Exposition durch in Deutschland verwendete TETRA-Endgeräte

Modellierung der Verteilung von SAR-Werten im gesamten Körper und im Bereich des Kopfes unter besonderer Berücksichtigung der Augen

Vorhaben FM 8847 – Abschlussbericht Dezember 2012

Fachbereich
Strahlenschutz und Gesundheit

Christof Bodendorf

Bundesamt für Strahlenschutz

BfS-SG-20/13

Bitte beziehen Sie sich beim Zitieren dieses Dokuments immer auf folgende URN:

urn:nbn:de:0221-2013062410893

Zur Beachtung:
BfS-Berichte und BfS-Schriften können von den Internetseiten des Bundesamtes für Strahlenschutz unter http://www.bfs.de kostenlos als Volltexte heruntergeladen werden.

Salzgitter, Juni 2013

Exposition durch in Deutschland verwendete TETRA-Endgeräte

Modellierung der Verteilung von SAR-Werten im gesamten Körper und im Bereich des Kopfes unter besonderer Berücksichtigung der Augen

Vorhaben FM 8847 – Abschlussbericht Dezember 2012

Fachbereich
Strahlenschutz und Gesundheit

Christof Bodendorf

KURZZUSAMMENFASSUNG

In Deutschland wird derzeit ein bundesweit einheitliches digitales Funknetz für Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BOS) nach dem TETRA-Standard (*terrestrial trunked radio)* aufgebaut. Für die Nutzer dieses neuen Netzes (u.a. Polizei, Feuerwehren, Rettungsdienste, Katastrophen- und Zivilschutzbehörden, Technisches Hilfswerk und Zollbehörden) wird es dabei zu einer Veränderung ihrer beruflich bedingten Exposition gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern kommen, die im vorliegenden Forschungsprojekt untersucht wurde. Dabei wurden die typischerweise in Deutschland eingesetzten Geräte berücksichtigt. Das sind sowohl Handsprechfunkgeräte mit und ohne abgesetzten Mikrofon / Lautsprecher - Kombinationen, als auch fahrzeuggebundene Geräte mit separater Außenantenne.

Szenarienbetrachtung

Vielfältige Szenarien wurden untersucht, die sowohl den typischen Alltagsgebrauch, als auch vergleichsweise kritische, aber realistische Nutzungen berücksichtigen.

So wurden Expositionen im Kopfbereich (z.B. Wangen-, Kipp- und Frontlage) und im Rumpfbereich (Brustlage, Trageweise am Gürtel) betrachtet. Zudem wurden Szenarien untersucht, die Expositionen durch die Nutzung von Endgeräten im Fahrzeug sowie durch fahrzeuggebundene Geräte nachbilden.

Modellierung der Absorption

Die spezifische Absorptionsrate (SAR) im biologischen Gewebe wurde mit Hilfe numerischer Verfahren berechnet. Zu diesem Zweck wurden Simulationsmodelle zweier Handfunksprechgeräte entwickelt und mit Hilfe von Feldmessungen optimiert und verifiziert. Für die fahrzeuggebundenen Geräte wurde eine typische TETRA Außenantenne virtuell nachgebildet. Die Berechnungen wurden an zwei hoch aufgelösten anatomischen Simulationsmodellen des menschlichen Körpers (männlich und weiblich) durchgeführt. Für empfindliche Zielorgane (z.B. Augen) wurde zusätzlich die aufgrund der absorbierten Strahlungsenergie hervorgerufene Temperaturerhöhung im Körper berechnet.

Betriebsart

Trunked Mode Operation

Die Handfunksprechgeräte lassen sich in verschiedenen Modi betreiben. Der TMO-Betrieb (Trunked Mode Operation) unter Nutzung der Basisstationen des BOS-Funknetzes kann als der alltagstypische Fall betrachtet werden. Nach heutigem Stand erfolgt dabei keine Kanalbündelung und die Sendeleistung beträgt dann für *alle* im BOS-Netz eingesetzten Funkgeräte im zeitlichen Mittel einheitlich maximal 0,25 W. In dieser Betriebsart wird sowohl der in Deutschland geltende Grenzwert für die berufliche Exposition (10 W/kg), als auch die empfohlene Begrenzung für die Allgemeinbevölkerung (2 W/kg), in allen betrachteten Szenarien eingehalten und in der Regel sogar deutlich unterschritten. Lediglich beim Betrieb eines Handfunksprechgeräts im Fahrzeuginneren bei minimalem Abstand zur metallischen Karosserie wird die empfohlene Begrenzung für die Allgemeinbevölkerung nahezu ausgeschöpft.

Direct Mode Operation

Im Direktmodus ohne Nutzung der Netzinfrastruktur (DMO-Betrieb) ist die Möglichkeit der Kanalbündelung im Gegensatz zum TMO-Betrieb gegeben, obgleich diese nach Angabe der Bundesanstalt für den Digitalfunk der Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BDBOS) im praktischen Einsatz eher untypisch ist. Die mittlere Sendeleistung kann bei Kanalbündelung auf maximal 1 W steigen. Auch in diesem Betriebsmodus wird der geltende Grenzwert für die beruflich bedingte Exposition von 10 W/kg in allen betrachteten Szenarien eingehalten. Die entsprechende Empfehlung für die Allgemeinbevölkerung kann hier in einzelnen Szenarien überschritten werden, z.B. bei Telefonierhaltungen an der Ohrmuschel, bei denen die Antenne dem Kopf sehr nahe

kommt. Lediglich beim Gebrauch eines Handfunksprechgerätes im Fahrzeuginneren in einer untypischen Position, in der das Handsprechfunkgerät länger als 4,5 Minuten den Kopf berührt, der Kopf zudem am Metallgehäuse des Autos angelehnt wird und bei einer gleichzeitigen Bündelung aller vier Zeitschlitze kann die Exposition dann bis zu 80 % des Arbeitsgrenzwertes betragen[1].

Die mobilen Fahrzeug-Einbaugeräte[2] können im DMO-Betrieb mit vergleichsweise hohen Sendeleistungen von bis zu 10 W betrieben werden. Auch für diesen Fall liegt für Personen, die sich unmittelbar neben einem Fahrzeug mit auf dem Dach montierter Außenantenne befinden, keine Grenzwertüberschreitung vor. Wird die Antenne berührt, treten allerdings deutlich höhere SAR-Werte auf.

Temperaturerhöhung im Gewebe

Die Erwärmung des Gewebes durch die absorbierte Strahlungsleistung beträgt im TMO-Betrieb (0,25 W mittlere Sendeleistung) maximal 0,25 K und liegt damit unterhalb des von der ICNIRP zugrunde gelegten Bezugswertes von 1 K. Sie tritt ausschließlich direkt an der Hautoberfläche auf, und zwar bei den typischen Telefonierhaltungen im Bereich der Ohrmuschel und bei der Frontposition an der Nasenspitze. Im Inneren der Augen wurde die stärkste Erwärmung beim Einsatz der Handfunksprechgeräte in Frontposition beobachtet. Sie beträgt 0,075 K. Bei den Telefonierhaltungen am Ohr ist der maximale Temperaturanstieg mit 0,015 K für das dem Gerät zugewandte, und nur noch 0,001 K für das abgewandte Auge erwartungsgemäß bereits deutlich niedriger.

Resümee

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass beim typischen Einsatz von TETRA Funkgeräten im BOS-Netz (das heißt beim Einsatz zur reinen Sprach- und SDS-Übertragung ohne Kanalbündelung bei 0,25 W mittlerer Sendeleistung) keine Überschreitung der geltenden Grenzwerte gefunden wurde. Dies gilt grundsätzlich auch für die eher untypischen Anwendungsfälle.

---

[1] Bei Ausschöpfung der vollen vom Hersteller spezifizierten Sendeleistung von 1,8 W könnte es in diesem Szenario zu einer Überschreitung des Grenzwertes für die beruflich bedingte Exposition kommen.

[2] Die für den BOS Einsatz eher untypische Verhaltensweise am Fahrzeug wurde gewählt, da sie bezüglich der Exposition von Personen einen ungünstigen Fall darstellt.

ABSTRACT

In Germany, a nationwide uniform radio network for security authorities and organisations based on the TETRA standard (terrestrial trunked radio) is currently being set up. For the users (e.g. police, fire brigade, rescue service, civil protection, and civil defense) the new radio network will lead to a change of their occupational exposure to electromagnetic fields. In this report, the absorption of the device emitted radiation in the human body is investigated. The study is based on the devices actually used in the German BOS-network. These are handheld radio terminals with and without hands-free speaking systems as well as built-in units in cars with external vehicle antennas.

Scenarios

Various scenarios cover the typical daily use as well as realistic worst case operation. They include exposure of the head (different phone positions) and the torso (phone near the chest or worn on the belt). Scenarios were included to cover exposure from handheld radio terminals used inside cars or from mobile radio terminals in cars.

Modelling absorption

The specific absorption rate (SAR) inside the human body is calculated with numerical methods. For this purpose, simulation models of two handheld radio terminals are developed, optimized and verified by extensive field measurements. For the mobile radio terminals in cars, a realistic model of a vehicle antenna is created. Two high resolution simulation models of the human body as well as separate handheld radio terminals are used in the study. For sensitive organs (e.g. the eye), the temperature increase due to the absorbed radiation energy is calculated.

Operation modes

Trunked mode

The radio terminals can be operated in different modes. The Trunked Mode Operation (TMO), using the base stations of the radio network, can be considered typical. For this operation, there is currently no multi-timeslot allocation used and therefore the time averaged transmitting power equals 0,25 W. Under these conditions, the German occupational exposure limit (10 W/kg), as well as the limit recommended by ICNIRP (*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection)* for general public exposure (2 W/kg) is met for all considered scenarios. In most cases, the SAR is even well below this value. Only when using a handheld radio terminal inside a car in an untypical position close to the metallic coachwork, it is almost reached.

Direct mode

In Direct Mode Operation (DMO) without using the radio network, multi-timeslot allocation is possible, although according to the *Federal Agency for Digital Radio of Security Authorities and Organisations* (Bundesanstalt für den Digitalfunk der Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben, BDBOS) rather untypical in daily use. In this case, the average transmitting power increases to 1 W. For all considered scenarios in this operation mode, the German *occupational* exposure limit (10 W/kg) is still met. The recommendation for the *general public* is however partly exceeded. This is especially the case with the handheld radio terminal in touch with the pinna and the helix antenna very close to the head (tilt position). If the handheld radio terminal is additionally operated inside a car, in an untypical position, where the handheld radio terminal is in contact with

the head touching the metallic coachwork for more than 4,5 minutes, and all four time slots allocated, exposure can reach up to 80% of the occupational limit[3].

The mobile radio terminals[4] in cars can be operated in direct mode with a comparatively high transmitting power of up to 10 W. Exposure of a person directly beside a car close to an external vehicle antenna, is within the given exposure limits. A direct contact with the antenna would, however, lead to significantly higher SAR values.

Temperature elevation in tissue

The maximum temperature rise in tissue due to the absorbed radiation energy in TMO-mode (0,25 W average transmitting power) is 0,25 K, which is below the 1 K temperature rise the ICNIRP guidelines are based on. This temperature rise is limited to the surface of the skin, namely on the pinna (typical phone use) and the tip of the nose (walkie-talkie scenario). Highest temperature increase in the eyes was found using the handheld radio terminals in front of the face, with a value of 0,075 K. Using the handheld radio terminal in cheek position results in a maximum temperature increase of 0,015 K in the nearer eye and only 0,001 K in the other.

Resumé

Overall it can be concluded, that typical use of TETRA radio terminals in the German BOS digital radio network (only voice communication and no multi timeslot allocation, 0,25 W average transmitted power) do not result in an exposure in excess of current limits. This is generally also true for less typical use cases.

[3] Only assuming the maximum transmission power of 1.8 W as specified by the manufacturer the occupational exposure limit could be exceeded in this scenario.

[4] This, for BOS operation rather untypical behaviour close to cars was chosen as a disadvantageous case with repect to personal exposure.

Inhalt

KURZZUSAMMENFASSUNG 3

ABSTRACT 5

1 EINLEITUNG 9

1.1 Technische Spezifikationen von TETRA 9

2 NUMERISCHE METHODEN 11

2.1 Maxwell Solver 11
2.1.1 Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich (FDTD) 11
2.1.2 Diskretisierung 12
2.1.3 Numerische Stabilität 15
2.1.4 Randbedingungen 15

2.2 Thermischer Solver 16
2.2.1 Die Bio-Wärmetransfer Gleichung von Pennes 16
2.2.2 Thermische Randbedingungen 18
2.2.3 Numerisches Verfahren 18

2.3 SAR-Mittelungsverfahren 19
2.3.1 ICNIRP Richtlinien 19
2.3.2 IEEE Standard und europäische Messnorm 20

2.4 Hard-und Software 20

3 MODELLIERUNG DER FUNKGERÄTE 21

3.1 Röntgenaufnahmen 22
3.1.1 Motorola HRT – MTP 850 22
3.1.2 Sepura HRT – STP 8000 24

3.2 Aufbau des SAR-Messplatzes 25

3.3 Messungen 26
3.3.1 Sendeleistung 26
3.3.2 Motorola: Magnetfeld in Luft 26
3.3.3 Elektrische Eigenschaften der gewebesimulierenden Flüssigkeit 29
3.3.4 Motorola: SAR im Flachphantom 30
3.3.5 Motorola: SAR im SAM-Phantomkopf 35
3.3.6 Sepura: Magnetfeld in Luft 36
3.3.7 Sepura: SAR im Flachphantom 39
3.3.8 Fernfeld: Richtcharakteristik 40
3.3.9 Zusammenfassung: Gemittelte SAR-Werte der Messungen 41

4 ANATOMISCHE KÖRPERMODELLE 42

5 SIMULATIONSERGEBNISSE 44

5.1 Feldverteilungen mit Phantomkopf 44

5.2 Sendeleistung im BOS-Netz und Normierung der Simulationsergebnisse ... 46

5.3 Kopf-Szenarien mit Handsprechfunkgerät ... 47
5.3.1 Duke, Wangenlage ... 47
5.3.2 Duke, Kipplage ... 51
5.3.3 Duke, Frontposition ... 53
5.3.4 Ella, Frontposition ... 55
5.3.5 Zusammenstellung Organ- und Gewebespezifischer SAR-Werte ... 57

5.4 Trageweisen der Handsprechfunkgeräte am Körper ... 63
5.4.1 Brusttasche ... 63
5.4.2 Gürtel ... 65

5.5 Szenarien mit PKW ... 67
5.5.1 Außenantennen und deren Richtcharakteristik ... 67
5.5.2 Exposition von Fahrzeuginsassen durch Außenantennen ... 69
5.5.3 Exposition von Personen außerhalb von Fahrzeugen durch Außenantennen ... 69
5.5.4 Handsprechfunkgerät im Fahrzeuginneren ... 70

5.6 Unsicherheiten in den Simulationsergebnissen ... 72
5.6.1 Numerische und algorithmische Fehler ... 72
5.6.2 Ungenauigkeiten der verwendeten Modelle ... 75
5.6.3 Individuelle Unterschiede und Schwankungen ... 77

6 ZUSAMMENFASSUNG UND DISKUSSION ... 78

6.1 SAR-Werte ... 78

6.2 Temperaturerhöhung ... 80

7 ANHANG ... 82

7.1 Nominale und tatsächliche Sendeleistung ... 82

7.2 Absorptionsmechanismen in biologischem Gewebe ... 83

8 LITERATURVERZEICHNIS ... 84

DANKSAGUNG ... 87

1 EINLEITUNG

In Deutschland wird derzeit ein bundesweit einheitliches digitales Funknetz für Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BOS) nach dem TETRA-Standard (terrestrial trunked radio) aufgebaut. Diese Behörden und Organisationen sind insbesondere: Polizei des Bundes und der Länder, Feuerwehren, Rettungsdienste, Katastrophen- und Zivilschutzbehörden, Technisches Hilfswerk und Zollbehörden; siehe auch www.bdbos.bund.de/. Aber auch im privatwirtschaftlichen Bereich wird TETRA eingesetzt. Für diesen Personenkreis wird es dabei zu einer Veränderung ihrer beruflich bedingten Exposition gegenüber hochfrequenter elektromagnetischer Felder kommen.

Um noch bestehende Kenntnislücken im Bezug auf den Strahlenschutz zu verringern, führte das Bundesamt für Strahlenschutz (BfS) in Zusammenarbeit mit der für die Einführung und den Aufbau des neuen Funksystems verantwortlichen Bundesanstalt für den Digitalfunk der Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BDBOS) ein Forschungsprojekt durch, das im vorliegenden Abschlussbericht umfassend dargestellt wird. Zum Stand der Wissenschaft wurde bereits im ersten Zwischenbericht eine Literaturübersicht gegeben [Bodendorf und Geschwentner 2010]. Die Ergebnisse des zweiten Zwischenberichts [Bodendorf 2011] sind in der hier vorliegenden Arbeit in erweiterter und überarbeiteter Form mit aufgenommen.

Ziel der Arbeit ist die Bestimmung der Exposition von Personen durch die zum Einsatz kommenden Funkgeräte für verschiedene praxisrelevante Gebrauchsszenarien. Dabei wird die Wechselwirkung der Funkstrahlung mit dem Körpergewebe auf zwei physikalische Größen hin untersucht, nämlich zum einen die Energieabsorption im Körpergewebe pro Zeit, also die spezifische Absorptionsrate SAR, und zum anderen die dadurch verursachte Temperaturerhöhung. Beide Größen werden mit Hilfe von Computersimulationen berechnet, die auf anatomischen Körpermodellen und auf eigens für dieses Projekt kalibrierten Modellen der Handsprechfunkgeräte basieren.

1.1 TECHNISCHE SPEZIFIKATIONEN VON TETRA

TETRA (terrestrial trunked radio) ist ein speziell auf die Anforderungen der Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben zugeschnittener offener Standard für digitalen Bündelfunk des europäischen Standardisierungsinstituts für Telekommunikation ETSI (European Telecommunications Standardisation Institute) [ETSI 2007-09].

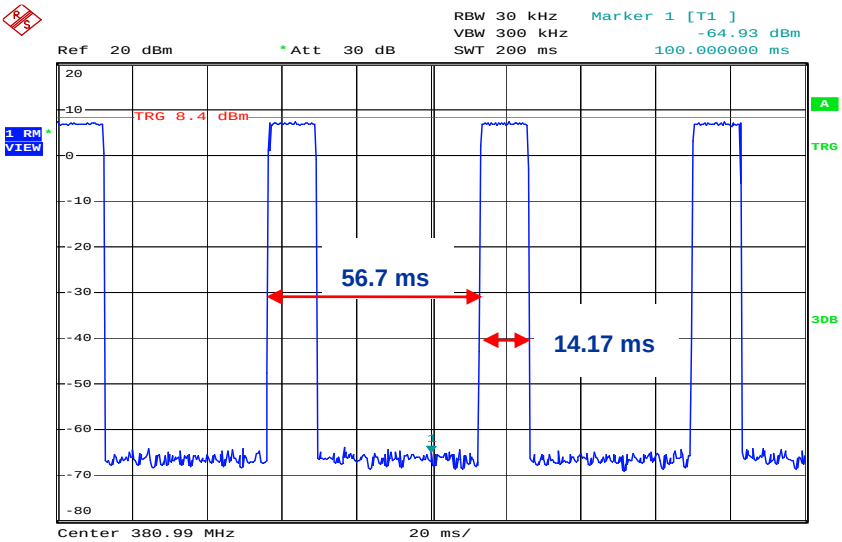


Abbildung 1 Messung der Zeitschlitze eines TETRA Sendesignals bei Sprachübertragung. In diesem Fall wird nur ein einziger Zeitschlitz von 14,17 ms pro 'Rahmen' (56,7 ms) belegt.

TETRA verwendet das Zeitmultiplexverfahren (TDMA), das heißt ein Funkkanal wird in mehrere Gesprächskanäle oder 'Zeitschlitze' unterteilt. Bei TETRA sind es vier Zeitschlitze, jeweils mit einer Länge von 14,167 ms, sodass sich eine 'Rahmenlänge' von 4 * 14,167 ms = 56,668 ms ergibt. Ein Gesprächskanal belegt einen Zeitschlitz pro Rahmen, wodurch ein gepulstes Hochfrequenzsignal mit einer Pulsfrequenz von 17,647 Hz entsteht (siehe Abbildung 1).

Neben der Sprachübertragung sieht der TETRA Standard auch die Datenübertragung vor. Dabei lassen sich zur Steigerung der Übertragungsrate mehrere (bis zu vier) Zeitschlitze bündeln, wodurch außer den 17,647 Hz auch andere Pulsfrequenzen vorkommen. Auch die gleichzeitige Übertragung von Sprache und Daten ist im Standard vorgesehen (siehe Abschnitt 5.2 zur tatsächlichen derzeitigen Nutzung im BOS-Netz).

Neben dem Zeitmultiplexverfahren verwendet TETRA auch das Frequenzduplex Verfahren (FDD): Jedem Funkkanal sind zwei Frequenzbänder zugewiesen, eine 'Uplink-Frequenz' für die Kommunikation vom Endgerät zur Basisstation und eine 'Downlink-Frequenz' für die Kommunikation in Gegenrichtung, also von der Basisstation zum Endgerät. In Europa werden Frequenzen zwischen 380 und 470 MHz eingesetzt. In Deutschland, wie auch in Österreich ist für den Uplink das Frequenzintervall 380 - 385 MHz, und für den Downlink das Intervall 390 - 395 MHz reserviert.

Der TETRA Standard definiert für mobile Geräte verschiedene Leistungsklassen mit maximaler Sendeleistung zwischen 0,56 W (Klasse 4L) und 30 W (Klasse 1). Der Maximalwert einer Klasse wird dabei nur bei Bedarf abgestrahlt. Bei guter Funkverbindung reduziert das Endgerät die Sendeleistung in Schritten von -5 dB (entspricht Faktor $\sqrt{0,1} \approx 0,32$) auf das erforderliche Maß.

Hinsichtlich der Nutzung der Netzinfrastruktur sind zwei unterschiedliche Betriebsmodi vorgesehen: Ähnlich wie bei GSM (Global System for Mobile Communications) wird im TMO Betrieb (Trunked Mode Operation) ein zellular aufgebautes Netz an Basisstationen verwendet. Der zweite dazu komplementäre Betriebsmodus (Direct Mode Operation DMO) kommt ohne Netzinfrastruktur aus, indem eine Direktverbindung von Endgerät zu Endgerät hergestellt wird.

2 NUMERISCHE METHODEN

Die Bestimmung von Absorptionsraten (SAR) im menschlichen Körper wird im Rahmen der klassischen Elektrodynamik behandelt. Die Kernaufgabe besteht in der Lösung der Maxwell-Gleichungen für die betrachteten Konfigurationen. Die hierfür eingesetzten numerischen Methoden werden in Abschnitt 2.1 vorgestellt.

Infolge der Strahlungsabsorption kommt es zu einer Temperaturerhöhung im Körper, die zunächst mit einem mathematischen Modell quantitativ beschrieben werden muss. Anschließend ist auch hier ein geeignetes numerisches Verfahren zu wählen. Beides wird in Abschnitt 2.2 diskutiert.

Schließlich wird in Abschnitt 2.3 auf die Berechnung der *gemittelten* SAR-Verteilung, und in 2.4 kurz auf die in dieser Arbeit verwendete Hard- und Softwareausstattung eingegangen.

2.1 MAXWELL SOLVER

Die Maxwell-Gleichungen wurden vor etwa 150 Jahren formuliert (James Clerk Maxwell 1864), und bilden bis heute das axiomatische Fundament, auf dem die gesamte klassische Elektrodynamik aufbaut. Sie lassen sich als ein System von vier gekoppelten linearen partiellen Differentialgleichungen erster Ordnung darstellen.

Allerdings gelingt es für die allermeisten praktischen Fragestellungen nicht, eine analytische Lösung dieser Gleichungen zu finden. So blieb der Zugang zur Elektrodynamik für lange Zeit auf mathematisch idealisierte Annahmen beschränkt, wie beispielsweise ein punktförmiger schwingender Dipol (Hertzscher Dipol) oder eine ebene Welle und halbunendlich ausgedehnte Körper.

Die Computertechnologie der letzten Jahrzehnte eröffnete jedoch nochmals gänzlich neue Einblicke in die Welt der Elektrodynamik. Numerische Verfahren, beflügelt durch die rasante Performancesteigerung der Rechensysteme, ermöglichten die Berechnung zunehmend komplexer Geometrien und immer größerer Raumgebiete. Heute spielen hoch parallelisierte Hardwarebeschleuniger eine wichtige Rolle bei der Bearbeitung immer komplexerer Problemstellungen.

Zur Lösung der Maxwell-Gleichungen kommen unterschiedliche numerische Methoden in Betracht. Es gibt Verfahren, die an der integralen Form der Gleichungen ansetzen, wie beispielsweise die Momentenmethode, und solche, die sich auf die differentielle Formulierung beziehen, wie die Methode der finiten Elemente, oder die der finiten Differenzen. In der vorliegenden Arbeit wird bis auf wenige Ausnahmen die Methode der finiten Differenzen im Zeitbereich verwendet, die in dem umfangreichen Standardwerk [Taflove und Hagness 2005] ausführlich dargestellt ist. Ein guter kurzer Überblick wird auch im englischsprachigen Wikipedia unter dem Stichwort 'Finite-Difference-Time-Domain Method' (FDTD) gegeben. Hier werden deshalb nur kurz das Prinzip und einige für die Arbeit relevante Aspekte dargestellt:

2.1.1 Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich (FDTD)

Die Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich geht unmittelbar von den Maxwell-Gleichungen in differentieller Form aus. Sie ist auch für geometrisch komplexe und inhomogene Simulationsgebiete unmittelbar anwendbar, wie im Falle von anatomischen Körpermodellen. Die beiden zeitunabhängigen Divergenzgleichungen $\nabla D = \rho$ und $\nabla B = 0$ (elektrische Flussdichte *D*, magnetische Flussdichte *B*) müssen für den Anfangszustand erfüllt sein, anderenfalls würde es sich nicht um einen physikalisch möglichen Feldzustand handeln. Die beiden zeitabhängigen Rotationsgleichungen $\dot{B} = -\nabla \times E$ und $\dot{D} = \nabla \times H - J$ (elektrische Feldstärke *E*, magnetische Feldstärke *H*, Stromdichte *J*) bestimmen nun die zeitliche Dynamik des elektrischen und magnetischen Feldes, wobei die Divergenzgleichungen - wie sich zeigen lässt - für alle Zeiten erfüllt bleiben, und daher im Algorithmus nicht mehr benötigt werden. Die zeitliche Änderung des einen Feldes ist also mit der räumlichen Änderung - nämlich der Rotation - des anderen Feldes verknüpft und umgekehrt.

Zunächst beginnt man nun mit einer (bei numerischen Methoden immer notwendigen) Diskretisierung, indem die Differentialquotienten (also alle räumlichen und zeitlichen Ableitungen) durch die entsprechenden zentralen Differenzenquotienten ersetzt werden. Dadurch entsteht eine Einteilung des Simulationsgebietes in quaderförmige 'Elementarzellen' mit Seitenlängen Δx, Δy, Δz und der Zeit in Zeitschritte Δt.

Die Frage, wie die Vektorkomponenten des elektromagnetischen Feldes innerhalb einer 'Elementarzelle' räumlich anzuordnen sind, wurde 1966 von K.S. Yee auf besonders raffinierte Weise mit der sogenannten *Yee-Zelle* (Abbildung 2) beantwortet [Yee 1966]: Jede *H*-Feld Komponente ist hier von vier *E*-Feld Komponenten wie von einer *Schleife* umgeben. Die aufsummierten Beiträge von *E* über diese Schleife determinieren nun gerade die zeitliche Änderung der eingeschlossenen *H*-Feld Komponente. Genauso ist auch jede *E*-Feld Komponente von vier *H*-Feld Komponenten wie von einer Schleife umgeben, die die zeitliche Änderung von *E* bestimmen. Die Konfiguration der Yee-Zelle veranschaulicht somit auch den Zusammenhang zwischen differentieller und integraler Formulierung der Maxwell-Gleichungen: Der Differentialoperator der Rotation wird zu einem finiten Wegintegral über eine geschlossene Schleife (Stokesscher Integralsatz). Das entspricht dem Bild der sich gegenseitig induzierenden Felder.

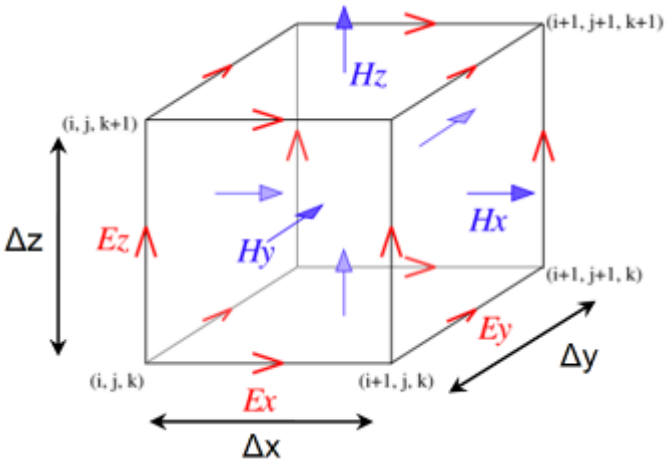


Abbildung 2 Yee-Zelle mit der räumlichen Anordnung der Feldkomponenten wie sie für FDTD Berechnungen verwendet wird. Dargestellt ist die durch die 12 *E*-Feld Komponenten aufgespannte "*E*-Zelle". Die entsprechende "H-Zelle" ist um die halbe Raumdiagonale verschoben. (Quelle: Wikipedia).

Basierend auf dieser räumlichen Konfiguration lässt sich nun sukzessive die zeitliche Dynamik berechnen, indem man vom Anfangszustand ausgehend in Zeitstufen von Δt voranschreitet. Im ständigen Wechsel wird aus E die Änderung des H-Feldes zu einem um Δt späteren Zeitpunkt, und anschließend aus H die Änderung des E-Feld zu einem um Δt späteren Zeitpunkt berechnet. Die Zeitpunkte, zu denen die Felder bestimmt werden, sind außerdem um Δt/2 gegeneinander verschoben, analog zur räumlichen Verschiebung der Komponenten von E und H um eine halbe Raumdiagonale der Yee-Zelle (Abbildung 2, Abbildung 78).

Das ist das Prinzip des sogenannten Yee-Algorithmus, der sich (bei Einhaltung der Stabilitätskriterien, siehe 2.1.3) als numerisch besonders robust, effizient und genau erweist, und so bis heute in den allermeisten FDTD Implementierungen verwendet wird. Nachdem die Rechnung in der Zeitdomäne erfolgt, man also immer die zeitliche Felddynamik als primäres Ergebnis der Simulation erhält, ist das Verfahren sowohl für sinusförmige, als auch für fast beliebige breitbandige Anregungen geeignet. Im zweiten Fall kann man aus einer einzigen Simulation durch Fourier-Transformation der Systemantwort den stationären Zustand für ein breites Frequenz-Spektrum erhalten.

2.1.2 Diskretisierung

Die räumliche Diskretisierung des Simulationsgebietes wird durch zwei unterschiedliche Anforderungen bestimmt: Erstens muss das Simulationsgitter fein genug sein, um die räumliche Wellenform der höchsten betrachteten Anregungsfrequenz gut auflösen zu können. In der Literatur geht man von 10-20 Zellen pro Wellenlänge aus [Taflove und Hagness 2005]. In dieser Arbeit wird

$\lambda_{min}/14$ als größte zulässige Seitenlänge pro Voxel[5] verwendet. Für eine harmonische Simulation im Vakuum bei der mittleren TETRA Uplink-Frequenz von 382,5 MHz, also λ_0 = 0,78 m, entspricht das ca. 5,6 cm. Menschliches Gewebe hat allerdings hohe relative Permittivitäten ε_r von bis zu ca. 70. Das entspricht einer Wellenlänge im Gewebe von $\lambda_{Gewebe} = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon} \approx$ 9 cm und damit einer Voxel-Seitenlänge im Körpermodell von nur noch ca. 6,7 mm. Breitbandsimulationen, in denen höhere Frequenzen enthalten sind, benötigen entsprechend noch feinere Rechengitter.

Die zweite Anforderung ist die räumliche Auflösung kleiner Strukturen im Simulationsgebiet. Da in dieser Arbeit Strukturen bis hin zur Linse des Auges noch aufgelöst werden sollen, muss die Voxelgröße nochmals deutlich reduziert werden, auf etwa 1 mm Seitenlänge. Die höchste Anforderung an die räumliche Auflösung stellt in diesem Projekt allerdings die Geometrie der modellierten TETRA-Handsprechfunkgeräte dar. Die Antennen dieser Geräte sind helixförmig aufgebaut (s. Kapitel 3), was im kartesischen Raster der Yee-Zellen eher ungünstig zu approximieren ist. Abbildung 3 zeigt zwei unterschiedlich feine Diskretisierungen der Sendeantenne, und zwar jeweils für den gewöhnlichen stufenförmigen Yee-Algorithmus, und unter Verwendung einer konformen Subzellen-Modellierungstechnik (Conformal FDTD), bei der die gekrümmte Metalloberfläche der Helix bei gegebener Gittergröße genauer wiedergegeben werden kann [Benkler 2007].

Die Helix wird hier als idealer elektrischer Leiter (PEC) modelliert. Dieser wird im Gegensatz zu den Dielektrika nicht in quaderförmige Yee-Zellen eingeteilt, sondern in rechteckige *Flächenelemente*, welche die entsprechende Randbedingung in der Simulation erzwingen. Nur wenn sechs solcher Flächen einen Quader bilden, wird dieser in der Simulationssoftware grafisch als Block dargestellt; anderenfalls sind nur die rechteckigen Flächenelemente zu sehen (deutlich zu erkennen in Abbildung 3, links). Die 'gevoxelte' Helix ist (anders als es vielleicht zunächst erscheint) nicht gebrochen, sondern durchgehend elektrisch verbunden.

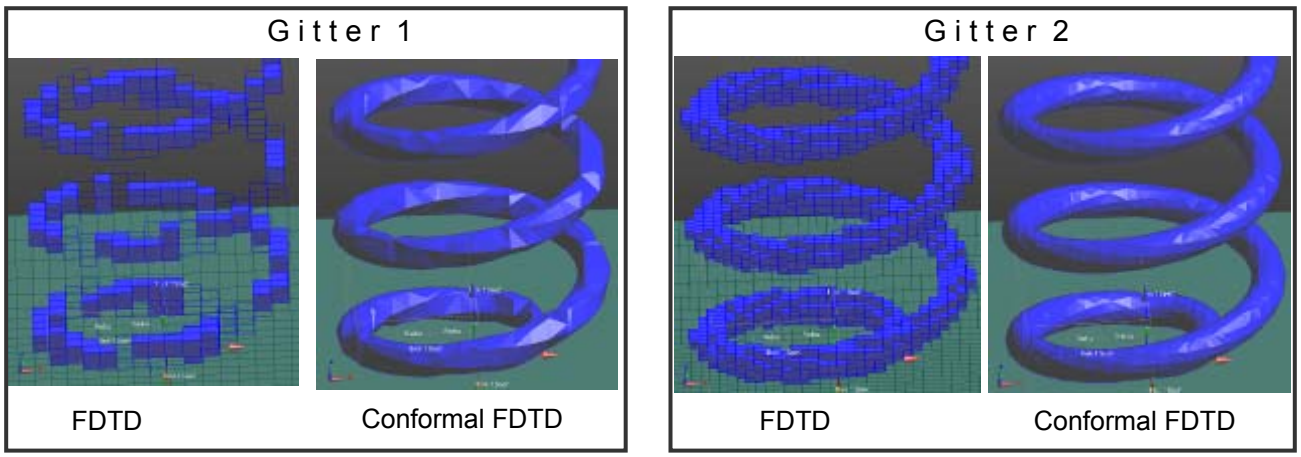


Abbildung 3 Diskretisierung einer Helix-Antenne (Drahtradius r = 0,55 mm) mit zwei unterschiedlichen Auflösungen. *Links*: Gitterkonstante ≈ r. *Rechts:* Gitterkonstante ≈ r / 2. Außerdem treppenstufenförmiges Gitter versus Subzellen-Modellierungstechnik (Conformal FDTD).

Eine gute Wahl der Diskretisierung und des Algorithmus (hier also der Standard FDTD Algorithmus versus Conformal FDTD) zeichnet sich nun dadurch aus, dass die Simulationsergebnisse bereits hinreichend unabhängig von einer weiteren Verkleinerung der Gitterkonstanten sind, während andererseits keine unnötige Überdiskretisierung mit entsprechenden Folgen für Speicherplatzbedarf und Rechenzeit besteht. Um die Diskretisierung der Antenne zu überprüfen, eignet sich als Indikator deren Impedanz Z (komplexer Wechselstromwiderstand) am Speisepunkt. Die Impedanz ist nämlich eine Größe, die empfindlich vom unmittelbaren Nahfeld der Antenne bestimmt wird,

[5] 'Voxel' ist ein Kunstwort, zusammengesetzt aus 'Volumen' und 'Pixel', also ein 'Volumenpixel', und damit die kleinste in der Simulation vorkommende räumliche Struktur. Im Fall von FDTD ist das die Yee-Zelle.

und das Nahfeld ist abhängig von den Details der Antennengeometrie, also auch von der Voxelung. Bei den hier betrachteten Helix-Antennen scheint zunächst die Verwendung eines Conformal Algorithmus, der die Geometrie bei gegebenem Rechengitter detaillierter wiedergibt, vorteilhaft zu sein. Tatsächlich konvergiert dadurch die Antennenimpedanz bei Verringerung der Voxelgröße schneller als mit dem Standardverfahren. Jedoch stellte sich heraus, dass das in der verwendeten Software implementierte Conformal Verfahren bei gekrümmten Grenzflächen zwischen Dielektrika zu erheblichen Fehlern in der Berechnung der SAR führen kann. Insbesondere bei den Übergängen mit großem Sprung der Permittivität wie er von Luft nach Haut auftritt, kommt es zu physikalisch unplausiblen Überhöhungen. Dieses Artefakt führt letztlich dazu, dass in der vorliegenden Arbeit ausschließlich der Standard FDTD Algorithmus eingesetzt wird, der davon nur vergleichsweise gering betroffen ist (siehe Abschnitt 5.6.1 für eine nähere Untersuchung).

Es zeigt sich, dass für die SAR-Berechnung eine Repräsentierung der Helix-Antenne wie in Abbildung 3, links ausreichend ist. Die Gitterkonstante sollte demnach nicht größer als ca. der Drahtradius (0,55 mm) sein. Allerdings ist es aufgrund des erwähnten Artefakts auch bei Standard FDTD nötig im Bereich des Luft-zu-Haut-Übergangs bei unmittelbarer Nahfeld-Exposition eine noch feinere Gitterauflösung zu wählen, die außerdem auch das $\lambda_{min}/14$-Kriterium weit unterschreitet und empirisch ermittelt werden kann. Alle kritischen Simulationen in dieser Arbeit wurden mit mehreren Auflösungen gerechnet, um so eine hinreichende Konvergenz sicherzustellen. (Siehe auch Abschnitt 5.6.1.)

Je nach Konfiguration wird also beim Übergang von Luft zu Haut unter Nahfeldbedingungen, oder auch für die räumliche Auflösung der Helix-Antenne ein sehr viel feineres Rechengitter benötigt, als beispielsweise für die leeren Raumbereiche. Die Anwendung der feinsten Diskretisierung über das gesamte Simulationsvolumen, welches im vorliegenden Fall beispielsweise einen Menschen vollständig einschließen soll, würde zu einem enorm hohen Bedarf an Arbeitsspeicher und extrem langen Rechenzeiten führen und wäre praktisch nicht erfüllbar. Dies ist ein typisches Ressourcenproblem von volumenbasierten Diskretisierungsverfahren, zu denen FDTD zählt. Glücklicherweise gibt es aber Konzepte, die mit einem variablen (adaptiven) Gitter arbeiten, das sich an die Anforderungen der jeweiligen lokalen Umgebung anpassen lässt, und somit die erforderliche Anzahl von Zellen stark reduziert. Ein Beispiel zeigt Abbildung 4.

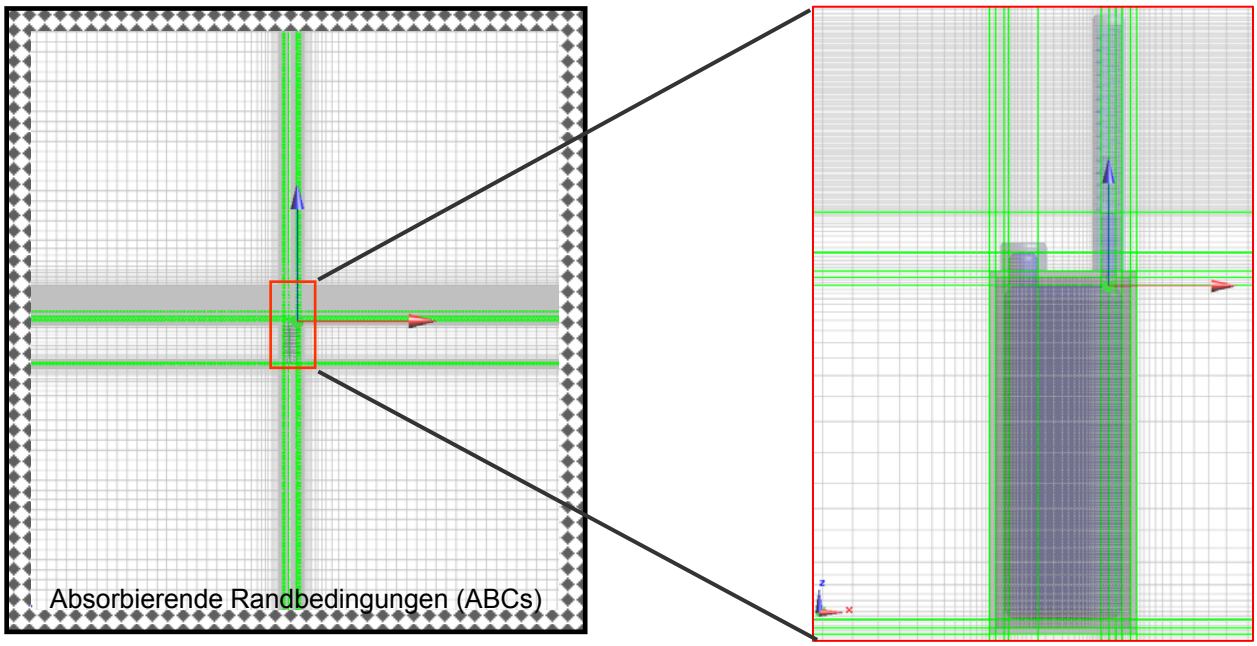


Abbildung 4 Beispiel für ein variables Simulationsgitter mit kleinem Gitterabstand von 0,55 mm im Bereich der Helix-Antenne und weichem Übergang zu einem wesentlich gröberen Gitter mit 2,8 cm Gitterkonstante im Vakuum. Die grünen 'Basislinien' umranden wichtige Geometrien und stellen Zusatzbedingungen beim Erstellen des Simulationsgitters dar.

2.1.3 Numerische Stabilität

Die räumliche und die zeitliche Diskretisierung sind voneinander abhängig. Je feiner der Raum aufgelöst wird, desto kleiner müssen die Zeitschritte gewählt werden, um numerische Stabilität zu gewährleisten. Das Courant–Friedrichs–Lewy Stabilitätskriterium [Courant et al. 1928] stellt allgemein für explizite finite Differenzen Verfahren im Zeitbereich einen Zusammenhang zwischen den räumlichen Gitterkonstanten *Δx, Δy, Δz* eines gleichförmigen Gitters über ein homogenes Medium, dem Zeitschritt *Δt* und der Ausbreitungsgeschwindigkeit *c* her:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2}+\frac{1}{(\Delta y)^2}+\frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad \text{bzw. für würfelförmige Gitter } \Delta x = \Delta y = \Delta z: \ \Delta t \leq \frac{\Delta x}{\sqrt{3}c} \qquad (1)$$

Man kann die Bedingung so interpretieren, dass die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle die 'numerische Informationsausbreitung' des Algorithmus nicht übersteigen darf. Wird sie verletzt, so ist der Algorithmus instabil, das heißt die zeitliche Iteration wird früher oder später exponentiell über alle Grenzen ansteigen. Allerdings ist die Erfüllung der Bedingung noch nicht hinreichend für eine *stabile* Entwicklung. Außerdem ist sie bei variablem Gitter und heterogenem Medium (also für die hier vorliegende Situation) nicht streng bewiesen. In [Benkler 2007] (Abschnitt 5.3.2.) wird ein modifiziertes Stabilitätskriterium für ein konformes Metall-FDTD-Subzellenmodell abgeleitet. Das gelingt jedoch für die Mehrzahl der Conformal FDTD Algorithmen nicht. Auch im Zusammenspiel mit absorbierenden Randbedingungen (Abschnitt 2.1.4) kann trotz Einhaltung des Kriteriums divergierendes Verhalten auftreten, das zum Teil erst nach Millionen von Iterationen in Erscheinung tritt. In der Praxis erweist sich Gl. (1) dennoch zumeist als eine sehr nützliche Bedingung, wenn man die *kleinsten* vorkommenden Gitterkonstanten *Δx, Δy, Δz* und die höchste Ausbreitungsgeschwindigkeit *c* (in unserem Fall die Vakuum-Lichtgeschwindigkeit) berücksichtigt.

Das Courant–Friedrichs–Lewy Stabilitätskriterium macht allerdings noch keine Aussage über die numerische Genauigkeit, sondern nur darüber, wann divergentes Verhalten mit Sicherheit auftritt, sodass überhaupt keine Lösung mehr erhalten wird. Die Diskretisierung im FDTD Algorithmus führt aber auch bei Einhaltung von Gl. (1) zu numerischen Artefakten, die man als '*numerische Dispersion'* bezeichnet: Das 'numerische Vakuum' erhält (unphysikalische) Eigenschaften eines (optisch dünnen) anisotropen, dispersiven Mediums, das heißt die Ausbreitungsgeschwindigkeit zeigt eine Abhängigkeit von der Orientierung zum Rechengitter, von der Wellenlänge und von der Gitterkonstanten. Pulse zerlaufen, und Interferenzen werden durch Phasenfehler verfälscht. Dieser numerische Fehler kann aber durch höhere Auflösung im Prinzip beliebig reduziert werden. Bei der Berechnung von SAR-Werten in einem stark gedämpften Medium, wie dem menschlichen Körper, sollte er von geringer Bedeutung sein. Eine ausführliche und quantitative Behandlung der numerischen Dispersion wird in [Taflove und Hagness 2005] Chapter 4, gegeben. Siehe dort insbesondere auch Fig. 4.2.

Trotz vieler schwierig zu quantifizierender potentieller numerischer Artefakte und Instabilitäten stellt sich der FDTD Algorithmus im praktischen Einsatz zumeist als robust und akkurat heraus. Eine Abschätzung für die numerische Schwankungsbreite erhält man durch kleine Variationen der Simulationsparameter wie Gitter, Simulationszeit, Zeitschritt u. ä.

Anhand des Courant–Friedrichs–Lewy Kriteriums lässt sich auch erkennen, wie der numerische Aufwand skaliert: Halbiert man zum Beispiel die Gitterkonstante global und in allen drei Raumrichtungen, so steigt die Anzahl der Voxel und damit der benötigte Arbeitsspeicher um den Faktor 8, während der Zeitschritt nach Gl. (1) halbiert werden muss. Die zu berechnende Anzahl von Zellen, und damit die Rechenzeit steigt also um den Faktor 2 * 8 = 16!

2.1.4 Randbedingungen

Häufig liegen 'offene' Randbedingungen vor, wie beispielsweise in dieser Arbeit bei der Abstrahlung in den unbegrenzten Raum. Das numerische Simulationsgebiet hingegen hat zwangsläufig nur eine endliche Größe. Die Begrenzung verursacht aber störende Reflexionen am Rand. Denk-

bar wäre es, die Simulation abzubrechen, ehe die Reflexionen den interessierenden Bereich (z.B. das Körpermodell) erreichen. Allerdings müsste dann in der Zeit vor dem Eintreffen von Reflexionen in diesem Bereich ein stationärer Zustand erreicht, oder ein Puls gänzlich abgeklungen sein. Das Simulationsgebiet müsste folglich sehr groß gewählt werden, nur um das Eintreffen der Reflexionen zu verzögern.

Ein effizienterer Weg besteht in der Einführung von absorbierenden Randbedingungen (Absorbing Boundary Condition, ABC), die das Simulationsgebiet einschließen (Abbildung 4). Solche physikalischen Randbedingungen arbeiten jedoch ideal nur für einen bestimmtem Einfallswinkel, eine bestimmte Frequenz und Polarisation. Eine enorme Verbesserung der Anwendbarkeit und der Effizienz des FDTD Algorithmus hat hier die Einführung so genannter '*Perfectly-Matched-Layer*'-Randbedingung (PML) erbracht [Berenger 1994]. Diese künstlichen unphysikalischen Begrenzungen absorbieren theoretisch ohne jede Reflexion, und das unabhängig von Frequenz, Polarisation und Einfallswinkel. Numerisch können allerdings schwache Restreflexionen auftreten. In der vorliegenden Arbeit werden sogenannte uniaxial PML (UPML) verwendet. Der Abstand zwischen dem untersuchten Volumen und den UPML ABCs sollte mindestens in etwa $\lambda_{max}/4$ betragen. Mit Hilfe dieser Randbedingungen kann man sich häufig auf die FDTD Rechnung im Bereich des Nahfeldes beschränken. Die Information über das Fernfeld (Abstrahlcharakteristik) geht dabei nicht verloren; sie lässt sich anschließend durch eine Nahfeld-Fernfeld-Transformation errechnen.

