c und d wurden mit Messbandbreiten von 1 kHz bzw. 3 kHz gemessen und führen daher zu wesentlich genaueren Messergebnissen (Abweichungen zum Referenzwert -2,0 bzw. 0,2 dB). D.h., wird mit Messbandbreiten gemessen, welche deutlich unterhalb der Signalbandbreite liegen, muss das Messergebnis nach folgender Beziehung korrigiert werden (z.B. nach Messvorschrift Reg TP MV 09/EMF/3 [45]):

$$P_{eff} [\text{dBm}] = P_{gemessen} [\text{dBm}] + 10 * \log_{10} \left(\frac{\text{Signalbandbreite}}{\text{äquivalente Rauschbandbreite}} \right) \quad (3.8)$$

wobei P_{eff} die tatsächliche (korrigierte) Leistung und $P_{gemessen}$ die, mit zu geringer Messbandbreite ermittelte Leistung ist. Unter *äquivalenter Rauschbandbreite* eines realen Filters versteht man in diesem Zusammenhang die Bandbreite eines idealen Rechteckfilters, dessen Fläche unter der quadrierten Filter-Übertragungsfunktion gleich jener des realen Filters ist. Die äquivalente Rauschbandbreite hängt vom Typ des ZF-Filters des Spektrumanalysators ab. Für Gaußfilter (heute in den meisten Geräten implementiert) beträgt sie ca. $1,1 * \text{Messbandbreite}$.

Korrigiert man den in Abbildung 3.7b bei einer Messbandbreite von 100 Hz gemessenen Wert von -43,2 dBm entsprechend der Gleichung (3.8), ergibt sich als korrigierter Messwert

$$P_{eff} [\text{dB}] = -43,2 \text{ dBm} + 10 * \log_{10} \left(\frac{1,4 \text{ kHz}}{0,11 \text{ kHz}} \right) = -32,2 \text{ dBm},$$

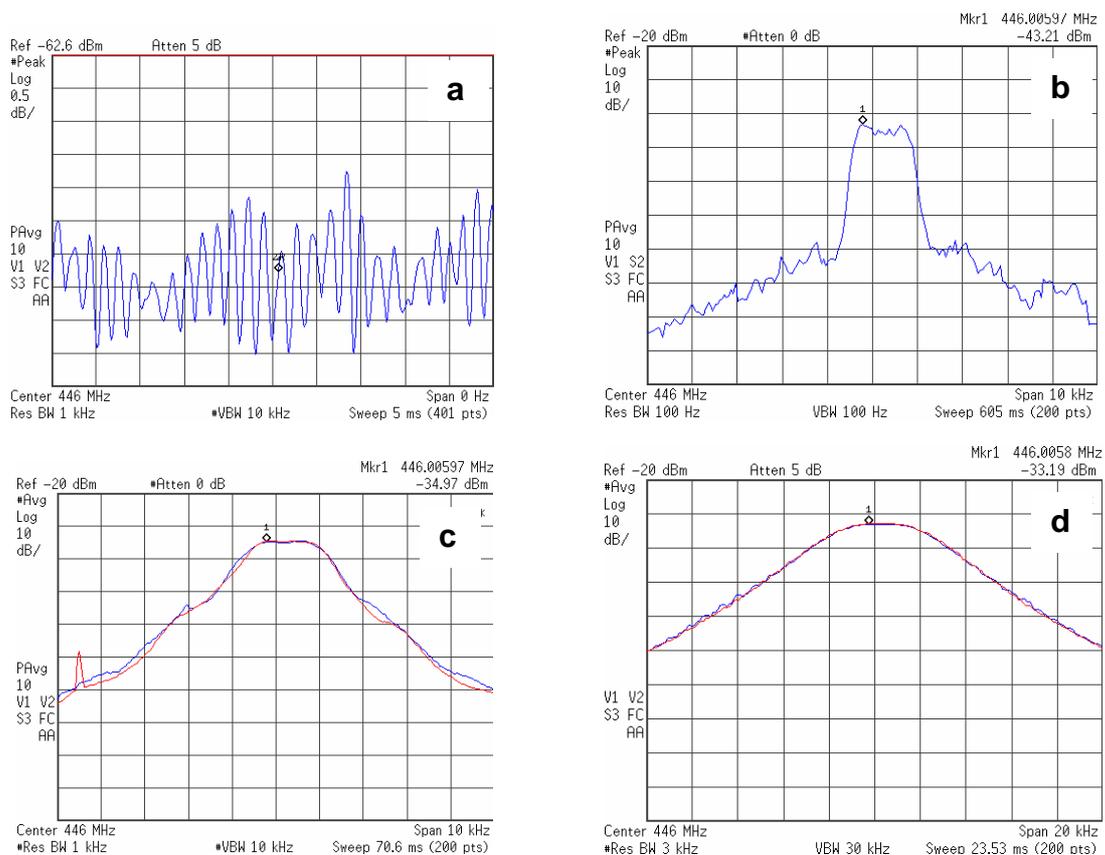
welcher mit nur sehr geringer Abweichung dem Referenzwert von -33,0 dBm entspricht.

Eine entsprechende Korrektur des Messergebnisses aus Abbildung 3.7c führt auf -33,9 dBm als korrigiertes Messergebnis.

¹⁵ Die Bezeichnung ‚kontinuierliche Abstrahlung‘ ist bei drahtlosen Computermäusen nur bedingt richtig, da in Bewegungspausen zur Batterieschonung keine HF-Abstrahlung erfolgt.

Weiters wird aus Abbildung 3.7 ersichtlich, dass sich auch kein praktisch bedeutsamer Unterschied zwischen Verwendung eines PEAK- oder eines RMS-Detektors ergibt. Ebenso ergibt sich bei kontinuierlicher, stabiler Sendeleistung kein Unterschied zwischen den LIVE dargestellten und im MAXHOLD Modus aufgezeichneten Messkurven.

Bei intermittierender HF-Abstrahlung der Feldquelle wäre am Spektrumanalysator im LIVE Modus kein stabiles Bild erzeugbar, wodurch man in einem solchen Fall gezwungen ist im MAXHOLD Modus zu messen und anschließend (sofern die tatsächlich abgestrahlte mittlere HF-Leistung von Interesse ist) den Messwert entsprechend des Ein/Aus-Zyklus (Duty Cycle) zu korrigieren.



$$P_{\text{eff}} = -33.0 \text{ dBm} \quad (= \text{Messung mit Leistungsmesser} = \text{Referenzwert})$$

Abbildung 3.7: Messung der HF-Leistung an einem handelsüblichen Babyphone (kontinuierliche, analoge Audioübertragung) mit unterschiedlichen Einstellungen des Spektrumanalysators. a: Signaleinhüllende im Zero-Span Modus; b: spektrale Darstellung mit RBW 100 Hz; c: spektrale Darstellung mit RBW 1 kHz; d: spektrale Darstellung mit RBW 3 kHz
blau: PEAK Detektor, rot: RMS-Detektor

Zusammenfassend sind bei der frequenzselektiven Expositionsbestimmung in den elektromagnetischen Feldern von Geräten mit kontinuierlicher Abstrahlung von sinusförmigen Signalen (z.B. Babyphones, drahtlose Kopfhörer, drahtlose Tastatur und Maus und drahtlose Videoübertragung) keine wesentlichen systematischen Messunsicherheiten aufgrund der Verwendung unterschiedlicher Detektoren bzw. anderer Messparameter zu erwarten. Es ist daher in diesem Fall möglich, auch mit relativ einfachen Spektrumanalysatoren genaue Messungen durchzuführen. Die resultierende absolute Gesamtmessunsicherheit wird in diesen Fällen vorwiegend

durch die Kalibrierunsicherheit der Messgeräte und eventuell vorhandener (unkontrollierbarer) Variationen der Ausbreitungsbedingungen der elektromagnetischen Wellen bestimmt.

Digitale Übertragungsverfahren mit intermittierender Abstrahlung, amplitudenkonstanter Modulation und definiertem Duty Cycle - DECT

Im Hinblick auf die für Haushalts- und Büroanwendungen häufig verwendeten Technologien, ist hier vor allem DECT zu nennen.

Im Folgenden werden die wesentlichsten Faktoren für die korrekte frequenzselektive Immissionsbewertung bei DECT-Immissionen erörtert.

Hinsichtlich Messbandbreite und Detektor gilt auch in diesem Fall, das bereits im vorangegangenen Abschnitt gesagt. D.h. bei Messbandbreiten, die kleiner als die Signalbandbreite sind, sind die Messergebnisse entsprechend Gleichung (3.8) zu korrigieren (Abbildung 3.8a), und aufgrund der amplitudenkonstanten Modulation des DECT-Systems ist die Verwendung von PEAK- und RMS-Detektoren praktisch gleichwertig (Abbildung 3.8b).

Beachtenswerte Punkte, die bei der Immissionsbewertung von DECT-Aussendungen im Auge behalten werden müssen, sind jedoch einerseits das verwendete Zeitschlitzverfahren, und andererseits die dynamische, automatische Frequenzwahl im DECT-Standard. Abbildung 3.9 illustriert qualitativ das Zeitschlitzverfahren bei einer einzelnen DECT-Gesprächsverbindung, gemessen im Zero-Span Modus des Spektrumanalysators. Die Messungen wurden mittels einer Messantenne nahe der Basisstation durchgeführt. Die hohen, alle 10 ms auftretenden Bursts stammen daher von der Basisstation, die niedrigeren, um 5 ms dazu versetzten Bursts vom weiter entfernten Mobilteil.

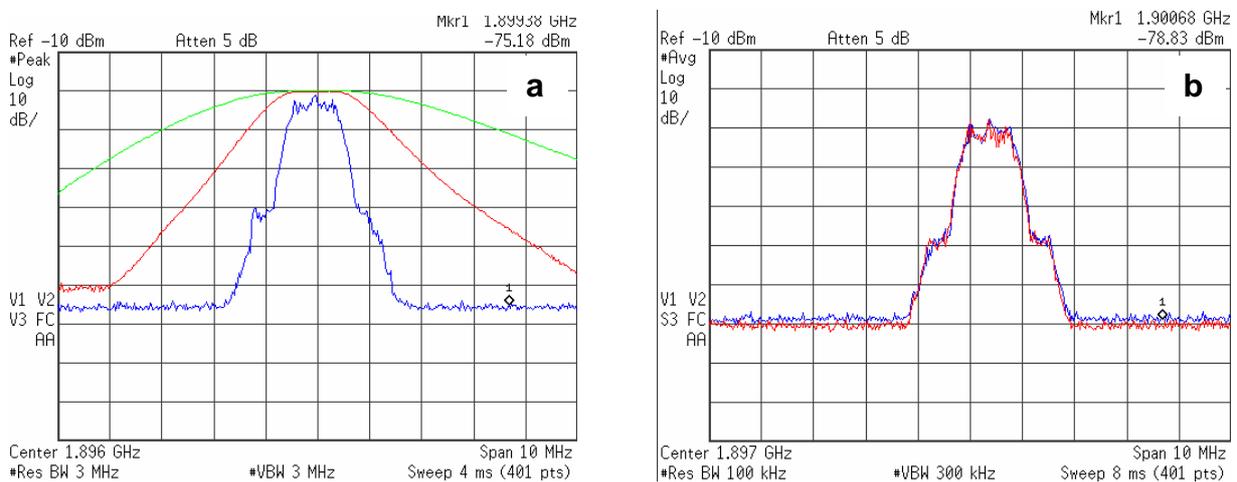


Abbildung 3.8: Immissionsmessung einer einzelnen DECT-Gesprächsverbindung, gemessen mit unterschiedlichen Messbandbreiten (a) und PEAK- bzw. RMS-Detektor (b).

- a: DECT-Kanal, gemessen mit Messbandbreiten von 100 kHz (blau), 1 MHz (rot) und 3 MHz (grün).
- b: DECT-Kanal, gemessen mit PEAK-Detektor (rot) und RMS-Detektor (blau)

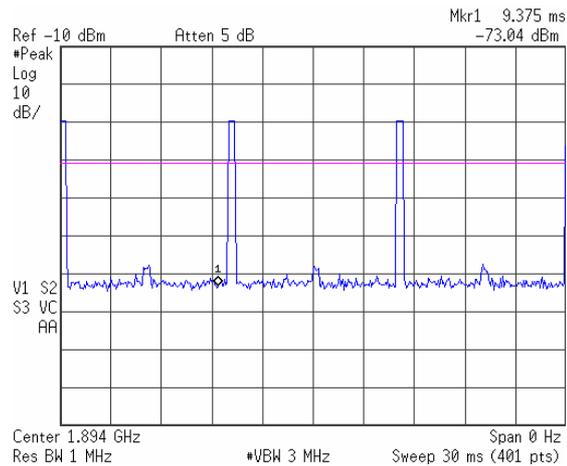


Abbildung 3.9: Immissionen (qualitativ) einer einzelnen DECT-Gesprächsverbindung, gemessen im Zero-Span-Modus nahe der Basisstation. Die hohen alle 10 ms auftretenden Bursts stammen daher von der Basisstation, die niedrigeren dazu um 5 ms versetzten Bursts vom weiter entfernten Mobilteil

Gemeinsam mit der im DECT-Standard implementierten automatischen dynamischen Frequenzwahl ergeben sich daraus weitreichende Konsequenzen für die quantitativ richtige Expositionsbestimmung. Einerseits sind Pegelmessungen im Zero-Span Modus oft schwierig, weil sich die Übertragungsfrequenz ständig ändern kann, und andererseits ist bei Messungen im Frequenzbereich aufgrund des Zeitschlitzverfahrens keine stabile Anzeige am Spektrumanalysator zu erreichen. Ein Ausweg, der in einem solchen Fall auch bei einfachen Spektrumanalysatoren besteht, sind Messungen im MAXHOLD-Modus. Abbildung 3.10 zeigt ein solches Messergebnis für eine Aufzeichnungsdauer von ca. 1 Minute bei ständiger Bewegung der Mobilstation (Messantenne nahe der Basisstation). Zu beachten ist dabei, dass es sich um ein Messergebnis bei Aktivsein von nur einer einzigen Gesprächsverbindung handelt! Durch die automatische dynamische Frequenzwahl und die sich ändernden Empfangsbedingungen hat diese Gesprächsverbindung während der Aufzeichnungsdauer 9 der insgesamt 10 verfügbaren DECT-Frequenzkanäle benutzt. Das sich daraus ergebende messtechnische Problem ist, dass sich dieses Messergebnis in keiner Weise von der Situation bei hoher Netzauslastung, verbunden mit wesentlich höherer Immission, unterscheidet¹⁶.

Am Messergebnis von DECT-Immissionen im MAXHOLD-Modus können daher nur die Verhältnisse bei einer ‚Worst Case‘ Situation abgelesen werden. Im Extremfall (tatsächlich nur eine Gesprächsverbindung aktiv) ergibt sich daher eine systematische Überbewertung bis zu einem Faktor 120 (!), entsprechend ca. 21 dB.

Der einzige Ausweg aus diesem Problem ist die Echtzeit-Leistungsdichte-Messung, die von hochwertigen Spektrumanalysatoren unter Namen wie *Channel Power*- oder *Band Power*-Funktion angeboten werden. Mittels dieser Funktionen ist die tatsächlich momentan in einem gewissen Frequenzbereich vorhandene HF-Leistung messbar. In Zusammenhang mit Mittelungsfunktionen (zur Stabilisierung des Anzeigewertes) sind auf diesem Weg die tatsächlichen Immissionen von DECT-Systemen quantitativ richtig erfassbar. Abbildung 3.11 zeigt dies anhand von Referenzmessungen an einer DECT-Basisstation (*Siemens Gigaset*) entsprechend Abbildung 3.6, bei Vorhandensein einer einzigen aktiven DECT-Gesprächsverbindung. Im Teilbild 3.11a ist das im MAXHOLD-

¹⁶ Der einzige während der Messung zu beobachtende Unterschied wäre, dass bei hoher Netzauslastung das Bild des Spektrums am Spektrumanalysator schneller entsteht, was aber auch keinerlei quantitative Aussage zulässt.

Modus gemessene Spektrum dargestellt, aus dem sich ein Leistungswert von $-13,04$ dBm ablesen lässt. Aus dem Wissen, dass nur eine Gesprächsverbindung aktiv ist und nur das Downlink-Signal gemessen wird (d.h., nur einer von 24 möglichen Zeitschlitz verwendet wird), ist hier mit einer Überbewertung um einen Faktor 24 (entsprechend $13,8$ dB) zu rechnen. Teilbild 3.11b zeigt das Messergebnis bei Verwendung der *Channel Power*-Funktion und Mittelwertbildung über 100 Sweeps (entsprechend 800 ms). Das Messergebnis der *Channel Power* Messung führt auf einen Messwert von $-26,75$ dBm, was nahezu exakt dem tatsächlich zu erwartenden Wert entspricht.

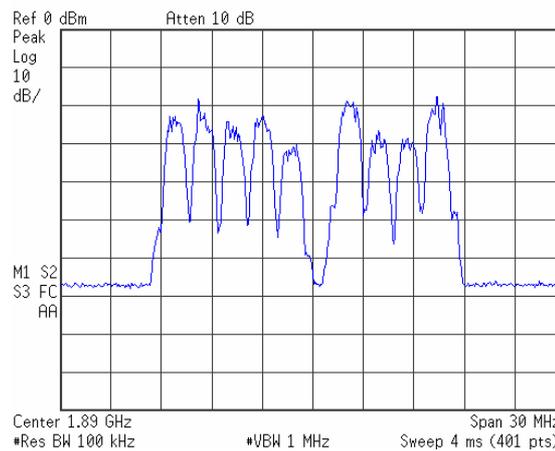
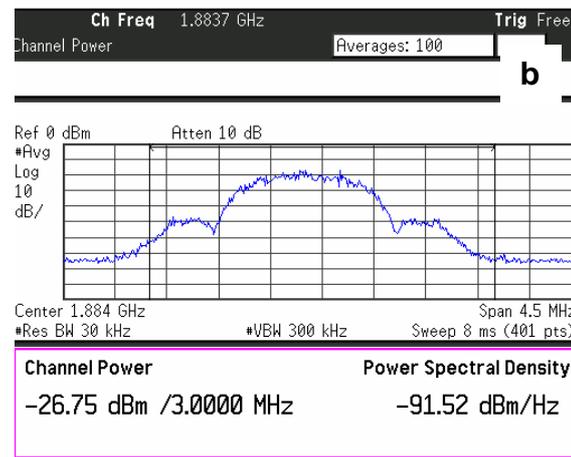
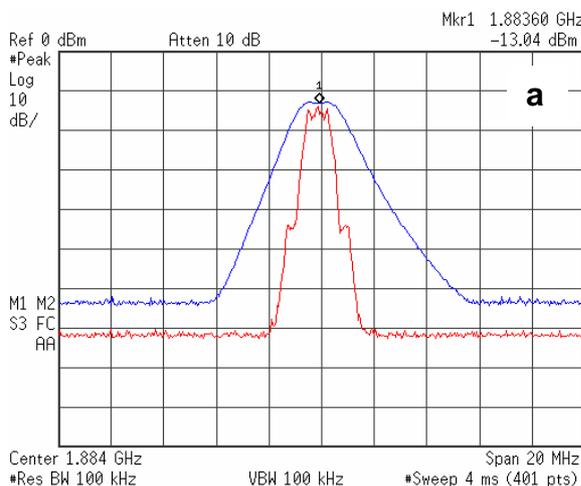


Abbildung 3.10: Immissionen (qualitativ) einer einzelnen DECT-Gesprächsverbindung, gemessen im Frequenzbereich im MAXHOLD-Modus. Obwohl immer nur eine Gesprächsverbindung aktiv war, erscheint durch die automatische dynamische Frequenzwahl des DECT-Standards der gesamte Frequenzbereich belegt (9 von insgesamt 10 Kanälen, bei einer Aufzeichnungsdauer von ca. 1 Minute und ständiger Bewegung des Mobilteils).



$$P_{\text{eff}} = -26.5 \text{ dBm} \text{ (=Messung mit Leistungsmesser = Referenzwert)}$$

Abbildung 3.11: Referenzmessungen am Downlink-Kanal einer einzelnen DECT-Gesprächsverbindung.
a: Im MAXHOLD-Modus gemessen kommt es aufgrund des Zeitschlitzverfahrens zu einer systematischen Überbewertung
b: Mittels Channel Power-Funktion gemessener erhält man den tatsächlichen Wert.

Zusammenfassend ist daher im Hinblick auf die Bewertung von DECT-Immissionen zu beachten, dass bei frequenzselektiver Messung nur mit hochwertigen Spektrumanalysatoren quantitativ genaue Messungen der tatsächlichen Exposition erwartet werden können. Ohne Verwendung von *Channel Power*- bzw. *Band Power*-

Funktionen, bzw. ohne zeitsynchrone Information über den Netzauslastungszustand (praktisch meist nicht verfügbar), sind systematische Überschätzungen der tatsächlichen Immissionen bis zu einem Faktor 120 (!) unvermeidbar.

Breitbandige digitale Übertragungsverfahren mit stochastischer Signalcharakteristik

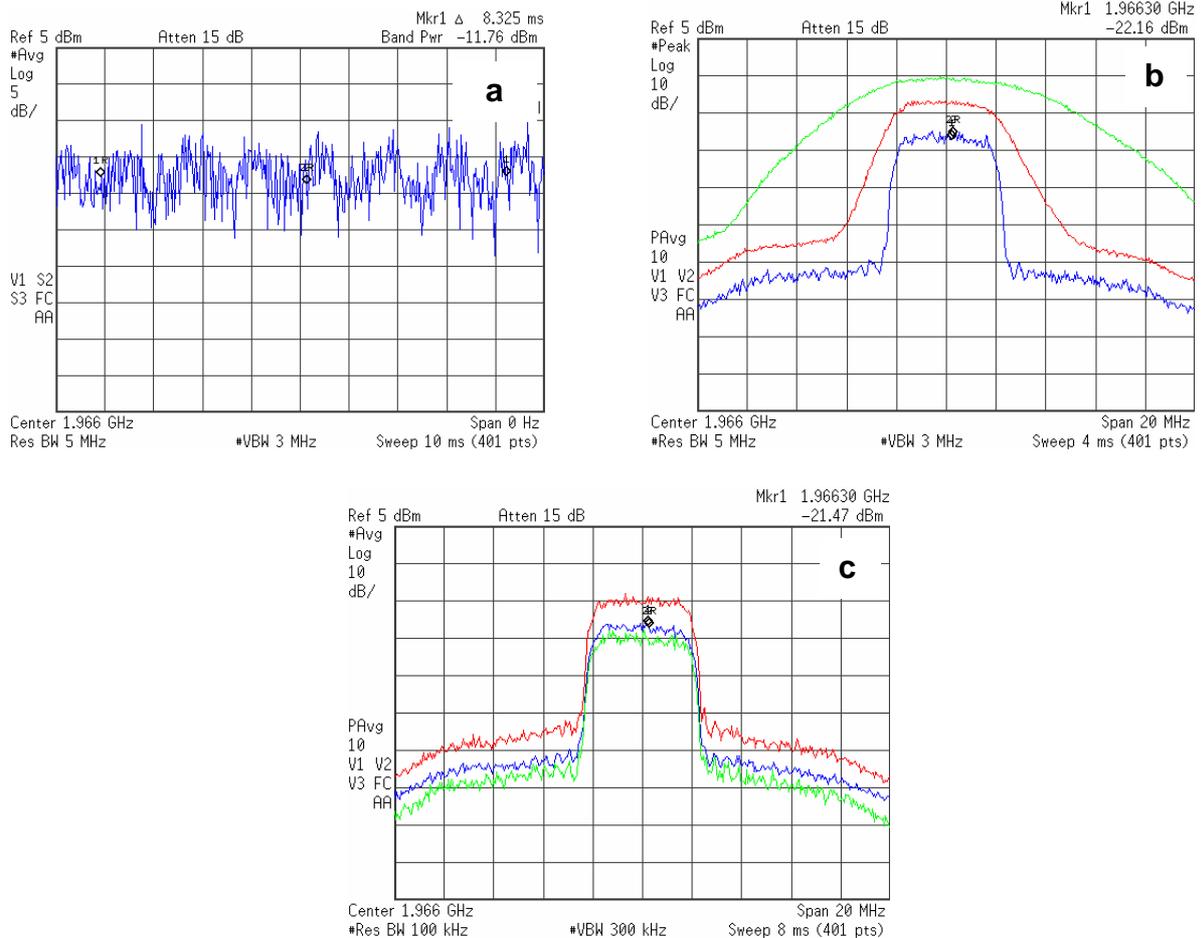
Bevor in den nächsten Abschnitten konkret die zu erwartenden Unsicherheiten bei der frequenzselektiven Messung von Bluetooth und WLAN-Anwendungen analysiert werden, soll im Folgenden zunächst ein kontinuierlich abgestrahltes breitbandiges, digitales Signal mit stochastischer Charakteristik betrachtet werden, wie es beispielsweise von einem UMTS-Mobiltelefon (im FDD Modus) unter konstanten Empfangsbedingungen erwartet werden kann. Im konkreten Fall wurde für die unten dargestellten Messungen (entsprechend Abb. 3.6) ein generischer Signalgenerator [46] verwendet.

Abbildung 3.12a zeigt das Signal im Zero Span Modus (Zeitbereichsdarstellung) und verdeutlicht die stochastische Signalcharakteristik, verursacht durch die spezielle Übertragungstechnik (WCDMA) bei UMTS. Die effektive HF-Leistung des Signals (gemessen mit thermischem Leistungsmesskopf) betrug -9,8 dBm. Teilbild 3.12b zeigt die Messergebnisse (im Frequenzbereich) bei Verwendung unterschiedlicher Messbandbreiten (blau 100 kHz, rot 1 MHz, grün 5 MHz) und eines PEAK-Detektors. In Abbildung 3.12c sind die Messergebnisse bei Verwendung einer Messbandbreite RBW von 100 kHz mit PEAK-Detektor (blaue Kurve) und RMS-Detektor (grüne Kurve) dargestellt (80 ms-Mittelwerte). Die rote Kurve wurde mit PEAK-Detektor im MAXHOLD Modus aufgezeichnet. Nach Korrektur für die zu geringe Messbandbreite (RBW=100 kHz, 10 dB-Signalbandbreite ca. 4,5 MHz) entsprechend Gleichung (3.8) ergeben sich folgende Werte:

RMS-Detektor:	Messwert -25 dBm \Rightarrow korr. Wert -8,9 dBm
PEAK-Detektor:	Messwert -21,5 dBm \Rightarrow korr. Wert -5,4 dBm
PEAK-Det. und MAXHOLD:	Messwert -15 dBm \Rightarrow korr. Wert +1,1 dBm

Ein Vergleich mit dem Referenzwert (-9,8 dBm) zeigt, dass durch die stochastische Signalcharakteristik nur Messungen mit RMS Detektor auf Unsicherheiten < 1 dB (entsprechend ca. 26 %) führen. Allein durch die Verwendung eines PEAK-Detektors ergibt sich bei dem betrachteten Signal eine Überschätzung von über 4 dB (entsprechend einem Faktor 2,5). Die Verwendung eines PEAK-Detektors im MAXHOLD Modus führt sogar zu Überschätzungen von über 10 dB, d.h. um mehr als einen Faktor 10!

Diese Ergebnisse zeigen, dass bei stochastischer Signalcharakteristik (selbst bei stabiler mittlerer Leistung) für eine genaue Erfassung der Immissionen Spektrumanalysatoren erforderlich sind, welche die Verwendung eines RMS-Detektors erlauben. Andernfalls kommt es zwangsläufig zu teilweise massiven Überbewertungen. Die einzige Möglichkeit, diese rechnerisch zu kompensieren, setzt die Kenntnis der stochastischen Signaleigenschaften (Signalstatistik) voraus.



$P_{\text{eff}} = -9.8 \text{ dBm}$ (=Messung mit Leistungsmesser = Referenzwert)

Abbildung 3.12: Messung der HF-Leistung eines generischen UMTS Signals konstanter mittlerer Leistung. Durch die stochastische Signalcharakteristik führen die Verwendung von PEAK-Detektor und MAXHOLD Modus zu großen Überbewertungen der effektiven Leistung. Nähere Details, siehe Text.

Breitbandige digitale Übertragungsverfahren ohne konstanten Duty Cycle - Bluetooth

Im vorangegangenen Abschnitt wurde gezeigt, dass bei stochastischer Signalcharakteristik schon relativ hohe messgerätetechnische Anforderungen zu erfüllen sind, um systematische Messunsicherheiten in vertretbaren Grenzen zu halten, selbst, wenn es sich um Signale mit konstanter¹⁷ mittlerer Leistung handelt. Bluetooth verwendet zwar eine amplitudenkonstante Modulation (GFSK), bedient sich jedoch eines Frequenzsprungverfahrens (FHSS) zur Erhöhung der Störsicherheit. Die Tatsache der amplitudenkonstanten Modulation führt zunächst dazu, dass mit Spektrumanalysatoren, welche nur einen PEAK-Detektor besitzen, keine zusätzlichen Messunsicherheiten entstehen. Abbildung 3.13 illustriert dies. Die rote Kurve wurde mit PEAK-Detektor und die blaue Kurve mit RMS-Detektor gemessen. Sie führen beide auf den gleichen Maximalpegel. Durch den in beiden Fällen aktivierten MAXHOLD-Modus werden nach und nach die einzelnen Frequenzkanäle dargestellt, auf denen jedoch niemals gleichzeitig gesendet wird. Zusätzlich ist zu berücksichtigen, dass die

¹⁷konstant bei Mittelungsintervallen in der Größenordnung von mehr als einige 100 ms.

Zeitdauer und Häufigkeit der abgestrahlten HF-Bursts vom Datenverkehrsaufkommen im betrachteten Bluetooth-Netzwerk abhängt¹⁸.

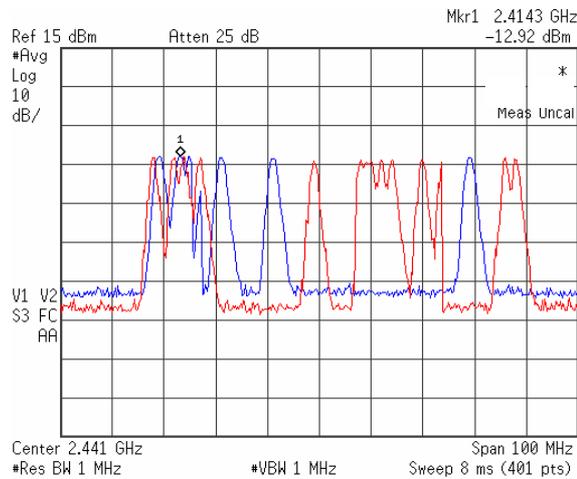


Abbildung 3.13: Messung der HF-Leistung an der Antenne eines Bluetooth-USB-Sticks im MAXHOLD Modus des Spektrumanalysators (rote Kurve: PEAK-Detektor, blaue Kurve: RMS-Detektor)

Würde man bei der Immissionsbestimmung im MAXHOLD-Modus messen und den dabei erhaltenen Maximalpegel als Immissionswert betrachten, hätte man zwar eine obere Immissionsgrenze gefunden, die niemals (nicht einmal theoretisch) überschritten werden könnte. Die tatsächliche Immission am betrachteten Ort könnte damit aber in hohem Ausmaß überbewertet sein. Dies soll an einem vereinfachten Beispiel einer Immissionsbestimmung in einem Bluetooth Netzwerk illustriert werden (Abbildung 3.14). Es werden dabei 3 Bluetooth Geräte in unterschiedlichen Entfernungen (dargestellt durch unterschiedliche Streckendämpfungswerte) zum Immissionsort betrachtet. Der Einfachheit halber wird angenommen, dass alle drei Geräte mit der gleichen maximalen Sendeleistung P senden können. Die ersten 3 Teildiagramme in Abbildung 3.14 zeigen schematisch die zeitliche Abfolge der Aussendungen der Geräte (bestimmt durch die jeweilige Kommunikationssituation). In diesem Beispiel sei angenommen, dass sich der dargestellte Zeitabschnitt (normierte Zeitachse von 0 bis 1) periodisch wiederholt (zumindest für eine Dauer von 6 Minuten, um das in den meisten Normen angegebene zeitliche Mittelungsintervall für die Expositionsbewertung zugrunde legen zu können).

Aufgrund der unterschiedlichen Streckendämpfung und der in diesem Beispiel angenommenen zeitlichen Sendefolge der Geräte, ergibt sich am Immissionsort ein Verlauf der empfangenen HF-Leistung P_{IP} entsprechend des vierten Teildiagramms. Im MAXHOLD-Modus des Spektrumanalysators würde als Messwert nur der Maximalpegel des von Gerät 1 empfangenen Anteils bestimmbar sein ($P-30\text{dB}$). Eine zeitliche Mittelung der tatsächlich empfangenen HF-Leistung führt aber auf eine effektive Empfangsleistung $P_{IP,EFF}$, welche um ca. 13 dB (Faktor 20) unterhalb diesem Wert liegt. In Extremfällen, in denen das der Empfangsantennen nächstgelegene Gerät (mit höchstem Immissionsspitzenwert) nur selten und nur kurze Pakete sendet, kann der Faktor der Überbewertung noch wesentlich größer sein. Die einzige Möglichkeit, in solchen Fällen genauere Messwerte der am betrachteten Immissionsort

¹⁸ streng genommen sogar zusätzlich noch von der Datenstruktur. Die Übertragung vieler kleiner Dateien (kleine Paketlängen) wird zu einem geringeren effektiven Duty Cycle führen, als die Übertragung von großen Dateien (maximale Paketlängen und damit relativ wenig Austastlücken).

tatsächlich vorherrschenden Verhältnisse zu gewinnen, ist der Einsatz von *Channel Power*- bzw. *Band Power*-Funktionen, die von hochwertigen Spektrumanalysatoren angeboten werden. Mittels dieser Funktionen ist die tatsächlich momentan in einem gewissen Frequenzbereich vorhandene HF-Leistung messbar. In Zusammenhang mit Mittelungsfunktionen besteht auf diesem Weg die Möglichkeit, die tatsächlichen Immissionen von Bluetooth-Geräten quantitativ richtig, mit nur geringer Messunsicherheit, zu erfassen.

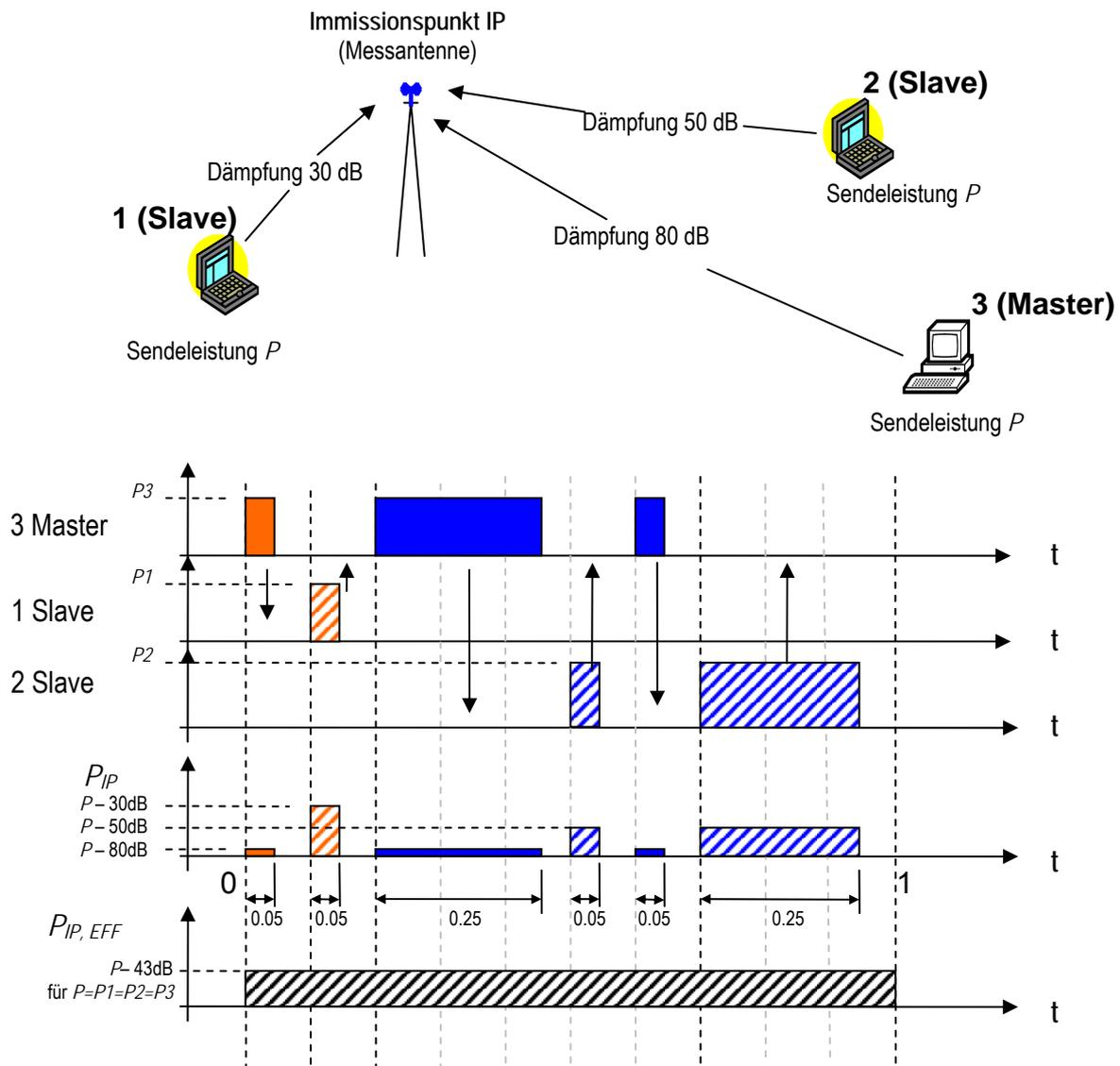
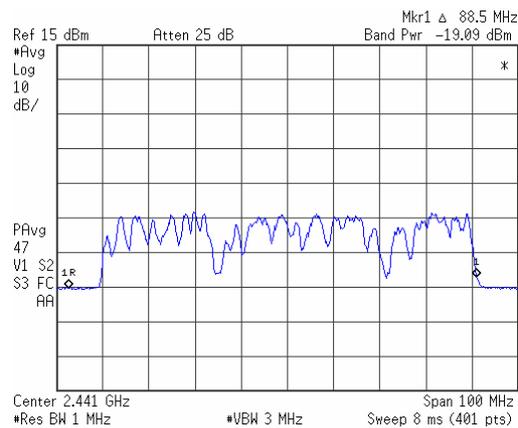


Abbildung 3.14: Vereinfachtes Beispiel einer Immissionsmessung in einem Bluetooth Netzwerk zur Illustration der Überbewertung bei Messung mit MAXHOLD Funktion. P_{IP} ist dabei die am Immissionsort empfangene HF-Leistung.

Abbildung 3.15 zeigt das Ergebnis der *Band Power*-Messung (Momentan-Messwert rechts oben eingeblendet) bei Referenzmessungen nach Abbildung 3.6, an der Antenne eines Bluetooth-USB-Sticks (Bluetooth USB-Adapter, Fa. Belkin). Um für die Messungen eine über einige Sekunden möglichst konstante vom Bluetooth-USB-Stick abgestrahlte HF-Leistung zur Verfügung zu haben, wurde eine große Datei vom USB-Stick zu einem anderen Bluetooth Gerät übertragen. Bei Mittelung über ca. 50 Sweeps (entsprechend ca. 400 ms) lag der Anzeigewert am Spektrumanalysator zwischen -18 dBm und -20 dBm. Der Schwankungsbereich des mittels Effektivleistungsmesser

gemessenen Referenzwertes der HF-Leistung lag zwischen -17 dBm und -20 dBm. D.h., die *Band Power*-Funktion ermöglicht hier die Erfassung der tatsächlichen Immissionen mit Unsicherheiten im Bereich weniger dB. Die angegebenen Schwankungsbreiten der Messwerte ergeben sich aufgrund des a priori nicht definierten Duty Cycles der abgestrahlten HF-Leistung. Die Ein-/ Austastzeiten des abgestrahlten HF-Signals sind in der Praxis vom im Netzwerk vorherrschenden Datenverkehr und auch von den zu übertragenden Daten (Paketgrößen) abhängig. Bei gleicher Gesamt-Nettodatenmenge führt beispielsweise die Übertragung eines großen Ordners mit vielen kleinen Dateien zu wesentlich geringerem effektiven Duty Cycle¹⁹, als die Übertragung einer einzigen großen Datei (maximale Paketlängen und damit geringere Sendepausen zwischen den einzelnen Paketen). Zusätzlich ergeben sich auch noch zufällige, nicht kontrollierbare Schwankungen im effektiven Duty Cycle aufgrund von eventuell *erforderlichen Re-Transmissions* nach Übertragungsfehlern. Die hier beschriebene Schwankungsbreite von ca. $\pm 1,5$ dB wurde unter optimierten Verhältnissen (Punkt zu Punkt Übertragung einer großen Datei) erreicht und wird daher bei Immissionsmessungen in der Praxis (in einem in Betrieb befindlichen Bluetooth-Netzwerk) wahrscheinlich nicht erreichbar sein. Aufgrund mehrerer Teilnehmer im Netz und der üblicherweise nicht ständigen Vollausslastung des Übertragungsmediums, sind hier wesentliche größere Schwankungsbreiten zu erwarten.



$P_{\text{eff}} = -20 \text{ dBm} \dots -17 \text{ dBm}$ (=Messung mit Leistungsmesser = Referenzwert)

Abbildung 3.15: Messung der HF-Leistung an der Antenne eines Bluetooth USB-Sticks mittel Band Power Funktion des Spektrumanalysators. Die mittels Spektrumanalysator gemessene HF-Leistung im Bluetooth-Frequenzbereich lag zwischen -18 dBm und -20 dBm und liegt daher im gleichen Bereich der, mittels Effektiv-Leistungsmesser gemessenen Werte.

Breitbandige digitale Übertragungsverfahren mit stochastischer Signalcharakteristik und ohne konstanten Duty Cycle - WLAN

In den beiden vorangegangenen Abschnitten wurden die messtechnischen Probleme einerseits bei der frequenzselektiven Messung von breitbandigen HF-Signalen mit stochastischer Signalcharakteristik (rauschähnliche Signale), andererseits von Signalen mit nicht konstantem Duty Cycle erörtert. Sowohl die Tatsache der stochastischen Signalcharakteristik, als auch jene des a priori nicht definierten Duty Cycles gibt Anlass zu systematischen Messunsicherheiten, die je nach den Möglichkeiten des eingesetzten Spektrumanalysators mehrere Größenordnungen betragen können. Die

¹⁹ Als effektiver Duty Cycle wird in diesem Zusammenhang das Verhältnis der Zeitsumme aller EIN- zur Zeitsumme aller AUS-Phasen über den betrachteten Zeitraum verstanden.

derzeit auf dem Markt befindlichen WLAN-Systeme (nach IEEE 802.11a,b,g) vereinen beide oben genannte Eigenschaften in sich, woraus die zu erwartenden Probleme bei der korrekten Immissionserfassung bereits erahnt werden können.

Die folgenden Abbildungen zeigen zunächst Ergebnisse von Messungen im Zero Span Modus (Zeitbereichsmessung) am Senderausgang eines WLAN-Access Points (L54g Wireless, Fa. LANCOM Systems). Es wurde jeweils direkt über Kabelverbindung am Antennenausgang gemessen (vg. Abbildung 3.6). Abbildung 3.16 zeigt das Ausgangssignal des Access Points für den Fall, dass kein Datenverkehr im Netzwerk existiert, d.h., der Access Point sendet nur alle 100 ms einen ca. 0,25 ms langen *Beacon* aus, der zur Synchronisation aller am Netzwerk beteiligten Geräte dient. Teilbild a zeigt die Verhältnisse mit Zeitbasis 500 ms, Teilbild b zeigt einen einzigen *Beacon* mit Zeitbasis 1 ms.

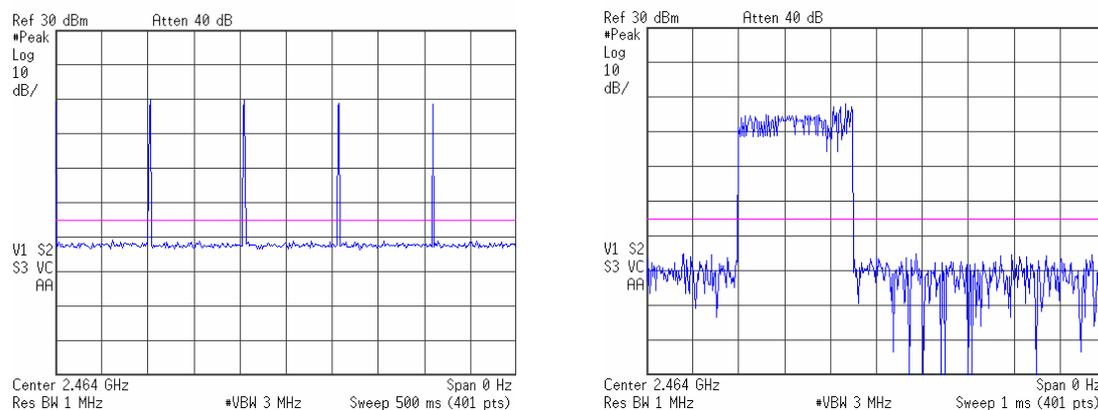


Abbildung 3.16: Messung des Zeitverlaufs der HF-Leistung am Antennenausgang eines WLAN Access Points in unterschiedlicher zeitlicher Auflösung (a: Zeitfenster 500 ms, b: Zeitfenster 10 ms). Es gibt keinen Datenverkehr im Netzwerk, der Access Point sendet in regelmäßigen Abständen nur das Beacon Signal aus.

Abbildung 3.17 zeigt den Zeitverlauf der HF-Ausgangsleistung des Access Points bei einer Datenübertragung von einem WLAN-Client über den WLAN-Access Point zu einem anderen WLAN-Client im gleichen WLAN (gleicher Funkkanal). Übertragen wird dabei eine mehrere hundert Megabyte große Datei, um über längeren Zeitraum möglichst Vollausslastung des Netzwerks zu simulieren. Die Teilabbildungen zeigen unmittelbar hintereinander gemessene Zeitverläufe der HF-Ausgangsleistung in unterschiedlichen zeitlichen Auflösungen (500 ms, 100 ms und 10 ms Zeitfenster).

Bei höherer zeitlicher Auflösung ist erkennbar, dass der effektive Duty Cycle (Verhältnis der Summen von EIN- und AUS-Zeiten) deutlich kleiner als 100% ist (trotz voller Netzauslastung). Der Grund hierfür ist, dass der Zugriff auf den Funkkanal im Zeitmultiplex erfolgt. D.h., in der hier betrachteten Konfiguration einer Übertragungskette Client A – Access Point – Client B muss der Access Point abwechselnd empfangen und senden, womit sich theoretisch ein maximaler Duty Cycle von 50% ergibt (unter Annahme gleicher Datenraten im Aufwärts und Abwärts Pfad). Praktisch liegt der effektive Duty Cycle auch in der hier betrachteten Konfiguration aber unter 50%, da der Access Point auch während einer längeren Übertragung mögliche andere Clients im Netzwerk servicieren muss. Tatsächlich wurde für diese Konfiguration (Übertragung einer großen Datei) durch Mittelung über mehrere Sekunden während der Übertragung ein mittlerer effektiver Duty Cycle von ca. 48 % ermittelt (Schwankungsbreite 30 % ... 65 %). Wie schon im vorangegangenen Abschnitt erwähnt, gilt auch für WLAN-Anwendungen, dass der effektive

Duty Cycle auch von der übertragenen Datenstruktur abhängt. Die Übertragung vieler kleiner Dateien führt aufgrund der kürzeren Paketlängen zu kleineren effektiven Duty Cycles beim sendenden Gerät. Im Vergleich zum oben genannten, bei der Übertragung einer einzigen großen Datei ermittelten Wert, führte die Übertragung eines großen Dateiverzeichnisses mit vielen kleinen Dateien (mittlere Größe ca. 5 kB), unter sonst gleichen Bedingungen zu einem effektiven Duty Cycle von nur ca. 25 %.

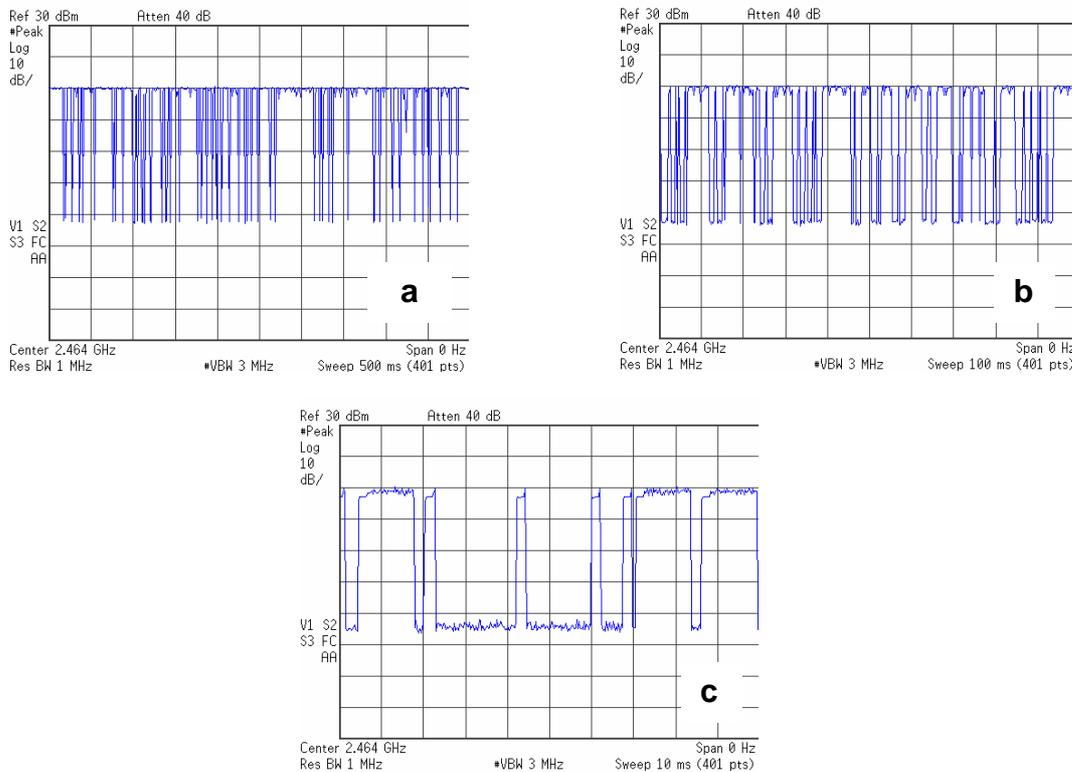


Abbildung 3.17: Messungen des Zeitverlaufs der HF-Leistung am Antennenausgang eines WLAN Access Points in unterschiedlicher zeitlicher Auflösung bei voller Übertragungskapazität von Client A über den Access Point zu Client B. Der effektive Duty Cycle liegt ca. bei 50 %. a: Zeitfenster 500 ms; b: Zeitfenster 100 ms; c: Zeitfenster 10 ms

In anderen Betriebszuständen können jedoch von einzelnen WLAN-Sendern sehr wohl effektive Duty Cycles im Bereich von größer als 80% erreicht werden. Als Beispiel zeigt Abbildung 3.18 das HF-Ausgangssignal des oben genannten Access Points für den Fall einer Übertragung von einem Client A kabelgebunden (Ethernet) zum Access Point und vom Access Point (drahtlos) zu einem Client B. In diesem Fall steht dem Access Point (nahezu) die gesamte Funkschnittstelle zum Senden zur Verfügung (die Daten von Client A erhält er ja kabelgebunden). Die kurzen Unterbrechungen im Sendesignal sind in diesem Fall hauptsächlich für das Empfangen der Acknowledge-Pakete von Client B notwendig.

Ein weiterer Fall, bei dem effektive Duty Cycles nahe 100 % auftreten können, sind Punkt zu Punkt Verbindungen zwischen einzelnen Clients (*peer to peer* Netzwerk). Wird in einer solchen Konfiguration eine große Datei von einem Client A zu einem Client B übertragen, dann sind tatsächlich nur sehr kurze Sendepausen bei Client A notwendig (für Empfang der Acknowledge-Pakete von Client B) und das Verhältnis EIN- zu AUS der Sendeleistung eines Gerätes kann ca. 90 % erreichen.

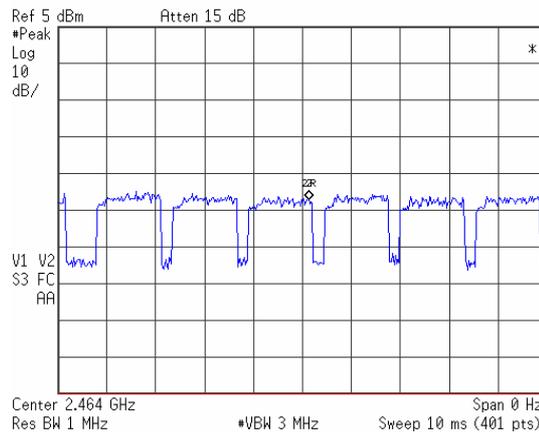


Abbildung 3.18: Messungen des Zeitverlaufs der HF-Leistung am Antennenausgang eines WLAN Access Points bei voller Übertragungskapazität von Client A kabelgebunden zum Access Point und vom Access Point drahtlos zu Client B. Der effektive Duty Cycle liegt in diesem Fall bei größer als 80%.

Aus diesen Überlegungen hinsichtlich der von WLAN Sendern abgestrahlten effektiven HF-Leistung folgt, dass in der Praxis die effektive Sendeleistung eines einzelnen WLAN-Access Points zwischen ca. 0,3 % (nur Beacon Abstrahlung) und ca. 90 % der maximalen Sendeleistungsamplitude variieren kann, wobei diese Schwankungen bei praktischen Immissionsmessungen üblicherweise nicht kontrollierbar sind und somit bei Messungen im MAXHOLD Modus einen proportionalen Unsicherheitsbeitrag bis zu einem Faktor 300 liefern können.

Neben der in diesem Abschnitt bisher ausschließlich betrachteten Problematik des in der Praxis üblicherweise stark variierenden effektiven Duty Cycles von WLAN-Sendern, existieren darüber hinaus erhöhte messtechnische Anforderungen aufgrund der stochastischen Signalcharakteristik. Abbildung 3.19 zeigt dazu die Ergebnisse der Messung entsprechend Abbildung 3.6. Um während der Messungen eine möglichst konstante mittlere Sendeleistung am Antennenausgang des Access Points zur Verfügung zu haben, wurde eine große Datei von Client A über den Access Point zu Client B übertragen (alle Verbindungen drahtlos). Messungen mittels Effektiv-Leistungsmesser am Ausgang des Access Points ergaben Messwerte zwischen 11 dBm und 14 dBm. Die blaue Kurve in Abbildung 3.19 wurde mit PEAK-Detektor im MAXHOLD Modus und die rote Kurve mit RMS-Detektor im MAXHOLD Modus gemessen. Die grüne Kurve ist das Messergebnis bei Messung mit RMS-Detektor bei Mittelung über 100 Sweeps (entsprechend 800 ms), um die Schwankungen der Anzeige zu reduzieren. Die Messbandbreite betrug in allen Fällen 1 MHz. Die PEAK-Detektor Messung im MAXHOLD Modus führte auf einen Messwert von ca. 11 dBm, die RMS-Detektor-Messung im MAXHOLD Modus auf ca. 8 dBm. Die Messung mit RMS-Detektor und Mittelungsfunktion ergab einen Messwert von ca. 0 dBm ($\pm 1,5$ dB). Da die Signalbandbreite (10 dB-Bandbreite ca. 18 MHz) wesentlich größer ist als die verwendete Messbandbreite (1 MHz), müssen die Messwerte gemäß Gleichung (3.8) korrigiert werden, was auf folgende Werte führt:

RMS-Detektor (AVG):	Messwert	0 dBm	\Rightarrow korr. Wert: +12,6 dBm
RMS-Det. und MAXHOLD:	Messwert	8 dBm	\Rightarrow korr. Wert: +20,6 dBm
PEAK-Det. und MAXHOLD:	Messwert	11 dBm	\Rightarrow korr. Wert: +23,6 dBm

Verglichen mit der tatsächlichen HF-Leistung (11 dBm ... 14 dBm) führt nur die RMS-Detektor-Messung mit Mittelungsfunktion zu korrekten Messwerten. Die Messungen mittels MAXHOLD-Funktion, bei einfachen Spektrumanalysatoren oft die einzige Möglichkeit um auf stabile Anzeigewerte zu kommen, führen zu einer Überbewertung von mehr als einer Zehnerpotenz (!). Die hier unter Volllast (effektiver Duty Cycle des Access Points am HF-Ausgang ca. 48 %) erhaltenen Messwerte der MAXHOLD Messungen würden sich in der gleichen Weise auch bei wesentlich weniger Datenverkehrsaufkommen im Netzwerk einstellen, d.h., die Überbewertung der tatsächlichen Immissionsgrößen würde noch höher ausfallen.

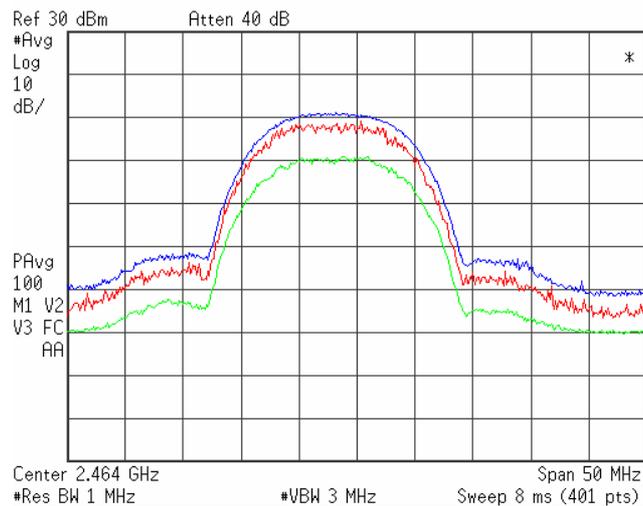


Abbildung 3.19: Messung des Frequenzspektrums des HF-Ausgangssignals eines WLAN Access Points bei voller Übertragungskapazität von Client A über den Access Point zu Client B. Die Messung im MAXHOLD-Modus, bei einfachen Spektrumanalysatoren oft die einzige Möglichkeit, um auf stabile Anzeigewerte zu kommen, kann auf Überbewertungen der Immissionsgrößen um mehrere Größenordnungen führen.

Eine Messung mittels *Band Power*-Funktion und Mittelung über 100 Sweeps (entsprechend 800 ms) führte zu Messwerten von 12 dBm ($\pm 1,0$ dB), also ebenfalls mit sehr geringer systematischer Messunsicherheit.

Eine weitere bei Immissionsmessungen im MAXHOLD Modus zum Tragen kommende Quelle systematischer Messunsicherheit, kann durch stark unterschiedliche Immissionsbeiträge (hinsichtlich Dauer und Intensität) von einzelnen Sendern entstehen. Dieses Problem wurde in Abbildung 3.14 für ein Bluetooth-Netzwerk schematisch dargestellt, gilt aber in gleicher Weise auch für WLAN und kann zu Überbewertungen der tatsächlichen Immissionen zwischen 1 und 2 Zehnerpotenzen führen.

