



Bundesamt für Strahlenschutz

**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**

**2. Zwischenbericht Juli 2011**

**Dr. Christof Bodendorf**

**Bundesamt für Strahlenschutz**

Fachbereich Strahlenschutz und Gesundheit

AG-SG 1.2 Dosimetrie der NIR, Betrieb des UV-Messnetzes

Ingolstädter Landstr. 1

85764 Oberschleißheim

E-Mail: [cbodendorf@bfs.de](mailto:cbodendorf@bfs.de)

Phone: +49 (0) 3018 333-2161



# Inhalt

<b>1</b>	<b>EINLEITUNG .....</b>	<b>5</b>
1.1	Technische Spezifikationen von TETRA .....	5
<b>2</b>	<b>NUMERISCHE METHODEN.....</b>	<b>7</b>
<b>2.1</b>	<b>Maxwell Solver .....</b>	<b>7</b>
2.1.1	Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich (FDTD) .....	7
2.1.2	Diskretisierung .....	8
2.1.3	Numerische Stabilität.....	11
2.1.4	Randbedingungen .....	12
<b>2.2</b>	<b>Thermischer Solver .....</b>	<b>13</b>
2.2.1	Die Bio-Wärmetransfer Gleichung von Pennes.....	13
2.2.2	Thermische Randbedingungen.....	14
2.2.3	Numerisches Verfahren .....	15
<b>2.3</b>	<b>SAR-Mittelungsverfahren.....</b>	<b>16</b>
2.3.1	ICNIRP Richtlinien .....	16
2.3.2	IEEE Standard und europäische Messnorm .....	16
<b>2.4</b>	<b>Hard-und Software.....</b>	<b>17</b>
<b>3</b>	<b>MODELLIERUNG DER FUNKGERÄTE.....</b>	<b>18</b>
<b>3.1</b>	<b>Röntgenaufnahmen .....</b>	<b>19</b>
3.1.1	Motorola HRT – MTP 850.....	19
3.1.2	Sepura HRT – STP 8000.....	21
<b>3.2</b>	<b>Aufbau des SAR-Messplatzes .....</b>	<b>22</b>
<b>3.3</b>	<b>Messungen .....</b>	<b>23</b>
3.3.1	Sendeleistung .....	23
3.3.2	Motorola: Magnetfeld in Luft .....	23
3.3.3	Elektrische Eigenschaften der gewebesimulierenden Flüssigkeit.....	26
3.3.4	Motorola: SAR im Flachphantom.....	27
3.3.5	Motorola: SAR im SAM-Phantomkopf .....	32
3.3.6	Sepura: Magnetfeld in Luft.....	33
3.3.7	Sepura: SAR im Flachphantom .....	36
3.3.8	Fernfeld: Richtcharakteristik .....	37
3.3.9	Zusammenfassung: Gemittelte SAR-Werte der Messungen .....	38
<b>4</b>	<b>ANATOMISCHE KÖRPERMODELLE.....</b>	<b>39</b>
<b>5</b>	<b>SIMULATIONSERGEBNISSE .....</b>	<b>40</b>
<b>5.1</b>	<b>Feldverteilungen mit Phantomkopf .....</b>	<b>40</b>
<b>5.2</b>	<b>SAR-Verteilungen und Temperaturänderungen in anatomischen Körpermodellen.....</b>	<b>42</b>
5.2.1	Normierung der Simulationsergebnisse .....	42
5.2.2	Duke, Wangenlage .....	42
5.2.3	Duke, Kipplage.....	46
5.2.4	Duke, Frontlage .....	48
5.2.5	Ella, Frontlage.....	50

5.2.6	Zusammenstellung Organ- und Gewebespezifischer SAR-Werte .....	52
<b>6</b>	<b>ZUSAMMENFASSUNG UND DISKUSSION .....</b>	<b>58</b>
<b>7</b>	<b>ANHANG .....</b>	<b>60</b>
7.1	Nominale und tatsächliche Sendeleistung .....	60
7.2	Absorptionsmechanismen in biologischem Gewebe .....	61
<b>8</b>	<b>LITERATURVERZEICHNIS .....</b>	<b>62</b>
<b>9</b>	<b>DANKSAGUNG .....</b>	<b>65</b>