2.2 THERMISCHER SOLVER

2.2.1 Die Bio-Wärmetransfer Gleichung von Pennes

Im Folgenden wird ein Modell zur Berechnung der Körpertemperatur in endothermen (d.h. die Körpertemperatur innerlich regulierenden) Organismen betrachtet. Der (menschliche) Körper produziert Wärme, die durch Blutzirkulation und Wärmeleitung ständig im Körper verteilt wird. Ausgehend von der Wärmeleitungsgleichung (oder Diffusionsgleichung) stellte Harry H. Pennes im Jahr 1948 die *Bio-Wärmetransfer-Gleichung* (Pennes Bioheat Equation) auf, die diese grundlegenden Mechanismen im Körper in Form einer Differentialgleichung erfassen soll [Pennes 1948]:

$$\underbrace{\rho c \frac{\partial T}{\partial t}}_{I} = \underbrace{\nabla(\kappa \nabla T)}_{II} - \underbrace{\rho_B c_B \rho \omega (T - T_B)}_{III} + \underbrace{\rho(h + SAR)}_{IV} \qquad (2)$$

Dabei sind:

- ρ die Dichte des biologischen Gewebes [kg/m^3],
- c die spezifische Wärmekapazität des biologischen Gewebes [J/(K kg)],
- T=T(x,y,z,t) die zeitabhängige Temperaturverteilung im Körper,
- κ die Wärmeleitfähigkeit des biologischen Gewebes [W/(m K)],
- ρ_B die Dichte des Blutes [kg/m^3],
- c_B die spezifische Wärmekapazität des Blutes [J/(K kg)],
- ω die spezifische Durchblutungsrate des Gewebes [m^3/(kg s)],
- T_B die Temperatur des zuströmenden (arteriellen) Blutes.
- h die spezifische metabolische (also körpereigene) Wärmeproduktionsrate [W/kg],
- SAR die spezifische absorbierte Leistung des elektromagnetischen Feldes [W/kg].

Die Bedeutung der vier Terme in Gl. (2) kann folgendermaßen interpretiert werden:

- Der Term (I) auf der linken Seite der Gleichung ist die (auf das Volumen bezogene) zeitliche Änderung der gesamten Wärmemenge. Diese Änderung der Wärmemenge wird verursacht durch die drei Quellterme auf der rechten Seite der Gleichung, an denen Wärmeenergie entspringt oder versiegt:

- Der Temperaturgradient ist Ursache für einen Wärmestrom $\kappa \nabla T$, dessen Quelle durch den Term (II) gegeben ist. Er ist verantwortlich für die thermische Relaxation, also den Temperaturausgleich. Die Terme (I) und (II) bilden die klassische parabolische Wärmeleitungs- oder Diffusionsgleichung.
- Der Term (III) erfasst den Wärmetransport durch das arterielle Blut der Temperatur T_B. Die Durchblutungsrate ω wird hier als eine *kontinuierliche* Größe beschrieben, also ohne Berücksichtigung diskreter Blutbahnen in Form von Adern. Außerdem wird ein vollständiger Temperaturausgleich zwischen heranströmendem Blut und umgebendem Gewebe angenommen, also ein maximaler Wärmeaustausch.
- Schließlich erfasst der Term (IV) noch zwei weitere Wärmequellen, nämlich die metabolische (d.h. durch den Stoffwechsel des Körpers bedingte) Wärmeproduktion, und die aus dem elektromagnetischen Feld des Handsprechfunkgerätes absorbierte Leistung, also die SAR, deren Verteilung zuvor in einem separaten Schritt berechnet werden muss (Abschnitt 2.1).

Die Thermoregulation im Körper ist ein aktiver Regelkreis, der die Temperatur im Körperkern in engen Grenzen konstant hält, während die Körperschale je nach Umgebungsbedingungen und Muskelaktivität schwankende Temperatur haben kann. Dabei sind die Durchblutungsrate und die metabolische Wärmeproduktion selbst stark temperaturabhängige Größen, die (unter anderem) zur Temperaturregulation eingesetzt werden. Eine Übersicht zu diesem Themenbereich mit vielen Literaturhinweisen ist in [Schmid et al. 2006 (korrigierte Ausgabe 2008)] zusammengestellt.

In dieser Arbeit ist jedoch in erster Linie die Erhöhung der Temperatur aufgrund der Exposition im äußeren Feld von Interesse und nicht die absolute Temperaturverteilung im Körper. Jeder Erwärmung von außen wirkt aber die körpereigene Thermoregulation entgegen. Im Kernbereich ist daher beispielsweise (bei nicht zu starker und nicht zu schneller Wärmezufuhr) praktisch keine Erwärmung zu erwarten. Wir vereinfachen aber die Fragestellung folgendermaßen: Wie groß wäre die Temperaturerhöhung, wenn der Regelkreis des Körpers nicht reagieren würde? Das entspricht einer konservativen Abschätzung der Temperaturerhöhung und bedeutet, dass die Durchblutungsrate und die metabolische Wärmeproduktion als konstant betrachtet werden. Geht man weiter von temperaturunabhängiger Wärmekapazität und Wärmeleitfähigkeit aus (was für die hier auftretenden kleinen Erwärmungen praktisch erfüllt ist), so ist Gleichung (2) eine in der gesuchten Funktion T lineare Differentialgleichung, die mit Hilfe des Ansatzes $T = T_{SAR=0} + \delta$ in zwei Gleichungen separiert werden kann ($\Delta \equiv \nabla^2$ ist der Laplace-Operator):

$$\rho c \frac{\partial T_{SAR=0}}{\partial t} = \kappa \, \Delta T - \rho_B \, c_B \, \rho \omega (T_{SAR=0} - T_B) + \rho \, h \tag{3}$$

$$\rho c \frac{\partial \delta}{\partial t} = \kappa \, \Delta \delta - \rho_B \, c_B \, \rho \omega \, \delta + \rho \, SAR \tag{4}$$

In Gl. (3) erkennt man nun für die Temperaturverteilung $T_{SAR=0}$ wieder die Bio-Wärmetransfer-Gleichung (2), jedoch ohne äußeres Strahlungsfeld. Die Temperatur*erhöhung* δ aufgrund der absorbierten Strahlungsenergie wird dagegen alleine durch Gleichung (4) bestimmt, vollkommen unabhängig von der absoluten Temperaturverteilung! Als Anfangszustand kann man $\delta=0$ wählen, was für kleine Erwärmungen bereits eine günstige Wahl darstellt. Bemerkenswert ist außerdem, dass die Temperaturerhöhung unabhängig von der metabolischen Wärmeproduktion *h* und von der Temperatur des zuströmenden Blutes T_B ist. Da beide Parameter schwierig zu bestimmen sind, ist das von großem Vorteil. Weiter ist δ nach Gleichung (4) direkt proportional zur SAR (zum Beispiel: Multiplikation von Gleichung (4) mit 2 lässt sich interpretieren als doppelte Temperaturerhöhung bei doppelter SAR), und damit auch zur gesamten Sendeleistung. Allerdings ist die ebenfalls schwierig zu bestimmende Durchblutungsrate ω weiterhin eine notwendige Größe zur Berechnung der Temperaturerhöhung.

2.2.2 Thermische Randbedingungen

Die Randbedingungen bestimmen den Wärmeaustausch am Rande des Simulationsgebietes mit der Umgebung. Anders als bei der elektromagnetischen Simulation ist es möglich und auch sinnvoll, den Rand des Simulationsgebietes unmittelbar an der Oberfläche des zu simulierenden Körpers zu wählen. Bei der vorliegenden Thematik ist das der Übergang von der Hautoberfläche zur Umgebungsluft, oder zur Oberfläche des Handsprechfunkgerätes. Dabei kommen im Wesentlichen drei Wechselwirkungen ins Spiel, nämlich Konvektion, Strahlung und Verdunstung.

Die Konvektion ist hier der Wärmeaustausch mit der vorüberströmenden Luft. Bei *freier* Konvektion wird die Luftbewegung durch die Temperaturunterschiede selbst verursacht: Die Luft dehnt sich bei Erwärmung an der Hautoberfläche aus und erfährt im Schwerefeld einen Auftrieb. Erzwungene Konvektion, zum Beispiel bei Wind, kann wesentlich stärkere Kühlwirkung haben.

Mathematisch beschreibt man die Konvektion als Neumann-Randbedingung, bei der die Normalenableitung von T am Rand proportional der Differenz zur Umgebungstemperatur T_U ist:

$$-\kappa \frac{\partial T}{\partial n} = H(T - T_U) \tag{5}$$

Dies ist eine senkrecht zur Oberfläche gerichtete Wärmestromdichte mit einem konstanten Wärmeübertragungskoeffizienten H [W/(k m^2)]. Mit dem Ansatz von oben $T = T_{SAR=0} + \delta$ lässt sich auch Gl. (5) wegen ihrer *Linearität* aufteilen:

$$-\kappa \frac{\partial T_{SAR=0}}{\partial n} = H(T_{SAR=0} - T_U) \tag{6}$$

$$-\kappa \frac{\partial \delta}{\partial n} = H\delta \tag{7}$$

Die Randbedingungen (6) und (7) sind in dieser Reihenfolge den Differentialgleichungen (3) und (4) zugeordnet. Die Temperatur*erhöhung* δ ist damit *unabhängig* von der absoluten Umgebungstemperatur T_U.

Die Wärmestrahlung ist nach dem Stefan-Boltzmann-Gesetz (für einen schwarzen Strahler) proportional zur vierten Potenz der absoluten Oberflächentemperatur, und damit im Allgemeinen stark nichtlinear (doppelte Temperatur → 16-fache Strahlungsleistung!). Allerdings lässt sie sich für die hier betrachteten kleinen Temperaturänderungen gut linearisieren und in Form eines kombinierten Wärmeübertragungskoeffizienten $H_{Conv+Rad}$ in Gleichung (5) berücksichtigen. In dieser Näherung bleibt die Temperaturerhöhung weiter unabhängig von der Umgebungstemperatur.

Die Verdunstungskälte durch Schweißproduktion stellt einen äußerst effizienten Kühlungsmechanismus dar, der aber Teil des aktiven Regelkreises ist. Im Sinne einer konservativen Abschätzung wird diesen Effekt hier nicht berücksichtigt.

Zusammenfassend werden die Randbedingungen für die Temperaturerhöhung δ durch Gleichung (7) mit einem kombinierten Wärmeübertragungskoeffizienten $H_{Conv+Rad}$, der die Konvektion und die Wärmestrahlung berücksichtigt, beschrieben. Die absolute Umgebungstemperatur geht dabei nicht ein. In der Literatur wird für $H_{Conv+Rad}$ häufig ein Wert zwischen 7 und 8 W/(K m^2) angenommen [Schmid et al. 2007], [Wainwright 2007], [Christ et al. 2006], [Wang und Fujiwara 1999]. Im Sinne einer konservativen Abschätzung wird hier meist der kleinere Wert von 7 W/(K m^2) gewählt.

2.2.3 Numerisches Verfahren

Zur Berechnung der Temperaturerhöhung durch die im Körper absorbierte Strahlungsenergie muss also Gleichung (4) zusammen mit der Randbedingung (7) gelöst werden. Dazu wird, um die gesamte zeitliche Entwicklung in den stationären Zustand zu beobachten, wie bereits im Fall des elektrodynamischen Solvers wieder auf ein FDTD Verfahren zurückgegriffen, also ein explizites Voranschreiten in der Zeit (siehe Abschnitt 2.1.1). Um keine Ungenauigkeiten durch interpolierte SAR-Werte zu addieren, kann das Simulationsgitter der elektrodynamischen Rechnung weiterver-

wendet werden. Allerdings sind die Rechenzeiten zum Teil sehr hoch. Falls lediglich der stationäre Endzustand (zeitliche Änderung gleich null) interessiert, und nicht die Dynamik in diesen Zustand, so kann auch ein direktes Matrix-Verfahren zur Lösung der Gleichung

$$\kappa\,\Delta\delta - \rho_B\, c_B\, \rho\omega\,\delta + \rho\, SAR = 0 \tag{8}$$

angewendet werden. Beide Ansätze werden in der vorliegenden Arbeit je nach Fragestellung eingesetzt. Dabei zeigt sich eine gute Übereinstimmung im stationären Zustand.

Die Diskretisierung eines Objekts im kartesischen Koordinatensystem hat allerdings die für thermische Simulationen kritische Eigenschaft, dass die Oberfläche des Objekts bei Verkleinerung der Voxelgröße nicht gegen die tatsächliche Objektoberfläche konvergiert, sondern deutlich größer bleiben kann. Beispielsweise hat eine Ebene, die in der Diagonalen eines kubischen Gitters liegt, in der 'Treppennäherung' eine um $\sqrt{2}$ zu große Fläche - unabhängig von der Voxelgröße. Das kann zu einer deutlichen Überschätzung des Wärmestroms am Rand führen. Daher ist die Verwendung eines Conformal FDTD Algorithmus (Abschnitt 2.1.2), der die tatsächliche Oberfläche genauer approximiert, bei thermischen Simulationen im Gegensatz zu den Feldsimulationen von grundsätzlicherer Bedeutung und wird in dieser Arbeit eingesetzt.

2.3 SAR-MITTELUNGSVERFAHREN

Die spezifische Absorptionsrate (SAR), also die in einem Medium absorbierte Strahlungsleistung pro Masse, lässt sich in nichtmagnetisierbarem Material wie es bei biologischem Gewebe der Fall ist (relative magnetische Permeabilität $\mu_r = 1$), mit Hilfe der elektrischen Feldstärke im Medium bestimmen zu (siehe Anhang 7.2):

$$SAR := \frac{d}{dt}\frac{dW}{dm} = \frac{\sigma}{\rho}\left\langle \vec{E}^2 \right\rangle_t \tag{9}$$

Mit:

- σ: Elektrische Leitfähigkeit bei Kreisfrequenz ω. $\sigma = -\omega\,\varepsilon_0\,\mathrm{Im}(\varepsilon_r)$.
- $\left\langle \vec{E}^2 \right\rangle_t$ zeitlicher Mittelwert des Quadrates der elektrischen Feldstärke (*RMS*-Wert) im absorbierenden Medium.
- ρ Massendichte.

Der so definierte SAR-Wert ist eine (mathematisch abstrahierte) punktförmige Größe, die numerisch in der Voxelauflösung bestimmt werden kann, und im stark heterogen aufgebauten Körpergewebe zu einer entsprechend unstetigen Verteilung führt. Das steht im Gegensatz zur Temperaturverteilung, die aufgrund des thermischen Relaxationsvorgangs (Diffusionsprozess) einen wesentlich gleichmäßigeren räumlichen Verlauf zeigt. Um die SAR-Verteilung zu glätten, und so vergleichbarer mit der biologisch wirksamen Temperaturerhöhung zu machen, wurden unterschiedliche Mittelungsverfahren vorgeschlagen. Allerdings ist die Temperaturerhöhung nicht unmittelbar aus einer gemittelten SAR ableitbar. Zur Korrelation von beiden gibt es verschiedene Untersuchungen [Hirata und Shiozawa 2003, Fujimoto et al. 2006, Hirata und Fujiwara 2009], [Wainwright 2007].

2.3.1 ICNIRP Richtlinien

In den Richtlinien der *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* [ICNIRP 1998] wird ein zusammenhängendes Mittelungsvolumen vorgeschlagen, dessen geometrische Form so zu wählen ist, dass man den größten möglichen über 10 g Masse gemittelten SAR-Wert erhält. Weitere einschränkende Randbedingungen zur Geometrie werden nicht gemacht. Diese Definition ist allerdings algorithmisch schwierig umzusetzen. Bei strikter Anwendung auf heterogene SAR-Verteilungen kann sie außerdem zu Mittelungsvolumina mit beliebig großer Oberfläche und zerklüfteter Gestalt führen, was aus thermischer Sicht nicht sinnvoll erscheint.

2.3.2 IEEE Standard und europäische Messnorm

Das IEEE Standards Coordinating Committee schlägt hingegen ein *würfelförmiges* Mittelungsvolumen vor ([IEEE 2002], Annex E). Dabei wird unterschieden zwischen einer Mittelungsmasse von 1 g im Körper und 10 g im Bereich der Extremitäten. Auch die Europäische Norm EN 62209-1 (identisch mit der Internationalen Norm IEC 62209-1:2005) geht bei der Messung von einem *würfelförmigen* Mittelungsvolumen aus [62209-1 2007]. Diese Definition hat den Nachteil, dass sie (anders als beispielsweise ein sphärisches Volumen) nicht invariant gegenüber einer Drehung des Koordinatensystems, und daher streng genommen auch nicht exakt eindeutig ist. Sie lässt sich aber im kartesischen Yee-Gitter algorithmisch vergleichsweise gut umsetzen.

Der IEEE Standard beschreibt sehr genau, wie die Mittelung durchzuführen ist, insbesondere auch an der Oberfläche des Körpers, an dem in der Regel die höchsten SAR-Werte auftreten:

- Es gibt Voxel im Inneren des simulierten Körpers, die das Zentrum eines vollständig im Körper liegenden Mittelungsvolumens bilden. Diesen Voxeln wird das Ergebnis der Mittelung zugeordnet. Das ist der einfache, naheliegende Fall.
- Es gibt Voxel, die so nahe am Rand liegen, dass sie selbst *nicht* das Zentrum eines vollständig im Körper liegenden Mittelungsvolumens bilden. Wenn diese Voxel aber in anderen Mittelungsvolumina enthalten sind, so wird ihnen der maximale gemittelte SAR-Wert aus allen Mittelungen zugewiesen, an denen sie beteiligt sind. Diese Voxel enthalten also 'nur' die Kopie eines Wertes ihrer Umgebung.
- Es gibt schließlich Rand-Voxel, die weder Zentrum eines Mittelungsvolumens bilden, noch in einem anderen Mittelungsvolumen enthalten sind. Für diesen Fall wird ein *neuer Mittelungswürfel* so konstruiert, dass diese Voxel *im Zentrum einer Seitenfläche* dieses Würfels liegen. Um die Definition eindeutig zu machen, wird unter den sechs möglichen Würfeln die diese Bedingung erfüllen jener mit dem kleinsten Volumen, also mit dem kleinsten Anteil an Luft gewählt. Der in diesem Würfel berechnete Mittelwert wird dem Voxel zugeordnet.

Mit diesem relativ komplizierten Verfahren gelingt es, jedem Voxel bis hin zum Rand einen gemittelten SAR-Wert zuzuweisen, der (nach Festlegung des Koordinatensystems) eindeutig definiert ist. Man geht so von der ursprünglichen SAR-Verteilung pro Voxel auf eine neue SAR-Verteilung über, die immer noch dieselbe durch die ursprünglichen Voxel bestimmte Auflösung hat, aber nun über 1 g bzw. 10 g gemittelte Werte enthält. Nachdem die größten SAR-Werte typischerweise an der Oberfläche auftreten, ist das spezielle Mittelungsverfahren für die Oberflächen-Voxel durchaus von Bedeutung.

In dieser Arbeit wird eine Mittelungsmasse von 10 g entsprechend der ICNIRP Richtlinie in Kombination mit dem Mittelungsalgorithmus nach dem IEEE Standard verwendet. Das Maximum aus diesem Verfahren kann dann mit den empfohlenen Expositionshöchstwerten verglichen werden. Allerdings bedeutet die Mittelung über ein Würfelvolumen verglichen mit dem ICNIRP Verfahren keine konservative Abschätzung. In [Wainwright 2007] wird in ungünstigen Fällen bei der Mittelung über einen 10 g *Würfel* von deutlich niedrigeren SAR-Werten berichtet, als bei der ICNIRP Definition. Der maximale Unterschied erreicht dort knapp einen Faktor zwei.

2.4 HARD-UND SOFTWARE

Die Simulationen für diese Arbeit werden mit einem PC mit Intel Xeon Prozessor E5620 mit vier Kernen, Taktfrequenz 2,4 GHz und 24 GB physikalischem Arbeitsspeicher durchgeführt. Außerdem verfügt der Rechner über eine NVIDIA® Tesla C1060 Grafikkarte mit 240 Prozessoren zur Parallelisierung der FDTD-Rechnungen. Damit lassen sich je nach Gesamtzahl der Voxel bis zu ca. 500 Millionen Zellen pro Sekunde berechnen.

Für die FDTD Rechnungen wird die Software Semcad X der Schweizer Firma 'Schmid & Partner Engineering AG' (SPEAG) in der Version 14.x eingesetzt.

3 MODELLIERUNG DER HANDSPRECHFUNKGERÄTE

Das Simulationsmodell eines Handsprechfunkgeräts besteht zum einen aus der Geometrie und zum anderen aus der elektrischen Charakterisierung der Materialien durch Leitfähigkeit und Permittivität ε ('Dielektrizitätskonstante'). Dabei kommt es darauf an, einerseits Details, die für eine akkurate Simulation wichtig sind, möglichst realistisch nachzubilden, und andererseits unwesentliche Details angemessen zu vereinfachen, um den numerischen Aufwand (d.h. insbesondere die Anzahl der Voxel) nicht unnötig in die Höhe zu treiben.

Aufgabe der Simulation ist die Berechnung der erzeugten elektromagnetischen Felder, wobei es für die Bestimmung der Absorptionsraten weder notwendig noch sinnvoll ist, die interne Elektronik des Handsprechfunkgerätes mit zu berücksichtigen. Die Schnittstelle zwischen diesen beiden 'Welten' bildet eine virtuelle Spannungsquelle, die am Speisepunkt der Antenne ansetzt, und Energie in das System einspeist. Die Spannungsquelle stellt im Hinblick auf die entstehenden Felder die Essenz der Elektronik dar.

TETRA ist ein offener Standard, und so gibt es unterschiedliche Hersteller von Endgeräten und Fahrzeugantennen. Nach heutigem Stand sind die bei Weitem am häufigsten im BOS-Funk eingesetzten Handsprechfunkgeräte in Deutschland das Motorola HRT – MTP 850 und das Sepura HRT – STP 8000 (Abbildung 5), die in dieser Arbeit repräsentativ für alle eingesetzten Handsprechfunkgeräte untersucht werden. Außerdem werden typische Montagevarianten von Fahrzeugaußenantennen betrachtet.

Motorola
HRT – MTP 850

Sepura
HRT – STP 8000

Abbildung 5 Für die Untersuchungen von Handsprechfunkgeräten wurden diese beiden im BOS-Funk weit verbreiteten Geräte ausgewählt.

Für die Entwicklung der Simulationsmodelle standen CAD-Daten der Handsprechfunkgeräte nicht zur Verfügung. Die Modellentwicklung basiert stattdessen auf der Vermessung und Durchleuchtung der Geräte mit Röntgengeräten (Abschnitt 3.1), dem Öffnen des Gehäuses zur Analyse des inneren Aufbaus und dem Vergleich simulierter Feldverteilungen mit Nahfeldmessungen an den Geräten (Abschnitt 3.3).

Für die Untersuchung wurden freundlicherweise von der Münchner Polizei je zwei Exemplare beider Handsprechfunkgeräte sowie mehrere Außenantennen bereitgestellt.

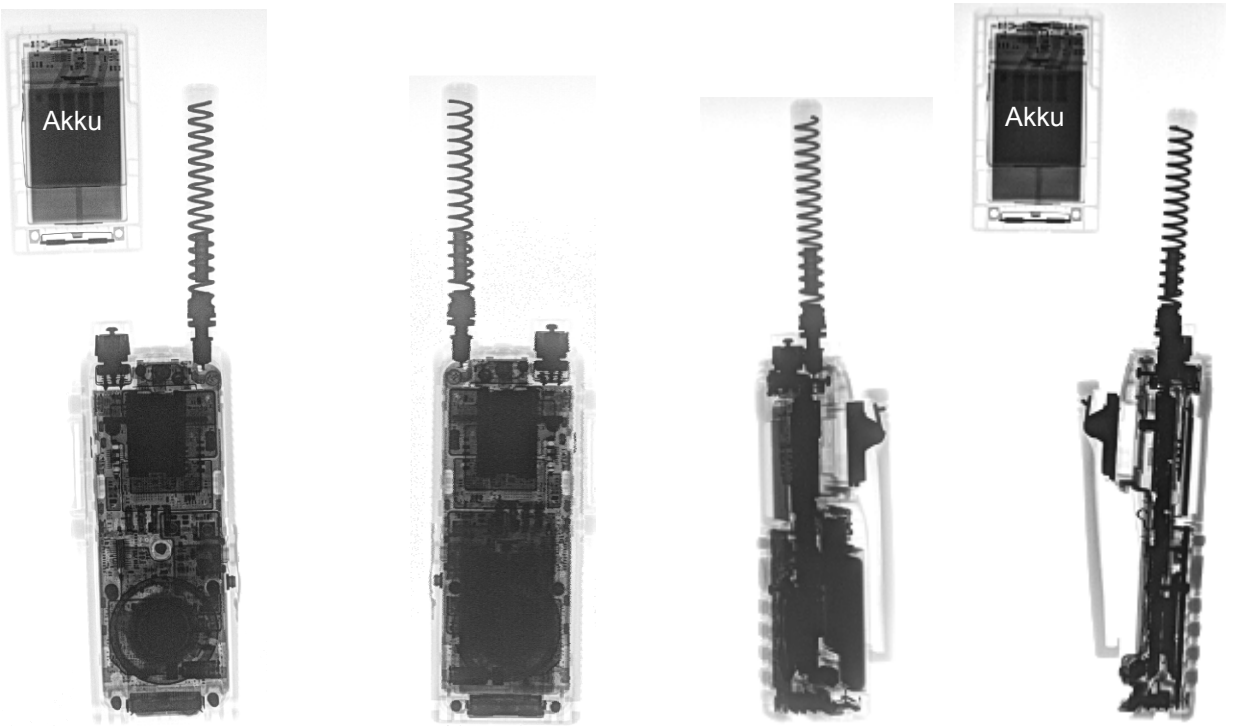
3.1 RÖNTGENAUFNAHMEN

Alle Röntgenaufnahmen wurden am Klinikum der Ludwig-Maximilians-Universität München in der Röntgenabteilung an einem modernen digitalen Röntgengerät durchgeführt. Die Kalibrierung der Aufnahmen mit Hilfe einer Metallplatte bekannter Größe erwies sich als leicht richtungsabhängig. Die Auflösung der Bilder liegt deutlich unterhalb von 1 mm.

3.1.1 Motorola HRT – MTP 850

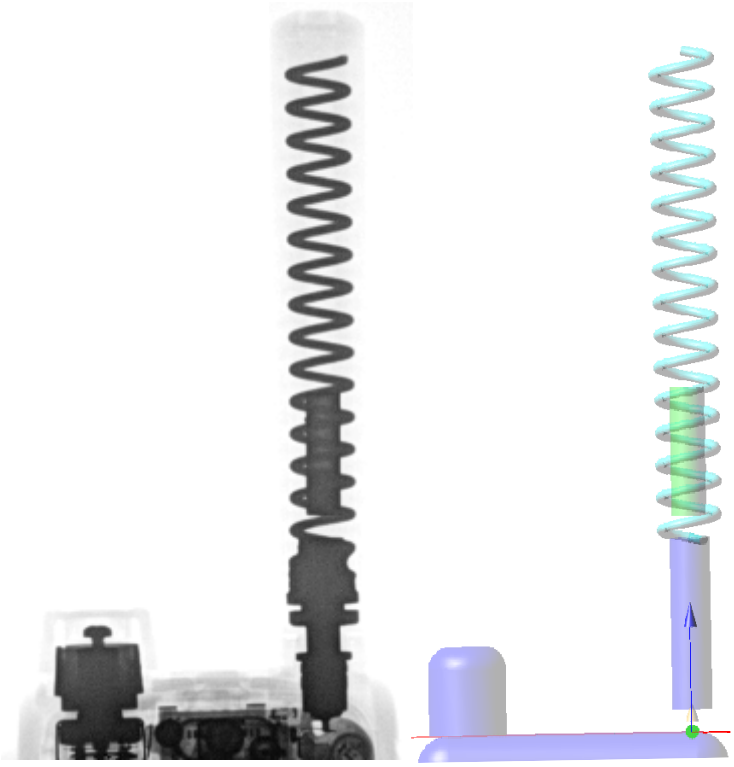
Bei der vergleichsweise niedrigen eingesetzten Sendefrequenz (Wellenlänge λ/2 = 39 cm) ist eine entsprechend große Antennengeometrie erforderlich, die als verkürzte λ/4-Antenne in Wendel- oder Helixform sehr deutlich in den Aufnahmen zu erkennen ist (Abbildung 6 und Abbildung 7). Im Inneren der Helix am unteren Ende ist eine kleine GPS-Antenne eingebettet.

Die Geometrie der Helix-Antenne wirkt sich empfindlich auf Resonanzfrequenz und Eingangsimpedanz aus. Sie lässt sich ausgezeichnet aus den Aufnahmen bestimmen (Abbildung 7).



Frontseite, Akku ausgebaut | Rückseite, Akku im Gerät | Seitenansicht, Akku im Gerät | Seitenansicht, Akku ausgebaut

Abbildung 6 Röntgenaufnahmen des Motorola HRT–MTP 850 Handsprechfunkgerätes.



Helix-Höhe:	63 mm
Windungen:	15
Windungshöhe:	4,2 mm
Helix-Radius:	3,6 mm
Draht-Radius	0,55mm

Abbildung 7 Motorola HRT – MTP 850: Die Geometrie der Helix-Antenne kann mit hoher Genauigkeit aus der Röntgenaufnahme (links) bestimmt werden. Sie wirkt sich empfindlich auf Resonanzfrequenz und Impedanz aus. Vergleich mit der als Metall (PEC) modellierten Antennenstruktur des Simulationsmodells (rechts).

Abbildung 8 zeigt einen Vergleich zwischen Röntgenaufnahme und dem gesamten Simulationsmodell. Während die Geometrie der Antenne im Detail nachgebildet wird, ist es in diesem Frequenzbereich sinnvoll, das Gerät selbst vereinfacht als einen metallischen Kern mit einem dielektrischen Mantel zu modellieren. Dennoch geht das Modell weit über rein generische Ansätze hinaus, indem die Form des metallischen Kerns nicht nur aufgrund der Röntgenaufnahme, sondern zusätzlich noch durch einen Fittprozess des simulierten an das gemessene Nahfeld optimiert wird (siehe Abschnitt 3.3).

Metallische Teile werden im Modell als perfekt leitend *(perfect electric conductor, PEC),* und Kunststoffteile als isolierendes Dielektrikum mit $Re(\varepsilon_r) = 2{,}5$ und $\sigma = 0$ betrachtet (ε_r entnommen aus [Chavannes et al. 2003]). Diese Idealisierung ist für die Bestimmung der SAR-Werte unkritisch, hat aber einen praktischen Vorteil im Bezug auf die Normierung der Simulationen: Das Handsprechfunkgerät selbst ist in der Simulation verlustfrei, sodass die am Speisepunkt eingekoppelte Wirkleistung immer identisch mit der abgegebenen Leistung ist. So ist es möglich, sich bei der Normierung der SAR und der Temperaturerhöhung auf die eingekoppelte Leistung zu beziehen.

Um eine realistische Positionierung des Modells am Körpermodell zu gewährleisten, wird außerdem auf eine genaue Übereinstimmung der Außenmaße geachtet.

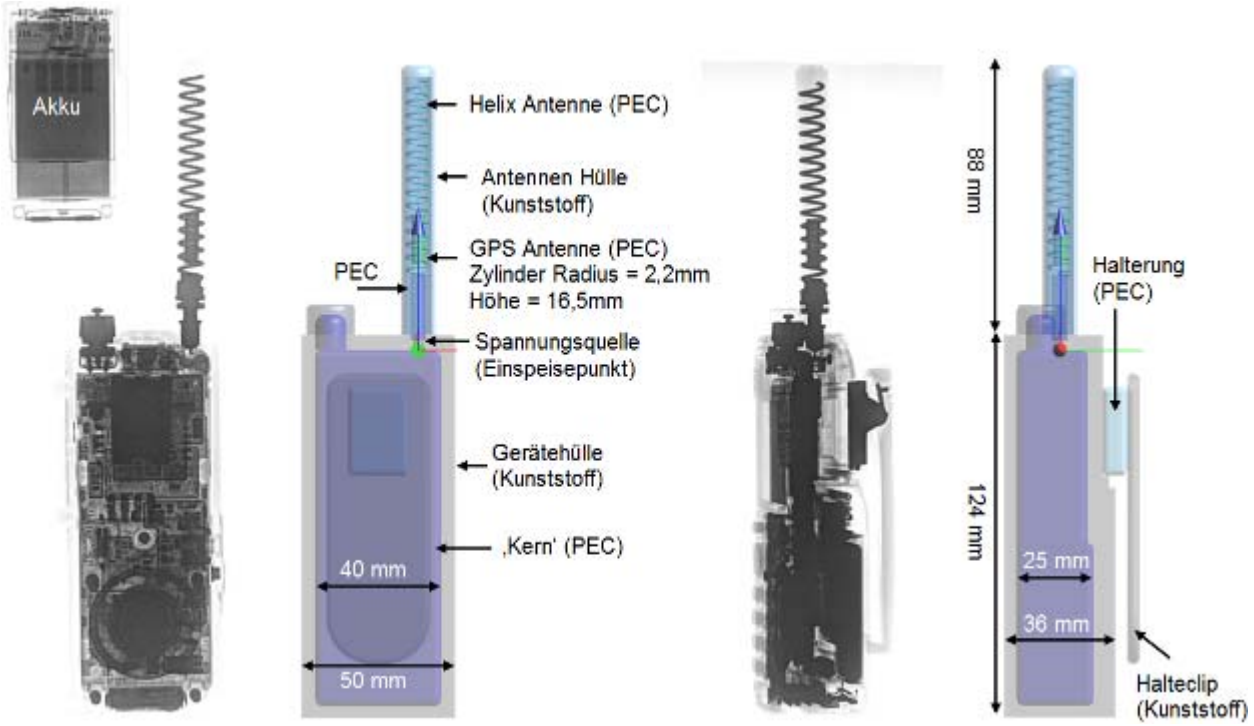


Abbildung 8 Motorola HRT – MTP 850: Vergleich der Röntgenaufnahmen mit dem Simulationsmodell. Die metallischen Teile werden als perfekte Leiter modelliert (PEC), während der Kunststoff als verlustfreies Dielektrikum (ε_r = 2,5) betrachtet wird. Die Spannungsquelle des virtuellen Handsprechfunkgerätes hat einen Innenwiderstand von 50 Ω.

3.1.2 Sepura HRT – STP 8000

Das Vorgehen bei der Modellierung des Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerätes entspricht weitgehend jenem beim Motorola Gerät. Auch hier wird die Geometrie der Antenne aus der Röntgenaufnahme bestimmt (Abbildung 9), während die Form des Metallkerns zusätzlich durch eine Anpassung an die Nahfeldmessungen optimiert wird.

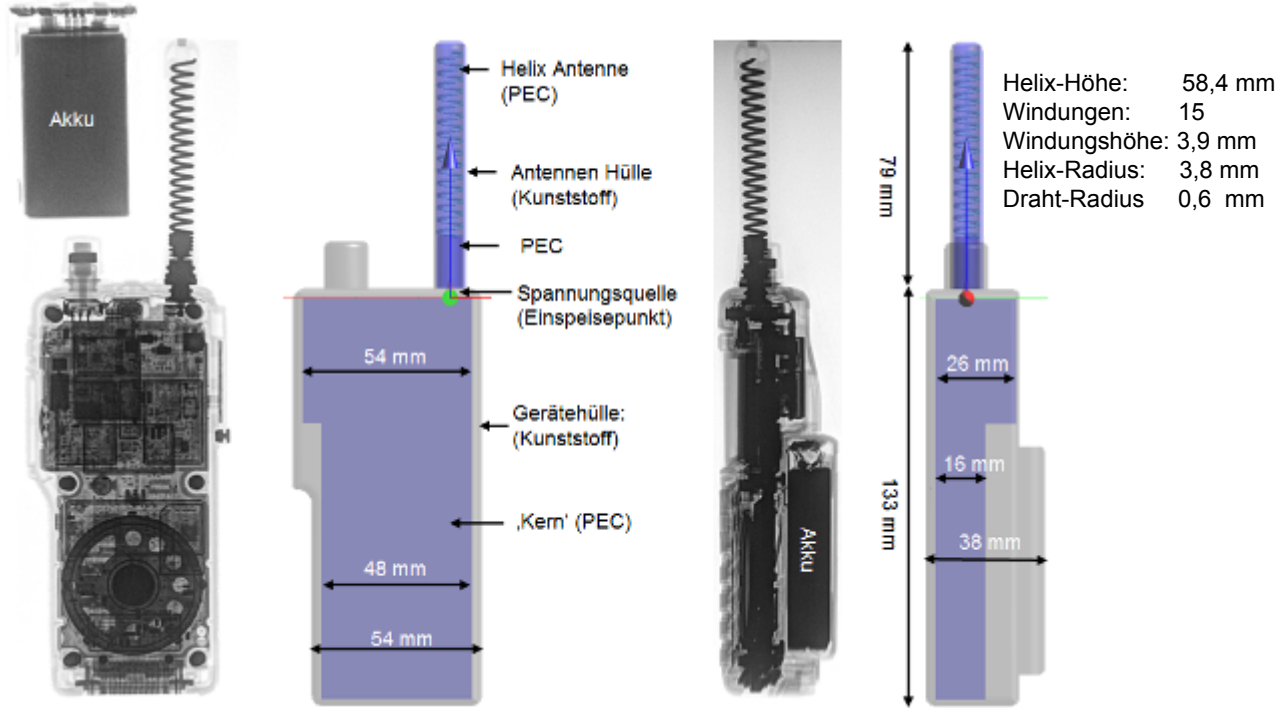


Abbildung 9 Vergleich der Röntgenaufnahmen mit dem Simulationsmodell des Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerätes. Die metallischen Teile werden als perfekter Leiter modelliert (PEC), während der Kunststoff als verlustfreies Dielektrikum (ε_r = 2,5) betrachtet wird.

3.2 AUFBAU DES SAR-MESSPLATZES

Neben den Röntgenaufnahmen bilden die Vermessung der Nahfelder der Handsprechfunkgeräte und der SAR im homogenen Messphantom eine wichtige Informationsquelle für den Test und die Kalibrierung der Simulationsmodelle. Diese Messungen konnten freundlicherweise in einem akkreditierten Labor der Seibersdorf Labor GmbH in 2444 Seibersdorf, Österreich (http://www.seibersdorf-laboratories.at) mit fachlicher Unterstützung von Herrn Gernot Schmid durchgeführt werden.

Abbildung 10 zeigt einen ähnlichen SAR-Messplatz im Bundesamt für Strahlenschutz, der allerdings zum Zeitpunkt der Messungen noch nicht zur Verfügung stand. Die isotrope Miniatur-Messsonde enthält an ihrem unteren Ende drei nur wenige Millimeter lange, zueinander orthogonale Empfangsantennen für die drei Raumrichtungen, die für den Betrieb in einer gewebesimulierenden Flüssigkeit kalibriert sind. Ebenfalls in der Sonde verbaut und direkt an die Miniaturantennen angeschlossen sind drei Messdioden, die je ein Gleichspannungssignal über eine hochohmige Verbindung an den Verstärker leiten. Die Kennlinien der Dioden sind für kleine Feldstärken proportional zum Quadrat des Effektivwertes von E, und damit nach Gleichung (9) direkt proportional zur SAR. Für hohe Feldstärken gehen sie jedoch über in eine Proportionalität zum Effektivwert von E selbst. Daher ist eine Umrechnung mit einer individuell an die Kennlinien der Dioden angepassten (kalibrierten) Kennlinie notwendig. Außerdem wirkt die hochohmige Leitung zum Verstärker als Tiefpassfilter, der die Pulsung des HF-Signals (hier bei einem Zeitschlitz mit 17,6 Hz) nicht vollständig auflösen kann. Im Zusammenspiel mit der Dioden-Kennlinie muss daher diese verlorene Information über gepulste Signale bei der Auswertung des Diodensignals wieder explizit angegeben werden.

Die Abbildung 10 zeigt außerdem ein Flachphantom und ein sagittal zweigeteiltes Messphantom (twin phantom) zur Positionierung von Handsprechfunkgeräten an der rechten und an der linken Seite des Kopfes. Für Magnetfeldmessungen kann die *E*-Feldsonde durch eine entsprechende Magnetfeldsonde mit drei orthogonalen Miniaturspulen ersetzt werden.

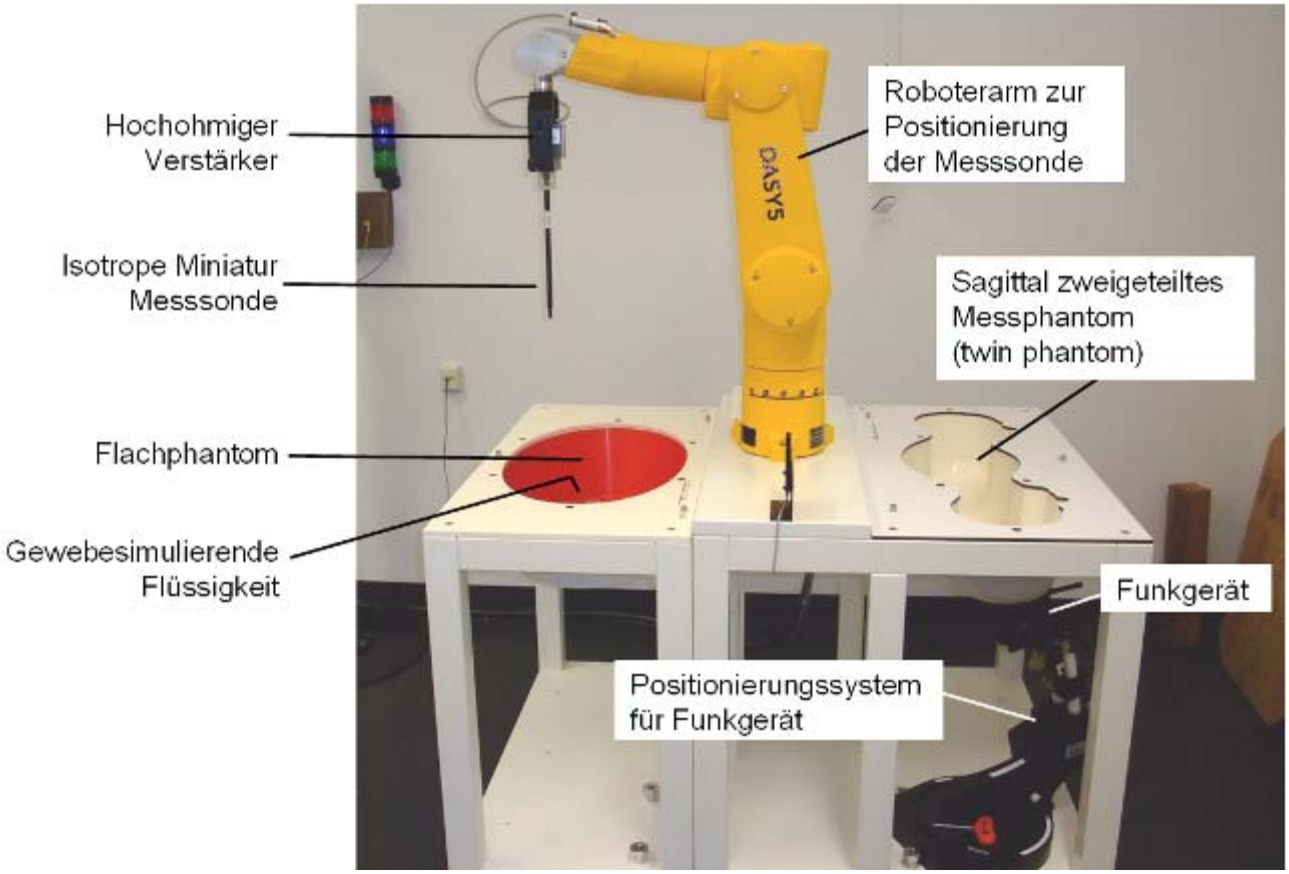


Abbildung 10 SAR-Messplatz im Bundesamt für Strahlenschutz.

3.3 MESSUNGEN

3.3.1 Sendeleistung

Die Handsprechfunkgeräte Motorola MTP 850 und Sepura STP 8000 gehören beide nach Herstellerangaben der TETRA Leistungsklasse 3L mit einer maximalen nominalen Sendeleistung von 1,8 W an. (siehe Anhang 7.1 zum Unterschied zwischen nominaler und tatsächlich abgestrahlter Sendeleistung). Die Funkzellen im BOS-Funk sind aber nach Angaben der BDBOS für einen Betrieb mit reduzierter nominaler Sendeleistung von maximal 1,0 W vorgesehen (Abschnitt 5.2). Entsprechend werden die operativ eingesetzten Handsprechfunkgeräte laut BDBOS intern auf diesen Wert eingestellt. Diese Einstellung wurde auch bei den hier untersuchten Geräten vorgenommen.

Die Messung der tatsächlich abgestrahlten Leistung P_{rad} (Anhang 7.1) ist aufwändig, in der Regel stark fehlerbehaftet und abhängig von der Nahfeldumgebung der Antenne. Hingegen ist die Messung der Vorwärtsleistung $P_{forward}$ (Anhang 7.1) bei den Sepura Geräten vergleichsweise einfach möglich, da diese einen normierten 50 Ω SMA Koaxial-Anschluss für die Antenne bieten. Dort wird anstelle der Antenne unmittelbar ein Leistungsmessgerät angeschlossen. Das Handsprechfunkgerät wird im 'direct mode' (DMO) betrieben (Abschnitt 1.1), in dem unabhängig von einer Basisstation gesendet werden kann. (Antenne ist abmontiert). Im reinen Sprechbetrieb wird nur *einer* der vier Zeitschlitze genutzt. Die Messung für die beiden getesteten Sepura Geräte ergibt:

- $P1_{forward}$ = (-6.0 ±0.2) dBm bzw. 240 – 263 mW. ⇒ Gemittelt und x 4 Zeitschlitze: 1005 mW.
- $P2_{forward}$ = (-6.2 ±0.2) dBm bzw. 229 – 251 mW. ⇒ Gemittelt und x 4 Zeitschlitze: 960 mW.

Somit ist gezeigt, dass die Vorwärtsleistung im Rahmen der Messgenauigkeit der im Gerät einprogrammierten nominalen Sendeleistung entspricht. Die Überprüfung konnte allerdings nur für die Voreinstellung auf 1W erfolgen, da für eine Umprogrammierung der Sendeleistung keine Werkzeuge zur Verfügung standen. Für die Motorola Geräte, die über keinen Normanschluss verfügen, war eine entsprechende Messung nicht möglich.

Da die tatsächlich abgestrahlte Leistung schwierig zu bestimmen ist, und außerdem wie bereits erwähnt durch die Umgebung im Nahfeld beeinflusst wird, wird bei den Simulationen in Kapitel 5 im Sinne einer konservativen SAR-Berechnung davon ausgegangen, dass die gesamte Vorwärtsleistung von 1 W tatsächlich abgestrahlt wird. Das entspricht in Gleichung (12), Anhang 7.1 der Annahme $\eta_{mismatch} = \eta_{rad} = 1$. Dennoch kann in den Abschnitten 3.3.4 und 3.3.5 auf Basis der dortigen Messungen zumindest eine Abschätzung der realen Sendeleistung gegeben werden.

3.3.2 Motorola: Magnetfeld in Luft

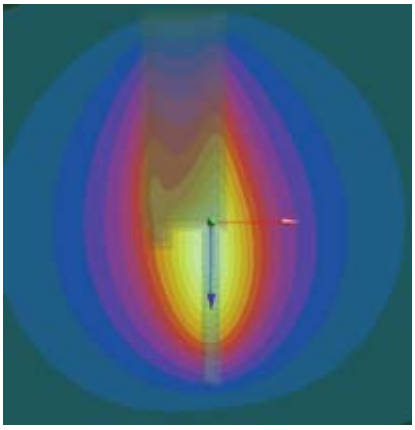
Die Vermessung der Nahfelder der Handsprechfunkgeräte und der SAR im homogenen Messphantom dienen dem Vergleich mit den entsprechenden Simulationsergebnissen und somit der Überprüfung und Optimierung der Simulationsmodelle.

Zunächst werden mit dem Handsprechfunkgerät Motorola HRT – MTP 850 Magnetfeldmessungen am SAR-Messplatz nach Abbildung 10 in Luft (ohne Phantom) durchgeführt. Die Akkus werden unmittelbar vor jeder einzelnen Messung frisch geladen. Die Motivation für diese Messung in Luft ist insbesondere die in Anhang 7.2 diskutierte Ähnlichkeit der Magnetfeldverteilung zur SAR-Verteilung in einem Flachphantom, wobei allerdings das Zustandekommen dieser Ähnlichkeit in der Literatur kontrovers diskutiert wird (siehe Anhang 7.2). Außerdem schließt die Messung ohne gewebesimulierende Flüssigkeit gewisse potentielle Fehlerquellen aus, wie beispielsweise eine Abweichung der Permittivität dieser Flüssigkeit vom Zielwert.

In Abbildung 12 bis Abbildung 15 ist jeweils der Vergleich zwischen Messung und Simulation für je zwei Ebenen vor und zwei Ebenen hinter dem Handsprechfunkgerät dargestellt. Alle Feldstärkeangaben sind Effektivwerte. Nachdem die tatsächlich vom Gerät abgegebene Sendeleistung wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben zunächst nicht bekannt (und außerdem umgebungsabhängig) ist, wird sie in der Simulation als eine Fittgröße betrachtet, die mit der Methode der kleinsten Quadrate der Differenz zwischen Simulation und Messung bestimmt wird. Ein Maß für die verbleibende Abwei-

chung ist der *RMS*-Wert (root mean square) der Differenz. Das Ergebnis dieses Fitts ist jeweils über dem Simulationsgraphen angegeben ('Wirkleistung'). Die nominale Sendeleistung der Geräte ist 1 W bei einem Zeitschlitz, also im Zeitmittel 0,25 W (Abschnitt 3.3.1).

Schnittebene liegt 6 mm vor der *Vorderseite* des Gerätes.



Schnittebene liegt 5 mm hinter der Rück*seite* des Gerätes.

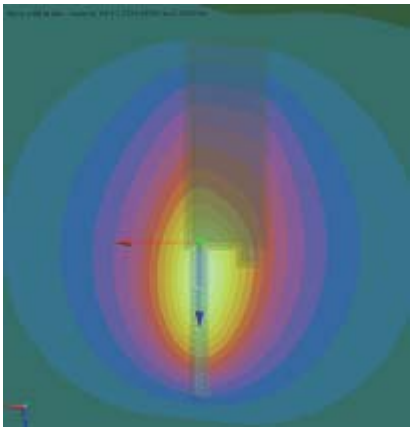


Abbildung 11 Räumliche Lage des Handsprechfunkgeräts relativ zur erzeugten Magnetfeldverteilung (Simulation) als Zusatzinformation für die folgenden Graphen.