Zusammenfassend ist daher im Hinblick auf die Erfassung und Bewertung von WLAN-Immissionen zu beachten, dass bei frequenzselektiver Messung nur mit hochwertigen Spektrumanalysatoren quantitative richtige Messungen der tatsächlichen Exposition erwartet werden können, bei denen die Restunsicherheit auf wenige dB eingeschränkt bleibt. Ohne Verwendung von RMS-Detektoren und Mittelungsfunktionen bzw. *Channel Power*- oder *Band Power*-Funktionen sind bei Verwendung von PEAK-Detektoren im MAXHOLD Modus systematische Überschätzungen der tatsächlichen Immissionen um 2 bis 3 Zehnerpotenzen möglich bzw. unvermeidbar!

3.2.2.2 Kommerzielle frequenzselektive Mess-Systeme

Neben den Spezifikationen des Spektrumanalysators sind für die praktische Durchführung von frequenzselektiven Messungen auch die Spezifikationen des verwendeten Messantennensystems von Bedeutung. Sie beeinflussen in hohem Ausmaß die erreichbare Empfindlichkeit (Antennenfaktor) und die Praktikabilität der Messungen. Wünschenswert sind vor allem Breitbandigkeit und Isotropie der Messantenne. Die Forderung nach Breitbandigkeit kann am leichtesten durch den Einsatz von Logarithmisch-Periodischen (LogPer) Antennen oder Horn-Antennen erfüllt werden. Diese haben allerdings den Nachteil, dass sie eine ausgeprägte Richtcharakteristik aufweisen. D.h., um die Immissionsgröße 'quasi isotrop' zu erfassen, sind (zeitlich hintereinander) mehrere Einzelmessungen durchzuführen und die einzelnen Raumkomponenten der elektrischen Feldstärke geometrisch zur resultierenden Gesamtfeldstärke zu addieren. Bei Verwendung von Horn- oder LogPer-Antennen sind dabei im allgemeinsten Fall 12 Einzelmessungen²⁰ mit jeweils veränderter Antennenorientierung notwendig. Neben den damit verbundenen aufwändigen Manipulationen kann daraus aber auch unmittelbar ein grundlegendes physikalisches Problem bei der frequenzselektiven Messung zeitlich veränderlicher Immissionen ersehen werden. Aufgrund der Tatsache, dass die Einzelmessungen nur zeitlich hintereinander durchgeführt werden können, kann die Immissionsmessung strenggenommen nur dann als korrekt angesehen werden, wenn sich die Immission während der Gesamtdauer aller erforderlicher Einzelmessungen nicht ändert. Andernfalls würden ja die einzelnen zu addierenden Raumkomponenten nicht zur gleichen Immissionssituation gehören. Diese Tatsache ist naturgemäß umso problematischer, je größer die zeitliche Dynamik der Immissionsgröße bzw. je größer die benötigte Dauer für die Durchführung der Einzelmessungen ist. Etwas entschärft kann diese Problematik durch die Verwendung von z.B. Bikonischen (BiKo) Antennen werden, die zwar wesentlich schmalbandiger als Horn- und LogPer Antennen sind, aber einen großen Vorteil hinsichtlich ihrer Richtcharakteristik besitzen. Bei Verwendung von BiKo-Antennen oder ähnlichen Antennen sind wegen der Dipol-ähnlichen Richtcharakteristik nur mehr 3 Einzelmessungen für die 'quasi isotrope' Immissionsmessung notwendig. Dies stellt somit einen guten Kompromiss zwischen Breitbandigkeit und einfacher Handhabung dar.

Ein auf diesem Prinzip beruhendes und für Immissionsmessungen im Frequenzbereich von 80 MHz bis 3 GHz einsetzbares, von ARC Seibersdorf research GmbH entwickeltes Antennensystem, ist 'Field Nose' [47] (Abbildung 3.20a). Die auf einer automatischen, von der Systemsoftware gesteuerten, Drehvorrichtung montierte Antenne (*Precision Conical Dipole, PCD*) ist über ein kalibriertes Messkabel mit dem Spektrumanalysator verbunden. Durch die spezielle Ausrichtung der Antenne sind für eine quasi-isotrope Messung nur 3 Einzelmessungen notwendig, die automatisch von der Systemsoftware ausgeführt und entsprechend ausgewertet werden. Je nach notwendiger Sweep Zeit am Spektrumanalysator, liegt die minimal erreichbare Zeit zwischen den Einzelmessungen (vor allem zur Rotation der Antennen benötigt) bei ca. 8 Sekunden. Ein großer Vorteil des Systems ist die Tatsache, dass die Antenne (inklusive Drehvorrichtung) und Software als separate Pakete erhältlich sind und mit jedem beliebigem Spektrumanalysator betrieben werden können. Als weiterer Vorteil kann die Tatsache genannt werden, dass es sich bei diesem System um einen rein passiven Sensor handelt und somit Messfehler zufolge Übersteuerung von

²⁰ auf 3 zueinander orthogonalen Raumachsen durch den Immissionspunkt, in jeweils 2 Richtungen, jeweils horizontal und vertikal polarisiert

Vorverstärkern (in anderen Systemen zur Empfindlichkeitserhöhung teilweise verwendet) ausgeschlossen sind. Die Anschaffungskosten für Antenne (inklusive Drehvorrichtung und Messkabel) und Software sind mit ca. 6.000,- Euro als vergleichsweise preiswert einzustufen.

Ein anderes, seit kurzem am Markt erhältliches, quasi-isotropes und frequenzselektives System, ist das *Selektiv Radiation Meter* SRM 3000 von Narda Industries, Inc., USA [48] (Abbildung 3.20b). Es handelt sich dabei um ein Komplettsystem für den Frequenzbereich von 75 MHz bis 3 GHz, bestehend aus Mess-Sonde und Handgerät, das eine frequenzselektive Auswertung der Immissionsgröße ermöglicht. Die Quasi-Isotropie wird dabei durch einen bereits im Sondenkopf implementierten HF-Schalter erreicht. Dieser wird vom Handgerät gesteuert und es erfolgt im Zeitmultiplex die frequenzselektive Auswertung und Superposition der räumlichen Einzelkomponenten. Nachteile des Systems liegen in der relativ großen minimalen Sweep Zeit (≥ 200 ms) und in eingeschränkter Flexibilität bei der Einstellung der Messparameter (aufgrund der relativ einfachen Konzeption des Handgerätes im Vergleich zu üblichen Spektrumanalysatoren). Der Vorteil des Systems liegt zweifellos in seiner Kompaktheit. Als Mindestdauer für eine komplette quasi-isotrope Immissionsmessung (abhängig von der Sweep Zeit), wird für hier interessierende Messungen eine Zeit von wenigen Sekunden erreichbar sein. Die Anschaffungskosten des Systems liegen bei ca. 15.000,- Euro.

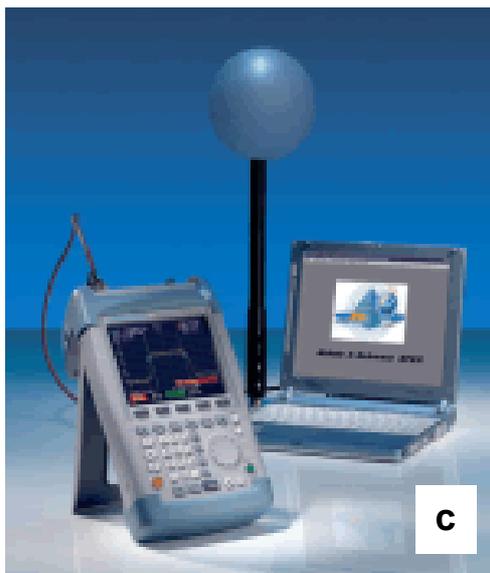
Ein von Rohde und Schwarz GmbH & Co. KG, Deutschland, entwickeltes System ist TS-EMF [49] (Abbildung 3.20c). Es besteht, ähnlich dem SRM 3000 von Narda, aus einer Sonde mit 3 orthogonalen Antennenelementen, deren Empfangssignale im Zeitmultiplex ausgewertet werden. Anders als beim SRM 3000 erfolgt die Ansteuerung des dafür notwendigen HF-Switchs nicht vom Spektrumanalysator aus, sondern von einer externen Steuerbox, die von der Mess-Software angesteuert wird. Die Mess-Software organisiert vollautomatisch den Messablauf und die Auswertung der Messdaten, einerseits durch Ansteuerung des Multiplexers (Steuerbox) und andererseits durch entsprechende Befehle an den angeschlossenen Spektrumanalysator. Der Einsatz-Frequenzbereich wird mit 80 MHz – 2,5 GHz angegeben. Aufgrund der Konzeption (Steuerung des Multiplexers direkt von der Software aus) wäre die Mess-Sonde grundsätzlich mit jedem beliebigem Spektrumanalysator kombinierbar. Allerdings wird das System derzeit nur als geschlossenes System vertrieben, d.h., die Schnittstellen der Steuerbox wurden vom Hersteller bisher nicht offen gelegt und damit ist der Betrieb an Spektrumanalysatoren von Rohde und Schwarz gebunden. Die Kosten für die Anschaffung (inklusive dem einfachsten Spektrumanalysator SFH3 von Rohde und Schwarz) belaufen sich auf ca. 18.000,- Euro. Aus dem Preis des Spektrumanalysators von ca. 6.500,- Euro, kann für die Anschaffung der Mess-Sonde inklusive Steuerbox und Software ein Betrag von ca. 11.500,- Euro abgeleitet werden.

Ein zum oben genannten System von Rohde und Schwarz sehr ähnliches System wurde von der Fa. Antennessa auf den Markt gebracht [50]. Das unter dem Namen Comobase vermarktete Mess-System besteht ebenfalls aus einem ‚quasi-isotropen‘ Sensor, bei dem zeitlich hintereinander (im Multiplex) die drei Raumkomponenten erfasst und ausgewertet werden (Abbildung 3.20d). Das Multiplexing erfolgt von der Steuerbox aus über eine externe Steuerbox. Das System ist offen und kann daher grundsätzlich (bei Verfügbarkeit entsprechender Software-Gerätetreiber) mit jedem

Spektrumanalysator betrieben werden. Die Anschaffungskosten für das Grundsystem (Feldsensor, Software und Steuerbox) belaufen sich auf ca. 14.500,- Euro.



Quelle: [48]



Quelle: [49]



Quelle: [50]

Abbildung 3.20: Auswahl von verschiedenen, gegenwärtig am Markt erhältlichen, Mess-Systemen zur frequenzselektiven ‚quasi-isotropen‘ Erfassung von Immissionen im Frequenzbereich der modernen Drahtlostechnologien.

- a: Add3D von ARC Seibersdorf research GmbH, b: SRM 3000 von Narda Industries, Inc,
- c: TS-EMF mit Spektrumanalysator FSH3 von Rohde und Schwarz GmbH & Co. KG,
- d: Comobase von Antennessa (Abbildung mit Anritsu-Spektrumanalysator)

Zusammenfassung Frequenzselektive Messung

Tabelle 3.3 fasst die in den vorangegangenen Abschnitten diskutierten Eigenschaften und systematischen Unsicherheitsbereiche der unterschiedlichen Messparameter-Einstellungen bei der frequenzselektiven Immissionsmessung in den Feldern der unterschiedlichen Drahtlostechnologien zusammen. Eine entsprechend richtige

Messwertkorrektur für Messwerte, welche mit Messbandbreiten kleiner als die Signalbandbreite ermittelt wurden, wird dabei vorausgesetzt.

Zu berücksichtigen ist, dass die angegebenen Unsicherheitswerte zwar unter Miteinbeziehung eventuell vorhandener Schwankungen der abgestrahlten Sendeleistung zufolge nichtkonstantem Datenverkehr, jedoch unter definierten ‚Ausbreitungsverhältnissen‘ (kabelgebundene Leistungsmessung) gefunden wurden. Bei Immissionsmessungen in der Praxis immer vorhandene Unsicherheiten zufolge sich ändernder Ausbreitungsbedingungen, welche zusätzlich zu zeitlichen und räumlichen Schwankungen der Immissionsgrößen führen, sind hier noch nicht berücksichtigt.

analoge, kontinuierliche Signale; digitale, amplitudenkonstante Signale (Babyphone, drahtlose Kopfhörer, drahtlose Webcams, ...)			
PEAK- oder RMS- Detektor	Zero Span		für Zeitbereichdarstellungen brauchbar, üblicherweise aber kein Informationsgewinn gegenüber Frequenzbereichsdarstellung
	Frequenzbereich	MAXHOLD	Bei kontinuierlich abgestrahlten leistungsstabilen Träger führen alle diese Verfahren auf verlässliche Messwerte für die tatsächliche Momentanimmission
		LIVE	
		Bandpower od. Channel Power	
	Bandpower od. Channel Power mit AVG	kann bei instabilem Träger zur Ermittlung der mittleren Immission benutzt werden.	

DECT			
PEAK- oder RMS- Detektor	Zero Span		aufgrund dynamischer automatischer Frequenzwahl praktisch schwierig
	Frequenzbereich	MAXHOLD	nur für Worst Case Abschätzung tauglich; systematische Überbewertung aufgrund des Zeitschlitzverfahrens, je nach Netzauslastung bis zu 21 dB möglich (27 dB ohne aktive Gespräche)
		LIVE	keine stabile Anzeige aufgrund des Zeitschlitzverfahrens
		Bandpower od. Channel Power	keine stabile Anzeige bei sich ändernder Netzauslastung
	Bandpower od. Channel Power mit AVG	bei Integration über den gesamten DECT Frequenzbereich, verlässlichste Messmethode zur Erfassung der tatsächlichen Momentanimmission (Restunsicherheit im Bereich weniger dB).	

Bluetooth			
PEAK- oder RMS- Detektor	Zero Span		aufgrund des Frequenzsprungverfahrens praktisch schwierig
	Frequenzbereich	MAXHOLD	nur für Worst Case Abschätzung tauglich; systematische Überbewertung aufgrund des variablen, vom Datenverkehr abhängigen Duty Cycles, bis zu 10 dB - 20 dB möglich
		LIVE	keine stabile Anzeige möglich
		Bandpower od. Channel Power	keine stabile Anzeige durch variablen Duty Cycle
	Bandpower od. Channel Power mit AVG	bei Integration über den gesamten Bluetooth Frequenzbereich verlässlichste Messmethode zur Erfassung der tatsächlichen Momentanimmission (Restunsicherheit im Bereich weniger dB).	

Tabelle 3.3 (Fortsetzung nächste Seite)

		WLAN (IEEE 802.11x)	
PEAK-Detektor	Zero Span	MAXHOLD	nur für Worst Case Abschätzung tauglich; systematische Überbewertung aufgrund des variablen Duty Cycles und PEAK-Detektor im Bereich 3 dB bis 27 dB
		LIVE	Messung der maximalen Burstamplitude (ca. 3 dB Überbewertung allein aufgrund PEAK-Detektor); Wenn Trigger-Funktion vorhanden, ist die Abschätzung des mittleren effektiven Duty Cycles zur Rückrechnung auf mittlere Exposition möglich, aber umständlich und zeitaufwändig (viele Aufzeichnungen mit hoher Zeitauflösung notwendig).
	Frequenzbereich	MAXHOLD	nur für Worst Case Abschätzung tauglich; systematische Überbewertung aufgrund des variablen Duty Cycles und PEAK-Detektor im Bereich 3 dB bis 27 dB möglich
		LIVE	keine stabile Anzeige möglich
		Bandpower od. Channel Power	keine stabile Anzeige durch variablen Duty Cycle
		Bandpower od. Channel Power mit AVG	bei Integration über den gesamten betrachteten WLAN Funkkanal, systematische 3 dB Überbewertung durch PEAK-Detektor.
RMS-Detektor	Zero Span	MAXHOLD	nur für Worst Case Abschätzung tauglich; systematische Überbewertung aufgrund des variablen Duty Cycles bis 24 dB möglich
		LIVE	Messung der maximalen Burstamplitude; Wenn Trigger-Funktion vorhanden, ist die Abschätzung des mittleren effektiven Duty Cycles zur Rückrechnung auf mittlere Exposition möglich, aber umständlich und zeitaufwändig (viele Aufzeichnungen mit hoher Zeitauflösung notwendig).
	Frequenzbereich	MAXHOLD	nur für Worst Case Abschätzung tauglich; systematische Überbewertung aufgrund des variablen Duty Cycles bis 24 dB
		LIVE	keine stabile Anzeige möglich
		Bandpower od. Channel Power	keine stabile Anzeige durch variablen Duty Cycle
		Bandpower od. Channel Power mit AVG	bei Integration über den gesamten betrachteten WLAN Funkkanal, verlässlichste Messmethode zur Erfassung der tatsächlichen Momentanmission (Restunsicherheit im Bereich weniger dB).

Tabelle 3.3 (Fortsetzung): Zusammenfassung der Eigenschaften und systematischen Unsicherheiten verschiedener Messparameter bei der frequenzselektiven Immissionsmessung in den Feldern moderner drahtloser Kommunikationstechnologien. Eine entsprechend richtige Messwertkorrektur für Messwerte, welche mit Messbandbreiten kleiner als die Signalbandbreite ermittelt wurden, ist dabei vorausgesetzt. Zu beachten ist, dass RMS-Detektoren und *Band-* bzw. *Channel Power*-Funktionen meist nur in hochwertigen (und damit teuren) Spektrumanalysatoren implementiert sind.

3.3 SAR-Messungen für körpernahe Anwendungen

3.3.1 Allgemeines

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 Befeldungssituation 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 WLAN-Gerät) 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 Gewebe simulierende Flüssigkeiten gefordert sind und für jede Flüssigkeit und Frequenz ein eigener Kalibrierfaktor der Sonde zu bestimmen ist. Abbildung 3.21 zeigt den im Geschäftsfeld ITM der *ARC Seibersdorf research GmbH* verfügbaren automatisierten SAR-Messplatz [51], wie er für Konformitätstests von Mobiltelefonen nach EN 50361 [52] verwendet werden kann.

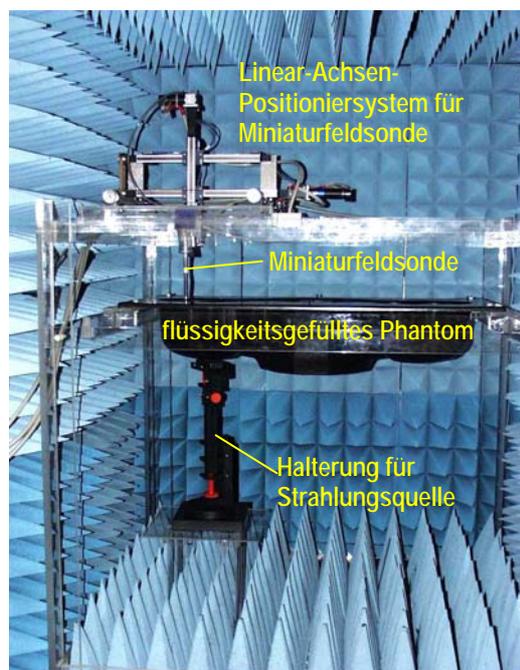


Abbildung 3.21: SAR-Messplatz

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 aufwändige numerische Verfahren (Computersimulationen) möglich.

Hinsichtlich körpernaher Anwendungen der hier interessierenden drahtlosen Kommunikationstechnologien sind vor allem DECT-Mobiltelefone bzw. DECT-Headsets, sowie Bluetooth-Headsets für GSM- und UMTS-Mobiltelefone zu nennen, die unmittelbar am Kopf getragen werden. Weiters kann die häufig zu beobachtende Situation eines im Sitzen auf den Oberschenkeln platzierten Notebooks eine relevante körpernahe Exposition darstellen, wenn das Notebook mit WLAN-Sendern ausgestattet ist (z.B. mit WLAN USB-Stick oder PCMCIA-Karte).

In Bezug auf die beiden erstgenannten Anwendungen am Kopf ist anzumerken, dass sowohl DECT-Mobilteile als auch Bluetooth Headsets mittlere Ausgangsleistungen von maximal 10 mW aufweisen. Nimmt man die gegenwärtige europäische Personenschutz-Grenzwertgebung als Grundlage ($SAR_{max}=2$ W/kg, gemittelt über 10 g), so ist ersichtlich, dass mit solchen Geräten schon auf Basis theoretischer Überlegungen eine Grenzwertüberschreitung ausgeschlossen werden kann. Selbst wenn, in einer theoretischen Annahme, die gesamte zur Verfügung stehende HF-Leistung (10 mW) in den Körper eingetragen würde, so kann der über 10 g gemittelte SAR-Wert 1 W/kg nicht überschritten werden. Auf dieser Überlegung basiert auch die Fachgrundnorm EN 50371 [53], welche Geräte mit mittleren HF-Ausgangsleistungen kleiner oder gleich 20 mW ohne weitere Überprüfung als konform zu den europäischen SAR-Basisgrenzwerten einstuft.

Besteht trotz der von vornherein gegebenen Basisgrenzwert-Konformität Interesse an der im Kopf des Benutzers maximal zu erwartenden SAR (z.B. für Produktvergleiche), so können SAR-Messungen in Anlehnung an EN 50361²¹ [52] eine anerkannte Bewertungsgrundlage bieten.

Gegenwärtig am Markt erhältliche WLAN-Geräte (IEEE 802.11b,g,h), können aufgrund ihrer in Europa zulässigen maximalen Sendeleistung von 100 mW bzw. 200 mW, ohne Überprüfung nicht mehr als a priori konform zum Basisgrenzwert eingestuft werden. Fest installierte WLAN-Geräte (Access Points, Steckkarten in Arbeitsplatzrechnern, usw.) werden üblicherweise nicht zu einer körpernahen Anwendung im hier diskutierten Sinn führen. Denkbar ist jedoch die bereits oben angesprochene Situation eines Notebooks (mit WLAN-Sender), das im Sitzen auf den Oberschenkeln betrieben wird. Unter realistischen Annahmen kann es hier zu einer Annäherung zwischen Antenne und Körper im Bereich von ca. 1 cm kommen. Da gegenwärtig weder für WLAN-Sender, noch für Notebooks einschlägige Produktnormen im Hinblick auf den

²¹ EN 50361 ist speziell für Mobiltelefone konzipiert und beschreibt für solche Geräte einen detaillierten Algorithmus für die reproduzierbare Positionierung der Mobiltelefone am Phantom. Andere Strahlungsquellen als Mobiltelefone werden in diesem Dokument nicht behandelt. Kein anderes europäisches Dokument befasst sich allerdings ähnlich detailliert mit allen Aspekten der SAR-Messung wie EN 50361, weshalb diese Norm als Grundlage auch für SAR-Messungen mit anderen Strahlungsquellen dienen kann.

Personenschutz gegenüber elektromagnetischen Feldern existieren, muss hier auf die Anwendung allgemeinerer Dokumente zurückgegriffen werden. Ein diesbezüglich im Bereich der europäischen Normungsgebung gegenwärtig anwendbares Dokument ist die Fachgrundnorm EN 50392 [54], die generell für elektrische Geräte und Einrichtungen, die für die Verwendung durch die Allgemeinbevölkerung bestimmt sind, gilt. Allerdings stellt diese Norm keine speziellen Anforderungen an die genaue Prozedur der SAR-Messung (Phantomform, Positionierung der Strahlungsquelle am Phantom). Aus anderen anerkannten Dokumenten zum Thema SAR-Messung (z.B. [43], [55], [56]) kann jedoch abgeleitet werden, dass für körpernahe Expositionen am Rumpf, bzw. den Gliedmaßen die Verwendung von flachen Phantomen (ohne anatomische Körperkontur) als adäquat angesehen werden kann. Die genauen Abmessungen der Phantome sollten nach [56] oberhalb gewisser Mindestmaße liegen, die von den Abmessungen des zu untersuchenden Gerätes, sowie von der emittierten Frequenz abhängen. In EN 50383 [43] wird ein flaches Phantom mit festen Abmessungen und einer maximal zulässigen Schalendicke von 1 cm definiert. Allerdings muss angemerkt werden, dass der Geltungsbereich von [43] formal auf *„Mobilfunk-Basisstationen und stationäre Teilnehmergeräte von schnurlosen Kommunikationseinrichtungen“* beschränkt ist und ein Notebook, wenn überhaupt, nur bedingt als stationäres Gerät bezeichnet werden kann. Flache Phantome mit kleineren maximal zulässigen Schalendicken (2 mm) werden gegenwärtig verwendet um die Konformität von Mobiltelefonen in sogenannter ‚Body worn‘ Konfiguration²² zu überprüfen. Diese Überprüfung ist für die Zulassung in den USA nach den Richtlinien der *Federal Communications Commission (FCC)* zusätzlich zu den SAR-Messungen am SAM-Kopfphantom erforderlich. Die grundlegenden Spezifikationen dieser Messungen sind in [55] und [56] festgelegt.

3.3.2 Unsicherheiten und Grenzen der Einsetzbarkeit

Grundsätzlich ist bei der Interpretation von SAR-Messergebnissen immer im Auge zu behalten, dass es sich um Messungen in einer sehr einfachen, homogenen Körperrückbildung handelt. Die komplexen, anatomischen Details des inneren Körperbaus werden dabei nicht berücksichtigt. Ihre strahlenschutztechnische Rechtfertigung bekommen SAR Messungen erst durch die geeignete Wahl der Messparameter (Messalgorithmus, dielektrische Eigenschaften der zu verwendenden gewebesimulierenden Flüssigkeiten, usw.). Für standardisierte Zulassungsprüfungen sind die in den entsprechenden Standards definierten Spezifikationen der SAR-Messungen 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 aufwändige numerische Verfahren (siehe Kapitel 3.4) möglich.

Die Messunsicherheiten der SAR-Messung selbst (d.h. ohne Bezugnahme auf die Übertragbarkeit in reale anatomische Strukturen), ist aufgrund der Vielfältigkeit der

²² Es soll dabei die Situation eines am Körper getragenen (z.B. am Gürtel oder in der Brusttasche) Mobiltelefons während eines Gespräches mit Headset nachgestellt werden.

einzelnen Unsicherheitsquellen relativ groß und liegt in der Größenordnung von ca. 25-30 % (erweiterte Messunsicherheit, $k=2$) für über 1g bzw. über 10 g gemittelte SAR. Tabelle 3.4 zeigt als Beispiel ein Unsicherheitsbudget eines SAR-Messplatzes für spezielle SAR-Messungen mit Mobiltelefonen.

Error source	uncert. [%]	Dist.	Div	ci	std. uncert. [%]	v_i^2 or v_{eff}
<i>Measurement system</i>						
Probe calibration	10	N	1	1	10	∞
Axial isotropy	4.7	R	1.73	0.7	1.9	∞
Hemispherical isotropy	9.6	R	1.73	0.7	3.9	∞
Boundary effects	2.0	R	1.73	1	1.2	∞
Linearity	4.7	R	1.73	1	2.7	∞
System detection limit	1.0	R	1.73	1	0.6	∞
Readout electronics	1.0	N	1	1	1.0	∞
Response time	1.0	R	1.73	1	0.6	∞
Integration time	2.6	R	1.73	1	1.5	∞
RF ambient conditions	3.0	R	1.73	1	1.7	∞
Probe positioning system	2.0	R	1.73	1	1.2	∞
Algorithms for max. SAR evaluation	3.0	R	1.73	1	1.7	∞
<i>Test sample related</i>						
Device positioning	2.0	N	1	1	2.0	20
Device holder uncertainty	5.0	N	1	1	5.0	5
Power variation (SAR-drift)	5.0	R	1.73	1	2.9	∞
<i>Phantom and Set-up</i>						
Phantom uncertainty	2.0	R	1.73	1	1.2	∞
Liquid conductivity - dev from target	5.0	R	1.73	0.64	1.8	∞
Liquid conductivity - meas. uncert.	4.0	N	1	0.64	2.6	∞
Liquid permittivity - dev from target	5.0	R	1.73	0.6	1.7	∞
Liquid permittivity - meas. uncert.	3.0	N	1	0.6	1.8	∞
Combined uncertainty		rss			13.9	
Expanded uncertainty (CI 95%)		k=2			27.8 %	

Tabelle 3.4: Unsicherheitsbudget des automatischen SAR-Messplatzes bei der ARC Seibersdorf research GmbH, erstellt für spezielle Messungen mit Mobiltelefonen. Für die Definitionen der statistischen Kenngrößen in den Tabellen wird auf [52] bzw. [55] verwiesen

Hinsichtlich der speziellen WLAN-Signalform (stochastische Signalcharakteristik) sind mit herkömmlichen Miniaturfeldsonden, wie sie seit Jahren für SAR-Messungen eingesetzt werden, keine besonderen Einschränkungen notwendig. Eine diesbezügliche Untersuchung wurde 2003 veröffentlicht [57] und zeigte bei üblichen Aussteuerungen im Bereich unterhalb 10 W/kg keine nennenswerten Unterschiede zu kontinuierlichen Sinus-Signalen.

3.4 Numerische Methoden zur Expositionserfassung

Neben analytischen Methoden zur elektromagnetischen Feldberechnung, welche bei komplexen Problemen sehr schnell an ihre Grenzen stoßen, haben sich heute numerische Methoden in der Dosimetrie 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 Rechenverfahren

Allen feldtheoretischen Verfahren gemeinsam ist, dass sie grundsätzlich keine systematischen Vereinfachungen hinsichtlich elementarer elektromagnetischer Gegebenheiten treffen, d.h. feldtheoretische Verfahren implementieren die Lösung der Maxwell'schen Gleichungen. Feldtheoretische Verfahren sind daher überall dort unumgänglich wo komplexe elektromagnetische Kopplungsphänomene betrachtet

werden, wie beispielsweise die Absorption elektromagnetischer Strahlung in komplexen Strukturen (z.B. menschlicher Körper). Vereinfachungen müssen in der Praxis aufgrund beschränkter Rechnerressourcen jedoch immer hinsichtlich der Modellgeometrie, sowie durch die nicht beliebig feine Diskretisierung des Feldraumes gemacht werden. D.h., der maximal sinnvoll rechenbare Feldraum bleibt gegenwärtig üblicherweise auf relativ kleine Raumbereiche (abhängig von der Wellenlänge) beschränkt. Jedes der genannten feldtheoretischen Verfahren hat für spezielle Anwendungen Stärken und Schwächen, so dass keine generelle Wertung vorgenommen werden kann, sondern die optimale Wahl der Berechnungsmethode stets vom konkreten Anwendungsfall abhängt.

Finite Elemente Methode (FEM)

Die Methode der Finiten Elemente (FE) wurde in den Bereich der elektromagnetischen Strahlungsabsorption (Dosimetrie) in biologischen Medien von Silvester und Ferrari 1996 eingeführt [58]. Bei der Methode der Finiten Elemente (FEM) wird der Feldbereich üblicherweise auf Basis von tetraederförmigen Volumenelementen diskretisiert, was sich als vorteilhaft bei der Modellierung von gekrümmten Oberflächen erweist. Im Vergleich zur FDTD-Methode (siehe unten) erweist sich die FEM allerdings als wesentlich weniger ressourceneffizient, was bei großräumigen komplexen Szenarien sehr schnell ihre Einsetzbarkeit begrenzt. Weiters sind für die FEM wesentlich weniger detaillierte anatomische Körpermodelle verfügbar als beispielsweise für die FDTD-Methode.

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 [59] zurück. Es handelt sich dabei um ein Integralgleichungsverfahren, das numerisch sehr genaue Lösungen liefert und das sich aufgrund der räumlichen Diskretisierung auf Basis einer Tetraederstruktur besonders zur genauen Modellierung gekrümmter metallischer Objekte eignet (z.B. beim Antennendesign). Für die ursprüngliche Version der klassischen MoM ist kennzeichnend, dass keine Dielektrika simuliert werden können, sondern ausschließlich elektrische Leiter. Durch eine mathematische Erweiterung der klassischen MoM ist dies aber inzwischen möglich. Der größte zu nennende Nachteil der MoM ist der große Bedarf an (RAM-) Speicherplatz für elektrisch große und inhomogene Objekte. Obwohl inzwischen auch effizientere Versionen der MoM (mehrstufige, schnelle Multipolmethode, MLFMM) verfügbar sind, sind die rechenbaren Raumbereiche bei komplexen Strukturen im Feldbereich, bei gegenwärtig üblicherweise verfügbaren Hardwareressourcen auf relativ kleine Raumbereiche begrenzt. Detaillierte heterogene anatomische Körpermodelle, wie sie für FDTD-Berechnungen seit längerem vorhanden sind, sind für MoM-Berechnungen derzeit nicht verfügbar.

Finite Differenzen im Zeitbereich (FDTD)

Die Methode der Finiten Differenzen im Zeitbereich (*Finite Difference Time Domain*) wurde erstmals von Yee *et al* 1966 [60] vorgestellt. Der zu berechnende Feldraum wird durch sogenannte Yee-Zellen in kubische bzw. quaderförmige Voxel diskretisiert, wobei jedem dieser Voxel entsprechende elektrische Materialeigenschaften

zugeordnet werden können. Die Herleitung des FDTD Algorithmus geht von einer zeitlichen und räumlichen Diskretisierung der Maxwellgleichungen aus. 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 besagt, 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. Ein weiterer großer Vorteil der FDTD-Methode ist die Tatsache, dass bereits einige bewährte anatomische Körpermodelle verfügbar sind.

Finite Integrale (FI)

Die Methode der Finiten Integrale (FI) wurde 1977 von T. Weiland eingeführt ([62]-[66]). Das Verfahren ist bezüglich des numerischen Schemas sehr ähnlich dem FDTD Verfahren, und basiert auf der Lösung der Maxwell Gleichungen.

Das Gitter besteht wie bei FDTD aus quaderförmigen Strukturen und ermöglicht damit eine einfache Konvertierung von CAD Daten.

Ein wesentlicher Unterschied zur FDTD Methode besteht jedoch darin, dass es bei niedrigen Frequenzen keine Limitierung durch die Courant Bedingung gibt, sondern von quasistatisch bis in den Terrahertz-Bereich gerechnet werden kann. Als Nachteil gegenüber der FDTD-Methode ist die geringere Effizienz hinsichtlich der benötigten Rechnerressourcen zu nennen.

3.4.1.1 Kommerzielle Softwarepakete auf Basis feldtheoretischer Verfahren

Tabelle 3.5 listet einige gegenwärtig weit verbreitete, leistungsstarke und kommerziell erhältliche Softwarepakete auf. Alle diese Softwareprodukte wurden im Rahmen einer im Jahr 2003 durchgeführten Evaluierung in der damals jeweils aktuellen Version getestet.

Software	Hersteller	Methode	Referenz
FEMLAB	Comsol, Schweden	FEM	www.comsol.de
Microwave Studio	CST, Deutschland	FI	www.cst.de
SEMCAD	SPEAG, Schweiz	FDTD	www.semcad.com
XFDTD	Remcom, USA	FDTD	www.remcom.com

Tabelle 3.5: Gegenwärtig weit verbreitete und leistungsstarke Software auf Basis feldtheoretischer Berechnungsverfahren

Im Hinblick auf die Anforderungen im gegenständlichen Forschungsvorhaben hinsichtlich körpernah betriebener Strahlungsquellen sind vor allem die Softwarepakete SEMCAD und XFDTD als am besten geeignet zu bezeichnen. Vor allem der gute Kompromiss zwischen Ressourceneffizienz und erreichbarer Modellierungsgenauigkeit, sowie die Verfügbarkeit von anatomischen Körpermodellen für diese Softwarepakete stellen wesentliche Vorteile gegenüber den anderen genannten Produkten dar.

3.4.2 Optische Näherungsverfahren

Optische Verfahren finden in der Simulation elektromagnetischer Felder dort ihren Einsatz, wo aus Gründen der Arbeitsspeicherbedarfs, nicht mehr auf feldtheoretische Verfahren wie z.B. MoM, FEM oder FDTD zurückgegriffen werden kann. Grundlage für die optischen Verfahren hinsichtlich Reflexion und Transmission sind die „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. Diese Theorie berücksichtigt keine elektrischen Ströme, so dass Impedanzberechnungen nicht möglich sind. Die bei der *GTD/UTD* nicht vorhandene Möglichkeit der Berücksichtigung von Strömen und Impedanzverhältnissen bedeutet vor allem, dass die Absorptionsverhältnisse (Energieumsatz) in den verlustbehafteten Medien nicht berechnet werden können. Für SAR-Berechnungen muss daher auf feldtheoretische Methoden zurückgegriffen werden. Verfahren, die optische Näherungsverfahren mit feldtheoretischen Methoden (z.B. FDTD) kombinieren, werden *Hybridverfahren* genannt (siehe unten).

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 4π 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 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 und Rechenzeit.

Mit der Strahlausendungsmethode erhält man (für eine fixe Sendeantennenposition) die Empfangsleistung in einem ganzen Gebiet, allerdings ist der Rechenaufwand erheblich. Abbildung 3.22 zeigt ein vereinfachtes Schema zur Veranschaulichung des Ray Launching.

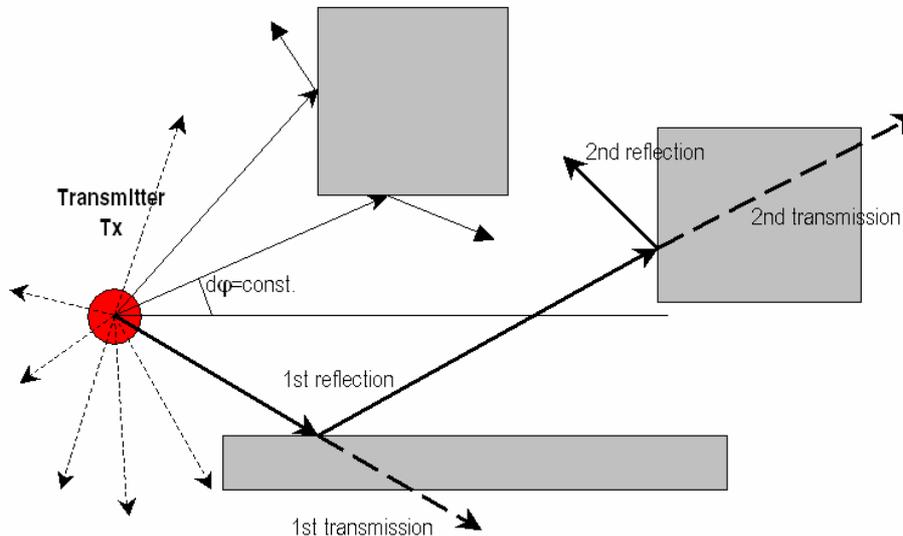


Abbildung 3.22 Schema zur Veranschaulichung der Ray Launching Methode

Methode der Strahlenverfolgung (Ray Tracing)

Bei der Strahlverfolgungsmethode (*Ray Tracing*) wird nur die Empfangsleistung an einer vordefinierten Stelle im Raum berechnet. In einem ersten Schritt werden alle Strahlen ermittelt, über die Energie vom Sender zu den definierten Empfängerpunkten 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.

Abbildung 3.23 zeigt ein vereinfachtes Schema zur Veranschaulichung des Ray Tracing.

Ein wesentliches Qualitätskriterium bei Algorithmen auf Basis optischer Näherungsverfahren ist die Berücksichtigung von Betrag **und** Phase. Wird nur der Betrag der Feldgröße berücksichtigt (die Phase also vernachlässigt) ist das Verfahren zur Betrachtung komplexer Wellenausbreitungsphänomene unbrauchbar, da nicht zwischen destruktiver und konstruktiver Interferenz unterschieden werden kann.

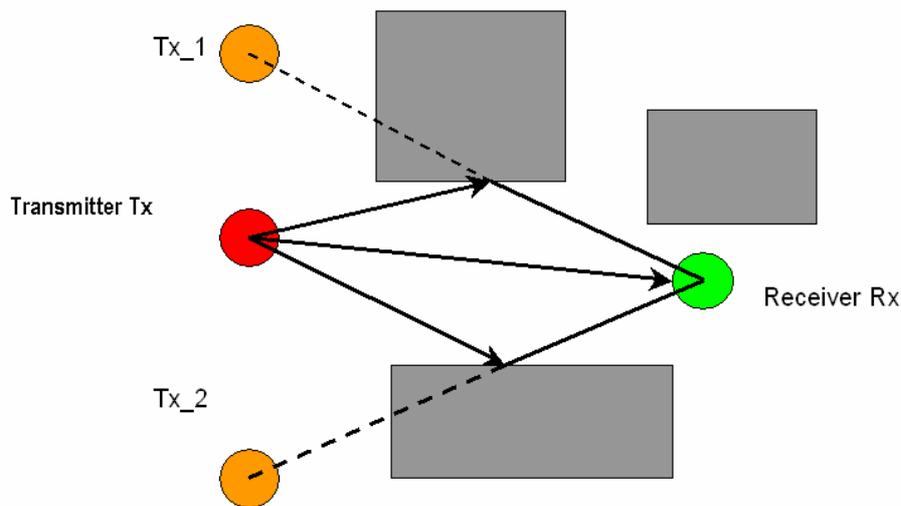


Abbildung 3.23 Schema zur Veranschaulichung der Ray Tracing Methode

Hybride Verfahren

In der Literatur finden sich auch hybride Simulationswerkzeuge, die exakte Lösungsverfahren mit optischen Verfahren kombinieren, wobei Kombinationen von MoM mit Strahlenoptik, FDTD mit MoM und FDTD mit Strahlenoptik beschrieben werden (z.B. [67]).

3.4.2.1 Kommerzielle Softwarepakete auf Basis optischer Näherungsverfahren

Tabelle 3.6 listet einige gegenwärtig weit verbreitete, leistungsstarke und kommerziell erhältliche Softwarepakete auf. Alle diese Softwareprodukte wurden im Rahmen einer im Jahr 2003 durchgeführten Evaluierung in der damals jeweils aktuellen Version getestet.

Software	Hersteller	Referenz
EMF Visual	Antennessa, Frankreich	www.antennessa.com
WinProp	AWE, Deutschland	www.winprop.de
Wireless Insite	Remcom, USA	www.remcom.com

Tabelle 3.6: Gegenwärtig weit verbreitete und leistungsstarke Software auf Basis optischer Näherungsverfahren

3.5 Einsatz numerischer Methoden zur Expositionsbestimmung in der Praxis

3.5.1 Simulation großräumiger Szenarien

3.5.1.1 Grundlagen

Zur numerischen Berechnung hochfrequenter elektromagnetischer Felder bzw. von Feldverteilungen in großräumigen Szenarien haben sich in den letzten Jahren Verfahren etabliert, die auf optische Ausbreitungsmodelle zurückgreifen (siehe Kapitel 3.4.2). Gründliche Evaluierungsphasen mit mehreren Softwarepaketen, welche auf Basis ihrer Spezifikationen als grundsätzlich tauglich erschienen, haben eindeutig das Softwarepaket *Wireless Insite* (Remcom Inc., USA) als das gegenwärtig (Version 2.0.5), für die vorliegenden Aufgabenstellungen, bestgeeignete Programmpaket erwiesen. Neben der standardmäßigen Implementierung phasenrichtiger 3D-Berechnungs- bzw. Ausbreitungsmodelle bietet es große Freiheiten hinsichtlich Modellierung des Feldraumes und Definition der Materialeigenschaften. Weiters wird die Modellierung einer Vielzahl von Antennencharakteristiken und der Import von CAD-Objekten zur Modellierung komplexer Szenarien unterstützt.

Im Folgenden wird die zu erwartende Genauigkeit bzw. die Unsicherheit solcher numerischer Feldberechnungen an zwei einfachen Indoor-WLAN-Szenarien, die messtechnisch verifiziert wurden, gezeigt. Alle Berechnungen wurden mit dem Softwarepaket *Wireless Insite 2.0.5* durchgeführt.

3.5.1.2 Verifizierung der Zuverlässigkeit anhand einfacher Szenarien

Um die grundsätzliche Tauglichkeit dieser Berechnungsverfahren für die hier interessierende Expositionsbeurteilung zu überprüfen, bzw. die zu erwartenden Unsicherheiten zu quantifizieren, wurden zwei einfache Indoor-Szenarien mit WLAN-Geräten simuliert und gemessen. Es wurde dazu jeweils eine WLAN-Datenübertragung (IEEE 802.11b) von einem Client A über einen Access Point zu einem Client B angenommen, bzw. realisiert.

In einem ersten Schritt (Szenario 1) wurden die Verhältnisse unter möglichst idealen Ausbreitungsbedingungen untersucht. Zu diesem Zweck wurde das genannte Szenario für die Messungen in einer Absorberhalle aufgebaut, bzw. in der Simulation durch ideal absorbierende Begrenzungen des Feldraumes modelliert.

Im nächsten Schritt wurde die Annahme der idealisierten Ausbreitungsverhältnisse fallen gelassen. Zu diesem Zweck wurde das oben genannte, einfache WLAN-Szenario in einem Büroraum mit mehreren Arbeitsplätzen (Raum Nr. CA 2-33) auf dem Gelände der ARC Seibersdorf research GmbH simuliert, bzw. realisiert (Szenario 2).

Zur Bewertung der Zuverlässigkeit der numerischen Feldberechnungen wurden für beide Szenarien die Berechnungsergebnisse den entsprechenden Messergebnissen in ausgewählten Raumbereichen gegenübergestellt.

Die Modellierung der Sendeantennen erfolgte auf Basis des Antennentyps (Dipol bzw. Patch), ihrer Abmessungen und den angegebenen Spezifikationen im Datenblatt (Antennengewinn und Öffnungswinkel). Die Sendeleistungen der WLAN-Geräte wurden entsprechend den Spezifikationen modelliert.

Aufgrund der Tatsache, dass die numerische Feldberechnung nach optischen Ausbreitungsmodellen nur von kontinuierlich strahlenden Feldquellen ausgehen kann, bei der realen WLAN-Übertragung jedoch burstartige HF-Abstrahlung im Zeitmultiplex erfolgt, müssen die Berechnungsergebnisse entsprechend skaliert werden, um einen physikalisch sinnvollen Vergleich von Berechnung und Messung anstellen zu können. Weiters ist bei der numerischen Berechnung zu berücksichtigen, dass die drei potentiellen Feldquellen nicht gleichzeitig senden können. D.h., es sind zunächst drei separate Simulationen notwendig, um die maximale Amplitude der drei Immissionsbeiträge an den interessierenden Immissionsorten zu berechnen. Auf Basis dieser Berechnungsergebnisse und unter Berücksichtigung des Zeitmultiplex können die in den Immissionspunkten tatsächlich erwarteten Strahlungsleistungsdichten, bzw. Feldstärkewerte, errechnet werden. Abbildung 3.24 soll dies schematisch, unter vereinfachten Annahmen (RTS und CTS Pakete nicht dargestellt), verdeutlichen.

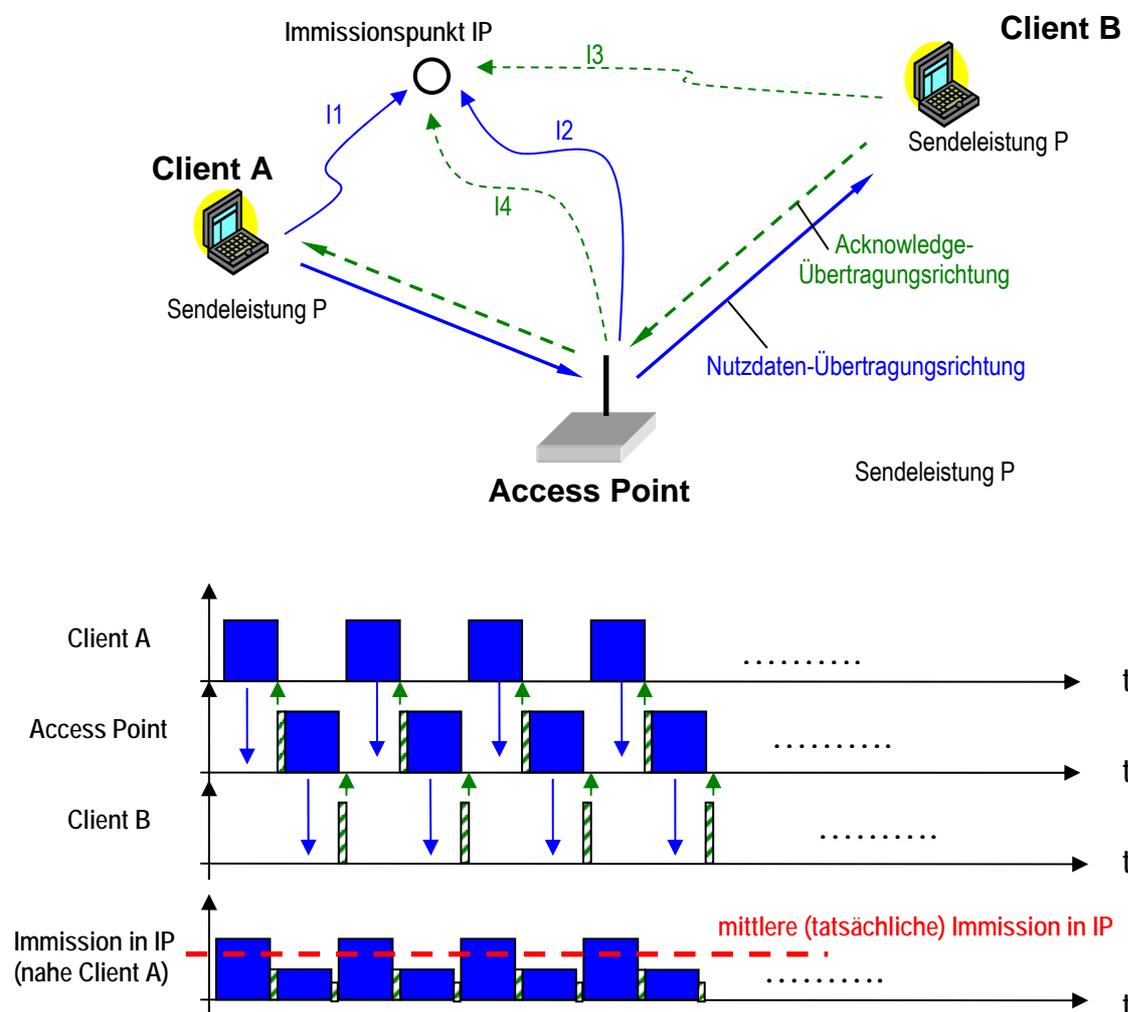


Abbildung 3.24: Schematisierter, vereinfachter (ohne RTS und CTS-Pakete) Zusammenhang zwischen den Einzel-Immissionsbeiträgen und der resultierenden Gesamtimmission in einem betrachteten Punkt aufgrund des Zeitmultiplex. Bei Messungen in der Praxis nahe einer Quelle (z.B. am Arbeitsplatz von Client A) werden die Immissionsbeiträge von fernerer Quellen sogar oft vernachlässigbar klein sein.

Für die in den beiden Szenarien betrachteten Verhältnisse (Übertragung einer großen Datei von Client A über den Access Point zu Client B zur Erzielung einer möglichst konstanten Verkehrssituation im Netz) ergab sich ein mittlerer effektiver Duty Cycle der

vom Access Point abgestrahlten Leistung von ca. 48 % (vgl. Kapitel 3.2.2.1). Die mittlere von Client A abgestrahlte Leistung betrug ca. 42 % der maximalen Sendeleistungs-amplitude. Betrachtet man nun z.B. einen Arbeitsplatz in unmittelbarer Nähe des Access Points (Entfernung ca. 50 cm), oder den Arbeitsplatz an dem Client A sendet (z.B. vor Notebook), so sind die Immissionsbeiträge von den weiter entfernt liegenden Quellen praktisch vernachlässigbar und es kann nahe dem Access Point ein Skalierungsfaktor von 0,48 und nahe Client A von 0,42 angenommen werden, mit dem die Simulationsergebnisse (unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung) auf die tatsächlich zu erwartenden Werte umgerechnet werden müssen.

Idealisierte Ausbreitungsverhältnisse - Absorberhalle (Szenario 1)

Es wurde ein IEEE 802.11b WLAN-Netzwerk bestehend aus einem Access Point und 2 Clients in der Absorberhalle der ARC Seibersdorf research GmbH aufgebaut. Um für die Messungen der elektrischen Feldstärke annähernd konstanten Datenverkehrszustand im Netz zu generieren, wurde eine mehrere hundert Megabyte große Datei von Client A (USB-Easy Client 2, Wireless Network Solutions) über den Access Point (L54g Wireless, LANCOM Systems) zu Client B (Notebook Acer Travelmate 634LCI mit integriertem WLAN-Client) übertragen. Gemäß obiger Ausführungen führt dies zu effektiven Duty Cycles der Sendeleistung von ca. 48 % am Access Point und ca. 42 % am als Datenquelle fungierenden Client A. Der die Daten empfangende Client B sendet während der Übertragung nur Acknowledge-Pakete und erreicht damit einen effektiven Duty Cycle der Sendeleistung von ca. 8 %. Zusätzlich wurde Client B während der Messungen immer möglichst weit entfernt von den jeweils betrachteten Messpositionen platziert, so dass die Immissionsbeiträge von Client B in diesem Fall vernachlässigt werden können. Abbildung 3.25 zeigt das *Wireless Insite* – Simulationsmodell von Szenario 1, wobei die beiden relevanten Feldquellen (Access Point und Client A) durch ihre 3D-Richtcharakteristika dargestellt sind (Access Point: Dipolantenne 17 dBm, 3dBi, Client A: Patch Antenne 12 dBm, 8 dBi).

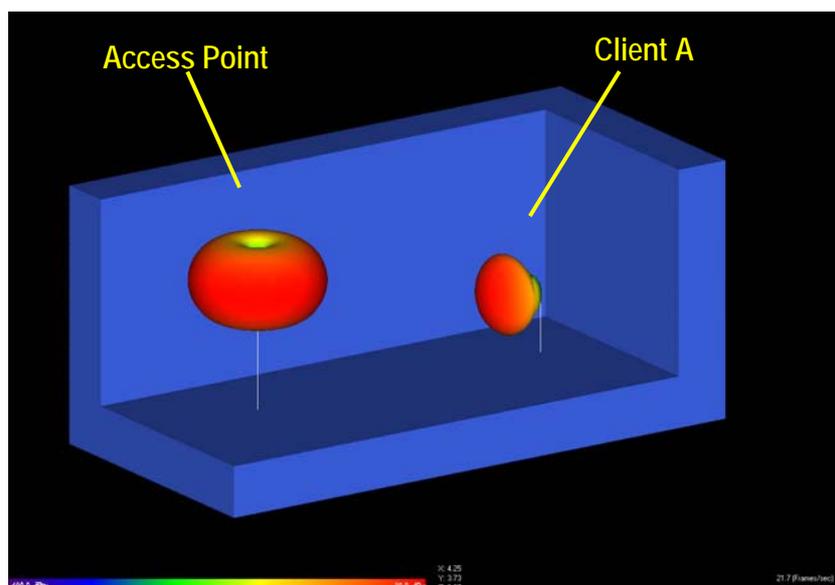


Abbildung 3.25: Wireless Insite Modell von Szenario 1. Die Feldquellen sind durch ihre 3D-Richtcharakteristiken symbolisiert.

Access Point und Client A wurden in einer Horizontalentfernung von 4 m aufgestellt. Die Aufstellungshöhe des Access Points betrug 2 m, jene von Client A 1 m über dem Fußboden.

Mittels des vollständigen 3D-Ausbreitungsmodells von *Wireless Insite* wurden die Feldverhältnisse in der Absorberhalle simuliert (separat für jede der beiden Feldquellen). Abbildung 3.26 zeigt die Berechnungsergebnisse. Im linken Teilbild sind die Feldverteilungen in der Absorberhalle jeweils in der Höhenebene des sendenden Antennenfußpunktes dargestellt. Das rechte Teilbild zeigt die räumliche Feldverteilung in der Umgebung der Feldquellen. Farblich dargestellt ist jeweils die elektrische Feldstärke im jeweiligen Raumpunkt (räumliche Horizontal-Auflösung 2 cm).

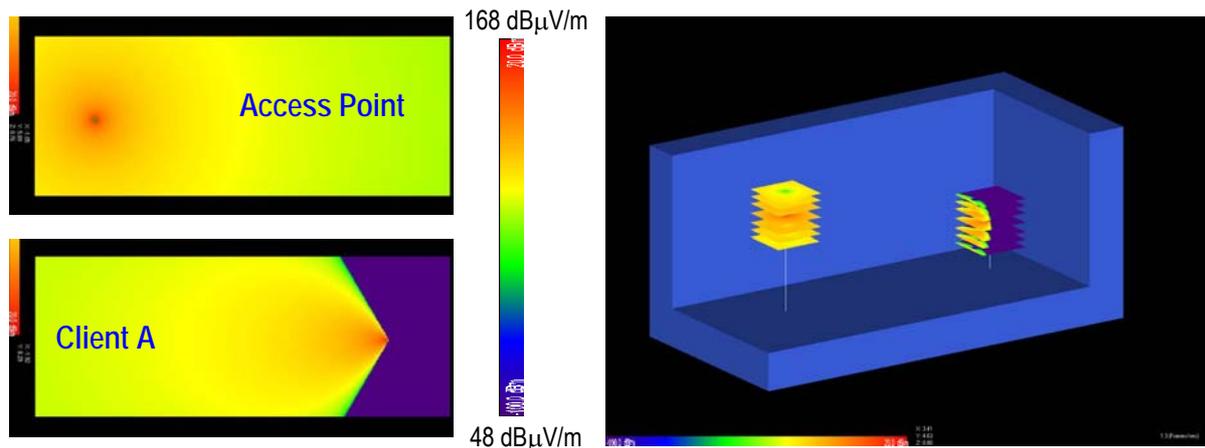


Abbildung 3.26: Simulationsergebnisse für Szenario 1. Das linke Teilbild zeigt die Feldverteilung in der Absorberhalle jeweils in der Horizontalebene des jeweils sendenden Gerätes (oben Access Point, unten Client A). Das rechte Teilbild zeigt die räumlichen Feldverteilungen im Umgebungsbereich der Feldquellen.

Die Berechnung der räumlichen Feldverteilungen im Umgebungsbereich der Feldquellen erfolgte in diskreten Horizontal-Ebenen (in jeweils 5 cm Distanz, vgl. Abbildung 3.26, rechts). Zur Verifizierung dieser Berechnungsergebnisse wurden am Realaufbau des Szenarios Messungen der elektrischen Feldstärke an räumlichen Messpunktgittern (Schrittweite 15 bis 20 cm) entsprechend Abbildung 3.27 durchgeführt. Als Mess-System wurde eine isotrope Breitbandfeldsonde (Wandel und Goltermann EMR 300, E-Feldsonde Typ 18, 100 kHz – 3GHz) verwendet. Die räumliche Anordnung der Messpunktgitter wurde derart gewählt, dass sie denkbaren Annäherungsbereichen an Access Point bzw. Client-Sendeantenne unter realistischen Bedingungen entsprechen. Die Abmessungen der Messpunktgitter entsprechen etwa den Dimensionen der unter diesen Annahmen am höchsten exponierten Körperpartien, da gegenwärtig anerkannte Personenschutz-Grenzwerte (Referenzwerte) als über die Körperdimension gemittelte Werte zu verstehen sind (siehe z.B. [21]). Abbildung 3.28 zeigt den Vergleich der Simulations- und Berechnungsergebnisse für den Raumbereich vor dem Access Point, Abbildung 3.29 zeigt den Vergleich für den Raumbereich vor Client A (Datenquelle). Die Diagramme zeigen die Mittelwerte²³ jeder Horizontalebene, in der gemessen wurde (Mittelwert über $3 \times 4 = 12$ Messpunkte, bzw. berechnete Feldpunkte). Da das Original-Simulationsergebnis nur für kontinuierliche Leistungsabstrahlung gilt, muss es noch entsprechend dem mittleren effektiven Duty Cycle skaliert werden (grüne Kurven in Diagrammen), um einen quantitativen Vergleich zwischen Simulation und Messung

²³ Feldstärkemittelwerte werden dabei immer als leistungsäquivalente Mittelwerte gemäß $E_{mittel} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i^2}$ verstanden

durchführen zu können. Da jeweils relativ nahe einer Feldquelle gemessen wurde, kann der Immissionsbeitrag der anderen (weiter entfernten) Quelle hier vernachlässigt werden (ca. 50-60 dB, schwächer als der Immissionsbeitrag der nahen Quelle; dies entspricht einem Faktor 316 -1000 in Bezug auf die Feldstärke).