# 1 EINLEITUNG

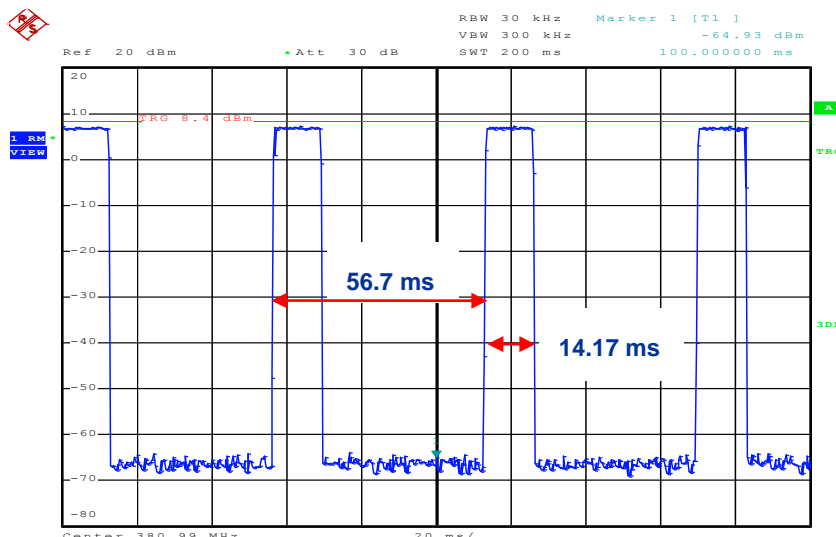
In Deutschland wird derzeit ein bundesweit einheitliches digitales Funknetz für Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben nach dem TETRA-Standard (*terrestrial trunked radio*) aufgebaut. Diese Behörden und Organisationen sind: Polizei des Bundes und der Länder, Feuerwehren, Rettungsdienste, Technisches Hilfswerk, und Zollbehörden; siehe auch [BDBOS]. Für die hier beschäftigten Personen wird es dabei zu einer Veränderung ihrer beruflich bedingten Exposition gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern kommen. Aber auch im privatwirtschaftlichen Bereich wird TETRA eingesetzt.

Um noch bestehende Kenntnislücken im Bezug auf den Strahlenschutz zu verringern, führt 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, über das im vorliegenden zweiten Zwischenbericht informiert wird. Zum Stand der Wissenschaft wurde bereits im *ersten Zwischenbericht* eine Literaturübersicht gegeben [Bodendorf und Geschwentner 2010].

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 Funkgeräte 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 Zeitschlitzes eines TETRA Sendesignals bei Sprachübertragung. In diesem Fall wird nur ein einziger Zeitschlitz pro 'Rahmen' belegt.

TETRA verwendet das Zeitmultiplexverfahren (TDMA), das heißt ein Funkkanal wird in mehrere Gesprächskanäle oder 'Zeitschlitzes' unterteilt. Bei TETRA sind es vier Zeitschlitzes, jeweils mit einer Länge von 14,167 ms, sodass sich eine 'Rahmenlänge' von  $4 * 14,167 \text{ ms} = 56,668 \text{ ms}$  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 Übertragungsrates 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 vorgesehen.

Neben dem Zeitmultiplexverfahren verwendet TETRA auch das Frequenzduplex Verfahren (FDD): Jedem Gesprächskanal 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 aber nur bei Bedarf abgestrahlt. Bei guter Funkverbindung reduziert das Endgerät die Sendeleistung in Schritten von 5 dB auf das erforderliche Maß.

Neben dem Funkverkehr über die Basisstationen (Trunked Mode Operation TMO) ist auch eine Direktverbindung von Endgerät zu Endgerät ohne Netzinfrastruktur möglich (Direct Mode Operation DMO).

## 2 NUMERISCHE METHODEN

Die Bestimmung von Absorptionsraten (SAR) im menschlichen Körper ist eine Aufgabenstellung aus der klassischen Elektrodynamik. Die Kernaufgabe besteht dabei in der Lösung der Maxwell-Gleichungen für die betrachteten Konstellationen. Die hierfür eingesetzten numerischen Methoden werden in Abschnitt 2.1 vorgestellt.