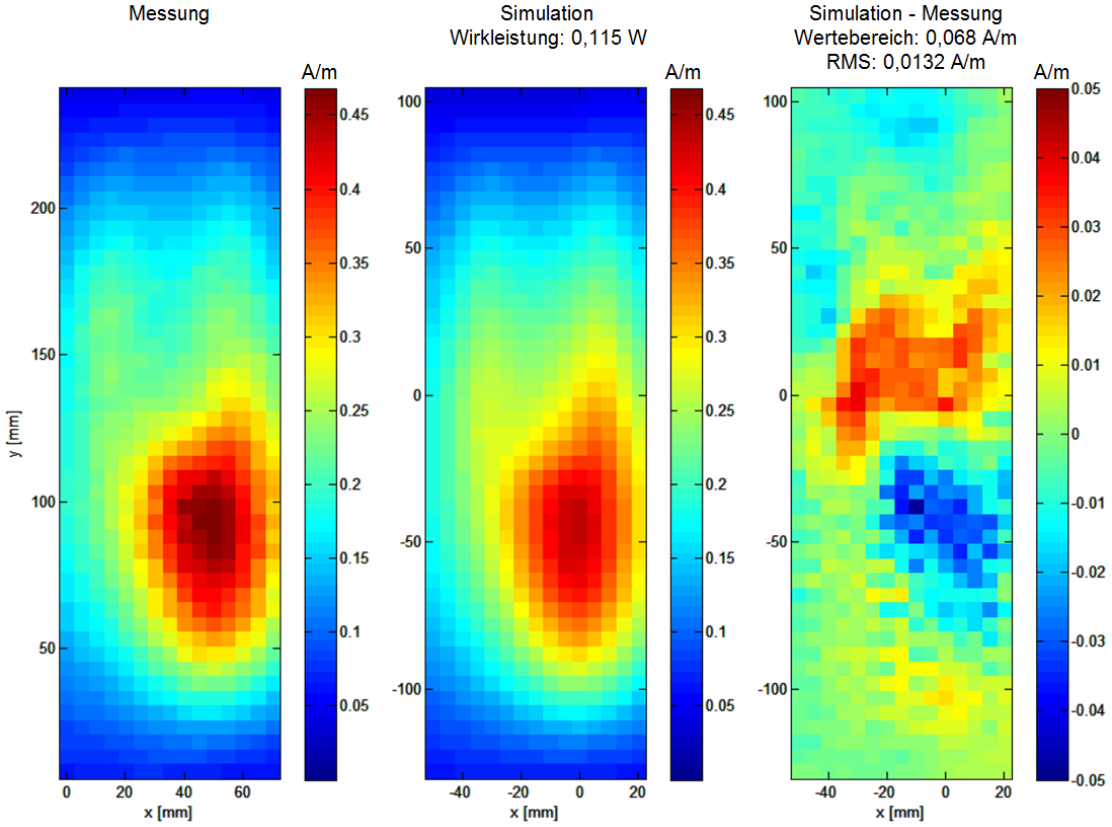


Abbildung 12 Motorola MTP 850, Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 6 mm Abstand. Vergleich von Messung (links) und Simulation (Mitte). Über dem mittleren Plot ist die Wirkleistung angegeben, die in der Simulation identisch mit der abgegebenen Strahlungsleistung ist. Sie wurde so bestimmt, dass die Messung am besten reproduziert wird. Die rechte Abbildung zeigt die Abweichung zwischen Simulation und Messung. Über dem Plot ist der 'Wertebereich' = |Min(Sim-Mess)|+|Max(Sim-Mess)| angegeben.

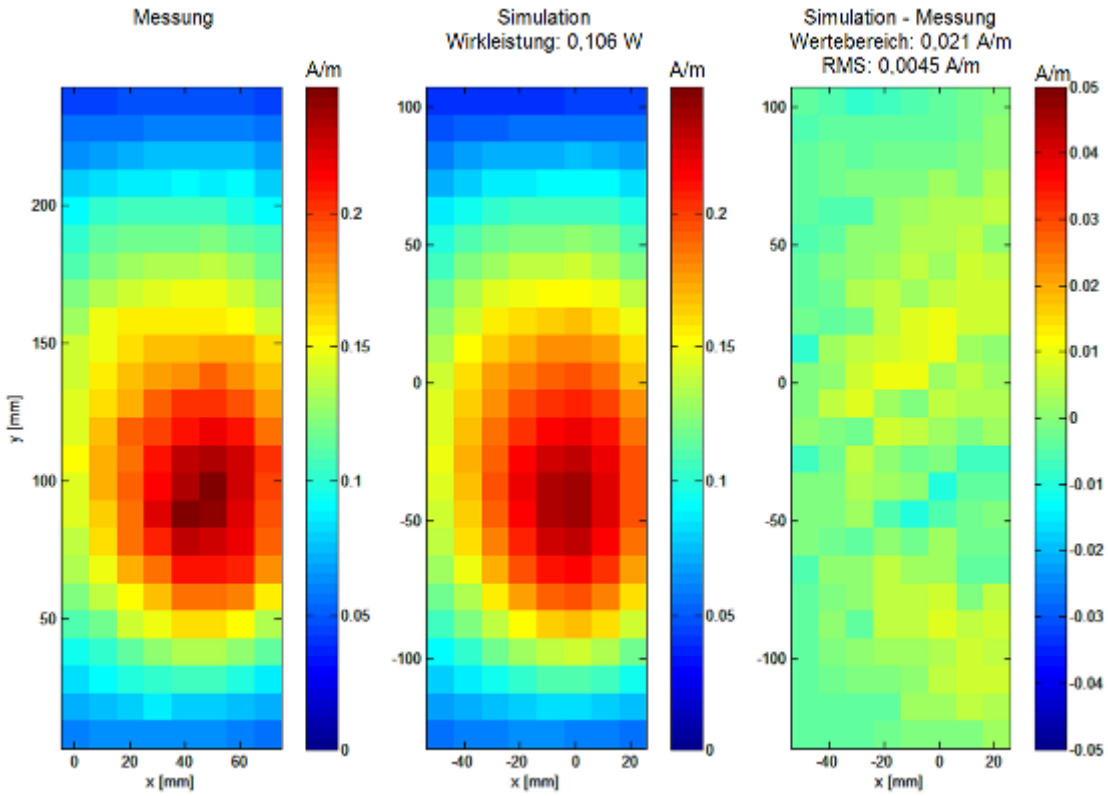


Abbildung 13 Motorola MTP 850, Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 21 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe Bildunterschrift von Abbildung 12.

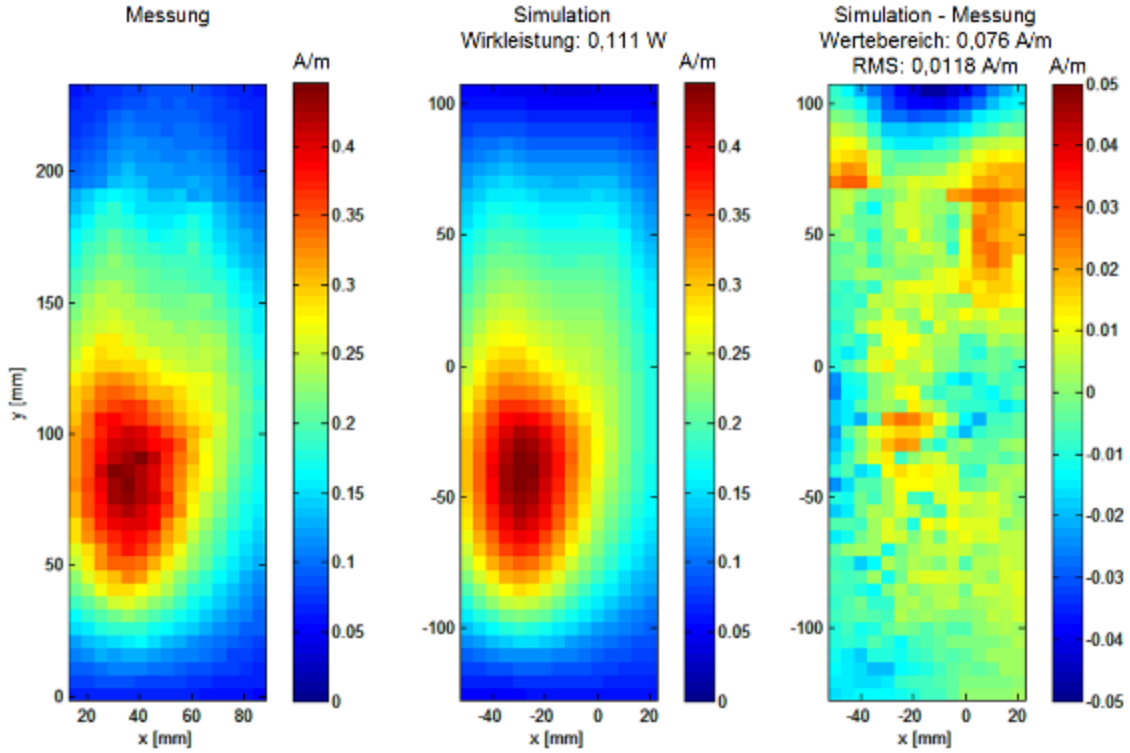


Abbildung 14 Motorola HRT – MTP 850, Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Rückseite in 5 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe Bildunterschrift von Abbildung 12.

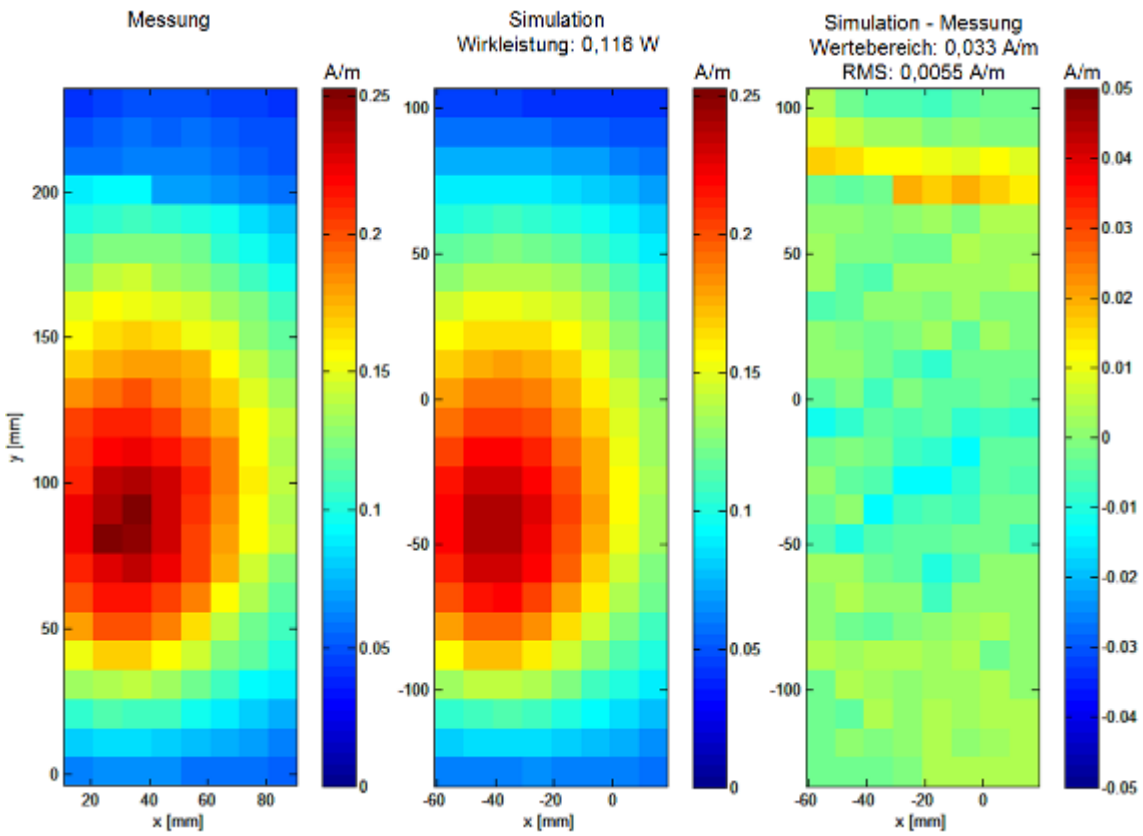


Abbildung 15 Motorola HRT – MTP 850, Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Rückseite in 20 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe Bildunterschrift von Abbildung 12.

Die Simulationen zeigen, dass im freien Raum nur knapp die Hälfte der nominalen Leistung tatsächlich abgestrahlt wird. Der Rest geht demnach durch Impedanz-Fehlanpassung (Mismatch) und Dissipation nach Gleichung (12), Anhang 7.1 verloren. Theoretisch müsste die Wirkleistung in den Abbildung 12 bis Abbildung 15 exakt übereinstimmen, da alle Messungen im freien Raum erfolgen. Es gibt aber viele experimentelle Unsicherheiten wie beispielsweise die exakte Bestimmung der Messebene und natürlich spielt auch die Qualität des Simulationsmodells eine Rolle.

3.3.3 Elektrische Eigenschaften der gewebesimulierenden Flüssigkeit

Die Magnetfeldmessungen in Luft im vorigen Abschnitt zeigen gute Übereinstimmung mit den Simulationen. Der nächste Schritt besteht in der Messung der SAR im mit gewebesimulierender Flüssigkeit gefüllten Messphantom. Die elektrischen Eigenschaften dieser Flüssigkeit werden durch zwei Materialparameter quantitativ beschrieben, die sich in der komplexwertigen relativen Permittivität zusammenfassen lassen:

$$\underline{\varepsilon_r} = \varepsilon_r^r - i\varepsilon_r^i = \varepsilon_r^r - i\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \tag{10}$$

Auf der rechten Seite von Gleichung (10) wird mit der Beziehung $\sigma = \omega\, \varepsilon_0\, \varepsilon_r^i$ die effektive Gesamtleitfähigkeit σ bei der Kreisfrequenz ω eingeführt, die auch in Gleichung (13), Anhang 7.2 für die Berechnung der SAR enthalten ist. Die Permittivität ist ein häufig stark frequenzabhängiges Maß für die Polarisierbarkeit, und die damit verbundene Abschwächung des elektrischen Feldes beim Eintritt in die Materie. Da die Polarisierung dem Feld im Allgemeinen hinterherhinkt, ist $\underline{\varepsilon_r}$ komplexwertig. Die mit dem Imaginärteil verbundene Phasenverschiebung führt zum Energieverlust im Strahlungsfeld und damit zur Absorption von Energie im Gewebe. Für die elektrische Charakterisierung kann man sich auf das Wertepaar ($\varepsilon_r^r, \varepsilon_r^i$) oder auch auf das Paar (ε_r^r,σ) beziehen; beides ist äquivalent; in dieser Arbeit wird die zweite Darstellung verwendet.

Die Herstellung der gewebesimulierenden Flüssigkeit erfolgte gemäß der Europäischen Norm EN 62209-1 [62209-1 2007], Anhang I. Zur Bestimmung der Permittivität wurde hier die 'Open Ended Coaxial Line Method' verwendet, die auf der Messung des komplexen Reflexionskoeffizienten mit Hilfe eines Vektornetzwerkanalysators beruht, siehe [Christ et al. 2006], Abschnitt 6.1.2. Zur Kalibrierung wurde Methanol verwendet, mit der Permittivität ε_{meth}(400MHz) = 33,36 – i 3,84 (σ_{meth}(400MHz) = 0,09 S/m). Die Ergebnisse nach Feinabstimmung der Flüssigkeit sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Die Abweichung der Permittivität der gewebesimulierenden Flüssigkeit vom Zielmaß liegt deutlich unterhalb der in der Norm geforderten 5%.

Tabelle 1 Elektrische Charakterisierung von Flüssigkeit und Schale des Messphantoms: Vorgaben der Norm, verwendete Werte in der Simulation und Messergebnisse.

	Norm EN 62209-1	Simulation	Messung
Gewebesimulierende Flüssigkeit			
Auswertefrequenz	382.5 MHz (Zentrum des Uplink-Bandes)		
Relative Permittivität $\varepsilon_r^r - i\varepsilon_r^i$	44,3 – i 40,9		44,34 – i 41,21
Effektive Leitfähigkeit σ [S/m]	0,87		0,88
Dichte [kg/m3]	1000[6]		
Schale			
Relative Permittivität ε_r^r	$\varepsilon_r^r \leq 5$ muss erfüllt sein	3,7	~ 3,7 (alte Messung)
Verlusttangens tan δ= $\varepsilon_r^i / \varepsilon_r^r$	tan δ ≤ 0,05 muss erfüllt sein	Tan δ = 0,038	~ 0
Effektive Leitfähigkeit σ [S/m]		0,003	~ 0 (alte Messung)
Dichte [kg/m3]	1000[6]		

3.3.4 Motorola: SAR im Flachphantom

Nach diesen vorbereitenden Messungen wird nun die SAR-Verteilung im mit gewebesimulierender Flüssigkeit gefüllten Flachphantom nach Gl. (13), Anhang 7.2 durch Messung bestimmt und mit den entsprechenden Simulationsergebnissen verglichen. Die geometrische Anordnung und die Auswerteebene innerhalb des Flachphantoms sind in Abbildung 16 schematisch zusammengestellt. Die Verteilung der SAR wird in folgenden drei räumlichen Positionierungen aufgenommen:

(1) Das Handsprechfunkgerät liegt mit der *Vorderseite* flach am Boden des Messphantoms an (d.h. der Abstand Handsprechfunkgerät – Phantom in Abbildung 16 ist null).

(2) Das Handsprechfunkgerät liegt bei abmontiertem Halteclip mit der Rückseite flach am Boden des Messphantoms an.

[6] Dieser Wert wird nach Norm unabhängig von der tatsächlichen Dichte der Flüssigkeit verwendet. Die berechneten SAR Werte beziehen sich dann auf eine Flüssigkeit mit dieser Dichte (Wasser).

(3) Das Handsprechfunkgerät *mit Halteclip* liegt mit der Rückseite so nah am Boden des Messphantoms, dass der Clip den Boden berührt. Rückseite und Phantomboden liegen in parallelen Ebenen.

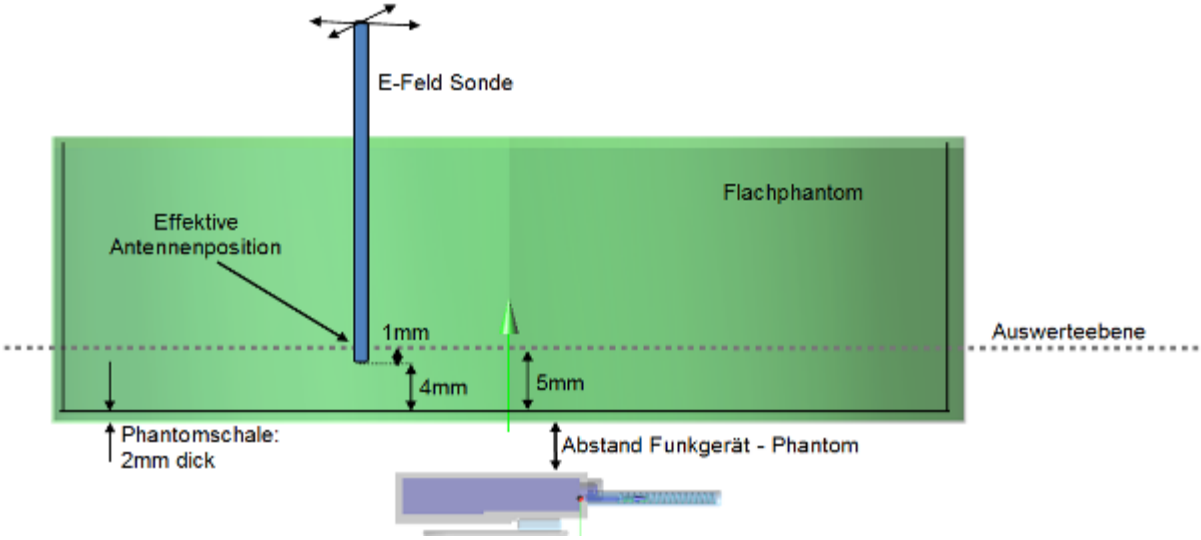
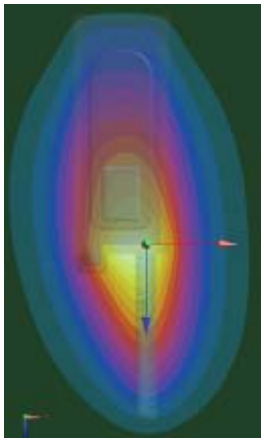
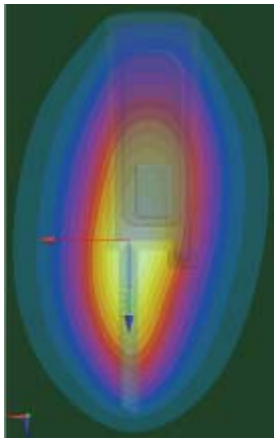


Abbildung 16 Geometrische Details bei der SAR-Messung im Flachphantom (schematisch). Die Auswerteebene liegt 7 mm oberhalb der Boden-Außenseite des Phantoms.

Die Position des Geräts im Bezug auf die SAR-Verteilung ist in Abbildung 17 dargestellt.



Vorderseite des Gerätes berührt Flachphantom (Position 1)



Rückseite des Gerätes berührt Flachphantom (Position 2)

Abbildung 17 Räumliche Lage des Handsprechfunkgeräts relativ zur erzeugten SAR-Verteilung (Simulation) als Zusatzinformation für die folgenden Graphen. Blick von unten auf die Anordnung in Abbildung 16.

Die SAR Messprozedur erfolgt in drei Schritten: Zunächst wird mit einem groben Scan auf einem 10 mm Gitter begonnen. Dann folgt um jedes gefundene lokale Maximum der Verteilung ein Scan auf einem 5 mm Gitter. Schließlich wird bei jedem Maximum eine Messung senkrecht ins Innere des Flachphantoms durchgeführt.

Abbildung 18 bis Abbildung 20 zeigen die Messergebnisse in den Ebenen und den Vergleich mit der Simulation (s. Abbildung 23 weiter unten für die Messungen ins Innere). Für die Darstellung wurden die Messungen des groben Rasters auf das feine Gitter interpoliert, und anschließend mit dem feinen Scann gemittelt. Zum Vergleich wurde auch die Simulation auf ein 5 mm Gitter interpoliert. Wie schon bei den Magnetfeldmessungen wird in der Simulation die in die Antenne eingekoppelte Wirkleistung (= abgestrahlte Sendeleistung) durch einen Fitt an die Messung bestimmt. Sie ist jeweils oberhalb des Simulationsplots angegeben. Die rechten Abbildungen zeigen wieder die Differenz zwischen Simulation und Messung.

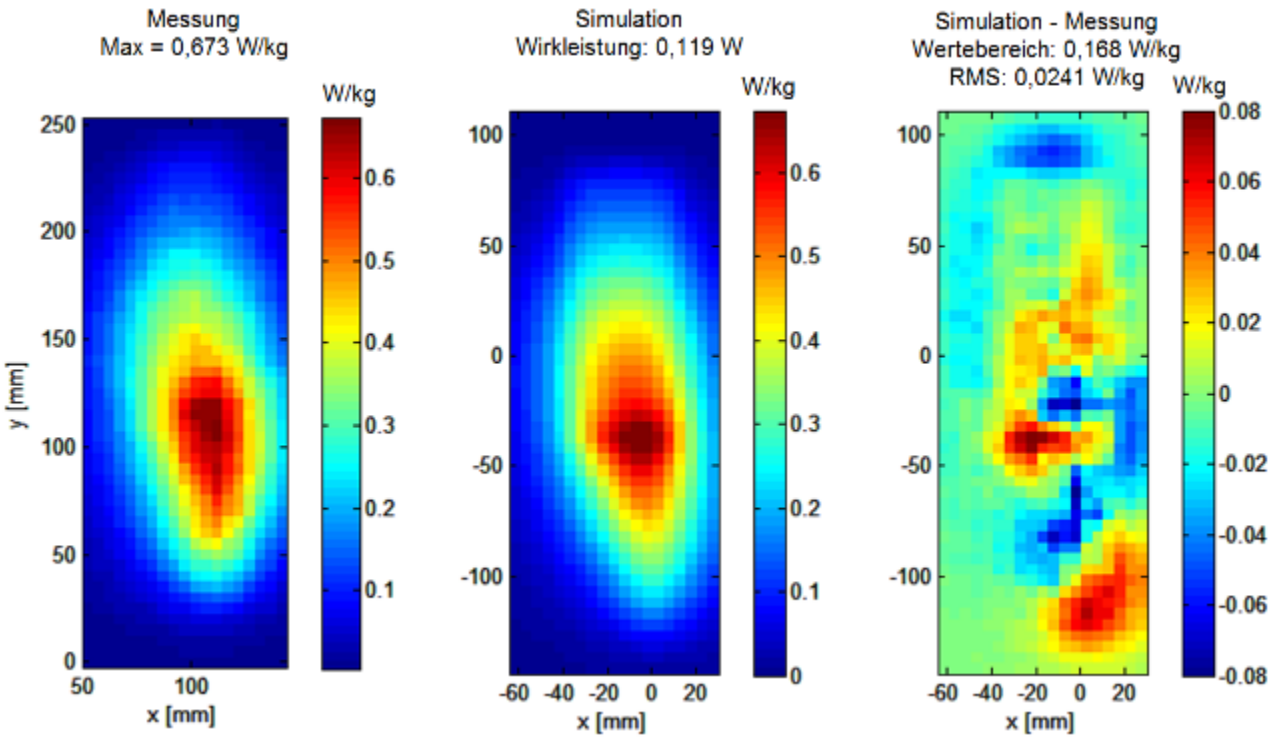


Abbildung 18 Motorola HRT – MTP 850. SAR im Flachphantom. Das Handsprechfunkgerät liegt mit der *Vorderseite* flach am Boden des Messphantoms an. Vergleich von Messung (links) und Simulation (Mitte). Über dem mittleren Plot ist die Wirkleistung angegeben, die in der Simulation identisch mit der abgestrahlten Leistung ist. Sie wurde so bestimmt, dass die Messung am besten reproduziert wird. Die rechte Abbildung zeigt die Abweichungen zwischen Simulation und Messung. Über dem Plot ist der *'Wertebereich'* = |Min(Sim-Mess)|+|Max(Sim-Mess)| angegeben.

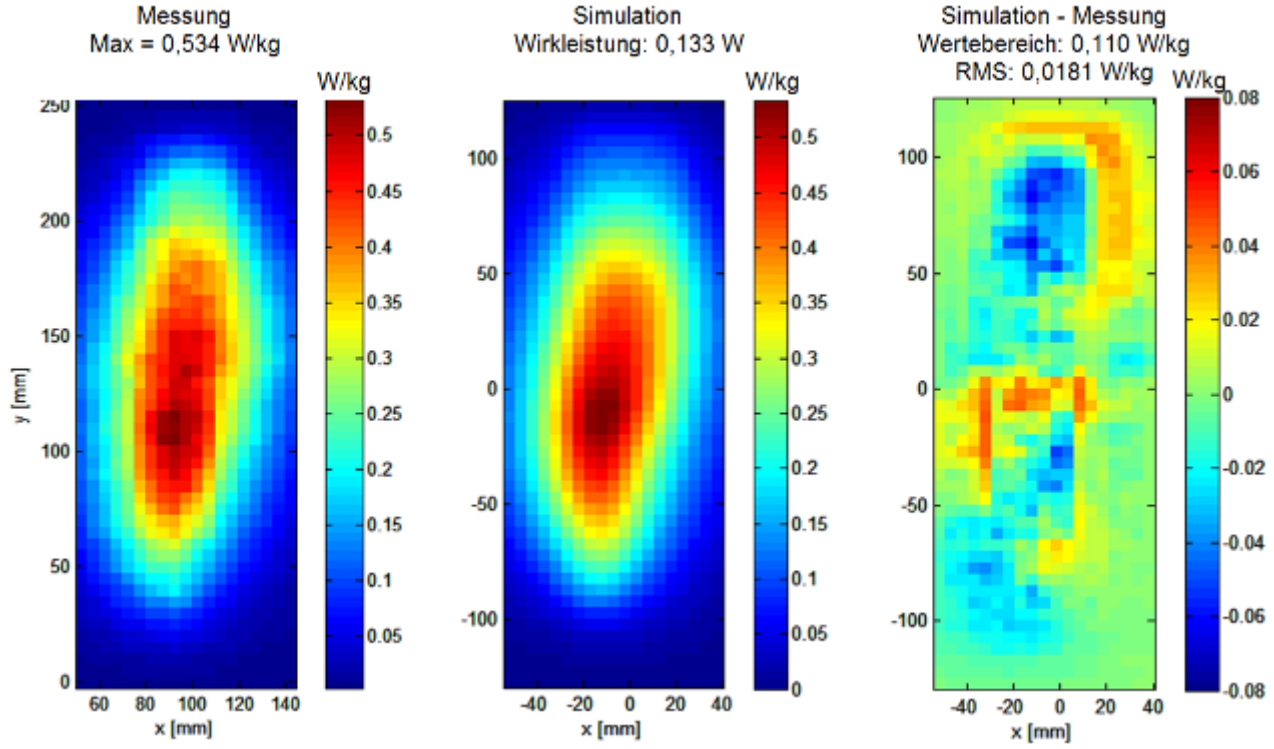


Abbildung 19 Motorola HRT – MTP 850. SAR im Flachphantom. Das Handsprechfunkgerät liegt mit der *Rückseite* flach am Boden des Messphantoms an. Der Halteclip wurde dabei abmontiert. Vergleich von Messung und Simulation, siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 18.

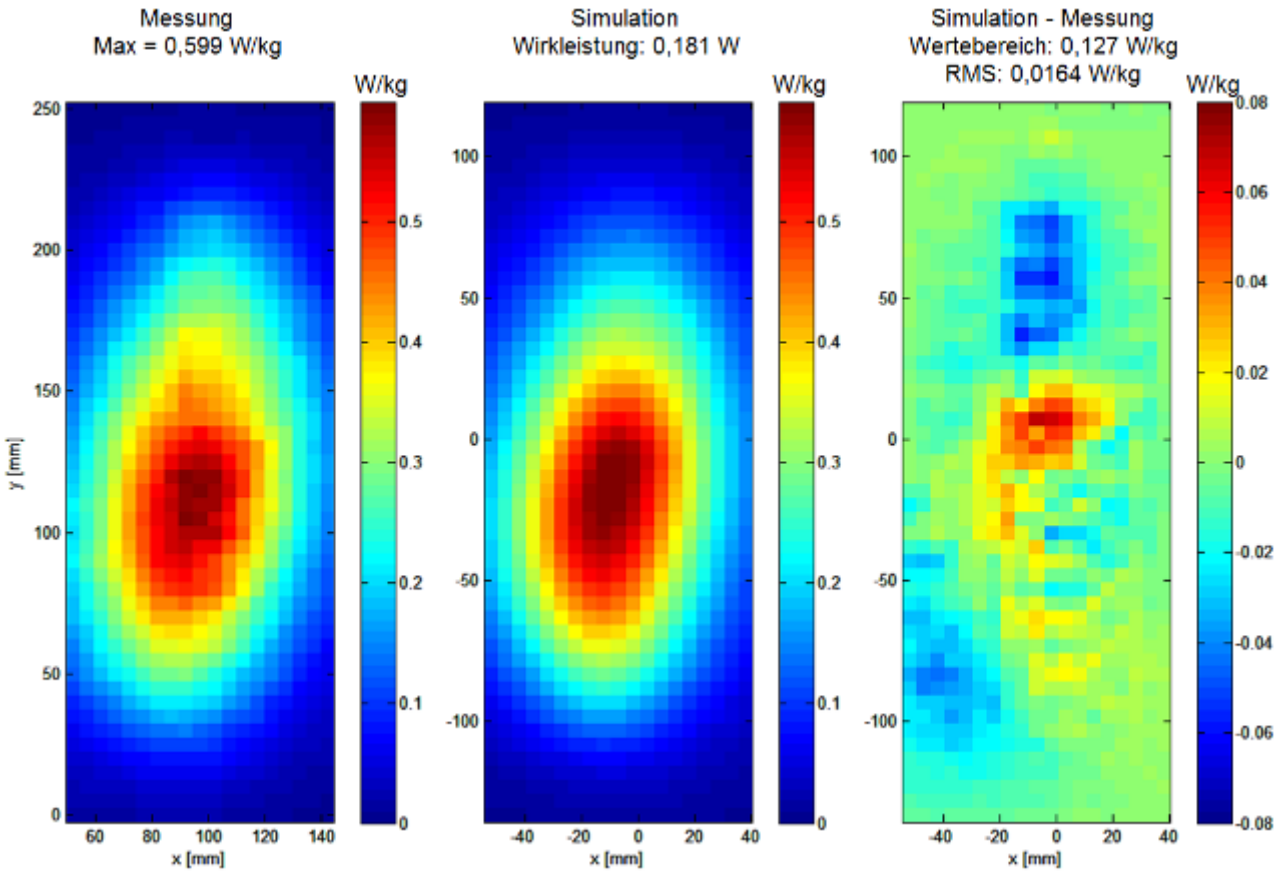


Abbildung 20 Motorola HRT – MTP 850. SAR im Flachphantom. Das Handsprechfunkgerät liegt mit der *Rückseite* am Boden des Messphantoms an. Der Halteclip bewirkt im Vergleich zur Konfiguration in Abbildung 19 einen zusätzlichen Abstand zum Flachphantom von ca. 10 mm. Vergleich von Messung und Simulation, siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 18.

Der Fitt-Parameter, mit dem die simulierten Magnetfeld- und SAR-Verteilungen an die Messungen angepasst werden, entspricht der vom Gerät abgestrahlten Sendeleistung. Auf diese Weise erhält man also durch den Vergleich von Simulation und Messung eine Aussage über die bei der nominalen Sendeleistung von 0,25 W tatsächlich abgestrahlte Leistung. Sie liegt demnach im freien Raum (Abschnitt 3.3.2) bei ca. 0,11 W. Bei Annäherung an das Flachphantom steigt sie bei einem Abstand von 1 cm, der sich durch den Halteclip ergibt, auf etwa 0,18 W an. Bei direktem Kontakt mit dem Flachphantom fällt die Leistung wieder ab auf 0,12 – 0,13 W. Dieses Verhalten kann man qualitativ durch die in Abbildung 21 dargestellten Reflexionsfaktoren am Übergang von der 50 Ω Quelle zur Antenne erklären: Bei Annäherung an das Flachphantom verschiebt sich das Minimum der Reflexion zu niedrigeren Frequenzen. Das ist eine Folge der veränderten Umgebung im Nahfeld der Antenne. (siehe auch Abschnitt 3.3.1). Gerade in dem Fall mit Clip, der einen Abstand von ca. 10 mm erzwingt (grüne Kurve), fällt das Minimum der Reflexion in den Bereich des Uplink-Bandes (orange markiert). Folglich kann dieses Frequenzband bei der Konfiguration mit Clip effizienter eingekoppelt werden, als bei den anderen Konfigurationen, und die in die Antenne eingespeiste Wirkleistung ist am größten.

Allerdings sind die Simulationsmodelle nicht für die Vorhersage von Impedanzanpassungen optimiert (Vernachlässigung der Verbreiterung der Resonanzkurven durch ohmsche Dämpfung, kein Vergleich mit (praktisch kaum zugänglichen) Impedanzmessungen). Entsprechend veranschaulicht Abbildung 21 zwar nicht quantitativ exakt, jedoch qualitativ gut das Einkoppelverhalten von Wirkleistung in die Antenne, das beim Fit der simulierten SAR an die Messungen beobachtet wird.

Die größte hier beobachtete Sendeleistung von 0,181 W entspricht ca. 72% der mittleren Vorwärtsleistung von 0,25 W (ein Zeitschlitz). Das Ergebnis ist plausibel, jedoch auf eher indirektem Wege aus der Anpassung der Simulationen an die Messungen abgeleitet und eher als Abschätzung zu betrachten.

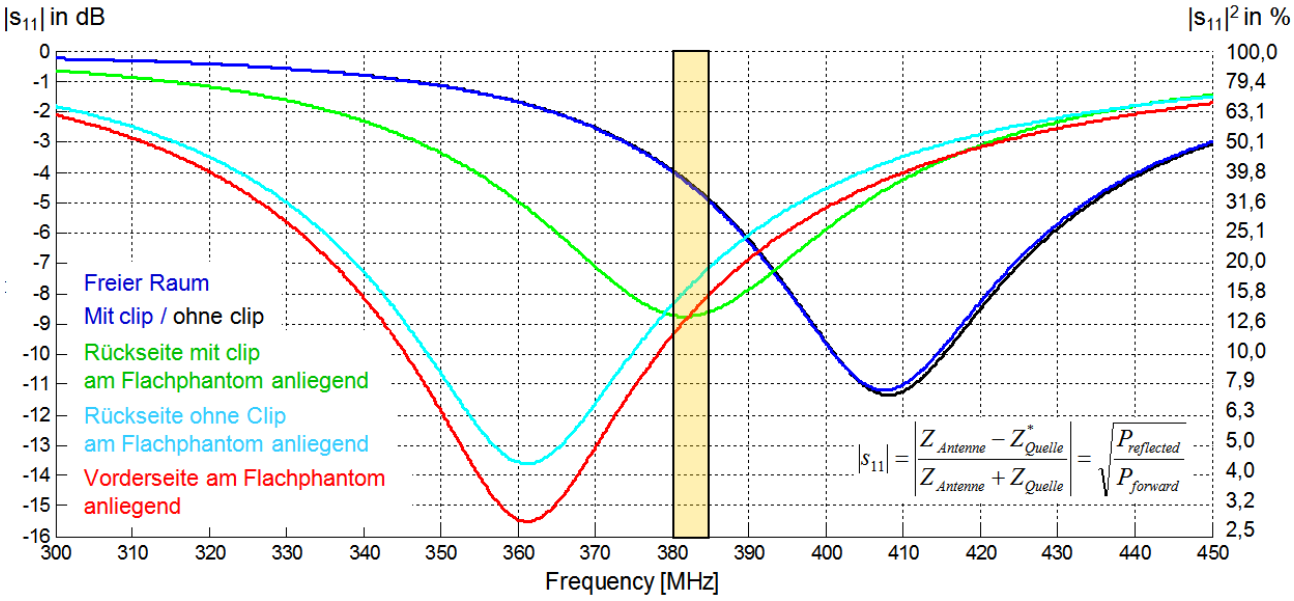


Abbildung 21 Amplituden-Reflexionsfaktor $|s_{11}|$ am Speisepunkt der Antenne für die verschiedenen Positionierungen des Handsprechfunkgerätes am Flachphantom. Das Minimum der Kurve (maximale Einkopplung) wandert mit zunehmender Annäherung an das Flachphantom zu niedrigeren Frequenzen.

Die Verstimmung der Antennenresonanz bei Annäherung an das Flachphantom ist in Abbildung 22 dargestellt.

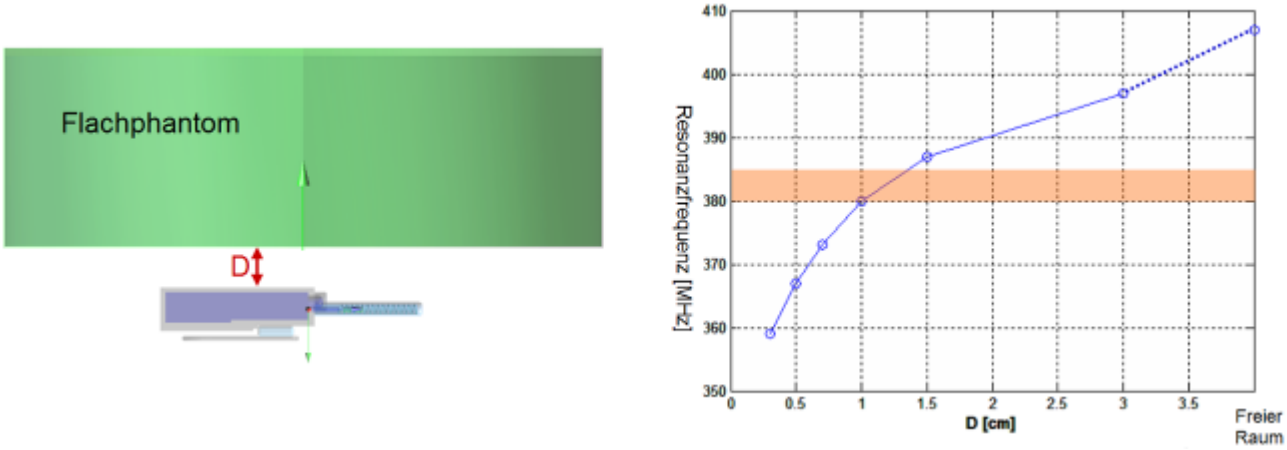


Abbildung 22 Simulierte Verstimmung der Antennen-Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Entfernung zum Flachphantom. Die Resonanz ist definiert als Nulldurchgang des Imaginärteils der Antennen-Eingangsimpedanz. Das Uplink-Band ist im Graphen orange markiert.

Bei jedem lokalen SAR-Maximum wird eine Messung senkrecht in das Innere des Flachphantoms durchgeführt (z-Richtung). Beispielsweise findet der verwendete Suchalgorithmus in der Abbildung 19 vier lokale Maxima. Die entsprechenden Messungen in z-Richtung sind in Abbildung 23 aufgetragen. Man erkennt den erwarteten nahezu exponentiellen Abfall der SAR mit der Eindringtiefe, der in guter Übereinstimmung mit der Simulation steht.

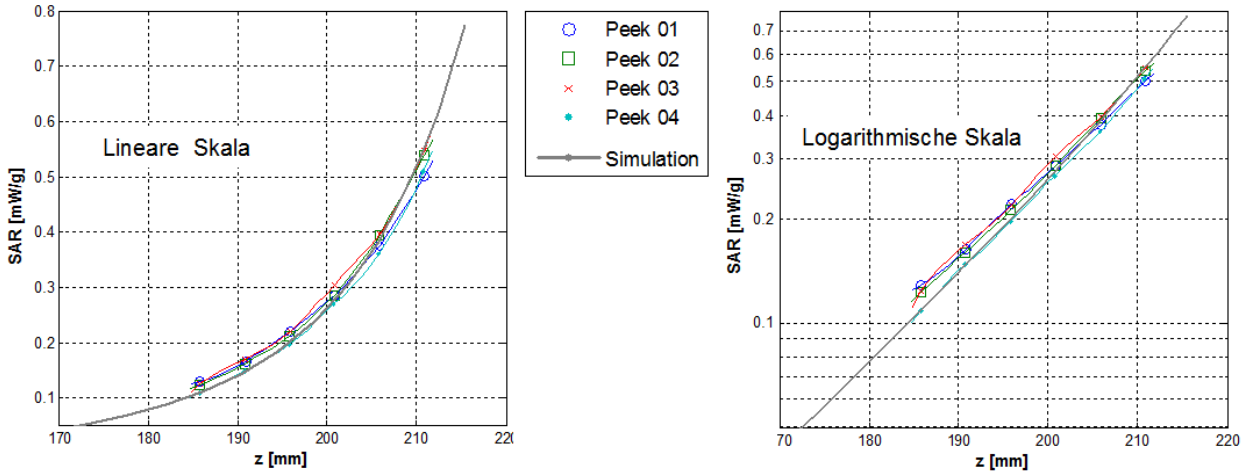


Abbildung 23 Abfall der SAR im Inneren des Flachphantoms. Vergleich von Messung und Simulation.

3.3.5 Motorola: SAR im SAM-Phantomkopf

Schließlich wird noch die SAR-Verteilung im sagittal zweigeteilten Messphantom (twin phantom) aufgenommen, und zwar in den nach [62209-1 2007] standardisierten Lagen des Handsprechfunkgerätes: 'Wangen'- und 'Kipplage' (siehe auch 5.3.1 und 5.3.2). Die Messung erfolgt auf einer gekrümmten Fläche mit konstantem Abstand von 5mm zur Schalen-Innenwand des Kopfmodells. Die maximalen über 1 g und 10 g gemittelten SAR-Werte (SAR_{1g} und SAR_{10g}) werden mit der jeweiligen Simulation verglichen. Diese wird so kalibriert, dass die gemessenen gemittelten SAR-Werte simulatorisch reproduziert werden. Das Ergebnis dieser Kalibrierung ist dann wieder eine Sendeleistung. Bei Wangenlage beträgt sie 0,174 W (Abbildung 24), bei Kipplage 0,163 W (Abbildung 25). Dies entspricht 70% bzw. 65% der nominalen Sendeleistung von 0,25 W (ein Zeitschlitz).

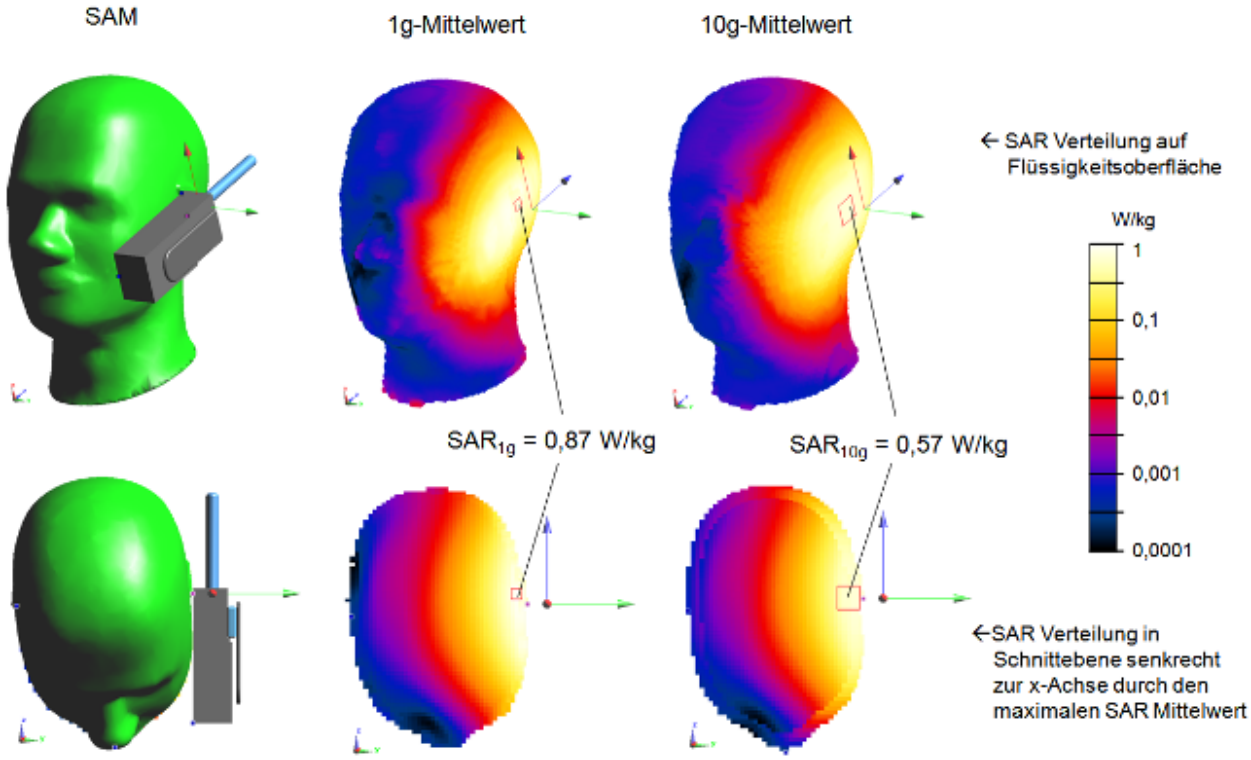


Abbildung 24 SAM (Specific Anthropomorphic Phantom) mit Handsprechfunkgerät in *Wangenlage.* Die gemessenen maximalen SAR-Werte (siehe Angaben in der Abbildung) werden in der Simulation bei einer Sendeleistung von 0,174W reproduziert. Das sind ca. 70 % der nominalen Sendeleistung von 0,25 W (ein Zeitschlitz). Die roten Kästchen kennzeichnen jeweils das Volumen, in dem der maximale gemittelte SAR-Wert liegt.

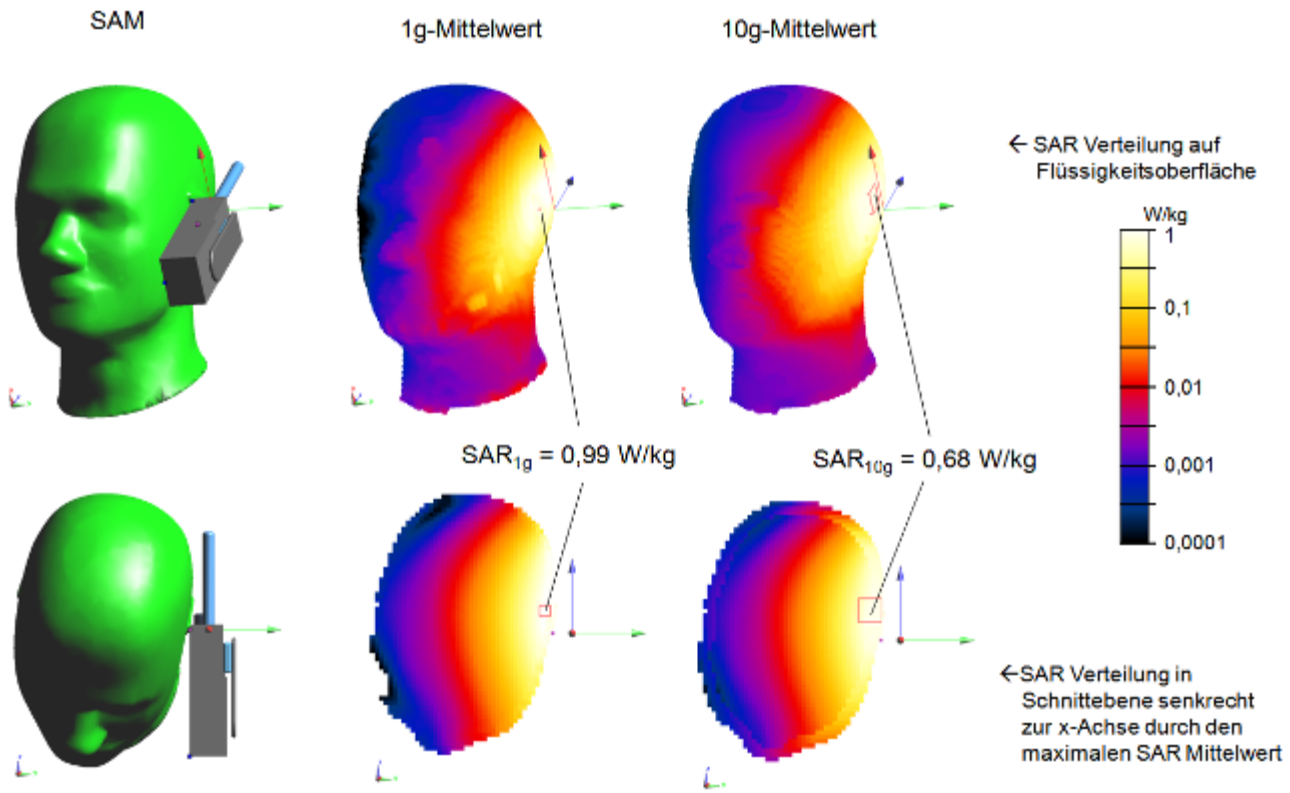


Abbildung 25 SAM (Specific Anthropomorphic Phantom) mit Handsprechfunkgerät in *Kipplage.* Die gemessenen maximalen SAR-Werte (siehe Angaben in der Abbildung) werden in der Simulation bei einer Sendeleistung von 0,163 W reproduziert. Das sind ca. 65 % der nominalen Sendeleistung. Die roten Kästchen kennzeichnen jeweils das Volumen, in dem der maximale gemittelte SAR-Wert liegt.