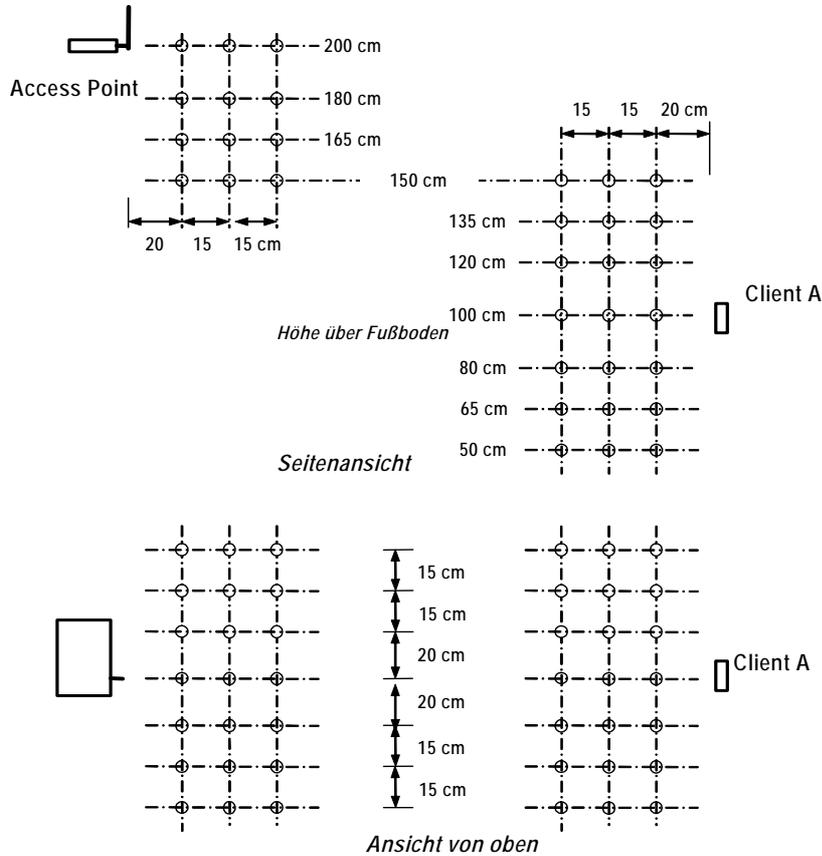


Abbildung 3.27: Definition der räumlichen Messpunktgitter zum Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen

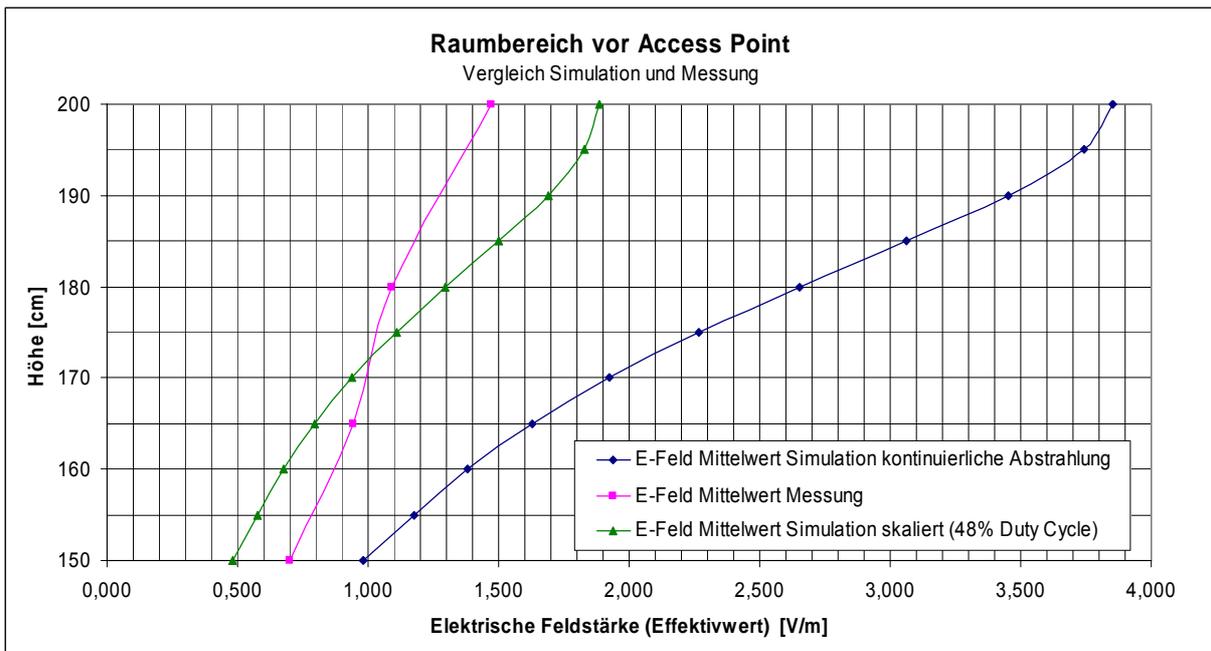


Abbildung 3.28: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen im Raumbereich vor dem Access Point. Die Feldstärkewerte entsprechen jeweils dem Mittelwert über eine 100 cm x 45 cm große Horizontalebene in der entsprechenden Höhe (vgl. Abb. 3.27).

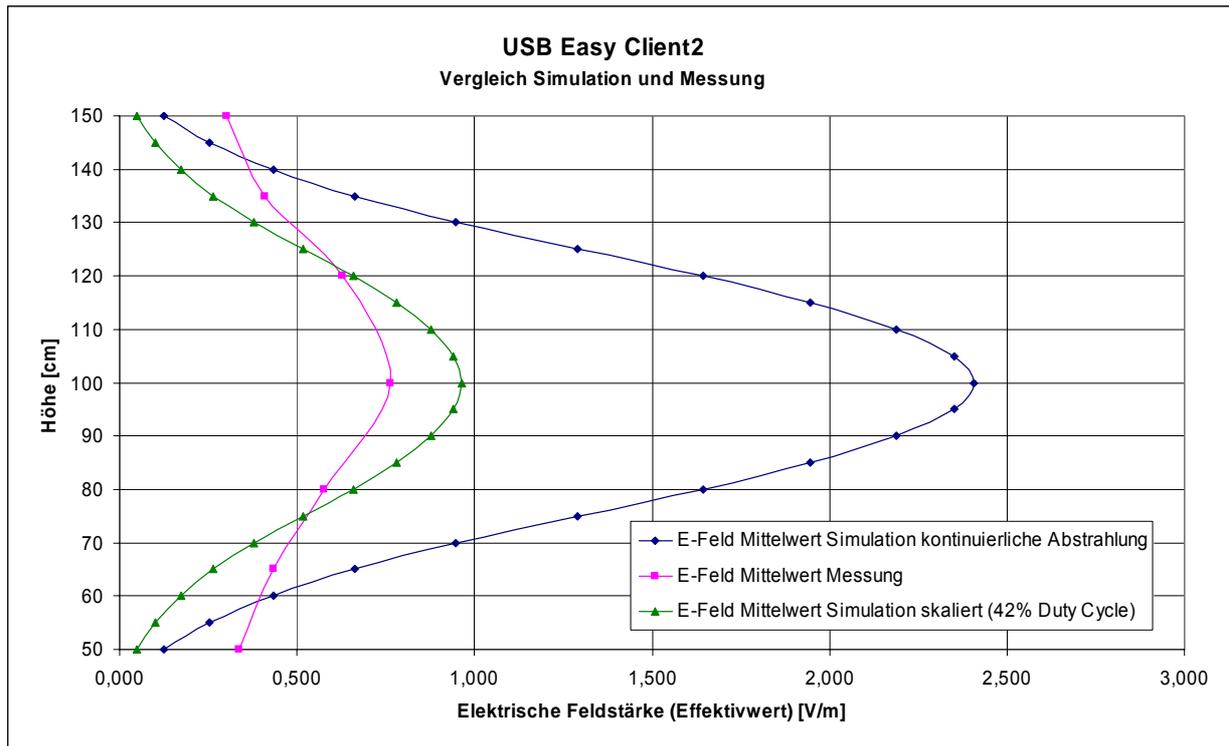


Abbildung 3.29: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen im Raumbereich vor Client A. Die Feldstärkewerte entsprechen jeweils dem Mittelwert über eine 100 cm x 45 cm große Horizontalebene in der entsprechenden Höhe (vgl. Abb. 3.27).

Aus Abbildungen 3.28 und 3.29 kann ersehen werden, dass die maximalen Abweichungen zwischen Messung und numerischer Berechnung unter den gegebenen Bedingungen im Bereich der Hauptstrahlrichtung der Feldquellen bei ca. 20 -30 % liegen. Abweichungen in dieser Größenordnung sind unter den gegebenen Bedingungen durch die Unsicherheitsfaktoren der Simulationen (z.B. Modellierung der Antennencharakteristik, Schwankungen des effektiven Duty Cycles, tatsächlich abgestrahlte vs. spezifizierte Sendeleistung) und der Messungen erklärbar.

Tabelle 3.7 zeigt einen Vergleich der räumlich über das jeweilige gesamte Volumen der untersuchten Raumbereiche gemittelten Feldstärken, sowie der lokalen Feldstärkemaxima in den betrachteten Raumbereichen. Für die lokalen Maximalwerte ergeben sich wieder ca. 20-30%ige Überschätzungen durch die Simulation, die räumlich gemittelten Immissionen zeigen jedoch sehr gute Übereinstimmung.

	Simuliert (CW) E [V/m]		Gemessen E [V/m]		Simuliert u. skaliert E [V/m]		Abweichung	
	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert
Access Point	7,5	2,2	4,3	1,05	5,2	1,06	+ 21%	+ 1 %
Client A	8,8	1,76	4,4	0,49	5,7	0,50	+ 30%	+ 2 %

Tabelle 3.7: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen hinsichtlich des räumlichen Gesamtmittelwertes und lokaler Maxima der elektrischen Feldstärke.

Reale Ausbreitungsverhältnisse - Büroumgebung (Szenario 2)

Ähnlich wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben, wurde ein IEEE 802.11b WLAN-Netzwerk bestehend aus einem Access Point und 2 Clients, diesmal allerdings in einem Büroraum der ARC Seibersdorf research GmbH aufgebaut (Raum Nr. CA 2-33). Um für die Messungen der elektrischen Feldstärke annähernd konstanten Datenverkehrszustand im Netz zu generieren, wurde eine mehrere hundert Megabyte große Datei von Client A (MA111 802.11b Wireless USB Adapter, Fa. Netgear) über den Access Point (L54g Wireless, LANCOM Systems) zu Client B (USB-Easy Client 2, Wireless Network Solutions) übertragen. Wie bereits erwähnt, führt dies zu effektiven Duty Cycles der Sendeleistung von ca. 48 % am Access Point und ca. 42 % am als Datenquelle fungierenden Client A. Der die Daten empfangende Client B sendet während der Übertragung nur Acknowledge-Pakete und erreicht damit einen effektiven Duty Cycle der Sendeleistung von ca. 8 %. Abbildung 3.30 zeigt das *Wireless Insite* – Simulationsmodell dieses Szenarios in 3D-Ansicht. (vordere und rechte Wand in der Abbildung entfernt). Bildschirme (Flach- und Röhrenmonitore), Arbeitsplatzcomputer und Tischbeine wurden als ideal metallisch modelliert (graue Objekte). Tischplatten, Kästen und Regale wurden mit Materialeigenschaften entsprechend Holz (braun dargestellt) versehen. Die Materialparameter für Fenster, Außenwände (Beton), Innenwände (Trockenbau), Decken und Boden (Beton) wurden aus einer Materialdatenbank entnommen. Die drei Feldquellen sind als grüne Würfel sichtbar (Access Point hellgrün, Clients dunkelgrün). Die beiden Clients sind über die USB-Schnittstelle direkt an Desktop PCs angeschlossen und befinden sich daher knapp (10 cm) über der Horizontalebene der Tischplatten. Der Access Point befindet sich in einem Regal an der gegenüberliegenden Wand des Büroraumes (70 cm Höhendifferenz zu den Clients).

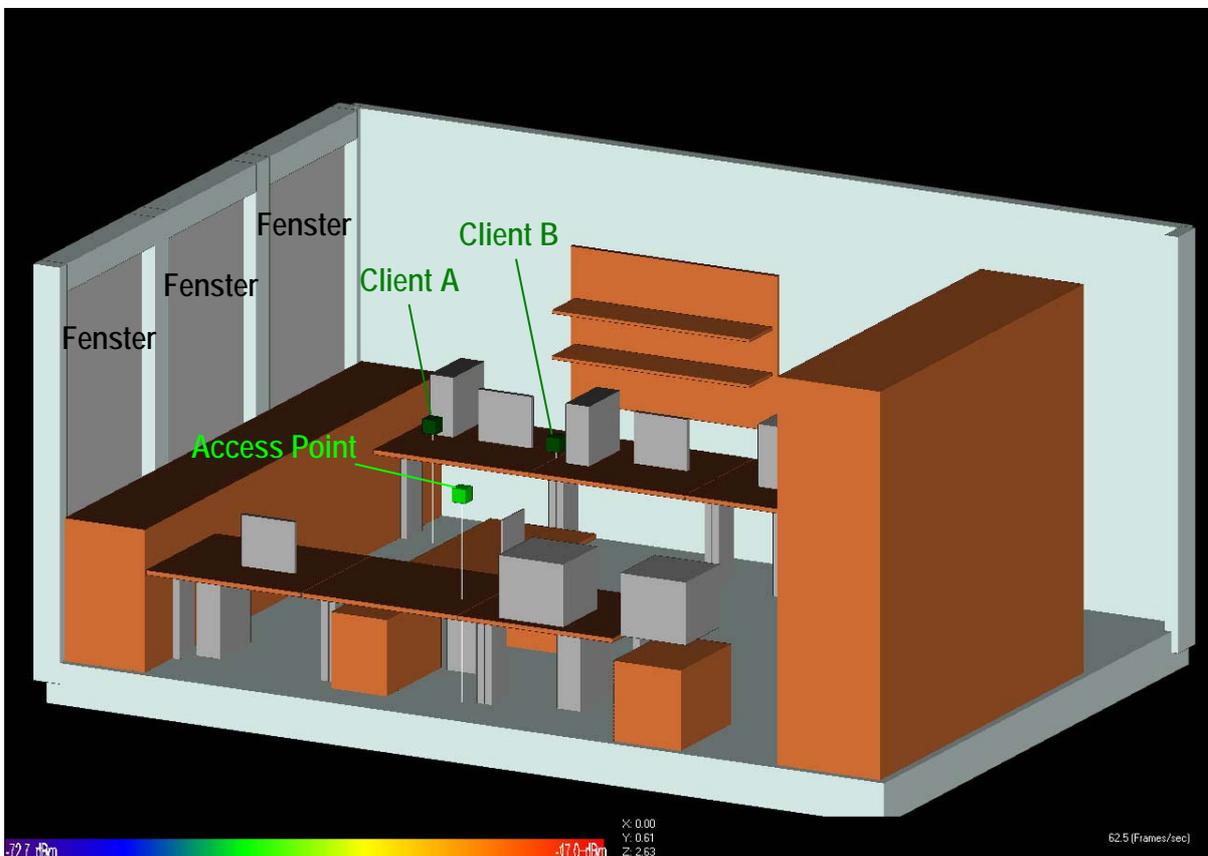


Abbildung 3.30: Wireless Insite Modell von Szenario 2 (Büroumgebung).

Die Quellencharakteristiken von Access Point und Client B wurden anhand der Spezifikationen modelliert (Access Point: Dipolantenne 17 dBm, 3 dBi, Client B: Patch Antenne 12 dBm, 8 dBi). Für die Abstrahlcharakteristik von Client A waren keine Spezifikationen aus der Produktbeschreibung verfügbar. Es wurde daher ein generisches Antennenpattern auf Basis von zuvor durchgeführten Messungen der Abstrahlcharakteristik in der Absorberhalle für Client A modelliert (Dipol 8 dBm, 3 dBi). Als hinsichtlich der Immissionen interessierende Raumbereiche wurden der Arbeitsplatz nahe den Clients, sowie der dem Access Point nächstgelegene Arbeitsplatz definiert (jeweils 2 cm Auflösung in horizontaler Richtung in diskreten Ebenen in 5 cm Vertikalabstand). Abbildungen 3.31 bis 3.33 zeigen die Immissionsbeiträge der einzelnen Sender in den untersuchten Raumbereichen unter Annahme von kontinuierlicher Abstrahlung der Quellen. Für die Ermittlung der tatsächlichen Immissionen müssen diese Berechnungsergebnisse noch entsprechend den effektiven Duty Cycles der einzelnen Sender skaliert werden. Zusätzlich wurde für jeden der drei möglichen Sende-Konfigurationen die Feldverteilung im gesamten Bürobereich in vier Ebenen (50, 85, 100 und 150 cm über Fußbodenniveau) berechnet (Abbildungen 3.34 bis 3.36).

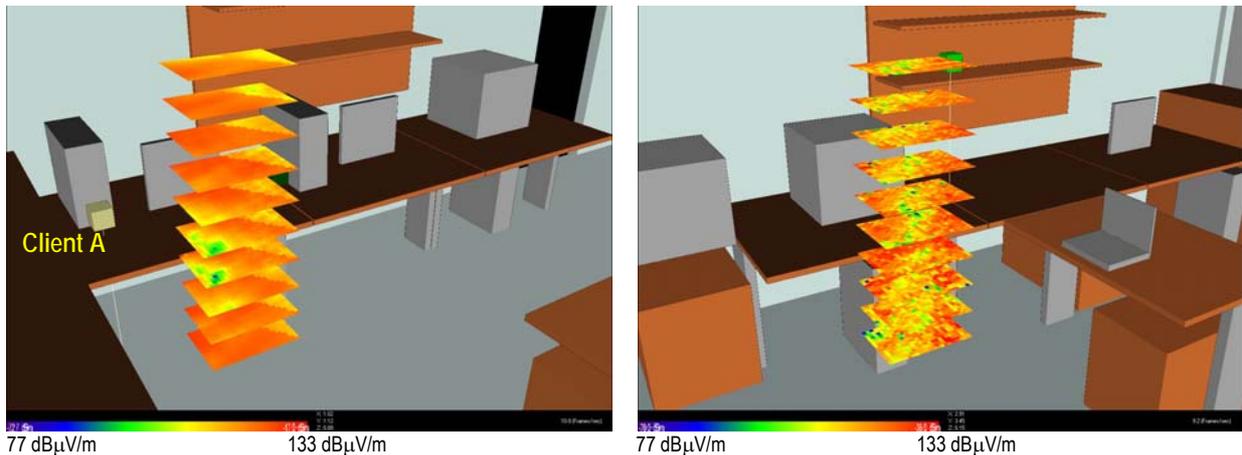


Abbildung 3.31: Immissionsbeiträge von Client A (bei kontinuierlicher Abstrahlung).
links: Arbeitsplatz nahe Client A, rechts: Arbeitsplatz nahe Access Point.



Abbildung 3.32: Immissionsbeiträge des Access Points (bei kontinuierlicher Abstrahlung).
links: Arbeitsplatz nahe Client A, rechts: Arbeitsplatz nahe Access Point.

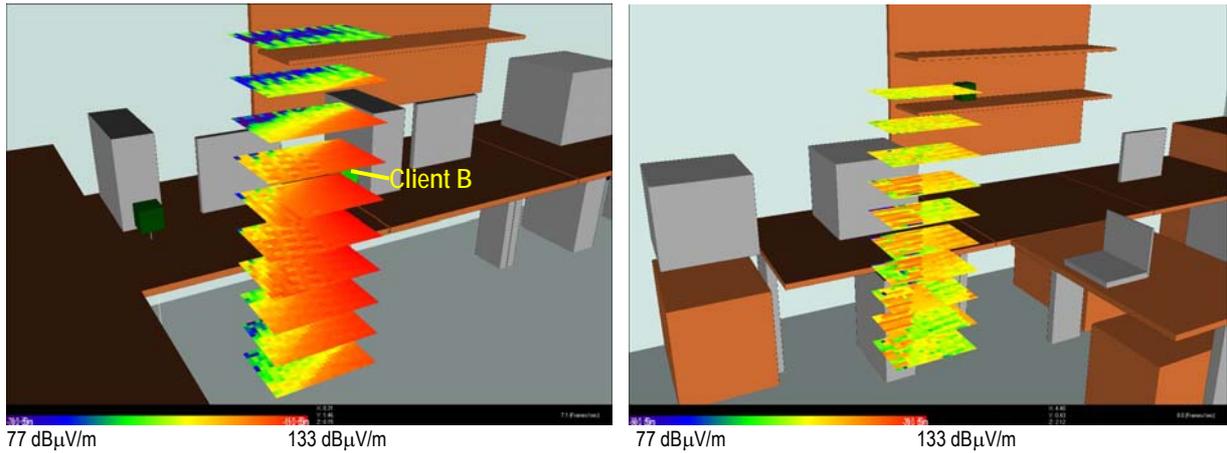


Abbildung 3.33: Immissionsbeiträge von Client B (bei kontinuierlicher Abstrahlung).
links: Arbeitsplatz nahe Client A, rechts: Arbeitsplatz nahe Access Point.

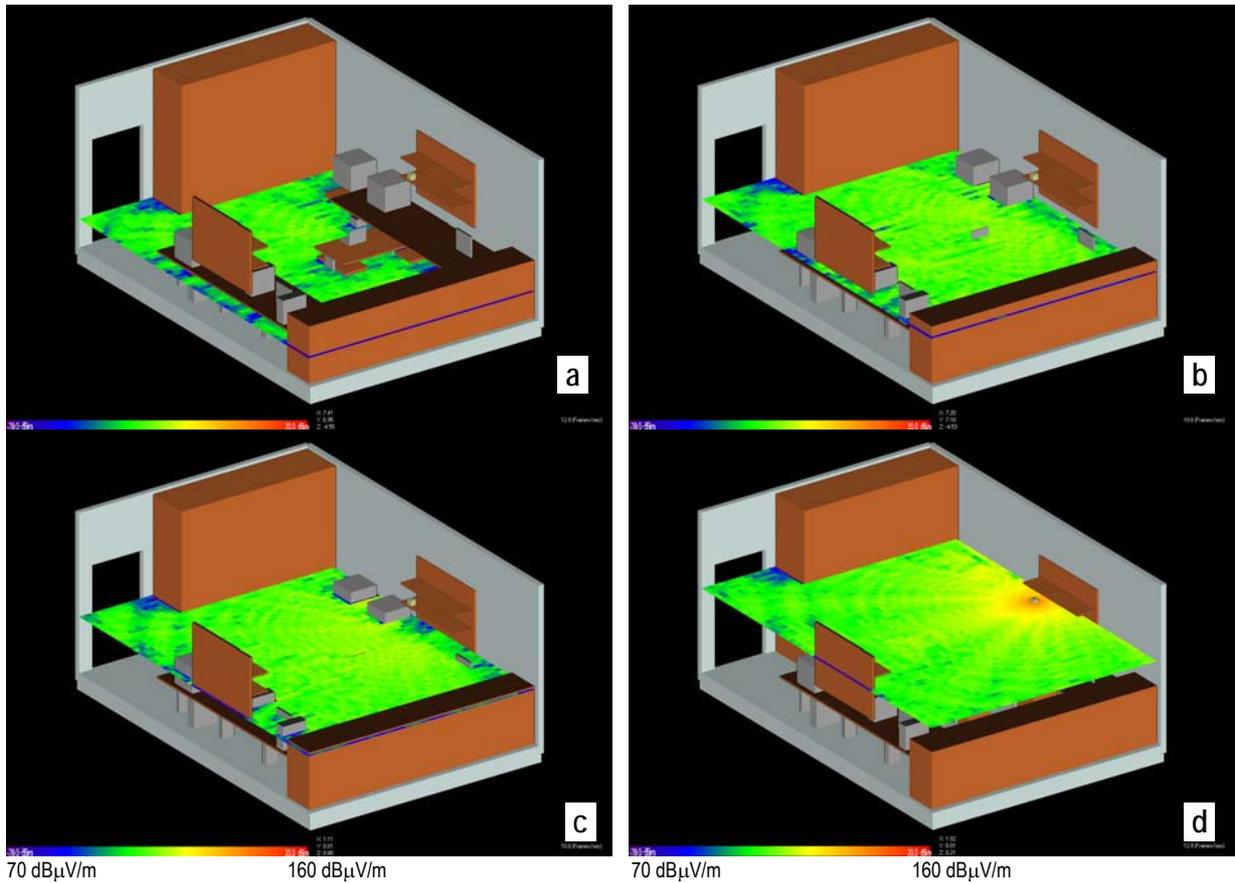
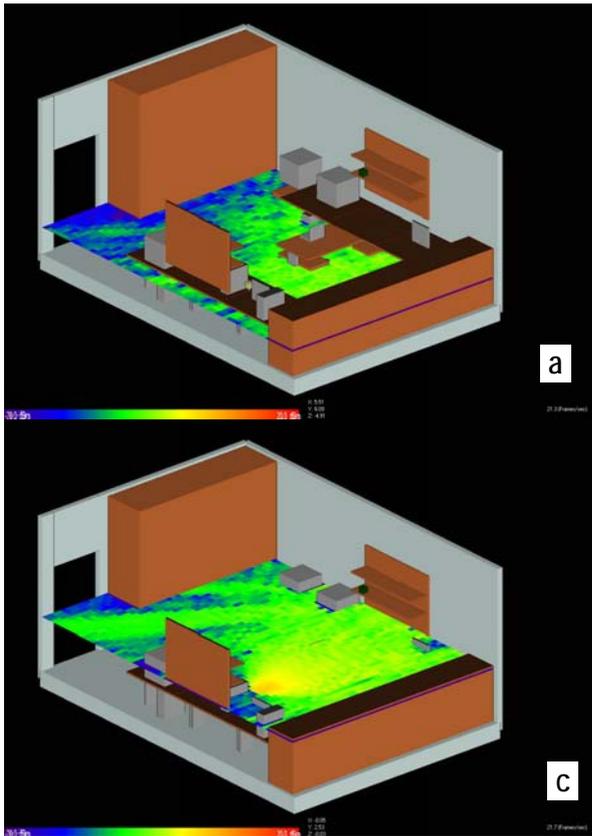


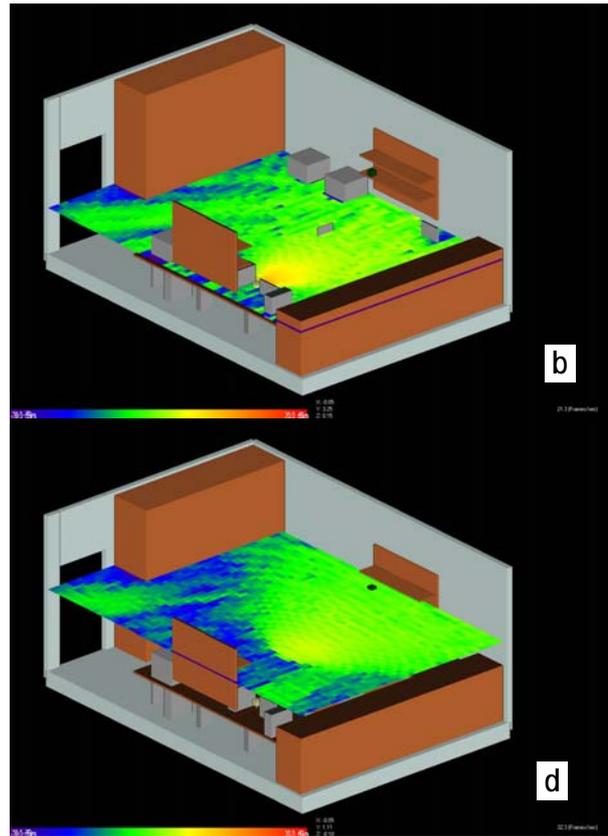
Abbildung 3.34: Immissionsbeiträge des Access Points (bei kontinuierlicher Abstrahlung) im gesamten Büro in unterschiedlichen Höhen über dem Fußboden: a) 50 cm, b) 85 cm, c) 100 cm, d) 150 cm



70 dB μ V/m

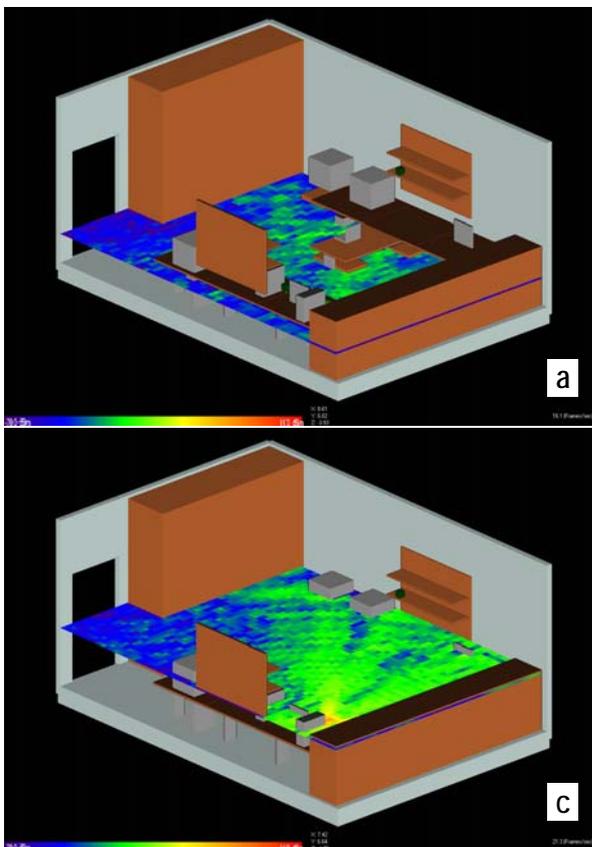
160 dB μ V/m

Abbildung 3.35: Immissionsbeiträge von Client B (bei kontinuierlicher Abstrahlung) im gesamten Büro in unterschiedlichen Höhen über dem Fußboden: a) 50 cm, b) 85 cm, c) 100 cm, d) 150 cm



70 dB μ V/m

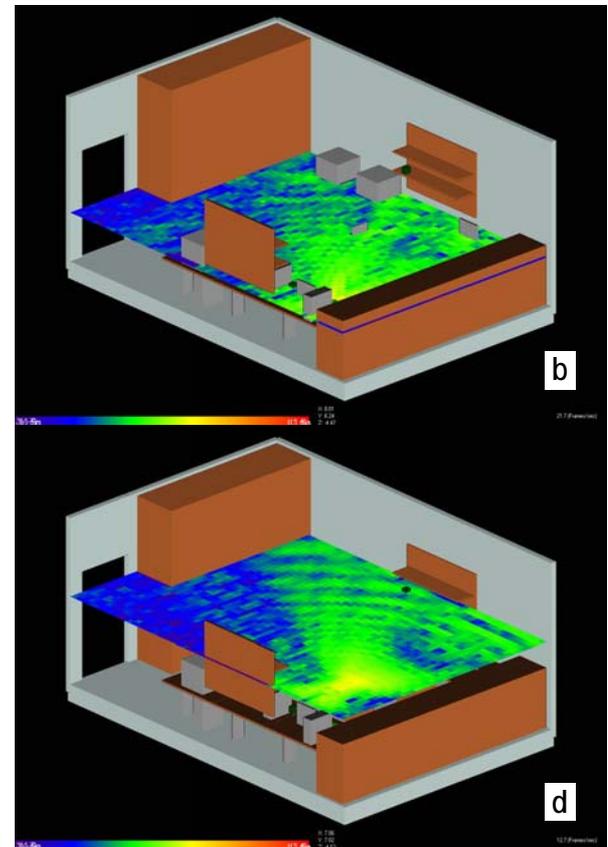
160 dB μ V/m



70 dB μ V/m

160 dB μ V/m

Abbildung 3.36: Immissionsbeiträge von Client A (bei kontinuierlicher Abstrahlung) im gesamten Büro in unterschiedlichen Höhen über dem Fußboden: a) 50 cm, b) 85 cm, c) 100 cm, d) 150 cm



70 dB μ V/m

160 dB μ V/m

Zur Verifizierung dieser Berechnungsergebnisse wurden am Realaufbau des Szenarios Messungen der elektrischen Feldstärke an räumlichen Messpunktgittern (Schrittweite 15 cm) entsprechend Abbildung 3.37 durchgeführt (Mess-System Field Nose mit Agilent Spektrumanalysator E4405B). Die räumliche Anordnung der Messpunktgitter wurde derart gewählt, dass sie eine Beurteilung der Immissionen an zwei ausgewählten Arbeitsplätzen im untersuchten Raum erlauben.

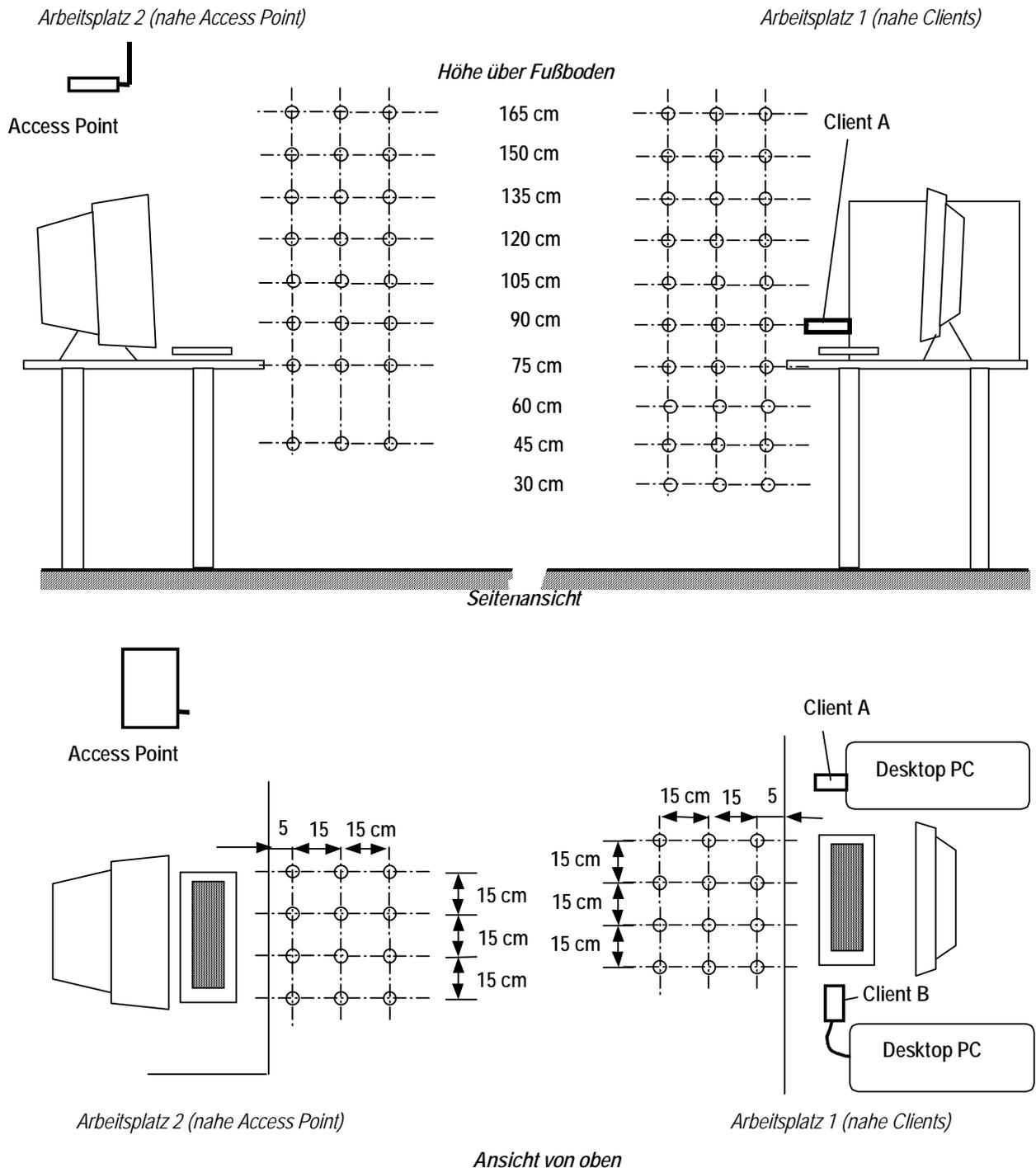


Abbildung 3.37: Definition der räumlichen Messpunktgitter zum Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen

Abbildung 3.38 zeigt den Vergleich der Simulations- und Berechnungsergebnisse für den Arbeitsplatz nahe den Clients, Abbildung 3.39 zeigt den Vergleich für den Arbeitsplatz nahe dem Access Point. Die Diagramme zeigen die Mittelwerte jeder Horizontalebene, in der gemessen wurde (Mittelwert über $3 \times 4 = 12$ Messpunkte, bzw. berechnete Feldpunkte). Da das Original-Simulationsergebnis nur für kontinuierliche Leistungsabstrahlung gilt, musste es noch entsprechend dem mittleren effektiven Duty Cycle skaliert werden, um einen quantitativen Vergleich zwischen Simulation und Messung durchführen zu können.

Abbildung 3.38 zeigt, dass am Arbeitsplatz nahe dem Access Point die Immissionsbeiträge der Clients nur mehr verschwindend geringen Einfluss haben.

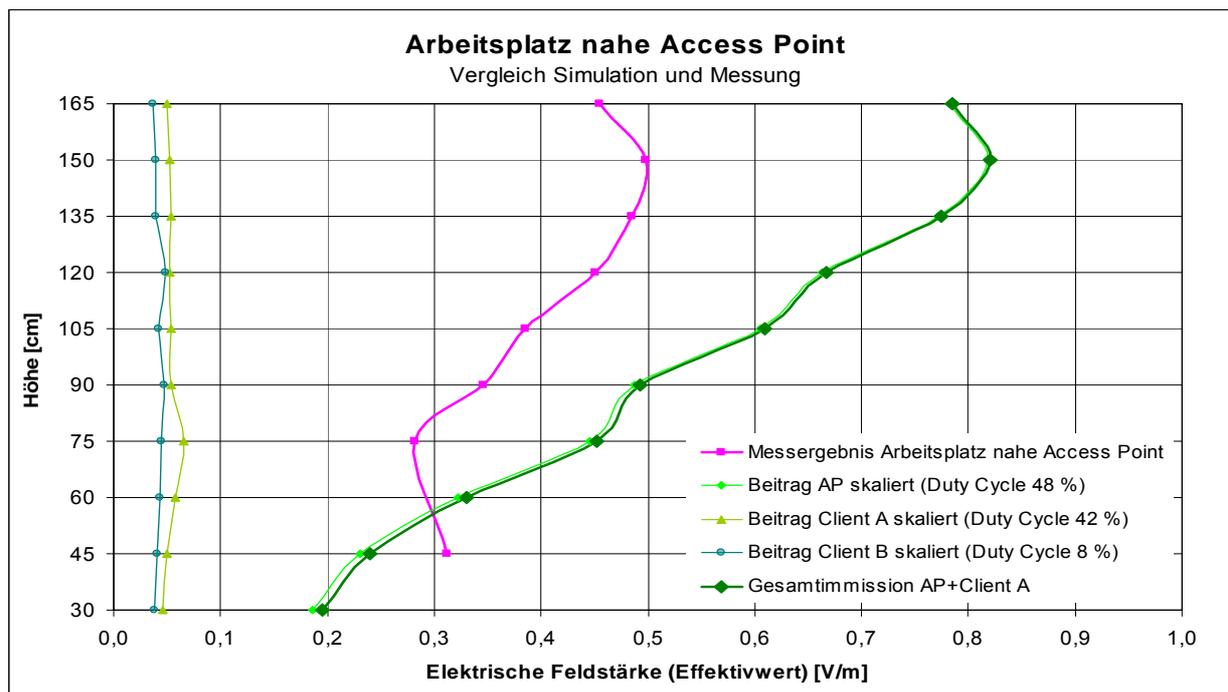


Abbildung 3.38: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen im Bereich des Arbeitsplatzes nahe dem Access Point. Die Feldstärkewerte entsprechen jeweils dem Mittelwert über eine 30 cm x 45 cm große Horizontalebene in der entsprechenden Höhe (vgl. Abb. 3.37).

Tabelle 3.8 zeigt wieder einen Vergleich der räumlich über das jeweilige gesamte Volumen der untersuchten Raumbereiche gemittelten Feldstärken, sowie der lokalen Feldstärkemaxima. Für die lokalen Maximalwerte ergeben sich relativ große Abweichungen von 43% bzw. 77% (Überschätzung durch Simulation), die räumlich gemittelten Immissionen zeigen wieder wesentlich bessere Übereinstimmung.

	Gesamtmission aus Simulation (skaliert) E [V/m]		Gesamtmission gemessen E [V/m]		Abweichung	
	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert	Lokales Maximum	Räumlicher Mittelwert
Arbeitsplatz 1 (nahe Access Point)	1,77	0,52	1,0	0,42	+ 77 %	+ 24 %
Arbeitsplatz 2 (nahe Clients)	1,57	0,40	1,1	0,46	+ 43 %	-13 %

Tabelle 3.8: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen hinsichtlich des räumlichen Gesamtmittelwertes und der lokalen Maxima der elektrischen Feldstärke.

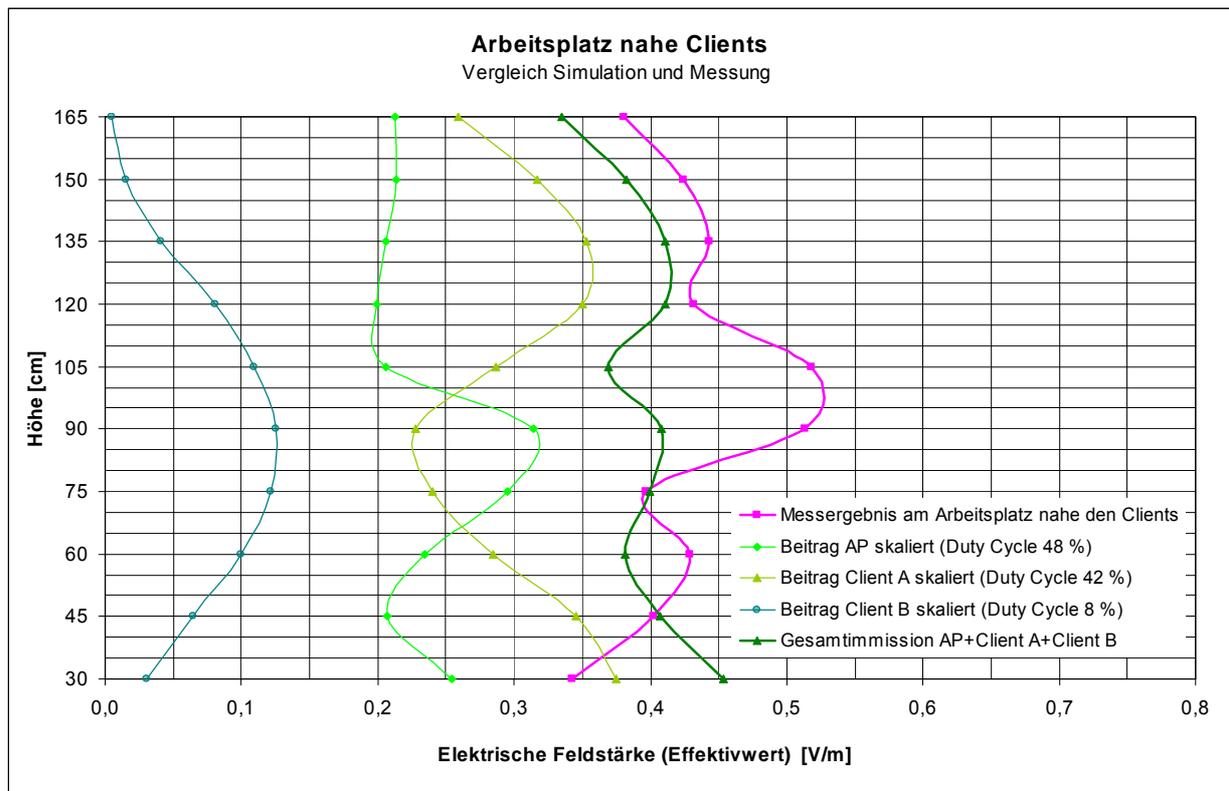


Abbildung 3.39: Vergleich von Mess- und Simulationsergebnissen im Bereich des Arbeitsplatzes nahe den Clients. Die Feldstärkewerte entsprechen jeweils dem Mittelwert über eine 30 cm x 45 cm große Horizontalebene in der entsprechenden Höhe (vgl. Abb. 3.37).

Die vorangegangenen Betrachtungen zeigen, dass bei sorgfältiger Modellierung des Expositionsszenarios numerische Feldberechnungen auf Basis optischer Ausbreitungsmodelle grundsätzlich zur Abschätzung der resultierenden Immissionen tauglich sind. Die unvermeidlichen Unsicherheiten bei der Modellierung aufgrund vereinfachter Geometrien, meist nur näherungsweise bekannte Materialeigenschaften und Feldquellen-Spezifikationen, führen bei der Betrachtung der Immissionen in einzelnen Raumpunkten auf teilweise relativ große Abweichungen zwischen Messung und Berechnung (selbst bei guter Modellbildung bis zu 10 dB bis 15 dB möglich). Diese punktuell relativ großen Abweichungen kommen vor allem durch die kleinräumig ($\lambda/2 \approx 6 \text{ cm}$) inhomogenen Feldverhältnisse zustande (Interferenzmuster durch Mehrwegeausbreitung). Bei der Betrachtung von räumlichen Mittelwerten, wie sie für die Immissionsbewertung eigentlich relevant sind, liegen die erreichbaren resultierenden Unsicherheiten bei guter Modellbildung jedoch nur mehr in einem Bereich, in dem sich auch die typische erreichbare Messunsicherheit bewegt.

3.5.2 Simulation körpernaher Anwendungen

3.5.2.1 Grundlagen

SAR-Messungen in vereinfachten, homogenen Körperrückbildungen können bei entsprechender Wahl der Messparameter immer nur als ‚Worst Case‘- Abschätzungen der tatsächlichen Verhältnisse im realen Körper gesehen werden. Ein detaillierter Einblick in die Verteilung der SAR in einzelnen Geweben kann gegenwärtig nur mittels aufwändiger Computersimulationen erreicht werden. Voraussetzung dazu ist die Verfügbarkeit eines hinreichend detaillierten anatomischen Modells für die numerische Feldberechnung. Für die Bewertung von Expositionssituationen bei körpernah betriebenen HF-Strahlungsquellen hat sich in den vergangenen Jahren die Methode der Finiten Differenzen im Zeitbereich (FDTD) durchgesetzt, mittels der eine vollständige Lösung der zeit- und raumdiskreten Maxwell-Gleichungen für beliebig komplexe Geometrien möglich ist. Eine der gegenwärtig mächtigsten FDTD-Simulationsplattformen ist SEMCAD (Schmid & Partner Engineering AG, Zürich, Schweiz), für die auch einige anatomische Kopfmodelle sowie ein Ganzkörpermodell verfügbar sind.

3.5.2.2 Unsicherheitsfaktoren und Grenzen der Einsetzbarkeit

Die im Rahmen der Bewertung einer speziellen Expositionssituation zu erwartenden Unsicherheiten sind, bei sinnvoll festgelegter räumlicher Diskretisierung des Feldraumes, vor allem durch das verwendete Körpermodell und die Modellierung der Strahlungsquelle bestimmt:

Körpermodell:

Repräsentativität

Bei der Bewertung von Simulationsergebnissen, die anhand von Simulationen mit einem, bzw. einer beschränkten Anzahl von Körpermodellen gewonnen wurden, ist zu berücksichtigen, dass die anatomischen Parameter realer menschlicher Körper teilweise relativ große Schwankungsbreiten aufweisen, die direkt Einfluss auf das Simulationsergebnis haben können (unterschiedliche Kopf- bzw. Körperabmessungen, Kopf- bzw. Körperformen, Gewebeschichtdicken, usw.).

Räumliche Auflösung und Detailtreue

Ein weiterer Einflussfaktor ist die Detailtreue und die räumliche Auflösung des Körpermodells. Organe bzw. Gewebereiche welche hinsichtlich der SAR-Verteilung von Interesse sind, müssen räumlich entsprechend hoch aufgelöst sein, so dass ihre natürliche Form möglichst gut angenähert ist und der durch die kubische Diskretisierung des Simulationsraumes auftretende ‚stair casing error‘ vernachlässigbar wird. Vor allem bei sehr kleinen anatomischen Strukturen, die in gegenwärtig verfügbaren Körpermodellen aufgrund von zu geringer räumlicher Auflösung bei der medizinischen Bilderstellung teilweise überhaupt nicht modelliert sind (z.B. Gehörschnecke, Gleichgewichtsorgan), stößt man diesbezüglich gegenwärtig sehr schnell auf Grenzen der Aussagekraft. Wesentlich dabei ist, dass die räumliche Auflösung der Körpermodelle nicht als unabhängige Größe gesehen werden kann, sondern immer im Verhältnis zur Wellenlänge im Gewebe zu sehen ist. Abgesehen von der benötigten anatomischen Detailtreue kann die für die Stabilität der FDTD-Methode notwendige

Forderung, dass die maximale Voxelgröße unter ca. 1/10 bis 1/20 der minimal vorkommenden Wellenlänge (im Gewebe) liegen muss, üblicherweise auch im Hinblick auf die numerische Genauigkeit als ausreichend angesehen werden, da andere Unsicherheitsquellen (z.B. Quellenmodellierung, dielektrische Gewebeeigenschaften, Repräsentativität der Körpermodelle) wesentlich größeren Einfluss auf die Genauigkeit des Rechenergebnisses haben und die numerische Ungenauigkeit verursacht durch die Diskretisierung dagegen vernachlässigbar ist.

Dielektrische Eigenschaften der Gewebe

Ähnlich wie die anatomischen Schwankungsbreiten (Körper- bzw. Organabmessungen, Lage und Schichtdicken der Gewebe), stellen die elektrisch relevanten Gewebeeigenschaften (Permittivität ϵ , Leitfähigkeit σ) bestimmende Größen für die resultierende SAR in einer Expositionssituation dar. Für viele Körpergewebe werden gegenwärtig die von Gabriel et al. [68] veröffentlichten Datensätze für ϵ und σ verwendet. Biologische Schwankungsbreiten dieser Größen (ca. $\pm 10\%$ bis $\pm 20\%$), sowie die Unsicherheit bezüglich der Übertragbarkeit der an tierischem Gewebe bzw. ex vivo gewonnenen Werte auf den Fall menschlicher Gewebe in vivo sind hier die wesentlichen Unsicherheitsfaktoren. Speziell im Zusammenwirken mit den genannten anatomischen Größen können ungünstige Kombinationen von Gewebesichtungen und dielektrischen Materialparametern zu ‚Anpassungseffekten‘ (*impedance matching*) führen, die in einzelnen Geweben zu höheren SAR-Werten führen, als dies auf Basis einfacher (zumeist homogener) Körpermodelle erwartet würde.

Modellierung der Strahlungsquelle:

Notwendige Vereinfachungen komplexer Strukturen

Bei der Modellierung der in der Realität geometrisch oft sehr komplexen Strahlungsquellen bzw. Antennenstrukturen, sind meist Vereinfachungen notwendig. Oftmals können ursprünglich als geringfügig eingestufte Vereinfachungen aber große Auswirkungen auf das resultierende Strahlungsverhalten der Quelle haben. Bei sehr kleinen Strukturen stellt durch die begrenzte räumliche Auflösung unter Umständen das ‚stair casing‘ Problem eine nicht mehr zu vernachlässigende Unsicherheitsquelle dar.

HF-Anspeisung

Wenn reale Strahlungsquellen modelliert werden (z.B. Antennenstrukturen von Mobiltelefonen oder Headsets), muss vor der Simulation mit anatomischen Kopfmodellen zunächst die korrekte Modellierung der Quelle verifiziert werden. In der Praxis bei der Modellierung realer Feldquellen, stellt die korrekte Modellierung der Antennenanspeisung oftmals ein großes Problem dar. Da im hier interessierenden Frequenzbereich für die Feldeinkopplung in den Körper hauptsächlich die magnetische Feldkomponente verantwortlich ist [69], ist vor allem darauf zu achten, dass die Stromverteilung auf der Antennenstruktur (und allen anderen mitstrahlenden Teilen) möglichst exakt jener im realen Gerät entspricht. Eine Verifizierung erfolgt zweckmäßiger Weise auf Basis von SAR-Messungen in homogenen Phantomen und entsprechender SAR-Simulation unter Verwendung eines gleichen numerischen Phantoms (z.B. SAM Phantom sowohl physisch als auch numerisch vorhanden). Nur wenn diese Verifizierung zufrieden stellende Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation liefert, kann davon ausgegangen werden, dass das numerische Quellenmodell korrekt ist und die reale Quelle hinreichend genau repräsentiert.

Positionierung relativ zum Körpermodell

Schließlich stellt die relative Position der Feldquelle zum exponierten Körperteil einen wichtigen Faktor dar, der meist nicht unabhängig von den anatomischen Verhältnissen gesehen werden kann. Die Aufgabe eine Feldquelle an zwei anatomisch unterschiedlichen Kopfmodellen ‚in gleicher Weise‘ zu positionieren, sodass nur der Einfluss des Kopfmodells isoliert betrachtet werden kann, stellt in der Praxis oft ein nicht zufrieden stellend lösbares Problem dar. Dieses Problem wird umso größer, je näher sich die Feldquelle am Körper befindet.

3.5.3 Berücksichtigung zeitlich schwankender Expositionsbedingungen

Die gegenwärtig in Form von kommerziell erhältlichen Softwarepaketen verfügbaren numerischen Methoden, sind hauptsächlich auf die Berechnung stationärer Verhältnisse zugeschnitten. In Softwarepaketen, die nach optischen Näherungsverfahren arbeiten, ist eine Berücksichtigung einer Zeitabhängigkeit im Simulationsalgorithmus selbst grundsätzlich nicht möglich, da hier keinerlei Zeitbereichsbetrachtung erfolgt.

Bei FDTD-Berechnungen ist die Berücksichtigung zeitliche Schwankungen der Feldgrößen in einem hier diskutierten Zeitmaßstab (>> einige Trägerschwingungsperioden) aus Rechenzeitgründen praktisch unmöglich.

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.

3.6 Konzept für eine umfassende Expositionserfassung

Die Erfassung und Bewertung hochfrequenter elektromagnetischer Immissionen ist in den letzten Jahren zu einem zentralen Punkt des Strahlenschutzes geworden. Gleichzeitig damit wurden auch eine Vielzahl von Mess-Systemen auf den Markt gebracht, die es erlauben, mit relativ einfachen Mitteln und relativ wenig technisch/physikalischen Grundkenntnissen über Wellenausbreitungsphänomene Messungen durchzuführen. Vor allem die in jüngster Zeit eingeführten modernen digitalen Funktechnologien bedürfen aber relativ breiter Fachkenntnis, um mit den gegenwärtig verfügbaren Messmethoden quantitative zuverlässige Aussagen über die mit diesen Technologien verbundenen Immissionen machen zu können.

Eine physikalisch sinnvolle und haltbare Bewertung einer Expositionssituation besteht grundsätzlich aus zwei Arbeitsschritten, nämlich der Immissionsmessung und der (normgerechten) Immissionsbewertung. Dabei darf nicht außer Acht gelassen werden, dass die Möglichkeit einer normgerechten Bewertung der Immission oft bereits Mindestanforderungen an die Immissionsmessung stellt. Beispielsweise sind die Referenzwerte für die elektrische bzw. magnetische Feldstärke in den meisten gegenwärtig anerkannten Sicherheitsnormen als über die Körperdimensionen räumlich gemittelte²⁴ und zeitlich über 6 Minuten gemittelte Werte definiert.

In der strahlenschutztechnischen Praxis erfordern diese Methoden jedoch teilweise sehr großen zeitlichen und messgerätetechnischen Aufwand, wodurch oftmals zu (sehr) vereinfachten Methoden gegriffen wird, die von ihrer Konzeption zu einer Überbewertung der Immissionen führen und dadurch als ‚Worst Case‘ Abschätzungen gerechtfertigt werden.

In den Kapiteln 3.2.1.3 und 3.2.2.1 wurden bereits für die hier interessierenden Funktechnologien systematische Unsicherheiten bei der Immissionserfassung bei Verwendung unterschiedlicher Messmethoden bzw. Messparameter analysiert. Diese dort analysierten und teilweise auch quantifizierten Unsicherheiten wurden aber nur durch die Kombination der speziellen Eigenschaften der Immissionsgrößen mit den

²⁴ wenn sichergestellt ist, dass auch lokal die Basisgrenzwerte eingehalten werden

Eigenschaften der eingesetzten Messmittel (Messparameter) verursacht. Eine weitere, unter Umständen maßgebliche Unsicherheitsquelle für die praktische Immissionsmessung stellen zeitliche und räumliche Schwankungen der Immissionsgröße aufgrund sich ändernder Ausbreitungsverhältnisse im Feldraum dar. Bei realistischer Betrachtung kann damit die Gesamtunsicherheit von Immissionsmessungen bei ungünstig gewählten Messmitteln bzw. Messparametern mehrere Größenordnungen, meist im Sinne einer Immissions-Überbewertung, betragen.

Eine vereinfachte Immissionsbewertung für einzelne Feldquellen (Technologien) im Sinne einer ‚Worst Case‘-Abschätzung, wie oft praktiziert, ist für viele gegenwärtige Expositionssituationen vertretbar, wenn sich das Ausmaß der tatsächlichen Gesamtexposition relativ weit unterhalb der Grenzwerte bewegt. Wobei als Gesamtexposition hier die Summenexposition über den gesamten Spektralbereich verstanden wird, die ja letztendlich durch die Sicherheitsnormen begrenzt wird (nicht nur Einzelbeiträge bestimmter Technologien). Problematisch könnte die Situation jedoch werden, wenn in (zukünftigen) Szenarien in denen mehrere (spektral) unterschiedliche Technologien als Strahlungsquellen wirken und für jede einzelne dieser Technologien eine ‚Worst Case‘ - Immissionsbewertung mit Überbewertungen in oben genanntem Ausmaß vorgenommen wird. Die Summe dieser Einzelbeiträge, welche es ja zu begrenzen gilt, könnte dann eventuell ein kritisches Ausmaß ergeben, obwohl die tatsächliche Exposition weit geringer ist. Ferner muss auch im Hinblick auf die immer wichtiger werdenden Themenkreise *Risikokommunikation* und *Risikowahrnehmung durch die Bevölkerung* die Frage gestellt werden, ob es sinnvoll bzw. vertretbar ist, nach oben genannter Vorgehensweise ermittelte ‚Worst Case‘ Messergebnisse zu veröffentlichen, ohne eine fundierte Angabe über die tatsächlich zu erwartenden Immissionen zu geben bzw. geben zu können.