In Folge 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 Lösungsverfahren zu wählen. Beides wird in Abschnitt 2.2 diskutiert.

Schließlich gehen wir in Abschnitt 2.3 auf die Berechnung der *gemittelten* SAR-Verteilung, und in Abschnitt 2.4 noch kurz auf die in dieser Arbeit verwendete Hard- und Softwareausstattung ein.

### 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 Elementardipol) oder eine ebene Welle und halbumendlich ausgedehnte Körper.

Erst die Computertechnologie der letzten Jahrzehnte eröffnete wieder gänzlich neue Einblicke in die Welt der Elektrodynamik. Numerische Verfahren ermöglichten die Berechnung zunehmend komplexer Geometrien und immer größerer Raumgebiete, beflügelt durch die rasante Performancesteigerung der Rechner. Heute spielen hoch parallelisierte Hardwarebeschleuniger eine wichtige Rolle bei diesem ungebrochenen Trend zu immer größeren Problemstellungen.

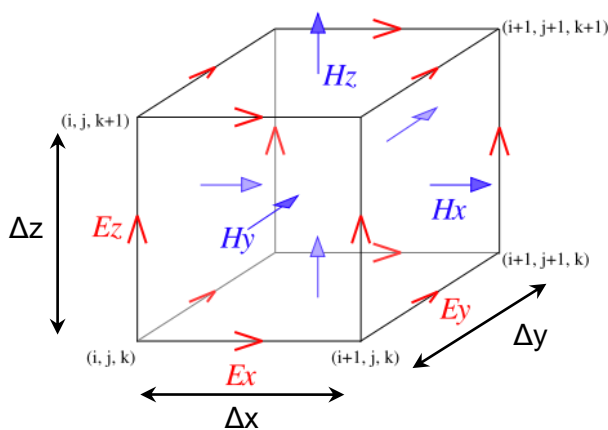
Zur Lösung der Maxwell-Gleichungen kommen unterschiedliche numerische Methoden in Betracht. Es gibt Verfahren, die an der integralen Form der Gleichungen ansetzen, wie beispielsweise die Momentenmethode, und solche, die sich auf die differentielle Formulierung beziehen, wie die Methode der finiten Elemente, oder die der finiten Differenzen. In der vorliegenden Arbeit verwenden wir durchgängig die *Methode der finiten Differenzen im Zeitbereich*, die in dem umfangreichen Standardwerk [Taflov 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 beschränken wir uns darauf, kurz das Prinzip und einige für die Arbeit relevante Aspekte darzustellen:

#### 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. Die beiden Divergenz Gleichungen ( $\nabla D = \rho$  und  $\nabla B = 0$ ) müssen für den Anfangszustand erfüllt sein, anderenfalls würde es sich nicht um einen physikalisch möglichen Feldzustand handeln. Die beiden Rotationsgleichungen ( $\dot{B} = -\nabla \times E$  und  $\dot{D} = \nabla \times H - J$ ) bestimmen nun die zeitliche Dynamik des elektrischen und magnetischen Feldes, wobei die Divergenz Gleichungen - 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 Differen-

tialquotienten (also alle räumlichen und zeitlichen Ableitungen) durch die entsprechenden zentralen Differenzenquotienten ersetzt werden. Dadurch entsteht eine Einteilung des Simulationsgebietes in quaderförmige 'Elementarzellen' mit Seitenlängen  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  und der Zeit in Zeitschritte  $\Delta t$ .

Die Frage, wie die 6 Komponenten des elektromagnetischen Feldes (drei E-Feld und drei H-Feld Komponenten) innerhalb einer 'Elementarzelle' räumlich anzuordnen sind, wurde 1966 von K.S. Yee auf besonders raffinierte Weise mit der so genannten *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 in bestechender Klarheit 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 den 6 Feldkomponenten wie sie für FDTD Berechnungen verwendet wird. (Quelle: Wikipedia)

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

Das ist das Prinzip des sogenannten *Yee-Algorithmus*, der sich (bei Einhaltung der Stabilitätskriterien, s. unten) 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