Die Bestimmung der gemittelten SAR-Verteilung in Abbildung 24 und Abbildung 25 erfolgt nach dem in Abschnitt 2.3.2 beschriebenen IEEE Standard. Sie zeigt bei den Schnittbildern unten (deutlich zu erkennen beim 10 g Mittelwert) eine Unstetigkeit. Das ist der Übergang von den mittenzentrierten zu den randnahen Voxeln, die selbst nicht das Zentrum eines vollständig im Körper liegenden Mittelungsvolumens bilden (siehe Abschnitt 2.3.2).

3.3.6 Sepura: Magnetfeld in Luft

Im Folgenden werden die entsprechenden Messergebnisse für das Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät vorgestellt. Zunächst die Magnetfeldmessung in Luft analog zu Abschnitt 3.3.2.

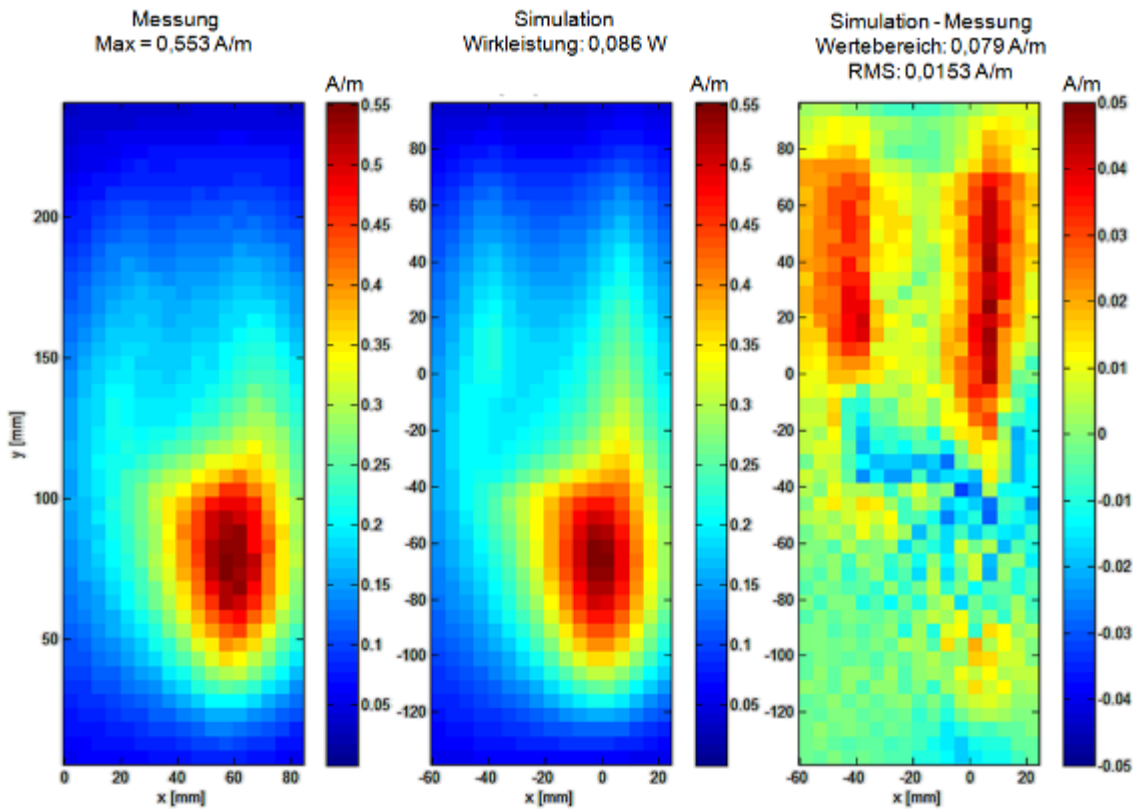


Abbildung 26 Sepura HRT – STP 8000. Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 5 mm Abstand. Vergleich von Messung (links) und Simulation (Mitte). Über dem mittleren Plot ist die Wirkleistung angegeben, die in der Simulation identisch mit der abgegebenen Strahlungsleistung ist. Sie wurde so bestimmt, dass die Messung am besten reproduziert wird. Die rechte Abbildung zeigt die Abweichung zwischen Simulation und Messung. Über dem Plot ist der *'Wertebereich'* = |Min(Sim-Mess)|+|Max(Sim-Mess)| angegeben.

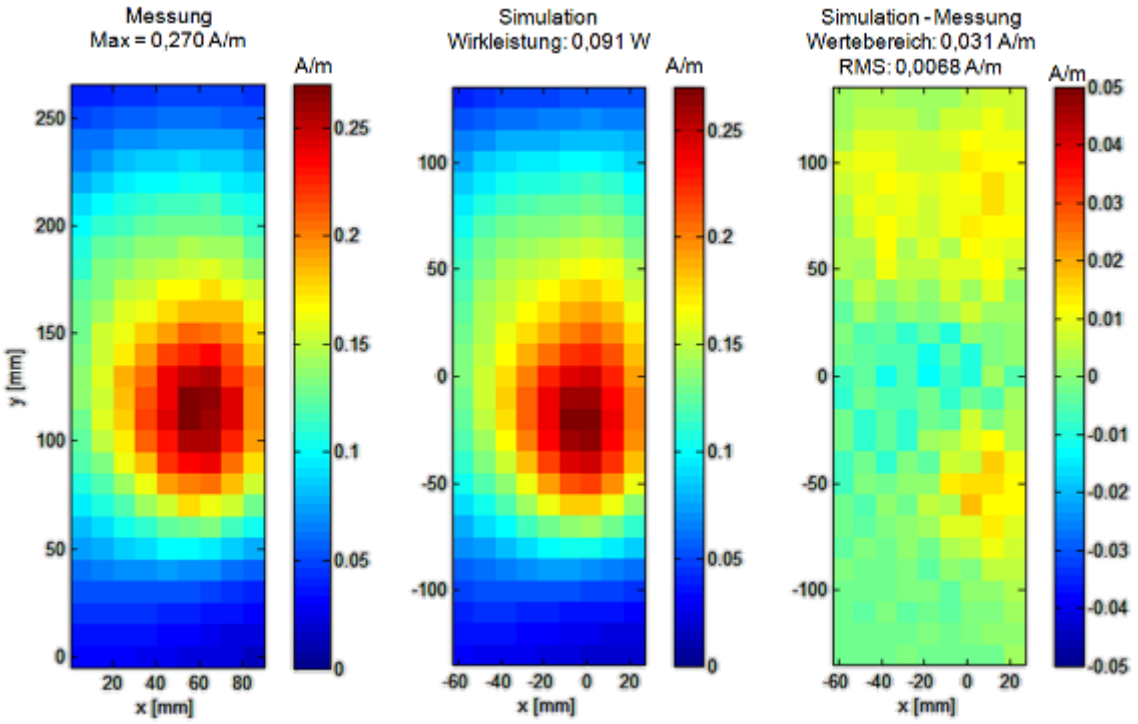


Abbildung 27 Sepura HRT – STP 8000. Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 20mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 26.

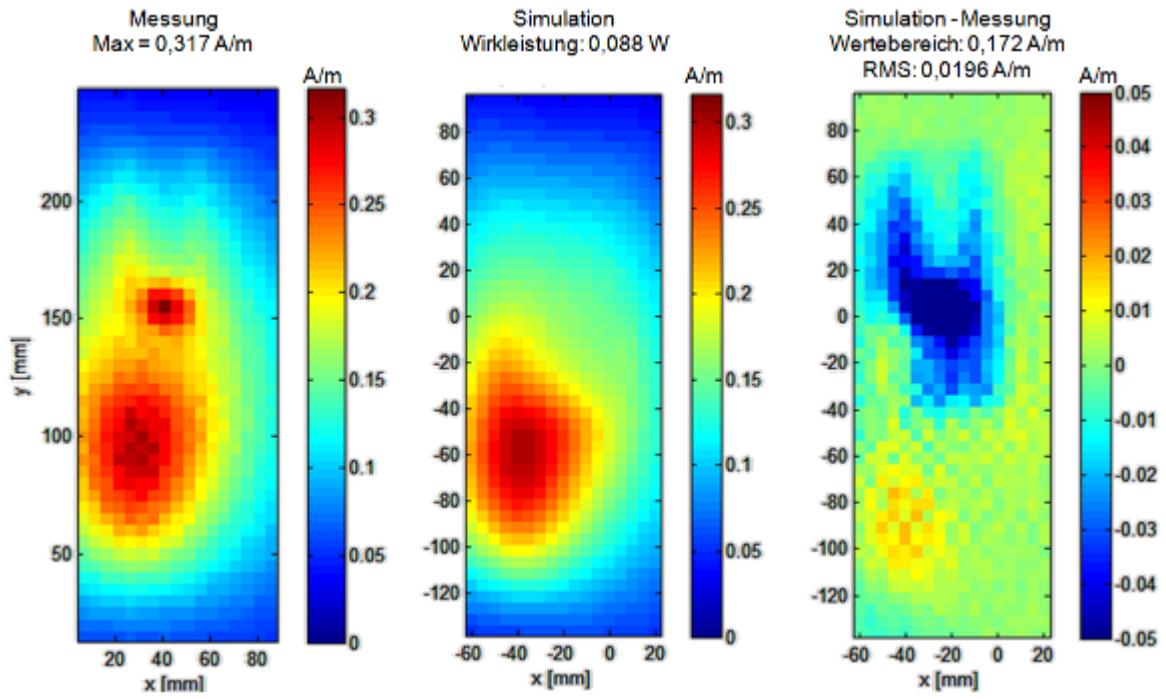


Abbildung 28 Sepura HRT – STP 8000. Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Rückseite in 5 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation. In der Messung tritt hier ein unerwarteter zweiter Peak auf, der in der Simulation nicht reproduziert wird. Allerdings relativiert sich die Bedeutung dieses Effektes bei der SAR-Verteilung. Siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 26

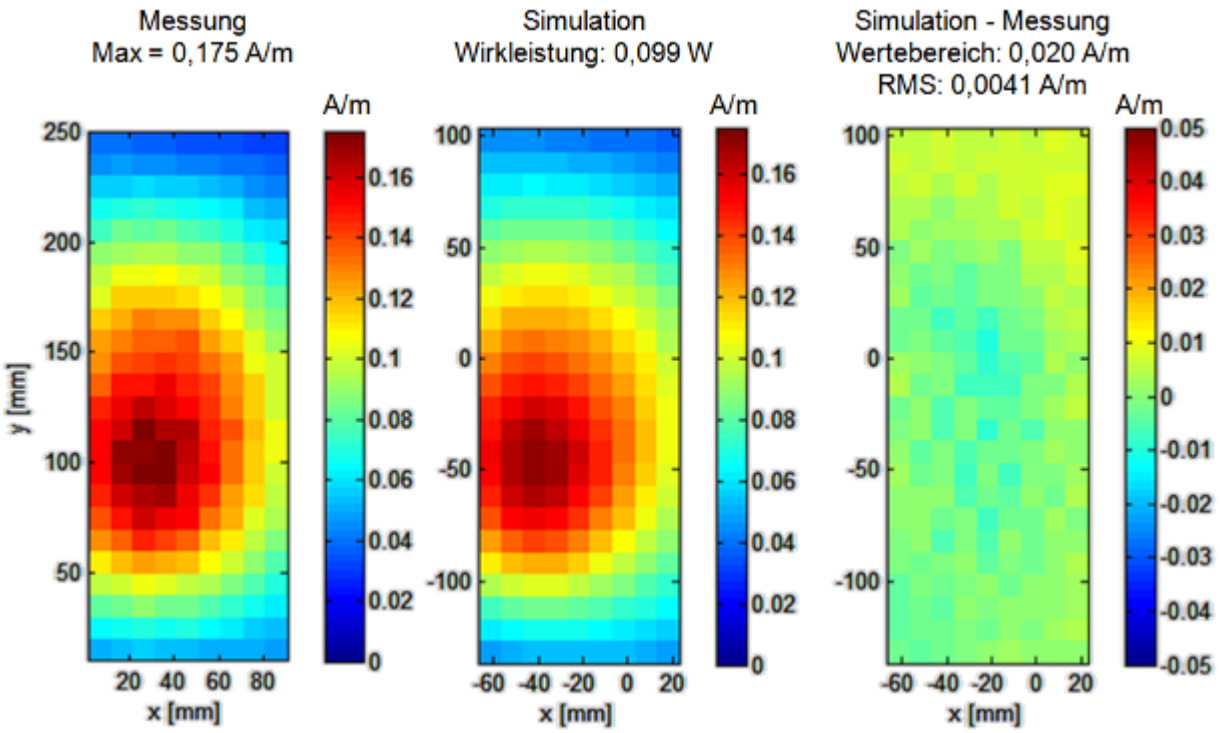


Abbildung 29 Sepura HRT – STP 8000. Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Rückseite in 20 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 26.

3.3.7 Sepura: SAR im Flachphantom

Die SAR-Messungen des Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät im Flachphantom verlaufen analog zu Abschnitt 0. Hier werden die zentralen Messergebnisse zusammengestellt.

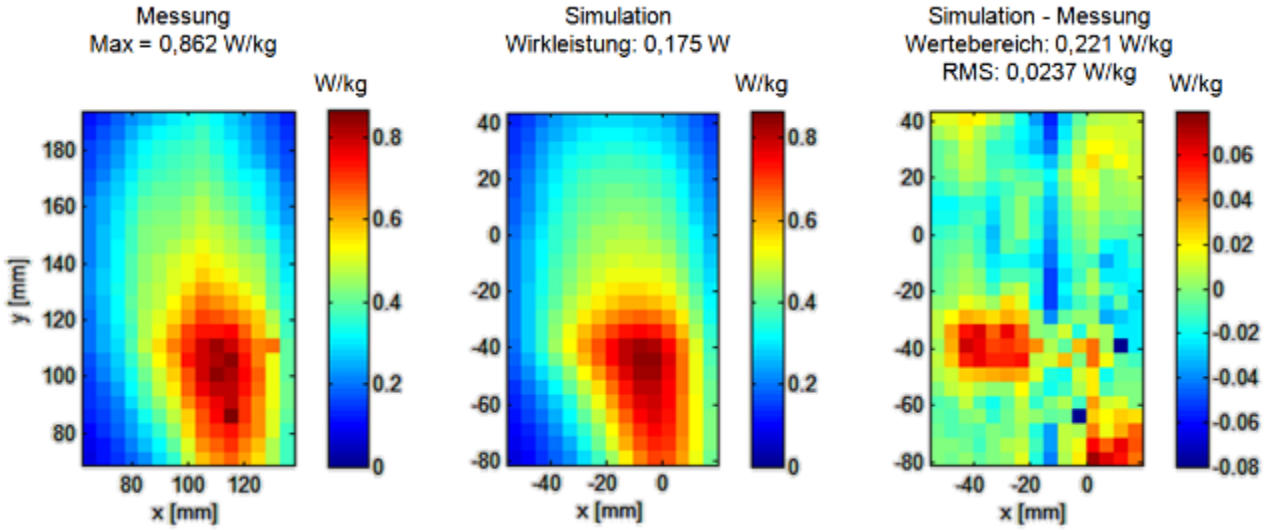


Abbildung 30 Sepura HRT – STP 8000. SAR im Flachphantom. Das Handsprechfunkgerät liegt mit der *Vorderseite* flach am Boden des Messphantoms an. Vergleich von Messung und Simulation.

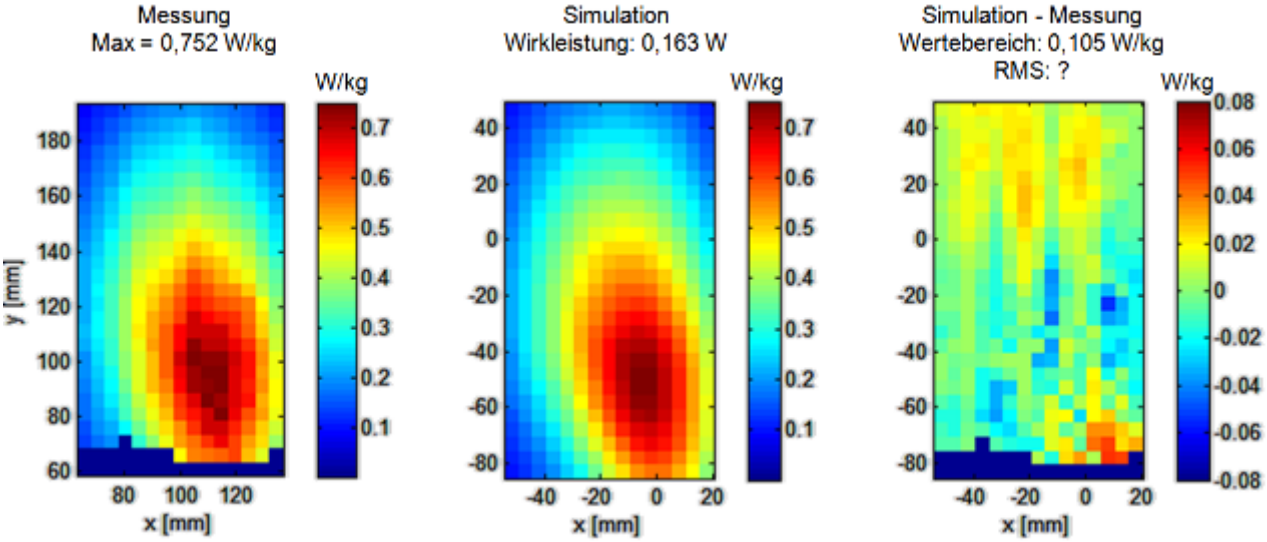


Abbildung 31 Sepura HRT – STP 8000. SAR im Flachphantom. Die *Vorderseite* des Handsprechfunkgerätes und der Boden des Messphantoms liegen in parallelen Ebenen mit 10 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation.

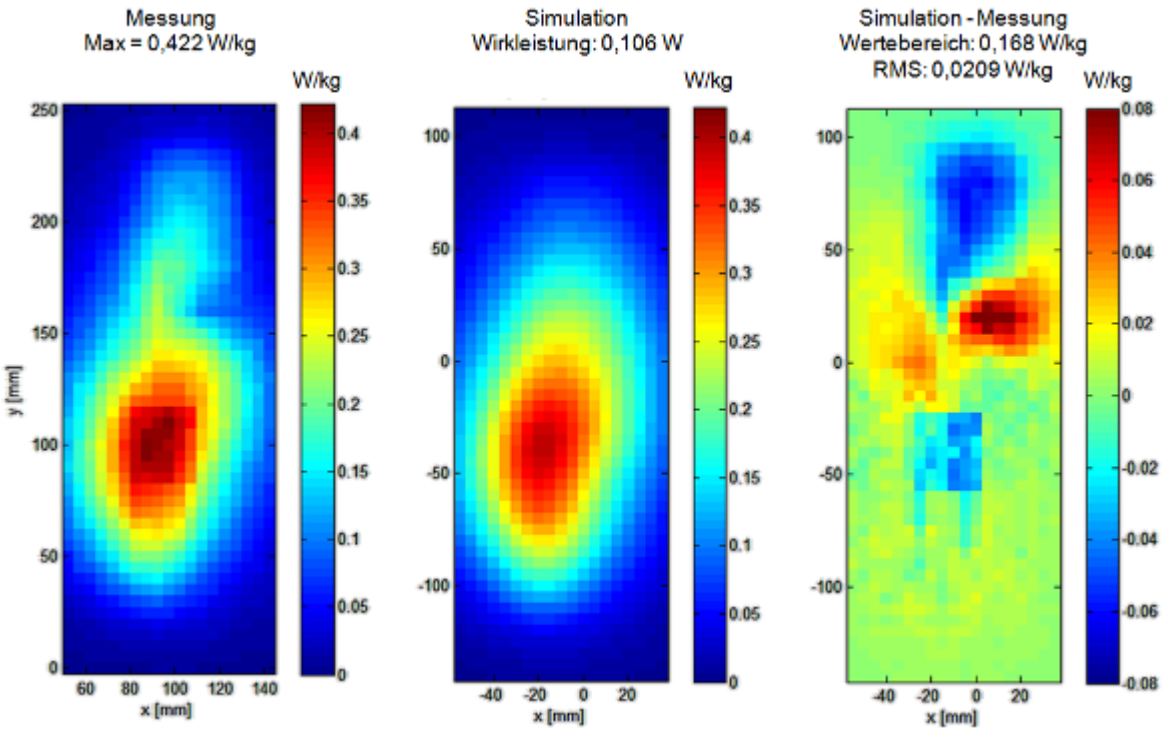


Abbildung 32 Sepura HRT – STP 8000. SAR im Flachphantom. Das Handsprechfunkgerät liegt mit der Rückseite flach am Boden des Messphantoms an. Vergleich von Messung und Simulation.

3.3.8 Fernfeld: Richtcharakteristik

Die Richtcharakteristik (Directivity) beschreibt die Leistungsdichte (also den Betrag des Poyntingvektors) im Fernfeld in Abhängigkeit von der Raumrichtung. Sie ist definiert als die Leistung P(Ω) die in Richtung des Raumwinkels Ω abgestrahlt wird, bezogen auf diesen Raumwinkel, also dP(Ω)/dΩ, und normiert auf die mittlere Leistungsdichte pro Raumwinkel, also auf $P_{rad}/4\pi$. P_{rad} ist hier wieder die gesamte in alle Raumrichtungen abgestrahlte Leistung, und der gesamte Raumwinkel beträgt 4π. Damit ergibt sich

$$D(\Omega) = \frac{dP}{d\Omega}\frac{4\pi}{P_{Rad}}. \tag{11}$$

Ein (theoretischer) isotroper Strahler hat eine für alle Raumrichtungen konstante Richtcharakteristik von 1. Werte größer 1 entsprechen einer Fokussierung in der zugehörigen Richtung, und haben immer zur Folge, dass in andere Raumrichtungen Werte kleiner 1 auftreten, da die über den gesamten Raumwinkel gemittelte Richtcharakteristik auf 1 normiert ist.

Die Messung der Richtcharakteristik erfolgt mit einer Empfangsantenne in einem, verglichen mit der Wellenlänge, großen Abstand zum Strahler (hier 3 m). Sie wird in einer abgeschirmten Absorptionskammer durchgeführt. Das Handsprechfunkgerät befindet sich auf einem Drehtisch, sodass der Winkel systematisch durchlaufen werden kann. Die Genauigkeit einer solchen Messung wird allerdings dadurch beeinträchtigt, dass die Absorption an den Kammerwänden nicht perfekt ist, und daher störende Reflexionen nicht vollständig vermeidbar sind.

Abbildung 33 zeigt für das Sepura HRT – STP 8000 einen Vergleich zwischen Simulation und Messergebnis. Die Richtcharakteristik ist demnach fast identisch mit jener eines Hertzschen (punktförmigen) Dipolstrahlers, der in Abbildung 33 (c) gestrichelt in grau mit eingezeichnet ist. Aus der asymmetrischen Lage der Antenne zum Gehäuse ergibt sich in der x-z Ebene eine Verkippung um 7°. Messung und Simulation sind auch hier in guter Übereinstimmung.

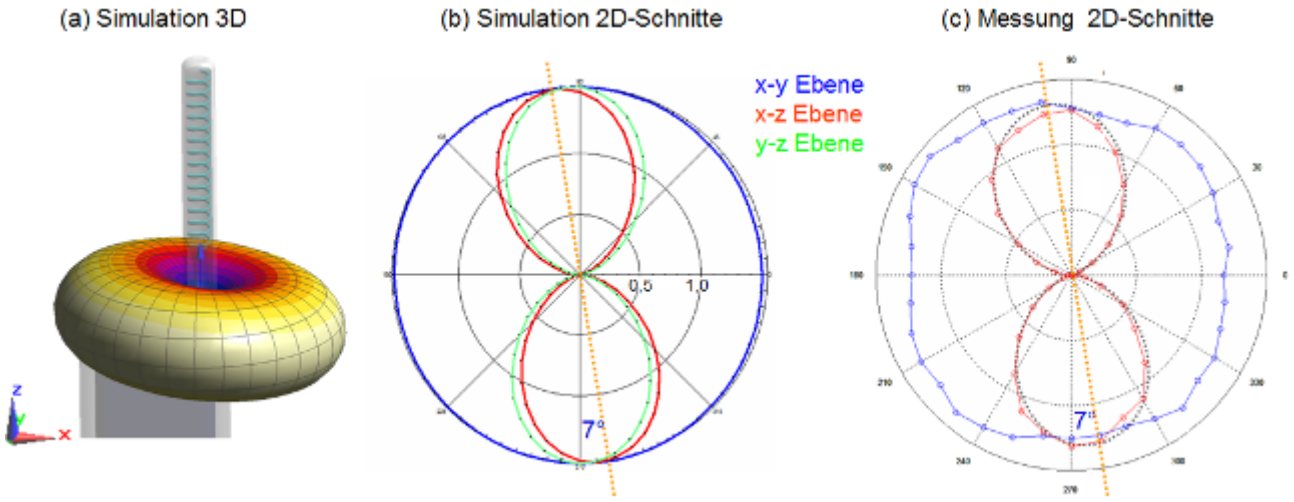


Abbildung 33 Strahlungscharakteristik für das Sepura HRT – STP 8000. (a) dreidimensionale Simulation. (b) Schnitte in drei Ebenen durch (a). (c) Messung in zwei Schnittrichtungen. Zusätzlich ist hier noch die Richtcharakteristik eines Hertzschen (punktförmigen) Dipolstrahlers eingezeichnet (grau gestrichelte Linie).

3.3.9 Zusammenfassung: Gemittelte SAR-Werte der Messungen

Aus allen SAR Messungen dieses Kapitels werden nun die maximalen über ein würfelförmiges Volumen von 1 und 10 g Masse gemittelten SAR-Werte (SAR_{1g} und SAR_{10g}) bestimmt. Der Scan senkrecht ins Innere des Flachphantoms (vergleiche Abschnitt 3.3.4) wird dabei für die gesamte Extrapolation in z-Richtung verwendet, insbesondere auch bei der Extrapolation von der Messebene (Auswerteebene) aus nach außen bis an die Innenseite der Schale des Phantoms.

Tabelle 2 Maximale über 1 g und 10 g gemittelte SAR-Werte der Messungen in diesem Kapitel. Alle Messungen beziehen sich auf eine nominale Sendeleistung von 1W bei einem Zeitschlitz, also auf eine mittlere nominale Sendeleistung von 0,25 W.

	Motorola MTP 850		Sepura STP 8000	
	SAR_{1g} [W/kg]	SAR_{10g} [W/kg]	SAR_{1g} [W/kg]	SAR_{10g} [W/kg]
Handsprechfunkgerät liegt mit Vorderseite flach am Boden des Flachphantoms an.	0,71	0,48	0,88	0,57
Handsprechfunkgerät liegt mit Vorderseite in 10 mm Abstand zum Flachphantom.	0,61	0,43	0,80	0,53
Handsprechfunkgerät liegt mit Rückseite flach am Boden des Flachphantoms an. Motorola: Clip ist *ab*montiert.	0,58	0,41	0,44	0,31
Handsprechfunkgerät liegt mit Rückseite am Boden des Flachphantoms an. Motorola: Clip ist montiert -> 10 mm Abst.	0,61	0,45	--	--
Handsprechfunkgerät am Phantomkopf, links, Wangenlage.	0,87	0,57	1,10	0,63
Handsprechfunkgerät am Phantomkopf, links, Kipplage.	0,99	0,68	1,37	0,89

4 ANATOMISCHE KÖRPERMODELLE

Für die Simulationen in dieser Arbeit werden anatomische Körpermodelle der "Virtual Family" [Christ et al. 2010] verwendet. Diese Modelle basieren auf hochaufgelösten Magnetresonanztomographie Aufnahmen (MRT) und differenzieren zwischen etwa 80 unterschiedlichen Geweben und Organen. Aus den Aufnahmen werden mit Hilfe von Dreiecksnetzen (Triangulierung) Oberflächen der Organe rekonstruiert und anschließend durch Interpolationen weiter geglättet. So erhält man detailreiche Körpermodelle in Form von CAD-Daten, die noch nicht auf eine bestimmte Voxelgröße festgelegt sind. Kleine Organe (beispielsweise das Auge) und dünne Gewebeschichten können auf diese Weise besser aufgelöst werden als bei einer Voxel-basierten Darstellung. Die Diskretisierung für die numerische Rechnung erfolgt dann individuell angepasst an die Problemstellung.

Unterschiedliche Gewebe lassen sich in einer MRT Aufnahme häufig gut unterscheiden. Es gibt aber auch Gewebearten, bei denen eine Unterscheidung schwierig möglich ist. Entsprechend ist die Genauigkeit der Segmentierung in den Modellen unterschiedlich [Christ et al. 2010].

Für die Untersuchungen in dieser Arbeit werden aus der Virtual Family zwei Modelle verwendet: Ein männliches Modell im Alter von 34 Jahren mit einer Körpergröße von 1,74 m und einem Gewicht von 70 kg (Spitznahme 'Duke') und ein weibliches Modell in Alter von 26 Jahren, mit einer Körpergröße von 1,60 m und einem Gewicht von 58 kg (Spitznahme 'Ella'), siehe Abbildung 34. Größe und Gewicht von Duke und Ella entsprechen grob dem weltweiten Durchschnitt [Christ et al. 2010]. Beide Modelle können mit Hilfe eines Poser-Tools im Nachhinein noch in gewissen Grenzen in ihrer Körperhaltung verändert werden.

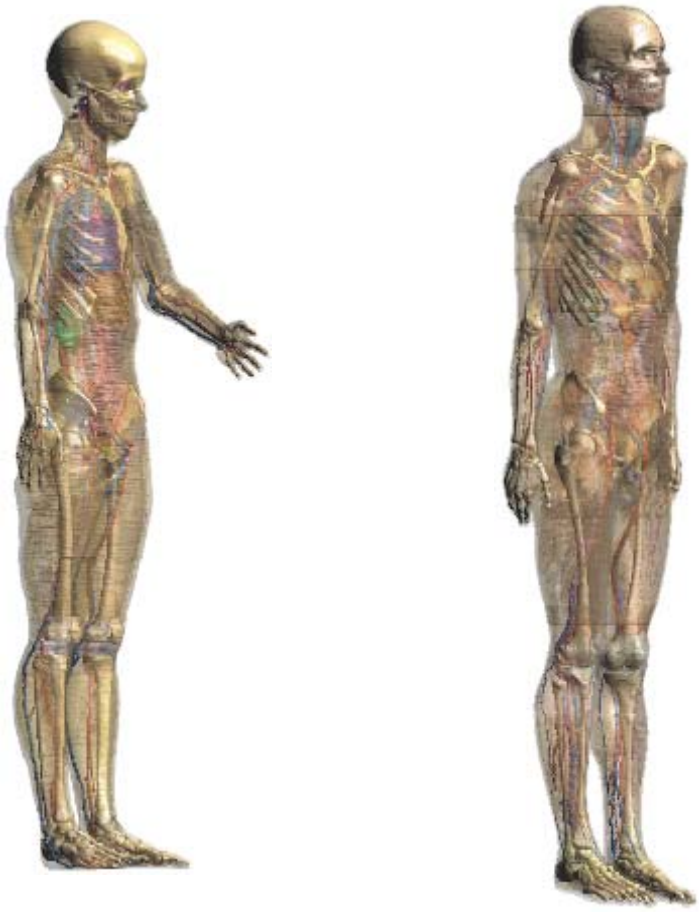


Abbildung 34 Ella (links) und Duke (rechts) sind die beiden untersuchten anatomischen Körpermodelle. Sie differenzieren zwischen ca. 80 Organen bzw. Geweben und liegen als CAD-Daten mit glatten Oberflächen vor.

Die dielektrischen Eigenschaften der unterschiedlichen Gewebearten, die für die elektromagnetischen Simulationen benötigt werden, basieren auf einer Serie von drei Publikationen [Gabriel et al. 1996, Gabriel et al. 1996, Gabriel et al. 1996], in denen umfangreiche Literaturstudien, Bewertungen und Messungen durchgeführt und parametrisierte Modelle der Permittivität verschiedenster Gewebe entwickelt wurden. Diese Veröffentlichungen sind auch im Internet verfügbar [Gabriel und Gabriel 1996].

Außerdem pflegt die *Foundation for Research on Information Technologies in Society* (IT'IS, http://www.itis.ethz.ch) eine online Datenbank, in der sowohl diese, als auch die thermischen Eigenschaften zur Berechnung des Einflusses auf die Körpertemperatur, abrufbar sind [Hasgall et al. 2012]. Die thermischen Parameter wurden dort mithilfe umfangreicher Literaturrecherchen zusammengestellt. Die verwendeten Referenzen, sowie eine Dokumentation zum Vorgehen und zu den dabei entstandenen Problemen und Unsicherheiten sind ebenfalls verfügbar. Siehe auch Abschnitt 5.6.2.

5 SIMULATIONSERGEBNISSE

In diesem Kapitel werden die in Kapitel 3 generierten und verifizierten Simulationsmodelle sowie weitere Außenantennen-Modelle angewendet, und die Simulationsergebnisse vorgestellt. Die primären Ergebnisse der numerischen Berechnungen sind die Lösungen der Maxwell-Gleichungen in Form von Feldverteilungen, die im folgenden Abschnitt zur Veranschaulichung beispielhaft dargestellt und kurz diskutiert werden. Anschließend werden ausführlich die SAR-Verteilungen und die Temperaturveränderungen für viele unterschiedliche Konfigurationen der Handsprechfunkgerä-te und der anatomischen Modelle untersucht.

5.1 FELDVERTEILUNGEN MIT PHANTOMKOPF

Als Beispiel dient die in Abbildung 35 dargestellte Konfiguration eines Handsprechfunkgerätes vor dem homogenen Messphantom SAM. Welches der beiden Handsprechfunkgerät-Modelle verwendet wird, ist für die grundsätzliche Darstellung der Feldverteilung nicht maßgeblich - hier ist es das Sepura Gerät. Die Einspeisung erfolgt mit sinusförmigem Signal bei einer Frequenz von 382,5 MHz (Zentrum des Uplink-Bandes) und einer Wirkleistung von 1W.

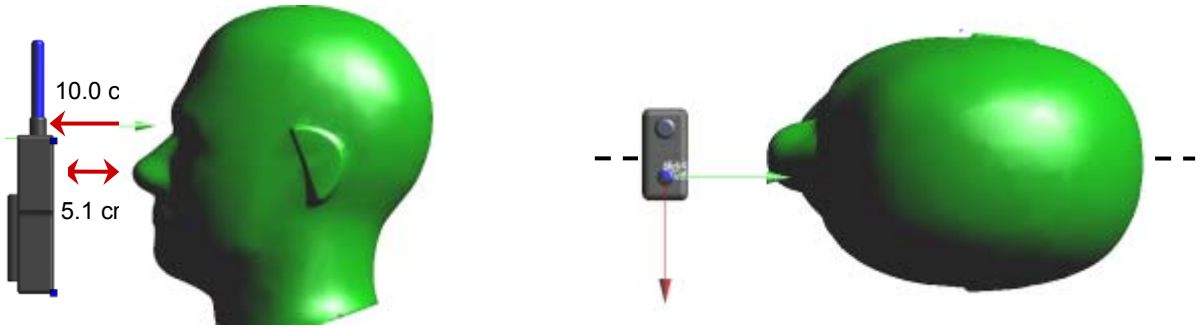


Abbildung 35 Konfiguration von Handsprechfunkgerät und SAM für die Simulationen in Abbildung 36. Die dort abgebildete Simulationsebene ist hier als gestrichelte Linie eingezeichnet (rechte Abbildung).

Die oberen beiden Bilder in Abbildung 36 zeigen die Beträge von elektrischem und magnetischem Feld im stationären (also eingeschwungenen) Zustand. Dargestellt ist ein 'Schnappschuss' der zeitlich periodischen Schwingung zu einem festen Zeitpunkt innerhalb der Schwingungsperiode. Man erkennt hier (andeutungsweise) die Ablösung vom Nahfeld ins Fernfeld.

Die Effektivwerte[7] der Felder sind in den beiden mittleren Bildern zu sehen. Hier, wie auch bei den oberen Darstellungen erkennt man die starke Abschwächung des elektrischen Feldes im gewebeäquivalenten Material, während das magnetische Nahfeld der Antenne in das unmagnetische Material (μ_r =1) ungehindert eindringt.

Bei harmonischer Zeitabhängigkeit lässt sich der komplexe Poyntingvektor $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^*$ definieren, dessen Real- und Imaginärteil (jeweils als Betrag) in den unteren beiden Abbildungen aufgetragen ist. Der Realteil gibt die Leistungsdichte der im Mittel über eine Periode ins Fernfeld abgestrahlten Sendeleistung an (vergleichbar mit einer Wirkleistung), während der Imaginärteil die mittlere Leistungsdichte einer zwei mal pro Periode zwischen Antenne und reaktivem Nahfeld ausgetauschten Blindleistung erfasst, die sich nicht ins Fernfeld ablöst, und somit nicht zur im Mittel abgestrahlten Leistung beiträgt. Das Nahfeld nimmt bei Annäherung an die Antenne schneller zu, als das mit 1/r

[7] Der Effektivwert (auch RMS Werte genannt) ist eine zeitunabhängige, skalare Größe. Sie ist als Wurzel aus dem zeitlichen Mittelwert des Quadrates über eine Periode definiert, z.B. $E_{Eff} = \sqrt{\langle \vec{E}(t)^2 \rangle_t}$.

zunehmende Fernfeld. Beim Hertzschen Dipol gilt beispielsweise im Nahfeld-Bereich: $E \sim 1/r^3$ und $H \sim 1/r^2$. Entsprechend ist das Nahfeld bei hinreichend kleinem Abstand *immer* dominierend. Man erkennt, dass der Kopf sich weitgehend in diesem Nahfeld-Bereich befindet, in Wangen- oder Kipplage gilt das sogar noch mehr.

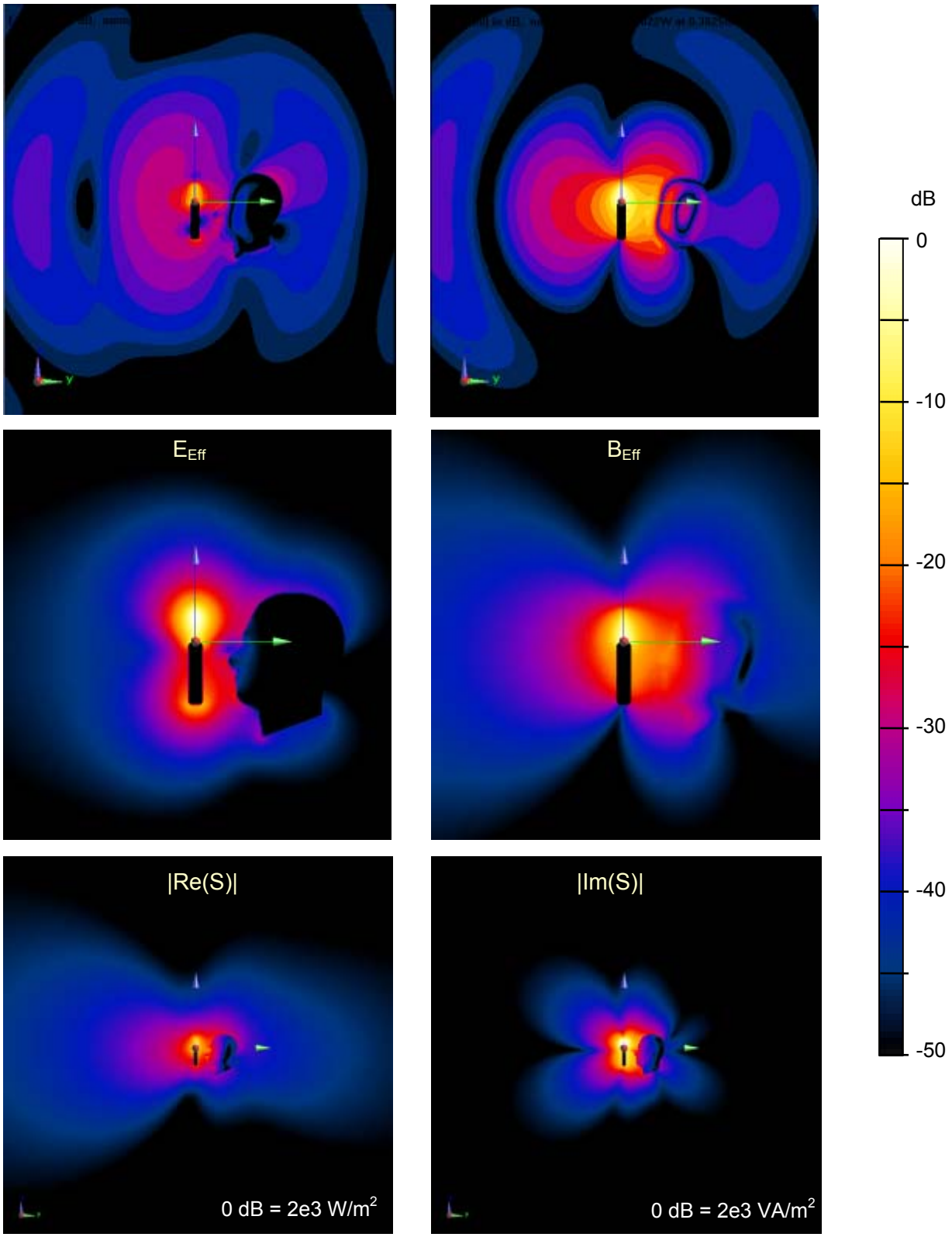


Abbildung 36 *Oben:* Beträge von elektrischem und magnetischem Feld im stationären Zustand zu einem festen Zeitpunkt innerhalb der Schwingungsperiode. *Mitte:* Effektivwerte, ansonsten wie oben. *Unten:* Betrag von Real- und Imaginärteil des Poyntingvektors. Der Phantomkopf befindet sich weitgehend im pulsierenden reaktiven Nahfeld, das hier gegenüber dem abstrahlenden Fernfeld dominiert.

5.2 SENDELEISTUNG IM BOS-NETZ UND NORMIERUNG DER SIMULATIONSERGEBNISSE

Sämtliche SAR-Angaben in Kapitel 5 sind normiert auf eine kontinuierlich abgestrahlte HF-Leistung von 1 W. Das entspricht einer Nutzung aller vier Zeitschlitze (Abschnitt 1.1) bei gleichzeitiger Drosselung der nominalen Sendeleistung auf 1 W (siehe unten zur tatsächlichen Nutzung im BOS-Netz). Da sowohl die SAR, als auch in guter Näherung (siehe Abschnitt 2.2.1) die Temperaturerhöhung proportional zur Sendeleistung ist, lassen sich aber alle Ergebnisse dieses Kapitels unmittelbar auf andere Sendeleistungen skalieren.

Die Bündelung der vier Zeitschlitze ist zwar im TETRA Standard [ETSI 2007-09] vorgesehen, wird aber derzeit im BOS-Netz (primär aus Ressourcen-Gründen) nicht unterstützt. Derzeit wird ausschließlich die Sprachübertragung unter Verwendung nur *eines* Zeitschlitzes eingesetzt. Das gilt auch bei gleichzeitiger Übertragung von Textmeldungen (*Short Data Service, SDS*), die in einzelnen für die Sprachübertragung nicht genutzten Zeitschlitzen untergebracht werden [BDBOS 2012].

Das BOS-Netz gibt außerdem eine einheitliche maximale nominale Sendeleistung für alle Endgeräte von 1 W vor. Das gilt sowohl für Handsprechfunkgeräte, als auch für sonstige z.B. in Fahrzeugen verbaute Geräte.

1 W Sendeleistung bei Nutzung eines der vier Zeitschlitze entspricht einer zeitlich gemittelten Leistung von 0,25 W. Folglich sind für den TMO (Trunked Mode Operation) Betrieb, also den Betrieb innerhalb der BOS Infrastruktur nach derzeitigem technischen Stand die SAR-Werte dieses Kapitels durch den Faktor vier zu dividieren.

Allerdings steht im *DMO-Betrieb* (Direktmodus ohne Nutzung der Netzinfrastruktur) je nach Handsprechfunkgerät im Prinzip eine höhere Sendeleistung zur Verfügung[8]. Die hier untersuchten Handsprechfunkgeräte sind vom Hersteller mit einer maximalen Sendeleistung von 1,8 W spezifiziert. Die in Deutschland häufig eingesetzten mobilen Einbaugeräte CM5000 der Firma Motorola sind auf 5 W und die ebenfalls häufig eingesetzten Geräte SRG3500 und SRG3900 von Sepura sogar auf maximal 10 W nominale Sendeleistung ausgelegt. Auch die Bündelung der vier Zeitschlitze ist dann prinzipiell möglich. Die diesen Leistungen entsprechenden SAR-Werte berechnen sich wieder einfach durch Multiplikation der auf 1 W bezogenen SAR-Werte in dieser Arbeit mit der eingesetzten Sendeleistung.

In diesem Zusammenhang seien noch zwei Umstände erwähnt, die in der Praxis zu einer mehr oder weniger reduzierten Sendeleistung führen können. Das ist zum einen die automatische Anpassung der Endgeräte an die Qualität der Funkverbindung in Schritten von 5 dB (Abschnitt 1.1). Bei hinreichend guter Verbindung wird die Sendeleistung erheblich gedrosselt. Entsprechend führen gute Empfangsbedingungen zu einer niedrigeren Strahlenexposition.

Zum anderen besteht ein Unterschied zwischen nominaler und tatsächlicher Sendeleistung. Während die nominale Sendeleistung eine feste Obergrenze darstellt, hängt die tatsächliche Sendeleistung von der Impedanzanpassung am Speisepunkt der Antenne, und damit von der Umgebung des Nahfeldes des Senders ab (Anhang 7.1). Die Messungen am Flachphantom in Abschnitt 3.3.4 und am SAM in 3.3.5 deuten darauf hin, dass die tatsächliche Sendeleistung bei typischen Positionen am Kopf um ca. 30% unterhalb des nominalen Wertes liegen kann. Dieser Wert ist jedoch von vielen unterschiedlichen Faktoren abhängig und kann möglicherweise von Handsprechfunkgerät zu Handsprechfunkgerät schwanken (siehe auch Abschnitt 5.6.3). Im Sinne einer konservativen Abschätzung wird daher von der vollen nominalen Sendeleistung als obere Grenze ausgegangen.

---

[8] Die maximale Sendeleistung im DMO-Modus kann per Software gedrosselt werden. Die Regelungen für den DMO-Betrieb sind länderspezifisch.

5.3 KOPF-SZENARIEN MIT HANDSPRECHFUNKGERÄT

In diesem Abschnitt werden verschiedene Positionierungen der beiden Handsprechfunkgeräte (Kapitel 3) am Kopf der anatomischen Körpermodelle 'Duke' und 'Ella' (Kapitel 4) untersucht, wie sie typischerweise beim Telefonieren oder beim Einsprechen mit eingeschalteter Freisprechanlage vor dem Gesicht vorkommen, siehe Abbildung 37. Dabei werden sowohl die SAR-Verteilungen, als auch die daraus resultierenden Temperaturerhöhungen behandelt und einige Konfigurationen beispielhaft grafisch dargestellt. Eine systematische Zusammenfassung der SAR-Werte aller Kombinationen aus Wangen- Kipp und Frontposition mit den anatomischen Modellen Duke und Ella und den beiden Handsprechfunkgeräten von Motorola und Sepura erfolgt am Ende des Abschnittes.

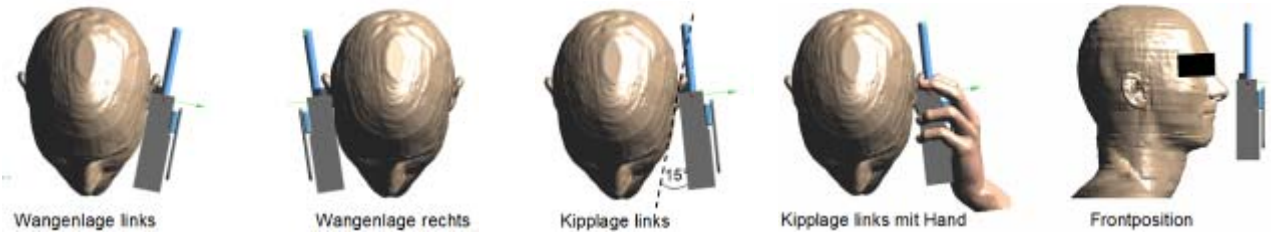


Abbildung 37 Untersuchte Kopf-Szenarien am Beispiel Duke und Motorola HRT – MTP 850.

5.3.1 Duke, Wangenlage

Die Wangenlage ist eine in der Europäischen Norm EN 62209-1 [62209-1 2007] definierte Telefonierhaltung, bei der das Handsprechfunkgerät an Ohr und Wange anliegt. Sie soll einer typischen Grundhaltung beim Telefonieren entsprechen. Abbildung 38, links zeigt das anatomische Modell 'Duke' mit dem Motorola MTP 850 Handsprechfunkgerät in dieser Position am linken Ohr. Die SAR Mittelung erfolgt nach dem in Abschnitt 2.3.2 beschriebenen Verfahren gemäß IEEE über würfelförmige Volumina von 10 g Masse. In diesem Bericht wird dafür die Schreibweise "SAR_{10g}" eingeführt. Abbildung 38, rechts zeigt die daraus resultierende gemittelte Verteilung an der Hautoberfläche. Der maximale Wert (SAR_{10g}) beträgt 1,8 W/kg.