Aufgrund dieser Überlegungen wird im folgenden Kapitel zunächst auf einige Aspekte unterschiedlicher Methoden von ‚Worst Case‘-Abschätzungen, speziell im Hinblick auf die hier interessierenden Funktechnologien eingegangen. In Kapitel 3.6.2 wird dann ein neu entwickeltes Konzept für die umfassende Analyse von tatsächlich zu erwartenden Immissionen unter Berücksichtigung der normgerechten Immissionsbewertung vorgestellt.

3.6.1 Worst Case Abschätzungen

Trotz des eindeutig anmutenden Begriffs ‚Worst Case‘ werden in Zusammenhang mit Immissionsbewertungen teilweise grundlegend unterschiedliche Verfahren berichtet.

3.6.1.1 Schwenkmethode

Diese Methode wird beispielsweise in [70] vorgeschlagen. Es wird dabei, während der Spektrumanalysator im MAXHOLD Modus aufzeichnet, die Messantenne (vom Messtechniker) im zu untersuchenden Raumbereich der Art bewegt, dass in möglichst allen Punkten des Untersuchungsraumes möglichst alle Polarisationsrichtungen erfasst werden. Ist die Schwenkgeschwindigkeit an die jeweilige Sweep Zeit des Spektrumanalysators angepasst, erhält man als Ergebnis **einen** Messwert, der als ‚Worst Case‘-Feldstärkeamplitude im untersuchten Raumbereich angesehen werden kann. Unter Miteinbeziehung der Ausführungen von Kapitel 3.2.2.1, und der Tatsache, dass die von praktisch allen Sicherheitsnormen geforderte räumliche und zeitliche

Mittelung der Immissionen bei der Schwenkmethode ignoriert wird, ist unmittelbar einsichtig, dass diese Methode unter normalen Umständen zu Überbewertungen der tatsächlichen Immissionen um mehrere Größenordnungen führen kann.

Der unbestreitbare Vorteil der Schwenkmethode ist deren Einfachheit und Schnelligkeit.

3.6.1.2 Raumrastermethode

Wesentlich aufwändiger als die oben beschriebene Schwenkmethode ist die Messung der Immissionen an einem Raumpunktgitter im zu untersuchenden Feldraum. Zweckmäßigerweise ist dabei das Messgitter im Bereich häufiger Aufenthaltsorte von Personen (z.B. Arbeitsplatz) zu errichten. In jedem einzelnen Gitterpunkt sind dann die Immissionen zu bestimmen, wobei hier der Grad der Überbewertung je nach Art der Immissionsgröße und verwendeter Messmethode bzw. eingestellter Messparameter variabel ist. Ohne Verwendung der MAXHOLD-Funktion und unter Einsatz von *Channel Power* bzw. *Band Power*-Funktionen kann hier der Grad der systematischen Überbewertung praktisch auf Null reduziert werden.

Wird in den einzelnen Messpunkten mittels MAXHOLD-Funktion gemessen, steigt der Grad der Überbewertung naturgemäß an, durch die Möglichkeit der (normativ geforderten) räumlichen Mittelung wird sie aber weniger ausgeprägt sein wie im Fall der Schwenkmethode.

Theoretisch besteht bei der Raumrastermethode, bei ungünstig gewähltem Raumraster auch die Möglichkeit einer Unterbewertung der Immission. Dies kann beispielsweise der Fall sein, wenn die einzelnen Messpunkte immer genau in den Minima ('Täler') einer kleinräumig inhomogenen Feldverteilung ('Stehwellengebirge') zu liegen kommen und das räumliche Auflösungsvermögen der Feldsonde bzw. Messantenne (entspricht üblicherweise etwa der Größe der Sonde bzw. der Antenne) besser ist, als die Distanz zwischen den 'Gipfeln' des 'Stehwellengebirges'. Zu große Distanz zwischen den einzelnen Rasterpunkten birgt ebenfalls die Gefahr von Unterbewertungen, da möglicherweise hohe 'Gipfel' zwischen den einzelnen Messpunkten liegen, und damit unberücksichtigt bleiben. Bei den Frequenzen der hier interessierenden Funkanwendungen (d.h. < 6 GHz) und üblichen räumlichen Auflösungen der verwendeten Feldsonden bzw. Antennen (> 8 cm) stellen Raumraster-Punktabstände im Bereich von 15-30 cm gute Kompromisse zwischen messtechnischem Aufwand und Vermeidung großer Unterbewertungen dar. Kleinere Raumrasterpunkt-Abstände verringern aus statistischen Gründen die Wahrscheinlichkeit für Unterbewertungen.

Beiden oben genannten ‚Worst Case‘-Messmethoden, wie auch allen anderen ‚Kurzzeit‘-Immissionsmessungen ist gemeinsam, dass räumliche und zeitliche Schwankungen zufolge sich ändernder Ausbreitungsbedingungen nicht zufriedenstellend erfasst werden, und die Messergebnisse daher immer nur eine Momentaufnahme der zum Zeitpunkt der Messungen vorherrschenden Situation darstellen. Die Größenordnung solcher Schwankungsbereiche kann im Allgemeinen nur durch Langzeitmessungen bzw. numerische Berechnungen erfasst werden. Im Rahmen von Indoor-Szenarien, wie sie im Rahmen des vorliegenden Vorhabens von Interesse sind, könnte dieser Schwankungsbereich auch schon während ‚Kurzzeit‘-Messungen nach der Raumrastermethode näherungsweise erfasst werden. Da bei üblichen Indoor-Verhältnissen (d.h., alle für den Immissionspunkt relevanten Feldquellen befinden sich in einem räumlich relativ eng eingegrenzten, kontrollierbaren Bereich) die ausbreitungsbedingten Feldschwankungen vor allem durch die Bewegung

von Personen und Objekten in überschaubarer bzw. kontrollierbarer Entfernung vom Immissionspunkt hervorgerufen werden, könnten diese Personen- bzw. Objektbewegungen während der Messung provoziert werden. D.h., nach Aufstellung der Messantenne in einem Messgitterpunkt können alle üblichen bzw. denkbaren Personen- und Objektbewegungen vollzogen werden und die entsprechende Schwankung des Messwertes durch Beobachtung des Anzeigewertes registriert werden.

3.6.2 Konzept zur Analyse der tatsächlichen Immissionen auf Basis statistischer Kenngrößen

Im vorangegangenen Abschnitt wurde unter Miteinbeziehung der Ergebnisse aus Kapitel 3.2.2.1 gezeigt, dass die heute meistens verwendeten ‚Worst Case‘-Verfahren bei der frequenzselektiven Immissionsbewertung in den Feldern von DECT, Bluetooth, und WLAN-Geräten zu systematischen Überbewertungen im Ausmaß mehrerer Größenordnungen führen können. Über das Ausmaß der tatsächlichen, normgemäß bewerteten Immissionen geben diese Verfahren keine Auskunft. Andererseits steht dazu in der Praxis oftmals keine mit vertretbarem Aufwand realisierbare Alternative zur Verfügung.

Um auf der Grundlage relativ einfacher Messungen dennoch Aussagen über die zu erwartende Gesamtmission treffen zu können, wird im Folgenden ein Modell für ein numerisches Bewertungsverfahren vorgestellt, das auf Basis von bekannten Systemeigenschaften der Feldquellen und unter Zuhilfenahme von einfachen statistischen Methoden das zu erwartende Ausmaß der Gesamtmission abschätzen lässt.

3.6.2.1 Numerisches statistisches Immissionsbewertungsmodell

Dieses Modell wurde speziell für die gegenständliche Problematik mehrerer gleichzeitig betriebener Indoor-Funktechnologien erarbeitet. Wie bereits an mehreren Stellen angemerkt, können einfache ‚Worst Case‘-Messungen (MAXHOLD-Modus des Spektrumanalysators) bei derartigen Immissionen vor allem aufgrund des Zeitmultiplex-Zugriffsverfahrens auf sehr hohe Überbewertungen der tatsächlichen Immissionen führen. Unter Zuhilfenahme bekannter Systemeigenschaften, bzw. empirisch gefundener Systemdaten (z.B. typisches Datenverkehrsaufkommen in einem Netzwerk), erlaubt dieses Modell eine wesentlich realistischere Bewertung der Immissionen.

Dem Modell liegt das allgemeine, in Abbildung 3.40 schematisch dargestellte Szenario zugrunde. Es wird dabei davon ausgegangen, dass m unterschiedliche Systeme (Technologien mit unterschiedlichen Sendefrequenzen) mit jeweils mehreren Feldquellen $Q_{i,j}$ (Anzahl der Feldquellen des i -ten Systems = n_i) relevante Immissionsbeiträge am interessierenden Immissionspunkt IP hervorrufen. IP könnte z.B. eine Messposition in einem räumlichen Messgitter sein. Jeder Quelle $Q_{i,j}$ kann eine zeit- und frequenzabhängige Emission $e_{i,j}(f,t)$ zugeordnet werden. Die Zeitabhängigkeit der Emissionsfunktionen spiegelt z.B. die burstartige HF-Abstrahlung wider, die Frequenzabhängigkeit kann unterschiedliche Funkkanäle der Emission beschreiben. Wesentlich dabei ist, dass innerhalb eines Systems diese Emissionsfunktionen nicht zeitlich unabhängig voneinander sind, sondern durch das implementierte Zugriffsverfahren (Zeitmultiplex) streng korreliert sind. Ein bestimmter Anteil der von jeder Quelle $Q_{i,j}$ ausgehenden Emission $e_{i,j}(f,t)$ trifft als Immissionsanteil

$i_{i,j}(f,t)$ am Immissionsort IP ein, wobei der Zusammenhang zwischen den Emissionsfunktionen $e_{i,j}(f,t)$ und den Immissionsanteilen $i_{i,j}(f,t)$ ganz allgemein über eine Ausbreitungsfunktion $a_{i,j}(f,t)$ beschrieben wird, wobei gilt $i_{i,j}(f,t) = a_{i,j}(f,t) \cdot e_{i,j}(f,t)$. Im einfachsten Fall stabiler Ausbreitungsverhältnisse ($a_{i,j}(f,t) = a_{i,j}(f)$) beschreiben die Funktionen $a_{i,j}(f,t)$ einfach den Zusammenhang zwischen der von der Quelle abgestrahlten Leistung und dem dadurch an IP verursachten Immissionsanteil. Wird jedoch die Zeitabhängigkeit der $a_{i,j}(f,t)$ beibehalten, so ließen sich dadurch auch Einflüsse sich ändernder Ausbreitungsverhältnisse modellieren.

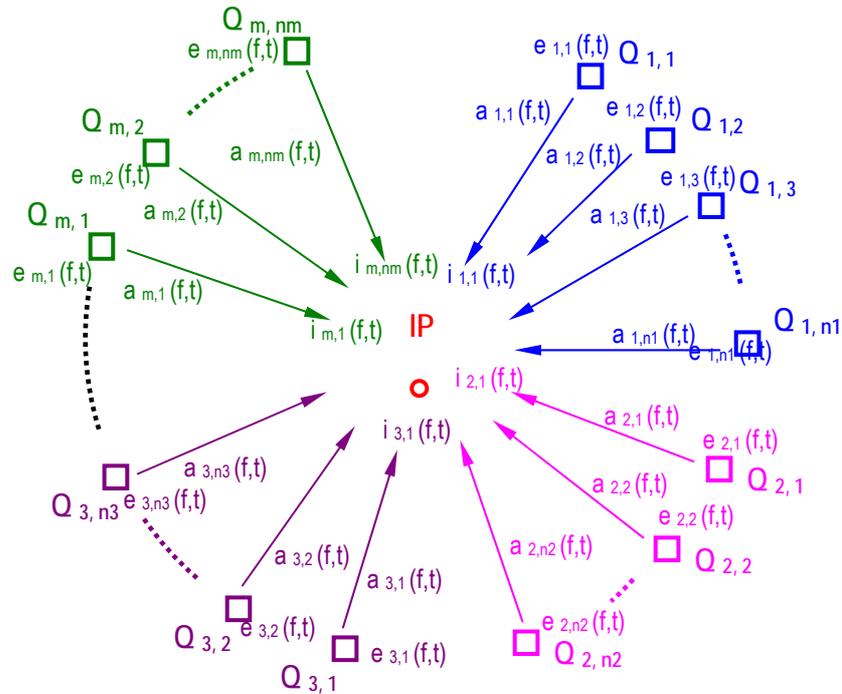


Abbildung 3.40: Allgemeines Schema des zugrunde liegenden Immissionsmodells.

Die am Immissionsort IP resultierende Immissions-Bewertungsgröße lässt sich jedenfalls ganz allgemein schreiben als

$$i_{res}(t) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{ni} \frac{i_{i,j}(f,t)}{GW_{i,j}(f)} \quad (3.9)$$

Die Immissionsanteile $i_{i,j}(f,t)$ sind hier als Leistungsgrößen (z.B. Strahlungsleistungsdichten S) aufzufassen. $GW(f)$ ist der jeweils zugehörige Grenzwert (Referenzwert). Die normgemäße Beurteilung verlangt nun die Überprüfung, ob jeder beliebige 6-Minuten-Mittelwert der resultierenden Immission $i_{res}(t)$ kleiner oder gleich 1 ist:

$$\bar{i}_{res}(6 \text{ min}) \leq 1 \quad (3.10)$$

Zusätzlich zu dieser zeitlichen Mittelung über beliebige 6 Minuten Intervalle sieht die gegenwärtige Grenzwertgebung auch eine räumliche Mittelung²⁵ über Körperdimensionen für die Beurteilung einer Expositionssituation vor. D.h., es müssen strenggenommen die oben angeführten Betrachtungen für mehrere Immissionspunkte (räumlich über die Körperdimensionen verteilt) durchgeführt und anschließend daraus die mittlere Gesamtimmission berechnet werden.

²⁵ Diese Mittelung über Körperdimensionen ist nur dann zulässig, wenn sichergestellt ist, dass auch lokal der Basisgrenzwert nicht überschritten wird. Dies kann in den hier betrachteten Situationen vorausgesetzt werden.

Im Zuge einer praktischen 'Worst Case'-Abschätzung wie in Kapitel 3.6.1 beschrieben, würden die maximalen Immissionsbeiträge der m Systeme bestimmt und zur (zeitunabhängigen) resultierenden Immissions-Bewertungsgröße

$$I_{ges} = \sum_{i=1}^m \frac{\max_{j=1..ni} \{i_{i,j}(f,t)\}}{GW_{i,j}(f)} \quad (3.11)$$

summiert und diese Summe mit dem Wert 1 verglichen werden.

Auf Basis der Übertragungs- bzw. Zugriffsverfahren der hier zur Diskussion stehenden drahtlosen Übermittlungsverfahren (WLAN, DECT, Bluetooth) kann aber geschlossen werden, dass die Zeitmittelwerte der Funktionen $i_{i,j}(f,t)$ üblicherweise nur einen sehr kleinen Bruchteil ihrer maximalen Amplitude ausmachen. Dies begründet in Zusammenhang mit Gleichung (3.11), die Möglichkeit einer Immissions-Überbewertung um eventuell sogar mehrere Größenordnungen.

Die Angabe eines solchermaßen erfassten 'Worst-Case'-Immissionswertes kann zwar im Sinne des Strahlenschutzes als ausreichend angesehen werden, ist aber aus physikalischer Sicht und eventuell auch aus der Sicht der *Risikokommunikation* und *Risikowahrnehmung durch die Bevölkerung* unbefriedigend. Neben der Angabe des 'Worst Case'-Wertes wäre jedenfalls auch eine begründbare Aussage hinsichtlich der tatsächlich durchschnittlich zu erwartenden Immissionen wünschenswert.

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit der Ableitung solcher Aussagen auf Basis des oben vorgestellten Immissionsmodells, auf Basis statistischer Daten über die zeitliche Veränderung des Emissionsverhaltens der Quellen (Funktionen $e_{i,j}(f,t)$) und auf Basis einfach erfassbarer ('Worst Case') Messdaten der wichtigsten Immissionsbeiträge $i_{i,j}(f,t)$. Die statistischen Daten bezüglich des zeitlichen Emissionsverhaltens der Quellen können bei in Betrieb befindlichen Anlagen (z.B. WLAN-Installationen) beispielsweise durch Netzwerkmonitor-Software erfasst werden. Abbildungen 3.41 und 3.42 zeigten als Beispiele den typischen Datenverkehr in einem Firmennetzwerk an einem Arbeitsplatzcomputer und einem Server während eines 33 Stunden-Zeitintervalls, aufgezeichnet mit der Software *MRTG (Multi Router Traffic Grapher)*. Sind solche Daten nicht verfügbar, können auch einfache generische statistische Modelle verwendet werden, um eine Abschätzung der tatsächlich zu erwartenden Immissionen vornehmen zu können, bzw. eine konkrete Vorstellung über das Ausmaß der Überbewertung bei 'Worst Case'-Abschätzungen zu erhalten.

'Daily' Graph (5 Minute Average)

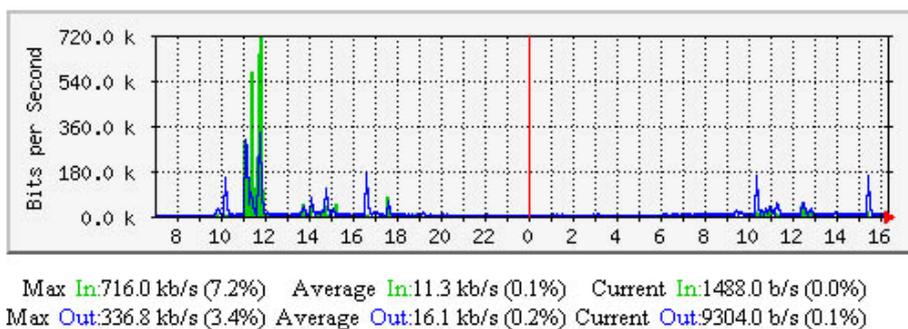
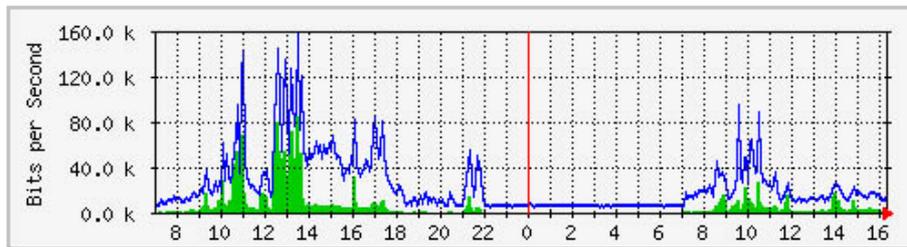


Abbildung 3.41: Beispiele für Netzwerk-Datenverkehrsaufzeichnungen zur Gewinnung statistischer Daten für eine umfassende Immissionsbewertung in WLAN-Systemen (hier Arbeitsplatzcomputer)

'Daily' Graph (5 Minute Average)



Max In: 85.4 kb/s (0.1%) Average In: 6400.0 b/s (0.0%) Current In: 3192.0 b/s (0.0%)
Max Out: 158.5 kb/s (0.2%) Average Out: 24.6 kb/s (0.0%) Current Out: 14.4 kb/s (0.0%)

Abbildung 3.42: Beispiele für Netzwerk-Datenverkehrsaufzeichnungen zur Gewinnung statistischer Daten für eine umfassende Immissionsbewertung in WLAN-Systemen (hier Server)

Realisierung in MATLAB

Zur konkreten Abschätzung der Überbewertung bei 'Worst Case'–Messungen, bzw. um eine Aussage über die tatsächlich zu erwartenden Immissionen machen zu können, wurde in der Software-Entwicklungsumgebung MATLAB das im vorangegangenen Abschnitt vorgestellte Modell implementiert. Die notwendigen statistischen Daten über den Netzdatenverkehr (für WLAN und DECT) können dabei aus spezifizierbaren Verteilungsfunktionen pseudozufällig generiert werden. Abbildung 3.43 zeigt schematisch die Struktur des Programms.

Zur Konfiguration des Programms sind die Anzahl der betrachteten Systeme und die Anzahl der relevanten Clients bzw. Mobilstationen in jedem der Systeme zu definieren. Weiters können die zur Generierung des Datenverkehrs verwendeten statistischen Modellparameter spezifiziert werden. Parameter wie Zugriffs-Anzahl, Zugriffsstartzeit, Datenrate, Datenmenge werden auf Basis von Normalverteilungen (spezifiziert durch Mittelwert und Standardabweichung) modelliert. Der jeweils verwendete Frequenzkanal bei DECT wird mittels einer diskreten Gleichverteilung (10 mögliche Kanäle) modelliert. Zusätzlich sind die maximalen Immissionsbeiträge von jedem System am interessierenden Immissionsort (z.B. durch 'Worst Case'-Messung oder Simulation ermittelt) anzugeben. Werden von einem System mehrere Feldquellen als relevant erachtet, so sind für diese Feldquellen das jeweilige Verhältnis (in dB) zur dominanten Feldquelle (welche den maximalen Immissionsbeitrag verursacht) zu spezifizieren.

Die gegenwärtige Version der Software ist derzeit noch auf die generische Modellierung des Datenverkehrs in den betrachteten Netzwerken beschränkt. Eine Datenschnittstelle zum Import von realen Verkehrsszenarien stellt allerdings kein technisches Problem dar, sofern diese Daten Text basiert in entsprechender Zeitaufösung vorliegen. Übliche Software-Werkzeuge für das Netzwerkmonitoring (siehe z.B. Abbildungen 3.41 bzw. 3.42) bieten diese Möglichkeit prinzipiell an, wobei die zeitliche Auflösung zumeist auf 5-Minuten Mittelwerte der Datenrate beschränkt ist. Diese 5-Minutenmittelwerte könnten in einem einfachen Ansatz in erster Näherung direkt in die Software übernommen werden, um entsprechenden Datenverkehr zu generieren. Dies kann als konservativer Ansatz bei der Immissionsbewertung gesehen werden, da die normgerechte Bewertung auf Basis eines 6-Minuten-Mittelwertes zu erfolgen hat.

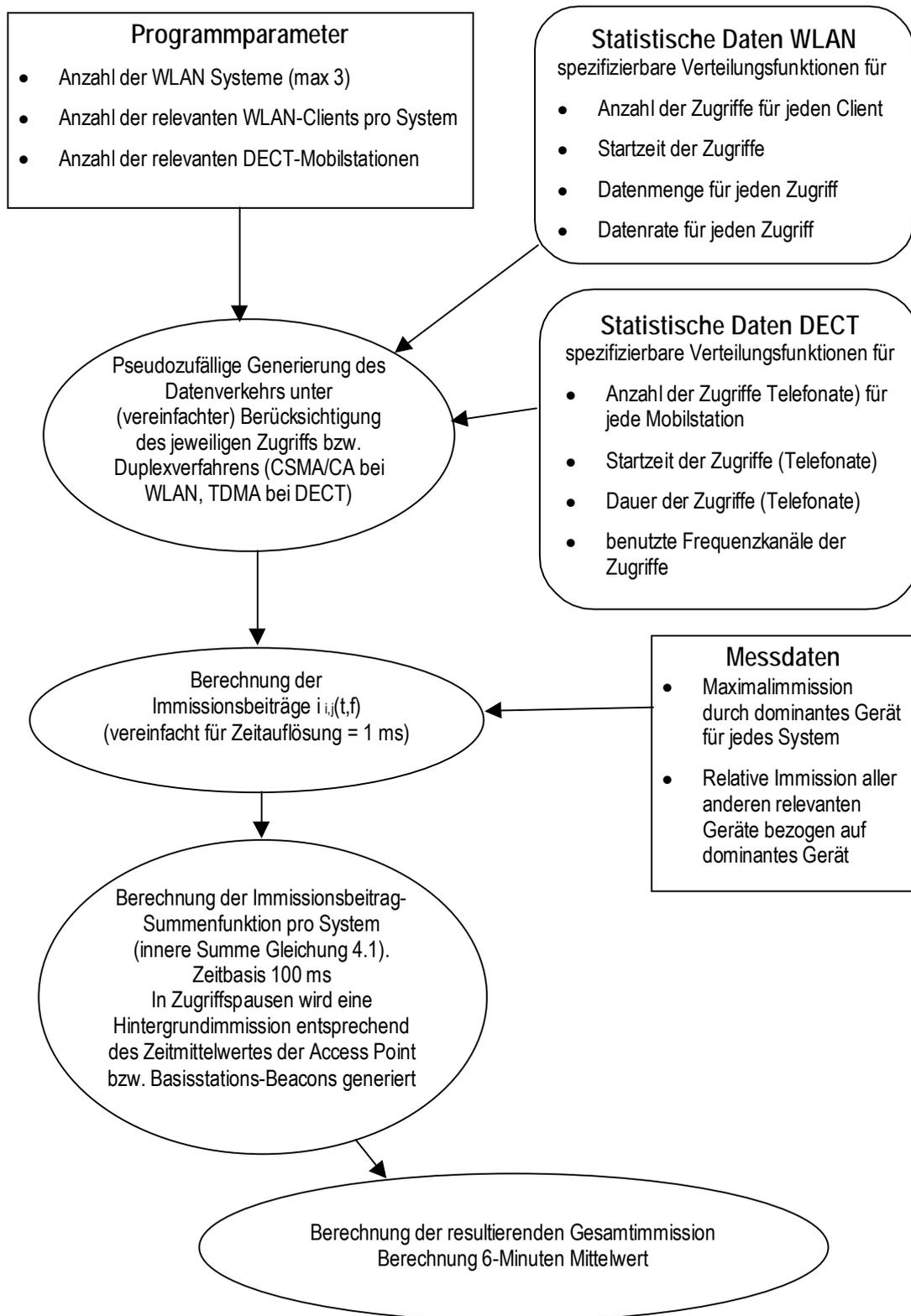


Abbildung 3.43: Schematische Programmstruktur zur Berechnung der tatsächlich zu erwartenden WLAN- bzw. DECT-Immissionen auf Basis einfach erfassbarer Messdaten und statistischer Modelle für den Datenverkehr

Als Beispiel soll zunächst folgendes einfache Szenario angenommen werden: Eine Abteilung einer Firma ist über WLAN IEEE 802.11b vernetzt. Insgesamt werden 10 Clients von einem Access Point versorgt. Betrachtet wird als Beispiel ein zweistündiges Zeitintervall (z.B. 7 Uhr morgens bis 9 Uhr morgens). Am betrachteten Immissionspunkt nahe Client 1 wurde unter 'Worst Case'-Bedingungen ein maximaler Leistungsflussdichtewert 20 mW/m^2 gemessen (während Client 1 Daten sendete). Der maximale Immissionsbeitrag des Access Points am betrachteten Immissionsort liegt 10 dB unterhalb des von Client 1 verursachten Immissionsbeitrages. Die maximalen Immissionsbeiträge aller anderen Clients liegen zwischen 3 dB und 30 dB unterhalb, was einer eher extremen Annahme entspricht (räumlich sehr enge Konzentration der einzelnen Geräte). Tabelle 3.9 fasst die Details der Modellannahmen zusammen.

WLAN System: 1 Access Point, 10 Clients					
maximale Immission (Client 1): 20 mW/m^2					
	rel. Immission	Anzahl Zugriffe	Startzeit Zugriffe	gesendete Datenmengen während der Zugriffe	Datenrate bei Zugriffen
Client 2	-10 dB	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 30 Standardabw.: 20	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 8:00 Standardabw.: 30min	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 2MB Standardabw.: 500k	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 2MBps Standardabw.: 1MBps max.: 5 MBps min.: 0.5 MBps
Client 3	-30 dB				
Client 4	-5 dB				
Client 5	-30 dB				
Client 6	-20 dB				
Client 7	-25 dB				
Client 8	-15 dB				
Client 9	-20 dB				
Client 10	-20 dB				
Access Point	-3 dB				

Tabelle 3.9: Zusammenfassung der Modellannahmen für ein WLAN-Szenario

Die 'Worst Case' Beurteilung dieser Situation würde von einem Immissionswert von 20 mW/m^2 ausgehen und somit, bei Zugrundelegung der Grenzwerte von [21], 0,2 % des Grenzwertes ergeben.

Abbildung 3.44 zeigt das Ergebnis der Berechnung nach dem vorgestellten Immissionsbewertungsmodell. Das Berechnungsergebnis zeigt, dass der tatsächliche, normgemäß über beliebige 6 Minuten Intervalle gemittelte, Immissionswert am betrachteten Immissionsort bei maximal 0,016% des Grenzwertes liegt, d.h., bei weniger als einem Zehntel des Wertes aus der 'Worst-Case'-Abschätzung.

Eine Berechnung unter den gleichen Modellannahmen, nur unter Weglassung aller Client-Beiträge, deren relative Immission 20 dB oder mehr unterhalb des dominanten Beitrages liegt, führt auf das gleiche Ergebnis (Abweichungen < 1%). D.h., in der Praxis genügt es üblicherweise nur einige wenige Feldquellen zu berücksichtigen. Andererseits sollte sichergestellt sein, dass die potentiell stärkste Feldquelle (z.B. nächstgelegenes Gerät) bei der 'Worst-Case'-Abschätzung erfasst wurde (d.h. während der Messungen aktiv war).

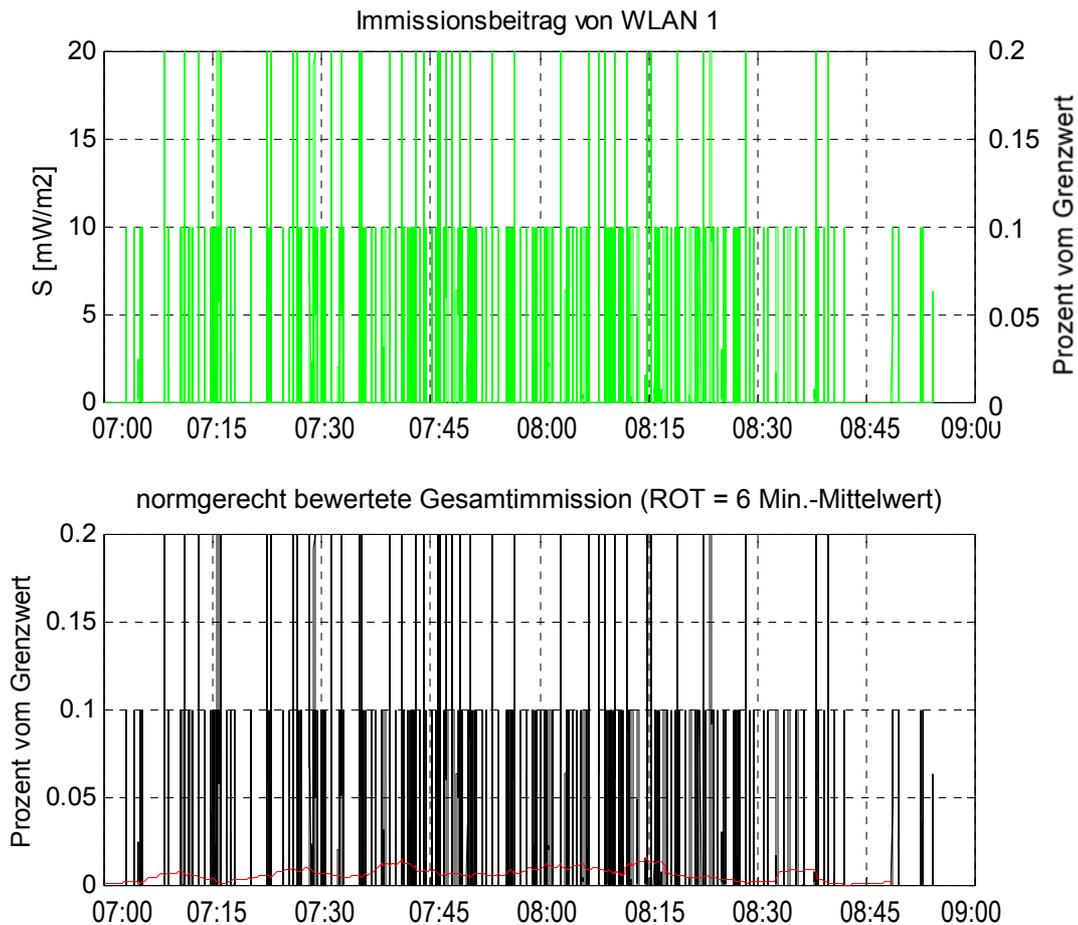


Abbildung 3.44: Ergebnis der Berechnung des Modells gemäß Tabelle 3.9

In Erweiterung des oben modellierten Szenarios sollen jetzt zusätzlich DECT-Immissionen vorhanden sein. Jeder der 10 Arbeitsplätze sei mit einer DECT-Mobilstation ausgerüstet, die über eine Basisstation versorgt werden. Die Häufigkeit, Dauer der Gesprächsverbindungen, sowie die jeweils benutzten Frequenzkanäle werden dazu wieder über einfache statistische Verteilungsfunktionen pseudozufällig errechnet. Tabelle 3.10 fasst die Modellparameter dieses Szenarios zusammen, wobei zwei verschiedene Immissionspunkte betrachtet werden.

Der Immissionspunkt IP1 ist dabei nahe der Basisstation angenommen, d.h., die maximale Immissionsbeitrags-Amplitude im Immissionspunkt (mit 'Worst Case'-Messung erfasst) wird von der Basisstation hervorgerufen und sei $20 \text{ mW}/\text{m}^2$. Die Beiträge der Mobilstationen sind entsprechend zwischen 3 dB und 30 dB abgeschwächt.

Der Immissionspunkt IP2 wird etwas weiter entfernt von der Basisstation angenommen, sodass der dominante Immissionsbeitrag dort von der Mobilstation 1 hervorgerufen wird (wieder mit $20 \text{ mW}/\text{m}^2$ angenommen). Die Maximalamplitude des Basisstationsbeitrags in IP2 liegt einen Faktor 10 unterhalb jener der Mobilstation 1. Alle anderen Mobilstationen liefern maximale Beiträge zwischen 5 dB und 30 dB unterhalb des dominanten Beitrages von Mobilstation 1. Die WLAN-Immissionsbeiträge werden für beide Immissionspunkte identisch angenommen.

WLAN System: 1 Access Point, 10 Clients					
maximale Immission (Client 1): 20 mW/m ²					
	rel. Immission IP1 u. IP2	Anzahl Zugriffe	Startzeit Zugriffe	gesendete Datenmengen während der Zugriffe	Datenrate bei Zugriffen
Client 2	-10 dB	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 30 Standardabw.: 20	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 8:00 Standardabw.: 30min	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 2MB Standardabw.: 500k	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 2MBps Standardabw.: 1MBps max.: 5 MBps min.: 0.5 MBps
Client 3	-30 dB				
Client 4	-5 dB				
Client 5	-30 dB				
Client 6	-20 dB				
Client 7	-25 dB				
Client 8	-15 dB				
Client 9	-20 dB				
Client 10	-20 dB				
Access Point	-3 dB				

DECT-System: 1 Basisstation, 10 Mobilstationen						
	rel. Immission IP1	rel. Immission IP2	Anzahl Zugriffe (Telefonate)	Startzeit Zugriffe (Telefonate)	Dauer der Zugriffe (Telefonate)	benutzte Frequenzen (Kanäle)
Mobilst. 1	-3 dB	0 dB (20 mW/m ²)	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 10 Stabw.: 5	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 8:00 Stabw.: 30min	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 5 min. Stabw.: 2 min.	diskret gleichverteilt zwischen 1 und 10
Mobilst. 2	-10 dB	-10 dB				
Mobilst. 3	-15 dB	-3 dB				
Mobilst. 4	-20 dB	-20 dB				
Mobilst. 5	-30 dB	-10 dB				
Mobilst. 6	-30 dB	-5 dB				
Mobilst. 7	-30 dB	-30 dB				
Mobilst. 8	-30 dB	-30 dB				
Mobilst. 9	-30 dB	-30 dB				
Mobilst. 10	-30 dB	-30 dB				
Basisstation	0 dB (20 mW/m ²)	-10 dB	aus Mobilstation-Datenverkehr errechnet			

Tabelle 3.10: Zusammenfassung der Modellannahmen für ein kombiniertes WLAN- und DECT-Szenario

Abbildung 3.45 zeigt das Berechnungsergebnis für Immissionspunkt IP1 und Abbildung 3.46 jenes im Immissionspunkt IP2.

Im Immissionspunkt IP1 nahe der DECT-Basisstation wird im hier angenommenen Szenario die resultierende Gesamtmission durch die DECT-Basisstation dominiert. Der errechnete maximale 6-Minuten-Mittelwert entspricht 0.39 % des Grenzwertes. Unter ausschließlicher Verwendung der 'Worst Case'-Messdaten, ohne jeden Anhaltspunkt über die tatsächliche Netzauslastung, müsste folgende resultierende Gesamtmission angegeben werden (alle DECT-Frequenzen verwendet):

$$I_{ges} = \frac{20\text{mW/m}^2}{10000\text{mW/m}^2} + 10 * \frac{20\text{mW/m}^2}{9450\text{mW/m}^2} = 0,041 = 4,1\% \quad (3.12)$$

wobei in Gleichung (3.12) der Einfachheit halber angenommen wurde, dass alle 10 DECT-Frequenzkanäle mit gleicher Amplitude am Spektrumanalysator aufgezeichnet wurden. Physikalisch bedeutet diese Annahme, dass die dominante Feldquelle (Basisstation) während der 'Worst Case' Messung alle 10 DECT-Frequenzkanäle verwendet hat und dass (innerhalb des DECT-Frequenzbereichs) keine relevante Frequenzabhängigkeit der Ausbreitungsbedingungen besteht. Weiters wurde in Gleichung (3.12) aus Gründen der Übersichtlichkeit mit einem mittleren Grenzwert im DECT-Bereich von 9450 mW/m^2 gerechnet. Da im DECT-Frequenzbereich (1880 MHz – 1890 MHz) der Grenzwert nach [21] frequenzabhängig ist, müsste streng genommen der Beitrag jedes Frequenzkanals mit seinem spezifischen Grenzwert ins Verhältnis gesetzt und die sich ergebenden Quotienten addiert werden. D.h., der zweite Term in Gleichung (3.12) würde aus 10 Einzelsummanden bestehen. Aufgrund des sehr schmalen Frequenzbereiches von DECT führt die getroffene Vereinfachung jedoch zu keiner wesentlichen Ungenauigkeit.

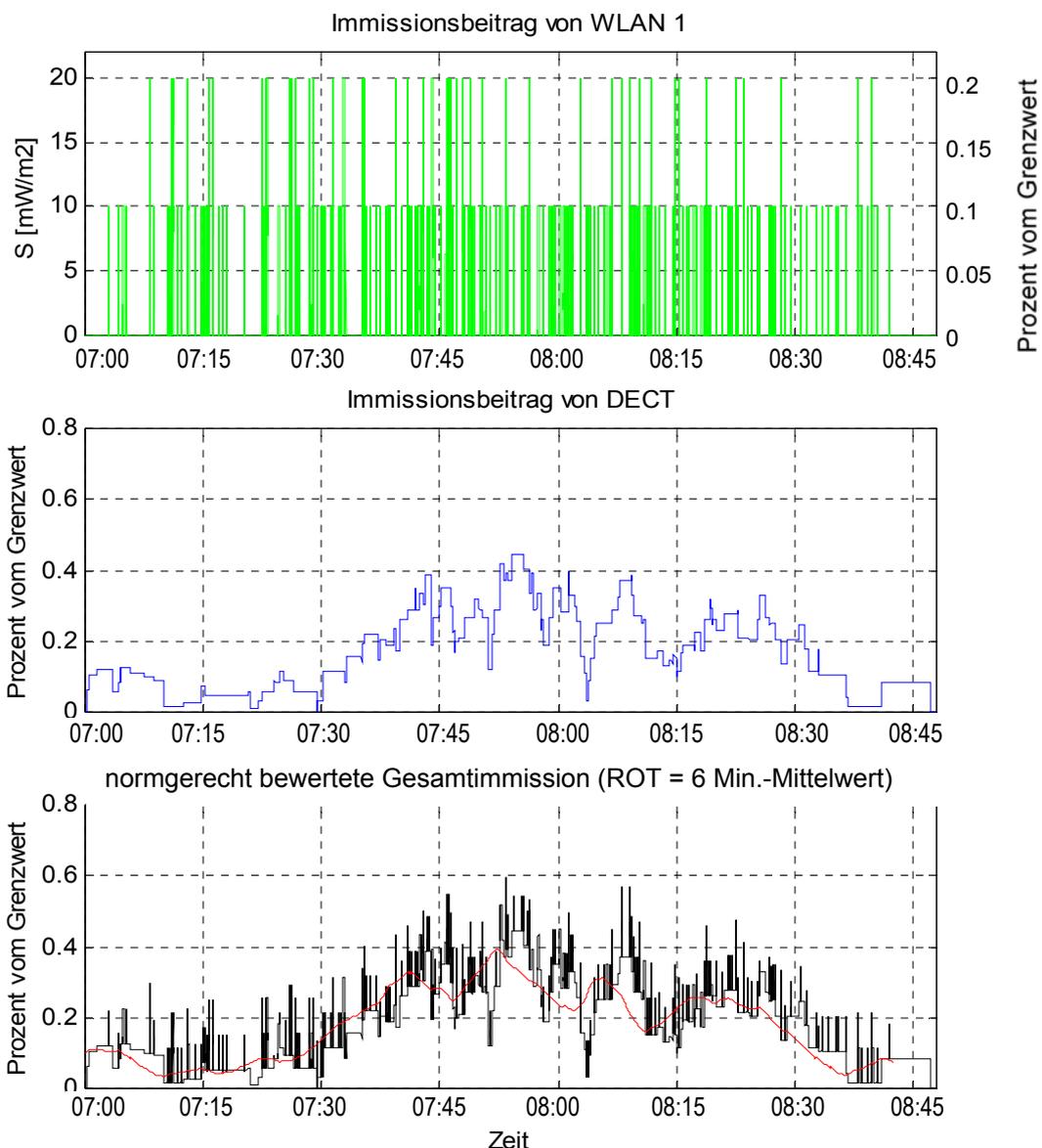


Abbildung 3.45: Ergebnis der Berechnung in IP1 des kombinierten WLAN-DECT-Szenarios gemäß Tabelle 3.10

Der Vergleich des Ergebnisses von Gleichung (3.12) mit dem Berechnungsergebnis aus dem numerischen Immissionsbewertungsmodell für IP1 zeigt eine Überschätzung der Immissionen durch die 'Worst Case'-Messmethode um ca. einen Faktor 10.

In IP2 (Abbildung 3.46) wird die resultierende Gesamtimmission durch die Mobilstation 1 dominiert (vgl. Tabelle 3.10). Der errechnete maximale 6-Minuten-Mittelwert entspricht 0.06 % des Grenzwertes. Unter ausschließlicher Verwendung der 'Worst Case'-Messdaten würde sich unter den getroffenen Annahmen die gleiche resultierende Immission wie in IP1 ergeben, d.h., 4,1 % des Grenzwertes (siehe Gleichung 3.12). D.h., das Ausmaß der Überbewertung durch die 'Worst Case'-Methode liegt hier bei einem Faktor von nahezu 70.

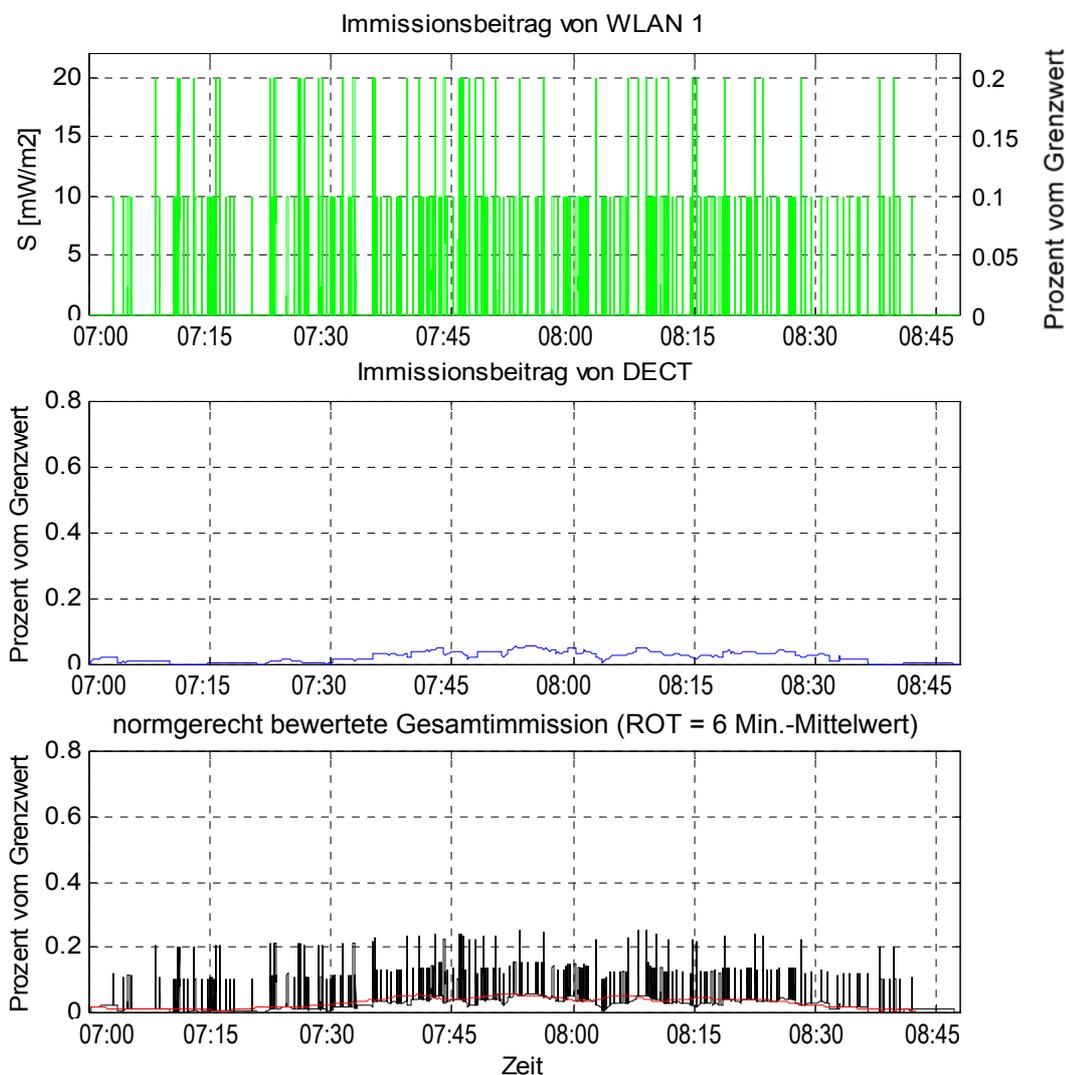


Abbildung 3.46: Ergebnis der Berechnung in IP2 des kombinierten WLAN-DECT-Szenarios gemäß Tabelle 3.10

4 GEGENWÄRTIGER STAND DER GRENZWERTGEBUNG

Hinsichtlich der Immissionsbegrenzung durch elektromagnetische Felder stellen die von der Internationalen Kommission zum Schutz vor nicht ionisierender Strahlung (ICNIRP) im Jahr 1998 veröffentlichten *ICNIRP-Guidelines* [71] zumindest für den europäischen Raum das zentrale Dokument dar. Die in [71] für den Frequenzbereich bis 300 GHz angegebenen Basisgrenzwerte und Referenzwerte für die Allgemeinbevölkerung wurden beispielsweise in die EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG [21] übernommen und stellen die Basis für praktisch alle aktuellen europäischen Sicherheitsnormen dar, auch wenn einige Mitgliedstaaten der Europäischen Union auf nationaler Ebene teilweise strengere Grenzwerte definiert haben. Weiters wurden die in [71] angeführten Grenzwerte für berufliche Exposition in die von allen Mitgliedstaaten in nationales Recht umzusetzende EU-Richtlinie 2004/40/EC zum Schutz von Arbeitnehmern vor gesundheitlich nachteiligen Effekten durch Exposition gegenüber elektromagnetischer Felder übernommen. Im Hinblick auf spezielle Normen für spezifische Produkte bzw. Produktgruppen besteht derzeit rege Tätigkeit in den unterschiedlichen Normungsgremien mit dem Ziel europaweit harmonisierte Dokumente als Grundlage für eine objektive Beurteilung von Geräten im Hinblick auf die von ihnen verursachten elektromagnetischen Immissionen zu schaffen.

Im folgenden Abschnitt wird eine kurze 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, sowie IEEE.

4.1 Dokumente von CENELEC und IEC

EN 61566 [73]

Diese internationale Norm bezieht sich auf Messungen elektromagnetischer Felder, von in Betrieb befindlichen Sendern, um sicherzustellen, dass die Übertragung keine potentielle Gefährdung von Arbeitnehmern 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.

EN 50371 [53]

Die Fachgrundnorm EN 50371 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.

EN 50392 [54]

Die Fachgrundnorm EN 50392 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 [21] im Hinblick auf die Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz bis 300 GHz) definiert ist, vorgesehen sind. EN 50392 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, welche die Anforderungen von EN 50371 [53] 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.

EN 50360 [74] und EN 50361 [52]

Die Produktnorm EN 50360 und die zugehörige Grundnorm EN 50361 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 [21]. 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.

EN 50383 [75], EN 50384 [76] und EN 50385 [77]

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 definiert Konformitätskriterien zum Schutz der Allgemeinbevölkerung, EN 50384 für beruflich exponierte Personen. Bezüglich der anzuwendenden Grenzwerte verweist EN 50385 (Allgemeinbevölkerung) auf die EU-Ratsempfehlung [21] und EN 50384 auf die ICNIRP-Grenzwerte [71] für berufliche Exposition. Bezüglich der anzuwendenden Bewertungs-, Mess- und Berechnungsverfahren wird von beiden Dokumenten auf die zugehörige Grundnorm EN 50383 verwiesen. Diese enthält detaillierte Informationen und Definitionen anwendbarer Verfahren, sowie Anforderungen an Messgeräte.

prEN 62209-1 [78]

Der Entwurf der CENELEC Norm EN 62209-1, Ausgabe 2003-10-01, 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 *BluetoothTM* – 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 [52]. 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.

prEN 50413 [79]

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. 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 [21] 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.

prEN 50400 [80]

Der Zweck dieses Entwurfes einer Basisnorm ist es, für Mobilfunk 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. 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.

prEN 50401 [81]

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. Dieses Dokument wurde in erster Instanz im Frühjahr 2004 zurückgewiesen. Nach teilweiser Überarbeitung ist die 2. Abstimmung für Sommer 2005 geplant. Sollte es auch in dieser Runde keine Zustimmung geben, könnte das Projekt von CENELEC eingestellt werden.

4.2 Dokumente von IEEE

IEEE C95.1-1999 [82]

IEEE C95.1-1999 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.

IEEE C95.3-1991 [83]

Diese Norm nimmt Bezug auf IEEE C95.1 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.

IEEE 1528-2003 [55]

Dieses Dokument 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.

5 IMMISSIONSBESTIMMUNG IN REALEN WLAN-SZENARIEN

In einem Krankenhaus, das flächendeckend mit WLAN ausgestattet ist und einem Büroraum mit WLAN Versorgung wurden WLAN-Immissionsmessungen durchgeführt. Weiters wurden SAR-Messungen und Berechnungen für den körpernahen Betrieb einer ausgewählten WLAN-Notebook-Einsteckkarte durchgeführt.

5.1 WLAN Szenario 1 (Krankenhaus-Schwesternstützpunkt)

In einem Krankenhaus, das flächendeckend mit WLAN (IEEE 802.11b) versorgt ist, wurden im Bereich eines Schwesternstützpunktes WLAN-Immissionsmessungen durchgeführt (Abbildungen 5.1 und 5.2). In unmittelbarer Nähe des Stützpunktes befindet sich eine Access Point-Antenne an der Decke und an den Arbeitsplätzen im Stützpunkt werden routinemäßig Notebooks als Clients betrieben. Während der Messungen wurde ein Datentransfer vom der Messantenne nächstgelegenen Notebook über den Access Point ins Backbone-Netzwerk (Ethernet) durchgeführt. Die Distanzen zwischen den einzelnen relevanten Komponenten bzw. Geräten sind aus Abbildung 5.2 zu entnehmen. Gemessen wurde frequenzselektiv mittels Spektrumanalysator und der Add3D-Methode [47], sowie mit einer Breitbandsonde (EMR 300, Sonde Typ 18, Wandel und Goltermann) in 6 verschiedenen Höhen zwischen 85 cm und 185 cm über dem Fußboden. In jeder Messposition wurden unmittelbar hintereinander eine Channel Power-Messung (Mittelwert über 800 ms, Beobachtungszeitraum 20 s) und eine MAXHOLD Messung (20 s Beobachtungszeit) über den gesamten WLAN-Frequenzbereich, sowie eine Breitbandmessung (100 kHz – 3 GHz) durchgeführt. Alle frequenzselektiven Messungen erfolgten mit RMS-Detektor.

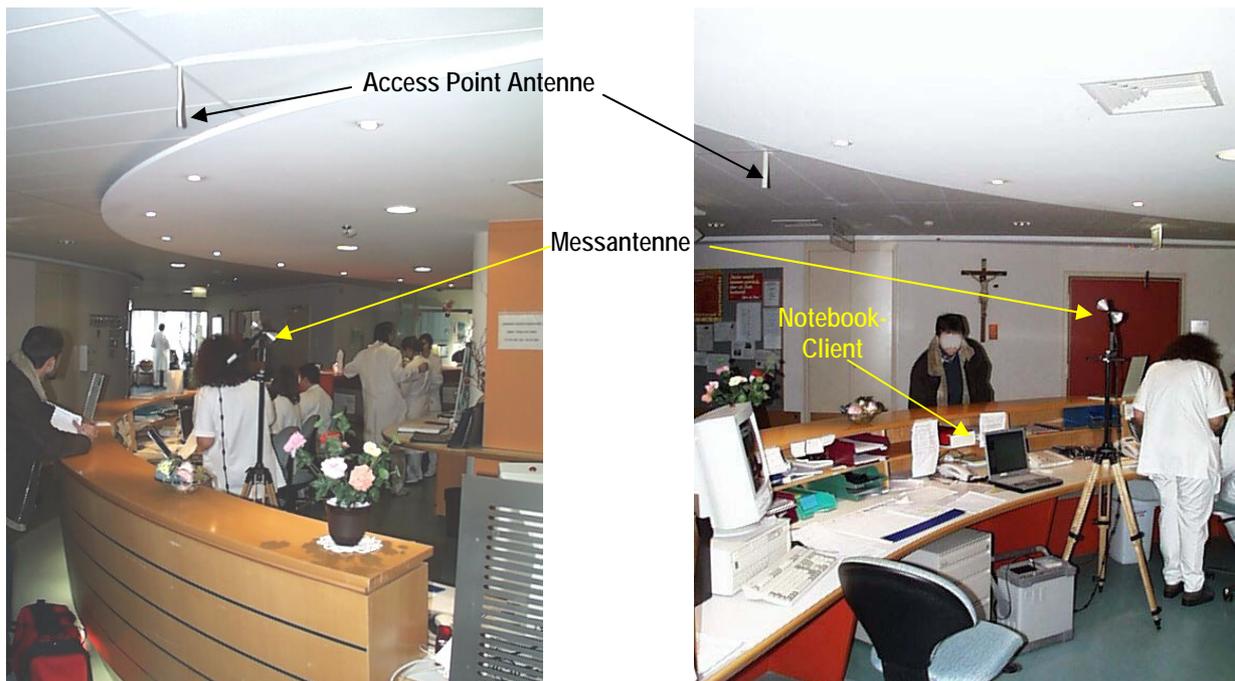


Abbildung 5.1: Zwei Ansichten der Situation. An der Decke montierte Access Point Antenne nahe dem Arbeitsbereich im Schwesternstützpunkt

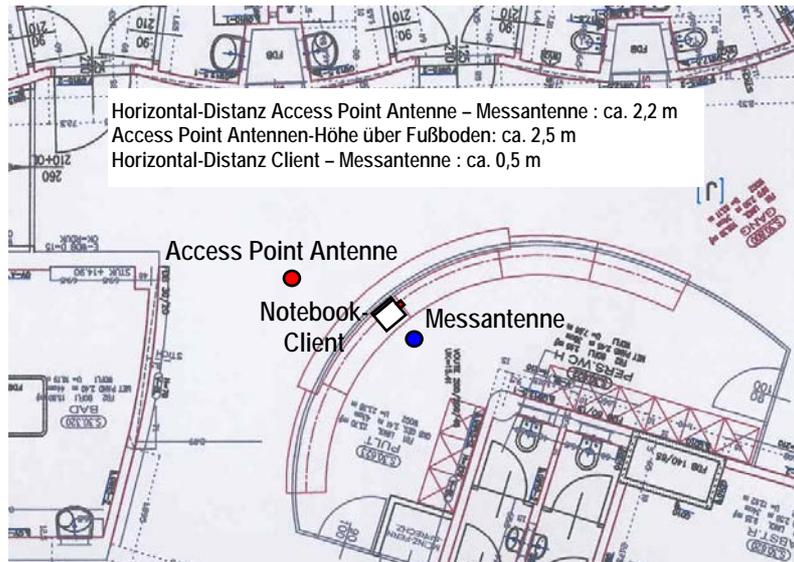


Abbildung 5.2: Grundriss der untersuchten Situation

5.1.1 Messergebnisse

Abbildung 5.3 zeigt qualitativ Zeitbereichs-Verläufe im Zero-Span Modus wie sie zur Ermittlung des mittleren effektiven Duty Cycles aufgezeichnet wurden (für spätere Computersimulationen notwendig, siehe Kapitel 5.1.2). In jeder Messposition wurden vor und nach der eigentlichen Messung 10 solche, jeweils 8 ms lange Zeitbereichsdarstellungen innerhalb eines Zeitraumes von ca. 3 Minuten aufgezeichnet und daraus die mittleren effektiven Duty Cycles von Access Point und Client bestimmt. Tabelle 5.1 fasst die auf diese Weise erhobenen Daten hinsichtlich der effektiven Duty Cycles zusammen.