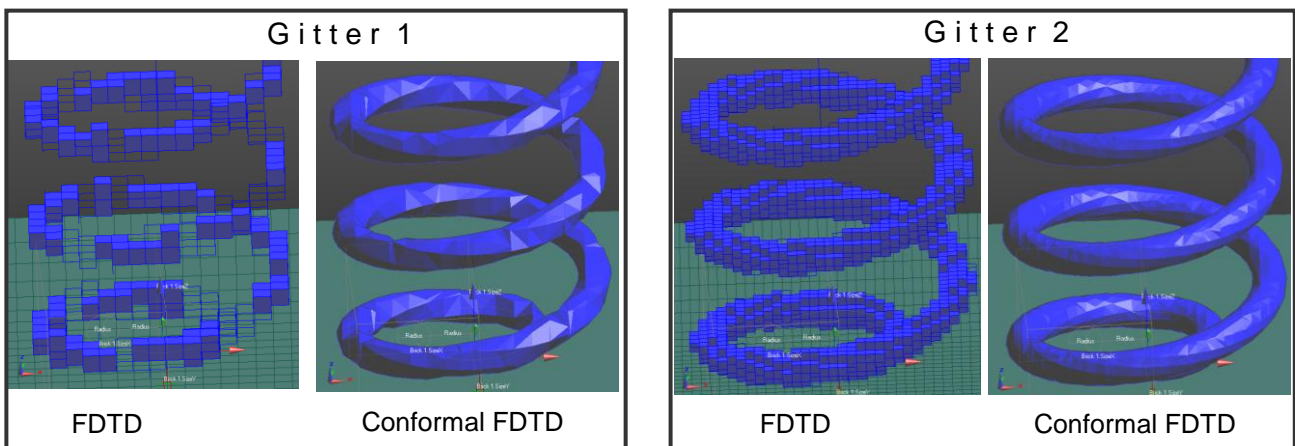
Die räumliche Auflösung des Simulationsgebietes wird durch zwei unterschiedliche Anforderungen bestimmt: Erstens muss das Simulationsgitter fein genug sein, um die räumliche Wellenform der höchsten betrachteten Anregungsfrequenz gut auflösen zu können. In der Literatur geht man von



10-20 Zellen pro Wellenlänge aus [Taflove und Hagness 2005]. Wir verwenden hier  $\lambda_{\min}/14$  als größte zulässige Seitenlänge pro Voxel<sup>1</sup>. Für eine harmonische Simulation im Vakuum bei der mittleren TETRA Uplink Frequenz von 382,5 MHz, also  $\lambda_0 = 0,78$  m entspricht das ca. 5,6 cm. Menschliches Gewebe hat allerdings hohe relative Permittivitäten  $\epsilon_r$  von bis zu ca. 70. Das entspricht einer Wellenlänge im Gewebe von  $\lambda_{\text{Gewebe}} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \approx 9$  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 Gitter.

Die zweite Anforderung ist die räumliche Auflösung des Simulationsgebietes. Da in dieser Arbeit kleine Strukturen bis hin zur Linse des Auges noch aufgelöst werden sollen, muss die Voxel-Größe 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-Funkgeräte 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, und daher nicht in quaderförmige Yee-Zellen eingeteilt, sondern in rechteckige *Flächenelemente*, die eine bestimmte Randbedingung für die Simulation darstellen. Nur wenn sechs solche Flächen einen Quader bilden, wird dieser in der Simulationssoftware grafisch dargestellt, anderenfalls sind nur die rechteckigen Flächenelemente zu sehen (Abbildung 3, linkes Bild). Die 'gevoxelte' Helix ist (anders als es möglicherweise erscheint) nicht gebrochen, sondern durchgehend verbunden.