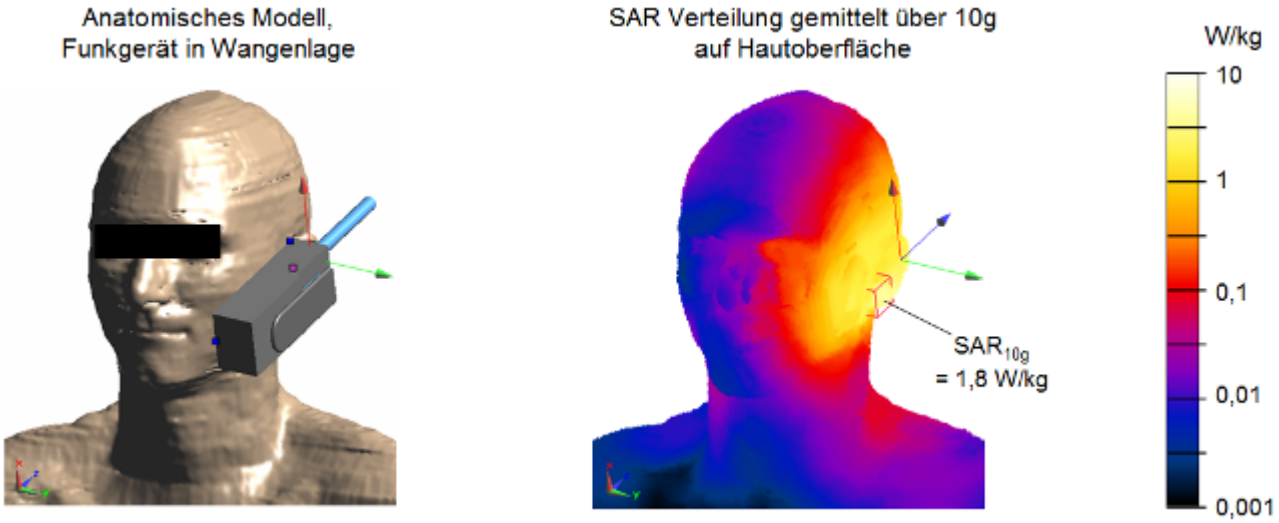


Abbildung 38 *Links:* Anatomisches Modell 'Duke' und Motorola HRT – MTP 850 Handsprechfunkgerät in Wangenlage. Rechts: Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Die Sendeleistung beträgt wie in allen Angaben dieses Kapitels 1 W. Damit ergibt sich der maximale SAR-Wert (SAR_{10g}) zu 1,8 W/kg. Das würfelförmige Mittelungsvolumen des maximalen SAR-Wertes ist in rot eingezeichnet.

Um die Verteilung der SAR im Körperinneren zu visualisieren, wird die in Abbildung 39 dargestellte Schnittebene in y-z-Richtung auf Höhe der maximalen SAR betrachtet. In Abbildung 40, links ist das Voxel-Modell zu sehen. Die verschiedenen Farben entsprechen unterschiedlichen Gewebear-

ten, Hohlräume sind schwarz dargestellt. Die ungemittelte (genauer: auf Basis der Voxel-Diskretisierung gemittelte) SAR (mittlere Abbildung) spiegelt deutlich die Inhomogenität der unterschiedlichen Gewebearten bezüglich deren elektrischer Eigenschaften wider. Die räumliche Auflösung der SAR ist alleine durch die Inhomogenität des absorbierenden Materials bestimmt, und nicht etwa durch Welleneigenschaften (z.B. Beugung). Eine deutliche Glättung der SAR-Verteilung erfolgt durch die Mittelwertbildung über Volumina mit 10 g Masse in der rechten Darstellung.

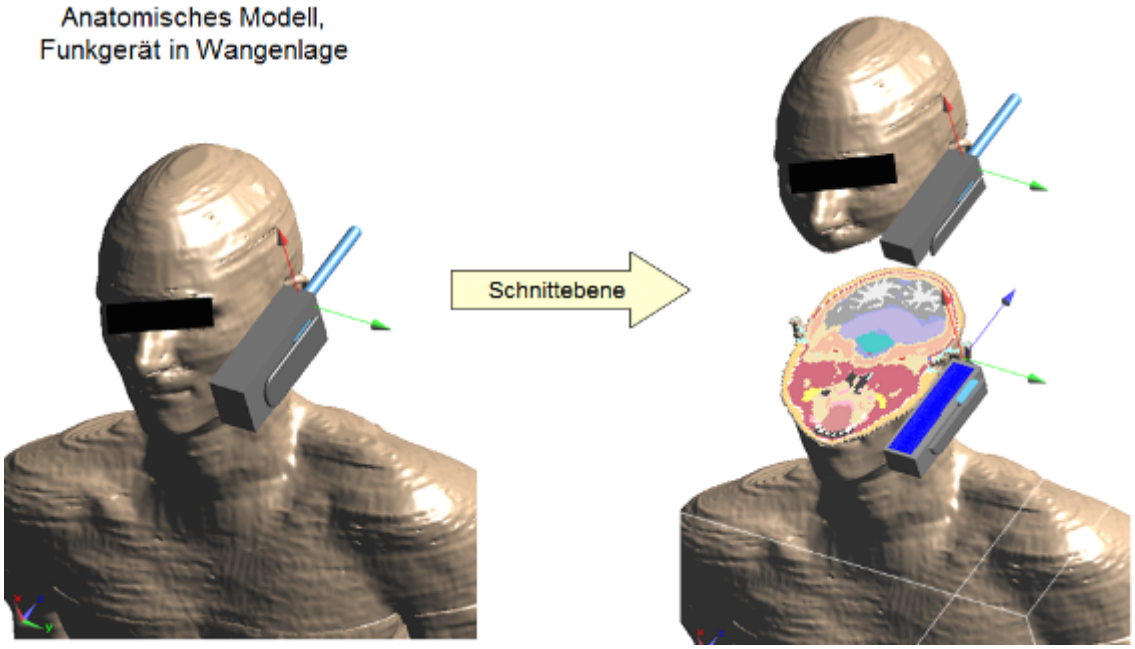


Abbildung 39 Veranschaulichung der Schnittebene, die in Abbildung 40 untersucht wird.

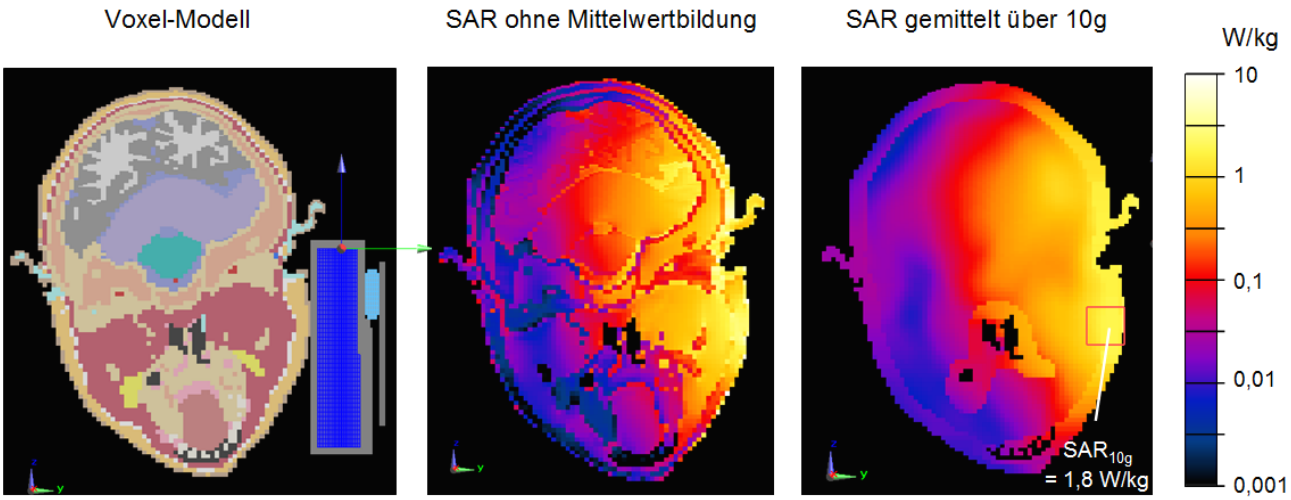


Abbildung 40 SAR in der in Abbildung 39 dargestellten Schnittebene durch das Maximum der Verteilung. *Links:* Voxel-Modell. Mitte: Ungemittelte (bzw. auf Basis der Voxel-Diskretisierung gemittelte) SAR. Rechts: Über 10 g gemittelte SAR.

Aus der SAR-Verteilung wird die Temperaturerhöhung bestimmt (vergleiche Abschnitt 2.2). Die Lösung der Bio-Wärmetransfer-Gleichung (2) für den Fall ohne äußeres Feld in Gl. (3) ergibt im stationären Fall die Verteilung in Abbildung 41, links. Als Randbedingungen wurde hier eine Umgebungstemperatur von 21°C und ein kombinierter Wärmeübertragungskoeffizient $H_{Conv+Rad}$ von 7 W/(K m^2) zugrunde gelegt (Abschnitt 2.2.2, Gl. (5)). Die absolute Temperaturverteilung dient hier als Plausibilitätstest und zur Veranschaulichung. Wichtig für die Beurteilung der Strahlenwirkung ist hingegen die Temperaturerhöhung aufgrund der absorbierten Energie. Sie ist im mittleren Bild

linear und im rechten Bild logarithmisch aufgetragen ist. Man kann sie als stationäre Lösung von Gleichung (4) berechnen, oder auch als Lösung der stationären Gleichung (8). Beide Verfahren wurden verglichen und lieferten konsistente Ergebnisse, wobei die Lösung der stationären Gleichung den deutlich geringeren Rechenaufwand verursacht. Der Wärmeübertragungskoeffizient ist wieder wie oben mit $H_{Conv+Rad}$ =7 W/(Km^2) angesetzt, die absolute Umgebungstemperatur geht in die Temperaturerhöhung nicht ein (Abschnitt 2.2.2). Die größte Erwärmung tritt oberflächlich an der Ohrmuschel auf und beträgt 1,0 K.

Vergleicht man die über 10 g gemittelte (logarithmisch aufgetragene) SAR in Abbildung 40, rechts mit der logarithmisch aufgetragenen Temperaturerhöhung in Abbildung 41, rechts, so kann man eine gewisse Ähnlichkeit erkennen. Tatsächlich besteht eine Motivation für die Mittelwertbildung gerade darin, die zunächst sehr inhomogene SAR-Verteilung vergleichbarer mit der durch die Wärmeleitung (Diffusionsprozess) geglättete Verteilung der Temperaturerhöhung zu machen. Allerdings kann durch eine gemittelte SAR-Verteilung prinzipiell höchstens eine Annäherung an die daraus resultierende Erwärmung berechnet werden.

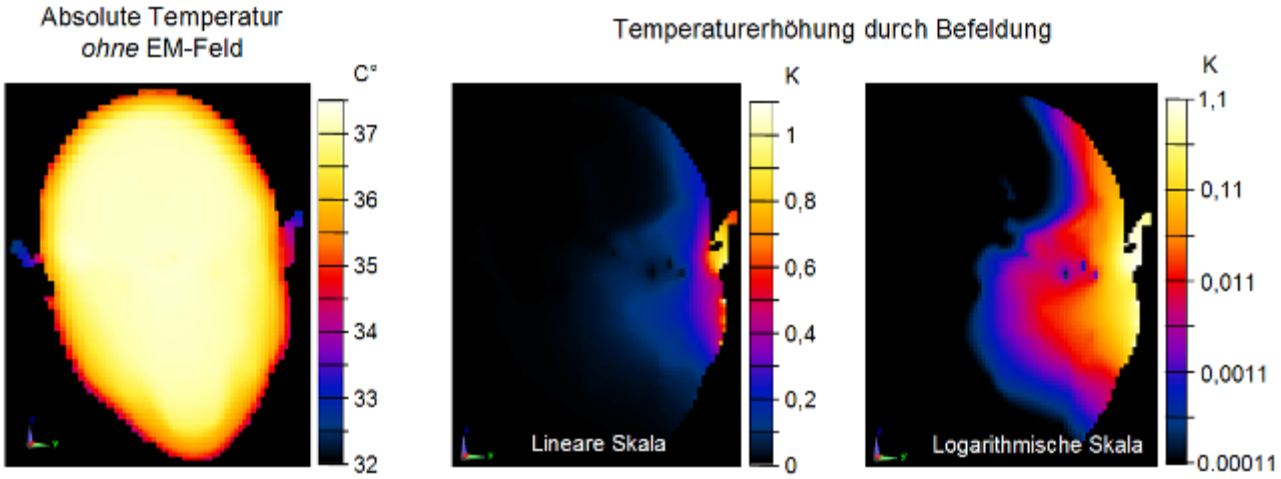


Abbildung 41 *Links:* Absolute Temperaturverteilung ohne Exposition. *Mitte und rechts:* Temperaturerhöhung aufgrund der in Abbildung 40 dargestellten SAR-Verteilung durch Exposition. Die Schnittebene ist dieselbe wie in Abbildung 40.

Schließlich werden noch einige Organe des Kopfes explizit betrachtet, die aus biologischer Sicht möglicherweise besonders empfindlich auf eine Exposition oder Erwärmung reagieren (Abbildung 42, links). Das Augenmodel ist aufgebaut aus Glaskörper, Linse, Augen-Hornhaut und kombinierter Leder- und Aderhaut. Hirnanhangsdrüse (Hypophyse), Zirbeldrüse, Hypothalamus, Hippocampus und Zunge sind hingegen als in sich homogene Körper modelliert. Die über 10 g gemittelte SAR an den Organ-Oberflächen (siehe Abschnitt 2.3.2 bezüglich Rand-Voxel-Mittelung) und die daraus resultierenden stationären Temperaturerhöhungen sind im mittleren bzw. rechten Bild zu sehen. Die zugehörigen numerischen SAR-Werte sind in Abschnitt 5.3.5 zusammengestellt.

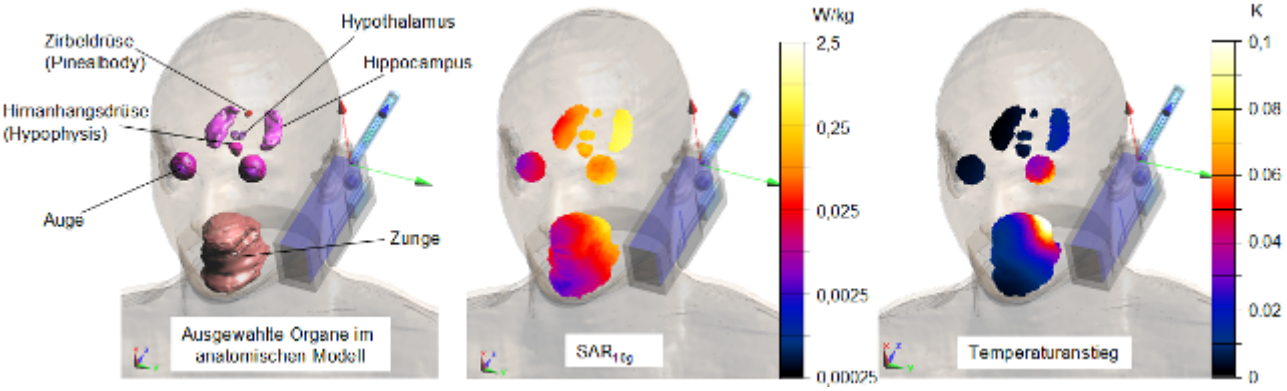


Abbildung 42 SAR-Verteilung und Erwärmung für einige ausgewählte Organe des Kopfes.

Bislang wurden die Temperaturerhöhungen im stationären Zustand, also nach Erreichen des thermischen Gleichgewichtes diskutiert, nicht aber die zeitliche Dynamik in diesen Zustand nach Gleichung (4). Die Erwärmung als Funktion der Expositionsdauer ist nun in Abbildung 43 für das linke Auge dargestellt. Zum Zeitpunkt 0 wird die Quelle eingeschaltet. Bis zum Erreichen des stationären Zustandes ist eine beträchtliche Zeitdauer in der Größenordnung einer Stunde notwendig.

Der Wärmeübertragungskoeffizient $H_{Conv+Rad}$ von 7 W/(K m^2) entspricht dem niedrigsten in der Literatur verwendeten Wert (Abschnitt 2.2.2). Allerdings kann der Wärmestrom zum Beispiel durch Luftbewegung oder Schweißbildung sehr viel größer sein. Ein Gefühl für den Einfluss dieses Parameters auf das Simulationsergebnis geben die gestrichelten Kurvenverläufe in Abbildung 43, bei denen der Wärmeübertragungskoeffizient probeweise auf 14 W/(K m^2) verdoppelt wurde. Die Größenordnung der Erwärmung verändert sich dabei nicht.

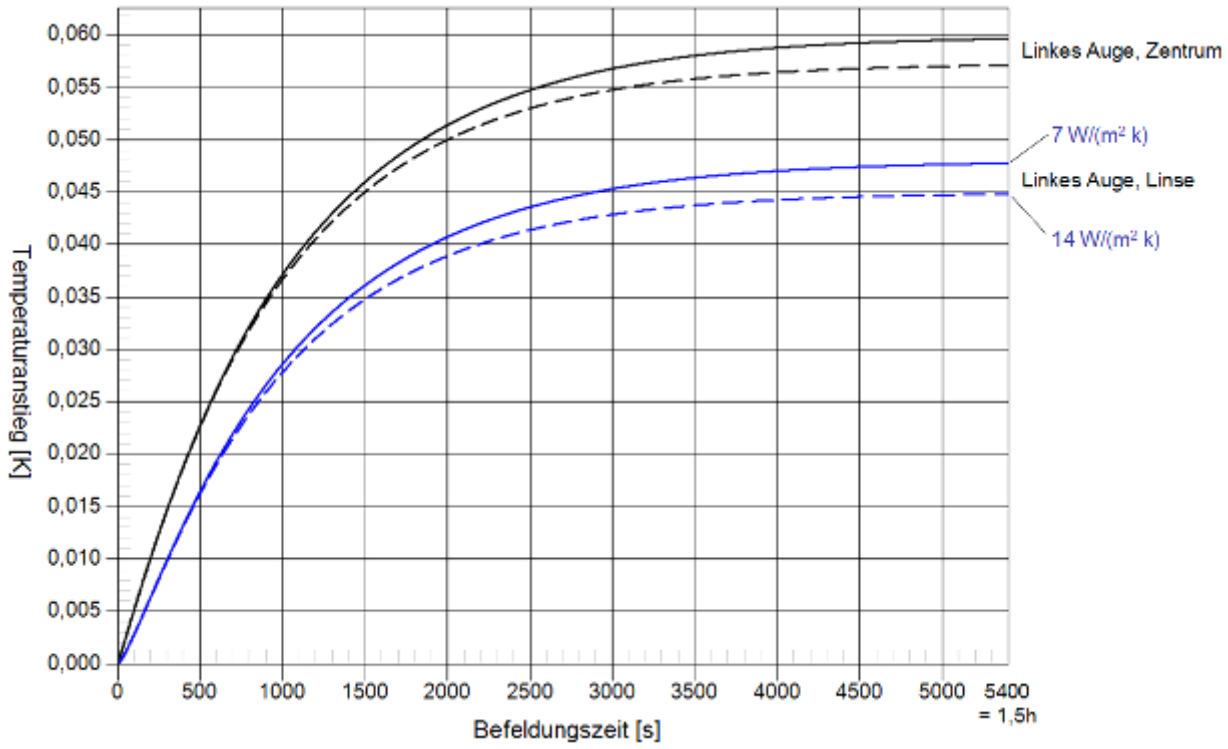


Abbildung 43 Temperaturanstieg im linken Auge als Funktion der Expositionsdauer. Es wird unterschieden zwischen Zentrum des Auges in der Mitte des Glaskörpers und Mittelpunkt der Linse. Außerdem wird der Wärmeübertragungskoeffizient von 7 (durchgezogene Kurven) auf 14 W/(K m^2) (gestrichelte Kurven) verdoppelt, um den Einfluss dieser Randbedingung zu studieren.

Abbildung 44 fasst den zeitlichen Verlauf der Erwärmung für die in Abbildung 42 bezeichneten Organe in doppelt logarithmischer Skalierung zusammen. Außerdem wurden noch die Großhirnrinde am Ort ihrer stärksten Temperaturerhöhung und zwei weitere 'Hotspots' an der Oberfläche hinzugenommen, nämlich die linke Ohrmuschel und die linke Wange.

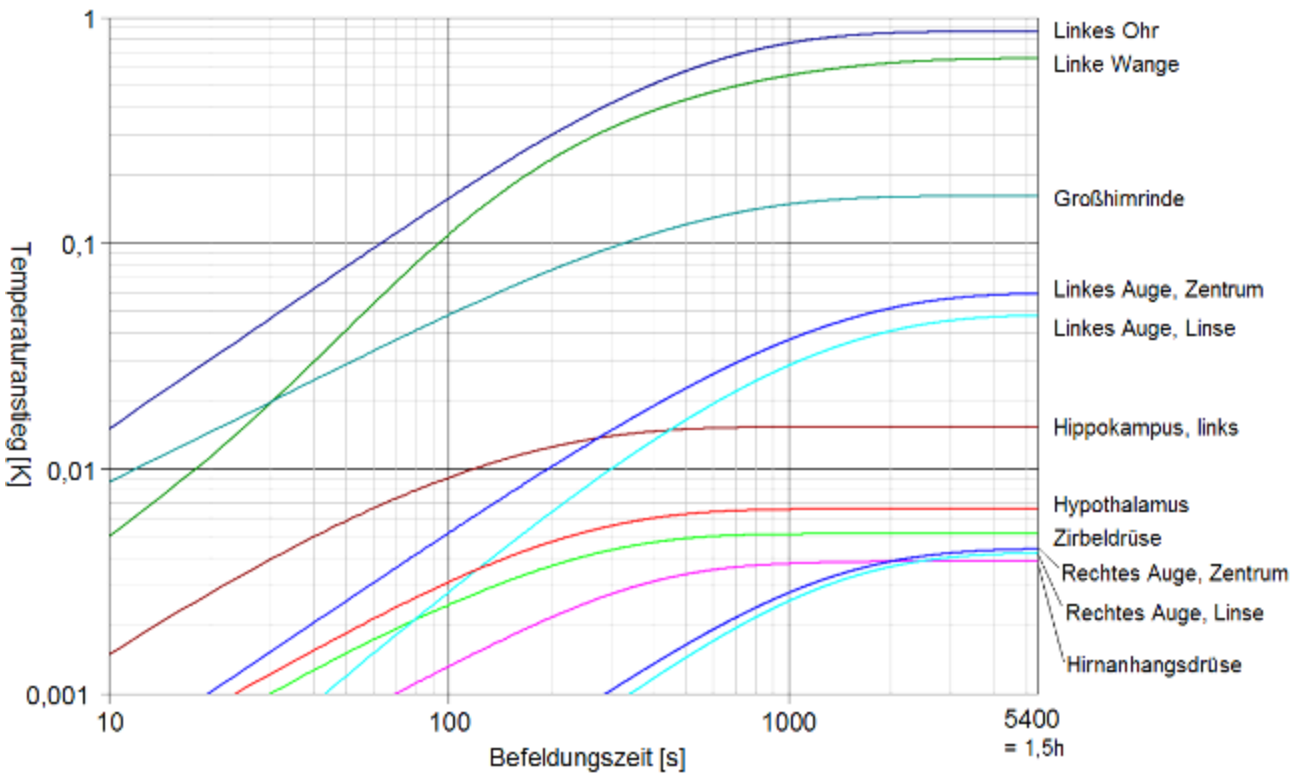


Abbildung 44 Temperaturanstieg als Funktion der Expositionsdauer für ausgewählte Organe und Orte des Kopfes. Für den Wärmeübertragungskoeffizient wurde wieder 7 W/(K m^2) angesetzt.

5.3.2 Duke, Kipplage

Neben der Wangenlage ist in der Europäischen Norm EN 62209-1 [62209-1 2007] eine zweite Telefonierhaltung definiert, die sogenannte 'Kipplage'. Sie geht aus der Wangenlage hervor, indem das Gerät am anliegenden Ohr um einen Winkel von 15° nach hinten gekippt wird.

Allerdings bezieht sich die Definition in der Norm auf das ebenfalls dort beschriebene Messphantom (SAM), bei dem die Ohren dicht am Kopf anliegen, was dem Andrücken durch ein Handsprechfunkgerät entsprechen soll. Bei den verwendeten anatomischen Modellen ist das Ohr hingegen frei, also nicht angedrückt. Eine Überführung von der Wangen- in die Kipplage nach Definition würde hier zu einer Überschneidung von Ohrmuschel und Antenne führen. Um eine realistische Positionierung zu ermöglichen, wurde daher die Ohrmuschel selbst leicht mitgedreht, und auf diese Weise das Andrücken an den Kopf nachgebildet.

Den Bereich zwischen Wangen- und Kipplage kann man als typische Variationsbreite beim Telefonieren betrachten. Die Wendelantenne der TETRA Endgeräte kommt in Kipplage dem Kopf sehr nahe (Abbildung 45, links), sodass diese Position aus Sicht des Strahlenschutzes einem der ungünstigsten anzunehmenden Kopf-Szenarien entsprechen dürfte. Diese Eigenschaft unterscheidet sich von typischen aktuellen Handys mit im Gehäuse integrierter Antenne. Dort führt oft die Wangenlage zu höheren SAR-Werten. Für das Sepura HRT – STP 8000 ergibt sich bedingt durch die Bauform ein noch etwas kleinerer Abstand, als bei dem Motorola Handsprechfunkgerät. Daher betrachten wir hier diese kritischere Kombination. Die SAR-Verteilung ist in Abbildung 45 bis Abbildung 47 grafisch dargestellt; zwischen Antenne und Hinterkopf besteht nur noch ein Spalt von 9 mm. Das Maximum ist mit 3,5 W/kg gegenüber der Wangenlage deutlich höher. Der SAR_{10g} Wert reagiert in dieser Position direkt am Kopf empfindlich bereits auf kleine Variationen der Lage um wenige Millimeter. Da sich jedoch die Kipplage an einem anatomischen Kopfmodell nicht in aller Schärfe definieren und auf andere Kopfmodelle übertragen lässt, entsteht eine beträchtliche Unsicherheit des SAR_{10g} Wertes aufgrund von Positionierungsunschärfen in einer Größenordnung von ca. 25%. Siehe auch [Beard et al. 2006], wo ähnliche Beobachtungen beschrieben sind.

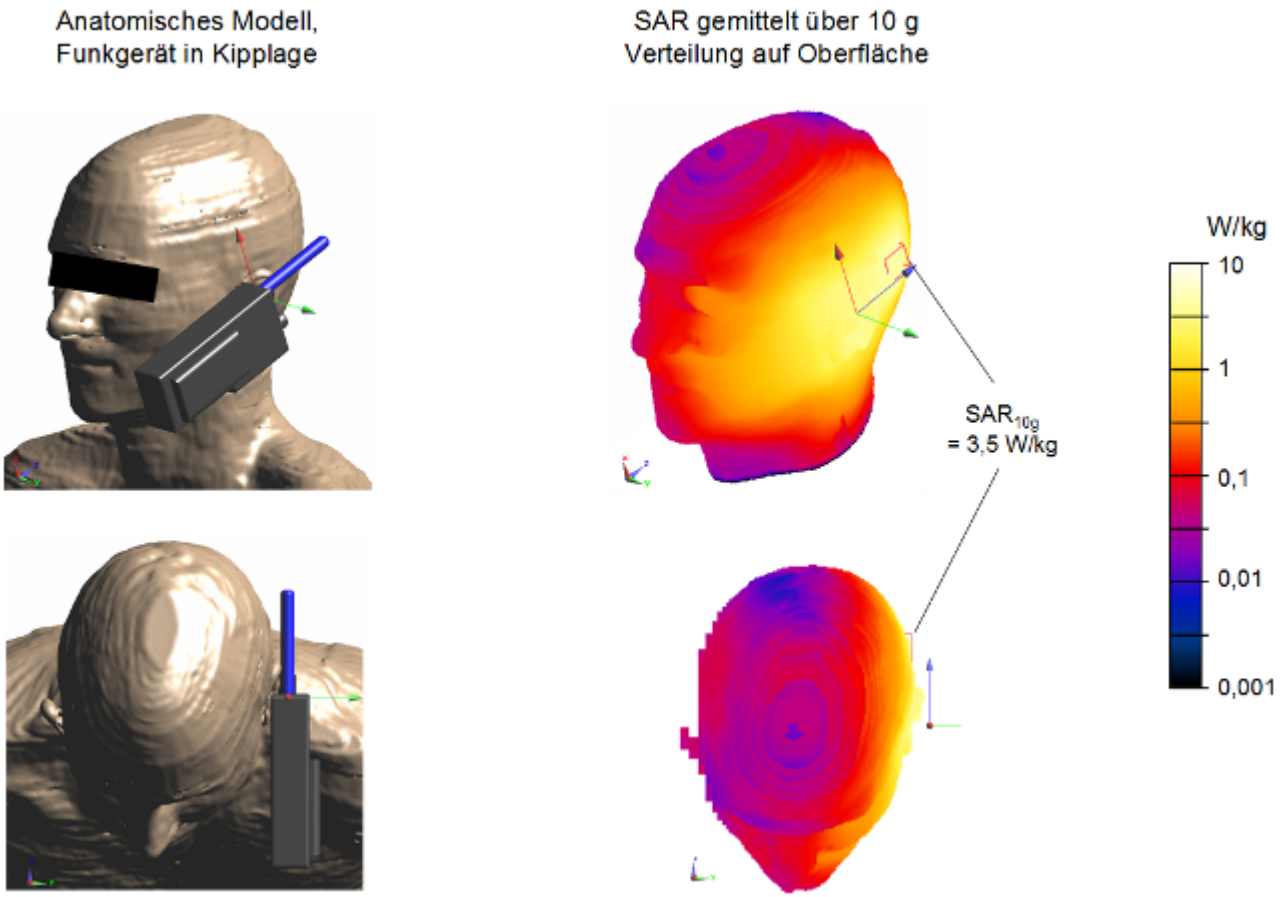


Abbildung 45 *Links:* Anatomisches Modell 'Duke' und Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät in Kipplage aus zwei unterschiedlichen Blickrichtungen. Rechts: Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Die Sendeleistung beträgt wie in allen Angaben dieses Kapitels 1 W. Der maximale SAR-Wert (SAR_{10g}) ist 3,5 W/kg.

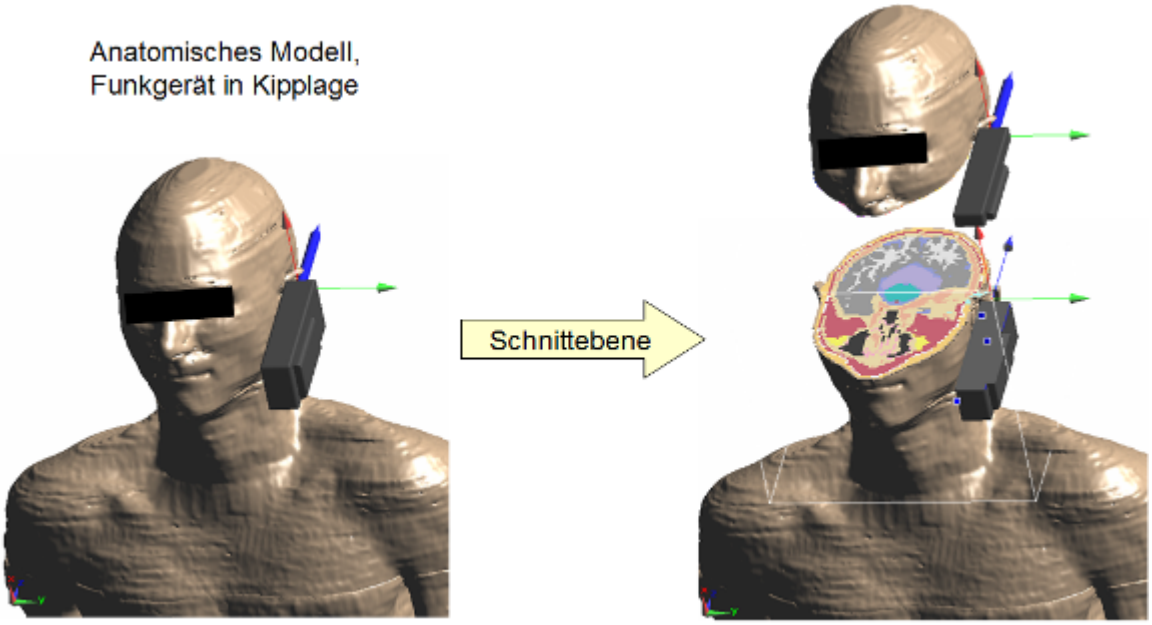


Abbildung 46 Veranschaulichung der Schnittebene, die in Abbildung 47 untersucht wird.

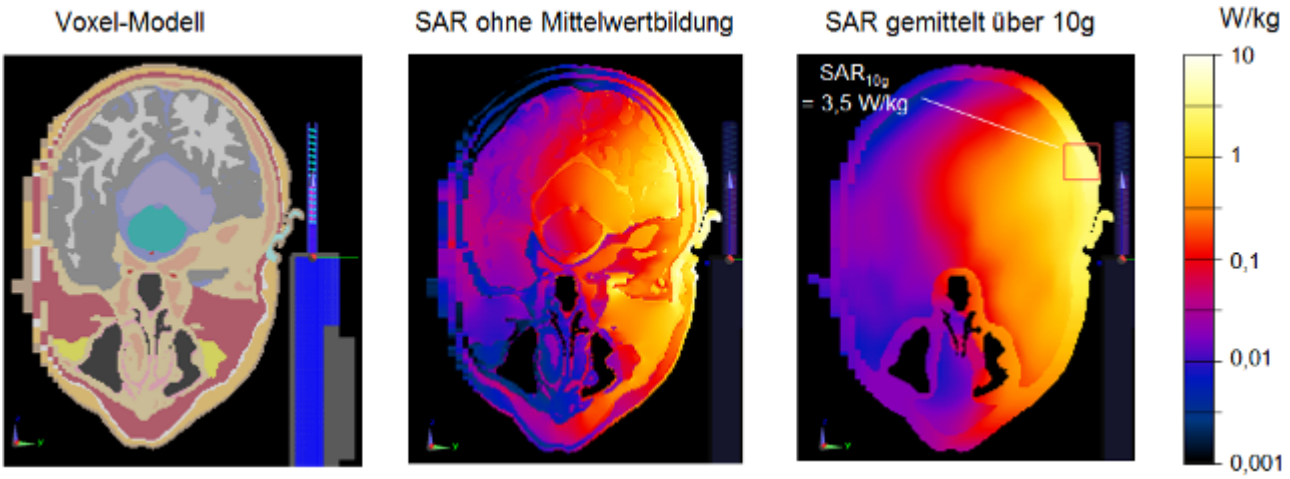


Abbildung 47 SAR in der in Abbildung 46 dargestellten Schnittebene durch das Maximum der Verteilung. *Links:* Voxel-Modell. Mitte: Ungemittelte (bzw. auf Basis der Voxel-Diskretisierung gemittelte) SAR. Rechts: Über 10 g gemittelte SAR.

5.3.3 Duke, Frontposition

Neben den standardisierten Positionierungen in Wangen- und Kipplage werden die Handsprechfunkgeräte auch mit eingeschalteter Freisprechanlage vor dem Gesicht eingesetzt. Diese in Abbildung 48, links dargestellte Konfiguration wird mit dem Motorola HRT – MTP 850 betrachtet. Der Abstand zwischen Kopf und Gerät ist bewusst kleiner gewählt, als es dem typischen Gebrauch entsprechen dürfte, sodass hier ein aus Sicht des Strahlenschutzes besonders ungünstiger Fall behandelt wird. Dennoch führt dieser Abstand bereits zu einem deutlich niedrigeren SAR_{10g}-Wert, als bei direktem Kontakt in Wangen- und mehr noch in Kipplage. Andererseits ist die Exposition im Bereich der Augen deutlich höher, was in Abbildung 49 in der unteren Bilderreihe dargestellt ist, und zu einer stärkeren Erwärmung im Augenbereich führt (Abbildung 50).

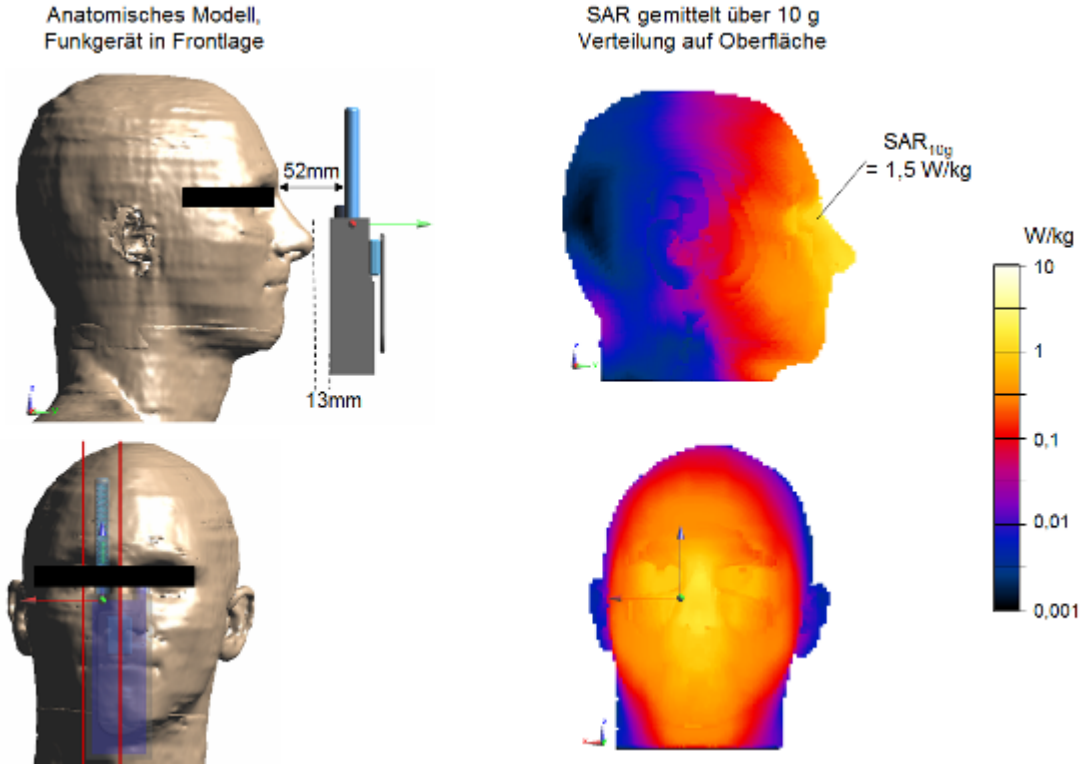


Abbildung 48 *Links:* Anatomisches Modell 'Duke' und Motorola MTP 850 Handsprechfunkgerät in Frontposition aus zwei unterschiedlichen Perspektiven. Die roten Linien im Bild links unten kennzeichnen die beiden Schnittebenen, die in Abbildung 49 dargestellt sind. Rechts: Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Das Maximum liegt im Bereich der Nasenwurzel (SAR_{10g}) und beträgt 1,5 W/kg.

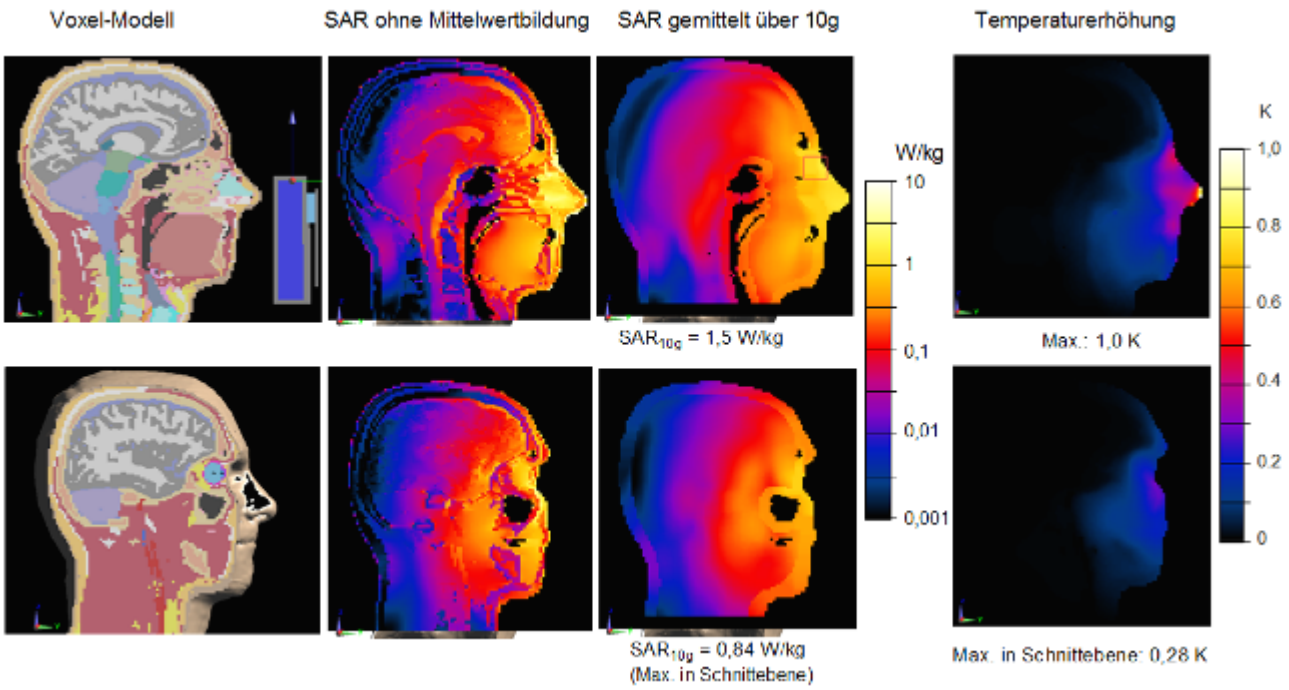


Abbildung 49 SAR in den beiden in Abbildung 48 links unten dargestellten Schnittebenen. *Links:* Voxel-Modell. *Mittlere vier Bilder:* Ungemittelte (bzw. auf Basis der Voxel-Diskretisierung gemittelte) und über 10 g gemittelte SAR. *Rechts:* Erwärmung infolge der Exposition. Die Schnittebene in der unteren Bilderreihe ist so gewählt, dass die Verteilung im Bereich des Auges zu sehen ist.

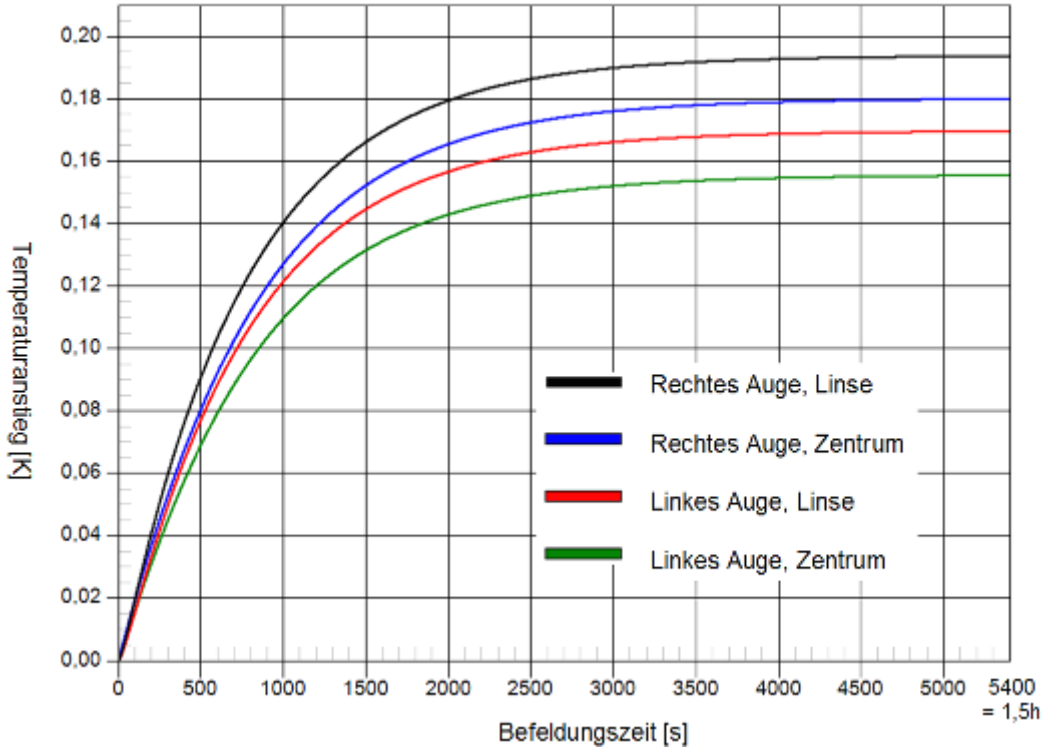


Abbildung 50 Temperaturerhöhung im Bereich der Augen als Funktion der Expositionsdauer. Für den Wärmeübertragungskoeffizient wurde wieder 7 W/(K m^2) angenommen.

5.3.4 Ella, Frontposition

Schließlich wird noch in Abbildung 51 und Abbildung 52 die Kombination Ella mit Sepura HRT – STP 8000 in Frontposition gezeigt, also im Wesentlichen die analoge Anordnung zu Abschnitt 5.3.3. Allerdings kommt die Antenne dem Auge hier noch etwas näher, als in Abbildung 48, was im Bereich des Auges zu einer höheren SAR (Abbildung 52, untere Reihe) und entsprechend zu einer etwas stärkeren Erwärmung (Abbildung 53) führt. Die Temperaturerhöhung von ca. 0,3 K erfolgt aber wieder auf einer im Vergleich zum typischen Gebrauch großen Zeitskala von etwa 1 Stunde, sodass sie im praktischen Einsatz kaum erreicht wird. Nach 10 Minuten liegt die Temperaturerhöhung hingegen noch unter 0,15 K.

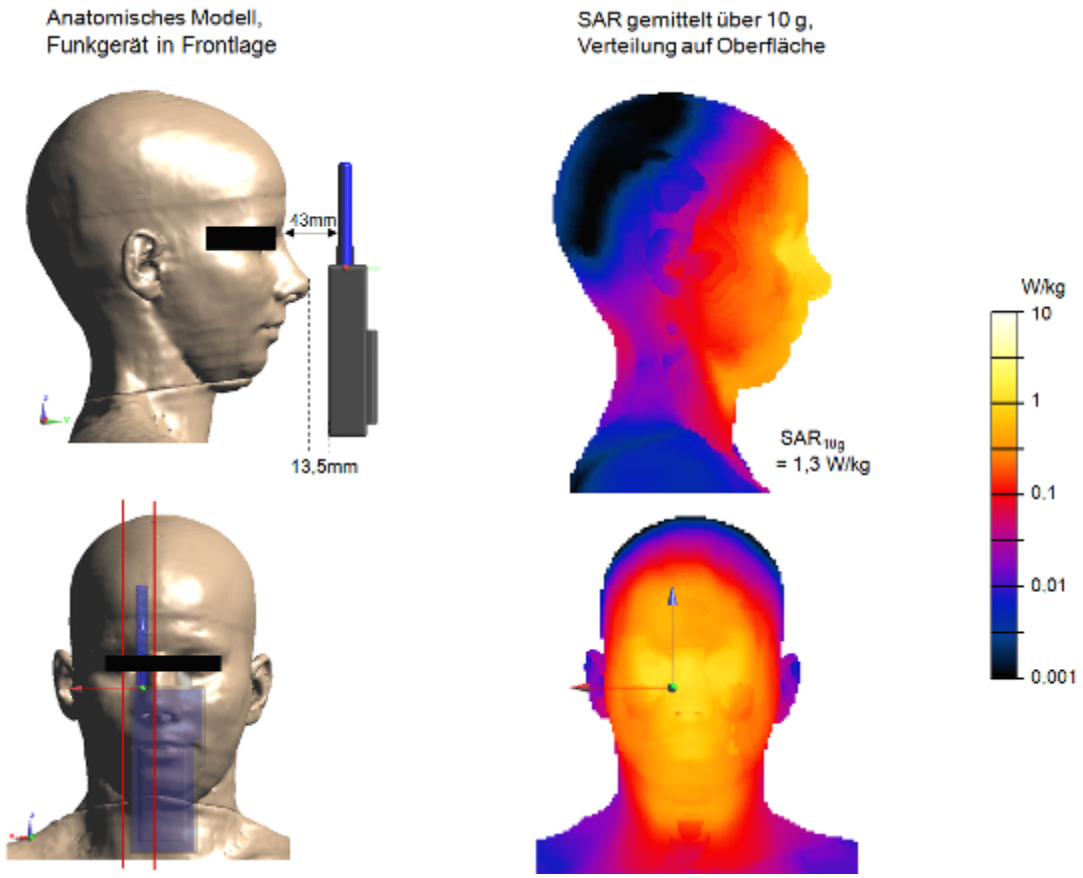


Abbildung 51 *Links:* Anatomisches Modell Ella und Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät in Frontposition aus zwei unterschiedlichen Blickrichtungen. Die roten Linien im Bild links unten bezeichnen die beiden Schnittebenen, die in Abbildung 52 dargestellt sind. *Rechts*: Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Das Maximum liegt im Bereich der Nasenwurzel (SAR_{10g}) und beträgt 1,3 W/kg.