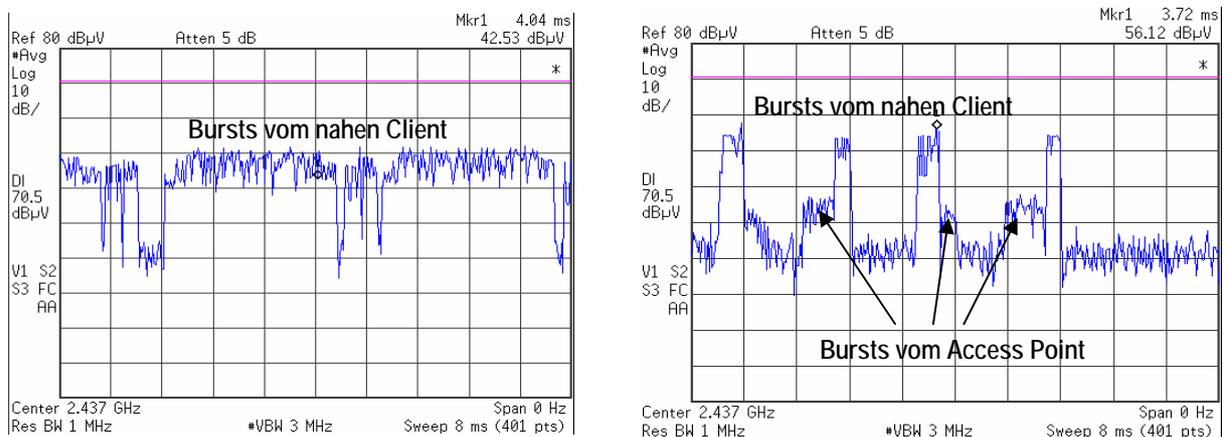


Abbildung 5.3: Zwei (Extrem-) Beispiele von Zeitbereichsdarstellungen (Zero-Span) zur Ermittlung der (stark schwankenden) effektiven Duty Cycles von Access Point und nächstgelegendem Client.

	effektiver Duty Cycle		
	Mittelwert	Max	Min
Access Point	24%	40%	15%
Client	48%	80%	20%

Tabelle 5.1: Während der Messung ermittelte effektive Duty Cycles von Access Point und Client (Datentransfer vom Client über Access Point ins Backbone Netzwerk im Realbetrieb)

Tabelle 5.2 fasst schließlich die Messergebnisse zusammen. Die aufgrund des nicht konstanten Duty Cycles verbleibende Schwankungsbreite der Channel Power-Messwerte betrug dabei ± 2 bis ± 3 dB. Zusätzlich zu den Messwerten ist auch das jeweilige Verhältnis in Prozent vom Referenzwert für die Leistungsflussdichte (10 W/m^2) nach [21] angegeben. Mit der Breitbandfeldsonde (100 kHz – 3 GHz) konnten erwartungsgemäß nur stark schwankende Messwerte ermittelt werden, da in diesem Fall alle im Frequenzbereich der Mess-Sonde liegenden Immissionen erfasst werden, von denen vor allem GSM-Mobiltelefone und DECT-Signale stark schwankende Beiträge liefern.

Höhe Messposition [cm]	Breitband- Messung (100 kHz-3 GHz)	Channel Power Messung		MAX-HOLD Messung		Überbewertung durch MAX-HOLD	
	S [mW/m ²]	S *) [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	S [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	[1]	[dB]
185	0,24 ... 9,58	0,363	0,0036	2,344	0,0234	6,5	8,1
165	0,24 ... 5,97	0,272	0,0027	1,614	0,0161	5,9	7,7
145	0,24 ... 1,30	0,307	0,0031	3,948	0,0395	12,9	11,1
125	0,11 ... 2,65	0,193	0,0019	5,810	0,0581	30,0	14,8
105	0,24 ... 5,97	0,325	0,0032	2,600	0,0260	8,0	9,0
85	0,11... 2,15	0,272	0,0027	5,654	0,0565	20,8	13,2
räumlicher Mittelwert	-	0,289	0,0029	3,662	0,0366	12,7	11,0

*) ± 2 dB ... ± 3 dB Schwankungsbreite der Feldstärke im Channel Power Modus (20 s Beobachtungszeit)

Tabelle 5.2: Ergebnisse der Immissionsmessung und Vergleich von Channel-Power- und MAXHOLD Messung

5.1.2 Simulationsergebnisse

Zusätzlich zu den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Messungen wurde das vorgefundene Szenario auch mittels Computersimulation entsprechend evaluiert, um die Berechnungsergebnisse den Messergebnissen gegenüberzustellen. Die Berechnungen wurden für dieses Szenario einmal ohne die Berücksichtigung von anwesenden Personen durchgeführt und einmal mit einfachen homogenen Körpermodellen.

Ergebnisse ohne Personenmodelle

Abbildung 5.4 zeigt die Modellgeometrie mit den angenommenen Modellparametern (*Wireless Insite Version 2.0.5*). Die Quelleneigenschaften (Antennenformen von Access Point und Notebook-Client) wurden dabei vereinfacht mit Dipolcharakter angenommen (siehe Abbildung 5.4).

Abbildung 5.5 zeigt graphisch die Immissionsanteile von Access Point und Client in den 6 untersuchten Höhen am betrachteten Arbeitsplatz vor dem Client.

Abbildung 5.6 zeigt die Immissionsanteile (elektrische Feldstärken) als Funktion der Höhe über dem Fußboden. Jeder Datenpunkt gibt den leistungsäquivalenten²⁶ Feldstärke-Mittelwert über eine Fläche von 50 cm x 50 cm (vgl. Abbildung 5.5) in der jeweiligen Höhe an. Durchgezogene Linien stellen die Roh-Berechnungsergebnisse

²⁶ Als leistungsäquivalenter Feldstärke-Mittelwert wird in diesem Zusammenhang der Ausdruck $\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i^2}$ verstanden.

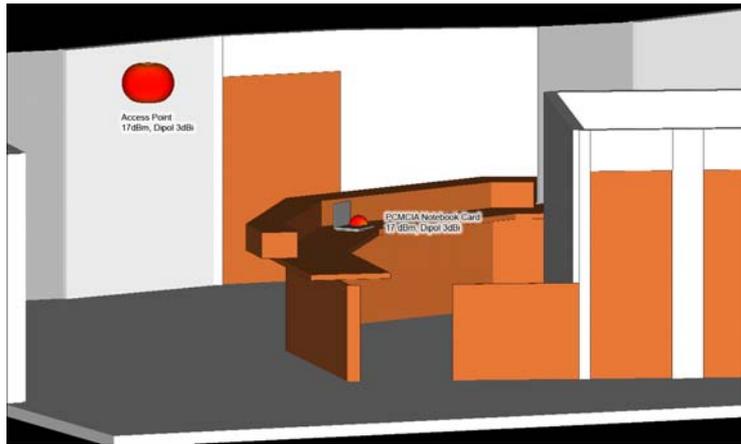


Abbildung 5.4: Vereinfachte Modellgeometrie in *Wireless Insite (Version 2.0.5)* für das untersuchte WLAN-Szenario (Schwesternstützpunkt in einem Krankenhaus, vgl. mit Abbildungen 5.1 und 5.2)

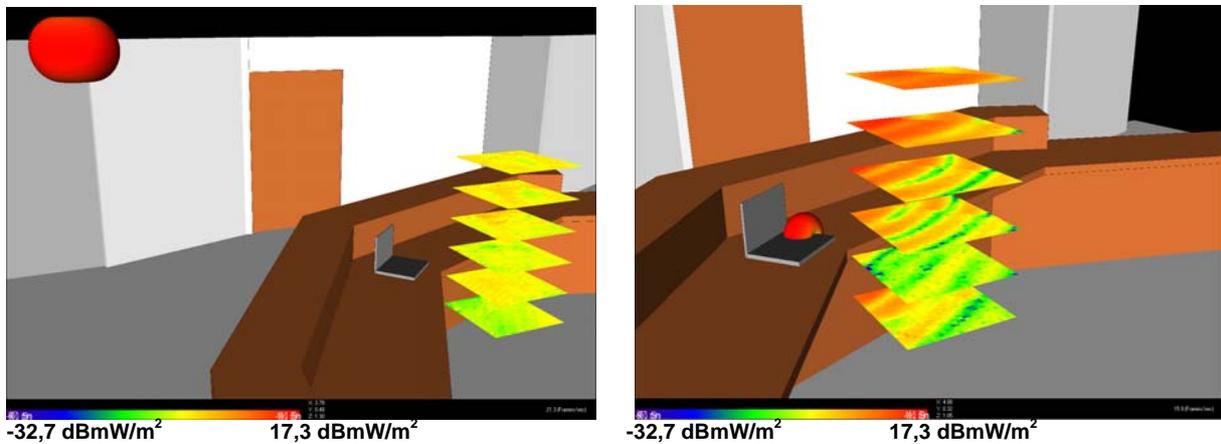


Abbildung 5.5: Immissionsanteile von Access Point (linkes Teilbild) und Notebook-Client (rechtes Teilbild) im untersuchten Raumbereich am Arbeitsplatz vor dem Notebook.

WLAN-Immissionen am Notebook Arbeitsplatz

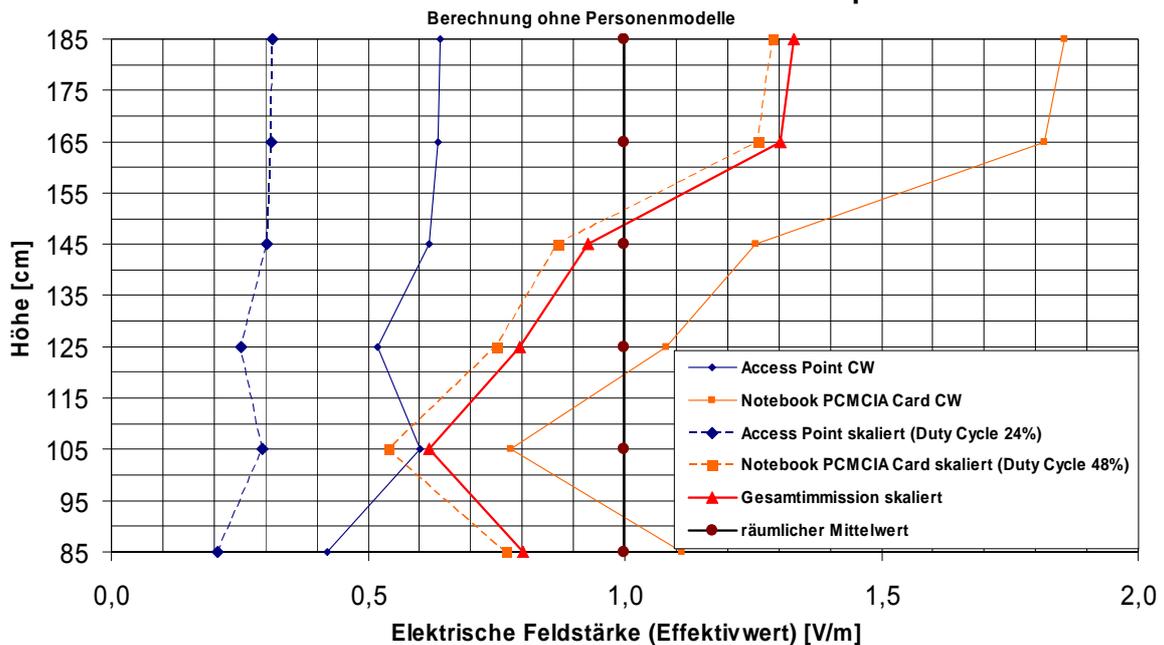


Abbildung 5.6: Immissionen (elektrische Feldstärke) im Raumbereich am Arbeitsplatz vor dem Notebook.

(unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung 'CW'), strichlierte Linien die entsprechend des beobachteten mittleren Duty Cycles skalierten Daten dar. Weiters dargestellt ist die Gesamtimmission, sowie der räumliche Mittelwert über den untersuchten Raumbereich.

Ergebnisse mit Personenmodellen

Abbildung 5.7 zeigt die Modellgeometrie (*Wireless Insite Version 2.0.5*) mit den einfachen homogenen Personenmodellen (Materialeigenschaften bei 2,45 GHz: $\epsilon_r=53$, $\sigma=1,95$ S/m). Die Quelleneigenschaften und alle anderen Modellparameter (Antennenformen von Access Point und Notebook-Client) wurden exakt gleich wie im vorhergehenden Abschnitt angenommen (siehe Abbildung 5.4).

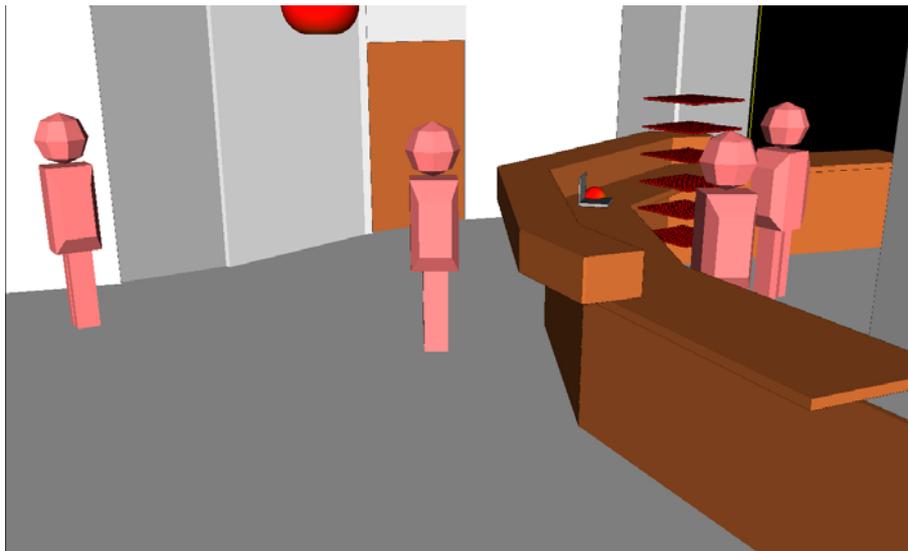


Abbildung 5.7: Vereinfachte Modellgeometrie in *Wireless Insite (Version 2.0.5)* für das untersuchte WLAN-Szenario mit einfachen homogenen Personenmodellen (Schwesternstützpunkt in einem Krankenhaus, vgl. mit Abbildungen 5.1 und 5.2)

Abbildung 5.8 zeigt graphisch die Immissionsanteile von Access Point und Client in den 6 untersuchten Höhen am betrachteten Arbeitsplatz vor dem Client.

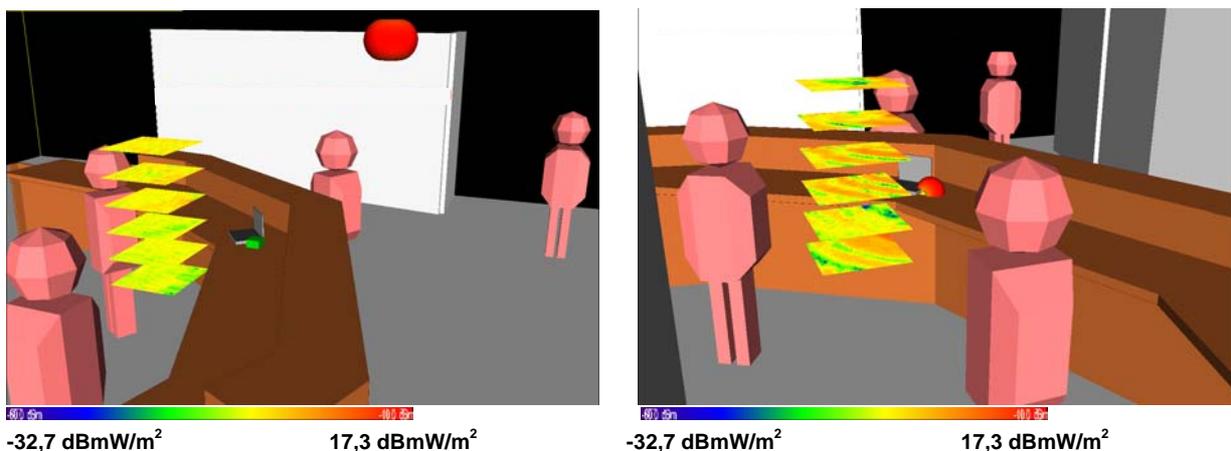


Abbildung 5.8: Immissionsanteile von Access Point (linkes Teilbild) und Notebook-Client (rechtes Teilbild) im untersuchten Raumbereich am Arbeitsplatz vor dem Notebook.

Abbildung 5.9 zeigt die Immissionsanteile (elektrische Feldstärken) als Funktion der Höhe über dem Fußboden. Jeder Datenpunkt gibt den leistungsäquivalenten²⁷ Feldstärke-Mittelwert über eine Fläche von 50 cm x 50 cm (vgl. Abbildung 5.8) in der jeweiligen Höhe an. Durchgezogene Linien stellen die Roh-Berechnungsergebnisse (unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung 'CW'), strichlierte Linien die entsprechend des beobachteten mittleren Duty Cycles skalierten Daten dar. Weiters dargestellt ist die Gesamtimmision, sowie der räumliche Mittelwert über den untersuchten Raumbereich.

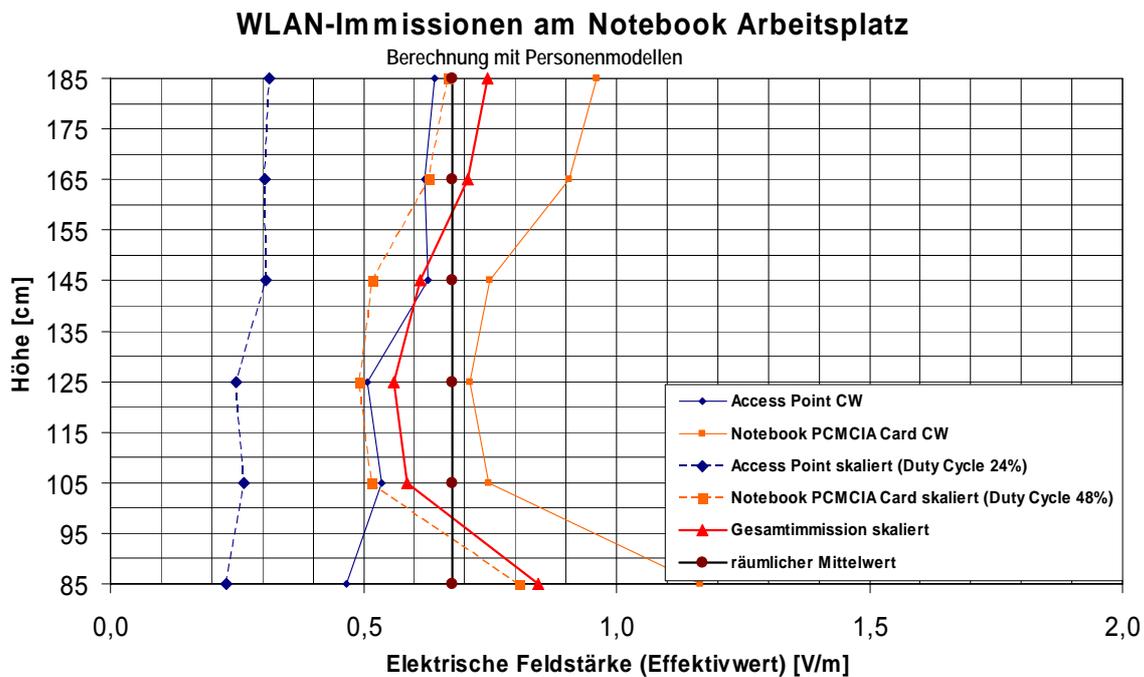


Abbildung 5.9: Immissionen (elektrische Feldstärke) im Raumbereich am Arbeitsplatz vor dem Notebook bei Berücksichtigung von Personenmodellen im Feldraum

5.1.3 Vergleich von Mess- und Berechnungsergebnissen

Der Vergleich der Messergebnisse mit den Berechnungsergebnissen ohne die Berücksichtigung von Personenmodellen im Feldraum zeigt eine Überbewertung des räumlichen Mittelwertes durch die numerische Berechnung um einen Faktor 8,7 hinsichtlich der Leistungsflussdichte (entsprechend ca. 9 dB), wobei der Feldstärke-Mittelwert (0,97 V/m) aus Abbildung 5.6 entsprechend

$$S = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{(0,97V / m)^2}{120\pi\Omega} = 2,5mW / m^2$$

auf die äquivalente Leistungsflussdichte umgerechnet wurde.

²⁷ Als leistungsäquivalenter Feldstärke-Mittelwert wird in diesem Zusammenhang der Ausdruck $\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i^2}$ verstanden.

Bei Berücksichtigung von Personenmodellen im Feldraum sinkt das Ausmaß der Überbewertung auf einen Faktor 4,2 hinsichtlich der Leistungsflussdichte (entsprechend ca. 6 dB), wobei der Feldstärke-Mittelwert (0,68 V/m) aus Abbildung 5.9 wieder entsprechend

$$S = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{(0,68V/m)^2}{120\pi\Omega} = 1,2mW/m^2$$

auf die äquivalente Leistungsflussdichte umgerechnet wurde.

Neben den notwendigen Vereinfachungen zur Modellerstellung (vereinfachte Geometrie, teilweise nur näherungsweise bekannte Materialeigenschaften) sind auch die getroffenen Modellannahmen für die Sendeleistung (maximale Sendeleistung von 20 dBm sowohl bei Access Point als auch Client angenommen, was für die Praxis ja nur als obere Schranke zu sehen ist) plausible Gründe für diese Überbewertung.

Ferner zeigt sich durch die Anwesenheit von Personen eine (physikalisch plausible) Reduzierung der mittleren Feldstärke im Raum.

5.2 WLAN Szenario 2 (Bürraum)

Als zweites WLAN Szenario wurde ein Arbeitsplatz in einem Büroraum ausgewählt (Abbildungen 5.10 bis 5.12). Der nächstgelegene Access Point (mit integrierter Antenne) befand sich im Nebenraum (ca. 3,7 m Entfernung zum Arbeitsplatz). Während der Messungen wurde ein Datentransfer vom Notebook (Client) über den Access Point ins Backbone-Netzwerk (Ethernet) durchgeführt. Die Distanzen zwischen den einzelnen relevanten Komponenten bzw. Geräten sind aus Abbildung 5.12 zu entnehmen. Gemessen wurde frequenzselektiv mittels Spektrumanalysator und der Add3D-Methode [47], sowie mit einer Breitbandsonde (EMR 300, Sonde Typ 18, Wandel und Goltermann) in 6 verschiedenen Höhen zwischen 85 cm und 185 cm über dem Fußboden. In jeder Messposition wurden unmittelbar hintereinander eine Channel Power-Messung (Mittelwert über 800 ms, Beobachtungszeitraum 20 s) und eine MAXHOLD Messung (20 s Beobachtungszeit) über den gesamten WLAN-Frequenzbereich, sowie eine Breitbandmessung (100 kHz – 3 GHz) durchgeführt. Alle frequenzselektiven Messungen erfolgten mit RMS-Detektor.



Abbildung 5.10: Untersucher Büro-Arbeitsplatz. links: typische Nutzung; rechts: Aufstellung der Messantenne

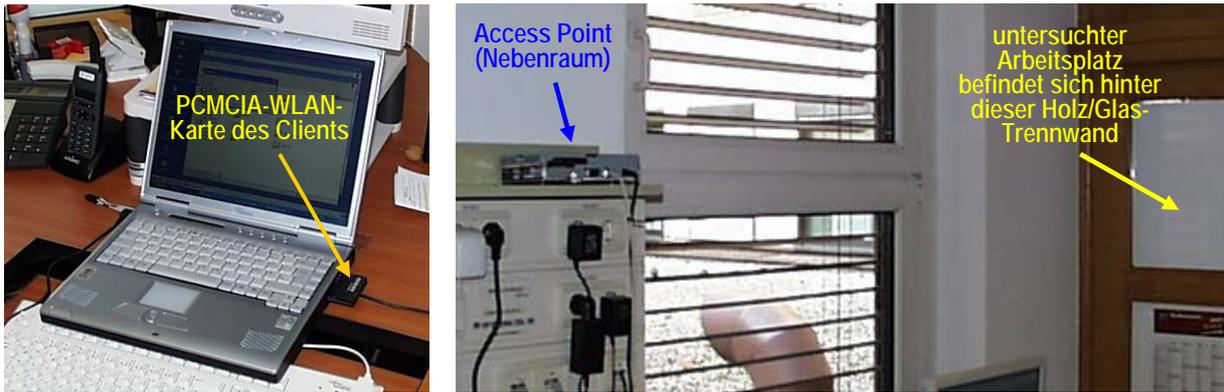


Abbildung 5.11: links: Client mit WLAN Karte; rechts: Access Point im Nebenraum des untersuchten Büro-Arbeitsplatzes

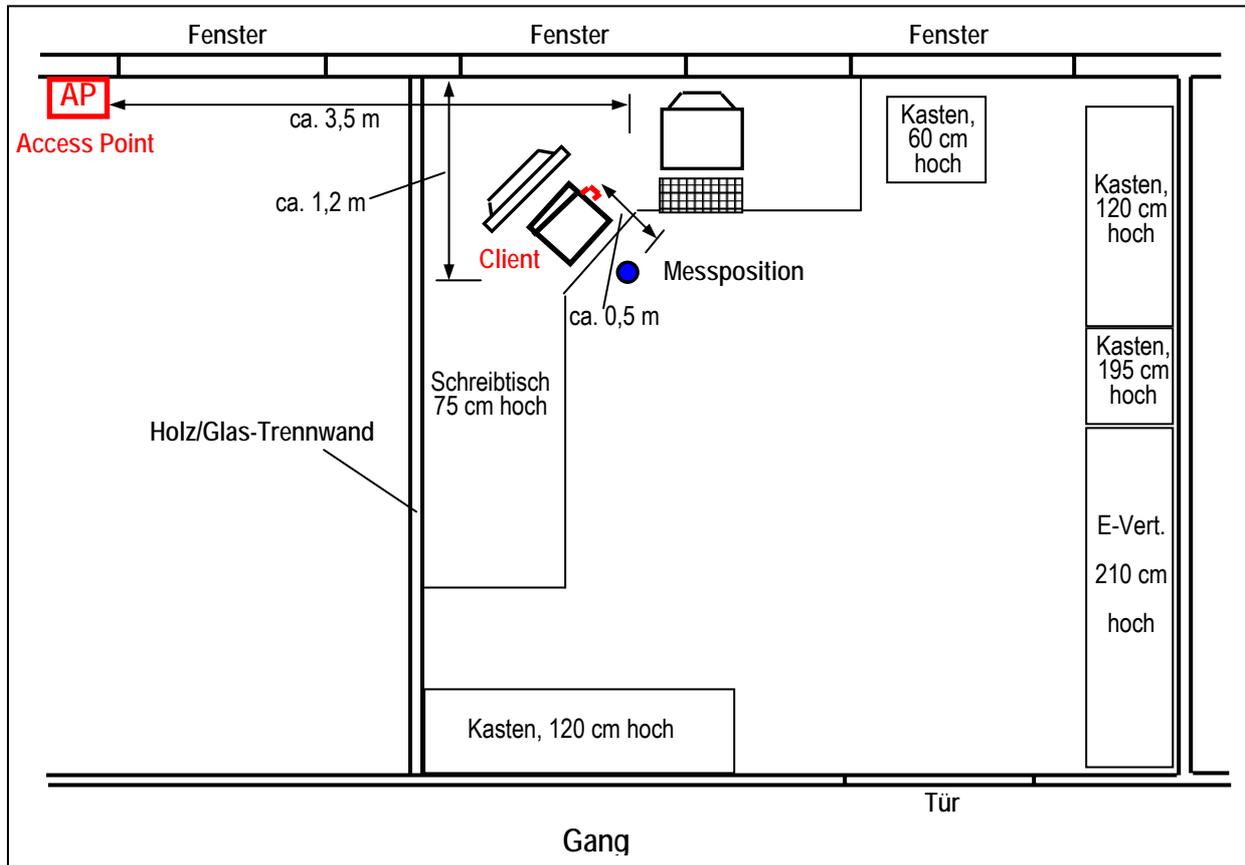


Abbildung 5.12: Grundriss des untersuchten Szenarios

5.2.1 Messergebnisse

Abbildung 5.13 zeigt qualitativ Zeitbereichs-Verläufe im Zero-Span Modus wie sie zur Ermittlung des mittleren effektiven Duty Cycles aufgezeichnet wurden (für spätere Computersimulationen notwendig, siehe Kapitel 5.2.2). In jeder Messposition wurden vor und nach der eigentlichen Messung 10 solche, jeweils 10 ms lange Zeitbereichsdarstellungen innerhalb eines Zeitraumes von ca. 3 Minuten aufgezeichnet und daraus die mittleren effektiven Duty Cycles von Access Point und Client bestimmt. Tabelle 5.3 fasst die auf diese Weise erhobenen Daten hinsichtlich der ermittelten effektiven Duty Cycles zusammen.

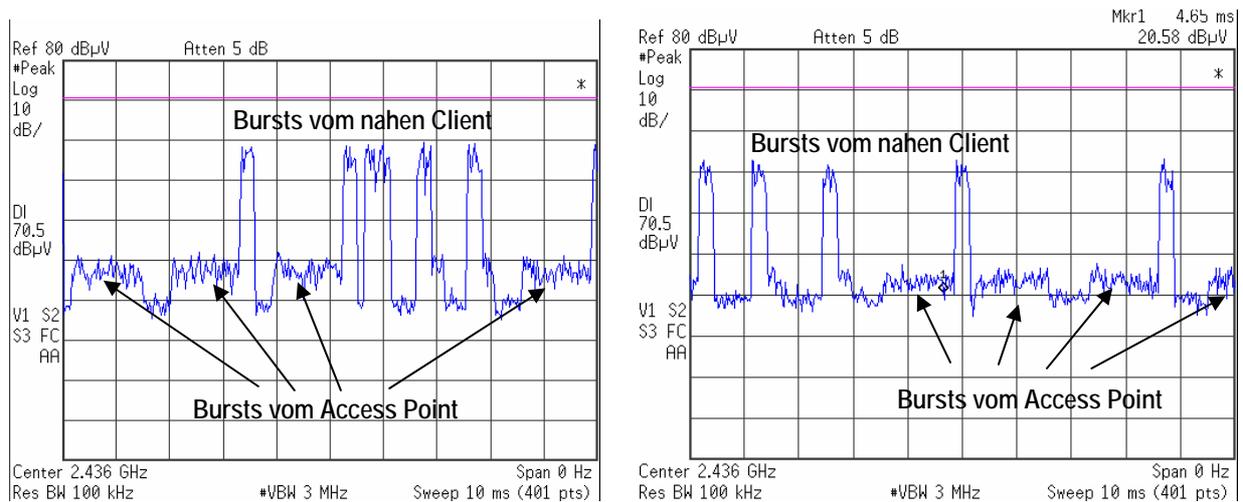


Abbildung 5.13: Zwei typische Beispiele von Zeitbereichsdarstellungen (Zero-Span) zur Ermittlung der effektiven Duty Cycles von Access Point und Client (Amplituden nur qualitativ).

	effektiver Duty Cycle		
	Mittelwert	Max	Min
Access Point	48%	55%	35%
Client	18%	30%	15%

Tabelle 5.3: Während der Messung ermittelte effektive Duty Cycles von Access Point und Client (Datentransfer vom Client über Access Point ins Backbone Netzwerk im Realbetrieb)

Tabelle 5.4 fasst schließlich die Messergebnisse zusammen. Die aufgrund des nicht konstanten Duty Cycles verbleibende Schwankungsbreite der Channel Power-Messwerte betrug dabei ± 2 bis ± 3 dB. Zusätzlich zu den Messwerten ist auch das jeweilige Verhältnis in Prozent vom Referenzwert für die Leistungsflussdichte (10 W/m^2) nach [21] angegeben. Mit der Breitbandfeldsonde (100 kHz – 3 GHz) konnten erwartungsgemäß nur stark schwankende Messwerte ermittelt werden, da im diesem Fall alle im Frequenzbereich der Mess-Sonde liegenden Immissionen erfasst werden, von denen vor allem GSM-Mobiltelefone und DECT-Signale stark schwankende Beiträge liefern.

Höhe Messposition [cm]	Breitband- Messung (100 kHz-3 GHz)	Channel Power Messung		MAX-HOLD Messung		Überbewertung durch MAX-HOLD	
	S [mW/m ²]	S *) [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	S [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	[1]	[dB]
185	0,11 ... 2,65	0,106	0,0011	27,332	0,2733	257,6	24,1
165	0,11 ... 6,79	0,096	0,0010	23,714	0,2371	247,6	23,9
145	0,11 ... 8,59	0,140	0,0014	41,386	0,4139	294,9	24,7
125	0,11 ... 16,6	0,140	0,0014	50,887	0,5089	362,7	25,6
105	0,11 ... 4,48	0,153	0,0015	51,120	0,5112	334,6	25,2
85	0,11 ... 1,70	0,208	0,0021	55,884	0,5588	268,7	24,3
räumlicher Mittelwert	-	0,141	0,0014	41,720	0,4172	296,9	24,7

*) ± 2dB ... ± 3dB Schwankungsbreite der Feldstärke im Channel Power Modus (20 s Beobachtungszeit)

Tabelle 5.4: Ergebnisse der Immissionsmessung und Vergleich von Channel-Power- und MAXHOLD Messung

5.2.2 Simulationsergebnisse

Zusätzlich zu den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Messungen wurde das vorgefundene Szenario auch mittels Computersimulation entsprechend evaluiert, um die Berechnungsergebnisse den Messergebnissen gegenüberzustellen. Abbildung 5.14 zeigt die Modellgeometrie mit den angenommenen Modellparametern (*Wireless Insite Version 2.0.5*). Die Quelleneigenschaften (Antennenformen von Access Point und Notebook-Client) wurden dabei vereinfacht angenommen (Access Point mit Monopol, Client mit Dipol, siehe Abbildung 5.14).



Abbildung 5.14: Vereinfachte Modellgeometrie in *Wireless Insite (Version 2.0.5)* für das untersuchte WLAN-Szenario (Büro-Arbeitsplatz, vgl. mit Abbildungen 5.7 bis 5.9)

Abbildung 5.15 zeigt graphisch die Immissionsanteile von Access Point und Client in den 6 untersuchten Höhen am betrachteten Arbeitsplatz vor dem Client.

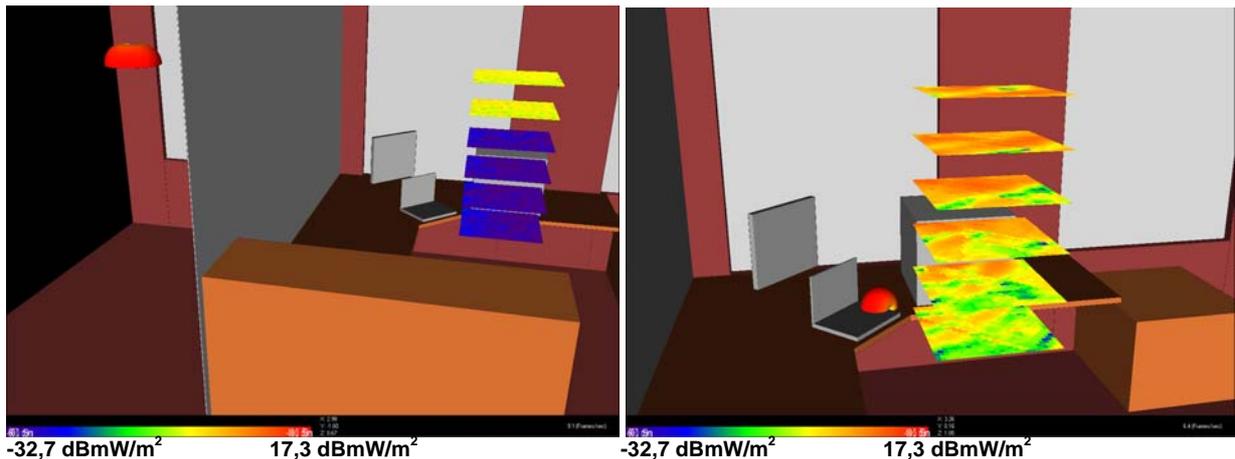


Abbildung 5.15: Immissionsanteile von Access Point (linkes Teilbild) und Notebook-Client (rechtes Teilbild) im untersuchten Raumbereich am Arbeitsplatz vor dem Notebook.

Abbildung 5.16 zeigt die Immissionsanteile (elektrische Feldstärken) als Funktion der Höhe über dem Fußboden. Jeder Datenpunkt gibt den leistungsäquivalenten²⁸ Feldstärke-Mittelwert über eine Fläche von 50 cm x 50 cm (vgl. Abbildung 5.15) in der jeweiligen Höhe an. Durchgezogene Linien stellen die Roh-Berechnungsergebnisse (unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung 'CW'), strichlierte Linien die entsprechend des beobachteten mittleren Duty Cycles skalierten Daten dar. Weiters dargestellt ist die Gesamtimmission, sowie der räumliche Mittelwert über den untersuchten Raumbereich.

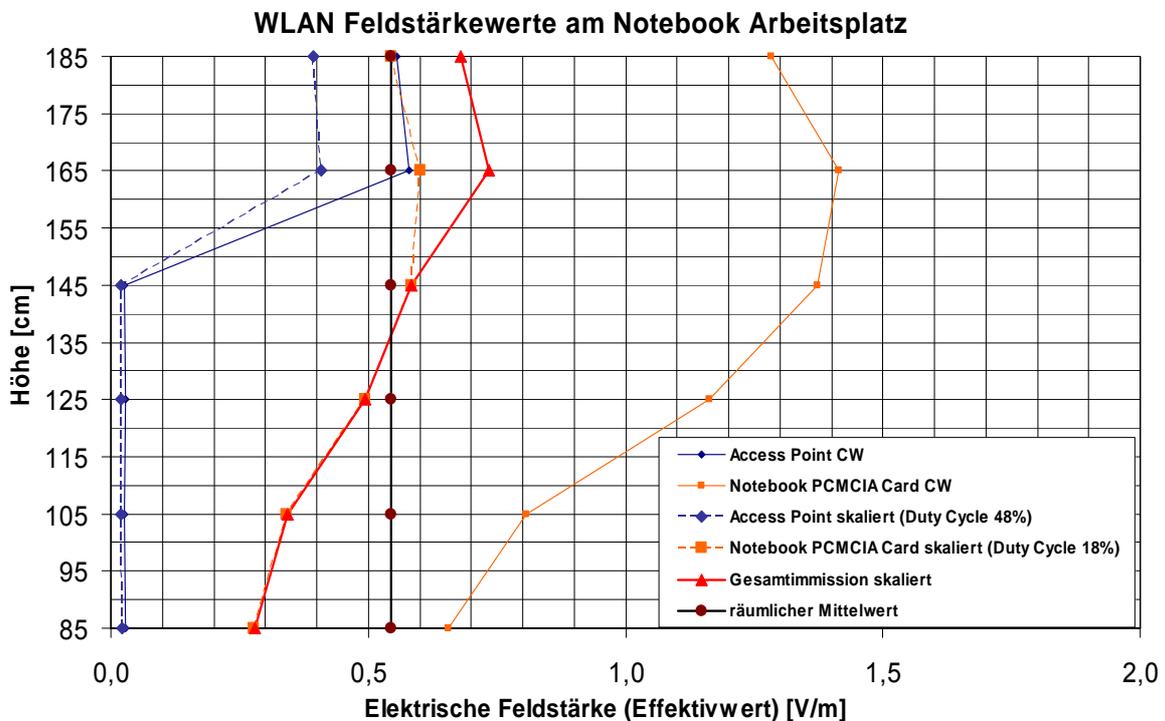


Abbildung 5.16: Immissionen (elektrische Feldstärke) im Raumbereich am Arbeitsplatz vor dem Notebook.

²⁸ Als leistungsäquivalenter Feldstärke-Mittelwert wird in diesem Zusammenhang der Ausdruck $\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i^2}$ verstanden.

5.2.3 Vergleich von Mess- und Berechnungsergebnissen

Der Vergleich der Mess- und Berechnungsergebnisse zeigt eine Überbewertung des räumlichen Leistungsflussdichte-Mittelwertes durch die numerische Berechnung um ca. einen Faktor 5,1 (entsprechend ca. 7 dB) wobei der Feldstärke-Mittelwert (0,52 V/m) aus Abbildung 5.16 entsprechend

$$S = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{(0,52V / m)^2}{120\pi\Omega} = 0,72mW / m^2$$

auf die äquivalente Leistungsflussdichte umgerechnet wurde.

Neben den notwendigen Vereinfachungen zur Modellerstellung (vereinfachte Geometrie) sind vor allem auch die getroffenen Modellannahmen für die Sendeleistung (maximale Sendeleistung von 20 dBm sowohl bei Access Point als auch Client angenommen, was für die Praxis ja nur als obere Schranke zu sehen ist) plausible Gründe für diese Überbewertung.

5.3 SAR-Bestimmung bei körpernah betriebenen WLAN-Geräten

Mit wenigen Ausnahmen ist bei den meisten WLAN Anwendungen üblicherweise zwar keine körpernahe Exposition vorauszusetzen, eine solche kann jedoch grundsätzlich nicht ausgeschlossen werden. Ein denkbares Beispiel wäre der Betrieb eines Notebooks mit WLAN-Anwendungen auf den Oberschenkeln des Benutzers. Nimmt man als WLAN-Gerät Einsteckkarten bzw. USB-Module an, bei denen der Bereich mit der Antenne mehr oder weniger aus dem Notebook herausragt, so sind Situationen mit einer Annäherung der Antenne zum Körper (Oberschenkel) von unter 1 cm vorstellbar. Basierend auf (sehr) theoretischen²⁹ Überlegungen kann bei Geräten mit Sendeleistungen von bereits > 20 mW eine Überschreitung des Teilkörper-Basisgrenzwertes (SAR) von 2 W/kg, gemittelt über 10 g nicht mehr ausgeschlossen werden³⁰. Dennoch erscheint auf Basis der Sende-Eigenschaften solcher WLAN-Geräten (effektiver Duty Cycle üblicherweise deutlich kleiner als 80%) eine Überschreitung des genannten Basisgrenzwertes als sehr unwahrscheinlich.

Um die Größenordnung der in der Praxis von den genannten Anwendungen verursachten bzw. zu erwartenden SAR im Körper abzuschätzen, wurden SAR-Messungen und numerische FDTD-Berechnungen für eine WLAN-PCMCIA-Karte durchgeführt.

5.3.1 SAR-Messungen im homogenen Phantom

Während im Hinblick auf die SAR-Messung bei der Exposition des Kopfes eine gute wissenschaftliche Datenbasis besteht (z.B. [84]), die eine als konservatives Modell anzusehende Messprozedur ableiten lässt (z.B. EN50361 [52]), sind für die Exposition anderer Körperteile solche Daten nicht vorhanden. Es wird allerdings in einigen Dokumenten (z.B. [56]) empfohlen, bei körpernaher Befeldung anderer Körperteile als

²⁹ Bei dieser Überlegung wird davon ausgegangen, dass die gesamte abgestrahlte Leistung ins Gewebe eingetragen wird, was in der Praxis natürlich nicht möglich ist. Mangels derzeit noch nicht vorliegender fundierter wissenschaftlichen Arbeiten mit mehr Praxisbezug, wird aber gegenwärtig der Wert von 20 mW Sendeleistung als die Grenze für Geräte definiert, unterhalb derer automatisch (d.h. ohne weitere Prüfung) von der Konformität im Hinblick auf die Einhaltung des Teilkörper-SAR-Grenzwertes von 2 W/kg, gemittelt über 10g, ausgegangen wird (siehe EN 50371 [53]).

³⁰ In Europa [21] gelten als Teilkörper-Basisgrenzwerte für Kopf und Rumpf 2 W/kg und für die Gliedmaßen 4 W/kg, jeweils gemittelt über 10 g Gewebe. Bei Befeldung der Oberschenkel kann deshalb davon ausgegangen werden, dass selbst bei 40 mW Sendeleistung eine Grenzwertüberschreitung ausgeschlossen ist.

des Kopfes flache Phantome zu verwenden. In [56] werden dazu sogar empfohlene dielektrische Eigenschaften der dabei zu verwendenden gewebesimulierenden Flüssigkeiten angegeben. Für die hier durchgeführten SAR-Messungen wurde ein homogenes, quaderförmiges Phantom aus Acrylglas (Schalendicke des Bodens 2 mm) verwendet. Die dielektrischen Eigenschaften der Phantomflüssigkeit (20°C) bei 2450 MHz betragen $\epsilon_r=53$, $\sigma=1,96$ S/m. Die untersuchte WLAN-Karte (Belkin Wireless Notebook Network Card, F5D7010) wurde in einem Notebook (Dell Latitude C500) installiert und in zwei unterschiedlichen Orientierungen zum Phantom positioniert (Abbildungen 5.17 bis 5.19).

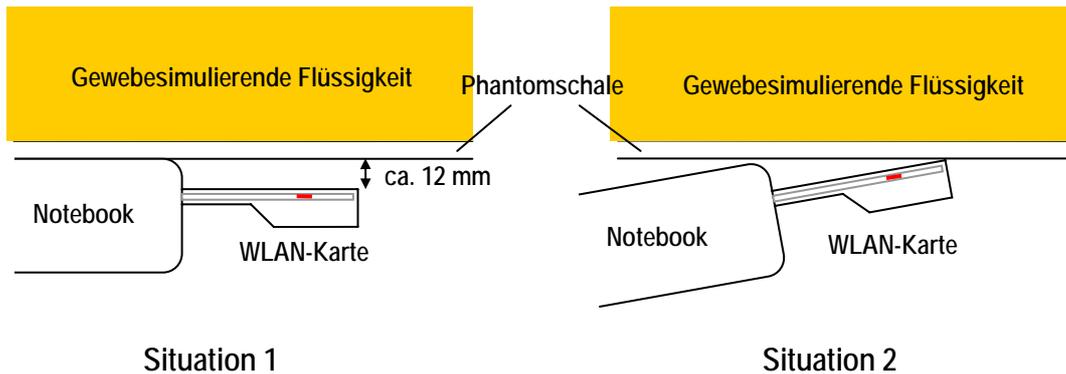


Abbildung 5.17: Schematische Darstellung der betrachteten Orientierungen der WLAN-Karte zur SAR-Messung



Situation 1

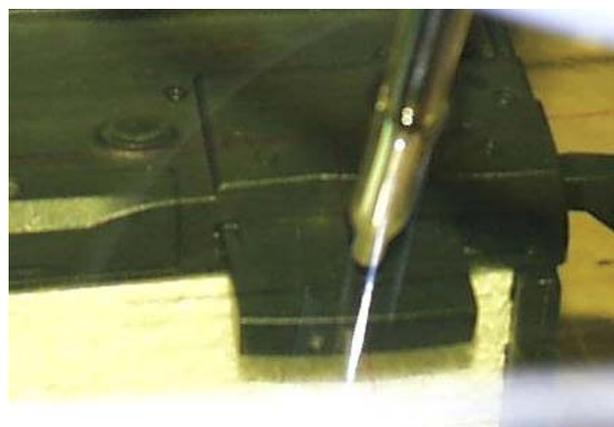


Situation 2

Abbildung 5.18: Ausrichtung der WLAN-Karte während den Messungen



Situation 1



Situation 2

Abbildung 5.19: Blick durch das Phantom auf die WLAN-Karte während der Messungen

Während den SAR-Messungen wurde eine große Datei vom Notebook zu einem anderen Client (in 5 m Entfernung) übertragen um möglichst konstante Sendeleistungsverhältnisse an der WLAN-Karte zu erzwingen. Der effektive Duty Cycle der WLAN-Karte, sowie dessen verbleibender Schwankungsbereich wurde auf Basis von Zero-Span Messungen (mit Spektrumanalysator, Aufstellung der Messantenne in ca. 0,6 m Entfernung von der WLAN-Karte) während der SAR-Messung abgeschätzt und ergab einen Mittelwert von ca. 73% (Schwankungsbreite -20 bis +10 Prozentpunkte).

Tabelle 5.5 fasst die Messergebnisse in Form von maximalen 1 g und 10 g SAR-Mittelwerten zusammen. Anzumerken ist, dass diese Messwerte natürlich nur für die bei der Messung vorherrschende Situation hinsichtlich des effektiven Duty Cycles gelten. In der Praxis wird die Situation eines über 6 Minuten (normgemäße Mittelungszeit für die SAR) anhaltenden effektiven Duty Cycles von 73% und unter den angenommenen Expositionsbedingungen allerdings nur in extremen Ausnahmefällen vorherrschen, so dass typischerweise zu erwartende Expositionen unterhalb der angegebenen Werte liegen werden.

	max SAR _{1g}	max SAR _{10g}
Situation 1	0,047 W/kg	0,034 W/kg
Situation 2	0,085 W/kg	0,052 W/kg

Tabelle 5.5: Ergebnisse der SAR-Messungen mit einer WLAN-Notebook Karte im homogenen, flachen Phantom ($\epsilon_r=53$, $\sigma=1,96$ S/m) bei Positionierung gemäß Abbildungen 5.14 bis 5.16

Die für die Produktzulassung in den USA notwendigen Dokumente (SAR-Test Report) der betrachteten WLAN-Karte [85] weisen für eine zur hier betrachteten Situation 1 sehr ähnlichen Expositionsbedingung (am flachen, homogenen Phantom) einen maximalen SAR_{1g}-Wert von 0,0422 W/kg aus. Dieser Wert wurde gemäß [85] bei einem Duty Cycle von 77% gemessen, d.h., er ist vor dem Vergleich mit dem hier gemessenen Wert auf den hier gemessenen effektiven Duty Cycle (73%) umzukalieren, was schließlich auf eine relative Abweichung zwischen den hier gemessenen und den in [85] dokumentierten SAR_{1g}-Werten von ca. 12% führt. Dies liegt klar innerhalb der erreichbaren Messunsicherheit.

5.3.2 Numerische (FDTD) SAR-Berechnungen

Zusätzlich zu den im vorigen Abschnitt beschriebenen SAR-Messungen wurden auch numerische Berechnungen (FDTD-Simulationen) durchgeführt. Es wurde dazu versucht, die Antennenstruktur der WLAN-Karte (siehe Abbildung 5.20) in vereinfachter Form mittels der Simulationsplattform *SEMCAD* (Version 1.8) zu modellieren und anschließend die hier betrachtete Expositionssituation (Notebook mit WLAN-Karte auf den Oberschenkeln) unter Verwendung eines anatomischen Körperphantoms zu simulieren. Um zunächst jedoch das vereinfachte numerische Modell der HF-Quelle zu verifizieren, wurde die im vorangegangenen Abschnitt beschriebene und messtechnisch erfasste Expositionssituation (WLAN-Karte in ca. 12 mm Distanz zum homogenen Phantom, siehe Abbildung 5.19, Situation 1) numerisch nachgebildet und SAR-Messwerte mit Berechnungsergebnissen verglichen. Die (vereinfachte) Modellierung der Antenne erfolgte auf Basis der nach Öffnen des Gerätes sichtbaren Gegebenheiten (Abbildung 5.20). Soweit nachzuvollziehen, sind in dem Gerät zwei integrierte Antennenelemente in SMD-Technik vorhanden. Auf Basis

von Messungen der elektrischen Feldstärke (mit Miniaturfeldsonden, Durchmesser 6 mm) entlang der Bauteiloberflächen wurde jedoch festgestellt, dass offensichtlich nur eines der Antennenelemente als Sender fungiert und das andere nur als zusätzliches Empfangselement dient um Empfangs-Diversity zu ermöglichen. Die integrierten Antennenelemente wurden gemäß den Angaben im Datenblatt näherungsweise als mäanderförmige Strukturen auf einem hochpermittiven Substrat modelliert, wobei die Dielektrizitätszahl des Substrats im Modell entsprechend angepasst wurde, um bei der untersuchten Frequenz bestmögliche Abstrahlung des Antennenelements (Anpassung) zu erreichen. Für die Berechnungen wurde eines der beiden Antennenelemente mit der in [85] vom Hersteller der WLAN-Karte angeführten maximalen HF-Antenneneingangsleistung von 30 mW (14,8 dBm) angespeist. Weiters erfolgte eine Skalierung entsprechend des während der Messung beobachteten effektiven Duty Cycles von 73%. Tabelle 5.6 fasst die Gegenüberstellung von SAR-Messung und SAR-Berechnung im homogenen Phantom zusammen und zeigt relativ große Abweichungen (ca. Faktor 2 bezüglich SAR_{10g}) zwischen SAR-Messung und numerischer Berechnung. Die Ursachen dafür (Überbewertung durch Berechnung) sind vor allem in den unvermeidbaren Vereinfachungen und den zu treffenden Annahmen hinsichtlich der relativ komplexen Antennenstruktur (mit integrierten SMD-Antennen-Bauteilen) bei der numerischen Modellierung zu suchen (vgl. Abbildung 5.20). Weiters können die exakten Anpassungsverhältnisse zwischen Antenne und Verstärkerbauteil in der WLAN-Karte in der Simulation natürlich nicht nachgebildet werden. D.h., Verringerungen der tatsächlich abgestrahlten Leistung durch etwaige Fehlanpassung, verursacht durch die Verstimmung der Antenne zufolge der Nähe zum Phantom, können auf Basis des vereinfachten Quellenmodells nicht exakt erfasst werden (Verstärker-Ausgangsimpedanz-Verhältnisse unbekannt).

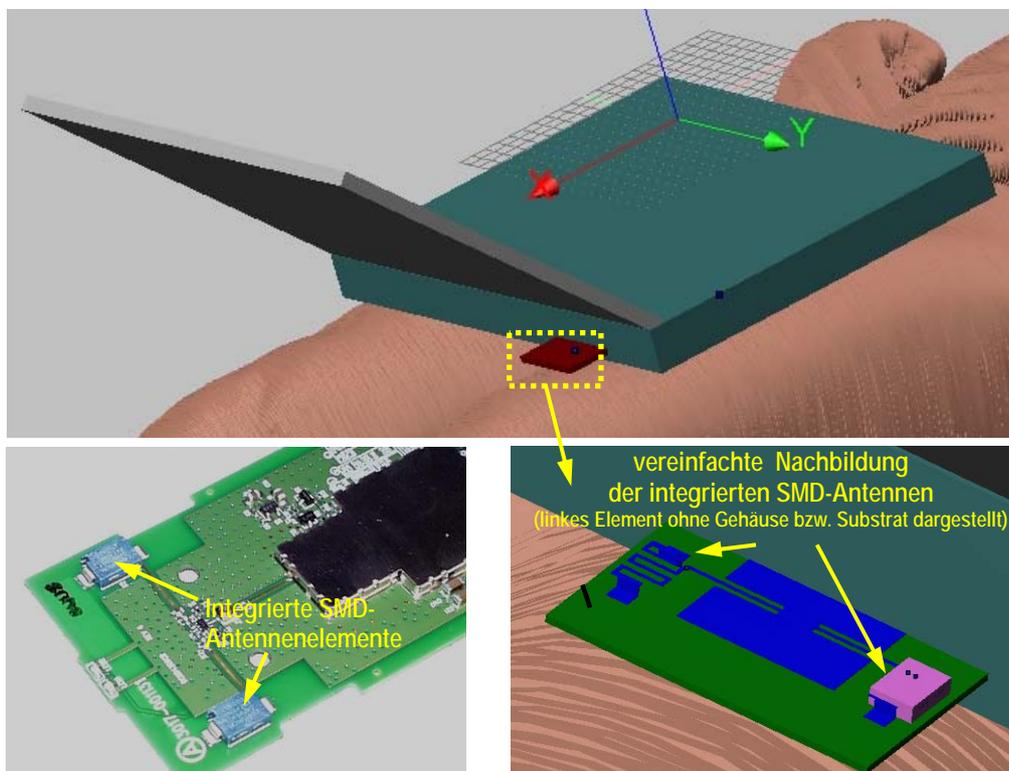


Abbildung 5.20: Simulationsmodell mit Notebook-WLAN-Karte in unmittelbarer Nähe des Oberschenkels. Das Notebook-Gehäuse ist nur zu Illustrationszwecken dargestellt und wird in der Simulation aus Gründen der Einfachheit nicht berücksichtigt. oben: Gesamtansicht; unten links: realer WLAN-Karte; unten rechts: Detail der vereinfachten Antennenmodellierung

SAR durch WLAN-PCMCIA-Karte im homogenen, flachen Phantom (siehe Abbildung 5.3, Situation 1), $\epsilon_r=53,0$; $\sigma=1,96$ S/m		
	SAR-Messwert [W/kg]	SAR-Berechnungsergebnis [W/kg]
Max. SAR 1 g	0,047	0,110
Max. SAR 10 g	0,034	0,074

Tabelle 5.6: Vergleich von SAR-Mess- mit FDTD-Berechnungsergebnissen auf Basis eines vereinfachten Quellenmodells für die WLAN-PCMCIA-Karte

Trotz der relativ großen Abweichungen zwischen der realen Quelle und der vereinfachten Nachbildung wurden mit dem Modell SAR-Berechnungen mit einem anatomischen Körpermodell durchgeführt. Wenn die Berechnungsergebnisse aufgrund dieser Abweichungen auch nicht als repräsentativ für die ursprünglich betrachtete WLAN-Karte sind, so können sie dennoch einen Anhaltspunkt dafür geben welche SAR-Werte mit solchen Geräten in etwa erreicht werden können.

Abbildungen 5.21 und 5.22 zeigen die SAR-Verteilung (ungemittelt) im anatomischen Simulationsmodell (Oberschenkel, Gewebekennwerte nach [68]) in Quer- und Längsschnitten direkt unter dem Antennenfußpunkt für 30 mW kontinuierliche Antennenfußpunktleistung)

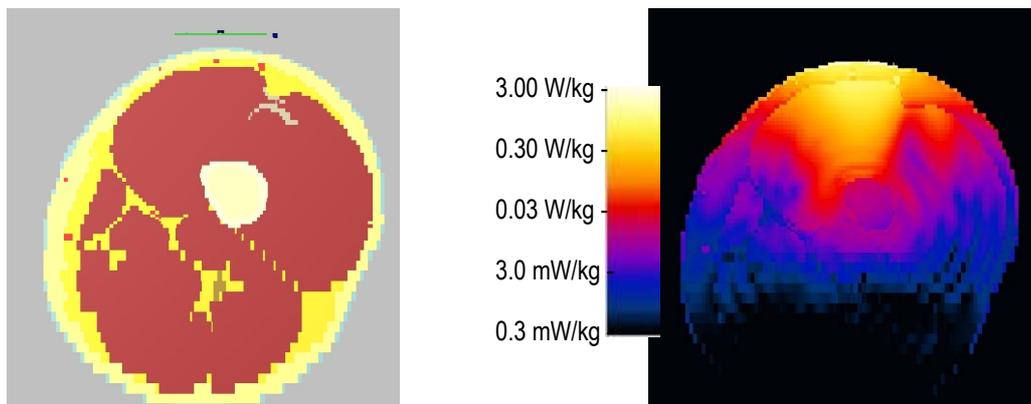


Abbildung 5.21: Querschnitt durch das diskretisierte Körpermodell (links) und zugehörige SAR-Verteilung (rechts) direkt unterhalb des Antennenfußpunktes (Oberschenkel)

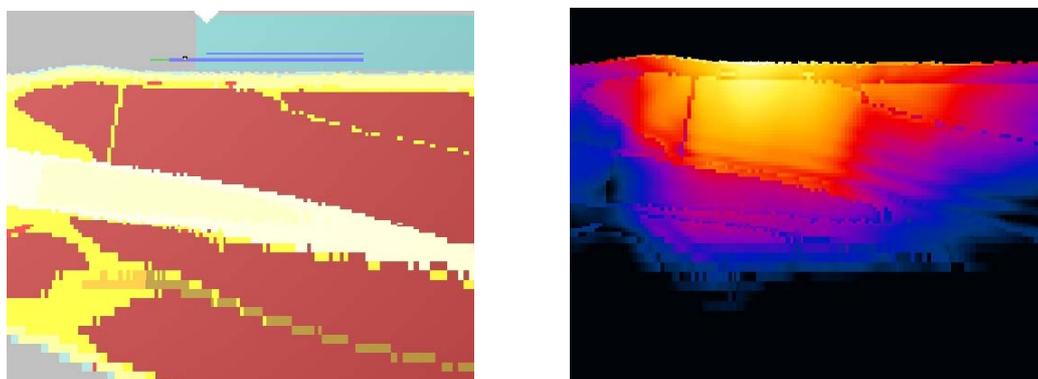


Abbildung 5.22: Längsschnitt durch das diskretisierte Körpermodell (links) und zugehörige SAR-Verteilung (rechts) direkt unterhalb des Antennenfußpunktes (Oberschenkel). Farbskalierung, siehe Abbildung 5.21

Tabelle 5.7 fasst die Ergebnisse der SAR-Berechnungen zusammen.