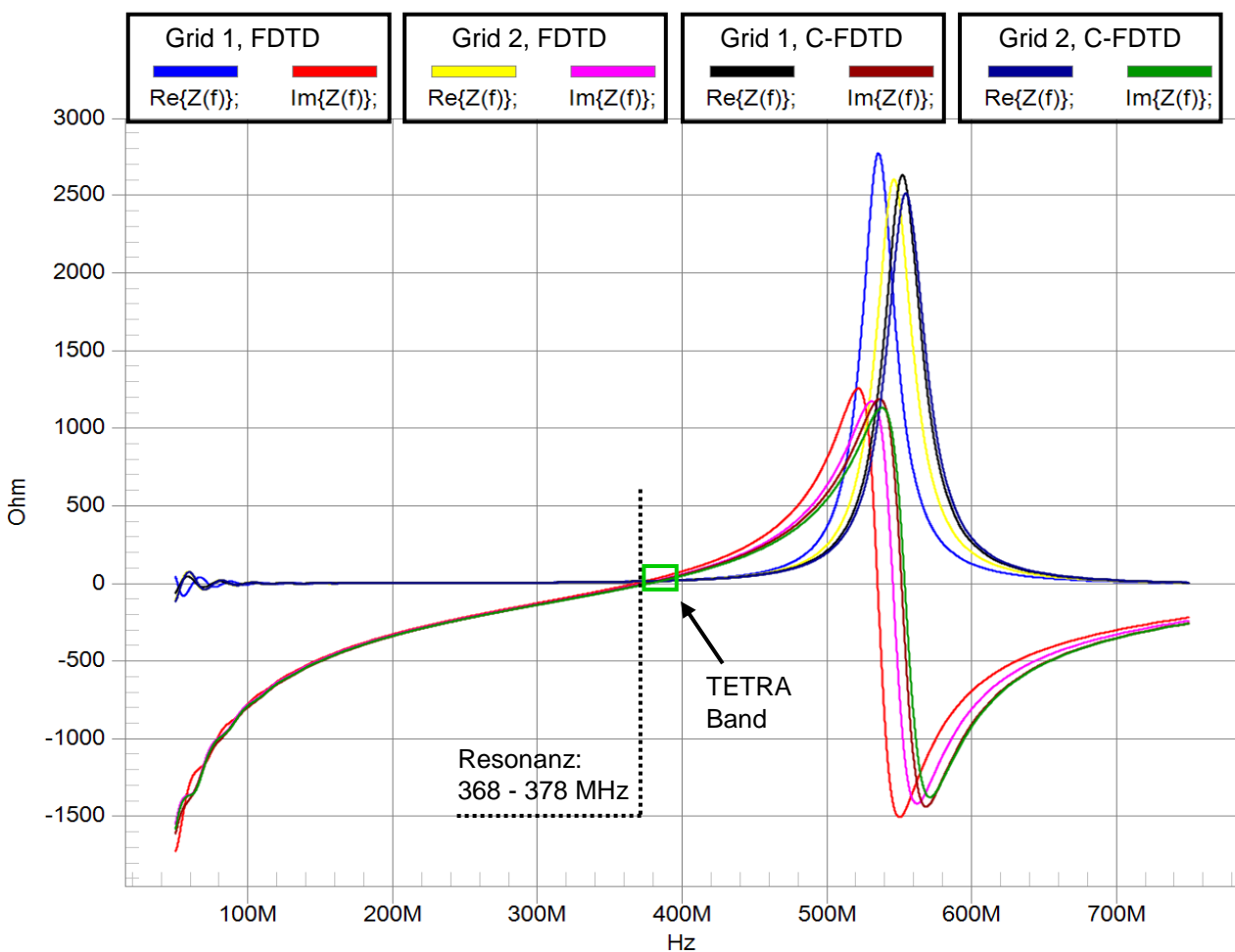


**Abbildung 3** Diskretisierung einer Helix-Antenne (Drahtradius  $r = 0,55$  mm) mit zwei unterschiedlichen Auflösungen. *Links*: Gitterkonstante  $\sim r$ . *Rechts*: Gitterkonstante  $\sim r/2$ . Außerdem stufenförmiges Gitter versus Subzellen-Modellierungstechnik (Conformal FDTD).

Eine gute Wahl der Diskretisierung und des Algorithmus (hier also normaler stufenförmige 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 nutzlose Überdiskretisierung mit entsprechenden Folgen für Speicherplatzbedarf und Rechenzeit besteht. Man kann das anhand unterschiedlicher Größen wie z. B. Feldverteilungen und maximale über 10g gemittelte SAR-Werte überprüfen. Da die Impedanz  $Z$

<sup>1</sup> 'Voxel' ist ein Kunstwort, zusammengesetzt aus 'Volumen' und 'Pixel', also ein 'Volumenpixel', und damit die kleinste in der Simulation vorkommende räumliche Struktur. In unserem Fall ist das die Yee-Zelle.