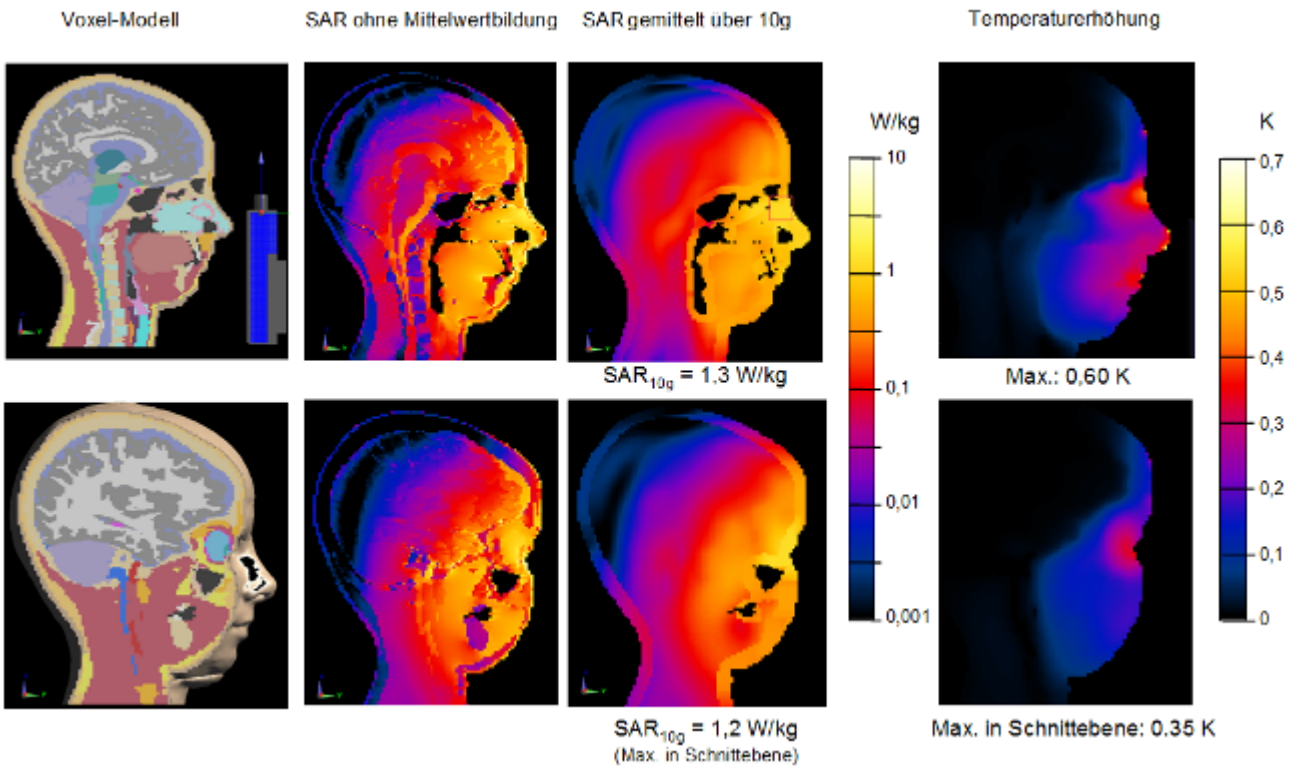


Abbildung 52 SAR in den beiden in Abbildung 51 links unten dargestellten Schnittebenen. *Links:* Voxel-Modell. *Mittlere vier Bilder:* Ungemittelte (bzw. auf Basis der Voxel-Diskretisierung gemittelte) und über 10 g gemittelte SAR. *Rechts:* Temperaturerhöhung infolge der Exposition. Die Schnittebene in der unteren Bilderreihe ist so gewählt, dass die Verteilung im Bereich des Auges zu sehen ist.

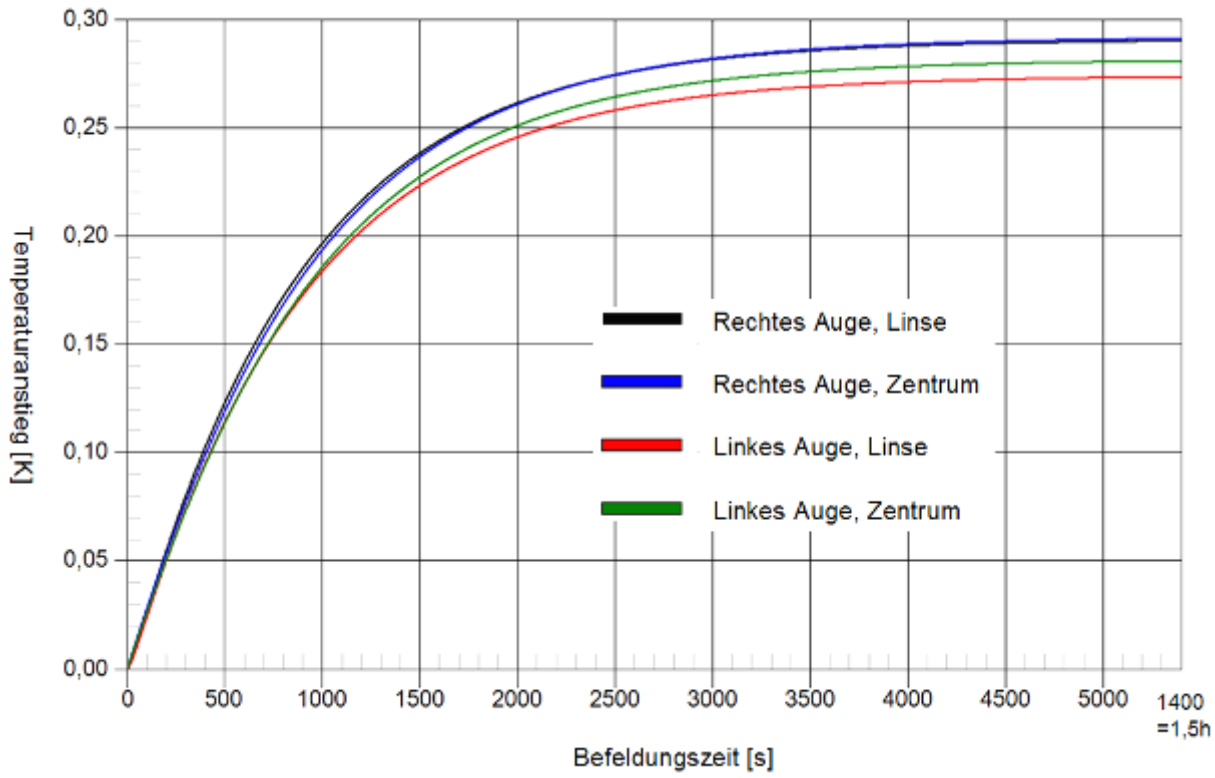


Abbildung 53 Temperaturerhöhung im Bereich der Augen als Funktion der Expositionsdauer. Für den Wärmeübertragungskoeffizient wurde wieder 7 W/(K m^2) angenommen.

5.3.5 Zusammenstellung Organ- und Gewebespezifischer SAR-Werte

Zum Abschluss des Kapitels folgt in Abbildung 55 bis Abbildung 58 eine Zusammenstellung von SAR_{10g}-Werten für die 43 am höchsten exponierten Organe oder Gewebearten des Kopfes. Dabei werden systematisch alle Kombinationen aus Wangen-, Kipp- und Frontposition mit den anatomischen Modellen Duke und Ella und den beiden Handsprechfunkgeräten von Motorola und Sepura gebildet. Außerdem sind in Abbildung 55 exemplarisch noch zwei weitere Szenarien aufgenommen, nämlich die Wangenlage am *rechten* Ohr und die Kipplage links unter Berücksichtigung der *Hand*, die das Gerät hält, siehe Abbildung 54.

Abbildung 54 Duke und Motorola HRT – MTP 850 Handsprechfunkgerät in Kipplage links mit Handmodell. Dieses Szenario ist im Balkendiagram in Abbildung 55 zusätzlich berücksichtigt.

Bei der Berechnung der SAR_{10g}-Werte kommen hier zwangsläufig zwei unterschiedliche Algorithmen zur Anwendung: Bei den Organ- oder Gewebespezifischen Angaben liegt das Mittelungsvolumen mit einer Masse von 10 g immer *vollständig im* betrachteten Organ. Sollte ein würfelförmiges Volumen aus dem Organ herausragen, so wird von der Würfelform abgewichen und im Inneren des Organs die fehlende Masse bis zum Erreichen der 10 g aufgefüllt. Unterschreitet jedoch die gesamte Masse des Organs 10 g, so wird der SAR-Wert dennoch ausgewertet, indem die gesamte zur Verfügung stehende Masse des Organs in die Mittelung eingeht. Dies ist beispielsweise bei den Bestandteilen des Auges (Glaskörper, Linse, Augen-Hornhaut und kombinierter Leder- und Aderhaut) der Fall, die alle unter 10 g wiegen. Für Duke und Ella sind in Tabelle 3 die Organe mit den zugehörigen Massen aufgelistet. Bei Ella wurde das Knochenmark nicht segmentiert; außerdem treten in Ausnahmefällen große Unterschiede zwischen Duke und Ella auf (z.B. Hippokampus), die vermutlich auf Probleme bei der Segmentierung zurückzuführen sind, die in [Christ et al. 2010] beschrieben werden.

Beim zweiten Algorithmus hingegen wird der SAR_{10g}-Wert unabhängig vom Gewebe streng nach dem im IEEE Standard beschriebenen Verfahren (Abschnitt 2.3.2) ermittelt. Das Mittelungsvolumen ist also immer würfelförmig und erstreckt sich im Allgemeinen über unterschiedliche Gewebesorten. In den Balkendiagrammen sind die entsprechenden Einträge zur Unterscheidung mit '>> Alle Gewebe <<' hervorgehoben. Es ist zu beachten, dass die Mittelung über alle Gewebe nicht den höchsten SAR_{10g}-Wert liefern muss. Ist die SAR-Verteilung nahe der Oberfläche am höchsten, so liefert typischerweise die Mittelung über die Haut, die nicht in die Tiefe geht, den höchsten Wert. In den Diagrammen wird außerdem zwischen der Haut der Ohrmuschel ('Haut: Ohr') und aller restlicher Haut ('Haut ohne Ohr') unterschieden.

Alle Balkengrafen in Abbildung 55 bis Abbildung 58 sind nach den SAR-Werten in Kipplage (die zur höchsten Exposition führt) in abfallender Reihenfolge geordnet. Die Darstellung ist logarithmisch, was dem Umstand Rechnung trägt, dass der Wertebereich mehrere Größenordnungen umfasst.

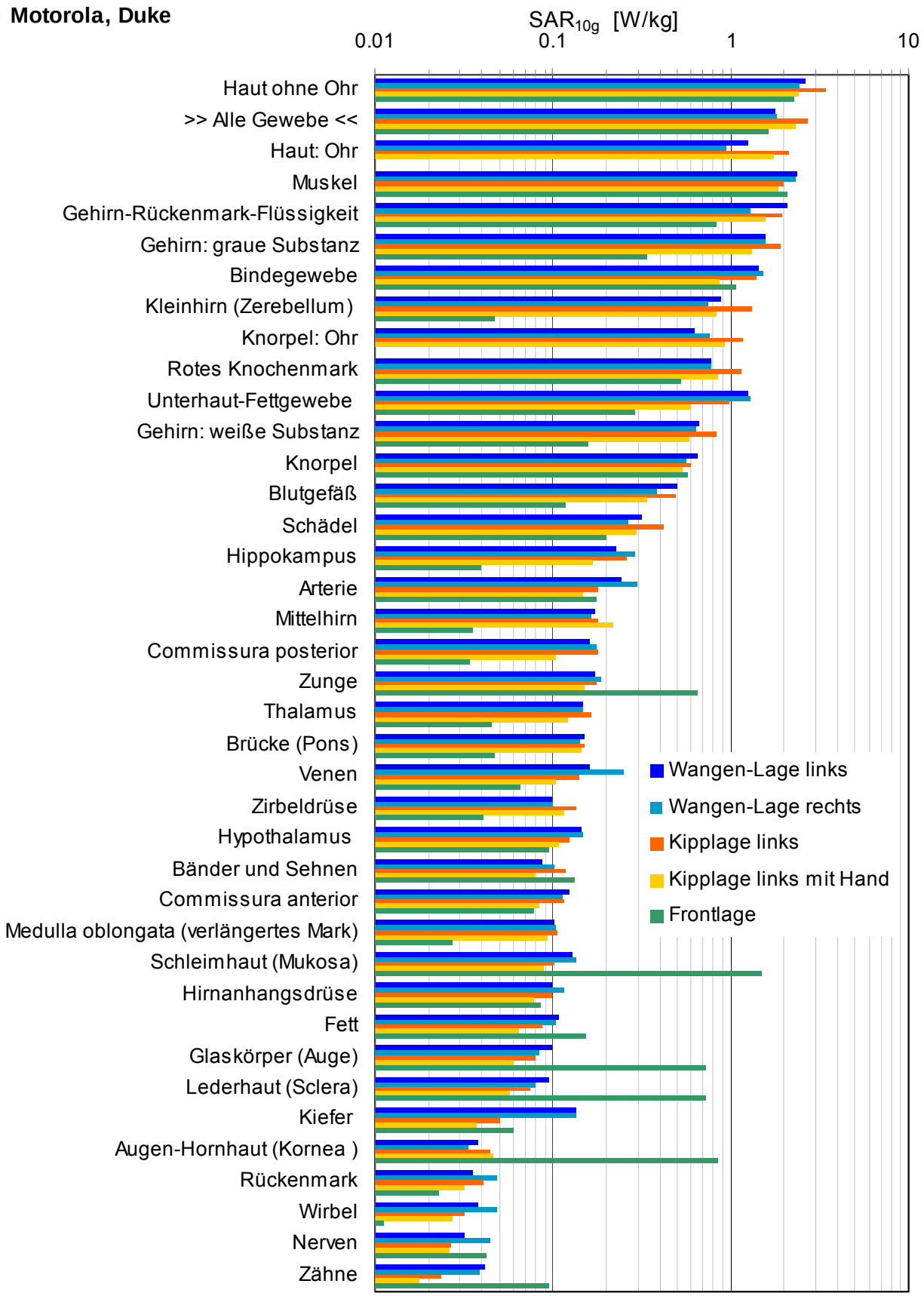


Abbildung 55 SAR_{10g}-Werte aufgeschlüsselt nach den Organen bzw. Geweben im Kopf für das anatomische Modell 'Duke' zusammen mit dem Motorola HRT – MTP 850 Handsprechfunkgerät, normiert auf eine Sendeleistung von 1 W und sortiert nach "Kipplage links" in absteigender Reihenfolge.

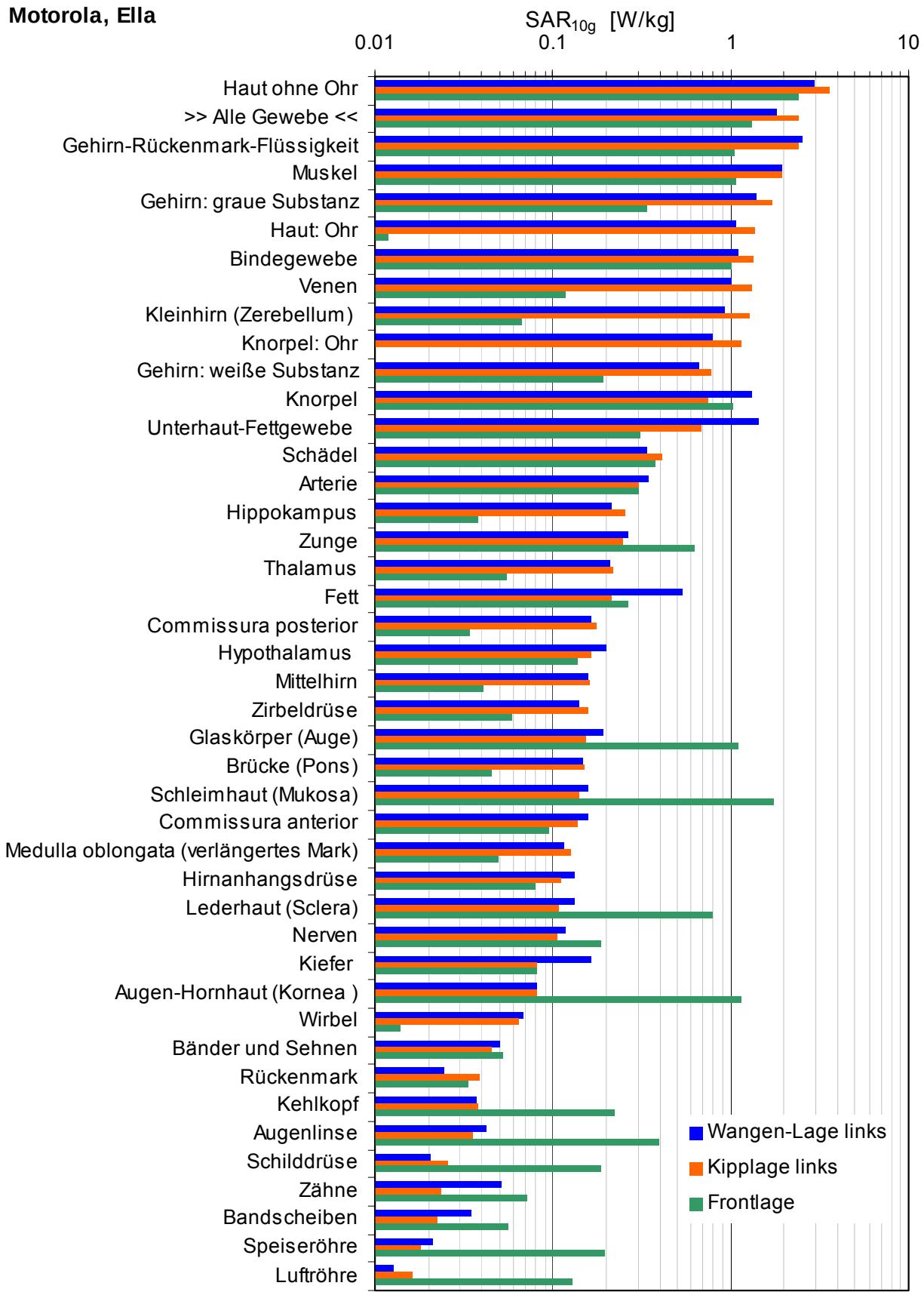


Abbildung 56 SAR_{10g}-Werte aufgeschlüsselt nach den Organen bzw. Geweben im Kopf für das anatomische Modell 'Ella' zusammen mit dem Motorola HRT – MTP 850 Handsprechfunkgerät, normiert auf eine Sendeleistung von 1 W und sortiert nach "Kipplage links" in absteigender Reihenfolge.

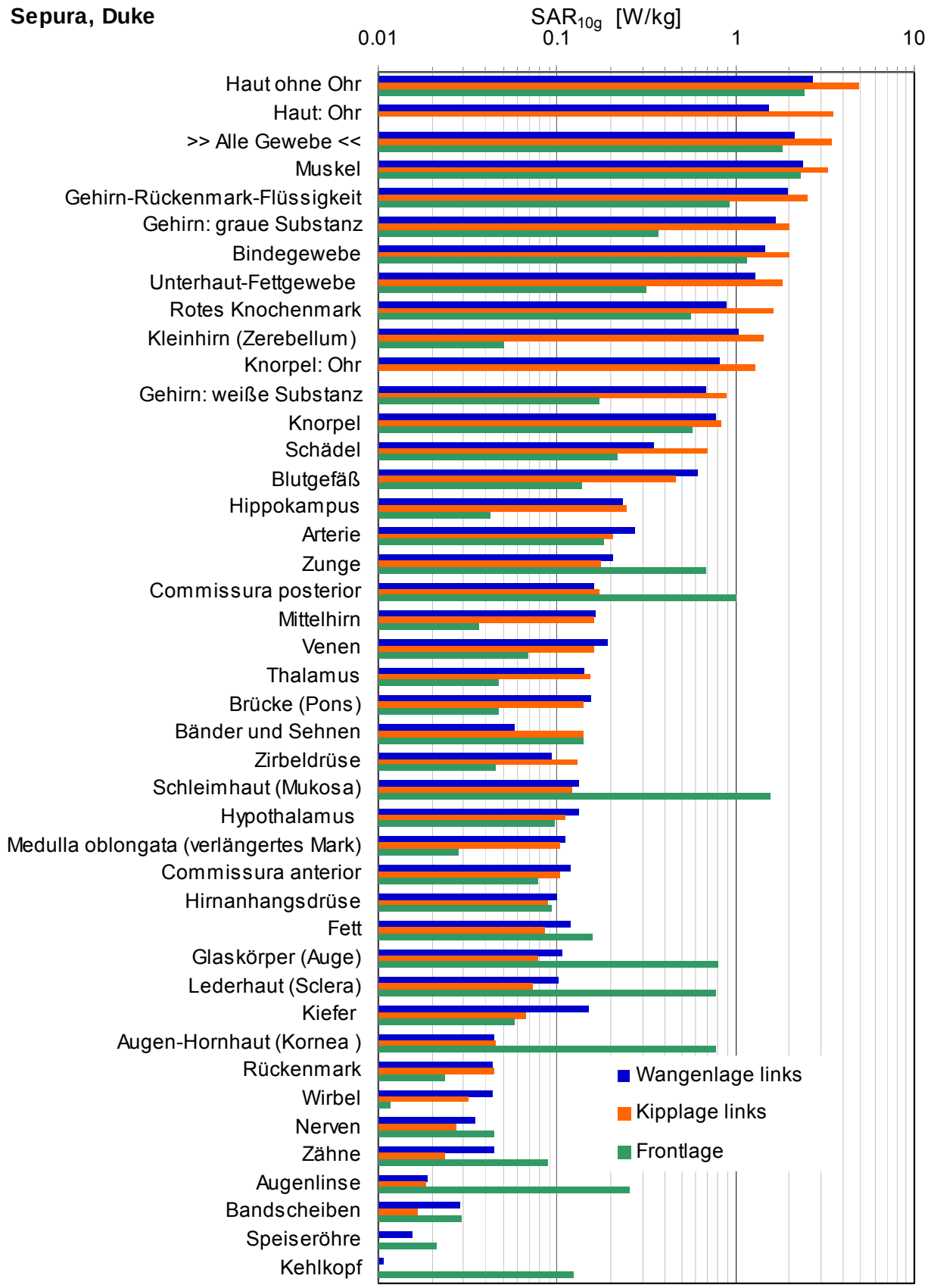


Abbildung 57 SAR_{10g}-Werte aufgeschlüsselt nach den Organen bzw. Geweben im Kopf für das anatomische Modell 'Duke' zusammen mit dem Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät, normiert auf eine Sendeleistung von 1 W und sortiert nach "Kipplage links" in absteigender Reihenfolge. Das Maximum (Haut ohne Ohr in Kipplage) beträgt 4,9 W/kg und ist der höchste Wert für die betrachteten Kopfszenarien.

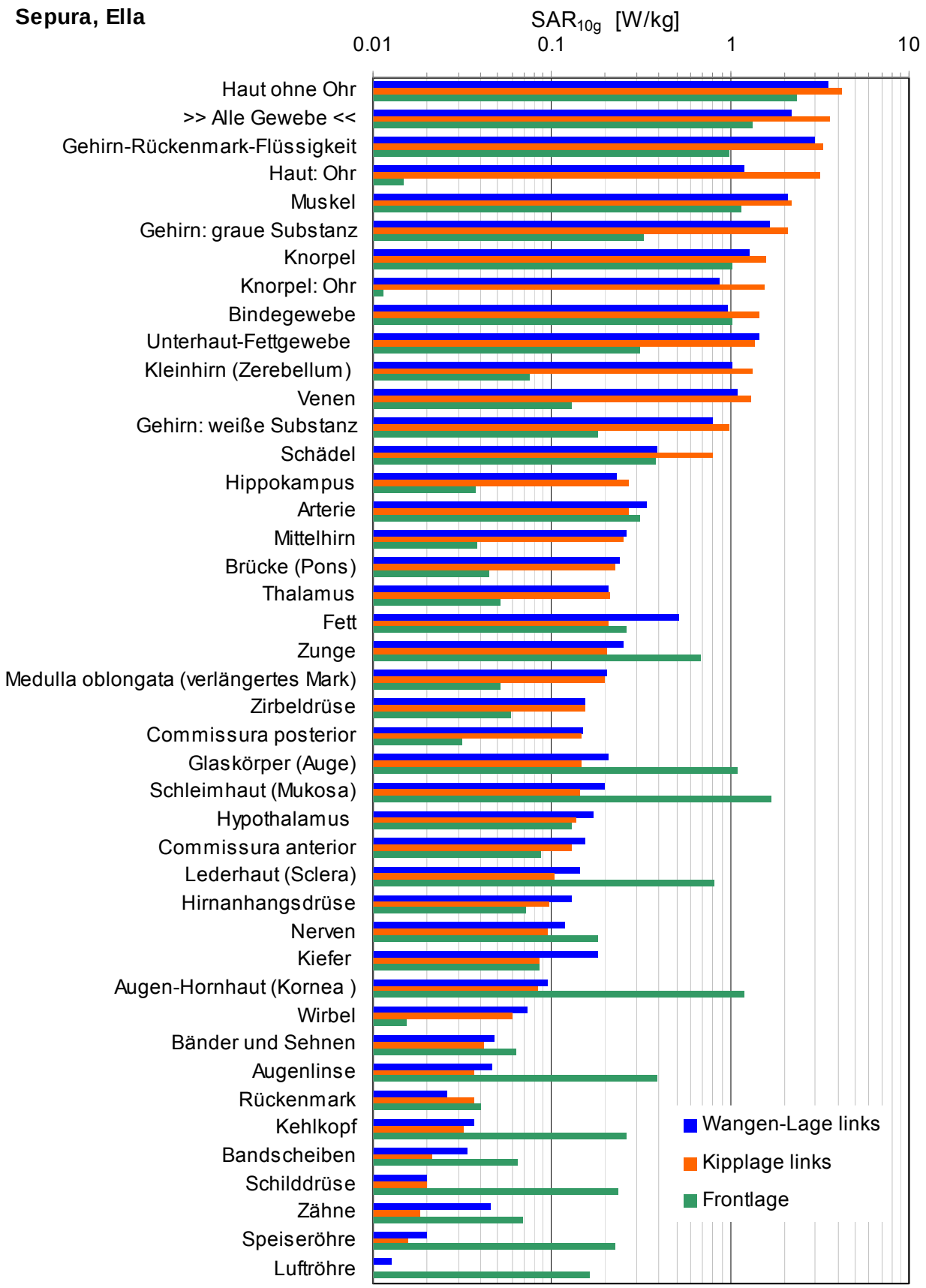


Abbildung 58 SAR_{10g}-Werte aufgeschlüsselt nach den Organen bzw. Geweben im Kopf für das anatomische Modell 'Ella' zusammen mit dem Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät, normiert auf eine Sendeleistung von 1 W und sortiert nach "Kipplage links" in absteigender Reihenfolge.

Tabelle 3 Masse der Organe und Gewebe in den Kopfmodellen Duke und Ella geordnet nach Duke in aufsteigender Reihenfolge.

Organ / Gewebe	Masse Duke [g]	Masse Ella [g]
Commissura anterior	0,06	0,03
Zirbeldrüse	0,15	0,19
Hypothalamus	0,29	0,78
Augenlinse	0,32	0,27
Augen-Hornhaut (Kornea)	0,55	0,31
Speiseröhre	0,75	2,61
Hirnanhangsdrüse	0,85	0,75
Blutgefäß	1,4	12
Thalamus	2,0	14
Luftröhre	2,7	4,9
Lederhaut (Sclera)	3,8	4,2
Medulla oblongata (verlängertes Mark)	3,9	7,3
Knorpel: Ohr	6,7	3,3
Kehlkopf	8,4	2,7
Venen	8,5	16
Rückenmark	8,5	7,6
Hippokampus	8,7	0,8
Glaskörper (Auge)	8,8	12
Schilddrüse	9,0	16
Bandscheiben	9,5	9,4
Nerven	9,7	1,5
Knorpel	10	53
Haut: Ohr	13	13
Arterie	14	15
Mittelhirn	15	8
Brücke (Pons)	17	12
Zähne	31	24
Bänder und Sehnen	43	7
Schleimhaut (Mukosa)	45	18
Kiefer	67	70
Fett	80	131
Zunge	132	63
Wirbel	136	97
Rotes Knochenmark	151	Nicht verfügbar
Kleinhirn (Zerebellum)	159	147
Bindegewebe	198	118
Gehirn-Rückenmark-Flüssigkeit	249	276
Haut ohne Ohr	311	320
Unterhaut-Fettgewebe	425	299
Gehirn: weiße Substanz	543	432
Gehirn: graue Substanz	625	703
Schädel	1049	1040
Muskel	1108	950
Kopf gesamt	5509	4904

5.4 TRAGEWEISEN DER HANDSPRECHFUNKGERÄTE AM KÖRPER

Häufig werden die Handsprechfunkgeräte auch mit abgesetzten Mikrofon- / Lautsprecher-Kombinationen eingesetzt. Sie werden dann am Körper getragen, während nur die Hör-Sprechgarnitur an den Kopf geführt wird. Typische Trageweisen der Handsprechfunkgeräte sind dabei in der Brusttasche oder am Gürtel. Die Exposition des Kopfes wird dadurch in der Regel um zwei bis drei Größenordnungen reduziert. Allerdings kommt es entsprechend zu höherer Exposition anderer Körperpartien, die im Folgenden untersucht wird.

5.4.1 Brusttasche

Zunächst werden die zwei in Abbildung 59 dargestellten Szenarien (Handsprechfunkgerät parallel und verkippt um 15°) untersucht. Die verkippte Positionierung des Handsprechfunkgerätes soll die Empfindlichkeit auf Variationen berücksichtigen.

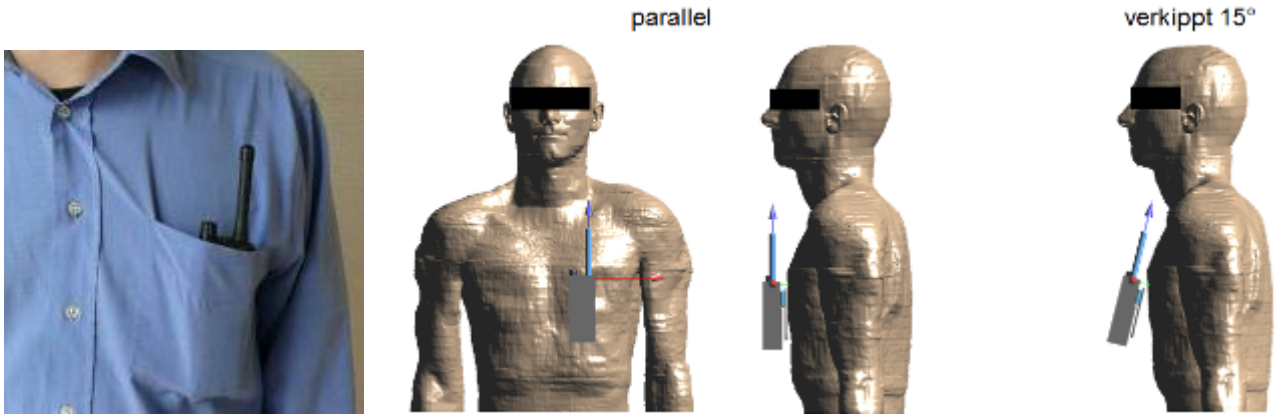


Abbildung 59 Szenarien mit Trageweise in der Brusttasche. (Duke und Motorola HRT – MTP 850 Handsprechfunkgerät).

Die über 10 g gemittelten SAR-Verteilungen sowie die resultierenden Temperaturerhöhungen sind für Duke und Ella sowie das Sepura HRT – STP 8000 in Abbildung 60 und Abbildung 61 dargestellt.

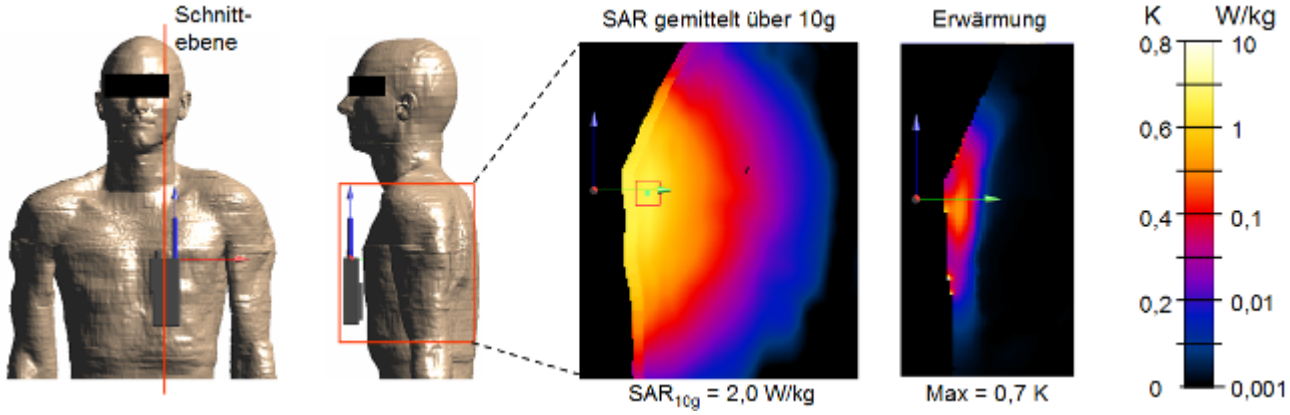


Abbildung 60 *Links:* Duke und Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät; Trageweise in Brusttasche. *Mitte:* Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung in der links bezeichneten Schnittebene, die den Maximalwert enthält. *Rechts:* Resultierende Temperaturerhöhung.

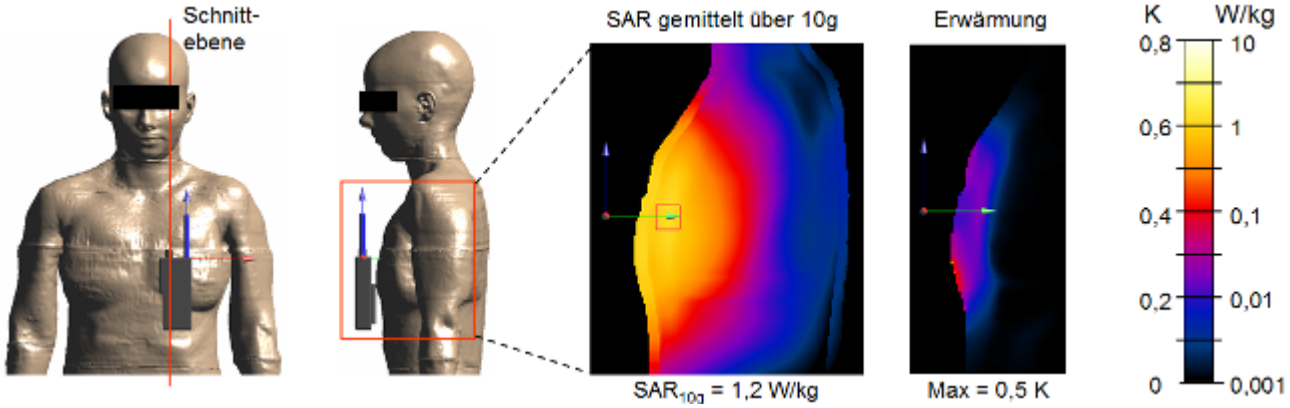


Abbildung 61 *Links:* Ella und Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät; Trageweise in Brusttasche. *Mitte:* Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung in der links bezeichneten Schnittebene, die den Maximalwert enthält. *Rechts:* Resultierende Temperaturerhöhung.

Die SAR_{10g} Werte für alle betrachteten Szenarien zur Trageweise in der Brusttasche sind in Tabelle 4 zusammengefasst.

Tabelle 4 SAR_{10g}-Werte für verschiedene Szenarien zur Trageweise in der Brusttasche in W/kg.

	D u k e		E l l a	
	Motorola	Sepura	Motorola	Sepura
parallel	1,9	2,0	1,2	1,2
verkippt	1,9	2,0	1,2	1,2

Die Exposition nimmt mit dem Abstand des Handsprechfunkgerätes vom Körper schnell ab, siehe Abbildung 62. In unmittelbarer Nähe zum Körper ist die Absorptionsrate sehr empfindlich gegen geringe Variationen der Lage.

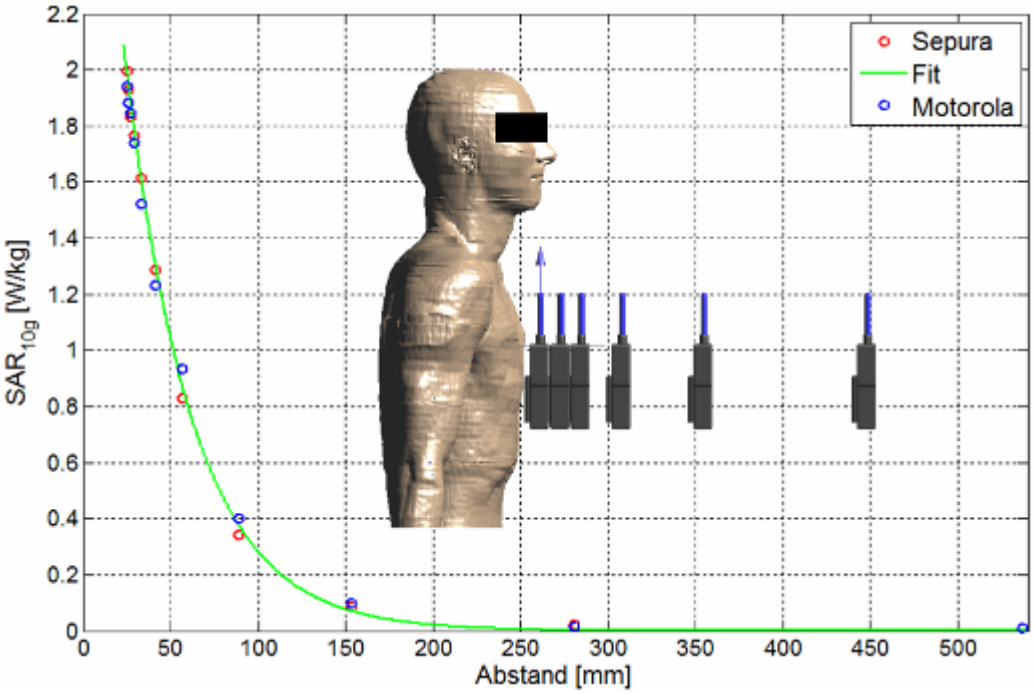


Abbildung 62 SAR_{10g}-Wert als Funktion des Abstandes zwischen Antenne und Körper (Duke). Die simulierten Punkte lassen sich gut mit einer natürlichen Exponentialfunktion fitten (grüne Kurve). Demnach halbiert sich der SAR_{10g}-Wert hier jeweils bei Erhöhung des Abstandes um 2,5 cm. Der Unterschied zwischen den beiden Handsprechfunkgeräten ist gering.

5.4.2 Gürtel

Die typische Trageweise mit Halterung am Gürtel ist in Abbildung 63 dargestellt. Das Handsprechfunkgerät wird häufig seitlich leicht nach hinten versetzt getragen.

Abbildung 63 Trageweise am Gürtel. *Links:* Motorola HRT – MTP 85. R*echts:* Sepura HRT – STP 8000 Handsprechfunkgerät.

Abbildung 64 zeigt die entsprechenden nachgestellten Szenarien. Die Körpermodelle Duke und Ella haben eine ausgeprägte Taille, wodurch der Abstand der Antenne zum Körper relativ groß erscheint. Um auch anderen Körpermaßen Rechnung zu tragen, wird das Handsprechfunkgerät für die Simulationen in kleinen Winkelschritten gedreht, bis die Antenne den Körper annähernd berührt. Das ist für Duke bei 26° und für Ella bei 25° der Fall.

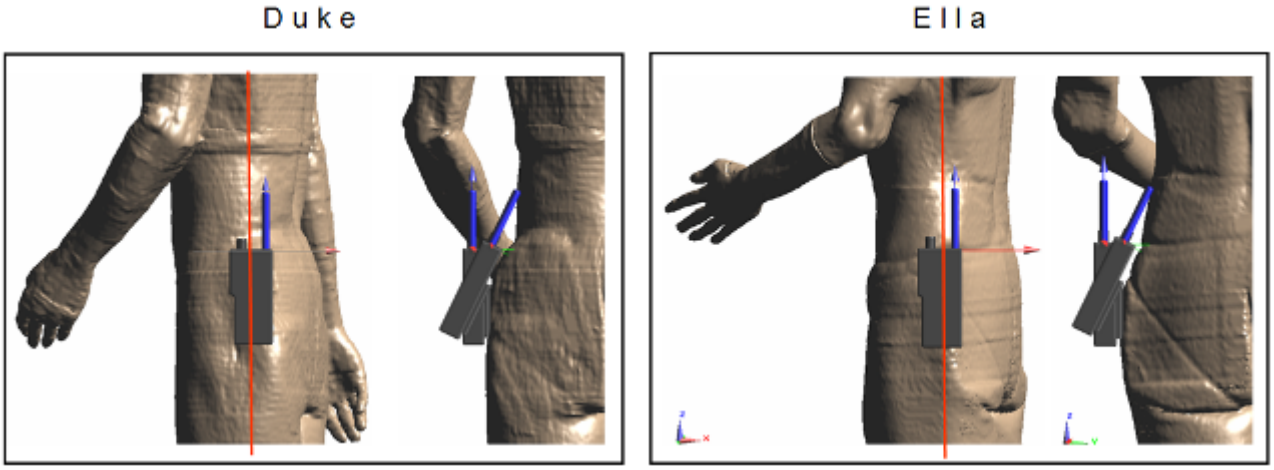


Abbildung 64 Szenarien mit Trageweise am Gürtel. Das Handsprechfunkgerät (Sepura HRT – STP 8000) wird für die Simulationen von der parallelen Position ausgehend in kleinen Winkelschritten gedreht, bis die Antenne den Körper annähernd berührt. Die rote Linie bezeichnet die in Abbildung 65 dargestellte Schnittebene.

Die resultierende über 10 g gemittelte SAR-Verteilung für Anfangs- und Endwinkel ist wieder in Abbildung 65 zu sehen.

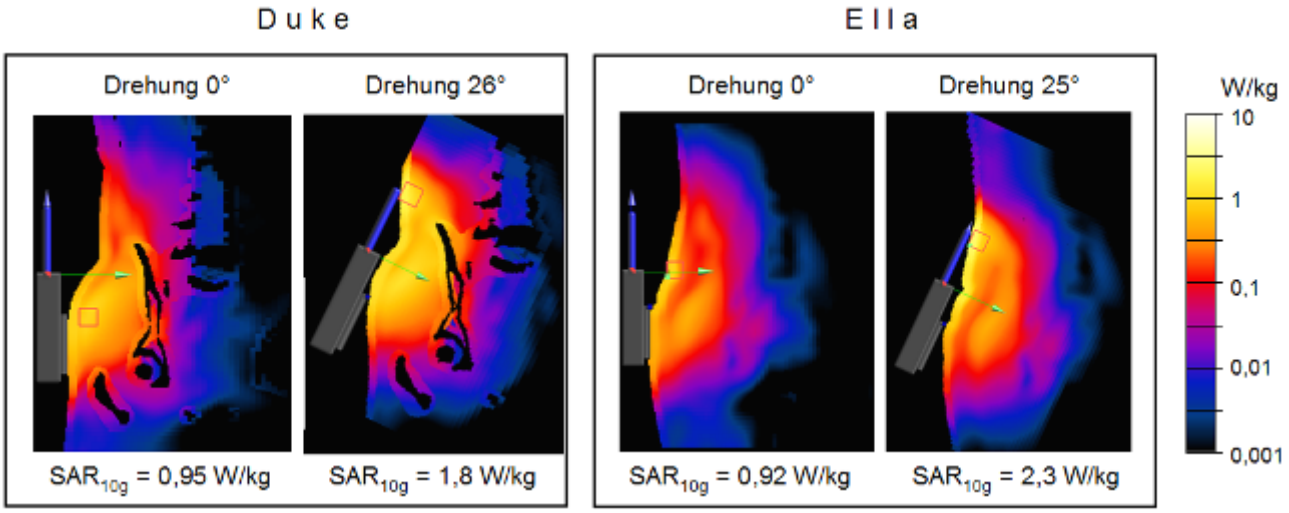


Abbildung 65 Über 10 g gemittelte SAR-Verteilung für die in Abbildung 64 dargestellten Szenarien entlang der dort rot eingezeichneten Schnittebenen für das Sepura Handsprechfunkgerät. Das Maximum der Verteilung (roter Würfel, in der Abbildung ist nur eine Seite zu sehen) wandert ab einem bestimmten Rotationswinkel direkt in die Umgebung der Antennenspitze.

Der Verlauf des SAR_{10g}-Werts über den Drehwinkel des Sepura Handsprechfunkgerätes in Richtung Körper ist in Abbildung 66 dargestellt. Die Kurven zeigen einen charakteristischen 'Knick', ab dem die Steigung stark zunimmt. Dort wandert das Volumen, in dem das Maximum gefunden wird, in den Bereich unmittelbar neben der Antennenspitze (Abbildung 65), wo der Wert wegen der räumlichen Nähe zum Körper entsprechend höher ist.

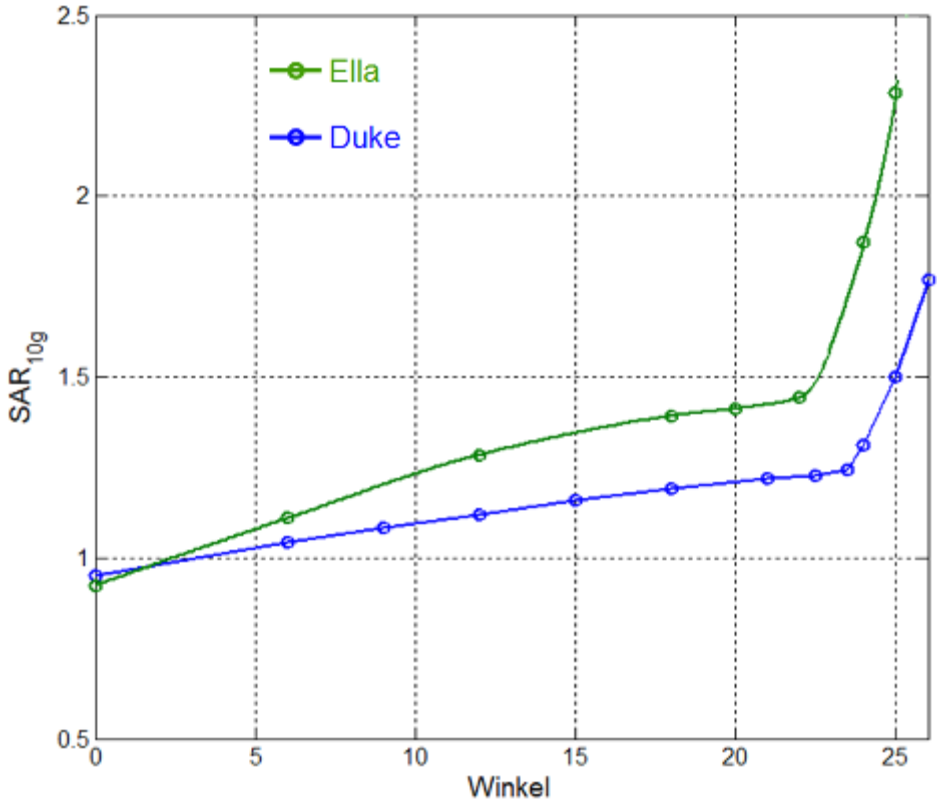


Abbildung 66 SAR_{10g}-Wert als Funktion des Rotationswinkels des Sepura Handsprechfunkgerätes in Richtung zum Körper.

Die SAR_{10g}-Werte für die betrachteten Szenarien zur Trageweise am Gürtel mit den beiden Positionen *parallel* und *maximale Verkippung* sind in Tabelle 5 zusammengefasst.

Tabelle 5 SAR_{10g}-Werte für verschiedene Szenarien zur Trageweise am Gürtel in W/kg.

	D u k e		E l l a	
	Motorola	Sepura	Motorola	Sepura
parallel	0,93	0,95	0,90	0,92
maximal verkippt	1,8	1,8	2,2	2,3

5.5 SZENARIEN MIT PKW

Im Folgenden werden Expositionen von Personen innerhalb und außerhalb von Fahrzeugen durch Fahrzeug-Außenantennen sowie Expositionen bei Verwendung von Handsprechfunkgeräten im Fahrzeuginneren untersucht.

5.5.1 Außenantennen und deren Richtcharakteristik

Fahrzeuggebundene Einbau-Funksprechgeräte werden mit typischerweise auf dem Fahrzeugdach montierter Außenantenne betrieben. In Deutschland werden häufig die Geräte CM5000 der Firma Motorola sowie SRG3500 und SRG3900 von Sepura eingesetzt. Dabei kommen unterschiedliche Antennen-Bauformen zum Einsatz. Die weit verbreitete TETRA Funkantenne mit der Bezeichnung MU 4-Z/s, siehe Abbildung 67 ist im Wesentlichen aufgebaut aus einem λ/4 Antennenstab über einer Grundplatte, die in der Praxis durch das Fahrzeugdach gebildet wird, einem 180° Phasenschieber (Helix-förmig) und einem anschließenden λ/2 Antennenstab. Außerdem besitzt sie ein 'Gewicht' (verschiebbarer Zylinder) zur Feinjustage der Resonanzfrequenz.

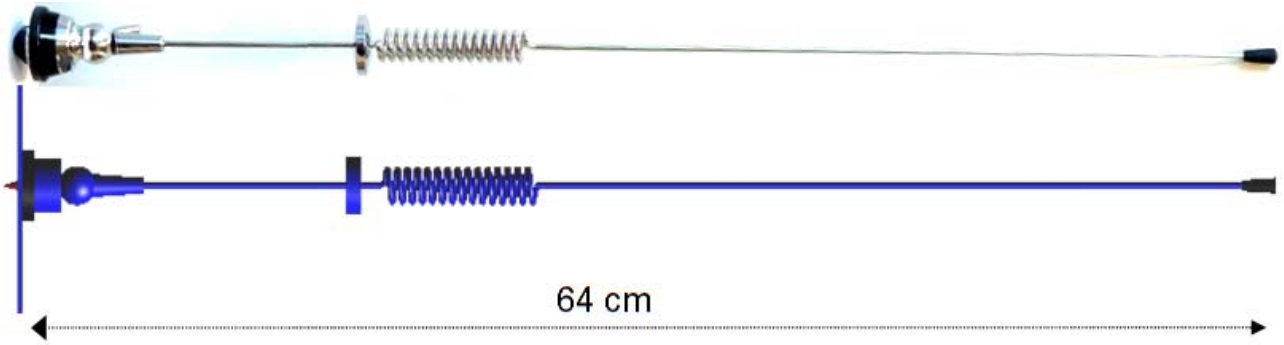


Abbildung 67 TETRA Funkantenne MU 4-Z/s zur Montage auf dem Fahrzeugdach. *Oben:* Fotografie. *Unten:* CAD-Modell.