SAR aus FDTD Berechnungen für Exposition durch eine WLAN PCMCIA Karte (Notebook auf Oberschenkel), Antenneneingangsleistung 30 mW (14,8 dBm), eff. Duty Cycle 73 %		
Gewebe	Max. SAR _{1g} [W/kg]	Max. SAR _{10g} [W/kg]
Haut	0,527	0,108
Unterhaut-Fettgewebe	0,119	0,054
Bindegewebe	0,073	0,027
Muskel	0,082	0,036
würfelförmiger Mittelwert über alle Gewebe	0,230	0,104

Tabelle 5.7: Ergebnisse der SAR-Berechnungen für das Beispiel einer lokalen Exposition im Oberschenkelbereich durch eine WLAN-PCMCIA-Einsteckkarte für ein Notebook

Aus den gezeigten Ergebnissen für die untersuchte WLAN-Karte kann allgemein abgeleitet werden, dass selbst bei Annahme ungünstigster Verhältnisse (maximaler WLAN Duty Cycle von ca. 80%, maximale WLAN-Antenneneingangsleistung 63 mW, entsprechend 18 dBm³¹) eine Überschreitung des Grenzwertes nach [21] für die lokale SAR als äußerst unwahrscheinlich einzustufen ist.

Zu den in Abbildungen 5.21 und 5.22 angegebenen SAR-Werten ist grundsätzlich zu bemerken, dass diese ungemittelte (Spitzen-)SAR-Werte darstellen. D.h., das obere Ende der Farbskala ist durch den höchsten SAR-Wert (bzw. das Voxel mit höchstem SAR-Wert) definiert. Da dieser (Spitzen-)SAR-Wert naturgemäß stark von der Voxelgröße selbst abhängt, ist er wenig aussagekräftig und die Abbildungen sind daher eher zur Veranschaulichung der detaillierten SAR-Verteilung, als zum Ablesen von SAR-Werten geeignet. Physikalisch aussagekräftig sind immer nur Mittelwerte der SAR, welche als unabhängig von der Voxelgröße des FDTD-Modells angesehen werden können (bei sinnvoller Wahl der Voxelgröße).

Aus den in Tabelle 5.7 angeführten Mittelwerten über 1 g Gewebe (für die gegenwärtige US-amerikanische Normungsgebung [82] relevant), kann weiters abgelesen werden, dass der gewebespezifische SAR-Wert in der Haut relativ groß gegenüber dem über alle Gewebe gemittelten SAR-Wert ist. Die plausible Ursache dafür liegt im Algorithmus der SAR-Mittelung im Zusammenhang mit dünnen Gewebeschichten. Da bei dünnen Gewebeschichten keine würfelförmige 1 g-Mittelungsmasse für die einzelnen Gewebe erzielt werden kann, geht der hier zur Anwendung kommende und in [86] empfohlene Mittelungsalgorithmus dazu über nicht-würfelförmige Mittelungsmassen zu verwenden, was vor allem bei kleinen Mittelungsmassen zu relativ hohen gewebespezifischen SAR-Werten führen kann (je nach räumlicher Ausdehnung der SAR-Verteilung).

Die gegenwärtige europäische Normungsgebung in [21] spricht im Hinblick auf die geometrische Form der zu verwendenden 10 g Mittelungsmasse ausdrücklich von „einer beliebig zusammenhängenden Gewebemasse“ und lässt vereinfachende würfelförmige Mittelungsmassen streng genommen nur dann zu, wenn sie zu konservativeren Ergebnissen führen als „beliebig zusammenhängende 10 g Gewebemassen“. In Auslegung dieser Diktion und bei Beschränkung auf

³¹ Bei Annahme eines minimalen Antennen-Gewinns von 2 dB (maximale WLAN Leistung =20 dBm EIRP)

praktikable Mittelungsverfahren ist in diesem Fall also der Maximalwert aller gewebespezifischen Mittelwerte und des würfelförmigen Mittelwertes über alle Gewebe der für die Beurteilung relevante SAR-Wert (d.h. im Falle der Messwerte in Tabelle 5.7 der 10 g-SAR-Wert in der Haut von 0,108 W/kg).

Weiters zeigt ein Vergleich der berechneten SAR Werte aus der Exposition des homogenen, flachen Phantoms mit den SAR Werten im anatomischen Körpermodell, dass die würfelförmig gemittelten SAR-Werte im anatomischen Modell höher liegen als im homogenen, flachen Phantom. Dies kann dahin gehend gedeutet werden, dass für die hier betrachteten Anwendungen bzw. Expositionssituationen, SAR-Messungen mit dem verwendeten homogenen, flachen Phantom nicht als konservative Abschätzungen angesehen werden können. Der Grund dafür könnten Anpassungseffekte („impedance matching“) durch die Gewebeschichtung im anatomischen Modell sein. In diesem Zusammenhang sei auf [87] verwiesen.

5.4 Schlussfolgerungen aus den WLAN Mess- und Berechnungsergebnissen

Die aus den in voranstehenden Immissions-Messergebnissen im Bereich realer WLAN-Installationen und den zugehörigen numerischen Berechnungen ableitbaren Schlussfolgerungen bestätigen im Wesentlichen die bereits früher auf Basis von Messungen unter Laborbedingungen (siehe Kapitel 3.5) gewonnenen Erkenntnisse.

Hinsichtlich der zu erwartenden Exposition von Personen im Bereich von WLAN-Installationen im 2,45 GHz Band zeigt sich zunächst, dass selbst unter Annahme ungünstiger Voraussetzungen die Exposition auf deutlich unter 1 Promille der Leistungsflussdichte-Grenzwerte nach EU-Ratsempfehlung von 1999 [21] beschränkt bleibt. Typischerweise zu erwartende Expositionen werden üblicherweise sogar noch ein bis zwei Zehnerpotenzen darunter liegen. Die Tatsache, dass die Größenordnungen von WLAN-Immissionen maximal im einstelligen Prozent-Bereich des Leistungsflussdichte-Grenzwertes nach [21] liegen (ausgenommen extreme Nahfeldexposition, siehe Kapitel 5.3), kann auch schon durch einfache Berechnung mittels der Fernfeldbeziehung abgeleitet werden. Beispielsweise ergibt sich mit der theoretisch maximal zugelassenen WLAN-Sendeleistung von 100 mW EIRP in 20 cm Entfernung

$$S = \frac{P}{4\pi R^2} = \frac{0,1W}{4\pi * (0,2m)^2} = 198,9mW / m^2 ,$$

was ca. 2% des Grenzwertes von 10 W/m² entspricht. Selbst im Einflussbereich von mehreren (maximal 3 genutzten Kanälen) führt diese (einfache) Berechnung immer noch auf Werte unterhalb von 10% des Grenzwertes. Nicht berücksichtigt ist in dieser Berechnung die Tatsache, dass der effektive Duty Cycle einzelner WLAN-Sender auch schon aus theoretischen Überlegungen nicht 100% sein kann (üblicherweise deutlich darunter, siehe Messergebnisse oben).

Ebenfalls bestätigt haben sich die teilweise große Überbewertung der Exposition bei Verwendung der MAXHOLD-Funktion. Das Ausmaß der Überbewertung hängt dabei jedoch maßgeblich von der gerade herrschenden Immissionssituation ab. Für den Fall, dass die nächstgelegene Quelle (bzw. jene mit den höchsten Immissions-spitzenwerten) gleichzeitig auch hinsichtlich des Zeitmittelwertes (Duty Cycles)

dominiert, kann die Überbewertung auf wenige dB beschränkt bleiben (vgl. z.B. WLAN Szenario 1, Kapitel 5.1). Im gegenteiligen Fall, kann die Überbewertung durch MAXHOLD jedoch mehrere Zehnerpotenzen betragen (z.B. WLAN Szenario 2, Kapitel 5.2).

Ein Vergleich mit Ergebnissen aus numerischen Berechnungen (nach vereinfachter Modellierung der untersuchten Szenarien) zeigte jeweils eine Überbewertung der tatsächlichen (gemessenen) Immissionen, die aufgrund der notwendigen Vereinfachungen erklärbar ist. Als Hauptquelle dafür wird die konservative Modellannahme maximal zulässiger Sendeleistung (20 dBm EIRP) bei Access Point und Client gesehen. In der Praxis muss dies nicht notwendiger Weise vorherrschen, da Access Points aus Netzplanungsgründen oftmals nicht auf maximaler Sendeleistung betrieben werden und auch Client-Geräte oft nicht mit der maximal zulässigen Sendeleistung arbeiten. Genaue Angaben über das eingestellte Sendeleistungsniveau sind bei Messungen vor Ort praktisch nicht oder nur schwer verfügbar und nur vom Netzwerkadministrator abrufbar bzw. in detaillierten technischen Produktspezifikationen dokumentiert.

Hinsichtlich der zu erwartenden SAR bei körpernahe Betrieb von WLAN-Geräten deuten die hier ermittelten Messergebnisse darauf hin, dass die maximal, unter Worst-Case Bedingungen zu erwartenden lokalen, über 10g Gewebe gemittelten SAR-Werte mindestens 1-2 Zehnerpotenzen unterhalb der Basisgrenzwerte nach [21] liegen. Für den praktisch üblichen Fall (Distanz zur Antenne > einige Zentimeter) werden diese Werte noch geringer sein. Diese Erkenntnis wird auch durch aktuell veröffentlichte Messergebnisse an ausgewählten WLAN-Produkten bestätigt [88].

6 IMMISSIONSBESTIMMUNG IM BEREICH REALER DECT-INSTALLATIONEN

In einem Großbetrieb, der flächendeckend mit einer DECT-Telefonanlage mit mehreren hundert DECT Mobilteilen ausgestattet ist, wurden in 2 unterschiedlichen Büroräumen (unterschiedliche Distanz zur nächstgelegenen Basisstation) DECT-Immissionsmessungen durchgeführt.

6.1 DECT Szenario 1 (Bürraum, ca. 10 m Distanz zur nächsten BS)

Im ersten Fall wurde ein Arbeitsplatz in einem Büroraum untersucht, der sich ca. 10 m von der nächstgelegenen Basisstation entfernt befand. In diesem Büroraum selbst befanden sich 3 weitere Arbeitsplätze (besetzt und mit DECT-Mobilteilen ausgestattet). Abbildungen 6.1 und 6.2 veranschaulichen die Situation vor Ort. Gemessen wurde frequenzselektiv mittels Spektrumanalysator und der Add3D-Methode [47], sowie mit einer Breitbandsonde (EMR 300, Sonde Typ 18, Wandel und Goltermann) in 6 verschiedenen Höhen zwischen 85 cm und 185 cm über dem Fußboden. In jeder Messposition wurde unmittelbar hintereinander eine Channel Power-Messung (Mittelwert über 800 ms, Beobachtungszeitraum 20 s) und eine MAXHOLD Messung (20 s Beobachtungszeit) über den gesamten DECT-Frequenzbereich, sowie eine Breitbandmessung (100 kHz – 3 GHz) durchgeführt. Alle frequenzselektiven Messungen erfolgten mit PEAK-Detektor.

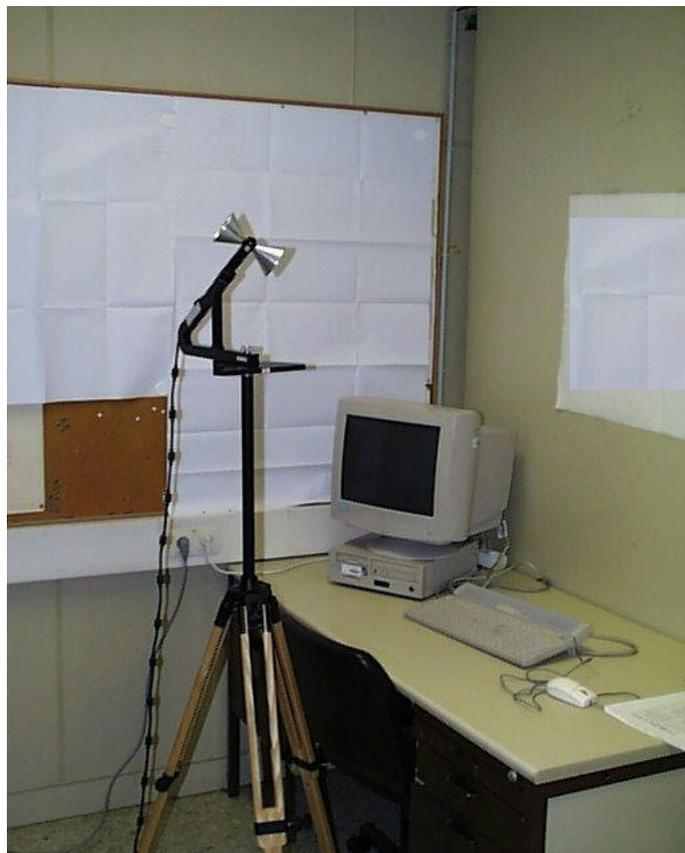


Abbildung 6.1: Untersuchter Arbeitsplatz für DECT-Szenario 1

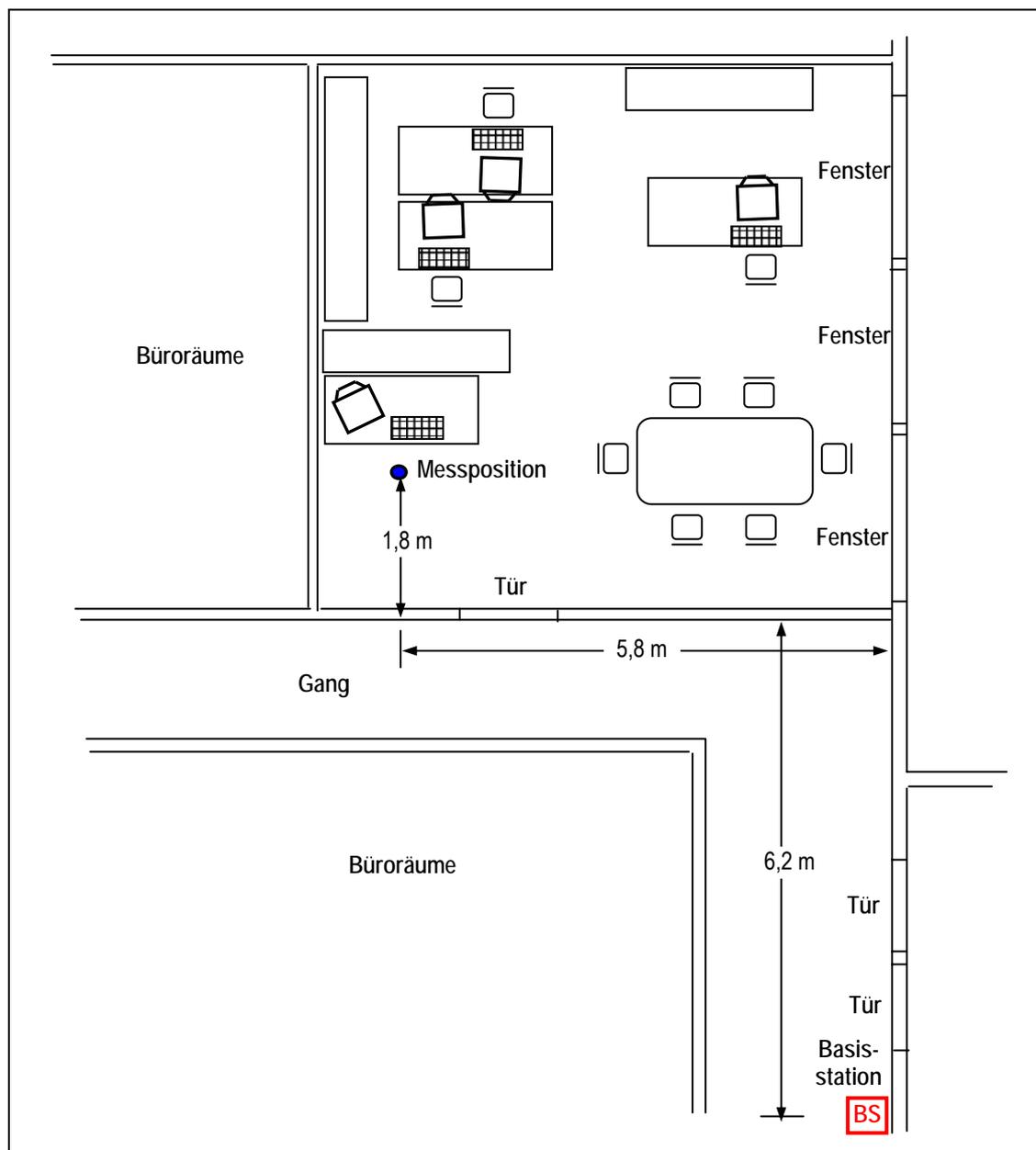


Abbildung 6.2: Grundriss der untersuchten Situation (DECT-Szenario 1).
 Alle Innen-Trennwände in 8 cm Trockenbauweise (d.h. nahezu HF-transparent)

6.1.1 Messergebnisse

Abbildung 6.3 zeigt zunächst qualitativ MAXHOLD-Messungen (20 Sekunden Beobachtungsdauer) in den 6 untersuchten Höhen der Messposition. Alle dargestellten Aufzeichnungen wurden innerhalb von ca. 5 Minuten (jeweils nur eine Polarisationsrichtung) gemacht und zeigen die extrem dynamische Frequenzwahl des DECT Systems.

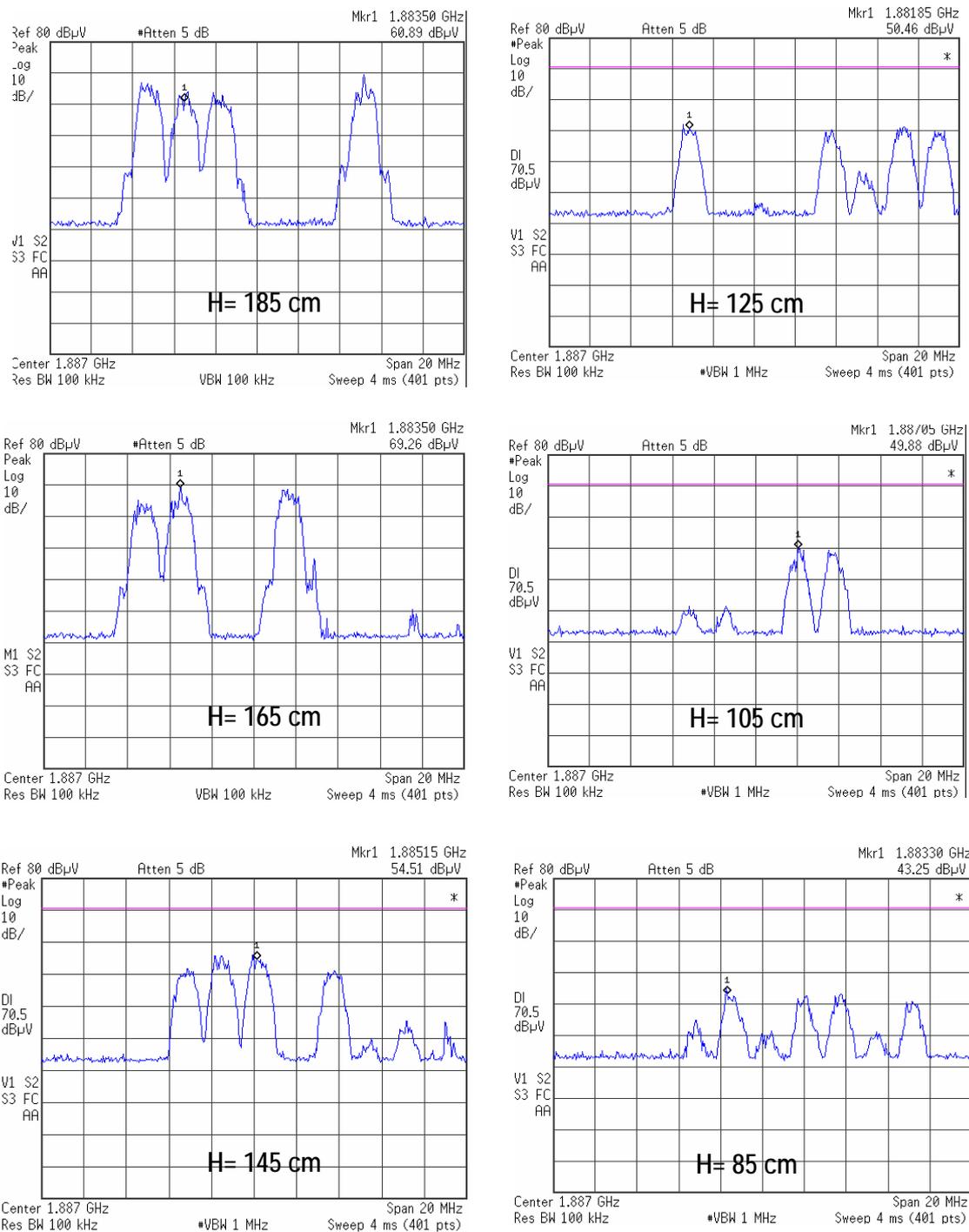


Abbildung 6.3: Innerhalb von 5 Minuten in den unterschiedlichen Messhöhen aufgezeichnete MAXHOLD-Messungen (jeweils 20 s Beobachtungszeit in jeweils nur einer Polarisationsrichtung). Die stark unterschiedlichen Spektren machen die dynamische Frequenzwahl bei DECT deutlich.

Tabelle 6.1 fasst die Messergebnisse zusammen. Die aufgrund der nicht konstanten Verkehrssituation (Gesprächsabbau, Gesprächsaufbau, sich bei aktiver Gesprächsverbindung bewegende Benutzer) verbleibende Schwankungsbreite der Channel Power-Messwerte betrug dabei ± 3 bis ± 6 dB. Zusätzlich zu den Messwerten ist auch das jeweilige Verhältnis in Prozent vom Referenzwert für die Leistungsflussdichte nach [4] angegeben (bei Annahme des Referenzwertes von $9,5 \text{ W/m}^2$ für eine mittlere DECT-Frequenz). Mit der Breitbandfeldsonde (100 kHz –

3 GHz) konnten erwartungsgemäß, vor allem bedingt durch die hohe Dynamik der DECT-Immissionen, nur stark schwankende Messwerte ermittelt werden. Weiters werden hierbei auch alle anderen im Frequenzbereich der Mess-Sonde liegenden Immissionen erfasst, wobei vor allem GSM-Mobiltelefone weitere, stark schwankende Beiträge liefern.

Höhe Messposition [cm]	Breitband- Messung (100 kHz-3 GHz)	Channel Power Messung		MAX-HOLD Messung		Überbewertung durch MAX-HOLD	
	S [mW/m ²]	S *) [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	S [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	[1]	[dB]
185	0,11 ... 3,82	0,0095	0,00010	3,2095	0,03210	336,1	25,3
165	0,03 ... 2,15	0,0024	0,00002	1,2629	0,01263	529,0	27,2
145	0,03 ... 0,42	0,0024	0,00002	0,6369	0,00637	266,8	24,3
125	0,11 ... 0,66	0,0042	0,00004	0,2889	0,00289	68,1	18,3
105	0,11 ... 1,70	0,0215	0,00021	0,1061	0,00106	4,9	6,9
85	0,03 ... 0,66	0,0024	0,00002	0,7172	0,00717	300,4	24,8
räumlicher Mittelwert	-	0,0071	0,00007	1,0369	0,01037	146,6	21,7

*) ± 3dB ... ± 6dB Schwankungsbreite der Feldstärke im Channel Power Modus (20 s Beobachtungszeit)

Tabelle 6.1: Ergebnisse der Immissionsmessung und Vergleich von Channel-Power- und MAXHOLD Messung

6.2 DECT Szenario 2 (Bürraum, ca. 5 m Distanz zur nächsten BS)

Im zweiten betrachteten DECT-Szenario wurde ein Arbeitsplatz in ca. 5 m Entfernung zur nächstgelegenen Basisstation untersucht. In diesem Bürraum selbst befanden sich 3 weitere Arbeitsplätze, an denen für die Dauer der Messungen jedoch keine DECT Mobilteile zur Verfügung standen. Abbildungen 6.4 und 6.5 veranschaulichen die Situation vor Ort.



Abbildung 6.4: Untersuchter Arbeitsplatz für DECT-Szenario 2

Gemessen wurde wieder frequenzselektiv mittels Spektrumanalysator und der Add3D-Methode [47], sowie mit einer Breitbandsonde (EMR 300, Sonde Typ 18, Wandel und Goltermann) in 6 verschiedenen Höhen zwischen 85 cm und 185 cm über dem Fußboden. In jeder Messposition wurde unmittelbar hintereinander eine Channel Power-Messung (Mittelwert über 800 ms, Beobachtungszeitraum 20 s) und eine MAXHOLD Messung (20 s Beobachtungszeit) über den gesamten DECT-Frequenzbereich, sowie eine Breitbandmessung (100 kHz – 3 GHz) durchgeführt. Alle frequenzselektiven Messungen erfolgten mit PEAK-Detektor.

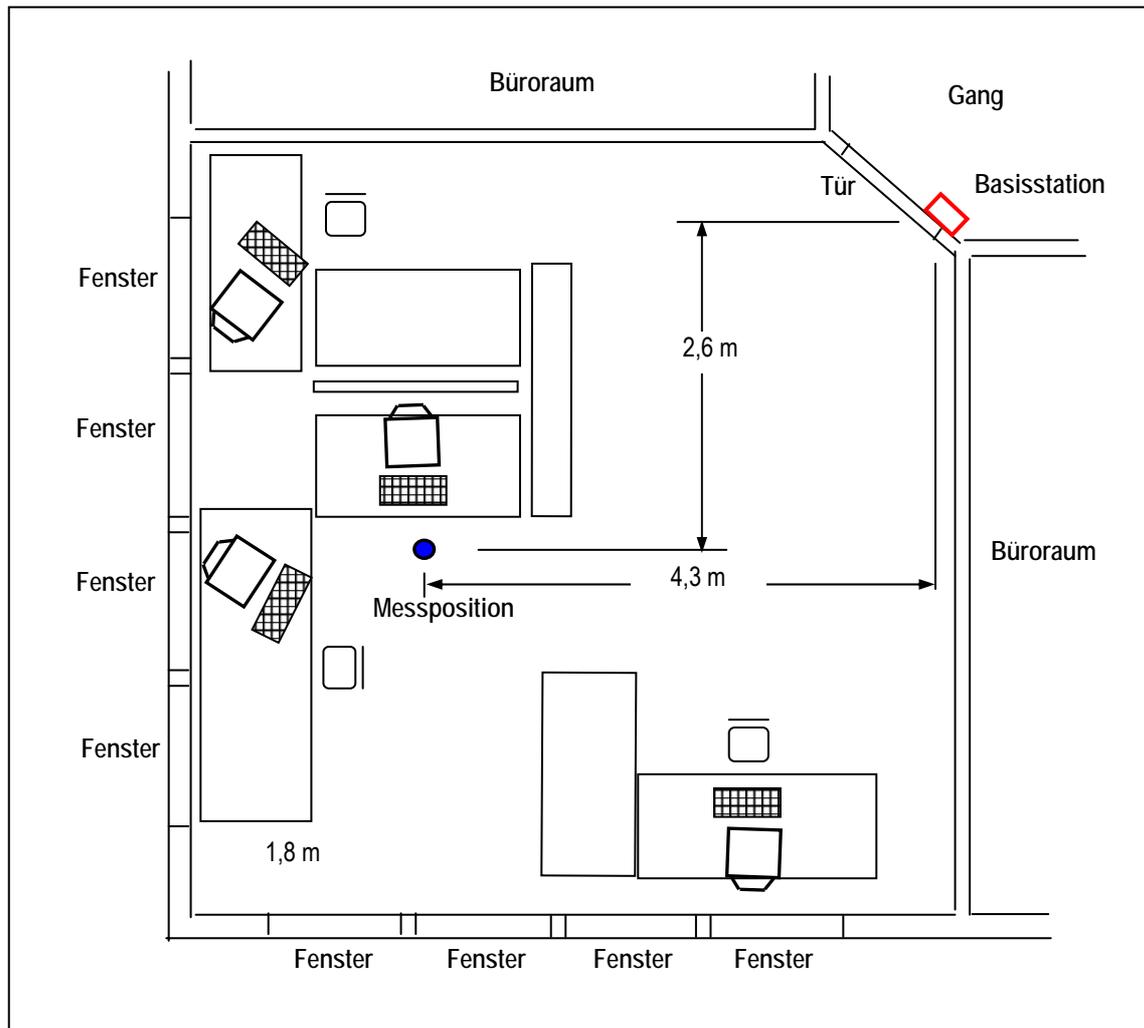


Abbildung 6.5: Grundriss der untersuchten Situation (DECT-Szenario 2).
Alle Innen-Trennwände in 8 cm Trockenbauweise (d.h. nahezu HF-transparent)

6.2.1 Messergebnisse

Abbildung 6.6 zeigt zunächst qualitativ MAXHOLD-Messungen (20 Sekunden Beobachtungsdauer) in den 6 untersuchten Höhen der Messposition. Alle dargestellten Aufzeichnungen wurden innerhalb von ca. 5 Minuten (jeweils nur eine Polarisationsrichtung) gemacht und zeigen die extrem dynamische Frequenzwahl des DECT Systems.

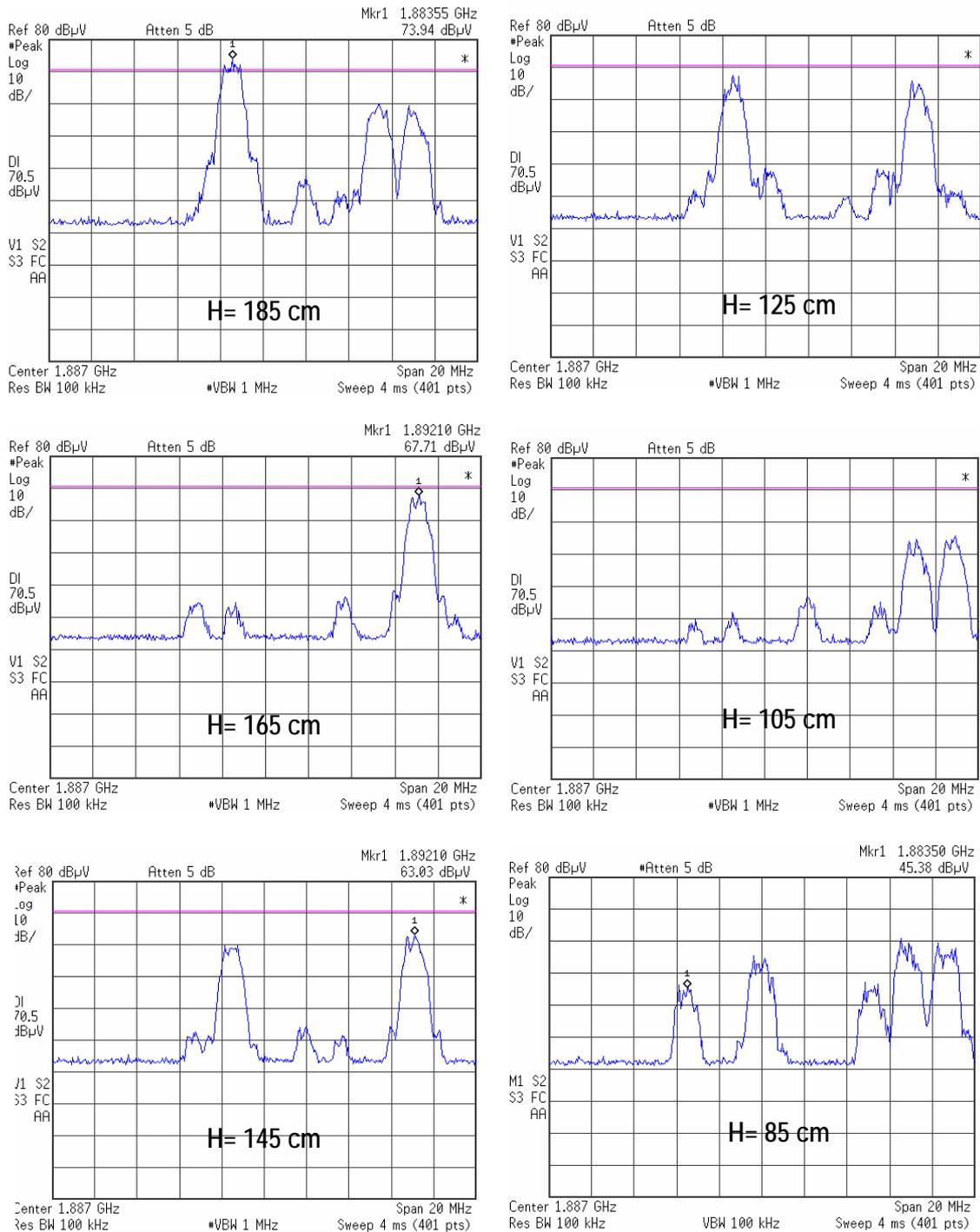


Abbildung 6.6: Innerhalb von 5 Minuten in den unterschiedlichen Messhöhen aufgezeichnete MAXHOLD-Messungen (jeweils 20 s Beobachtungszeit in jeweils nur einer Polarisationsrichtung). Die stark unterschiedlichen Spektren machen die dynamische Frequenzwahl bei DECT deutlich.

Tabelle 6.2 fasst die Messergebnisse zusammen. Die aufgrund der nicht konstanten Verkehrssituation (Gesprächsabbau, Gesprächsaufbau, sich bei aktiver Gesprächsverbindung bewegende Benutzer) verbleibende Schwankungsbreite der Channel Power-Messwerte betrug dabei ± 3 bis ± 5 dB. Zusätzlich zu den Messwerten ist auch das jeweilige Verhältnis in Prozent vom Referenzwert für die Leistungsflussdichte nach [4] angegeben (bei Annahme des Referenzwertes von $9,5 \text{ W/m}^2$ für eine mittlere DECT-Frequenz). Mit der Breitbandfeldsonde (100 kHz – 3 GHz) konnten erwartungsgemäß, vor allem bedingt durch die hohe Dynamik der DECT-Immissionen, nur stark schwankende Messwerte ermittelt werden. Weiters

werden hierbei auch alle anderen im Frequenzbereich der Mess-Sonde liegenden Immissionen erfasst, wobei vor allem GSM-Mobiltelefone weitere, stark schwankende Beiträge liefern.

Höhe Messposition [cm]	Breitband- Messung (100 kHz-3 GHz)	Channel Power Messung		MAX-HOLD Messung		Überbewertung durch MAX-HOLD	
	S [mW/m ²]	S ^{*)} [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	S [mW/m ²]	rel. zum Ref.wert [%]	[1]	[dB]
185	0,11 ... 9,58	0,0265	0,00027	8,4042	0,08404	316,8	25,0
165	0,03 ... 5,97	0,0130	0,00013	4,2782	0,04278	329,2	25,2
145	0,11 ... 19,3	0,0265	0,00027	25,6554	0,25655	967,2	29,9
125	0,11 ... 15,3	0,0382	0,00038	12,9552	0,12955	339,2	25,3
105	0,11 ... 5,20	0,0170	0,00017	4,7629	0,04763	280,6	24,5
85	0,11 ... 8,59	0,0597	0,00060	0,9233	0,00923	15,5	11,9
räumlicher Mittelwert	-	0,0302	0,00030	9,4966	0,09497	315,0	25,0

*) ± 3dB ... ± 5dB Schwankungsbreite der Feldstärke im Channel Power Modus (20 s Beobachtungszeit)

Tabelle 6.2: Ergebnisse der Immissionsmessung und Vergleich von Channel-Power- und MAXHOLD Messung

6.3 Schlussfolgerungen aus den DECT Messungen

Die aus den in voranstehenden Immissions-Messergebnissen im Bereich realer DECT-Installationen ableitbaren Schlussfolgerungen bestätigen im Wesentlichen die bereits früher auf Basis von Messungen unter Laborbedingungen (siehe Kapitel 3.5) gewonnenen Erkenntnisse.

Hinsichtlich der zu erwartenden Exposition von Personen im Bereich von DECT-Installationen zeigt sich zunächst, dass in den untersuchten Situationen (d.h. DECT-Nebenstellenanlage mit vielen Mobilstationen) die Exposition auf deutlich unter 1 Promille der Leistungsflussdichte-Grenzwerte der EU-Ratsempfehlung von 1999 [21] beschränkt bleibt. In Haushalts-Umgebungen (DECT-Schnurlostelefon), wo üblicherweise nur wenige, in den meisten Fällen sogar nur eine einzige Gesprächsverbindung gleichzeitig möglich bzw. üblich ist, werden die typischerweise zu erwartenden Immissionen sogar noch geringer sein.

Ebenfalls bestätigt hat sich die große Überbewertung von DECT-Immissionen bei Verwendung der MAXHOLD-Funktion aufgrund der hohen (bei Immissionsmessungen unter Real-Bedingungen) praktisch nicht vorhersagbaren Verkehrsdynamik, einerseits durch sich während einer aktiven Gesprächsverbindung bewegende Benutzer und andererseits durch die automatische dynamische Frequenzwahl des DECT-Systems. Vor allem die Möglichkeit bzw. die Tatsache der sich mit einem aktiven Mobilteil bewegendem Benutzer bedingt eine relativ hohe Unschärfe der Messwerte (Messwertschwankungen) bei der Immissionsbestimmung. Selbst bei Mittelungszeiten der Immissionswerte im Bereich von ca. 1 Sekunde sind Messwertschwankungen (Channel-Power über gesamten DECT-Frequenzbereich) im Bereich über 5 dB möglich bzw. unvermeidlich.

Die Tatsache der sich bewegendem Benutzer (sich bewegendem Quellen) lässt auch keinen sinnvollen Vergleich von Messergebnissen und numerischen Berechnungsergebnissen zu, da die unbekanntem Bewegungsmuster der Quellen nicht ohne Weiteres modelliert werden können.

7 TYPISCHE IMMISSIONEN DIVERSER GERÄTE IM HAUSHALT UND IM BÜRO

Um einen Anhaltspunkt für die von verschiedenen weit verbreiteten Geräten zu erwartenden HF-Immissionen geben zu können, wurden an einer Auswahl von Produkten Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand von den Geräten durchgeführt. Alle Messungen erfolgten unter Laborbedingungen im Absorberraum des EMV-Prüfzentrums der ARC Seibersdorf research GmbH. Die untersuchten Geräte wurden in Gebrauchslage auf dem Drehtisch im Absorberraum aufgestellt und für den Zeitraum der Messungen in einem definierten Zustand betrieben. Mittels Präzisionsmessantenne und Spektrumanalysator wurden die maximal auftretenden elektrischen Feldstärken während einer 360° Drehung des Prüflings gemessen (jeweils in horizontaler und vertikaler Polarisationsrichtung der Messantenne). Die in den folgenden Tabellen angegebenen Messwerte entsprechen den aus horizontaler und vertikaler Polarisationsrichtung resultierenden Feldstärkewerten (Effektivwerte). Antennenfaktoren, Kabeldämpfungen und Korrekturfaktoren hinsichtlich Messbandbreite sind in den Messergebnissen bereits berücksichtigt.

Folgende Messgeräte wurden für die Messungen eingesetzt:

Messantennen

- Doppelsteg-Hornantenne EMCO 3115; 1 GHz – 18 GHz
- BiLog Antenne CHASE; 30 MHz -2 GHz

Messem Empfänger/Spektrumanalysator

- ESIB E26 Rohde & Schwarz; 20 Hz – 26 GHz

Die angegebenen Produktspezifikationen (Frequenzbereich, Sendeleistung) sind den Gerätebeschreibungen entnommen. Bilder der untersuchten Produkte sind im Anhang zusammengestellt.

7.1 Babyphones

Es wurden insgesamt 4 unterschiedliche Geräte untersucht.

7.1.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung

Tabelle 7.1 fasst die Gerätedaten und die Messergebnisse zusammen.

Immissionen durch Babyphones						
Gerätetyp	Hersteller	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [mW]	E (1m) V/m	E (3m) V/m	Referenzwert nach [21] [V/m]
BM30	Vivanco	40,68	max. 10	0,04	0,03	28,0
BM1000	Vivanco	446	max. 500	1,086	0,412	29,0
BM800	Vivanco	864,7	max. 10	0,447	0,139	40,4
Babystar	Bob Home	2450	k.A.	0,397	0,109	61,0

k.A. keine Angabe in der Produktbeschreibung

Tabelle 7.1: Ergebnisse der Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand zu Babyphones

Kürzlich veröffentlichte Messergebnisse [88] bestätigen, soweit vergleichbar, die in Tabelle 7.1 gezeigten Ergebnisse. Für Distanzen zu den Geräten von unter 20 cm werden in [88] teilweise Feldstärkewerte oberhalb der Referenzwerte nach [21] berichtet (teilweise über 100 V/m in ca. 5 cm Distanz zum Gerät). Da dies unter diesen Bedingungen nicht notwendiger Weise auch eine Überschreitung der Basisgrenzwerte bedeuten muss, erscheinen SAR-Messungen zur detaillierteren Überprüfung angebracht.

7.1.2 SAR-Messung

Mit dem leistungsstärksten der in Tabelle 7.1 zusammengestellten Geräte (*Vivanco BM 1000*, 446 MHz, 500 mW) wurden SAR-Messungen in einem homogenen flachen Phantom ($\epsilon_r = 56$, $\sigma = 0,95$ S/m, Phantomschalendicke 2 mm) durchgeführt, wobei zwei unterschiedliche Positionierungen mit Berührung zwischen Babyphone und der Phantomoberfläche betrachtet wurden (Abbildung 7.1).



Situation 1

Situation 2

Abbildung 7.1: Betrachtete Expositionssituationen für die SAR-Messung mit dem Babyphone *Vivanco BM 1000*

Tabelle 7.2 fasst die Messergebnisse zusammen.

SAR durch Babyphone <i>Vivanco BM1000</i> 446 MHz, 500 mW		
	max. SAR _{1g} [W/kg]	max. SAR _{10g} [W/kg]
Situation 1	0,201	0,133
Situation 2	0,146	0,074

Tabelle 7.2: SAR-Messergebnisse mit dem Babyphone *Vivanco BM1000*

Die Messergebnisse zeigen maximale SAR-Werte deutlich unterhalb der Teilkörpergrenzwerte nach [21] und [82]. Auch in [88] wurden für jene Babyphone-Typen, die in geringer Distanz zu den Geräten die Referenzwerte überschritten maximale SAR-Werte in der gleichen Größenordnung wie in Tabelle 7.2 festgestellt.

7.2 DECT-Geräte

Es wurden insgesamt 2 DECT-Schnurlostelefonsets (jeweils Basisstation und Mobilteil) untersucht.

7.2.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung

Tabelle 7.3 fasst die Gerätedaten und die Messergebnisse zusammen. Die Messungen wurden jeweils während einer aktiven Gesprächsverbindung zwischen zwei zur gleichen Basisstation gehörenden Mobilteilen durchgeführt. Damit ergeben

sich für die Spitzensendeleistungen bzw. für die mittlere Sendeleistung folgende Werte:

Mobilteil: Spitzensendeleistung 250 mW, mittlere Sendeleistung ca. 10 mW

Basisstation: Spitzensendeleistung 250 mW, mittlere Sendeleistung ca. 20 mW

Immissionen durch DECT-Geräte						
Gerätetyp	Hersteller	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [mW]	E (1m) V/m	E (3m) V/m	Ref.wert nach [21] [V/m]
Gigaset A140 Basisstation	Siemens	1880 - 1900	max. 250 mittel 20	max. 3,61 mittel 1,03	max. 1,28 mittel 0,36	59,6 - 59,9
Gigaset A140 Mobilteil	Siemens		max. 250 mittel 10	max. 1,24 mittel 0,25	max. 0,44 mittel 0,09	
211 Duo Basisstation	Philips		max. 250 mittel 20	max. 1,07 mittel 0,76	max. 1,50 mittel 0,42	
211 Duo Mobilteil	Philips		max. 250 mittel 10	max. 1,93 mittel 0,39	max. 0,77 mittel 0,15	

Tabelle 7.3: Ergebnisse der Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand zu DECT Schnurlostelefonsets

Die hier dargestellten Messergebnisse stehen im Einklang mit aktuell veröffentlichten Messergebnissen an 3 anderen DECT-Schnurlostelefon-Produkten [88]. In [88] wurden für 3 unterschiedliche DECT-Basisstationen mittlere äquivalente Feldstärken in 1 m Abstand im Bereich von 0,3 V/m bis 0,6 V/m berichtet (bei 10 mW mittlerer Sendeleistung der Basisstation).

7.2.2 Berichtete SAR-Werte

Weiters wurden in [88] Ergebnisse von SAR-Messungen mit 4 unterschiedlichen DECT-Mobilteilen am homogenen SAM-Kopfphantom präsentiert. Als maximale über 1g bzw. 10g gemittelte SAR ergaben sich 0,087 W/kg bzw. 0,052 W/kg. Bezogen auf den europäischen Grenzwert nach [21] (2 W/kg über 10g gemittelt) entspricht dies 2,6%. Aufgrund des eng benachbarten Frequenzbereichs und der damit ähnlichen verwendeten Antennenformen kann die Größenordnung der von DECT-Mobilteilen zu erwartenden maximalen SAR aus einem Vergleich mit GSM1800 Mobiltelefonen abgeschätzt werden. Gegenwärtige GSM1800 Mobiltelefone arbeiten mit einer maximalen mittleren Sendeleistung von 125 mW, was ca. dem 12,5 fachen von DECT Mobilteilen entspricht. Geht man für GSM1800 Mobiltelefone von einem Bereich der maximalen SAR_{10g} Werte von typischer Weise ca. 0,15 W/kg bis 2 W/kg aus, so lässt sich der maximal für DECT Mobilteile zu erwartende Wertebereich daraus zu ca. 0,012 W/kg bis 0,16 W/kg abschätzen. Aufgrund der üblicherweise etwas größeren Bauform von DECT Mobilteilen im Vergleich zu GSM1800 Mobiltelefonen (und der damit typischer Weise größeren Minimaldistanz der Antenne zum Kopf) werden die SAR-Werte von DECT-Mobilteilen tendenziös noch etwas niedriger sein. Diese grobe Näherung steht in vollem Einklang mit den in [88] präsentierten Ergebnissen.

7.3 Drahtlose Kopfhörer-Systeme

Es wurden 2 unterschiedliche Produkte von Funk-Kopfhörer Systemen (analoge FM-Übertragung) untersucht.

7.3.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung

Tabelle 7.4 fasst die Gerätedaten und die Messergebnisse zusammen.

Immissionen durch Funkkopfhörer-Sendestationen						
Gerätetyp	Hersteller	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [mW]	E (1m) V/m	E (3m) V/m	Referenzwert nach [21] [V/m]
K105 UHF	AKG	864	k.A.	0,14	0,04	40,4
SBC HC8440	Philips	864	max. 10	0,35	0,10	

k.A. keine Angabe in der Produktbeschreibung

Tabelle 7.4: Ergebnisse der Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand zu Sendestationen von Funkkopfhörer-Produkten

7.4 Drahtlose Computertastatur

Es wurde ein ausgewähltes Produkt untersucht.

7.4.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung

Tabelle 7.5 fasst die Gerätedaten und die Messergebnisse zusammen.

Immissionen durch drahtlose Computertastatur						
Gerätetyp	Hersteller	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [mW]	E (1m) V/m	E (3m) V/m	Referenzwert nach [21] [V/m]
Precision	Logitech	27	k.A.	0,012	0,004	28,0

k.A. keine Angabe in der Produktbeschreibung

Tabelle 7.5: Ergebnisse der Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand zu einer drahtlosen Computertastatur

Kürzlich veröffentlichte Messergebnisse an weiteren drahtlosen Computerperipherie-Geräten [88] ergaben maximale elektrische Feldstärken von weniger als 10 V/m in 5 cm Abstand und an der Position der Hand und der Finger. SAR-Messergebnisse lagen nach [88] unterhalb des Messbaren Bereiches (< 0,005 W/kg).

7.5 Drahtlose Webcam

Es wurde ein ausgewähltes Produkt untersucht.

7.5.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung

Tabelle 7.6 fasst die Gerätedaten und die Messergebnisse zusammen.

Immissionen durch drahtlose WebCam						
Gerätetyp	Hersteller	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [mW]	E (1m) V/m	E (3m) V/m	Referenzwert nach [21] [V/m]
QuickCam	Logitech	2450	k.A.	0,30	0,11	61,0

k.A. keine Angabe in der Produktbeschreibung

Tabelle 7.6: Ergebnisse der Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand zu einer drahtlosen WebCam S

7.6 Drahtloses Video-Übertragungssystem

Es wurde ein ausgewähltes Produkt untersucht.

7.6.1 Maximale Immissionen in 1 m und 3 m Entfernung

Tabelle 7.7 fasst die Gerätedaten und die Messergebnisse zusammen.

Immissionen durch drahtloses Video-Übertragungssystem						
Gerätetyp	Hersteller	Frequenz [MHz]	Sendeleistung [mW]	E (1m) V/m	E (3m) V/m	Referenzwert nach [21] [V/m]
MD 4687	Tevion	2450	k.A.	1,66	0,47	61,0

k.A. keine Angabe in der Produktbeschreibung

Tabelle 7.7: Ergebnisse der Immissionsmessungen in 1m und 3m Abstand zur Sendestation eines drahtlosen Video-Übertragungssystems

7.7 Bluetooth USB-Stick

Bei Bluetooth-Geräten ist mit wenigen Ausnahmen (z.B. Bluetooth-Headsets mit ≤ 10 mW maximaler Sendeleistung) üblicherweise zwar keine körpernahe Exposition vorzusetzen, eine solche kann jedoch grundsätzlich nicht ausgeschlossen werden. Ein denkbare Beispiel wäre der Betrieb eines Notebooks mit Bluetooth-Anwendungen auf den Oberschenkeln des Benutzers. Nimmt man als Bluetooth-Gerät Einsteckkarten USB-Module an, bei denen der Bereich mit der Antenne mehr oder weniger aus dem Notebook herausragt, so sind Situationen mit einer Annäherung der Antenne zum Körper (Oberschenkel) von unter 1 cm vorstellbar. Basierend auf (sehr) theoretischen³² Überlegungen kann bei Geräten mit Sendeleistungen > 20 mW eine Überschreitung des Teilkörper-Basisgrenzwertes (SAR) von 2 W/kg, gemittelt über 10 g nicht mehr ausgeschlossen werden³³. Dennoch erscheint auf Basis der Sendeeigenschaften von Bluetooth-Geräten (effektiver Duty Cycle üblicherweise deutlich kleiner als 80%) eine Überschreitung des genannten Basisgrenzwertes als sehr unwahrscheinlich.

Um die Größenordnung der in der Praxis von den genannten Anwendungen verursachten maximal zu erwartenden SAR im Körper abzuschätzen, wurden SAR-Messungen und numerische FDTD-Berechnungen für einen Bluetooth-USB-Stick durchgeführt.

7.7.1 Untersuchtetes Gerät

Beim hier untersuchten Gerät handelte es sich um einen Bluetooth USB-Stick der Fa. Belkin (Modell F8T001) der Geräteklasse 1 (d.h., mit einer EIRP-Sendeleistungen bis max. 100 mW).

³² Bei dieser Überlegung wird davon ausgegangen, dass die gesamte abgestrahlte Leistung ins Gewebe eingetragen wird, was in der Praxis natürlich nicht möglich ist. Mangels derzeit noch nicht vorliegender fundierter wissenschaftlichen Arbeiten mit mehr Praxisbezug, wird aber gegenwärtig der Wert von 20 mW Sendeleistung als die Grenze für Geräte definiert, unterhalb derer automatisch (d.h. ohne weitere Prüfung) von der Konformität im Hinblick auf die Einhaltung des Teilkörper-SAR-Grenzwertes von 2 W/kg, gemittelt über 10g, ausgegangen wird (siehe EN 50371 [53]).

³³ In Europa [21] gelten als Teilkörper-Basisgrenzwerte für Kopf und Rumpf 2 W/kg und für die Gliedmaßen 4 W/kg, jeweils gemittelt über 10 g Gewebe. Bei Befeldung der Oberschenkel kann deshalb davon ausgegangen werden, dass selbst bei 40 mW Sendeleistung eine Grenzwertüberschreitung ausgeschlossen ist.

7.7.2 SAR-Messungen im homogenen Phantom

Basierend auf den gleichen Überlegungen wie in Kapitel 5.3.1 ausgeführt, wurden SAR-Messungen durchgeführt. Um maximal mögliche Annäherung (minimale Distanz zwischen USB-Stick und Phantom) zu erreichen wurde der USB-Stick nicht direkt am Notebook betrieben, sondern über ein USB-Kabel. Es wurden wieder zwei unterschiedliche Orientierungen (Situationen) untersucht. Abbildungen 7.2 und 7.3 zeigen die Untersuchungsbedingungen. Das verwendete Phantom und die gewebesimulierenden Flüssigkeiten entsprechen den in Kapitel 5.3.1 beschriebenen.

Während den SAR-Messungen wurde eine große Datei vom Notebook zu einem anderen Client (in 5 m Entfernung) übertragen um möglichst konstante Sendeleistungsverhältnisse am USB-Stick zu erzwingen. Die verbleibenden Schwankungen der abgestrahlten HF-Leistung wurden auf Basis einer statistischen Signalanalyse ermittelt. Es zeigte sich dabei, dass der untersuchte USB-Stick in der untersuchten Konfiguration auf zwei unterschiedlichen Sendeleistungsniveaus sendet. Abbildung 7.4 zeigt dies anhand eines typischen, eine Sekunde langen Ausschnitts aus dem HF-Signal (aufgezeichnet mit der SAR-Mess-Sonde in einem Punkt nahe zur inneren Phantomoberfläche über dem SAR-Maximum). Eine umfangreiche Analyse und statistische Auswertung solcher Aufzeichnungen ergab ein Verhältnis zwischen mittlerer HF-Leistung (Mittelungsintervalle > 1 Sekunde) und Spitzenleistung von 0,41 (als Äquivalent zum effektiven Duty Cycle). Bei Verwendung von Mittelungsintervallen kleiner als 1 Sekunde zeigten sich zunehmend größere Schwankungen des Mittelwertes. Bei der für die Messung verwendeten Mittelungszeit der SAR-Messwerte (pro Messposition) von 3 Sekunden blieben diese Schwankungen innerhalb einer $\pm 5\%$ Schranke. Die gemessenen SAR-Werte entsprechend daher stabilen (korrekten) Mittelwerten.

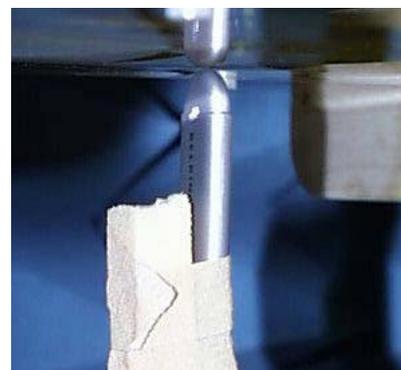
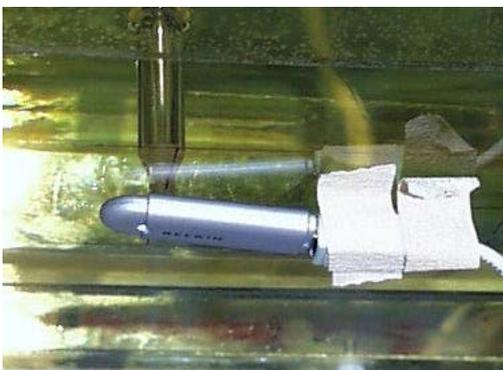
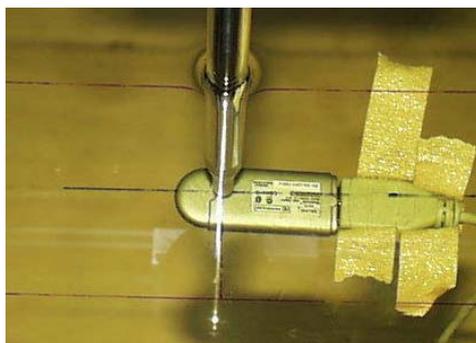
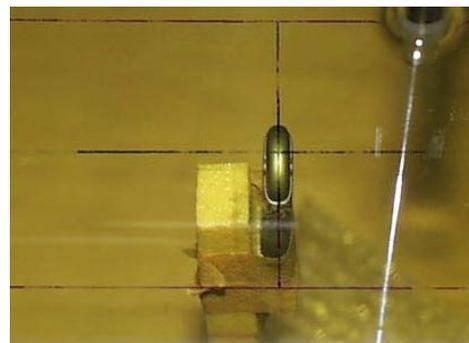


Abbildung 7.2: Ausrichtung des Bluetooth USB-Sticks während den Messungen



Situation 1



Situation 2

Abbildung 7.3: Blick durch das Phantom auf den Bluetooth-USB-Stick während der Messungen

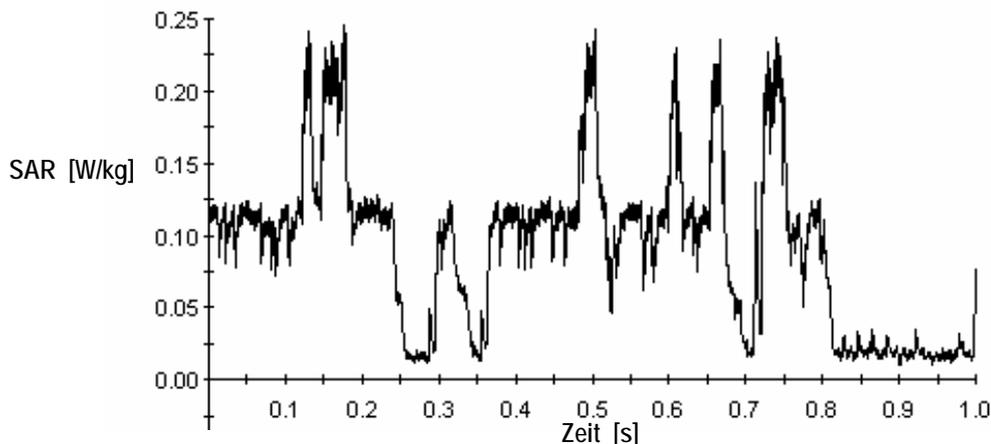


Abbildung 7.4: Typischer Zeitverlauf (eine Sekunde) der SAR, verursacht vom untersuchten Bluetooth USB-Stick

Tabelle 7.8 fasst die Messergebnisse in Form von maximalen 1 g und 10 g SAR-Mittelwerten zusammen. Anzumerken ist, dass diese Messwerte natürlich nur für die bei der Messung vorherrschende Situation hinsichtlich des effektiven Duty Cycles gelten. In der Praxis wird die Situation eines über 6 Minuten (normgemäße Mittelungszeit für die SAR) anhaltenden effektiven Duty Cycles von 41% und unter den angenommenen Expositionsbedingungen allerdings nur in extremen Ausnahmefällen vorherrschen, so dass typischerweise zu erwartende Expositionen unterhalb der angegebenen Werte liegen werden.

	max SAR _{1g}	max SAR _{10g}
Situation 1	0,145 W/kg	0,087 W/kg
Situation 2	0,039 W/kg	0,024 W/kg

Tabelle 7.8: Ergebnisse der SAR-Messungen mit einem Bluetooth-USB-Stick im homogenen, flachen Phantom ($\epsilon_r=53$, $\sigma=1,96$ S/m) bei Positionierung gemäß Abbildungen 7.1 und 7.2

7.7.3 Numerische (FDTD) SAR-Berechnungen

In Analogie zu Kapitel 5.1.2 wurden auch numerische Berechnungen (FDTD-Simulationen) für eine Expositionssituation mit dem Bluetooth USB-Stick durchgeführt. Es wurde wieder versucht, die Antenne des USB-Sticks in vereinfachter Form möglichst realitätsgetreu mittels der Simulationsplattform *SEMCAD* (Version 1.8) zu modellieren und anschließend die hier betrachtete Expositionssituation (Notebook mit USB-Stick auf den Oberschenkeln) unter Verwendung eines anatomischen Körperphantoms zu simulieren. Um zunächst jedoch das vereinfachte numerische Modell der HF-Quelle zu verifizieren wurde die im vorangegangenen Abschnitt beschriebene und messtechnisch erfasste Expositionssituation (USB-Stick berührt flaches, homogenes Phantom, siehe Abbildung 7.2, Situation 1) numerisch nachgebildet und SAR-Messwerte mit Berechnungsergebnissen verglichen. Als maximale HF-Antenneneingangsleistung des USB-Sticks wurde dazu gemäß Herstellerangaben in [89] 11,66 dBm angenommen. Weiters erfolgte eine Skalierung entsprechend des, während der Messung beobachteten effektiven Duty Cycles von

41%. Tabelle 7.9 fasst die Gegenüberstellung von SAR-Messung und SAR-Berechnung im homogenen Phantom zusammen und zeigt eine (in Anbetracht der erreichbaren Messunsicherheiten und vereinfachten Antennenmodellierung) gute Übereinstimmung zwischen SAR-Messung und numerischer Berechnung. Die Ursachen für die verbleibenden Abweichungen zwischen Messung und numerischer Berechnung (Überbewertung durch Berechnung) sind neben der SAR-Messunsicherheit vor allem in den notwendigen Vereinfachungen bei der numerischen Modellierung der HF-Quelle zu suchen. Beispielsweise können die exakten Anpassungsverhältnisse zwischen Antenne und Verstärkerbauteil im USB-Stick in der FDTD-Simulation natürlich nicht nachgebildet werden. D.h., Verringerungen der tatsächlich abgestrahlten Leistung durch etwaige Fehlanpassung, verursacht durch die Verstimmung der Antenne zufolge der Nähe zum Phantom, können auf Basis des vereinfachten Quellenmodells nicht exakt erfasst werden.