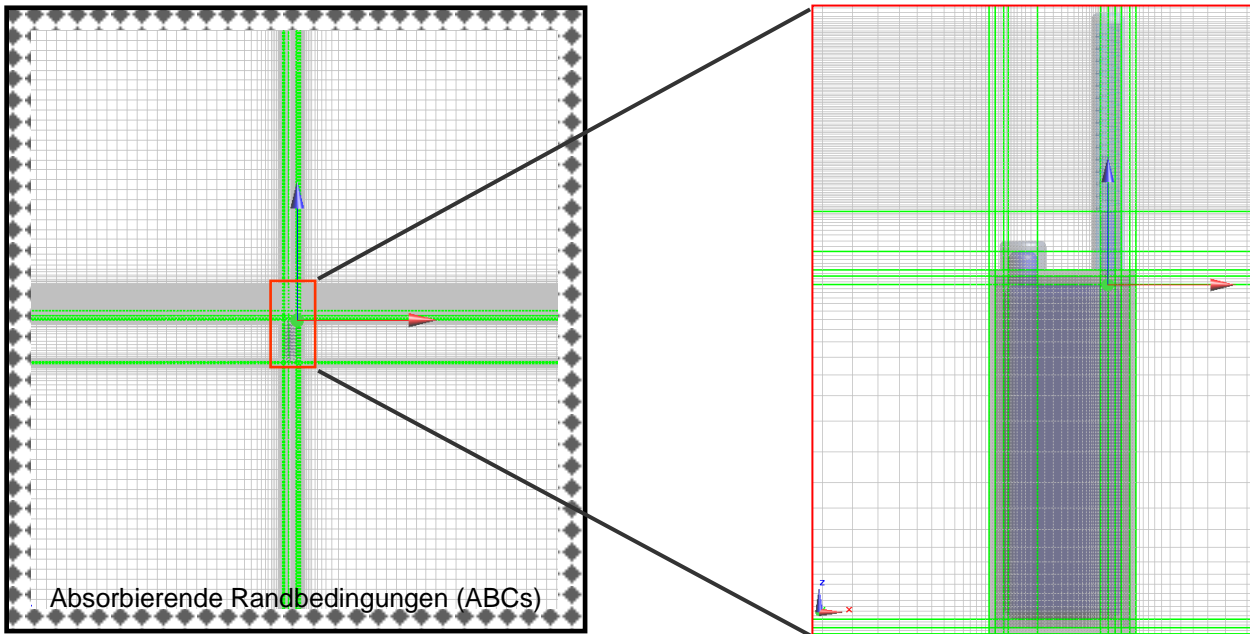
(komplexer Wechselstromwiderstand) der Antenne am Speisepunkt eine numerisch besonders sensitive Größe ist, die sich außerdem einfach grafisch darstellen und vergleichen lässt, wollen wir sie als 'Indikator' heranziehen (Abbildung 4). Man erkennt, dass die gröbere Auflösung mit dem normalen treppenförmigen FDTD Algorithmus eine deutliche Abweichung von den anderen drei Simulationen zeigt. Zum Beispiel sagt sie einen um ca. 10 MHz kleineren Wert für die erste Resonanzfrequenz voraus<sup>2</sup>. (Die Resonanzen sind durch den Schnittpunkt des Imaginärteils von  $Z$  mit der x-Achse gegeben, bei dem induktive und kapazitive Energie des schwingenden Systems gleich groß sind.) Die restlichen drei Simulationen zeigen hingegen im relevanten Frequenzbereich bereits gute Übereinstimmung untereinander, wobei auch noch feinere Voxelmodelle, die in der Grafik nicht dargestellt sind, annähernd dasselbe Ergebnis liefern. Damit erscheint das gröbere Gitter 1 zusammen mit Conformal FDTD für diese Geometrie als guter Kompromiss zwischen numerischer Genauigkeit, Speicherplatzbedarf und Rechenzeit. Die Voxel-Seitenlänge liegt dabei in der Größenordnung des Draht-Radius von 0,55 mm. Die über 10 g gemittelten SAR-Werte in Körpermodellen, denen ja in dieser Arbeit das primäre Interesse gilt (s. Kapitel 5), unterscheiden sich dann in der Regel nur um einzelne Prozent von den Ergebnissen mit feinerer Diskretisierung.