Die beiden Antennenstäbe interferieren so, dass eine ausgeprägte Richtwirkung (Abschnitt 3.3.8) erreicht werden kann. Dabei hat die Größe und Form der Grundplatte einen entscheidenden Einfluss auf die Strahlungscharakteristik: Abbildung 68 zeigt die numerisch berechnete Richtcharakteristik der Antenne, die hier zentriert über ideal leitenden kreisförmigen Grundplatten unterschiedlicher Radien montiert ist. Mit zunehmender Plattengröße nimmt die Richtwirkung zu. Allerdings konvergiert die Verteilung nur sehr langsam gegen jene einer unendlich ausgedehnten Grundplatte, die auch bei 10 m Radius (entspricht 12,8 λ) noch bei weitem nicht erreicht ist. Die unendlich ausgedehnte Platte lässt sich mit dem volumenbasierten FDTD-Verfahren auf direkte Weise praktisch nicht befriedigend annähern, da die Größe des Simulationsgebietes numerisch nicht mehr handhabbar ist. Allerdings kann die Grundplatte in der Simulation durch die gespiegelte Antenne ersetzt werden. Man erhält so einen Richtfaktor von 7,2, der nochmals deutlich über dem Wert von 5,9 für die größte hier gerechnete Grundplatte liegt. Auffällig ist in Abbildung 68 auch der *Erhebungswinkel*, um den das Maximum der Verteilung gegenüber der horizontalen Grundplatte nach oben geneigt ist. Auch darin besteht ein deutlicher Unterschied zum Fall der unendlichen

Grundplatte, bei der die maximale Abstrahlung exakt parallel zur Grundplatte erfolgt. Diese Eigenschaften endlicher Grundplatten werden in [Živković et al. 2012] für einen λ/4 Monopol mit Hilfe einer analytischen Näherungsmethode als auch numerisch mit der Momentenmethode (Method of moments, MoM) und mit FDTD detailliert untersucht.

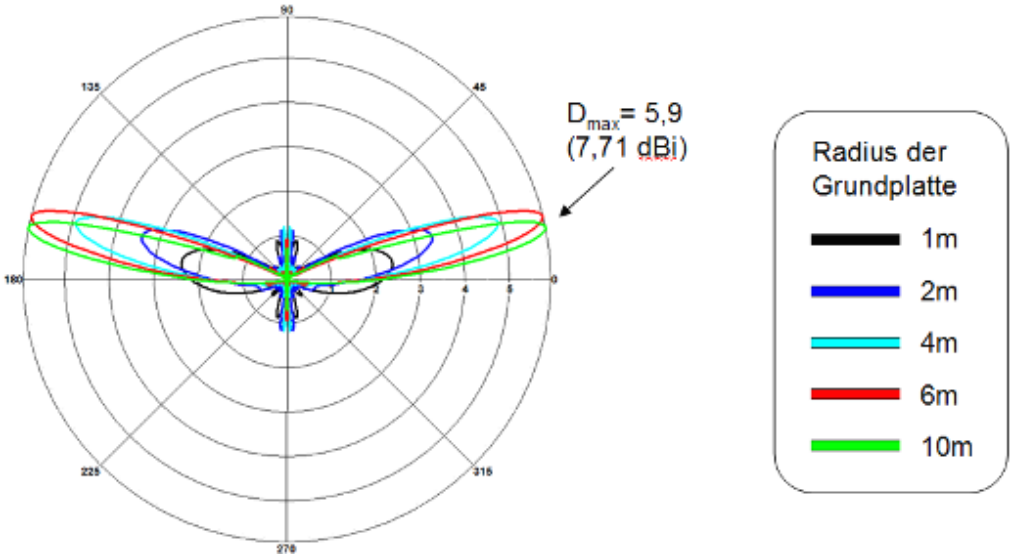


Abbildung 68 Strahlungscharakteristik der in Abbildung 67 dargestellten Antenne in einer die Antennenachse enthaltenden Ebene für kreisförmige Grundplatten unterschiedlicher Radien bei f = 382,5 MHz. Die Verteilung ist rotationssymmetrisch um die vertikale Achse. Die Richtwirkung nimmt mit der Plattengröße zu und zeigt ein sehr langsames Konvergenzverhalten.

Um auszuschließen, dass die beobachtete langsame Konvergenz ein numerisches Problem des FDTD-Algorithmus darstellt, wird er in Abbildung 69 mit der Momentenmethode (MoM) verglichen. Bei der Momentenmethode wurde allerdings nur der grundsätzliche Aufbau der Antenne berücksichtigt und nicht die mechanischen Details z.B. am Antennenfuß. Die Übereinstimmung ist insgesamt gut, leichte Abweichungen treten z.B. bei den oberen Nebenkeulen auf. In [Živković et al. 2012] wird ein ausführlicher Vergleich beider Methoden für eine λ/4 Monopol-Antenne und unter Berücksichtigung wesentlich größerer Grundplatten durchgeführt. Dabei wird die langsame Konvergenz bestätigt und gezeigt, dass numerische Effekte hier kein grundsätzliches Problem darstellen.

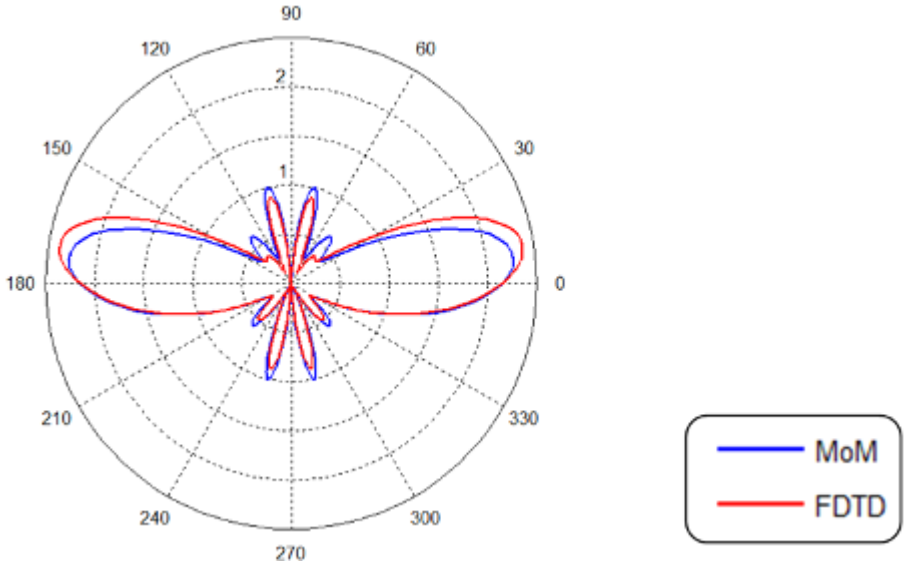


Abbildung 69 Strahlungscharakteristik der TETRA Funkantenne MU 4-Z/s über kreisförmiger Grundplatte mit Radius 1 m. Vergleich zweier numerischer Methoden, nämlich Momentenmethode (MoM) vs. FDTD.

Geht man nun von einer kreisrunden Grundplatte über zur Montage auf einem Autodach, so entsteht eine recht komplexe Richtcharakteristik; die Rotationssymmetrie um die vertikale Antennen-

achse wird komplett aufgehoben (Abbildung 70). Betrachtet man das Dach als Grundplatte mit richtungsabhängigem 'Radius', so wird dieses Verhalten nun wegen der starken Abhängigkeit der Richtwirkung vom Plattenradius verständlich. Der maximale Richtfaktor beträgt hier 4,3. In der horizontalen Ebene bewegt er sich zwischen 1,3 und 4,1.

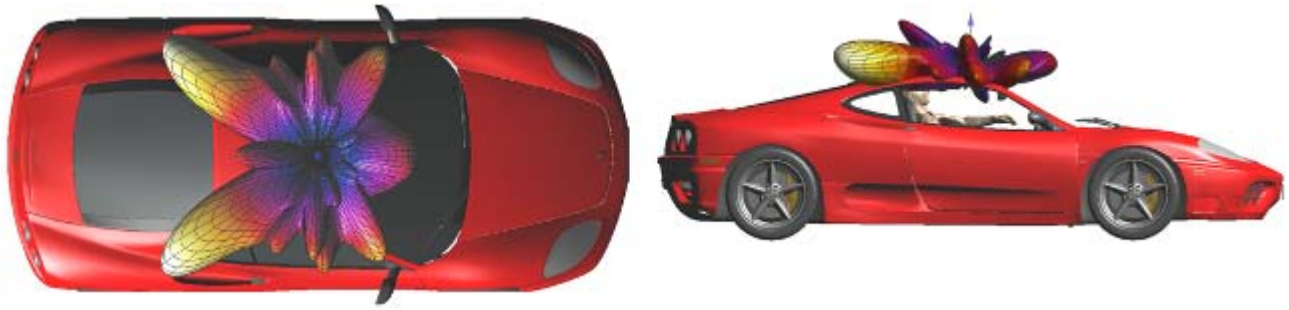


Abbildung 70 Richtcharakteristik der TETRA Funkantenne MU 4-Z/s bei Montage auf einem Autodach[9].

5.5.2 Exposition von Fahrzeuginsassen durch Außenantennen

Die metallische Außenhülle von Automobilen wirkt für Fahrzeuginsassen im Wesentlichen wie ein Faradayscher Käfig, der die äußere Strahlung abschirmt. Bei dem in Abbildung 71 dargestellten Szenario gelangt das Feld lediglich durch Beugung an den Fensteröffnungen stark abgeschwächt ins Fahrzeuginnere. Der SAR_{10g}-Wert für Insassen liegt dabei unterhalb von 0,002 W/kg (bezogen auf 1 W Sendeleistung wie immer in Kapitel 5, siehe Abschnitt 5.2).

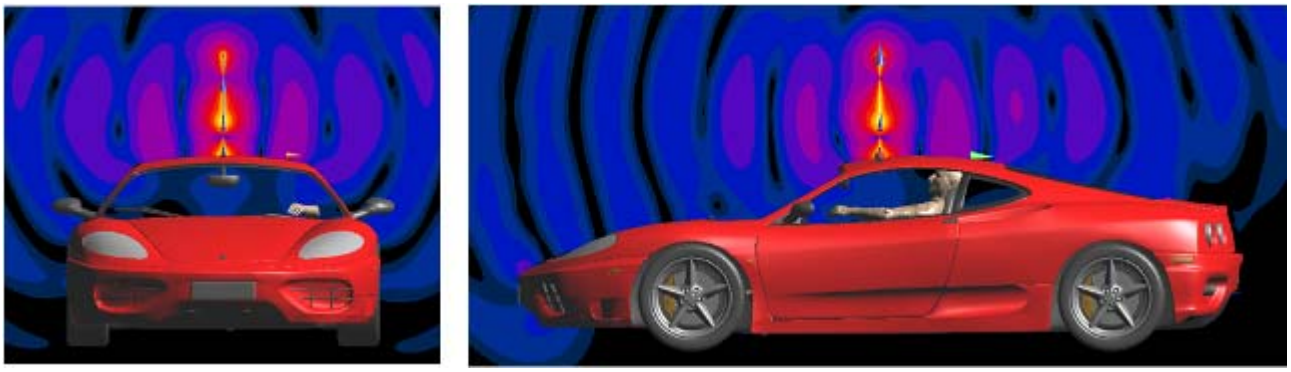


Abbildung 71 Elektrisches Feld einer auf einem Autodach montierten Außenantenne. Das Feld gelangt lediglich durch Beugung an den Fensteröffnungen stark abgeschwächt ins Fahrzeuginnere und der SAR_{10g}-Wert liegt unterhalb von 0,002 W/kg.

5.5.3 Exposition von Personen außerhalb von Fahrzeugen durch Außenantennen

Die Richtcharakteristik einer auf dem Fahrzeugdach montierten Außenantenne weist auch in der horizontalen Ebene starke Schwankungen auf (Abbildung 70). Dem wird nun mit der in Abbildung 72 dargestellten Konfiguration Rechnung getragen. Die vier Personen stehen direkt neben dem Fahrzeug, das sie mit dem Unterschenkel berühren und decken den relevanten Winkelbereich um die Antenne ab. Diese wurde hier asymmetrisch auf der den Personen zugewandten Seite des Autodachs montiert, um so eine möglichst kritische aber noch als typisch zu betrachtende Situation zu berücksichtigen. Der SAR_{10g}-Wert beträgt dann 0,073 W/kg bezogen auf 1 W Sendeleistung. Montiert man die Antenne in Querrichtung des Wagens symmetrisch auf dem Dach, wie in Abbildung 71 zu sehen, so reduziert er sich auf 0,022 W/kg.

---

[9] Die für den BOS Einsatz eher untypische Fahrzeugart wurde gewählt, da sie bezüglich der Exposition von Personen einen ungünstigen Fall darstellt.

Allerdings steht im Direkt-Modus (DMO) ohne Nutzung der Netzinfrastruktur im Prinzip eine höhere Sendeleistung zur Verfügung, siehe Abschnitt 5.2. Die Geräte SRG3500 und SRG3900 der Firma Sepura sind auf maximal 10 W nominale Sendeleistung ausgelegt, sodass in dem Fall und bei Bündelung aller vier Zeitschlitze mit einem SAR_{10g}-Wert von 0,73 W/kg zu rechnen ist.

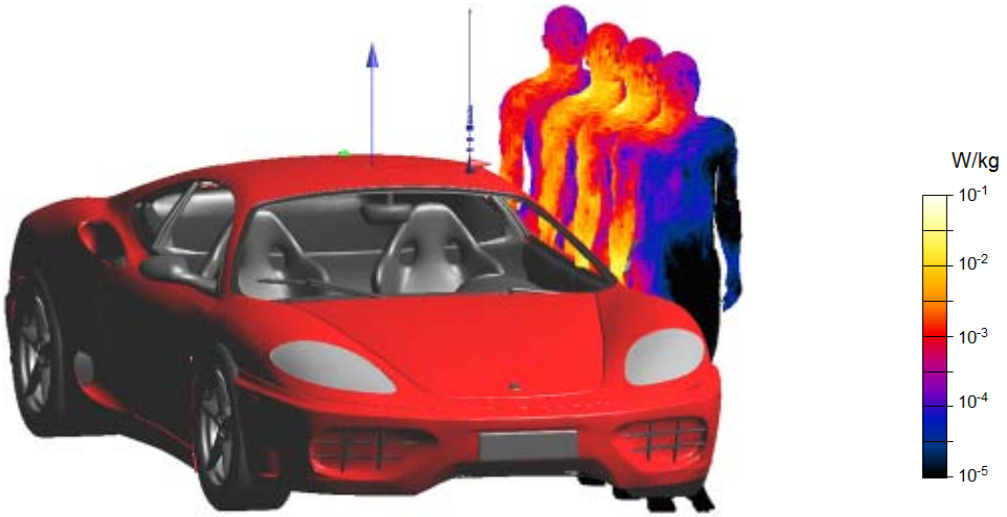


Abbildung 72 Exposition von Personen außerhalb eines Pkw durch eine auf dem Autodach seitlich montierte Außenantenne. Der SAR_{10g}-Wert beträgt hier 0,073 W/kg, bezogen auf 1 W Sendeleistung.

5.5.4 Handsprechfunkgerät im Fahrzeuginneren

Beim Betrieb von Handsprechfunkgeräten innerhalb von Automobilen können Reflektionen an den Metallwänden sowohl zu erhöhter Strahlenexposition der Insassen, als auch zu einer Beeinträchtigung der Funkverbindung nach außen führen. Letzteres kann außerdem eine automatische Sendeleistungs-Anpassung zu höheren Werten zur Folge haben. Daher wird beim typischen Einsatz im Fahrzeug die Außenantenne verwendet.

Da dieses Szenario im Berufsalltag aber nicht a priori auszuschließen, und aus Sicht des Strahlenschutzes relevant ist, wird es hier ebenfalls vorgestellt. Als Ausgangspunkt wird die in Abschnitt 5.3.2 beschriebene vergleichsweise kritische Kipplage zusammen mit dem Sepura Gerät gewählt. Dabei erhöht sich der SAR_{10g}-Wert in normaler Sitzposition im Fahrzeug im Vergleich zur Verwendung im Freien zunächst nur minimal. Allerdings besitzt das hier verwendete Fahrzeugmodell relativ große Seitenfenster mit einem sehr dünnen Steg zwischen vorderem und hinterem Seitenfenster (*B-Säule*). Um auch Fahrzeugmodelle mit kleineren Fenstern und breiterer B-Säule zu berücksichtigen, wird im Modell eine (vorsichtshalber eher etwas überdimensionierte) zusätzliche Metallplatte eingefügt, wie in Abbildung 73 zu sehen. Außerdem wird die Sitzposition von der Mittenlage aus gemäß Abbildung 74 in beide Richtungen variiert. Um dabei einen möglichst ungünstigen Fall einzuschließen, wird das Phantom bis zur Berührung des Kopfes mit der Metallplatte verschoben, siehe Abbildung 74, rechts.

Abbildung 73 Einsatz eines Handsprechfunkgerätes im Fahrzeuginneren. Die Fensteröffnung wurde hier durch eine zusätzliche Metallplatte verkleinert, um so auch Fahrzeugmodelle mit kleineren Fenstern und breiterer B-Säule zu berücksichtigen.

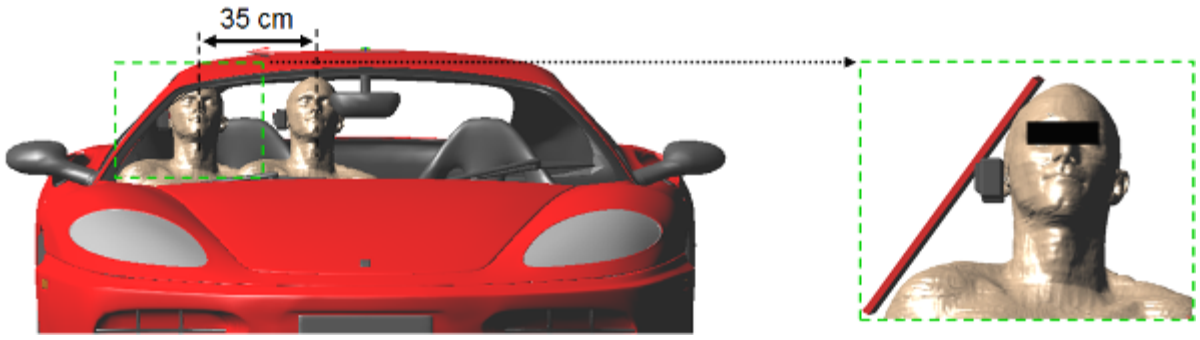


Abbildung 74 Einsatz des Sepura Handsprechfunkgerätes im Fahrzeuginneren. *Links:* Die Sitzposition wird zwischen den beiden dargestellten Positionen variiert. *Rechts:* Bei dieser Extremposition berührt der Kopf bereits die B-Säule des Fahrzeugs zwischen den Fenstern.

Die SAR_{10g}-Werte in Abhängigkeit von der Sitzposition sind in Abbildung 75 dargestellt. In der Position mittig auf dem Beifahrersitz (Position 0) ist der Unterschied zum Betrieb im freien Raum vernachlässigbar. Erst bei unmittelbarer Annäherung an die metallische Fahrzeugwand steigt die Absorptionsrate stark bis auf 7,9 W/kg an. Dabei ist die metallische Fläche in Abbildung 74, rechts entscheidend. Berücksichtigt man alleine diese Fläche und entfernt die restliche Fahrzeugkabine, so ergibt sich nur eine unwesentliche Änderung des SAR_{10g}-Wertes. Das verwendete Fahrzeugmodell (das hier nicht einem typischen Einsatzwagen entspricht, siehe auch Fußnote auf Seite 69) spielt daher bei dieser Untersuchung praktisch keine Rolle.

Die gleichzeitige Nutzung mehrerer Handsprechfunkgeräte in derselben Fahrzeugkabine von unterschiedlichen Personen hat einen vernachlässigbar geringen Einfluss auf die maximale Absorptionsrate. Das ergibt sich aus dem sehr schnellen Abfall der SAR mit dem Abstand zur Quelle, der auch im Fahrzeuginneren auftritt.

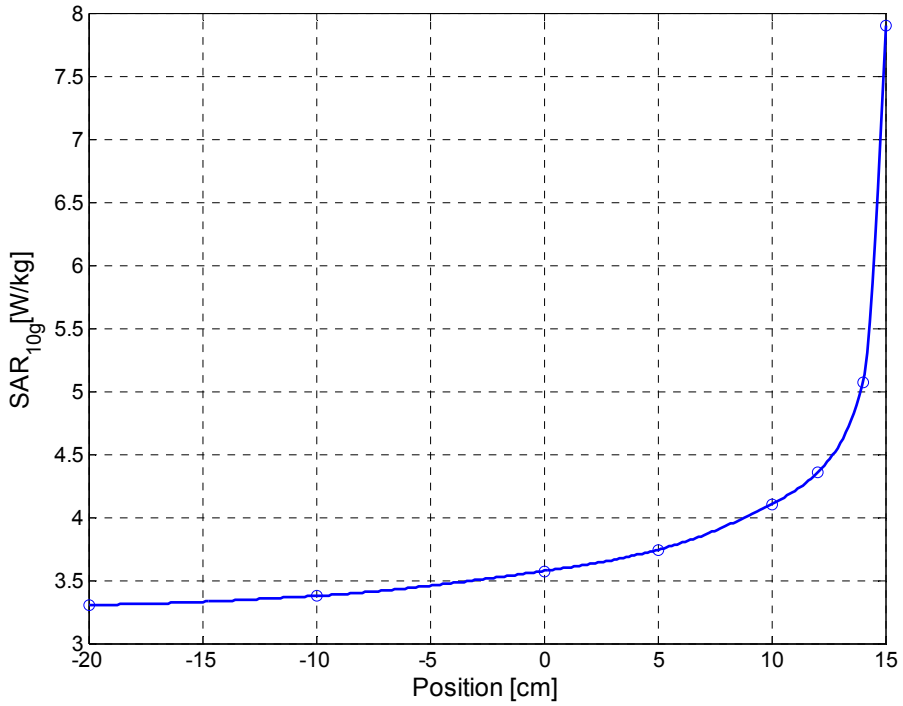


Abbildung 75 SAR_{10g}-Wert für das in Abbildung 74 dargestellte Szenario in Abhängigkeit von der Sitzposition. Bei 0 befindet sich die Person mittig auf dem Beifahrersitz. Bei +15 cm berührt der Kopf die metallische Fahrzeugwand.

5.6 UNSICHERHEITEN IN DEN SIMULATIONSERGEBNISSEN

Eine umfassende Analyse der Unsicherheiten in der numerischen HF-Dosimetrie wird in [Laakso 2011] in einer Serie von mehreren Veröffentlichungen durchgeführt. Dort wird eine (grobe) Zuordnung zu drei Quellen für Unbestimmtheiten vorgenommen:

- Fehler, die bei der numerischen Berechnung entstehen
- Ungenauigkeiten der verwendeten Modelle
- Individuelle Unterschiede und Schwankungen

Ausgehend von dieser Aufteilung werden im Folgenden wichtige Aspekte für den vorliegenden Bericht diskutiert. Eine allgemeinere Darstellung ist in der Arbeit von Laakso zu finden.

5.6.1 Numerische und algorithmische Fehler

Unter dem **Numerischen Fehler** im engeren Sinne versteht man die Folgen der Gleitpunktrechnung mit einer begrenzten Anzahl von Ziffern. Durch Simulationen mit unterschiedlicher Genauigkeit konnte verifiziert werden, dass dieser Fehler beim FDTD Algorithmus unerheblich und beim thermischen Solver deutlich kritischer, aber mit erhöhter Zahl der Gleitpunkt-Ziffern zu beherrschen ist. Das zeigt sich beim thermischen Solver durch eine gute Übereinstimmung der stationären Ergebnisse bei Lösung der zeitabhängigen und der zeitunabhängigen Differentialgleichungen (Abschnitt 2.2.3) bei verdoppelter Ziffernzahl.

Etwas weiter gefasst gibt es eine Vielzahl numerischer oder auch algorithmischer Fehler wie beispielsweise die Rest-Reflektionen an den absorbierenden Randbedingungen (*Perfectly-Matched-Layer*-Randbedingung, PML) oder die endliche simulierte Zeitspanne bis zum Abbruch der Rechnung. Diese Fehlerquellen können durch geeignete Wahl der Simulationsparameter (allerdings bei steigendem numerischem Aufwand) beliebig reduziert werden. In dieser Arbeit tragen sie nur geringfügig zum Gesamtfehler bei.

Auch bei der **Berechnung der SAR** aus den Feldern entstehen numerische Fehler, und bereits die Auswahl des Algorithmus, der auf das diskrete Rechengitter der Yee-Zelle zurückgreifen muss, ist nicht eindeutig. Dieser Einfluss des verwendeten Algorithmus reduziert sich aber im homogenen Medium durch Verfeinerung des Rechengitters im Prinzip beliebig [Laakso et al. 2010]. Selbstverständlich hat auch das gewählte Verfahren, mit dem der *Mittelwert* der SAR berechnet wird (insbesondere die Geometrie des Mittelungsvolumens, siehe Abschnitt 2.3), einen Einfluss auf den SAR_{10g}-Wert, der im stark inhomogenen unmittelbaren Nahfeld erheblich sein kann [Wainwright 2007], [Laakso 2011]. In der vorliegenden Arbeit werden je nach Fragestellung die beiden in Abschnitt 5.3.5 beschriebenen Verfahren verwendet, wobei das Mittelungsverfahren über ein würfelförmiges Volumen nach [IEEE 2002] zum Standard geworden ist [Laakso 2011].

Die Diskretisierung von Raum und Zeit im FDTD-Algorithmus, also der Übergang von der ursprünglichen Differentialgleichung zu einer Differenzen-Gleichung (Abschnitt 2.1.1), der bei allen numerischen Lösungen von Differentialgleichungen erfolgt, ist eine grundsätzliche Fehlerquelle, in deren Folge z.B. Erscheinungen wie die numerische Dispersion auftreten. Diese kann durch feinere Diskretisierung zwar reduziert werden, jedoch tritt zusätzlich an der Grenzschicht zwischen unterschiedlichen elektrischen Materialien ein Artefakt auf, der als eine Folge des "Staircasing Errors" (Treppenstufen-Fehler) betrachtet werden kann und typischerweise zu einer unphysikalischen Überhöhung der SAR für einzelne Grenz-Voxel führt [Burkhardt 1999].

Zur Untersuchung dieses Artefakts wird der geschichtete Halbraum mit Handsprechfunkgerät in unmittelbarer Nähe betrachten (Abbildung 76). Um nun am Übergang der verschiedenen Schichten die Entstehung von Treppenstufen zu provozieren, wird die gesamte Anordnung in Schritten von 5° um die Raumdiagonale gegenüber dem Rechengitter gedreht. Für jede Lage wird immer wieder neu das Strahlungsfeld und daraus die SAR berechnet, und zwar sowohl mit dem Standard FDTD Verfahren, als auch mit dem in Semcad X implementierten 'Conformal' FDTD Algorithmus (siehe Abschnitt 2.1.2 und [Benkler 2007]).

Abbildung 76 Geschichteter Halbraum mit Handsprechfunkgerät in unmittelbarer Nähe.

Idealerweise wäre die SAR unabhängig vom Rotationswinkel. Da sich jedoch die Aufteilung in Voxel für jeden Winkel ändert, entsteht ein numerischer Effekt, der in Abbildung 77 dargestellt ist. Bei 0° fallen die Hauptachsen von Handsprechfunkgerät sowie geschichtetem Halbraum mit jenen des Rechengitters zusammen, und am Übergang von Luft zur Haut (ε_r=1 → ε_r=47) , sowie zwischen den restlichen Schichten entstehen *keine* Stufen. Die maximale vorkommende SAR eines *einzelnen* Voxels (Abbildung 77 oben) beträgt hier 4,3 W/kg und stimmt für Standard und Conformal FDTD überein. Sobald jedoch Treppenstufen entstehen, erhöht sich die SAR, und zwar - in diesem Beispiel - für Standard FDTD um maximal einen knappen Faktor 2 und für Conformal FDTD um den Faktor 50.

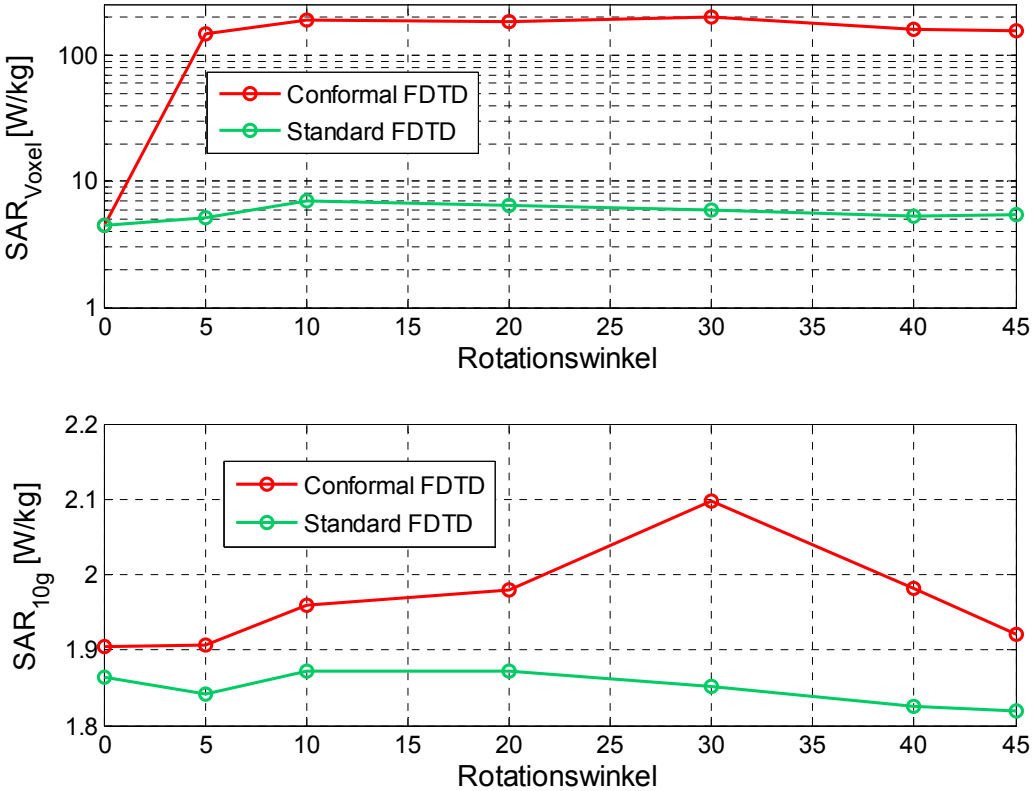


Abbildung 77 SAR für die in Abbildung 76 dargestellte Konfiguration in Abhängigkeit vom Drehwinkel um die Raumdiagonale. *Oben*: Maximale SAR eines einzelnen Voxels. *Unten*: Maximale über ein würfelförmiges Volumen mit 10 g Masse gemittelter SAR-Wert.

Die Auswirkung dieser einzelnen überhöhten Absorptionswerte auf den 10 g Mittelwert ist in Abbildung 77, unten dargestellt. Für Standard FDTD gilt im Wesentlichen was in der Literatur häufig angeführt wird, nämlich dass einzelne SAR 'hot spots' nur vernachlässigbaren Einfluss auf den SAR_{10g}-Wert haben [Burkhardt 1999], [Christ et al. 2006]. Im vorliegenden Fall ergibt sich eine Schwankung um den Mittelwert von +1,2% bis -1,7%. Diese Schwankung ist im Übrigen nicht ausschließlich auf die überhöhten Werte an der Grenzschicht zurückzuführen. Die Rotation führt auch zu einer jedes Mal anderen Annäherung an die Helix Antenne, was hier im Fall des unmittelbaren Nahfeldes ebenfalls einen Einfluss hat. Darüber hinaus liegt das würfelförmige Mittelungsvolumen, das starr mit dem Rechengitter verbunden ist, immer wieder anders im Halbraum. Ein kugelförmiges Mittelungsvolumen wäre invariant gegenüber der Drehung und daher in dieser Hinsicht geeigneter.

Im Falle des Conformal Algorithmus beträgt die Schwankung des SAR_{10g}-Wertes um den Mittelwert für das betrachtete Beispiel bereits +6,8% bis -3,1%, was für einen numerischen Fehler beträchtlich ist. In der Praxis mit den komplexen Oberflächen anatomischer Modelle können die Schwankungen erfahrungsgemäß sogar noch wesentlich höher ausfallen!

Zusammenfassend macht man folgende Beobachtungen:

- Eine unphysikalische Überhöhung der SAR zeigt sich dort wo die kartesische Diskretisierung an Grenzschichten zu Stufen führt („Staircasing error"). Besonders stark betroffen sind Voxel mit drei Seiten zum einen und drei Seiten zum anderen Medium in Kombination mit einem großen Sprung der Permittivität, z.B. beim Übergang von Luft zu Haut ($\varepsilon_r = 1 \rightarrow \varepsilon_r = 47$).
- Im stark inhomogenen Nahfeld ist der Artefakt ausgeprägter, als im homogenen Fernfeld.
- Planare Grenzschichten parallel zum Gitter sind nicht betroffen.
- Der in Semcad X verwendete Conformal Algorithmus kann zum Teil dramatische Ausreißer generieren, die auch im 10 g Mittelwert nicht vernachlässigt werden können und ist daher zur Berechnung von Absorptionsraten nicht geeignet.[10]
- Durch feinere Diskretisierung konvergieren diese ‚SAR-Peaks' nicht. Da sie allerdings räumlich kleiner werden, tragen sie zum SAR_{10g}-Wert zunehmend weniger bei. Unter Verwendung von Standard FDTD lässt sich so immer ein belastbarer SAR_{10g}-Wert ermitteln. Allerdings muss in kritischen Fällen (unmittelbares Nahfeld) immer die Konvergenz sorgfältig geprüft werden.
- In thermischen Simulationen können sich die SAR-Peaks einzelner Voxel zu zwar deutlich abgeschwächten, aber dennoch auffälligen räumlich sehr begrenzten Temperatur 'Hotspots' übertragen. Das gilt, obwohl der Temperaturverlauf wesentlich gleichmäßiger und stetiger ist, als die SAR-Verteilung. In [Christ et al. 2006] wird versucht, dieses Problem bei der Berechnung der SAR mit Hilfe eines "Staircasing Filters" zu umgehen. Allerdings ist das Ergebnis dieser Filterung physikalisch schwierig zu beurteilen.

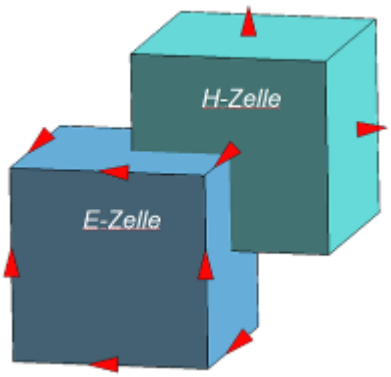


Abbildung 78 Yee Anordnung. Die *E*-Zelle wird aus 12 *tangentialen* elektrischen Feldstärke-Komponenten gebildet (rote Pfeilspitzen). Die um eine halbe Raumdiagonale verschobene *H*-Zelle enthält hingegen 6 *normale* E-Feld Komponenten. Häufig werden die Materialeigenschaften der *E*-Zelle zugeordnet, aber auch eine Belegung der *H*-Zelle mit den Materialeigenschaften ist möglich.

Die Ursache für die unphysikalische Überhöhung der SAR liegt vermutlich in der numerischen Behandlung der Randbedingungen an Grenzschichten. Aus den Maxwell-Gleichungen folgt, dass an Grenzschichten die Tangentialkomponente des elektrischen Feldes stetig ist, während die Normalkomponente um das Verhältnis der Permittivitäten springt. Zumeist (wie auch in Semcad X) werden nun im Algorithmus die sogenannten "*E*-Zellen" mit der Permittivität und Leitfähigkeit des

[10] Im zweiten Zwischenbericht basieren die angegebenen SAR_{10g}-Werte auf dem Conformal FDTD Algorithmus, und mussten aus diesem Grund im Abschlussbericht zum Teil korrigiert werden.

zugeordneten Materials belegt. Die 12 Kanten einer *E*-Zelle werden durch die entsprechenden 12 elektrischen Feldstärke-Komponenten der Yee-Konfiguration gebildet (Abbildung 78). Man bezeichnet diese Zelle dann auch als "Material-Voxel". Dadurch existieren in der Yee-Anordnung exakt an den Materialgrenzen *nur* tangentiale E-Feld Komponenten. Diese sind damit am Übergang zwingend stetig (denn eine Komponente gehört ja an der Grenzschicht zu beiden Materialien), und diese Randbedingung wird explizit und exakt eingehalten. Dasselbe gilt für die Normalkomponenten leider *nicht*. Sie sind im Yee Gitter nämlich exakt an den Materialgrenzen gar nicht definiert, und der Sprung um das Verhältnis der Permittivitäten wird im Algorithmus nicht explizit berechnet. Die entsprechende Randbedingung wird dann nur implizit und näherungsweise erfüllt [Christ 2003.], [Christ et al. 2006]. Damit liegt das Problem intrinsisch im Algorithmus selbst, und kann für die einzelnen Grenz-Voxel weder mit höherer Rechengenauigkeit, noch mit feinerer Diskretisierung systematisch reduziert werden. Da jedoch die Masse der betroffenen Grenz-Voxel bei zunehmend feinerem Rechengitter immer kleiner wird, lässt sich deren verfälschender Einfluss auf den *gemittelten* SAR-Wert gezielt verringern, bis er unerheblich wird. Im praktischen Einsatz mit Semcad X gelingt das zumindest bei Verwendung des Standard FDTD Verfahrens, wohingegen die Konvergenz beim conformal Algorithmus für praktische Anwendungen zum Teil zu langsam erfolgte[10].

Allerdings ist die Assoziation der Material-Voxel mit der *E-Zelle* nicht zwingend. Eine **alternative Formulierung des FDTD Algorithmus**, bei der die Materialeigenschaften der *H-Zelle* zugeordnet werden, ist ebenfalls möglich [Laakso und Uusitupa 2008, Laakso und Uusitupa 2011]. In diesem Fall dreht sich die Behandlung der Randbedingungen an Grenzschichten um: Während hier der Sprung der Normalkomponenten von *E* explizit und exakt im Algorithmus berücksichtigt wird, ist nun allerdings die Stetigkeit der Tangentialkomponenten nur noch näherungsweise erfüllt. Es gibt Hinweise darauf, dass die unphysikalische Überhöhung der SAR an Grenzschichten in dieser Implementierung nicht mehr auftritt. Eher wären allerdings Unterschätzungen der SAR im Übergangsbereich denkbar [Laakso 2012]. Insbesondere in Hinblick auf sich anschließende thermische Simulationen könnte diese Formulierung vorteilhaft sein. Systematische Untersuchungen des *H*-Zellen Formalismus für komplexe Oberflächen unter Nahfeldbedingungen existieren jedoch nach Wissen des Autors bis heute nicht.

5.6.2 Ungenauigkeiten der verwendeten Modelle

Computermodelle sind vereinfachte, auf gewisse Aspekte reduzierte mathematische Repräsentationen von Dingen oder von Zusammenhängen. Sie sind mit Fehlern und Unbestimmtheiten behaftet. In dieser Arbeit geht es vor allem um die Modelle der Handsprechfunkgeräte und die anatomischen menschlichen Körpermodelle sowie um das verwendete Modell zur Berechnung der Körpertemperatur.

Auf die **Modellierung der Handsprechfunkgeräte** wurde in Kapitel 3 detailliert eingegangen. Der Vergleich mit den Messungen zeigt, dass hier die größte Unsicherheit in der *insgesamt abgestrahlten Leistung* liegt, die wiederum stark von der Impedanzanpassung der Antenne (Abschnitt 7.1) abhängt. Für eine typische Positionierung am Kopf könnte die SAR dadurch tatsächlich einen um 30-35% kleineren Wert haben, als in dieser Arbeit angegeben. Allerdings müssen mögliche Parameterschwankungen (z.B. der Antennen-Resonanzfrequenz) von Gerät zu Gerät berücksichtigt werden, sodass man von dieser Reduzierung der Sendeleistung im Allgemeinen nicht mit Sicherheit ausgehen kann. In Kapitel 3 ist beschrieben, wie dieser Unsicherheit begegnet werden kann, indem eine konservative Abschätzung der SAR nach oben gemacht und vom ungünstigsten Fall, nämlich der Abstrahlung der gesamten nominalen Sendeleistung, ausgegangen wird.

Die **anatomischen menschlichen Körpermodelle** basieren auf hochauflösenden Magnetresonanztomographie-Aufnahmen (MRT). Nicht alle Gewebesorten lassen sich in einer MRT Aufnahme gut unterscheiden, und so ist die Genauigkeit der Segmentierung in den Modellen recht unterschiedlich. Teilweise musste auch unterstützend auf anatomische Atlanten Bezug genommen werden [Christ et al. 2010]. Außerdem wurden die Aufnahmen in Rückenlage durchgeführt, was im Vergleich beispielsweise zur aufrechten Position zu einer Verschiebung der Organe führt. Auch die spätere Veränderung der Körperhaltung mit Hilfe des Semcad Poser-Tools führt teilweise zu

anatomischen Fehlern. Die Größe dieser Fehler ist aber im Vergleich zu den interindividuellen anatomischen Variationen vermutlich eher gering.

Die **elektrischen Eigenschaften der biologischen Gewebesorten**, die in der vorliegenden Arbeit verwendet werden, basieren (wie übrigens bei den allermeisten numerischen Dosimetrie Projekten im Bereich der Funkwellen seit dieser Zeit) auf einer Serie von drei Publikationen [Gabriel et al. 1996, Gabriel et al. 1996, Gabriel et al. 1996], in denen umfangreiche Literaturstudien, Bewertungen und Messungen durchgeführt und parametrisierte Modelle der Permittivität verschiedenster Gewebe entwickelt wurden. Siehe auch [Gabriel und Gabriel 1996] für eine online Version der Ergebnisse sowie [Hasgall et al. 2012] für eine moderne, ebenfalls online verfügbare Datenbank.

In einer späteren, ebenfalls umfangreichen Studie wurden diese Daten nochmals weiter konsolidiert [Peyman et al. 2004]. Die Autoren stellen fest, dass die Ergebnisse in 'vernünftiger' Übereinstimmung mit den Untersuchungen von 1996 sind. Außerdem wird hier die statistische Auswertung weiter verbessert, und auf eine natürliche Inhomogenität in Struktur und Zusammensetzung des Gewebes hingewiesen, die zu einer *natürlichen Bandbreite der Messresultate* führt, und den dominierenden Anteil der Messunsicherheit ausmacht. Die Auswirkung auf die SAR_{10g} ist dabei nach [Keshvari et al. 2006] aber eher gering, nämlich bei einer (unrealistisch starken) Erhöhung der Permittivität und der Leitfähigkeit von 20% typischerweise nur in der Größenordnung von 5% und immer unterhalb von 20%.

Ein Vergleich zwischen Messungen an totem und lebendem Gewebe zeigt uneinheitliche Ergebnisse je nach Gewebeart. Die Autoren von [Peyman et al. 2004] ziehen daraus jedoch nicht den Schluss, dass lebendes und totes Gewebe signifikant unterschiedliche elektrische Eigenschaften haben. Vielmehr weisen sie darauf hin, dass verschiedene Ursachen, wie beispielsweise eine unterschiedliche Kontaminierung der Proben mit Gewebeflüssigkeiten für die Erklärung der Unterschiede in Betracht kommen.

Eine signifikante Veränderung der dielektrischen Eigenschaften mit dem *Lebensalter* wird hingegen für manche Gewebesorten festgestellt. Diese Veränderung wird im Wesentlichen durch die Abnahme des Wasseranteils mit zunehmendem Alter in den entsprechenden Geweben erklärt. Der Wassergehalt ist im betrachteten Frequenzbereich (γ-Dispersion) der bestimmende Faktor. Allerdings ist nach [Peyman et al. 2009] der Effekt dieser Veränderung auf den SAR_{10g}-Wert nur gering bzw. nach [Christ et al. 2010] nicht systematisch vorhanden. Außerdem betrachten wir in der vorliegenden Studie nur erwachsene Menschen im berufstätigen Alter.

Zusammenfassend bildet die Datenlage bezüglich der elektrischen Charakterisierung biologischer Gewebearten im betrachteten Frequenzbereich eine gute Grundlage für numerische Dosimetrie Berechnungen.

Die **Bio-Wärmetransfer-Gleichung** als mathematisches Modell zur Berechnung der Körpertemperatur ist vom Ansatz her als Differentialgleichung mit kontinuierlicher Durchblutungsrate eine Näherung (siehe A2.2). Die (ausgesprochen komplexe) aktive Thermoregulation des Körpers ist außerdem in der Gleichung noch nicht explizit enthalten. Für die hier betrachteten strahlungsinduzierten leichten lokalen Erwärmungen kann man aber die Thermoregulation ignorieren, und die Temperaturerhöhung, die ohne Gegensteuerung des Körpers eintreten würde, als konservative Abschätzung heranziehen. Der Fehler in der Absorptionsrate, die natürlich als Quelle der Erwärmung in die Rechnung eingeht, überträgt sich (bei kleinen Erwärmungen) linear auf den Fehler in der Temperaturerhöhung.

Die **thermischen Parameter** werden von der Foundation for Research on Information Technologies in Society (IT'IS) in einer online Datenbank zusammengestellt und gepflegt [Hasgall et al. 2012]. Sie beruhen auf Literaturrecherchen in derzeit 50 Publikationen. Die Referenzen sind ebenfalls online verfügbar. Auch die Schwierigkeiten bei der Zusammenstellung werden dort diskutiert: Die Literaturwerte schwanken zum Teil erheblich, was unterschiedliche Ursachen hat. Beispielsweise ist die spezifische Durchblutungsrate schwierig zu messen, von Mensch zu Mensch, aber auch innerhalb eines Organs unterschiedlich und letztlich nicht als eine Konstante zu betrachten, da sie Teil der aktiven Thermoregulation des Körpers ist und sehr unterschiedliche Werte annehmen

kann (siehe auch [Laakso 2011]). So wird in der Datenbank immer Maximum, Minimum, Mittelwert und Standardabweichung angegeben. Bei dem für die Erwärmung wichtigen Organ 'Haut' findet man z.B. eine Spanne von 49-175 ml/(min kg) und einen Mittelwert von 106 ml/(min kg).

Insgesamt ist die Datenlage für thermische Parameter im menschlichen Körper heute noch deutlich ungünstiger, als die der elektrischen Parameter. Die Auswirkung auf die Simulationen ist noch schwierig abzuschätzen. Allerdings wurden in der vorliegenden Arbeit einige konservative Annahmen getroffen (keine Thermoregulierung, keine Luftbewegung, keine Schweißbildung, starres Beibehalten der Position), die eher für eine Abschätzung der Erwärmung nach oben sprechen.

5.6.3 Individuelle Unterschiede und Schwankungen

Jeder Mensch ist ein Unikat und die beiden anatomischen Körpermodelle Ella und Duke sollen die **Schwankungen aufgrund unterschiedlicher Anatomien** beispielhaft erfassen. Ihre Größe und ihr Gewicht entsprechen grob dem weltweiten Durchschnitt. Damit decken sie jedoch noch nicht einen typischen Variationsbereich der Bevölkerung in Deutschland ab. Zum Teil wird dieses Manko durch eine weite Variation der Positionierungen der Geräte am Körper ausgeglichen. Beispielsweise wird bei den Tragweisen am Gürtel trotz ausgeprägter Taille auch der Kontakt der Antenne mit dem Bauch berücksichtigt, wie sie bei stärkerem Bauchumfang zustande käme.

In [Wiart et al. 2008] wird (allerdings bei höheren Frequenzen) mit derselben Quelle und Positionierung an verschiedenen Kopfmodellen eine Standardabweichung des SAR_{10g}-Wertes vom Mittelwert von 30% angegeben. Allerdings dürften hier auch die Details der Positionierung des Mobiltelefons einen wesentlichen Beitrag liefern. In [Beard et al. 2006] werden je nach Frequenz in etwa vergleichbare Schwankungen berichtet.

Die **individuelle Positionierung der Handsprechfunkgeräte** beim Telefonieren hat bei unmittelbarer Körpernähe des Gerätes einen empfindlichen Einfluss auf den lokalen SAR_{10g}-Wert. Bei der Telefonierhaltung in 'Kipplage' kommt hinzu, dass das Andrücken der Ohrmuschel durch das Gerät adäquat modelliert werden muss. Da nach derzeitiger ICNIRP Richtlinie die Exposition der Ohrmuschel in den SAR_{10g}-Wert voll mit einfließt, hat auch dieses Detail einen beträchtlichen Einfluss, siehe auch [Beard et al. 2006]. In der vorliegenden Arbeit wurde die Lage der Ohrmuschel eher so gewählt, dass es zu einer konservativen Abschätzung der SAR_{10g}-kommt.

Im Gegensatz zur Simulation fließt bei SAR-*Messungen* nach der Europäischen Norm EN 62209-1 mit dem dort definierten Messphantom ('Specific Anthropomorphic Mannequin', SAM) die Ohrmuschel nicht in das Messergebnis mit ein, da das leicht angedrückte Ohr dort als 6 mm dicker Abstandshalter aus verlustarmem Kunststoff ausgeführt, und dadurch von der Messung ausgenommen ist.

Die Hauptursache für die **Streuung der elektrischen Eigenschaften** sind wie in Abschnitt 5.6.2 bereits erwähnt nicht die Messfehler, sondern die Unterschiede in Struktur und Zusammensetzung des Gewebes von Individuum zu Individuum. Nach [Peyman et al. 2004] streuen die Parameter je nach Gewebe unterschiedlich, aber selten mehr als um 5%. Diese Schwankungen übertragen sich in der Regel nur abgeschwächt auf den SAR_{10g}-Wert [Keshvari et al. 2006].

Bei baugleichen **Handsprechfunkgeräten** übertragen sich kleine Fertigungsschwankungen der Antennengeometrie empfindlich auf die Impedanzanpassung und somit auf die Einkoppel-Effizienz bzw. die tatsächlich abgestrahlte Sendeleistung. Da in der vorliegenden Arbeit aber immer die nominale Sendeleistung (Vorwärtsleistung) zugrunde gelegt wird, bedeutet das eine Abschätzung der SAR nach oben.

6 ZUSAMMENFASSUNG UND DISKUSSION

In dieser Arbeit wurde die Exposition von Nutzern des Digitalen BOS-Funks nach dem TETRA Standard (Abschnitt 1.1) durch hochfrequente elektromagnetische Felder untersucht. Dabei wurden die typischerweise in Deutschland eingesetzten Geräte berücksichtigt, das sind sowohl Handsprechfunkgeräte mit und ohne abgesetzten Mikrofon- / Lautsprecher-Kombinationen, als auch fahrzeuggebundene Geräte mit separater Außenantenne. Vielfältige Szenarien decken sowohl den typischen Alltagsgebrauch, als auch vergleichsweise kritische, aber realistische Nutzungen ab.