SAR durch Bluetooth USB Stick im homogenen, flachen Phantom (siehe Abbildung 5.8, Situation 1), $\epsilon_r=53,0$; $\sigma=1,96$ S/m		
	SAR-Messwert [W/kg]	SAR-Berechnungsergebnis [W/kg]
Max. SAR _{1g}	0,159	0,305
Max. SAR _{10g}	0,087	0,110

Tabelle 7.9: Vergleich von SAR-Mess- mit FDTD-Berechnungsergebnissen auf Basis eines vereinfachten Quellenmodells

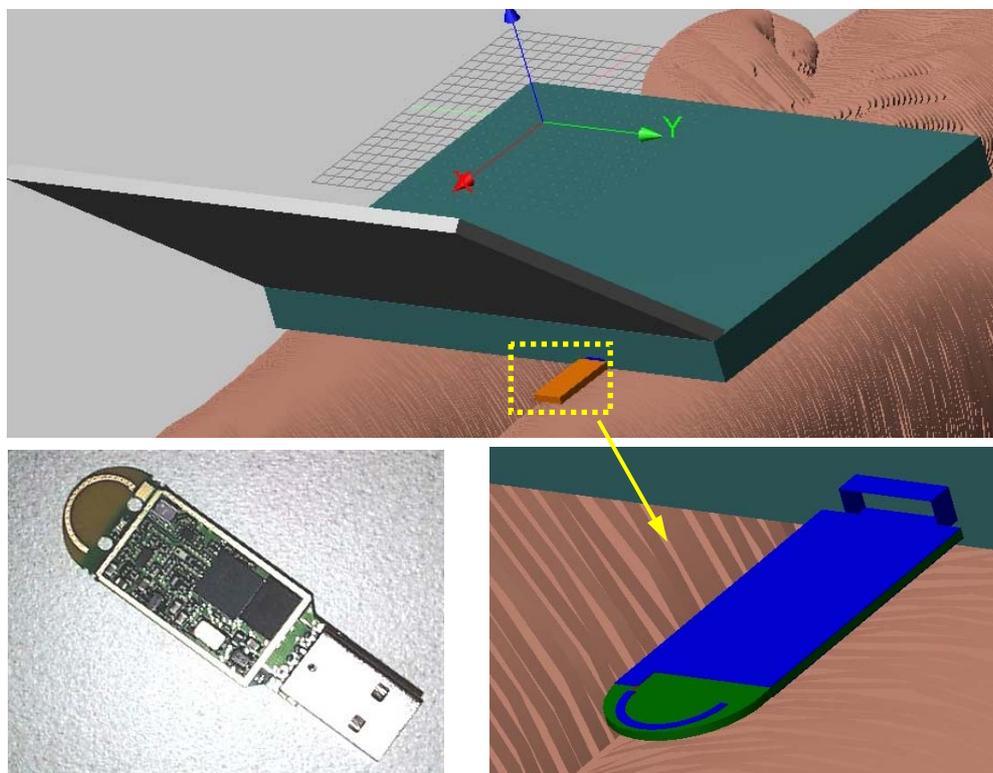


Abbildung 7.5: Simulationsmodell mit Bluetooth-USB-Stick in unmittelbarer Nähe des Oberschenkels. Das Notebook-Gehäuse ist nur zu Illustrationszwecken dargestellt und wird in der Simulation aus Gründen der Einfachheit nicht berücksichtigt: oben: Gesamtansicht; unten links: realer USB-Stick; unten rechts: Detail der vereinfachten Antennenmodellierung

Abbildungen 7.6 und 7.7 zeigen die SAR-Verteilung (ungemittelt) im anatomischen Simulationsmodell (Oberschenkel, Gewebekennwerte nach [68]) in Quer- und Längsschnitten direkt unter dem Antennenfußpunkt für 14,7 mW (11,66 dBm) kontinuierliche Antennenfußpunktleistung.

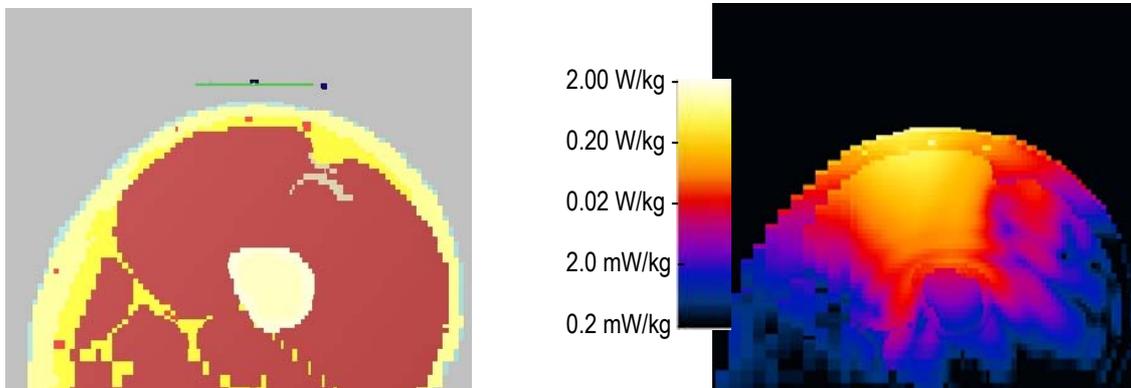


Abbildung 7.6: Querschnitt durch das diskretisierte Körpermodell (links) und zugehörige SAR-Verteilung (rechts) direkt unterhalb des Antennenfußpunktes (Oberschenkel)

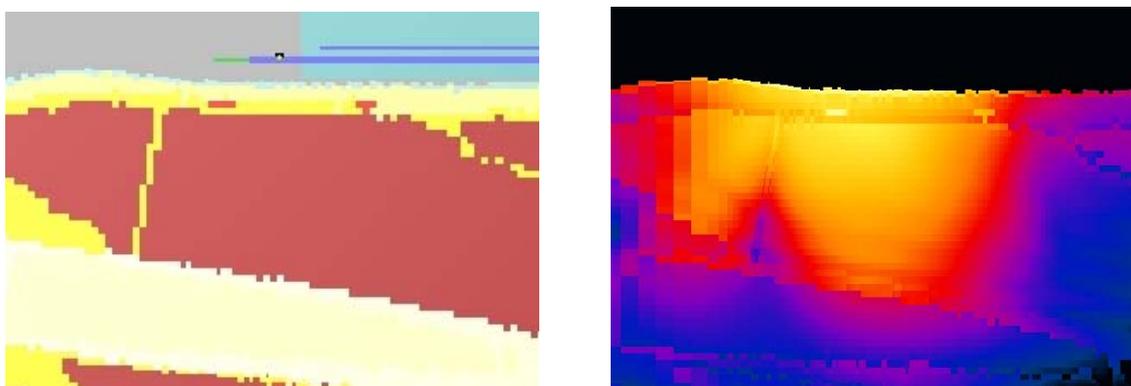


Abbildung 7.7: Längsschnitt durch das diskretisierte Körpermodell (links) und zugehörige SAR-Verteilung (rechts) direkt unterhalb des Antennenfußpunktes (Oberschenkel). Farbskalierung, siehe Abbildung 7.6

Zu den in Abbildungen 7.6 und 7.7 angegebenen SAR-Werten ist grundsätzlich zu bemerken, dass diese ungemittelte (Spitzen-)SAR-Werte darstellen. D.h. das obere Ende der Farbskala ist durch den höchsten SAR-Wert (bzw. das Voxel mit höchstem SAR-Wert) definiert. Da dieser (Spitzen-)SAR-Wert naturgemäß stark von der Voxelgröße selbst abhängt, ist er wenig aussagekräftig und die Abbildungen sind daher eher zur Veranschaulichung der detaillierten SAR-Verteilung, als zum Ablesen von SAR-Werten geeignet. Physikalisch aussagekräftig sind immer nur Mittelwerte der SAR, welche als unabhängig von der Voxelgröße des FDTD-Modells angesehen werden können (bei sinnvoller Wahl der Voxelgröße).

Tabelle 7.10 fasst die Ergebnisse der SAR-Berechnungen in Form von gemittelten SAR-Werten zusammen.

Wie auch schon im voranstehenden Kapitel erläutert, kann aus den in Tabelle 7.10 angeführten Mittelwerten über 1 g Gewebe (für die gegenwärtige US-amerikanische Normungsgebung [82] relevant) abgelesen werden, dass der gewebespezifische SAR-Wert in der Haut relativ groß gegenüber dem über alle Gewebe gemittelten SAR-Wert ist. Die plausible Ursache dafür liegt im Algorithmus der SAR-Mittelung im Zusammenhang mit dünnen Gewebeschichten. Da in dünnen Gewebeschichten keine würfelförmige 1 g-Mittelungsmasse für einzelne Gewebe erzielt werden kann, geht der

hier zur Anwendung kommende und in [86] empfohlene Mittelungsalgorithmus dazu über nicht-würfelförmige Mittelungsmassen zu verwenden, was vor allem bei kleinen Mittelungsmassen zu relativ hohen gewebespezifischen SAR-Werten führen kann (je nach räumlicher Ausdehnung der SAR-Verteilung).

SAR aus FDTD Berechnungen für Exposition durch einen Bluetooth USB-Stick (Notebook auf Oberschenkel) Antenneneingangsleistung 14,7 mW (11,66 dBm), eff. Duty Cycle 41 %		
Gewebe	Max. SAR _{1g} [W/kg]	Max. SAR _{10g} [W/kg]
Haut	0,399	0,110
Unterhaut-Fettgewebe	0,101	0,043
Bindegewebe	0,049	0,025
Muskel	0,116	0,068
würfelförmiger Mittelwert über alle Gewebe	0,160	0,116

Tabelle 7.10: Ergebnisse der SAR-Berechnungen für das Beispiel einer lokalen Exposition im Oberschenkelbereich durch einen Bluetooth USB Stick

Die gegenwärtige europäische Normungsgebung in [21] spricht im Hinblick auf die geometrische Form der zu verwendenden 10 g Mittelungsmasse ausdrücklich von „einer beliebig zusammenhängenden Gewebemasse“ und lässt vereinfachende würfelförmige Mittelungsmassen streng genommen nur dann zu, wenn sie zu konservativeren Ergebnissen führen als „beliebig zusammenhängende 10 g Gewebemassen“. In Auslegung dieser Diktion und bei Beschränkung auf praktikable Mittelungsverfahren ist in diesem Fall also der Maximalwert aller gewebespezifischen Mittelwerte und des würfelförmigen Mittelwertes über alle Gewebe der für die Beurteilung relevante SAR-Wert (d.h. im Falle der Messwerte in Tabelle 7.10 der würfelförmige, über alle Gewebe gemittelte 10 g-SAR-Wert von 0,116 W/kg).

Zu beachten ist, dass die Ergebnisse aufgrund der notwendigen Vereinfachungen nur als Näherungen der tatsächlichen Verhältnisse angesehen werden können und nur für den betrachteten USB-Stick und die betrachtete Expositionssituation (maximale HF-Spitzenleistung 11,66 dBm, effektiver Duty Cycle 41%) gültig sind.

Aus den gezeigten Ergebnissen kann jedoch abgeleitet werden, dass selbst bei Annahme ungünstiger Verhältnisse (maximaler theoretischer Bluetooth Duty Cycle von 76%, maximale Antenneneingangsleistung 18 dBm³⁴) eine Überschreitung des europäischen Grenzwertes für die lokale SAR in Gliedmaßen ($SAR_{10g, Grenz} = 4 \text{ W/kg}$, nach [21]) als äußerst unwahrscheinlich einzustufen ist.

Wie in Kapitel 5.3.2 wurde auch hier ein Vergleich von berechneten SAR Werten bei Exposition des homogenen, flachen Phantoms mit den SAR Werten im anatomischen Körpermodell durchgeführt. Als Vergleichsgrößen dienten FDTD-Berechnungsergebnisse mit homogenem, flachem Phantom und einer Distanz zwischen Antenne und dem Phantom von 8 mm (entsprechend der Verhältnisse bei Befeldung des anatomischen Modells). Diese Ergebnisse zeigten maximale, über 1 g bzw. 10 g gemittelte SAR-Werte von 0,21 W/kg bzw. 0,084 W/kg. Ähnlich wie in Kapitel 5.3.2 konnte auch hier beobachtet werden, dass der würfelförmig gemittelte 10 g-SAR-Wert

³⁴ Bei Annahme eines minimalen Antennen-Gewinns von 2 dB (maximale Bluetooth Leistung =20 dBm EIRP)

im anatomischen Modell höher liegt als im homogenen, flachen Phantom. Dies kann wieder dahin gehend gedeutet werden, dass für die hier betrachteten Anwendungen bzw. Expositionssituationen, SAR-Messungen mit dem verwendeten homogenen, flachen Phantom aufgrund von Anpassungseffekten durch die Gewebeschichtung im anatomischen Körpermodell, nicht als konservative Abschätzungen angesehen werden können. In diesem Zusammenhang sei auf [87] verwiesen.

Bezüglich der zu erwartenden SAR bei körpernahe Betrieb von Bluetooth-Geräten deuten die hier ermittelten Messergebnisse darauf hin, dass die maximal, unter Worst-Case Bedingungen zu erwartenden lokalen, über 10g Gewebe gemittelten SAR-Werte auch bei Klasse 1 Geräten mindestens 1-2 Zehnerpotenzen unterhalb der Basisgrenzwerte nach [21] liegen. Für den praktisch üblichen Fall (Distanz zur Antenne > einige Zentimeter) bzw. für Geräte der Klassen 2 und 3 werden diese Werte noch deutlich geringer sein. Dieser Befund deckt sich im Wesentlichen auch mit aktuell veröffentlichten Messergebnisse von ausgewählten Bluetooth-Produkten [88]. Der maximale in [88] berichtete SAR_{10g} Wert, eines Bluetooth USB-Stick (Klasse 1) betrug 0,466 W/kg, wobei dieser Wert im Vergleich zu den anderen in [88] angegebenen SAR Werten von Bluetooth Geräten als auffällig hoch anzusehen ist. Es dürfte sich demnach bei diesem Gerät (Mitsumi USB Dongle) um eine Type handeln, die auffällig hohe SAR-Werte hervorrufen kann, wobei die Basisgrenzwerte nach [21] trotzdem klar eingehalten werden. Feldstärkemessungen im Nahbereich von Bluetooth-Geräten führten gemäß [88] zu Maximalwerten von 3,1 V/m in 20 cm Abstand und zu 1 V/m in 1 m Abstand (Referenzwert nach [21] = 61 V/m).

8 IMMISSIONSBESTIMMUNG IN GENERISCHEN SZENARIEN

In den voranstehenden Kapiteln wurden Ergebnisse von Immissionsmessungen in realen Expositionsszenarien beschrieben. Die ausgewählten Szenarien entsprachen dabei heute typischerweise anzutreffenden Situationen. Um jedoch auch zumindest ansatzweise die maximal möglichen Expositionen in Extremsituationen (d.h. bei sehr intensiver Nutzung moderner drahtloser Kommunikationseinrichtungen) abschätzen zu können, werden im Folgenden zwei auf Basis numerischer Berechnungen analysierter generische Szenarien vorgestellt. Alle Berechnungen erfolgten mittels der Simulationssoftware *Wireless Insite* (Version 2.0.5), unter Verwendung eines vollständigen 3D-Ausbreitungsmodells (3 Reflexionen, 2 Transmissionen).

8.1 HAUSHALTS-SZENARIO MIT WLAN, DECT UND BABYPHONE

8.1.1 Modellierung

Das hier gewählte Expositionsszenario wurde als Extremfall der Verhältnisse in einem Haushalt modelliert. Ein unmittelbar an ein Kinderzimmer angrenzender Arbeitsplatz ist mit WLAN (Client Computer am Schreibtisch, Access Point an der Wand zum Kinderzimmer), einem DECT-Schnurlostelefon (Basis und Mobilteil) und einer drahtlosen WebCam (auf dem Monitor platziert) ausgestattet. Weiters befindet sich die Sendestation eines drahtlosen Kopfhörer-Systems auf dem Schreibtisch (zwischen Computer und Monitor). Im benachbarten Kinderzimmer (Kinderbett unmittelbar an der Trennwand zum Arbeitsplatz) wird ein Babyphone (im Kinderbett liegend³⁵) betrieben. Die Außenwände wurden als Ziegelwände, die Innenwände als Trockenbaukonstruktion (maximale HF-Durchlässigkeit) modelliert. Die angenommenen Quellenparameter sind in Tabelle 8.1 zusammengestellt. Abbildungen 8.1 und 8.2 zeigen das Simulationsmodell.

Quelle	Frequenz	Sendeleistung	Antenne
Babyphone	446 MHz	20 / 27 dBm	Monopol, 3 dBi
DECT-Mobilstation	1890 MHz	24 dBm	Monopol, 3 dBi
DECT Basisstation	1890 MHz	24 dBm	Monopol, 3dBi
WLAN Access Point	2462 MHz	17 dBm	Monopol, 3dBi
WLAN-Client	2462 MHz	12 dBm	Patch, 8 dBi
WebCam	2,45 MHz	7 dBm	Monopol, 3 dBi
Kopfhörer-System	860 MHz	7 dBm	Monopol, 3 dBi

Tabelle 8.1: Verwendete Quellen-Simulationsparameter

Für die Berechnungen wurden hinsichtlich der Betriebszustände der einzelnen Funktechnologien unterschiedliche Annahmen getroffen und jeweils die daraus resultierenden Einzel-Immissionsbeiträge, sowie die Gesamtimmissionen im Verhältnis zu den Grenzwerten nach [21] berechnet (Tabelle 8.2).

³⁵ Das Plazieren des Babyphones direkt im Kinderbett ist unüblich und auch gemäß den Herstellerangaben der meisten Geräte zu vermeiden. Dennoch soll in diesem Fall diese 'worst case' Situation angenommen werden

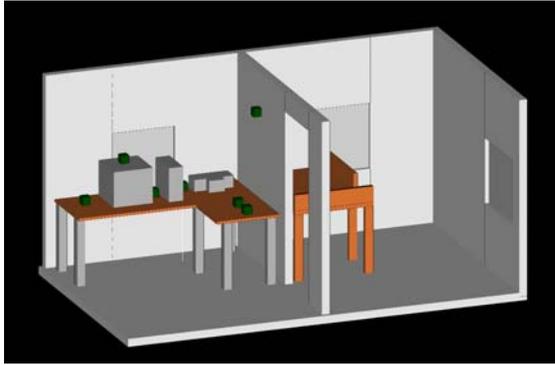


Abbildung 8.1: Schrägriss-Darstellungen des Modells eines hypothetischen Haushalts-Szenarios mit gleichzeitiger Nutzung von WLAN, DECT, WebCam, Funkkopfhörer und Babyphone

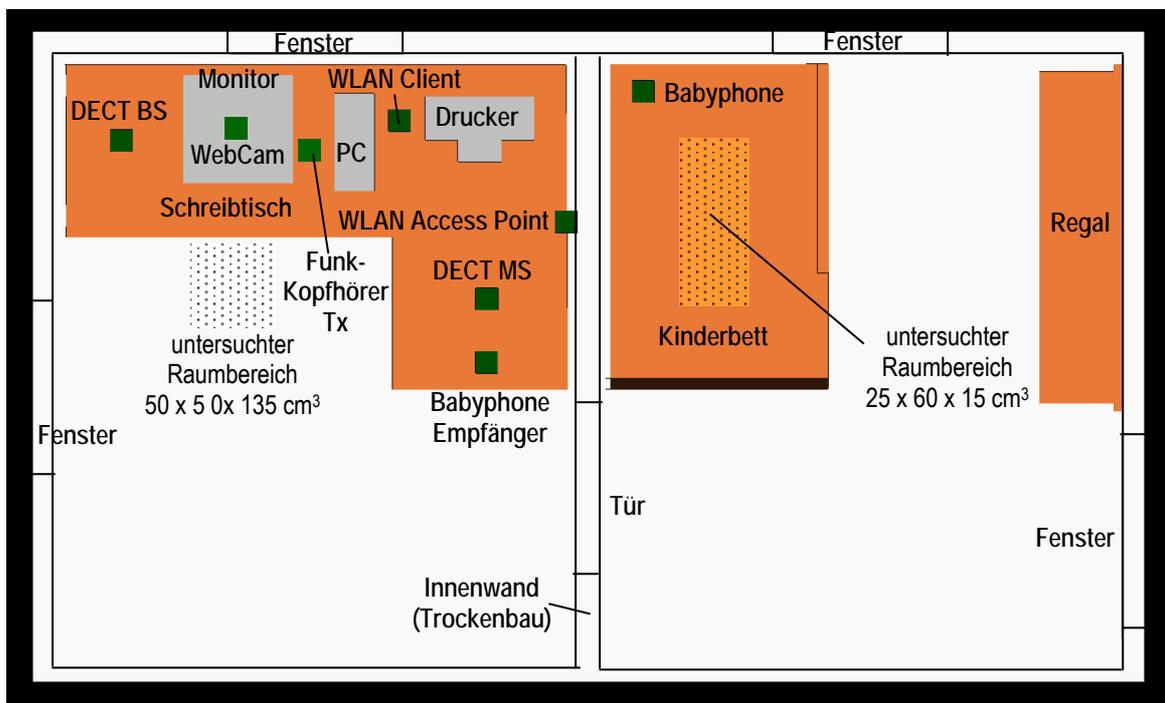


Abbildung 8.2: Grundriss des Modells eines hypothetischen Haushalts-Szenarios mit gleichzeitiger Nutzung von WLAN, DECT, WebCam, Funkkopfhörer und Babyphone

8.1.2 Berechnungsergebnisse

Abbildungen 8.3 bis 8.5 zeigen zunächst die von den verschiedenen Quellen verursachten Feldverteilungen (unskaliert, d.h. unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung) in 100 cm (entspricht 5 cm über Liegefläche des Kinderbetts), 150 cm und 200 cm Höhe über dem Fußboden.

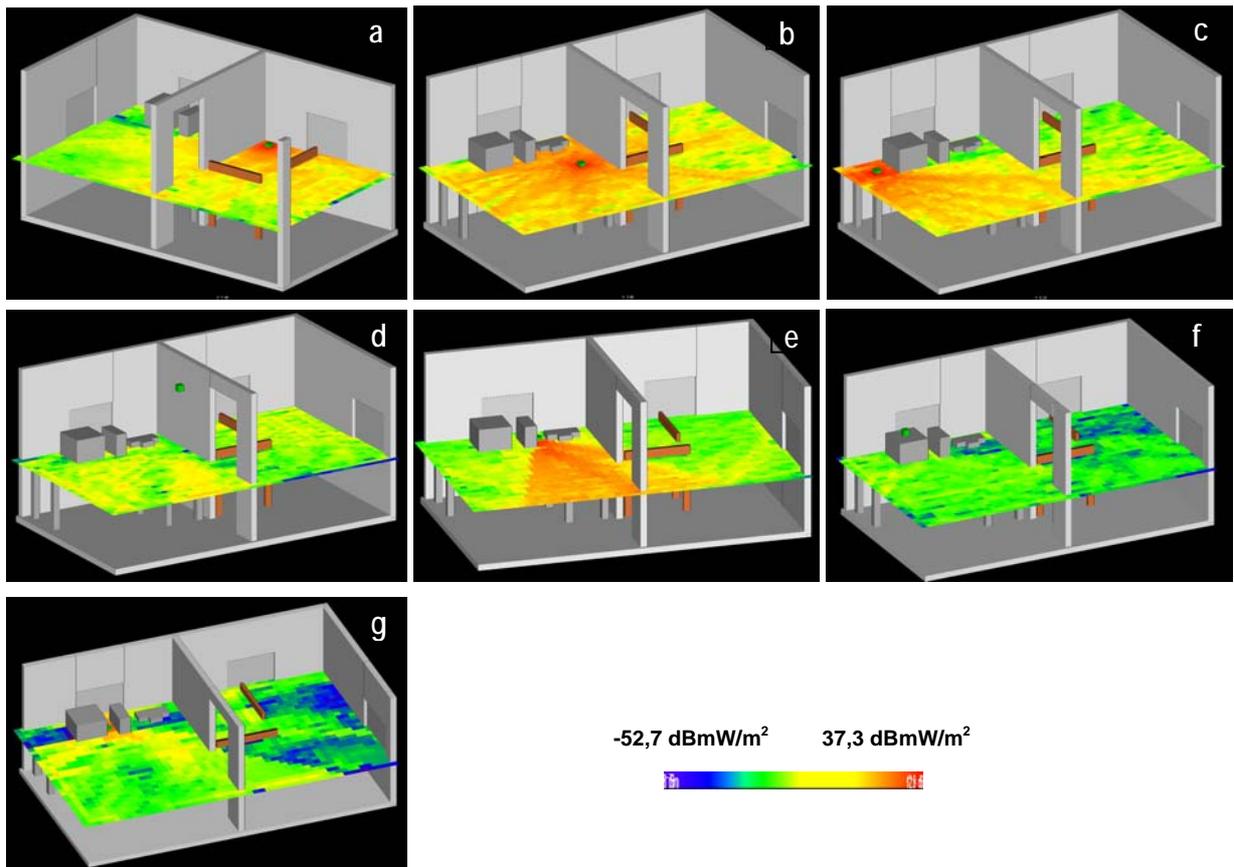


Abbildung 8.3: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen in 100 cm über dem Fußboden: a) Babyphone, b) DECT-Mobilteil, c) DECT Basisstation, d) WLAN Access Point, e) WLAN-Client, f) WebCam, g) Funkkopfhörer-Sendestation

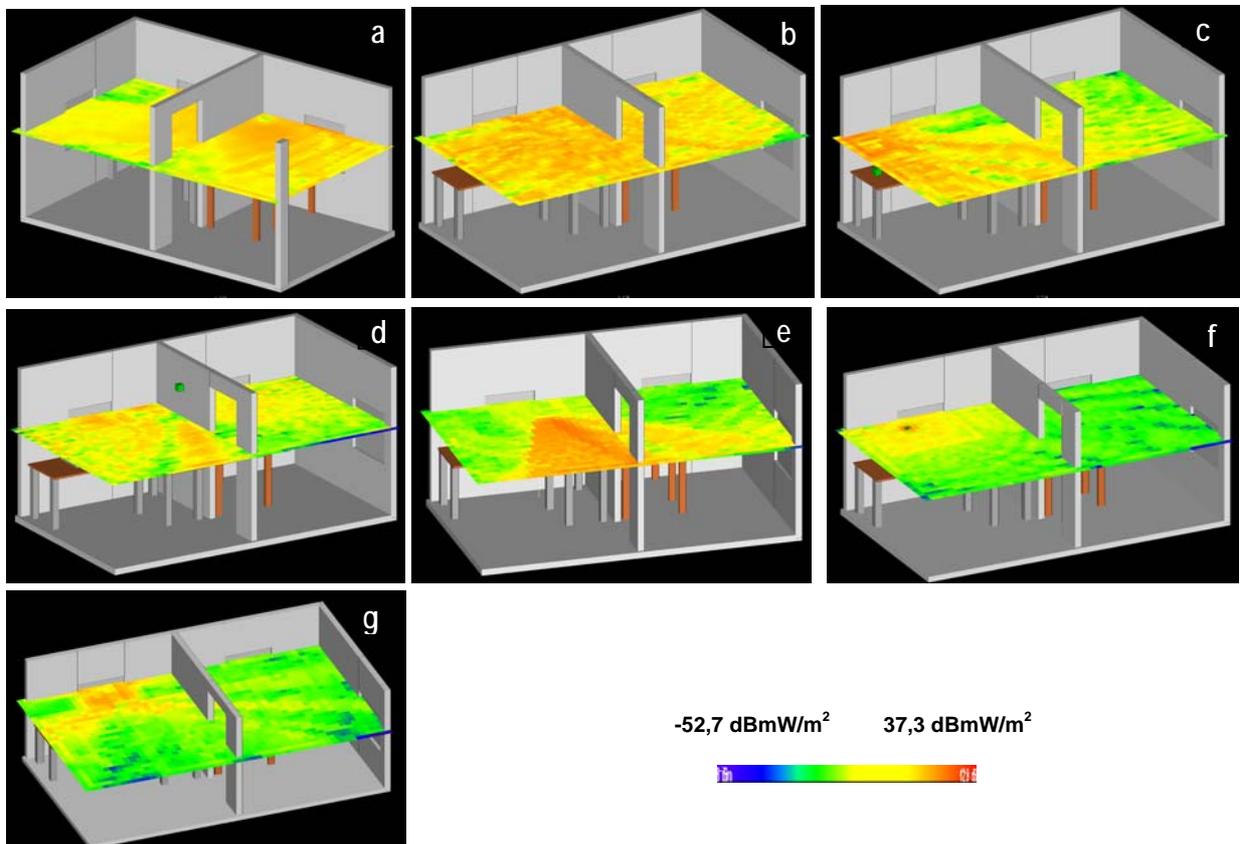


Abbildung 8.4: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen in 150 cm über dem Fußboden: a) Babyphone, b) DECT-Mobilteil, c) DECT Basisstation, d) WLAN Access Point, e) WLAN-Client, f) WebCam, g) Funkkopfhörer-Sendestation

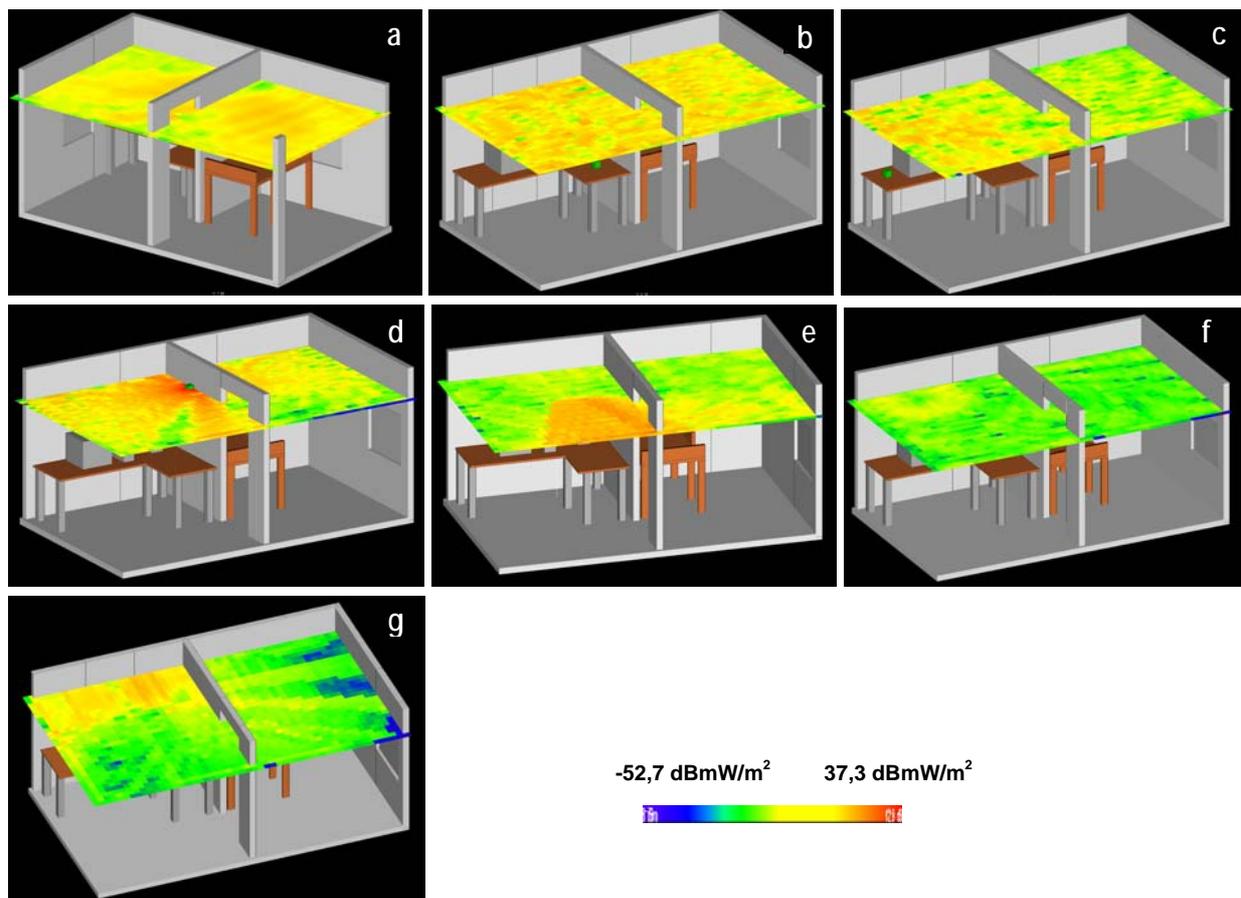


Abbildung 8.5: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen in 200 cm über dem Fußboden: a) Babyphone, b) DECT-Mobilteil, c) DECT Basisstation, d) WLAN Access Point, e) WLAN-Client, f) WebCam, g) Funkkopfhörer-Sendestation

Eine detaillierte Auswertung der Immissionsdaten erfolgte am Arbeitsplatz (10 Höhen im Bereich zwischen 30 cm und 165 cm über dem Fußboden) vor dem Computer, sowie im Kinderbett (0, 5, 10 und 15 cm über der Liegefläche). Die untersuchten Raumbereiche sind im Grundriss in Abbildung 8.2 als punktierte Flächen markiert.

Tabelle 8.2 gibt die Berechnungsergebnisse für eine Auswahl verschiedener Situationen (Aktivierungszustände bzw. Betriebszustände der betrachteten Geräte wieder). Die für jeden Immissionsbeitrag angegebenen Werte entsprechen dabei dem linearen (Raum-) Mittelwert der Verhältnisse der Leistungsflussdichten zum jeweiligen Grenzwert in den Einzelpunkten des untersuchten Raumbereichs. Die Summenwerte entsprechen einer normgerechten Überlagerung (Summierung) der einzelnen Frequenzbeiträge bzw. Immissionsbeiträge. Als Leistungsflussdichte-Grenzwerte (entsprechend der EU-Ratsempfehlung [21]) wurden für die WLAN-Immissionen (2462 MHz) und die Immissionen der drahtlosen WebCam (2450 MHz) 10 W/m^2 , für die DECT-Immissionen (1890 MHz) $9,5 \text{ W/m}^2$, für die Immissionen des Funkkopfhörersystems (860 MHz) $4,3 \text{ W/m}^2$ und für die Babyphone-Immissionen (446 MHz) $2,3 \text{ W/m}^2$ angenommen.

Die Ergebnisse zeigen für alle getroffenen Annahmen Immissionen (gemittelt über einen Raumbereich in etwa entsprechend den Körperabmessungen) im Bereich von deutlich unter 1% des Grenzwertes. Einzige Ausnahme stellt dabei die Situation bei aktivem 500 mW Babyphone im Kinderbett dar. In diesem erreicht die resultierende,

räumlich gemittelte Immission im Bereich der Liegefläche des Kinderbettes Werte von ca. 5,9% des Grenzwertes für die Leistungsflussdichte. Die lokalen Maximalwerte nahe dem Babyphone liegen jedoch naturgemäß wesentlich höher und können die Referenzwerte nach [21] überschreiten. Im Hinblick auf Babyphones ist daher grundsätzlich anzumerken, dass diese Geräte nicht direkt im Kinderbett betrieben werden sollten, da es in diesem Fall zu einer extremen Nahfeldexposition (mit Verkopplung von Strahlungsquelle und Körper) kommen kann, für die die hier dargestellten Berechnungsergebnisse keine Gültigkeit mehr besitzen (vgl. Kapitel 7.1).

			Arbeitsplatz	Kinderbett
			rel. zum Grenzwert [%]	rel. zum Grenzwert [%]
Situation 1	WLAN AP: Duty Cycle 10%	upload	0,0022	0,00060
	WLAN Client: Duty Cycle 80%		0,0003	0,00020
	DECT BS: Duty Cycle 3,7%	Gespräch aktiv	0,0057	0,00032
	DECT MS: Duty Cycle 3,7%		0,0050	0,01698
	Babyphone: aktiv, 500 mW		0,3507	5,83160
	WebCam: aktiv, 10 mW		0,0077	0,00505
	Funkkopfhörer: aktiv, 10 mW		0,0058	0,00637
		Summe: 0,3774	Summe: 5,8611	
Situation 2	WLAN AP: Duty Cycle 10%	upload	0,0022	0,00060
	WLAN Client: Duty Cycle 80%		0,0003	0,00020
	DECT BS: Duty Cycle 3,7%	Gespräch aktiv	0,0057	0,00032
	DECT MS: Duty Cycle 3,7%		0,0050	0,01698
	Babyphone: aktiv, 20 mW		0,0140	0,23330
	WebCam: aktiv, 10 mW		0,0077	0,00505
	Funkkopfhörer: aktiv, 10 mW		0,0058	0,00637
		Summe: 0,0407	Summe: 0,2628	
Situation 3	WLAN AP: Duty Cycle 80%	download	0,0179	0,00510
	WLAN Client: Duty Cycle 10%		0,00004	0,00003
	DECT BS: Duty Cycle 3,7%	Gespräch aktiv	0,0057	0,00032
	DECT MS: Duty Cycle 3,7%		0,0050	0,01698
	Babyphone: aktiv, 20 mW		0,0140	0,23330
	WebCam: aktiv, 10 mW		0,0077	0,00505
	Funkkopfhörer: aktiv, 10 mW		0,0058	0,00637
		Summe: 0,0561	Summe: 0,2672	
Situation 4	WLAN AP: Duty Cycle 10%	upload	0,0022	0,00060
	WLAN Client: Duty Cycle 80%		0,0003	0,00020
	DECT BS: Duty Cycle 0,8%	Kein Gespräch	0,0012	0,00007
	DECT MS: Duty Cycle 0%		0	0
	Babyphone: nicht aktiv		0	0
	WebCam: aktiv, 10 mW		0,0077	0,00505
	Funkkopfhörer: aktiv, 10 mW		0,0058	0,00637
		Summe: 0,0172	Summe: 0,0123	
Situation 5	WLAN AP: Duty Cycle 80%	download	0,0179	0,00510
	WLAN Client: Duty Cycle 10%		0,00004	0,00003
	DECT BS: Duty Cycle 0,8%	Gespräch aktiv	0,0012	0,00007
	DECT MS: Duty Cycle 0%		0	0
	Babyphone: nicht aktiv		0	0
	WebCam: aktiv, 10 mW		0,0077	0,00505
	Funkkopfhörer: aktiv, 10 mW		0,0058	0,00637
		Summe: 0,0326	Summe: 0,0166	

Tabelle 8.2: Ergebnisse der Computersimulation für unterschiedliche Situationen (Gerätezustände). Angegeben ist jeweils das Verhältnis der Immissionsgröße (räumlicher Mittelwert der Leistungsflussdichte) zum Grenzwert gemäß EU-Ratsempfehlung.

8.2 CALLCENTER-SZENARIO MIT INTENSIVER WLAN- UND DECT-NUTZUNG

8.2.1 Modellierung

In diesem Szenario sollen die Verhältnisse in einem Call-Center untersucht werden, in dem die Arbeitsplatzcomputer über WLAN vernetzt sind (2 WLAN Kanäle) und die Telefonanbindung der Arbeitsplätze über DECT erfolgt. Die Außenwände wurden als Ziegelwände, Arbeitsplatz-Tische als Holz modelliert. Die angenommenen Quellenparameter sind in Tabelle 8.3 zusammengestellt. Abbildungen 8.6 und 8.7 zeigen das Modell, wobei die Quellen als entsprechende Antennenrichtdiagramme dargestellt sind.

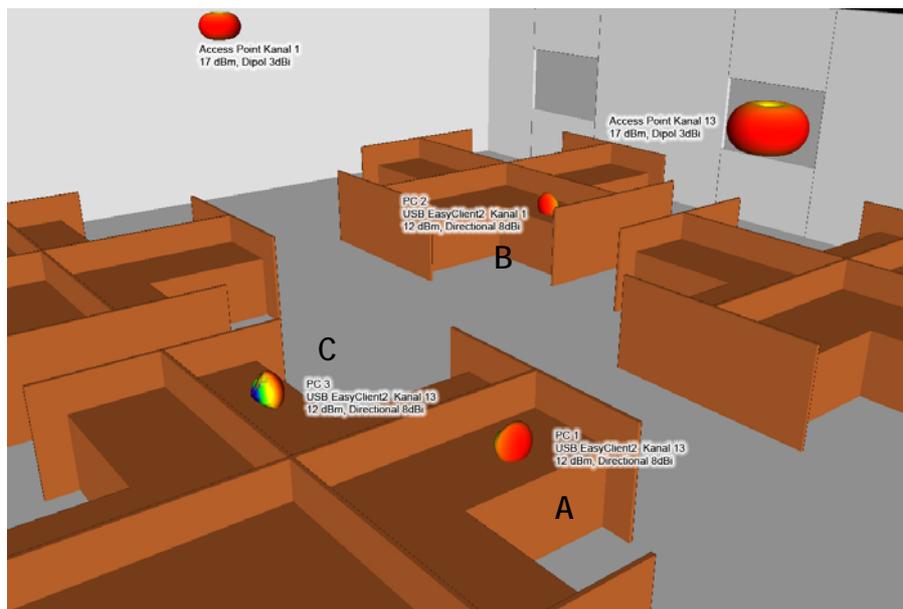


Abbildung 8.6: Darstellung des Modells (in dieser Abbildung nur WLAN-Quellen dargestellt) eines hypothetischen Call-Center-Szenarios mit gleichzeitiger Nutzung von WLAN (2 Kanäle) und DECT. Die 3 Arbeitsplätze A, B, C werden untersucht.

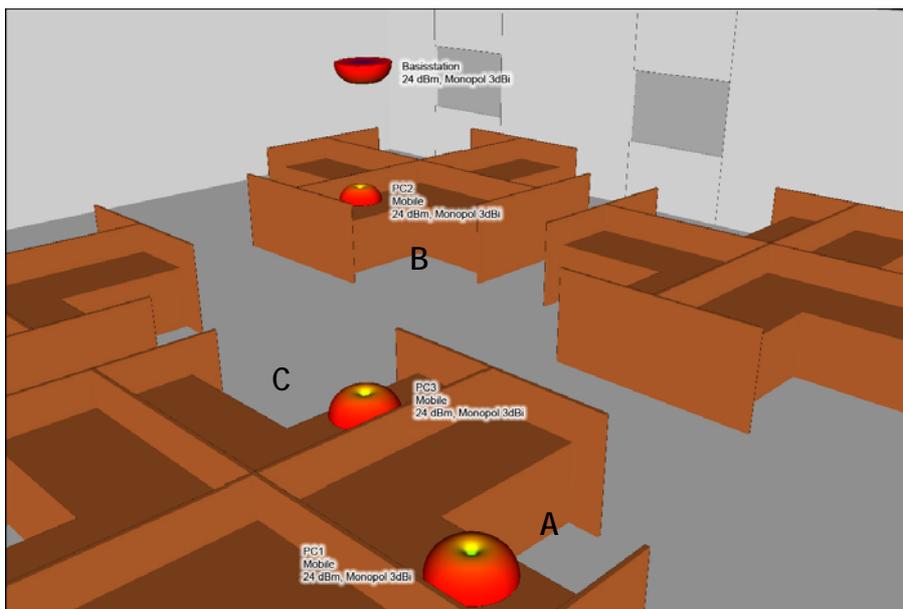


Abbildung 8.7: Darstellung des Modells (in dieser Abbildung nur DECT-Quellen dargestellt) eines hypothetischen Call-Center-Szenarios mit gleichzeitiger Nutzung von WLAN (2 Kanäle) und DECT. Die 3 Arbeitsplätze A, B, C werden untersucht.

Quelle	Frequenz	Sendeleistung	Antenne
WLAN Access Points	2412 MHz / 2472 MHz	17 dBm	Dipol, 3dBi
WLAN-Clients	2412 MHz / 2472 MHz	12 dBm	Patch, 8 dBi
DECT-Mobilstation	1890 MHz	24 dBm	Monopol, 3 dBi
DECT Basisstation	1890 MHz	24 dBm	Monopol, 3 dBi

Tabelle 8.3: Verwendete Quellen-Simulationsparameter

8.2.2 Berechnungsergebnisse ohne Anwesenheit von Personen

Abbildungen 8.8 und 8.9 zeigen zunächst die von den verschiedenen Quellen verursachten Feldverteilungen (unskaliert, d.h. unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung) in 100 cm und 150 cm Höhe über dem Fußboden in relativ grober räumlicher Auflösung von 15 cm x 15 cm, ohne Anwesenheit von Personen im Raum. Abbildung 8.10 zeigt die einzelnen Beiträge (unskaliert) an den untersuchten Arbeitsplätzen in höherer räumlicher Auflösung (5 cm x 5cm horizontal, 15 cm vertikal).

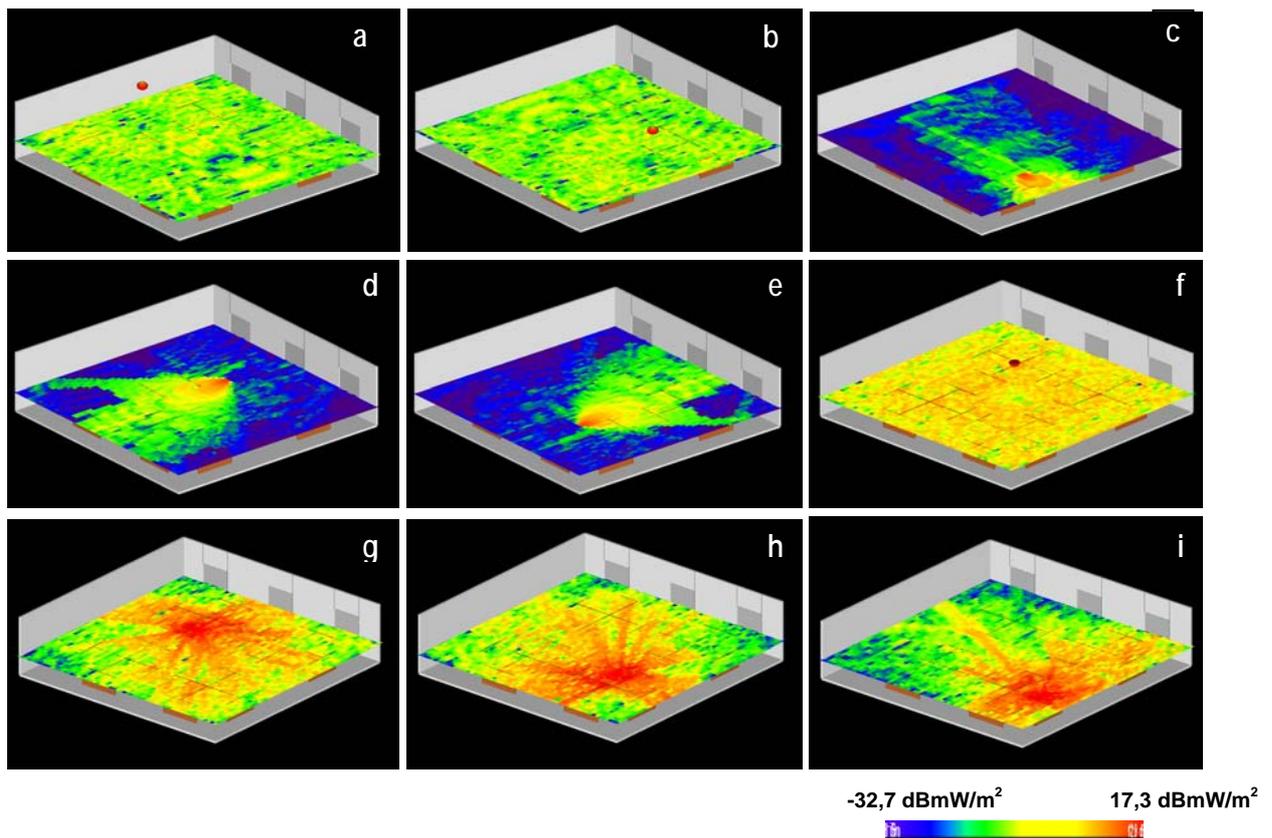


Abbildung 8.8: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen 100 cm über dem Fußboden:
a) WLAN Access Point Kanal 1, b) WLAN Access Point Kanal 13, c) WLAN Client 1 (Kanal 13), d) WLAN Client 2 (Kanal 1),
e) WLAN Client 3 (Kanal 13), f) DECT-Basisstation, g) DECT-Mobilstation 1, h) DECT-Mobilstation 2, i) DECT-Mobilstation 3

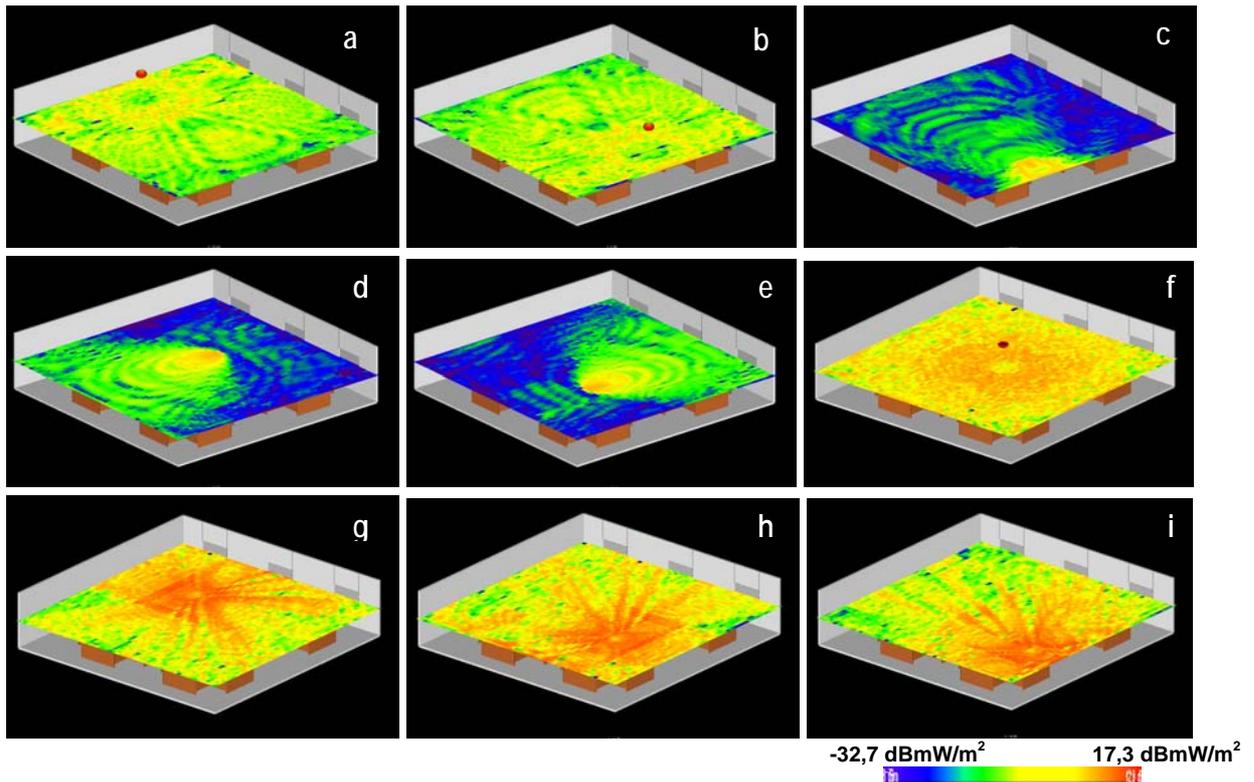


Abbildung 8.9: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen 150 cm über dem Fußboden:
 a) WLAN Access Point Kanal 1, b) WLAN Access Point Kanal 13, c) WLAN Client 1 (Kanal 13), d) WLAN Client 2 (Kanal 1),
 e) WLAN Client 3 (Kanal 13), f) DECT-Basisstation, g) DECT-Mobilstation 1, h) DECT-Mobilstation 2, i) DECT-Mobilstation 3

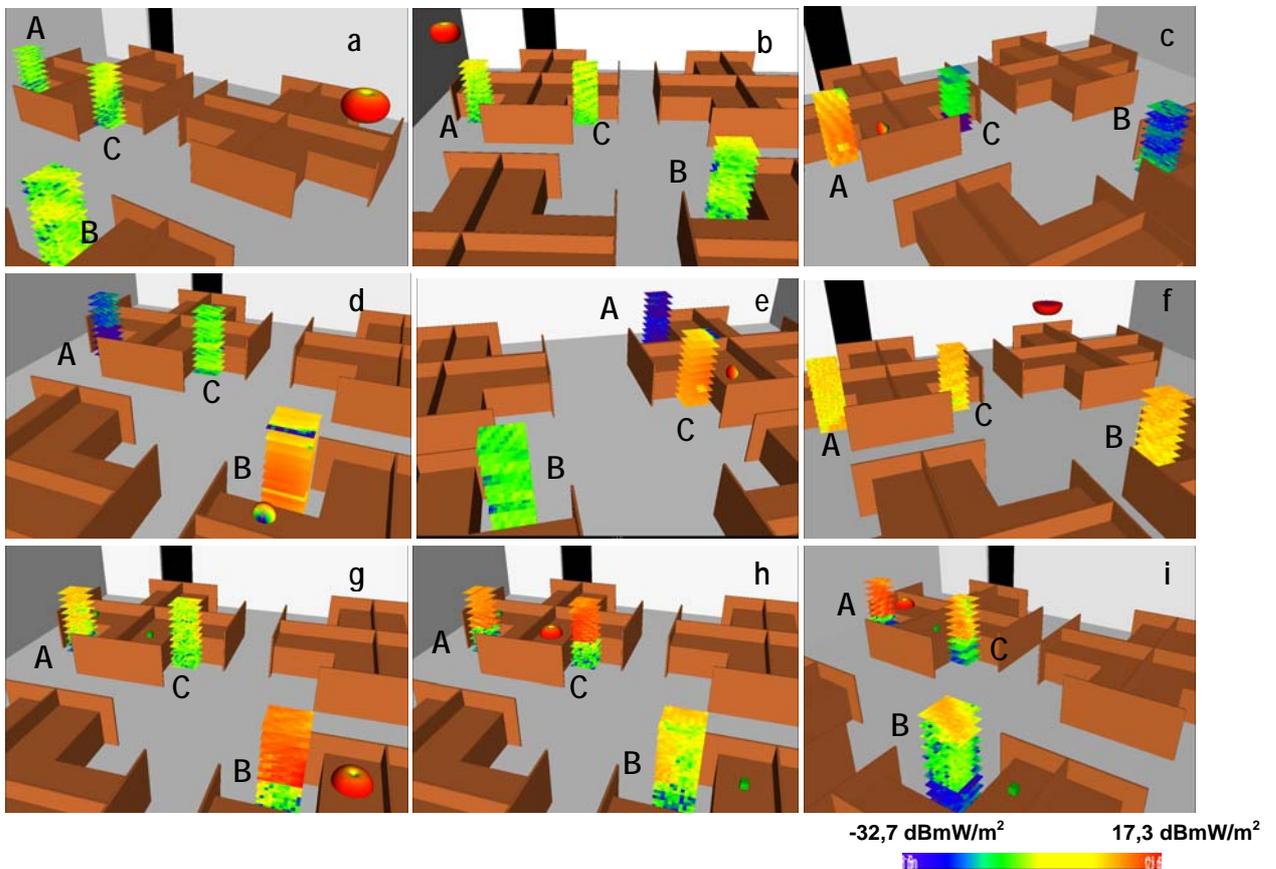


Abbildung 8.10: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen an den 3 untersuchten Arbeitsplätzen A, B, C:
 a) WLAN Access Point Kanal 1, b) WLAN Access Point Kanal 13, c) WLAN Client 1 (Kanal 13), d) WLAN Client 2 (Kanal 1),
 e) WLAN Client 3 (Kanal 13), f) DECT-Basisstation, g) DECT-Mobilstation 1, h) DECT-Mobilstation 2, i) DECT-Mobilstation 3

Eine detaillierte Auswertung der Immissionsdaten erfolgte an den 3 Arbeitsplätzen A, B, C (10 Höhen im Bereich zwischen 30 cm und 165 cm über dem Fußboden, vgl. Abbildung 8.10).