Die elektromagnetischen Feldverteilungen im menschlichen Körper wurden basierend auf den Maxwell-Gleichungen mittels numerischer Verfahren (Kapitel 2) berechnet. Zu diesem Zwecke wurden Simulationsmodelle zweier Handsprechfunkgeräte (Motorola MTP 850 und Sepura STP 8000) entwickelt und mit umfangreichen Feldmessungen optimiert und verifiziert (Kapitel 3). Für die fahrzeuggebundenen Geräte wurde eine realistische Außenantenne nachgebildet (Abschnitt 5.5.1). Außerdem standen zwei hoch aufgelöste anatomische Simulationsmodelle des menschlichen Körpers ('Duke' und 'Ella' aus der 'Virtual Family', Kapitel 4) sowie separate Handmodelle zur Verfügung, die entsprechend ihrer Anatomie bewegbar sind und somit den betrachteten Szenarien angepasst werden können.

Aus den elektrischen und magnetischen Feldverteilungen wurde die Verteilung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) in den anatomischen Modellen sowie deren über 10 g Gewebe gebildeten Mittelwerte berechnet, grafisch dargestellt und das Maximum dieser Verteilung (als "SAR_{10g}-Wert" bezeichnet) extrahiert (Kapitel 5). Für ausgewählte Fälle wurde zusätzlich die aufgrund der absorbierten Strahlungsenergie hervorgerufene Temperaturerhöhung berechnet.

6.1 SAR-WERTE

Die Handsprechfunkgeräte lasen sich in verschiedenen Modi betreiben (Abschnitt 5.2). Beim TMO (Trunked Mode Operation) Betrieb unter Nutzung der Basisstationen des BOS-Funknetzes wird nach heutigem Stand keine Kanalbündelung unterstützt und eine einheitliche maximale Sendeleistung für alle Handsprechfunkgeräte von 1 W vorgegeben. Daraus ergibt sich im Zeitmittel maximal 0,25 W. Dieser Betriebsmodus kann als der alltagstypische Fall betrachtet werden. Die auf diese Sendeleistung normierten, über 10 g gemittelten maximalen SAR-Werte (SAR_{10g}) sind in Tabelle 6 für verschiedene Szenarien zusammengefasst. Sie sind gegenüber den auf 1 W Dauerleistung bezogenen Werten in Kapitel 5 um den Faktor 0,25 kleiner. Außerdem werden hier, um eine direkte Vergleichbarkeit zu gewähren, nur Mittelungen über ein *würfelförmiges* Volumen nach IEEE (Abschnitt 2.3.2) berücksichtigt. Aus Abschnitt 5.3.5 sind das nur die mit >>alle Gewebe<< bezeichneten Werte. Dieses Verfahren ist in der numerischen Dosimetrie zu einem Quasi-Standard geworden [Laakso 2011], obgleich es im Bezug auf das algorithmisch schwierig umzusetzende ICNIRP Verfahren (Abschnitt 2.3.1), keine konservative Abschätzung garantiert [Wainwright 2007]. Das erkennt man auch daran, dass die organspezifischen Werte in Abschnitt 5.3.5 zum Teil etwas höher liegen und zwar typischerweise in der Haut.

Der von ICNIRP empfohlene Richtwert für die Exposition der Allgemeinbevölkerung von 2 W/kg [ICNIRP 1998, Int Commission Nonionizing Radiat Prot. 2009] wird hier in allen betrachteten Szenarien eingehalten und in der Regel deutlich unterschritten. Lediglich beim Gebrauch eines Handsprechfunkgerätes im Fahrzeuginneren bei einer untypischen Position, in der das Handsprechfunkgerät in Berührung mit dem Kopf steht, der am Metallgehäuse des Autos anlehnt, wird der Grenzwert in etwa ausgeschöpft.

Tabelle 6 Zusammenfassung der SAR_{10g}-Werte in W/kg normiert auf 0,25 W Sendeleistung für verschiedene Gebrauchsszenarien.

	Szenarien mit Handsprechfunkgeräten			
	D u k e		E l l a	
	Motorola	Sepura	Motorola	Sepura
Kopf-Szenarien				
Wangenlage links	0,45	0,58	0,45	0,55
Wangenlage rechts	0,45			
Kipplage links	0,70	0,88	0,65	0,90
Kipplage links mit Hand	0,58			
Frontposition	0,38	0,40	0,33	0,33
Trageweise in Brusttasche				
parallel	0,47	0,49	0,29	0,31
verkippt 15°	0,49	0,50	0,30	0,33
Trageweise an Gürtel				
parallel	0,23	0,24	0,23	0,23
maximal verkippt	0,45	0,45	0,55	0,58
Im Fahrzeuginneren				
Sitzposition mittig auf Sitz		0,89		
Sitzpos. seitlich, Kopf berührt Metallwand		1,98		
	Szenarien mit Außenantenne			
Personen in Fahrzeugkabine	< 0,0005			
Personen außerhalb neben Fahrzeug	0,018			

In der Literatur wird der SAR_{10g}-Wert üblicherweise nicht auf 0,25 W sondern auf 1 W Sendeleistung bezogen, wie in Tabelle 7. Im BOS-Funk entspräche dies der Bündelung aller vier Zeitschlitze, was derzeit jedoch von der Netzinfrastruktur nicht unterstützt wird. Im DMO-Betrieb (Direktmodus ohne Nutzung der Netzinfrastruktur) ist diese Möglichkeit allerdings technisch gegeben, obgleich nach Angabe der BDBOS im praktischen Einsatz eher als untypisch zu betrachten.

Wie man Tabelle 7 entnimmt, wird in diesem Betriebsmodus der Grenzwert für die beruflich bedingte Exposition von 10 W/kg in allen betrachteten Szenarien weiter eingehalten. Die empfohlene Begrenzung der Exposition der Allgemeinbevölkerung wird hier allerdings zum Teil überschritten, am deutlichsten bei den Telefonierhaltungen an der Ohrmuschel in Kipplage, bei der die Antenne dem Kopf am nächsten kommt. Beim Betrieb eines Handsprechfunkgerätes im Fahrzeuginneren kann die Exposition dann in sehr ungünstigen Fällen bis 7,9 W/kg betragen. Außerdem sind die SAR-Werte beim Sepura Modell in der Regel etwas höher als beim Motorola Modell, was primär durch eine etwas unterschiedliche Position der Antenne zu erklären ist.

Tabelle 7 Zusammenfassung der SAR_{10g}-Werte in W/kg normiert auf 1 W Sendeleistung für verschiedene Gebrauchsszenarien.

	Szenarien mit Handsprechfunkgeräten			
	D u k e		E l l a	
	Motorola	Sepura	Motorola	Sepura
Kopf-Szenarien				
Wangenlage links	1,8	2,3	1,8	2,2
Wangenlage rechts	1,8			
Kipplage links	2,8	3,5	2,6	3,6
Kipplage links mit Hand	2,3			
Frontposition	1,5	1,6	1,3	1,3
Trageweise in Brusttasche				
parallel	1,9	2,0	1,2	1,2
verkippt 15°	1,9	2,0	1,2	1,2
Trageweise an Gürtel				
parallel	0,93	0,95	0,90	0,92
maximal verkippt	1,8	1,8	2,2	2,3
Im Fahrzeuginneren				
Sitzposition mittig auf Sitz		3,5		
Sitzpos. seitlich, Kopf berührt Metallwand		7,9		
	Szenarien mit Außenantenne			
Personen in Fahrzeugkabine	< 0,002			
Personen außerhalb neben Fahrzeug	0,073			

Der aus Sicht des Strahlenschutzes ungünstigste Betriebsmodus der Handsprechfunkgeräte ist die Bündelung aller vier Zeitschlitze bei gleichzeitiger Ausschöpfung der vollen spezifizierten Sendeleistung von 1,8 W, was im DMO-Betrieb technisch möglich ist. In dem Fall kann es beim Einsatz der Geräte im Inneren von Automobilen in unmittelbarer Nähe der metallischen Fahrzeugwand zu einer Überschreitung des Grenzwertes für die beruflich bedingte Exposition bei Telefonaten länger als 4,5 Minuten kommen. Insgesamt ist ein solcher Fall daher äußerst unwahrscheinlich.

Die mobilen Fahrzeug-Einbaugeräte werden im TMO Modus des BOS-Netzes zwar ebenfalls mit nur 1 W Sendeleistung betrieben; allerdings können diese Geräte im DMO-Betrieb wesentlich stärker senden, nämlich das CM5000 der Firma Motorola mit 5 W und das SRG3500 wie auch das SRG3900 von Sepura mit maximal 10 W nominaler Sendeleistung. Auch für diesen Fall liegt für Personen, die sich unmittelbar neben einem Fahrzeug mit auf dem Dach montierter Außenantenne befinden, keine Richtwertüberschreitung nach ICNIRP vor. Allerdings sollte dann der direkte Kontakt mit der Antenne vermieden werden, der zu SAR-Werten deutlich oberhalb von 10 W/kg führen kann.

6.2 TEMPERATURERHÖHUNG

Die Diskussion bezieht sich auf eine Sendeleistung von 1 W. Für den typischen Betrieb im BOS-Funknetz mit einer mittleren Sendeleistung von 0,25 W sind die diskutierten Temperaturerhöhungen entsprechend durch vier zu dividieren.

Der höchste beobachtete Temperaturanstieg beträgt 1,0 K und tritt ausschließlich direkt an der Hautoberfläche auf, und zwar bei den typischen Telefonierhaltungen im Bereich der Ohrmuschel und bei der Frontposition an der Nasenspitze. Allerdings sind diese Werte an der Grenzschicht von Luft zur Haut von einem Artefakt betroffen (siehe Abschnitt 5.6.1) und dadurch möglicherweise überhöht.

Besondere Aufmerksamkeit wurde auf die Erwärmung des Auges gelegt. Beim Einsatz der Handsprechfunkgeräte in Frontposition kommt der Speisepunkt der Antenne dem Auge vergleichsweise nahe, sodass hier die stärkste beobachtete Erwärmung im Auginneren, wie auch in der Augenlinse von knapp 0,2 K bei Duke und knapp 0,3 K bei Ella zustande kommt. Der Unterschied ist hauptsächlich auf eine etwas unterschiedliche Position des Handsprechfunkgeräts zurückzuführen. Bei den Telefonierhaltungen am Ohr ist die maximale Erwärmung mit 0,06 K für das dem Gerät zugewandte, und nur noch 0,004 K für das abgewandte Auge erwartungsgemäß bereits deutlich niedriger.

Dabei ist die Zeitskala bis zum Erreichen des stationären Zustandes von etwa 0,5 bis 1 Stunde im Vergleich zu alltagstypischen Gesprächsdauern recht lang. Die Endtemperatur wird folglich in der Regel nicht erreicht. Nach ca. 12 Minuten stellt sich die halbe Temperaturerhöhung ein, nach 4 bis 5 Minuten ein Viertel.

Unter den weiteren untersuchten Geweben des Kopfes erwärmt sich die Großhirnrinde um maximal 0,16 K, der Hippokampus um 0,015 K und weiter im Inneren liegende Organe wie Hypothalamus, Zirbeldrüse oder Hirnanhangsdrüse erreichen nur geringe Temperaturerhöhungen von unter 0,01 K. Auch dies geschieht wieder auf einer im Vergleich zu typischen Gesprächsdauern großen Zeitskala.

Die thermischen Simulationen wurden unter konservativen Randbedingungen ausgeführt (keine Thermoregulierung, keine Luftbewegung, keine Schweißbildung, starres Beibehalten der Position), die einer Abschätzung der Erwärmung nach oben entsprechen. Allerdings ist der Fehler in den verwendeten thermischen Parameter nach heutigem Stand vermutlich zum Teil noch beträchtlich und schwierig zu bewerten.

7 ANHANG

7.1 NOMINALE UND TATSÄCHLICHE SENDELEISTUNG

Unter der *nominalen* Sendeleistung ist die vom HF-Verstärker ausgehende, oder angebotene Ausgangsleistung zu verstehen, die man genauer als *Vorwärtsleistung* (*Forwardpower*) P_{forward} bezeichnet. Das ist die *obere Grenze* für die tatsächlich als elektromagnetisches Feld abgestrahlte Sendeleistung P_{rad}. P_{rad} kann jedoch deutlich niedriger als $P_{forward}$ sein.

Zwei Verlustmechanismen unterschiedlicher Herkunft spielen dabei eine entscheidende Rolle, nämlich ein Einkoppel- oder Reflexionsverlust und ein dissipativer Verlustmechanismus, quantifiziert durch die zwei 'Effizienzen' (auch als 'Wirkungsgrade' bezeichnet) η_{rad} und $\eta_{mismatch}$ (Wertebereich jeweils [0 1]). Die abgestrahlte Leistung ist dann

$$P_{rad} = \eta_{rad}\ \eta_{mismatch}\ P_{forward} \tag{12}$$

Der Reflexionsverlust am Übergang von der Zuleitung in die Antenne (es können auch mehrere derartige Übergänge vorkommen) wird charakterisiert durch die 'Impedanzanpassungs-Effizienz':

$$\eta_{mismatch} = 1 - |r|^2$$

mit dem komplexen Amplituden-Reflexionsfaktor r (in der Streutheorie auch als s_{11} bezeichnet), der durch die Impedanzen beider Bauteile bestimmt ist:

$$r = \frac{Z_{\text{Antenne}} - Z^*_{\text{Quelle}}}{Z_{\text{Antenne}} + Z_{\text{Quelle}}}$$

Nur die Differenz von hinlaufender und reflektierter Leistungswelle koppelt in die Antenne ein. Dieser Anteil ist die von der Antenne akzeptierte *Wirkleistung:*

$$P_{inp} = \eta_{mismatch}\ P_{forward}$$

Nur bei Impedanzanpassung (Impedanz-matching), also $Z_{\text{Antenne}} = Z^*_{\text{Quelle}}$ erfolgt eine vollständige, reflexionsfreie Einkopplung, anderenfalls besteht ein Anpassungsfehler (Mismatch). Allerdings ist die Impedanz am Antennen-Speisepunkt sowohl von der Frequenz, als auch von der Umgebung im Nahfeld (die eine Verstimmung der Antenne verursacht) stark abhängig, sodass die eingekoppelte Leistung zum Beispiel je nach Positionierung des Gerätes am Körper schwankt.

Ein Teil der in die Antenne eingekoppelten Leistung P_{inp} wird dort durch ohmsche Verluste in Wärme umgewandelt. Das ist der zweite, in seiner Art völlig andere, nämlich dissipative Verlustmechanismus, beschrieben durch die *Strahlungseffizienz* (auch als Antenneneffizienz bezeichnet):

$$\eta_{rad} = P_{\text{rad}} / P_{inp}\ .$$

In Gerätespezifikationen wird in der Regel bei der Sendeleistung der Nominalwert, also die vom HF-Verstärker angebotene maximale Leistung angegeben. Da die tatsächlich abgegebene Energie nicht konstant ist, sondern über die Antennenimpedanz von der Umgebung im Nahfeld abhängt, lässt sie sich nicht allgemein mit einem Zahlenwert angeben. Allgemein gilt nur, dass sie kleiner als der Nominalwert ist: $P_{rad} < P_{forward}$.

7.2 ABSORPTIONSMECHANISMEN IN BIOLOGISCHEM GEWEBE

Im Bild der makroskopischen Elektrodynamik stellen sich die Absorptionsmechanismen in biologischem Gewebe wie folgt dar:

Das magnetische Feld übt auf bewegte Ladungen die *senkrecht* zur Bewegungsrichtung stehende Lorentzkraft aus. Dabei wird jedoch an den Ladungen keine Arbeit verrichtet, und folglich keine Feldenergie absorbiert. Hingegen wirkt auf permanente oder induzierte magnetische Dipole im Magnetfeld eine Kraft bzw. ein Drehmoment. Biologische Substanz ist aber in guter Näherung unmagnetisch (relative magnetische Permeabilität $\mu_r = 1$), sodass hier keine Kraftwirkung vom Magnetfeld ausgeht. Man kann also festhalten, dass das Magnetfeld nicht zur Absorption elektromagnetischer Energie beiträgt.

Folglich ist alleine die Wirkung des elektrischen Feldes auf das Gewebe für die Energieabsorption verantwortlich. Aus dem Poyntingschen Satz in verlustbehafteten, aber unmagnetischen Medien lässt sich die Abhängigkeit der Absorptionsrate von *E* berechnen (siehe z.B. [Jackson 2006] , Gl. 6.127):

$$SAR := \frac{d}{dt}\frac{dW}{dm} = \frac{\sigma}{\rho}\left\langle \vec{E}^2 \right\rangle_t \tag{13}$$

Mit:

- σ: Elektrische Leitfähigkeit bei Kreisfrequenz ω. $\sigma = -\omega\, \varepsilon_0\, \mathrm{Im}(\varepsilon_r)$.
- $\vec{E}$: Elektrische Feldstärke im absorbierenden Medium.
- ρ Massendichte.

σ ist hier eine effektive Gesamtleitfähigkeit, die alle Verlustmechanismen enthält. Ein dominierender Verlustmechanismus besteht bei allen stark wasserhaltigen Geweben in der Kopplung des permanenten elektrischen Dipols der Wassermoleküle an das Feld. Andere Verluste entstehen durch das periodische Umpolarisieren induzierter Dipole (dielektrische Erwärmung) und durch Ströme freier Ladungsträger (Ionen und Elektronen).

Die Verteilung der SAR (insbesondere in Flachphantomen) zeigt im Nahfeld einer Antenne oftmals (jedoch nicht immer) Ähnlichkeiten zur Magnetfeldverteilung, was nach dem oben gesagten zunächst verblüfft. In [Kuster und Balzano 1992] wird diese Beobachtung so interpretiert, dass nicht die primären an der Antenne erzeugten elektrischen Felder für die Absorption in biologischem Gewebe verantwortlich sind, da diese Felder stark abgeschirmt werden, und nur schwach in das absorbierende Material eindringen. Das Magnetfeld dringt hingegen ungehindert ein, und induziert im Körper (bzw. im Phantom) ein elektrisches Wirbelfeld, das für die Absorption nach Gleichung (13) entscheidend ist. Demnach erwartet man große SAR-Werte dort, wo das Magnetfeld hoch ist, also in der Umgebung des Strombauchs der Antenne, und damit in der Regel im Bereich des Antennen-Speisepunktes.

Dieser Vorstellung widerspricht jedoch [Kivekäs et al. 2004]. Dort wird die SAR-Verteilung durch das Einkoppelverhalten des elektrischen Feldes in den Körper erklärt: Komponenten des elektrischen Feldes, die parallel zur Grenzfläche orientiert sind, haben dort stetige Randbedingungen, und werden folglich stark eingekoppelt. Normal auf der Grenzfläche stehende Komponenten werden hingegen um das Verhältnis der Dielektrizitätszahlen abgeschwächt, was im Falle von typischem Gewebe (oder gewebesimulierender Flüssigkeit) ein sehr starker Effekt ist. Auf diese Weise kann die beobachtete SAR-Verteilung in [Kivekäs et al. 2004] plausibilisiert werden. Demnach wäre also für die SAR-Verteilung im Nahfeld der Antenne doch das primäre durch die Spannungsverteilung auf der Antenne vorgegebene elektrische Feld verantwortlich, wobei die Berücksichtigung der Randbedingungen bei der Einkopplung in das Gewebe entscheidend für das Verständnis der SAR-Verteilung ist. Die Ähnlichkeit der SAR zur Magnetfeldverteilung erscheint dann eher zufällig.

8 LITERATURVERZEICHNIS

62209-1 DE. Sicherheit von Personen in hochfrequenten Feldern von handgehaltenen und am Körper getragenen schnurlosen Kommunikationsgeräten - Körpermodelle, Messgeräte und Verfahren - Teil 1: Verfahren zur Bestimmung der spezifischen Absorptionsrate (SAR) von handgehaltenen Geräten, die in enger Nachbarschaft zum Ohr benutzt werden (Frequenzbereich von 300 MHz bis 3 GHz) (IEC 62209-1:2005); Deutsche Fassung EN 62209-1:2006. 2007.

BDBOS. Bundesanstalt für den Digitalfunk der Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben BDBOS [online]. Available at: www.bdbos.bund.de/.

BDBOS. Private Kommunikation. 2012.

Beard BB, Kainz W, Onishi T, Iyama T, Watanabe S, Fujiwara O, Wang JQ, Bit-Babik G, Faraone A, Wiart J, Christ A, Kuster N, Lee AK, Kroeze H, Siegbahn M, Keshvari J, Abrishamkar H, Simon W, Manteuffel D, Nikoloski N. Comparisons of computed mobile phone induced SAR in the SAM phantom to that in anatomically correct models of the human head. Ieee Transactions on Electromagnetic Compatibility 48: 397-407; 2006.

Benkler S. Robust conformal subcell modeling for electromagnetic simulations in time domain. In: Swiss federal institute of technology. Zürich: ETH Zürich 2007.

Berenger J-P. A Perfectly Matched Layer for the Absorption ofElectromagnetic Waves. J. Comput. Physics vol. 114,: 185 - 200; 1994.

Bodendorf C. Modellierung der Verteilung von SAR-Werten im gesamten Körper und detailliert im Bereich des Kopfes unter besonderer Berücksichtigung des Auges bei Expositionen durch in Deutschland verwendete TETRA-Endgeräte; zweiter Zwischenbericht. [online]. Available at: http://www.bfs.de/de/bfs/forschung/dm_forschung/studien_tetra/SAR_Werte_Zwischenbericht2.pdf.

Bodendorf C, Geschwentner D. Modellierung der Verteilung von SAR-Werten im gesamten Körper und detailliert im Bereich des Kopfes unter besonderer Berücksichtigung des Auges bei Expositionen durch in Deutschland verwendete TETRA-Endgeräte; erster Zwischenbericht. [online]. Available at: www.bfs.de/de/elektro/hff/papiere.html/TETRA_Zwischenbericht.pdf.

Burkhardt M. Contributions toward uncertainty assessments and error minimization of FDTD simulations involving complex dielectric bodies. Ph.D. dissertation, ETH Nr. 13176, Zurich, Switzerland; 1999.

Chavannes N, Tay R, Nikoloski N, Kuster N. Suitability of FDTD-based TCAD tools for RF design of mobile phones. Ieee Antennas and Propagation Magazine 45: 52-66; 2003.

Christ A. Analysis and improvement of the numerical properties of the FDTD algorithm. In: Zürich: ETH Zürich; 2003.

Christ A, Benkler S, Fröhlich J, Kuster N. Analysis of the Accuracy of the Numerical Reflection Coefficient of the Finite-Difference Time-Domain Method at Planar Material Interfaces. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 48: 264–272; 2006.

Christ A, Gosselin M-C, Christopoulou M, Kühn S, Kuster N. Age-dependent tissue-specific exposure of cell phone users. Physics in Medicine and Biology 55: 1767-1783; 2010.

Christ A, Kainz W, Hahn EG, Honegger K, Zefferer M, Neufeld E, Rascher W, Janka R, Bautz W, Chen J, Kiefer B, Schmitt P, Hollenbach H-P, Shen J, Oberle M, Szczerba D, Kam A, Guag JW, Kuster N. The Virtual Family - development of surface-based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations. Physics in Medicine and Biology 55: N23-N38; 2010.

Christ A, Klingenböck A, Samaras T, Neufeld Esra, Kuster N. Exposition durch körpernahe Sender im Rumpfbereich, Abschlußbericht. Zürich: IT'IS; 2006.

Courant R, Friedrichs K, Lewy H. Über die partiellen Differenzengleichungen der mathematischen Physik. Mathematische Annalen 100: 32–74; 1928.

ETSI. ETSI EN 300 392-2 V3.2.1 Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI). 2007-09.

Fujimoto M, Hirata A, Wang JQ, Fujiwara O, Shiozawa T. FDTD-derived correlation of maximum temperature increase and peak SAR in child and adult head models due to dipole antenna. Ieee Transactions on Electromagnetic Compatibility 48: 240-247; 2006.

Gabriel C, Gabriel S. Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies [online]. Available at: http://niremf.ifac.cnr.it/docs/DIELECTRIC/Report.html.

Gabriel C, Gabriel S, Corthout E. The dielectric properties of biological tissues: I Literature survey. Phys. Med. Biol. 41: 2231-; 1996.

Gabriel S, Lau RW, Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: II Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz. Phys. Med. Biol. 41: 2251-; 1996.

Gabriel S, Lau RW, Gabriel C. The dielectric properties of biological tissues: III Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. Phys. Med. Biol. 41: 2271-; 1996.

Hasgall P, Neufeld E, Gosselin M, Klingenböck A, Kuster N. IT'IS Database for thermal and electromagnetic parameters of biological tissues [online]. Available at: www.itis.ethz.ch/database.

Hirata A, Fujiwara O. The correlation between mass-averaged SAR and temperature elevation in the human head model exposed to RF near-fields from 1 to 6 GHz. Physics in Medicine and Biology 54: 7227-7238; 2009.

Hirata A, Shiozawa T. Correlation of Maximum Temperature Increase and Peak SAR in the Human Head Due to Handset Antennas. Ieee Transactions on Microwave Theory and Techniques 51: 1834-1841; 2003.

ICNIRP. Guidelines for limiting exposure to time-varying electric magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). Health Physics: 494-522; 1998.

IEEE. IEEE recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields,100 kHz-300 GHz. C95.3-2002; 2002.

Jackson JD. Klassische Elektrodynamik. De Gruyter; 2006.

Keshvari J, Keshvari R, Lang S. The effect of increase in dielectric values on specific absorption rate (SAR) in eye and head tissues following 900, 1800 and 2450 MHz. Phys Med Biol 51: 1463-1477; 2006.

Kivekäs O, Lehtiniemi T, Vainikainen P. On the general energy-absorption mechanism in the human tissue. Microwave and Optical Technology Letters 43: 195-201; 2004.

Kuster N, Balzano Q. Energy Absorption Mechanism by Biological Bodies in the Near Field of Dipole Antennas Above 300 MHz. IEEE Transactions on Vehicular Technology 41: 17-23; 1992.

Laakso I. Uncertainty in computational RF dosimetry [online]. Available at: http://lib.tkk.fi/Diss/2011/isbn9789526040035/.

Laakso I. Private Kommunikation. 2012.

Laakso I, Uusitupa T. Alternative Approach for Modeling Material Interfaces in FDTD. *Microwave and Optical Technology Letters* **50**: 1211-1214; 2008.

Laakso I, Uusitupa T. Edge- or Face-Based Electric Fields in FDTD: Implications for Dosimetry. Radio Science Bulletin 337 2011.

Laakso I, Uusitupa T, Ilvonen S. Comparison of SAR calculation algorithms for the finite-difference time-domain method. Physics in Medicine and Biology 55: N421-N431; 2010.

Pennes HH. Analysis of tissue and arterial blood temperatures in the resting human forearm. Journal of Applied Physiology 1 No 2: 93-122; 1948.

Peyman A, Gabriel C, Grant EH, Vermeeren G, Martens L. Variation of the dielectric properties of tissues with age: the effect on the values of SAR in children when exposed to walkie-talkie devices. Physics in Medicine and Biology 54: 227-241; 2009.

Peyman A, Holden S, Gabriel C. Dielectric properties of tissue at microwave frequencies. [online]. Available at: http://www.mthr.org.uk/research_projects/mthr_funded_projects/gabriel.htm.

Schmid G, Richard Überbacher, Patrick Preiner, Theodoros Samaras, Peter Mazal, Alexandra Jappel, Wolf-Dieter Baumgartner, Tschabitscher M. Bestimmung der Expositionsverteilung von HF Feldern im menschlichen Körper, unter Berücksichtigung kleiner Strukturen und thermophysiologisch relevanter Parameter. 2006 (korrigierte Ausgabe 2008).

Schmid G, Ueberbacher R, Samaras T. Radio frequency-induced temperature elevations in the human head considering small anatomical structures. Radiation Protection Dosimetry 124: 15-20; 2007.

Taflove A, Hagness SC. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. Third ed.; 2005.

Wainwright PR. Computational modelling of temperature rises in the eye in the near field of radiofrequency sources at 380, 900 and 1800 MHz. Physics in Medicine and Biology 52: 3335-3350; 2007.

Wang JQ, Fujiwara O. FDTD computation of temperature rise in the human head for portable telephones. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 47: 1528-1534; 1999.

Wiart J, Hadjem A, Wong MF, Bloch I. Analysis of RF exposure in the head tissues of children and adults. Physics in Medicine and Biology 53: 3681-3695; 2008.

Yee KS. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 14: 302-307; 1966.

Ziegelberger G, Int Commission Nonionizing Radiat I. ICNIRP statement on the "guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 ghz)". Health Physics 97: 257-258; 2009.

Živković Z, Senić D, Bodendorf C, Skrzypczynski J, Šarolić A. Radiation pattern and impedance of a quarter wavelength monopole antenna above a finite ground plane. *20th International Conference on Software, Telecommunications & Computer Networks - SoftCOM 2012 Split*. 2012.

Danksagung

Die Projektgruppe 'DigiNet' der Münchner Polizei, stellte die untersuchten TETRA-Funkgeräte und Außenantennen zur Verfügung und war immer aufgeschlossen für Fragen und Diskussionen. Vielen Dank dafür!

Die Messungen der Magnetfeld- und SAR-Verteilungen wurden im Rahmen einer *Short-Term Scientific Mission* der *European Cooperation in Science and Technology (COST)* in einem akkreditierten Labor der Seibersdorf Labor GmbH in 2444 Seibersdorf, Österreich (http://www.seibersdorf-laboratories.at) durchgeführt. Ich bedanke mich bei Herrn Gernot Schmid für die freundliche Aufnahme und seine hervorragende fachliche Unterstützung. Bei den Herren Stefan Cecil und Richard Überbacher bedanke ich mich für viele anregende Diskussionen während meines Aufenthaltes.

Die Röntgenaufnahmen konnten in der Röntgenabteilung des *Klinikums der Ludwig-Maximilians-Universität München* durchgeführt werden. Vielen Dank an Dr. Eva Coppenrath, sowie die anwesenden Medizinisch-technischen Radiologieassistentinnen und Assistenten.

Im Zusammenhang mit den Eigenschaften von Monopol-Antennen über Grundplatten endlicher Größe und deren numerischer Berechnung entstand eine sehr anregende und fruchtbare Zusammenarbeit mit Prof. Antonio Šarolić, Zlatko Živković und Damir Senić von der Universität Split, Kroatien, aus der letztlich eine gemeinsame Veröffentlichung hervorging. Herzlichen Dank!

Meinem Kollegen Dirk Geschwentner danke ich für viele inspirierende und hilfreiche Diskussionen. Ihm wie auch Herrn Rüdiger Matthes herzlichen Dank für das sehr gewissenhafte und aufmerksame Korrekturlesen der gesamten Arbeit!

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-ISH-140/89
Bayer, A.; Braun, H.; Dehos, R.; Frasch, G.; Haubelt, R.; Hoppe-Schönhammer, J.; Kaul, A.; Löbke, A.; Werner, M.
Erfassung, Dokumentation und strahlenhygienische Bewertung vorliegender Aktivitätsmeßdaten aus der Bundesrepublik Deutschland als Folge des Reaktorunfalles im Kernkraftwerk Tschernobyl.

BfS-ISH-141/90
Stamm-Meyer, A.; Stanek, H.; Bögl, K.W.
Biologische Indikatoren zum Nachweis von Strahlenexpositionen - Thymidinkonzentration im Humanserum als "biologisches Dosismeter"?

BfS-ISH-142/90
Burkhardt, J.; Lux, D.
Characterization of Critical Population Groups with Special Consumption Habits in Bavaria.
BfS-ISH-143/90

BfS-ISH-143/90
Roedler, H. D.; Pittelkow, E.
Strahlenexposition des Patienten bei der nuklearmedizinischen Anwendung markierter monoklonaler Antikörper.

BfS-ISH-144/90
Frasch, G. A.
Fehlbildungshäufigkeiten in Bayern 1968 - 1979 / Bericht im Rahmen des Strahlenbiologischen Umweltmonitorings Bayern.

BfS-ISH-145/90
Martignoni, K.
Spontane und Strahleninduzierte kongenitale Anomalien einschließlich Fehl- und Totgeburten.

BfS-ISH-146/90
Schaller, G.; Leising, Chr.; Krestel, R.; Wirth, E.
Cäsium- und Kalium-Aufnahme durch Pflanzen aus Böden.

BfS-ISH-147/90
Brachner, A.
Entwicklung der Säuglingssterblichkeit in Bayern (1972 - 1986).

BfS-ISH-148/90
Winkelmann, I.; Endrulat, H.-J.; Fouasnon, S.; Gesewsky, P.; Haubelt, R.; Klopfer, P.; Köhler, H.; Kohl, R.; Kucheida, D.; Leising, C.; Müller, M.-K.; Neumann, P.; Schmidt, H.; Vogl, K.; Weimer, S.; Wildermuth, H.; Winkler, S.; Wirth, E.; Wolff, S.
Radioactivity Measurements in the Federal Republic of Germany after the Chernobyl Accident.
(Unveränderter Nachdruck von ISH-116)

BfS-ISH-149/90
Hofmann, R.; Hendriks, W.; Schreiber, G. A.; Bögl, K. W.
BLood Amylase - A Biochemical Radiation Indicator?

BfS-ISH-150/91
Frasch, G.; Martignoni, K.
Verwertbarkeit und Zuverlässigkeit von Ergebnissen vorliegender epidemiologischer Untersuchungen für die Abschätzung des strahlenbedingten Krebsrisikos. III. Das strahlenbedingte Brustkrebsrisiko.

BfS-ISH-151/91
Martignoni, K. (unter Mitarbeit von *Elsasser, U.*)
Verwertbarkeit und Zuverlässigkeit von Ergebnissen vorliegender epidemiologischer Untersuchungen für die Abschätzung des strahlenbedingten Krebsrisikos. IV. Das strahlenbedingte Schilddrüsen-Krebsrisiko.

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-ISH-152/91
Hoeltz, J.; Hoeltz, A.; Potthoff, P. (Infratest Gesundheitsforschung, München); Brachner, A.; Grosche, B.; Hinz, G.; Kaul, A.; Martignoni, K.; Roedler, H.-D.; Schwarz, E.; Tsavachidis, C.
Schwangerschaften und Geburten nach dem Reaktorunfall in Tschernobyl.
Eine repräsentative Erhebung für die Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West). Kurzfassung.

BfS-ISH-153/91
Brachner, A.; Grosche, B.
Risikofaktoren für bösartige Neubildungen.
Neuherberg, Juni 1991

BfS-ISH-154/91
Brachner, A.; Grosche, B.
Perinatale Risikofaktoren einschließlich Fehlbildungen.
Neuherberg, Oktober 1991

BfS-ISH-155/91
Römmelt, R.; Hiersche, L.; Wirth, E.
Untersuchungen über den Transfer von Caesium 137 und Strontium 90 in ausgewählten Belastungspfaden.
Abschlußbericht zum Forschungsvorhaben St.Sch. 1033.
Neuherberg, Dezember 1991

BfS-ISH-156/91
Poschner, J.; Schaller, G.; Wirth, E.
Verbesserung und Neuentwicklung von radioökologischen Modellen zur Berechnung der Strahlenexposition bei der Beseitigung von schwach radioaktiv kontaminierten Abfällen.
Abschlußbericht zum Forschungsvorhaben St.Sch. 1104.
Neuherberg, Dezember 1991

BfS-ISH-157/92
Hoeltz, J.; Hoeltz, A.; Potthoff, P.; Brachner, A.; Grosche, B.; Hinz, G.; Kaul, A.; Martignoni, K.; Roedler, H.-D. ; Schwarz, E.; Tsavachidis, C.
Schwangerschaften und Geburten nach dem Reaktorunfall in Tschernobyl.
Eine repräsentative Erhebung für die Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West).
- Abschlußbericht -.
Neuherberg, September 1992

BfS-ISH-158/92
Lörch, Th.; Wittler, C.; Frieben, M.; Stephan, G.
Automatische Chromosomendosimetrie.
Neuherberg, Oktober 1992

BfS-ISH-159/92
Schmier, H.; König, K.; Aßmann, G.; Berg, D.
Ganzkörpermessungen an bayerischen Schulkindern. Abschlußbericht . Juli 1992.
Neuherberg, Dezember 1992

BfS-ISH-160/93
Irl, C.; Schoetzau, A.; Steinhilber, B.; Grosche, B.; Jahraus, H.; van Santen, E.
Entwicklung der Säuglingssterblichkeit in Bayern 1972 bis 1990.
Neuherberg, März 1993

BfS-ISH-161/93
Dalheimer, A.; Henrichs, K. (Hrsg.)
Thorium, Probleme der Inkorporationsüberwachung. Anwendung, Messung, Interpretation.
Seminar in Kloster Scheyern/Bayern am 12. und 13. Oktober 1992, durchgeführt vom Institut für Strahlenhygiene des BfS.
Neuherberg, September 1993

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-ISH-162/93
Daten zur Umgebungs- und Umweltradioaktivität in der Bundesrepublik Deutschland in den Jahren 1990 bis 1992.
Bearbeitet vom Bundesamt für Strahlenschutz und den Leitstellen des Bundes.
Neuherberg, Oktober 1993

BfS-ISH-163/93
Steinmetz, M. (Hrsg.)
Arbeitsgespräch Terrestrisches solares UV-Monitoring am 2. Juni 1992 im Institut für Strahlenhygiene des Bundsamtes für Strahlenschutz.
Neuherberg, Oktober 1993

BfS-ISH-164/93
Poschner, J.; Schaller, G.
Richtwerte für die spezifische Aktivität von schwach radioaktiv kontaminieten Abfällen, die konventionell entsorgt werden.
Neuherberg, Dezember 1993

BfS-ISH-165/94
Schmitt-Hannig, A.; Thieme, M.
Forschungsprogramm Strahlenschutz 1992 bis 1993. Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit.
Neuherberg, Januar 1994

BfS-ISH-166/94
Burkart, Werner (Hrsg.)
Erste deutsche Aktivitäten zur Validierung der radiologischen Lage im Südural.
Neuherberg, August 1994

BfS-ISH-167/94
Ralph Gödde, Annemarie Schmitt-Hannig, Michael Thieme
Strahlenschutzforschung - Programmreport 1994 -
Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit.
Neuherberg, Oktober 1994

BfS-ISH-168/94
Schoetzau, A.; van Santen, F.; Irl, C.; Grosche, B.
Angeborene Fehlbildungen und Säuglingssterblichkeit nach dem Reaktorunfall in Tschernobyl.
Neuherberg, Dezember 1994

BfS-ISH-169/95
Poschner, J.; Schaller, G.
Richtwerte für die spezifische Aktivität von schwach radioaktiv kontaminierten Aabfällen, die konventionell entsorgt werden.
Neuherberg, Januar 1995

BfS-ISH-170/95
Angerstein, W.; Bauer, B.; Barth, I.
Daten über die Röntgendiagnostik in der ehemaligen DDR.
Neuherberg, März 1995

BfS-ISH-171/95
Schopka, H.-J.; Steinmetz, M.
Environmental UV radiation and health effects.
Proceedings of the International Symposium, Munich-Neuherberg, Germany, May 4-6, 1993.
Neuherberg, Mai 1995

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-ISH-172/95
Kragh, P.
C-Programm LINOP zur Auswertung von Filmdosimetern durch lineare Optimierung. Anwendungshandbuch.
Neuherberg, November 1995

BfS-ISH-173/96
Thieme, M.; Gödde, R.; Schmitt-Hannig, A.
Strahlenschutzforschung. Programmreport 1995.
Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit.
Neuherberg, Januar 1996

BfS-ISH-174/96
Irl, C.; Schoetzau, A.; van Santen, F.; Grosche, B.
Inzidenz bösartiger Neubildungen bei Kindern in Bayern nach dem Reaktorunfall von Tschernobyl.
Bericht im Rahmen des Strahlenbiologischen Umweltmonitorings Bayern.
Neuherberg, April 1996

BfS-ISH-175/96
Dalheimer, A.; König, K.; Mundigl, S.
Überwachung der Raumluftaktivität. Verfahren, Interpretation, Qualitätssicherung.
2. Fachgespräch am 12. und 13. Oktober 1995, Schloß Hohenkammer / Bayern.
Neuherberg, Oktober 1996

BfS-ISH-176/97
Brachner, A.; Martignoni, K.
Verwertbarkeit und Zuverlässigkeit von Ergebnissen vorliegender epidemiologischer Untersuchungen für die Abschätzung des strahlenbedingten Krebsrisikos. V. Das strahlenbedingte Knochenkrebsrisiko.
Neuherberg, Januar 1997

BfS-ISH-177/97
Schaller, G.; Arens, G.; Brennecke, P.; Görtz, R.; Poschner, J.; Thieme, J.
Beseitigung radioaktiver Abfälle und Verwertung von Reststoffen und Anlagenteilen. Grundlagen, Konzepte, Ergebnisse.
Neuherberg, Januar 1997

BfS-ISH-178/97
Bäuml, A.; Bauer, B.; Bernhard, J.-H.; Stieve, F.-E.; Veit, R.; Zeitlberger, I. (Hrsg.)
Joint WHO / ISH Workshop on Efficacy and Radiation Safety in Interventional Radiology. Munich-Neuherberg, Germany, October 9-13, 1995.
Neuherberg, Februar 1997

BfS-ISH-179/97
Zusammengestellt von: *Schmitt-Hannig, A.; Thieme, M.; Gödde, R.*
Strahlenschutzforschung. Programmreport 1996.Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit.
Neuherberg, Februar 1997

BfS-ISH-180/97
Frasch, G.; Anatschkowa, E.; Schnuer, K. (Editors)
European study of occupational radiation exposure -ISOREX -.
Proceedings of the Introductory Workshop held in Luxembourg, May 20th - 21st, 1997.
Neuherberg, November 1997

BfS-ISH-181/98
Schulz, O.; Brix, J.; Vogel, E.; Bernhardt J. H.
Niederfrequente elektrische und magnetische Felder als Umweltfaktoren: Epidemiologische Untersuchungen.
Neuherberg, Februar 1998

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-ISH-182/98
Gödde, R.; Schmitt-Hannig, A.; Thieme, M.
Strahlenschutzforschung - Programmreport 1997.
Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit.
Neuherberg, März 1998

BfS-ISH-183/98
Dahlheimer, A.; Hartmann, M.; König, K. (Hrsg.)
Körperaktivität durch natürliche Quellen.
Berücksichtigung des Beitrages der aus natürlichen Quellen aufgenommenen Radionuklide bei der Ausscheidungsanalyse.
3. Fachgespräch am 25. und 26. November 1996, Fachbereich Strahlenschutz des BfS,. Berlin.
Neuherberg, März 1998

BfS-ISH-184/99
Frasch, G.; Anatschkowa, E.; Petrova, K.
Occupational Radiation Exposure in Central and Eastern European Countries
- ESOREX EAST -
Proceedings of an Introductory Workshop held in Prague, September 24th - 25th, 1998
Co-organised by: State Office for Nuclear Safety (SUJB), The Czech Republic.
Freiburg, Februar 1999

BfS-ISH-185/99
Gödde, R.; Schmitt-Hannig, A.; Donhärl, W.
Strahlenschutzforschung - Programmreport 1998.
Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit.
Neuherberg, April 1999

BfS-ISH-186/99
Schaller, G.; Bleher,. M.; Poschner, J.
Herleitung von Dosiskonversionsfaktoren für die Freigabe von Abfällen mit geringfügiger Radioaktivität.
Neuherberg, Mai 1999

BfS-ISH-187/99
Wirth, E.; Pohl, H.
Kolloquium
Radioökologische Strahlenschutzforschung
Ressortforschungsprogramm des BMU
3. und 4. Mai 1999
Neuherberg, August 1999

BfS-ISH-188/00
Frasch, G.; Kragh, P.; Almer, E.; Anatschkowa, E.; Karofsky, R.; Nitzgen, R.; Schmidt, H.; Spiesl, J.
1. Bericht des Strahlenschutzregisters des BfS mit Daten des Überwachungsjahrs 1998
Neuherberg, Juni 2000

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

Ab 1. Dezember 2000 SH

BfS-SH-1/00
Jung, Th.; Jacquet, P.; Jaussi, R.; Pantelias, G.; Streffer, Chr.
Final Report
Evolution of genetic damage in relation to cell-cycle control: A molecular analysis of mechanisms relevant for low dose effects.

Contract N° FI4PCT960043
Reporting Period: January 1997 – June 1999
Neuherberg, Dezember 2000

BfS-SH-02/02
Donhärl, W.; Gödde, R.; Schmitt-Hannig, A.; Williams, M.
Strahlenschutzforschung
- Programmreport 2000 –
Bericht über das Bundesamt für Strahlenschutz fachlich und verwaltungsmäßig begleitete Ressort-forschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesministeriums für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit
Neuherberg, April 2002

BfS-SH-03/02
Jahraus H.; Grosche B.
Inzidenz kindlicher bösartiger Neubildungen (1983-1998) und Mortalität aufgrund bösartiger Neubildungen in der Gesamtbevölkerung (1979-1997) in Bayern
2. Fortschreibung des Berichts „Inzidenz und Mortalität bösartiger Neubildungen in Bayern“ von 1993
Bericht im Rahmen des „Strahlenbiologischen Umweltmonitoring Bayern“
Salzgitter, August 2002

BfS-SH-04/02
Grosche B.; Weiss W.; Jahraus H.; Jung T.
Häufigkeit kindlicher Krebserkrankungen in der Umgebung von Atomkraftwerken in Bayern
Salzgitter, August 2002

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

Ab 1. Februar 2003 SG

BfS-SG-01/03
Frasch, G.; Almer, E.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Kragh, P.; Spiesl, J.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 1999 bis 2001
Auswertung des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Juli 2003

BfS-SG-02/03
Noßke, D.; Dalheimer, A.; Dettmann, K.; Frasch, G.; Hartmann, M.;
Karcher, K.; König, K.; Scheler, R.; Strauch, H.
Retentions- und Ausscheidungsdaten sowie Dosiskoeffizienten für die Inkorporationsüberwachung
Übergangsregelung bis zur In-Kraft-Treten der entsprechenden Richtlinie zur inneren Exposition
Salzgitter, Dezember 2003

BfS-SG-03/04
Frasch, G.; Almer, E.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Kragh, P.; Spiesl, J.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2002
Bericht der Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Februar 2004

BfS-SG-04/04
Bergler, I.; Bernhard, C.; Gödde, R.; Löbke-Reinl, A.; Schmitt-Hannig, A.
Strahlenschutzforschung
Programmreport 2002
Bericht über das vom Bundesamt für Strahlenschutz fachlich begleitete und verwaltete
Ressortforschungsprogramm Strahlenschutz des Bundesumweltministeriums
Salzgitter, März 2004

BfS-SG-05/05
Frasch, G.; Almer, E.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2003
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, April 2005

BfS-SG-06/05
Stegemann, R.; Frasch, G.; Kammerer, L.; Spiesl, J.
Die berufliche Strahlenexposition des fliegenden Personals in Deutschland
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, August 2005

BfS-SG-07/06
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2004
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Juli 2006

BfS-SG-08/06
Hartmann, M.; Dalheimer, A.; Hänisch, K.
Ergebnisse des In-vitro-Ringversuchs: Thorium- und Uran-Isotope im Urin
Workshop zu den In-vitro-Ringversuchen 2003/2004 der Leitstelle Inkorporationsüberwachung des BfS am 22. September 2004 im Bundesamt für Strahlenschutz, Belin
Salzgitter, August 2006

BfS-SG-09/07
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2005
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Juli 2007

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-SG-10/08
Ergebnisse des Deutschen Mobilfunk Forschungsprogramms ▪ German Mobile Telecommunication Research Programme (DMF)
Bewertung der gesundheitlichen Risiken des Mobilfunks ▪ Health Risk Assessment of Mobile Communications
(Stand 15.05.2008)
Salzgitter, Juni 2008

BfS-SG-11/08
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2006
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Juli 2008

BfS-SG-12/09
urn:nbn:de:0221-2009042308
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2007
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Mai 2009

BfS-SG-13/10
urn:nbn:de: 0221-201004201491
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2008
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Mai 2010

BfS-SG-14/11
urn:nbn:de:0221-201105105835
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Schlosser, A. Spiesl, J.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2009
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Mai 2011

BfS-SG-15/11
urn:nbn:de:0221-201108016029
Frasch, G.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Schlosser, A.; Spiesl, J.; Stegemann, R.
Die berufliche Strahlenexposition des fliegenden Personals in Deutschland 2004 – 2009
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, August 2011

BfS-SG-16/12
urn:nbn:de:0221-201206018415
Frasch, G.; Fritzsche, E.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Schlosser, A.; Spiesl, J.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2010
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, Juni 2012

BfS-SG-17/12
urn:nbn:de:0221-2012112610240
Motzkus, K.-H.; Häusler, U.; Dollan, R.
Wissenswertes über hochradioaktive Strahlenquellen
Salzgitter, November 2012

BfS-SG-18/13
urn:nbn:de:0221-2013022510313
Pophof, B.; Geschwentner, D.
Umweltauswirkungen der Kabelanbindung von Offshore-Windenergieparks an das Verbundstromnetz
Effekte betriebsbedingter elektrischer und magnetischer Felder sowie thermischer Energieeinträge in den Meeresgrund
Salzgitter, Februar 2013

Bisher erschienene BfS-SG-Berichte (vorher BfS-ISH- und SH-Berichte)

BfS-SG-19/13
urn:nbn:de:0221-2013041510534
Frasch, G.; Kammerer, L.; Karofsky, R.; Mordek, E.; Schlosser, A.; Spiesl, J.
Die berufliche Strahlenexposition in Deutschland 2011
Bericht des Strahlenschutzregisters
Salzgitter, April 2013

BfS-SG-20/13
urn:nbn:de:0221-2013062410893
Bodendorf, Chr.
Exposition durch in Deutschland verwendete TETRA-Endgeräte
Modellierung der Verteilung von SAR-Werten im gesamten Körper und im Bereich des Kopfes unter besonderer Berücksichtigung der Augen
Vorhaben FM 8847 – Abschlussbericht Dezember 2012
Salzgitter, Juni 2013

| Verantwortung für Mensch und Umwelt |

Kontakt:
Bundesamt für Strahlenschutz
Postfach 10 01 49
38201 Salzgitter
Telefon: + 49 (0)3018 333 0
Telefax: + 49 (0)3018 333 1885
Internet: www.bfs.de
E-Mail: ePost@bfs.de
Gedruckt auf Recyclingpapier aus 100 % Altpapier.

Bundesamt für Strahlenschutz