Tabelle 8.4 gibt die Berechnungsergebnisse für eine Auswahl verschiedener Situationen (Aktivierungszustände bzw. Betriebszustände der betrachteten Geräte wieder). Die für jeden Immissionsbeitrag angegebenen Werte entsprechen dabei dem linearen (Raum-) Mittelwert der Verhältnisse der Leistungsflussdichten zum jeweiligen Grenzwert in den Einzelpunkten des untersuchten Raumbereichs. Die Summenwerte entsprechen einer normgerechten Überlagerung (Summierung) der einzelnen Frequenzbeiträge bzw. Immissionsbeiträge. Als Leistungsflussdichte-Grenzwerte (entsprechend der EU-Ratsempfehlung [21]) wurden für die WLAN-Immissionen 10 W/m² und für die DECT-Immissionen (1890 MHz) 9,5 W/m² angenommen.

		Arbeitsplatz A	Arbeitsplatz B	Arbeitsplatz C
		relativ zum Grenzwert [%]	relativ zum Grenzwert [%]	relativ zum Grenzwert [%]
Situation 1	WLAN AP1 (Ch 1): Duty Cycle 10%	0,00022	0,00038	0,00038
	WLAN AP2 (Ch 13): Duty Cycle 10%	0,00052	0,00023	0,00050
	Client A (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,01715	0,00006	0,00025
	Client B (Ch 1): Duty Cycle 80%	0,00012	0,03607	0,00155
	Client C (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,00001	0,00071	0,01867
	DECT BS: Duty Cycle 10,1%	0,00197	0,00346	0,00373
	DECT MS A: Duty Cycle 3,7%	0,01075	0,00032	0,00158
	DECT MS B: Duty Cycle 3,7%	0,00069	0,00996	0,00031
	DECT MS C: Duty Cycle 3,7%	0,00422	0,00037	0,00004
	Summe	0,0357	0,0515	0,0270
Situation 2	WLAN AP1 (Ch 1): Duty Cycle 10%	0,00022	0,00038	0,00038
	WLAN AP2 (Ch 13): Duty Cycle 10%	0,00052	0,00023	0,00050
	Client A (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,01715	0,00006	0,00025
	Client B (Ch 1): Duty Cycle 80%	0,00012	0,03607	0,00155
	Client C (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,00001	0,00071	0,01867
	DECT BS: Duty Cycle 0,8%	0,00016	0,00028	0,00031
	DECT MS A: Duty Cycle 0%	0	0	0
	DECT MS B: Duty Cycle 0%	0	0	0
	DECT MS C: Duty Cycle 0%	0	0	0
	Summe	0,0182	0,0377	0,0217
Situation 3	WLAN AP1 (Ch 1): Duty Cycle 10%	0,00022	0,00038	0,00038
	WLAN AP2 (Ch 13): Duty Cycle 10%	0,00052	0,00023	0,00050
	Client A (Ch 13): Duty Cycle 5%	0,00214	0,00001	0,00003
	Client B (Ch 1): Duty Cycle 80%	0,00012	0,03607	0,00155
	Client C (Ch 13): Duty Cycle 80%	0,00002	0,00141	0,03734
	DECT BS: Duty Cycle 37 %	0,00723	0,01267	0,01366
	DECT MS A: Duty Cycle 3,7%	0,01075	0,00032	0,00158
	DECT MS B: Duty Cycle 3,7%	0,00069	0,00996	0,00031
	DECT MS C: Duty Cycle 3,7%	0,00422	0,00037	0,00004
	Summe	0,0259	0,0614	0,0554

Tabelle 8.4: Ergebnisse der Computersimulation für unterschiedliche Situationen (Gerätezustände). Angegeben ist jeweils das Verhältnis der Immissionsgröße (räumlicher Mittelwert der Leistungsflussdichte) zum Grenzwert gemäß EU-Ratsempfehlung.

Die in Tabelle 8.4 betrachtete Situation 1 stellt dabei den Fall intensiver Uploads von den Clients über die Access Points ins Backbone Netz dar, wobei sich die auf dem

gleichen Frequenzkanal arbeitenden Clients A und C die Kapazität gleichmäßig (je 40% effektiver Duty Cycle) teilen. Weiters ist in Situation 1 angenommen, dass an allen 3 betrachteten Arbeitsplätzen aktive DECT-Gesprächsverbindungen zur Basisstation bestehen.

Situation 2 entspricht Situation 1, jedoch ohne DECT-Gesprächsverkehr.

In Situation 3 wurden Verhältnisse angenommen, um möglichst hohe Immissionen auf den Arbeitsplätzen B und C zu provozieren. Dazu wurde intensiver Upload von Clients B und C, geringfügiger Datenverkehr bei Client A, aktive DECT-Gesprächsverbindungen bei allen 3 Clients und zusätzliche 7 DECT-Gesprächsverbindungen über die DECT Basisstation, allerdings mit Mobilstationen in weiterer Entfernung (deren Immissionsanteile hier vernachlässigt werden können) modelliert.

Die Ergebnisse zeigen für alle getroffenen Annahmen Immissionen (gemittelt über einen Raumbereich in etwa entsprechend den Körperabmessungen) im Bereich deutlich unter 1% des Grenzwertes für die Leistungsflussdichte.

8.2.3 Auswirkungen der Anwesenheit von Personen auf die Expositionsverhältnisse

Die im vorangegangenen Abschnitt dargestellten Expositionsverhältnisse basierten auf der etwas unrealistischen Annahme, dass die DECT-Mobilstationen als aktiv betrachtet wurden, obwohl keine Personen im Raum anwesend waren. Diese Annahme soll nun fallen gelassen und 2 Personen an den Arbeitsplätzen A und C durch einfache, homogene Körpermodelle berücksichtigt werden. Von Interesse sollen die Expositionsverhältnisse an Arbeitsplatz B sein (potentiell höchste Immissionen, vgl. Tabelle 8.4). Weiters wurden zur Steigerung der Realitätsnähe die beiden DECT-Mobilteile an den Arbeitsplätzen A und C jeweils in Kopfhöhe positioniert. Abbildung 8.11 zeigt die neue Situation (nur DECT-Quellen dargestellt). Die Position der WLAN-Quellen blieb unverändert (vgl. Abbildung 8.6).

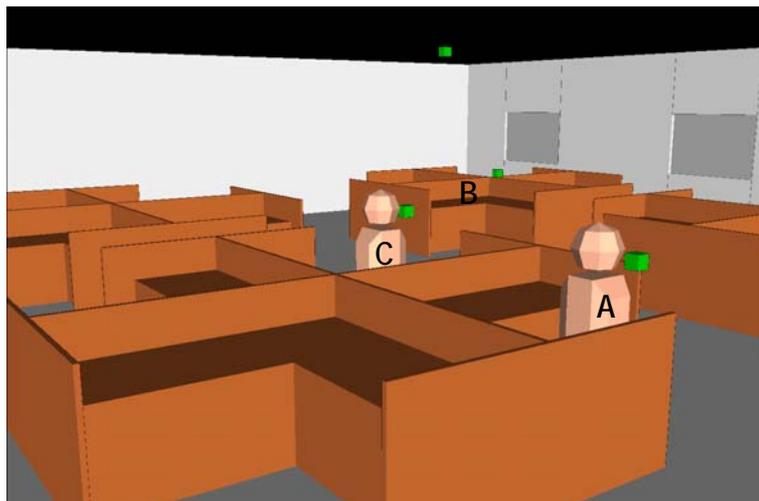


Abbildung 8.11: Darstellung des Modells (in dieser Abbildung nur DECT-Quellen dargestellt) des Call-Center-Szenarios mit Personenmodellen auf den Arbeitsplätzen A und C. Die Expositionsverhältnisse an Arbeitsplatz B werden untersucht.

Abbildungen 8.12 und 8.13 zeigen zunächst die von den verschiedenen Quellen verursachten Feldverteilungen im Raum (unskaliert, d.h. unter Annahme kontinuierlicher Abstrahlung) in 100 cm und 150 cm Höhe über dem Fußboden.

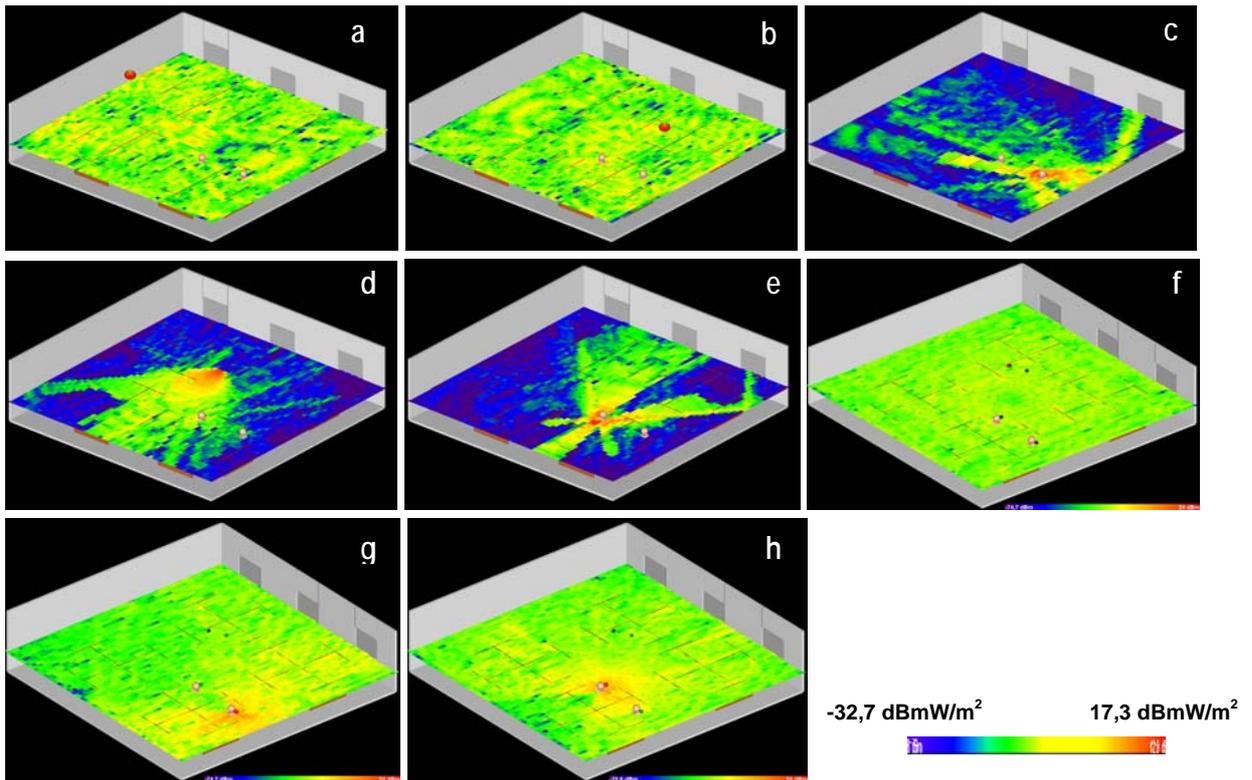


Abbildung 8.12: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen 100 cm über dem Fußboden:
 a) WLAN Access Point Kanal 1, b) WLAN Access Point Kanal 13, c) WLAN Client 1 (Kanal 13), d) WLAN Client 2 (Kanal 1),
 e) WLAN Client 3 (Kanal 13), f) DECT-Basisstation, g) DECT-Mobilstation A, h) DECT-Mobilstation C

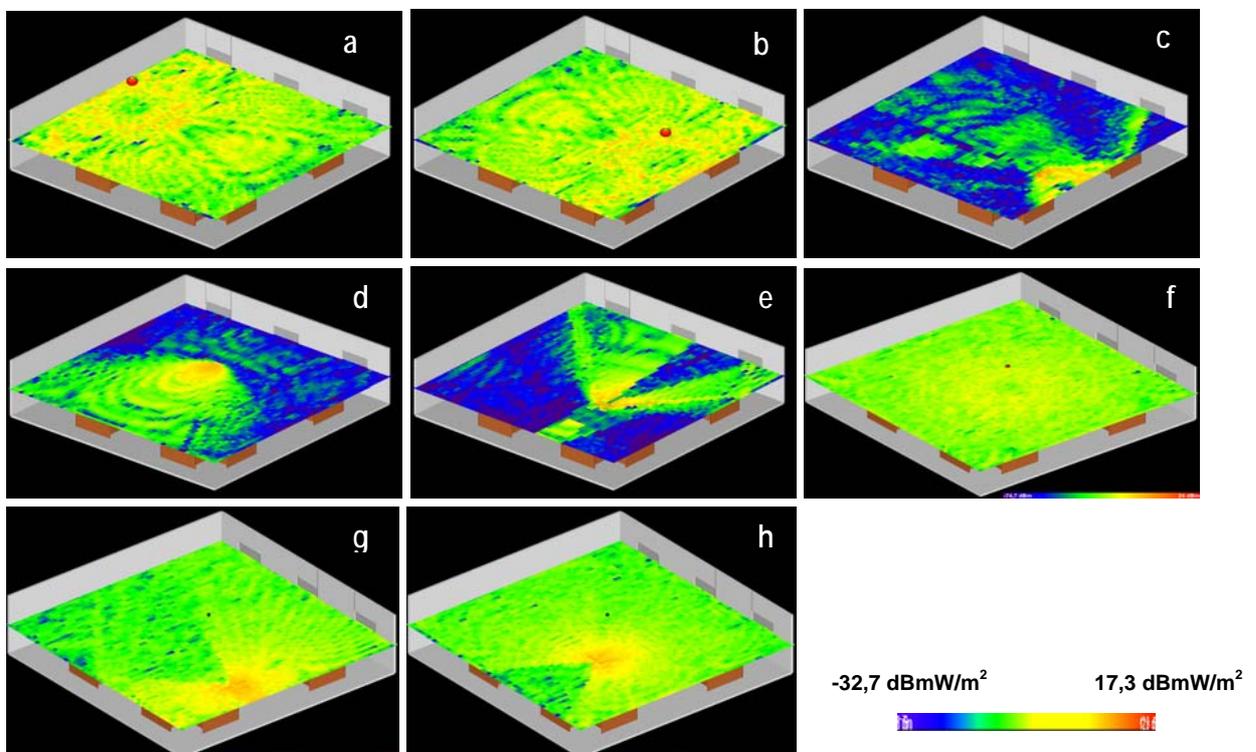


Abbildung 8.13: Feldverteilungs-Beiträge (unskaliert) der einzelnen Quellen 150 cm über dem Fußboden:
 a) WLAN Access Point Kanal 1, b) WLAN Access Point Kanal 13, c) WLAN Client A (Kanal 13), d) WLAN Client B (Kanal 1),
 e) WLAN Client C (Kanal 13), f) DECT-Basisstation, g) DECT-Mobilstation A, h) DECT-Mobilstation C

Eine detaillierte Auswertung der Immissionsdaten erfolgte an Arbeitsplatz B in 10 Höhen im Bereich zwischen 30 cm und 165 cm über dem Fußboden (in gleicher Weise wie in Kapitel 8.2.2).

Tabelle 8.5 gibt die Berechnungsergebnisse für die gleiche Auswahl verschiedener Situationen (Aktivierungszustände bzw. Betriebszustände der betrachteten Geräte) wieder, wie sie auch in Kapitel 8.2.2 betrachtet wurden. Einzige Ausnahme stellt dabei der Immissionsbeitrag der DECT-Mobilstation am Arbeitsplatz B dar, da dieser für die Expositionsbeurteilung am Arbeitsplatz B im Sinne einer extremen Nahfeld-Exposition (direkt am Kopf betrieben) angesehen werden muss und daher nicht auf Basis der ungestörten Immissionswerte beurteilt werden kann. Zur Berechnung der in Tabelle 8.5 dargestellten Expositionsverhältnisse wurde daher der Duty Cycle der DECT-Mobilstation am Arbeitsplatz B gleich Null gesetzt. Die Ergebnisse in Tabelle 8.5 repräsentieren daher den Fall der Exposition einer Person an Arbeitsplatz B, wenn diese Person die DECT-Mobilstation nicht verwendet.

Neben der resultierenden Immissionen bei Berücksichtigung der Personenmodelle werden in der Tabelle zu Vergleichszwecken auch die Immissionsverhältnisse ohne die Modellierung der Personenmodelle angegeben. Die für jeden Immissionsbeitrag angegebenen Werte entsprechen dabei dem linearen (Raum-) Mittelwert der Verhältnisse der Leistungsflussdichten zum jeweiligen Grenzwert in den Einzelpunkten des untersuchten Raumbereichs. Die Summenwerte entsprechen einer normgerechten Überlagerung (Summierung) der einzelnen Frequenzbeiträge bzw. Immissionsbeiträge. Als Leistungsflussdichte-Grenzwerte (entsprechend der EU-Ratsempfehlung [21]) wurden für die WLAN-Immissionen 10 W/m^2 und für die DECT-Immissionen (1890 MHz) $9,5 \text{ W/m}^2$ angenommen.

Ähnlich wie im Fall der in Kapitel 8.2.2 angenommenen Bedingungen zeigen die Ergebnisse auch hier für alle getroffenen Annahmen Immissionen (gemittelt über einen Raumbereich in etwa entsprechend den Körperabmessungen) im Bereich deutlich unter 1% des Grenzwertes für die Leistungsflussdichte. Weiters ergeben sich ohne Modellierung der Personen geringfügig höhere Immissionen an Arbeitsplatz B gegenüber dem Fall bei Berücksichtigung der anwesenden Personen. Dies erscheint plausibel, da die anwesenden Personen selbst HF-Leistung absorbieren.

Soll für eine die DECT-Mobilstation verwendende Person an Arbeitsplatz B die Gesamtexposition bestimmt werden, so muss der sich aus Tabelle 8.5 ergebenden Exposition noch der aus der extremen Nahfeldexposition durch das DECT-Mobilteil stammende Expositionsanteil hinzugerechnet werden. Diese Aufgabe stößt in einer allgemeinen Betrachtungsweise insofern auf Schwierigkeiten, da in diesem Fall (ungestörte) Feldstärke- bzw. Leistungsflussdichtewerte (von den fernen Quellen verursacht) und SAR-Werte (von der körpernah betriebenen DECT-Mobilstation verursacht) physikalisch sinnvoll überlagert ('addiert') werden müssen. Bei leistungsstarken körpernah betriebenen Quellen vereinfacht sich diese Problematik in der Praxis dadurch, dass der Anteil der Exposition (relativ zum Grenzwert) aus der körpernah betriebenen Quelle üblicherweise um Größenordnungen über jenem von fernen Quellen verursachten Expositionsanteil liegen wird. Der Anteil der Exposition von den fernen Quellen, kann damit in solchen Fällen vernachlässigt werden und das Ausmaß der Gesamtexposition ist allein durch die SAR zufolge der körpernahen Quelle bestimmt. Für sehr leistungsschwache Feldquellen die nahe am Körper betrieben werden ist dies nicht notwendiger Weise der Fall.

Für die hier vorliegenden Verhältnisse wurde diese Überlagerung der beiden Expositionsanteile für den Kopfbereich in sehr vereinfachter Weise³⁶ dadurch bestimmt, dass die Anteile der Exposition auf den jeweiligen Grenzwert (Leistungsflussdichte bzw. SAR_{10g}-Wert) bezogen und diese Verhältniszahlen einfach addiert wurden. Die erhaltene Summe kann als relativer Anteil der Gesamtexposition an der maximal zulässigen Exposition angesehen werden (Tabelle 8.6).

Die von den fernen Quellen verursachte Exposition im Kopfbereich wurde dazu aus den Tabelle 8.5 zugrunde liegenden Berechnungsergebnissen durch Suche des maximalen Mittelwertes im Raumbereich zwischen 105 und 135 cm über dem Boden (entspricht der Höhe des Kopfes einer sitzenden Person) an Arbeitsplatz B ermittelt.

		Arbeitsplatz B mit Personenmodellen an Arbeitsplätzen A und C		Arbeitsplatz B ohne Personenmodellen an Arbeitsplätzen A und C	
		relativ zum Grenzwert für S [%]		relativ zum Grenzwert für S [%]	
Situation 1	WLAN AP1 (Ch 1): Duty Cycle 10%	0,00038	Summe 0,0409	0,00036	Summe 0,0516
	WLAN AP2 (Ch 13): Duty Cycle 10%	0,00023		0,00028	
	Client A (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,00006		0,00013	
	Client B (Ch 1): Duty Cycle 80%	0,03607		0,04534	
	Client C (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,00071		0,00078	
	DECT BS: Duty Cycle 10,1%	0,00208		0,00337	
	DECT MS A: Duty Cycle 3,7%	0,00038		0,00038	
	DECT MS B: Duty Cycle 0,0%	0		0	
	DECT MS C: Duty Cycle 3,7%	0,00094		0,00098	
Situation 2	WLAN AP1 (Ch 1): Duty Cycle 10%	0,00038	Summe 0,0376	0,00036	Summe 0,0472
	WLAN AP2 (Ch 13): Duty Cycle 10%	0,00023		0,00028	
	Client A (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,00006		0,00013	
	Client B (Ch 1): Duty Cycle 80%	0,03607		0,04534	
	Client C (Ch 13): Duty Cycle 40%	0,00071		0,00078	
	DECT BS: Duty Cycle 0,8%	0,00016		0,00027	
	DECT MS A: Duty Cycle 0%	0		0	
	DECT MS B: Duty Cycle 0%	0		0	
	DECT MS C: Duty Cycle 0%	0		0	
Situation 3	WLAN AP1 (Ch 1): Duty Cycle 10%	0,00038	Summe 0,0471	0,00036	Summe 0,0613
	WLAN AP2 (Ch 13): Duty Cycle 10%	0,00023		0,00028	
	Client A (Ch 13): Duty Cycle 5%	0,00001		0,00002	
	Client B (Ch 1): Duty Cycle 80%	0,03607		0,04534	
	Client C (Ch 13): Duty Cycle 80%	0,00141		0,00156	
	DECT BS: Duty Cycle 37 %	0,00763		0,01234	
	DECT MS A: Duty Cycle 3,7%	0,00038		0,00038	
	DECT MS B: Duty Cycle 0,0%	0		0	
	DECT MS C: Duty Cycle 3,7%	0,00094		0,00098	

Tabelle 8.5: Ergebnisse der Computersimulation (Immissionsverhältnisse an Arbeitsplatz B) für unterschiedliche Situationen (Gerätezustände) und Vergleich der Ergebnisse mit und ohne Berücksichtigung von einfachen Personenmodellen an Arbeitsplätzen A und C (DECT-Mobilstation an Arbeitsplatz B nicht aktiv). Angegeben ist jeweils das Verhältnis der Immissionsgröße (räumlicher Mittelwert der Leistungsflussdichte) zum Grenzwert gemäß EU-Ratsempfehlung [21].

³⁶ Dies stellt aus physikalischer Sicht eine extreme Vereinfachung dar und sollte daher nur als konservative Möglichkeit zur Expositionsbeurteilung und nicht als physikalische korrekte Überlagerung von unterschiedlichen Immissionsbeiträgen gesehen werden.

Die von der kopfnah betriebenen DECT-Mobilstation verursachte SAR im Kopf wurde durch eine einfache FDTD-Simulation mit einem generischen Modell eines DECT-Mobilteiles (einfache Whip-Antenne auf Leiterplatte) und eines anatomischen Kopfmodells ermittelt ($f=1890$ MHz, $P=10$ mW, Gewebeparameterwerte nach [68], siehe Abbildung 8.14).

Als maximale über 1g bzw. 10g (alle Gewebe) gemittelte SAR ergaben sich für eine abgestrahlte Leistung von 10 mW $0,068$ W/kg bzw. $0,036$ W/kg. Diese Werte liegen im Bereich der entsprechenden in [88] veröffentlichten SAR-Messwerte an DECT-Mobilteilen. Abbildung 8.14 zeigt die räumliche SAR-Verteilung im antennennahen Bereich des Kopfes in 2 Ebenen durch den Antennenfußpunkt (ungemittelte SAR-Werte).

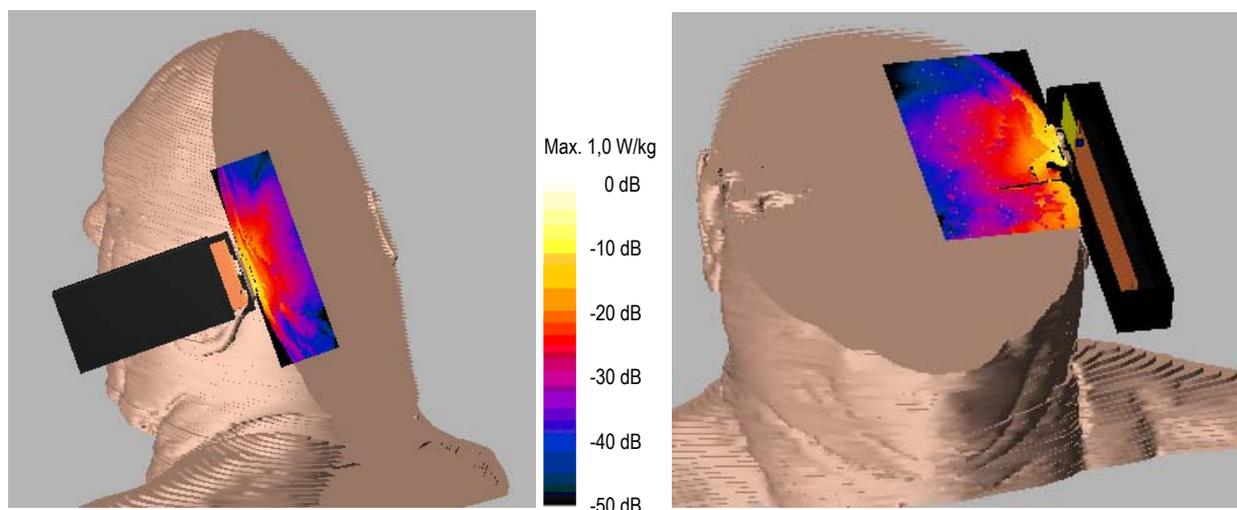


Abbildung 8.14: Von einem generischen DECT-Mobilteil (1890 MHz, $P=10$ mW) in einem anatomischen Kopfmodell verursachte SAR. links: Modell, rechts SAR-Verteilung in einer Ebene durch den Antennenfußpunkt, numerische Ergebnisse siehe Tabelle 8.6)

Gesamtexposition im Kopfbereich an Arbeitsplatz B			
	Exposition durch ferne Quellen relativ zum Grenzwert der Leistungsflussdichte [%]	Exposition durch kopfnah betriebene DECT-Mobilstation relativ zum Grenzwert der SAR _{10g} [%]	Gesamtexposition relativ zum Grenzwert [%]
Situation 1	0,0630	1,80	1,863
Situation 2	0,0481		1,848
Situation 3	0,0531		1,853

Tabelle 8.6: Gesamtexposition im Kopfbereich einer Person an Arbeitsplatz B bei Überlagerung der von den fernen Quellen verursachten Expositionsanteile und dem Expositionsanteil verursacht durch das kopfnah betriebene DECT-Mobilteil (vgl. Abbildung 8.14)

Die Ergebnisse zeigen, dass die Gesamtexposition im Kopfbereich erwartungsgemäß fasst ausschließlich durch die kopfnah betriebene Quelle (DECT-Mobilteil) bestimmt ist. Der Anteil der fernen Quellen an der Gesamtexposition des Kopfes beträgt in diesem Fall nur ca. 2-3%.

8.2.4 Statistische Modellierung der Exposition

Die in Kapitel 8.2.2 und Tabelle 8.4 dargestellten Berechnungsergebnisse repräsentieren 3 unterschiedliche aber jeweils für sich statische Datenverkehrssituationen. D.h., strenggenommen gilt die auf den Grenzwert bezogene Prozentangabe der Immissionen in Tabelle 8.4 nur unter der Annahme, dass die jeweilige Situation konstant für 6 Minuten besteht. In der Praxis werden die Immissionen jedoch (je nach Datenverkehrs- bzw. DECT-Gesprächsaufkommen) starken zeitlichen Fluktuationen unterworfen sein und die in Tabelle 8.4 dargestellten Situationen können als Momentaufnahmen dieses tatsächlichen Zeitverlaufs der Immissionen angesehen werden. Eine Möglichkeit den Zeitverlauf der Immissionen und deren Schwankungsbreiten zu analysieren bietet das in Kapitel 3.6.2.1 entwickelte Immissionsbewertungsmodell auf Basis statistischer Modellierung des Datenverkehrsaufkommens. Im Folgenden wird das in Kapitel 8.2.2 betrachtete Szenario (Call Center ohne Anwesenheit von Personen) mit dem erwähnten Bewertungsmodell analysiert.

Gemäß den Definitionen in Kapitel 3.6.2.1 sind 3 unterschiedliche Funkssysteme (WLAN Kanal 13, WLAN Kanal 1 und DECT) im Szenario mit unterschiedlicher Anzahl von Quellen vorhanden. Aus Tabelle 8.4 bzw. den Simulationsergebnissen für kontinuierliche Aussendung können die Maximalimmissionen und die zugehörigen relativen Immissionswerte abgeleitet werden (Tabelle 8.7).

Systeme		Quellen		Arbeitsplatz A		Arbeitsplatz B		Arbeitsplatz C	
Index m	Beschreibung	Index n	Beschreibung	max. Immission [mW/m ²]	rel. Immission [- dB]	max. Immission [mW/m ²]	rel. Immission [- dB]	max. Immission [mW/m ²]	rel. Immission [- dB]
1	WLAN 1 (Kanal 1)	1	AP1	0,22	0	0,38	10,7	0,38	0
		2	Client B	0,15	1,7	4,5	0	0,19	3,0
2	WLAN 2 (Kanal 13)	1	AP 2	0,52	9,1	0,23	0	0,50	9,7
		2	Client A	4,25	0	0,02	10,6	0,06	18,9
		3	Client C	0,03	21,5	0,18	1,1	4,67	0
3	DECT	1	Basisstation	1,85	11,7	3,25	9,0	3,51	0,6
		2	Mobilst. A	27,6	0	0,82	14,9	4,06	0
		3	Mobilst. B	1,77	11,9	25,6	0	0,80	7,1
		4	Mobilst. C	10,8	4,1	0,95	14,3	0,10	16,1

Tabelle 8.7: Absolute und relative Immissionsanteile (Peak Werte) der unterschiedlichen Systeme und Quellen des Szenarios nach Abbildung 8.7 als Eingangsgrößen für die statistische Immissionsanalyse

Die statistische Modellierung des Datenverkehrs erfolgt auf Basis der in Tabelle 8.8 zusammengefassten Parameter. Es wird dabei ein Zeitraum von 2 Stunden betrachtet innerhalb derer der Datenverkehr bzw. Gesprächsverkehr modelliert wird.

Statistische Modellparameter der WLAN Systeme				
	Anzahl Zugriffe	Startzeit Zugriffe	gesendete Datenmengen während der Zugriffe	Datenrate bei Zugriffen
Clients	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 50 Standardabw.: 20	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 0+ 1Std. Standardabw.: 30min	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 2MB Standardabw.: 500k	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 2MBps Standardabw.: 1MBps max.: 5 MBps min.: 0.5 MBps
Access Points	aus Client Datenverkehr errechnet			

Statistische Modellparameter des DECT-Systems				
	Anzahl Zugriffe (Telefonate)	Startzeit Zugriffe (Telefonate)	Dauer der Zugriffe (Telefonate)	benutzte Frequenzen (Kanäle)
Mobilstationen	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 40 Standardabw.: 10	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 0 + 1Std. Standardabw.: 30min	pseudozufällig normalverteilt Mittelwert: 3 min. Standardabw.: 2 min.	diskret gleichverteilt zwischen Kanal 1 und 10
Basisstation	aus Mobilstation-Datenverkehr errechnet			

Tabelle 8.8: Statistische Modellannahmen für die Immissionsanalyse

Abbildungen 8.7 bis 8.9 zeigen die Ergebnisse der Analyse für die 3 Arbeitsplätze A, B und C in graphischer Form. Die typische für die angenommenen Modellparameter resultierende, zeitlich (über 6 Minuten) und räumlich über Körperdimensionen gemittelte Gesamtmission an den 3 betrachteten Arbeitsplätzen schwankt demnach zwischen ca. 0,01% und ca. 0,04% des Grenzwertes nach [21]. Eine Worst Case Abschätzung auf Basis der maximalen (zeitlichen Spitzen)-Immissionswerte (z.B. in Tabelle 8.7 angegeben) würde für die drei Arbeitsplätze auf Werte entsprechend 0,49% (Arbeitsplatz A), 0,38% (Arbeitsplatz B) und 0,15% (Arbeitsplatz C) führen (räumliche Mittelung bei Verwendung der Daten aus Tabelle 8.7 schon implizit berücksichtigt).

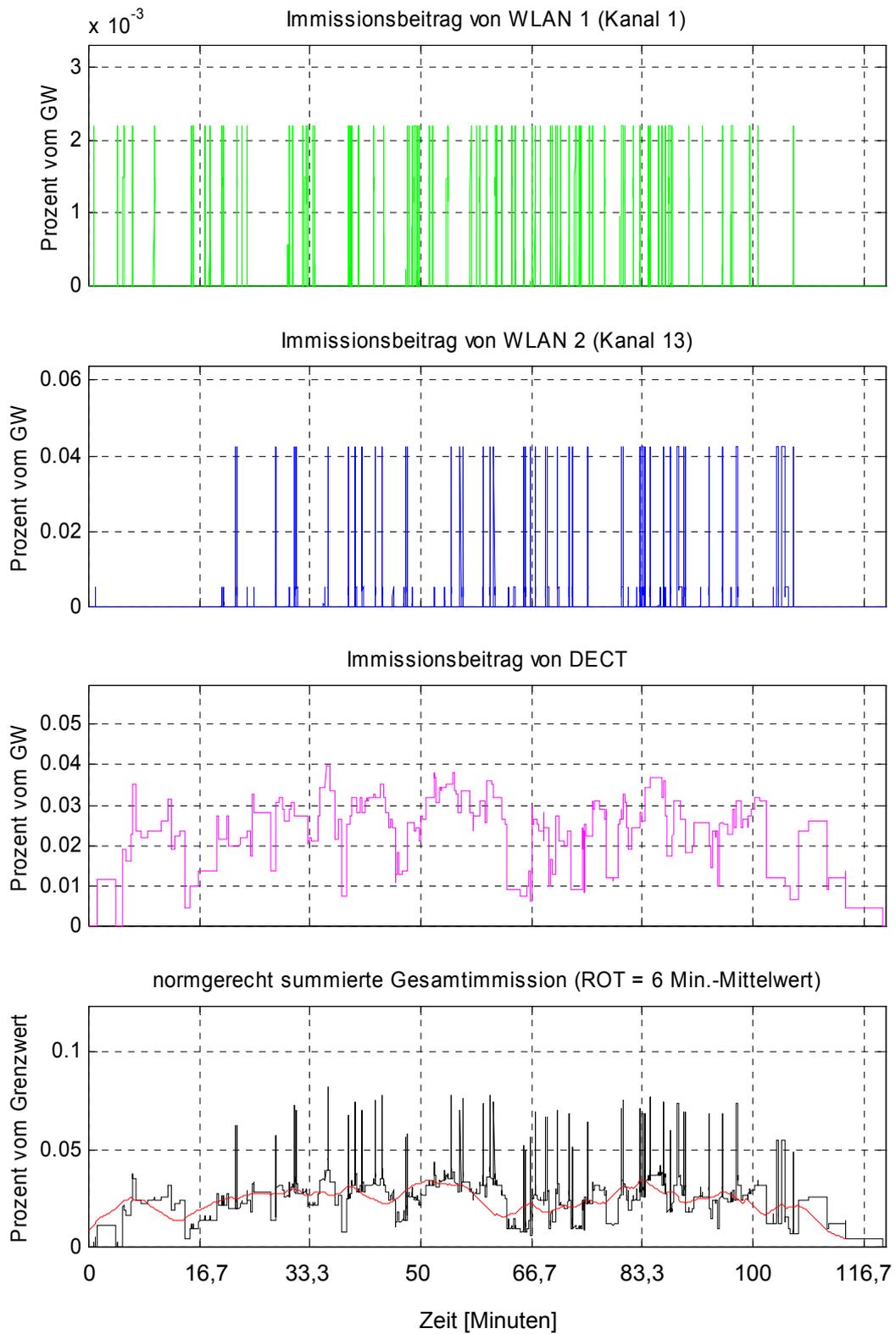


Abbildung 8.7: Zeitlicher verlauf der Immissionsbeiträge und der Gesamtimmission an Arbeitsplatz A

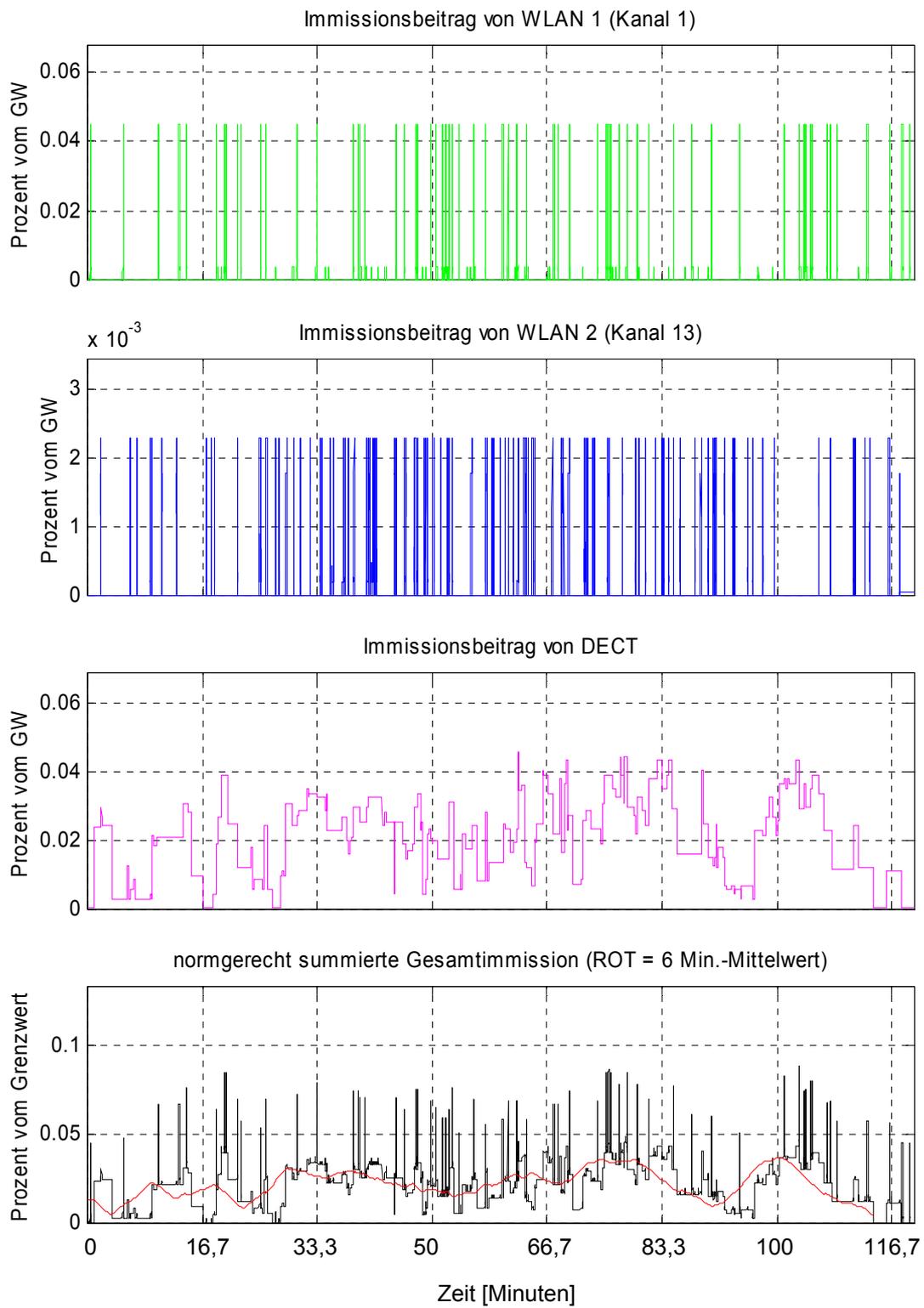


Abbildung 8.8: Zeitlicher Verlauf der Immissionsbeiträge und der Gesamtimmission an Arbeitsplatz B

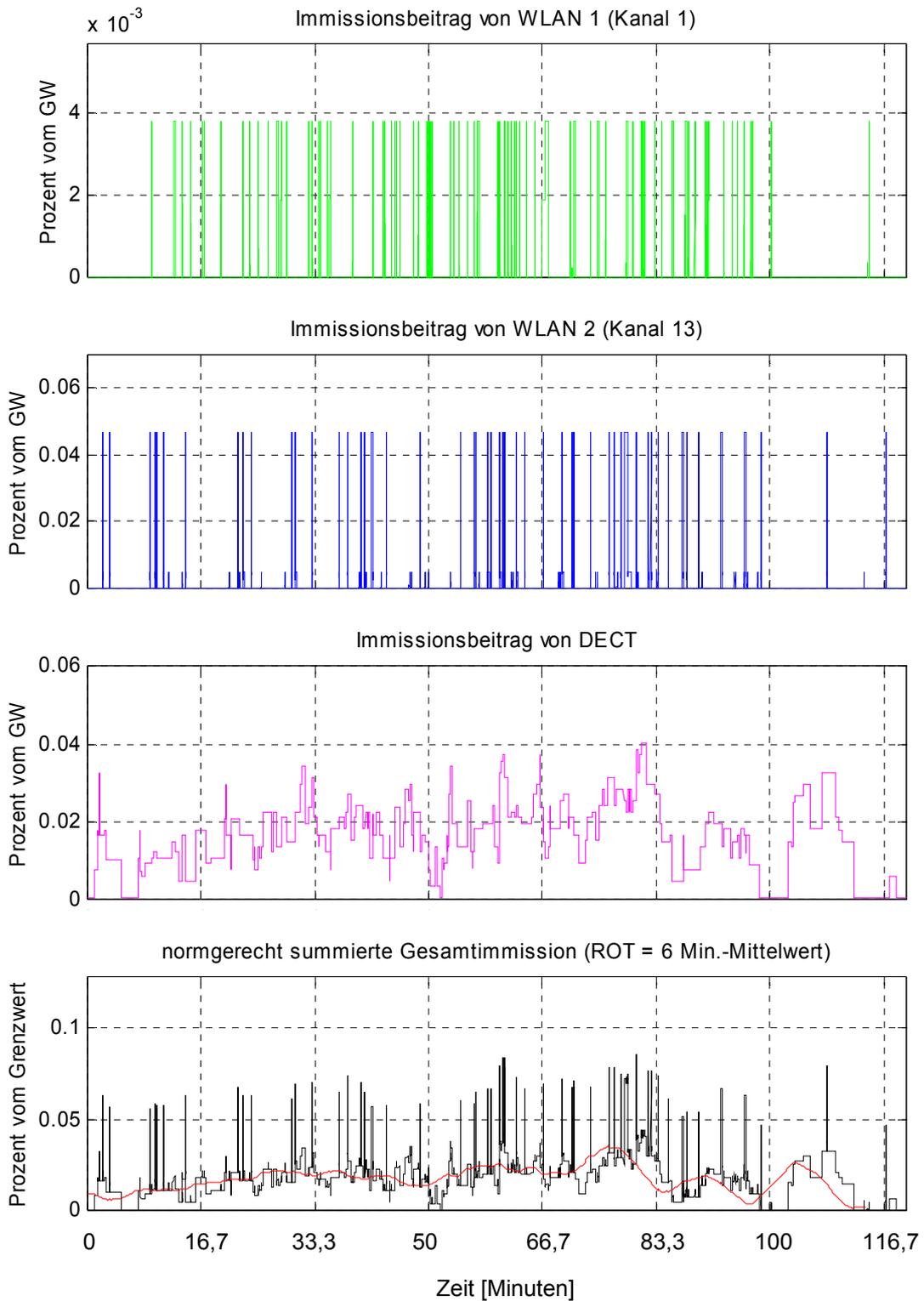


Abbildung 8.9: Zeitlicher Verlauf der Immissionsbeiträge und der Gesamtmission an Arbeitsplatz C

9 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] Myhr Johan: Measurement method for the exposure to electromagnetic field strength from WLAN systems, Master of Science Thesis, Department of Electromagnetics, Chalmers University, Göteborg, Sweden 2004
- [13] 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
- [14] 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>

- [15] 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
- [16] 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
- [17] Wi-Fi Alliance Homepage; <http://www.wi-fi.org/OpenSection/index.asp>
- [18] <http://www.dslteam.de/news2333-0.html>
- [19] 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>
- [20] Nova-Institut für Ökologie und Innovation: Gutachten zur Feststellung der Belastung durch hochfrequente elektromagnetische Strahlung durch Funk-Netzwerke an der Universität Bremen vom 29. Oktober 2004. <http://www.personalrat.uni-bremen.de/public/Thema%20Elektrosmog/GutachtenFunknetz2004.pdf>
- [21] EU-Ratsempfehlung 1999/519/EG: Empfehlung des Rates zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz – 300 GHz); 12. Juli 1999
- [22] Ökotest, Ausgabe November 2002: WLAN-Funkanlagen: ‚Es hat gefunkt‘ <http://www.oekotest.de/cgi/ot/otqs.cgi?suchtext=&doc=28851&pos=1&splits=0:1639:3051:4587:6424>
- [23] Baudirektion des Kantons Zürich, Amt für Abfall, Wasser, Energie und Luft: Informationsblatt über Immissionen von DECT- oder WLAN-Installationen http://www.baugesuche.zh.ch/internet/bd/bd_gs/bd_bg/de/bewilligungen_und/bauv_erfahrensverordnung/1.SubContainerList.SubContainer1.ContentContainerList.0025.DownloadFile.pdf
- [24] HomeRF Working Group: HomeRF Specification Revision 2.01, 2002.
- [25] HomeRF Working Group: Wireless Networking Choices for the Broadband Internet Home; Whitepaper 2001
- [26] HomeRF Working Group: Interference Immunity of 2.4 GHz Wireless LANs; 2001
- [27] ETSI: <http://portal.etsi.org/bran/kta/Hiperlan/hiperlan1.asp>
- [28] ETSI EN 300 652 V1.2.1 , Broadband Radio Access Networks (BRAN); HI Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1; Functional Specification, 1998
- [29] HiperLAN2 Global Forum: <http://www.hiperlan2.com/>
- [30] ETSI: <http://portal.etsi.org/bran/kta/Hiperlan/hiperlan2.asp>
- [31] ETSI TS 101 475 V1.3.1, Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Physical Layer, 2001
- [32] IEEE Std 802.16 -2001, Part 16: Air Interface for Fixed Wireless Broadband Access Systems

- [33] IEEE Std 802.16a -2003, Part 16: Air Interface for Fixed Wireless Broadband Access Systems – Amendment 2:Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11 GHz.
- [34] Electronic Communications Committee within CEPT: Draft ECC Recommendation: Recommended Guidelines for Accomodation and Assignment of Multipoint Fixed Wireless Systems in Frequency Bands 3.4-3.6 GHz and 3.6-3.8 GHz, Draft ECC/REC(04)05
- [35] Rohde & Schwarz, *BluetoothTM* - Einführung und Messtechnik, Seminar TR208-3, 2004
- [36] *BluetoothTM*: Specification of the *BluetoothTM* System, Core package Version 1.2, 5. Nov. 2003; <https://www.bluetooth.org/spec/>
- [37] IEEE 802.15.1-2002, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANS)
- [38] IEEE 802.15.3-2003, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANS)
- [39] IEEE 802.15.4-2003, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANS)
- [40] 1394 Trade Association, <http://www.1394ta.org/>, 2004
- [41] ZigBee Alliance, www.zigbee.org, 2004
- [42] SECPLAN, www.secplan.de
- Meinke, Gundlach (1992): „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“. Fünfte überarbeitete Auflage, Springer Verlag Berlin Heidelberg New York
- [43] 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
- [44] Rauscher C, Janssen V, Minihold R, „Grundlagen der Spektrumanalyse“, Rohde & Schwarz GmbH & Co KK, 1. Auflage, 2000
- [45] Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post: Reg TP MV 09/EMF/3 Messvorschrift für bundesweite EMVU-Messreihen der vorhandenen Umgebungsfeldstärken; http://www.regtp.de/imperia/md/content/tech_reg_t/emvu/Messvorschrift.pdf
- [46] Ndoumbè Mbonjo Mbonjo H, Streckert J, Bitz A, Hansen V, Glasmachers A, Gencol S, Rozic D. 2004. A generic UMTS test signal for RF bio-electromagnetic studies. *Bioelectromagnetics* 25:415-25.
- [47] Datenblatt FieldNose, ARC Seibersdorf research GmbH, <http://www.elsinco.com/pdf/DS-FieldNoseSystem.pdf>
- [48] Datenblatt Narda SRM 3000, Narda Industries, Inc., http://www.narda-sts.de/pdf/datenblatt/d_SRM-3000.pdf
- [49] Datenblatt TS-EMF, Rohde und Schwarz GmbH & Co. KG, [http://www.rohde-schwarz.co.uk/www/datsheet.nsf/file/TS-EMF_11_web.pdf/\\$file/TS-EMF_11_web.pdf](http://www.rohde-schwarz.co.uk/www/datsheet.nsf/file/TS-EMF_11_web.pdf/$file/TS-EMF_11_web.pdf)

- [50] Datenblatt Comobase
<http://www.antennessa.com/mods/en/rf/fm/data/1087831563471/voir>
- [51] 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
- [52] 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
- [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] EN50392: Fachgrundnorm zur Demonstration der Konformität elektronischer und elektrischer Geräte mit den Basisgrenzwerten für die Exposition von Personen gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz bis 300 GHz), CENELEC, Brüssel, April 2003
- [55] IEEE Std P1528-2003, 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
- [56] Federal Communications Commission (FCC), Office of Engineering & Technology: Evaluating Compliance with FCC Guidelines for Human Exposure to Radiofrequency Electromagnetic Fields. Additional Information for Evaluating Compliance of Mobile and Portable Devices with FCC Limits for Human Exposure to radiofrequency Emissions; Supplement C (Edition 01-01) to OET-Bulletin 65 (Edition 97-01).,
- [57] DiNallo C, Faraone A; Effect of Amplitude Modulation of the CDMA Signal on SAR Measurements. 25th annual meeting of the Bioelectromagnetics Society, June 22-27, 2003, Maui, Hawaii, USA, Abstract Book p. 233.
- [58] Silvester P.P., Ferrari R.F.: Finite Elements for Electrical Engineers. Cambridge University Press, Cambridge UK, 1996
- [59] Harrington, RF (1968): „Field Computation by Moment Method”. MacMillan
- [60] Yee KS (1966): „Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell' s Equations in Isotropic Media”. IEEE Trans. Ant. & Prop., Vol. 14
- [61] 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
- [62] Weiland T, "A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component Fields", Electronics and Communications AEUE, vol. 31, no. 3, pp. 116-120, 1977.

- [63] Van Rienen U, Weiland T, "Triangular discretization method for the evaluation of RF-Fields in cylindrically symmetric cavities", IEEE Transactions on Magnetics, vol. MAG-21, no. 6, pp.2317-2320, 1985.
- [64] Weiland T, "Time domain electromagnetic Field computation with Finite Difference Methods", International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol.9, pp. 259-319, 1996
- [65] Schuhmann R, Clemens M, Thoma P, Weiland T, "Frequency and Time Domain Computations of S-Parameters Using the Finite Integration Technique", Proc. of the 12th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES Conference), Monterey, 1996, pp. 1295-1302
- [66] Clemens M, Schuhmann R, Weiland T, "Algebraic Properties and Conservation Laws in the Discrete Electromagnetism", FREQUENZ, Band 53 (1999) , Ausg. 11-12, S. 219 - 225.
- [67] 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
- [68] Gabriel S, Lau RW, Gabriel C. 1996. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. *Phys. Med. Biol.* 41:2271-2293.
- [69] Kuster N, Balzano Q, "Energy absorption mechanism by biological bodies in the near field of dipole antennas above 300 MHz", IEEE Trans. Vehicular Tech. 41(1992), pp.17-23
- [70] Bundesamt für Umwelt, Wald und Landschaft und Bundesamt für metrologie und Akkreditierung METAS (Hrsg.), Bern, Schweiz, 2002; Nichtionisierende Strahlung, Mobilfunk-Basisstationen (GSM) Messempfehlung.
- [71] ICNIRP 1998: International Commission of Non-Ionizing Radiation Protection: 'Guidelines for limiting exposure to time varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)', *Health Physics*, 74(3), pp. 494-522, 1998
- [72] EC Directive 2004/40/EC of the European Parliament and of the Council on the minimum health and safety requirements regarding the exposure of workers to the risks arising from physical agents (electromagnetic fields), 29. April 2004
- [73] EN 61566, Messung der Exposition durch hochfrequente elektromagnetische Felder, Feldstärke im Frequenzbereich 100 kHz bis 1 GHz, CENELEC, Brüssel, Juli 1997
- [74] 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
- [75] 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

- [76] 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
- [77] 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
- [78] 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
- [79] 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
- [80] 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
- [81] 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
- [82] 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
- [83] 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
- [84] Drossos A, Santomaa V, Kuster N; The Dependence of Electromagnetic Energy Absorption Upon Human Head Tissue Composition in the Frequency range 300-3000 MHz, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques Vol. 48, No. 11, November 2000
- [85] Advanced Data Technology Corporation: SAR-Test Report No. SA920619R07 for BELKIN Product Model No.: F5D7010 (FCCID: K7SF5D7010A), July 2003, https://gullfoss2.fcc.gov/prod/oet/forms/blobs/retrieve.cgi?attachment_id=348212&native_or_pdf=pdf
- [86] IEEE 1529: Recommended Practice for Determining the Spatial-Peak Specific Absorption Rate (SAR) Associated with the Use of Wireless Handsets – Computational Techniques. *Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, draft standard*

- [87] Exposition durch körpernahe Sender im Rumpfbereich. Forschungsvorhaben im Rahmen des deutschen Mobilfunk-Forschungsprogramms. http://www.emf-forschungsprogramm.de/forschung/dosimetrie/dosimetrie_verg/dosi_055.html
- [88] Kühn S, Lott U, Kramer A, Kuster N: Assessment of Human Exposure to Electromagnetic Radiation from Wireless Devices in Home and Office Environments; Presentation at the WHO Workshop on Base Stations & Wireless Networks: Exposure and Health Consequences, 15. June 2005, Geneva: http://www.who.int/peh-emf/meetings/archive/bsw_kuster.pdf
- [89] Sporton International Inc. FCC Test Report No. F361803-01 for 47 CFR, Part 15, Subpart C for BELKIN Bluetooth USB Dongle Class 1 Model No. F8T001 (FCCID: K7SF8T001V2), August 2003, https://gulfoss2.fcc.gov/prod/oet/forms/blobs/retrieve.cgi?attachment_id=351573&native_or_pdf=pdf

ANHANG

A.1 Verwendete Messgeräte

Spektrumanalysator Agilent 4405B

9 kHz – 13.2 GHz

SN: US40520766

Präzisionsmessantenne PCD8250

80 MHz – 2,5 GHz

SN: 3141/02

Dual Powermeter Agilent 4419B

SN: GB40201856

Leistungsmesskopf Agilent 8481A

10 MHz- 18 GHz

-30 dBm - + 20dBm

SN: MY41091414

Leistungsmesskopf Agilent 8481A

10 MHz- 18 GHz

-30 dBm - + 20dBm

SN: MY41091468

Richtkoppler NARDA 4226-20

0,5-18 GHz

SN: 03692

Richtkoppler NARDA 4226-20

0,5-18 GHz

SN: 03693

Signalgenerator Marconi 2024

9 kHz – 2,4 GHz

SN: 112246/044

Leistungsverstärker Amplifier Research AR50S1G4

800 MHz – 4,2 GHz, 50 W

SN: 27947

Doppelsteghornantenne EMCO 3115

1 GHz – 18 GHz

SN: 9112/3767

Breitbandfeldsondensystem Wandel und Goltermann

Auslesegerät EMR 300, SN: H-0005

E-Feldsonde Typ 18, 100 kHz – 3 GHz, SN: D0002

BiLog Antenne CHASE

30 MHz -2 GHz

MMNr. E0517

A.2 Untersuchte Geräte

WLAN IEEE 802.11b,g - Geräte

*L-54g Access Point,
Lancom System*



*USB-Easy Client 2,
Wireless Network Solutions*



*MA111 802.11b Wireless USB Adapter,
Netgear*



*802.11g Notebook-Netzwerkkarte,
Belkin*



Bluetooth – Geräte

Bluetooth PCMCIA-Karte, Belkin



Bluetooth USB-Adapter, Belkin



Bluetooth Wireless Desktop, Logitech



DECT-Geräte

Siemens Gigaset A100



Siemens Gigaset A 140



Philips 211 Duo

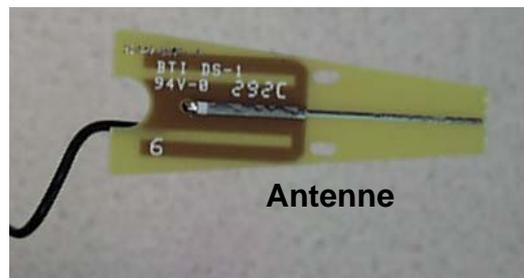


Diverse Computerperipherie

Wireless Desktop ,Precision', Logitech (27 MHz)



Wireless Camera ,Quickcam', Logitech (2,45 GHz)



Antenne

Babyphones

Babyphone 'BM 1000', VIVANCO Babyfon (446 MHz, 500 mW)



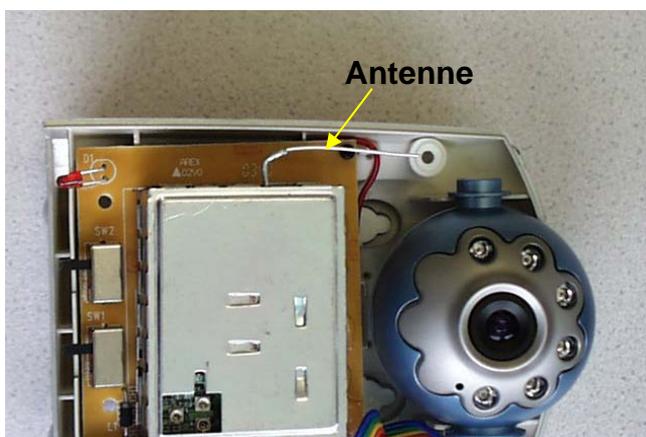
Babyphone 'BM 800', VIVANCO (860 MHz, <10 mW)



Babyphone 'BM 30', VIVANCO (40 MHz, <10 mW)

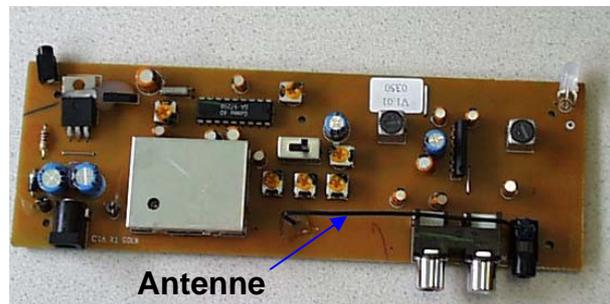


Babyphone 'Baby Star', mit Video-Übertragung (2,45 GHz)



Funkkopfhörer

Funkkopfhörer ,K 105', AKG (860 MHz)



Funkkopfhörer ,SBC HC8440', Philips (860 MHz)



Drahtloses Videoübertragungssystem

Tevion MD 4687 (2,45 GHz)