**Abbildung 4** Numerisch bestimmte Eingangsimpedanz der in Abbildung 3 dargestellten Helix-Antenne im Bereich der ersten (niederohmigen) und der zweiten (hochohmigen) Resonanz. Es werden zwei verschiedene Diskretisierungs-Gitter (Grid 1 und 2) und jeweils der gewöhnliche und der 'conformal' FDTD Algorithmus verglichen.

<sup>2</sup> In der Grafik ist die Verschiebung der Resonanzfrequenz aufgrund des Maßstabes nicht zu erkennen.

Die räumliche Darstellung der Helix-Antennen erfordert also verglichen mit den anderen Anforderungen die höchste Auflösung des Simulationsgitters. Das würde über ein Simulationsvolumen, welches wie in unserem Fall einen Menschen vollständig einschließen soll, zu einem enorm hohen Bedarf an Arbeitsspeicher und extrem langen Rechenzeiten führen. Wir stoßen hier an ein typisches Ressourcenproblem von volumenbasierten Diskretisierungsverfahren, zu denen auch 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 5.



**Abbildung 5** Beispiel für ein variables Simulationsgitter mit sehr feiner Gitterkonstante von 0,55 mm im Bereich der Helix-Antenne und weichem Übergang zu einem wesentlich größeren 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  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  eines *gleichförmigen* Gitters über ein *homogenes* Medium, dem Zeitschritt  $\Delta t$  und der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  her:

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

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 für variables Gitter und inhomogenes Medium (also 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 allerdings für die meisten Conformal FDTD Algorithmen nicht. Auch im Zusammenspiel mit absorbierenden Randbedingungen (Abschnitt 2.1.4) kann trotz Einhaltung des Kriteriums divergie-

rendes 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  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  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. In unserem Fall, bei dem wir uns für die SAR-Werte in einem stark gedämpften Medium interessieren, sollte er von geringer Bedeutung sein.

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. Eine ausführliche und quantitative Behandlung der numerischen Dispersion wird in [Taflove und Hagness 2005] Chapter 4, gegeben. Siehe dort insbesondere auch Fig. 4.2.

Anhand des Courant–Friedrichs–Lewy Kriteriums lässt sich auch der numerische Aufwand diskutieren: 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 hat man es mit offenen Randbedingungen zu tun, wie beispielsweise in dieser Arbeit mit der Abstrahlung in den unbegrenzten Raum. Das numerische Simulationsgebiet hingegen hat zwangsläufig nur eine endliche Größe. Eine Begrenzung verursacht aber störende Reflexionen am Rand. Denkbar wäre es, die Simulation abubrechen, 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 5). Doch unglücklicherweise arbeiten solche physikalischen Randbedingungen ideal nur für einen bestimmten Einfallswinkel, eine bestimmte Frequenz und Polarisation. Eine enorme Verbesserung der Anwendbarkeit und der Effizienz des FDTD Algorithmus hat hier die Erfindung 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. Wir verwenden sogenannte *uniaxial PML* (UPML). Der Abstand zwischen dem untersuchten Volumen und den UPML ABCs sollte mindestens in etwa  $\lambda_{\max}/4$  betragen. So kann man sich oft 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

Wir wenden uns nun einem Modell zur Berechnung der Körpertemperatur in endothermen Organismen zu. 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]:

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

Dabei sind:

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

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 Temperaturengleich. 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  $\omega$  wird hier als eine *kontinuierliche* Größe beschrieben, also ohne Berücksichtigung diskreter Blutbahnen in Form von Adern. Außerdem wird ein vollständiger Temperaturengleich 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 in unserem Fall die aus dem elektromagnetischen Feld des Funkgerätes 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.

Wir interessieren uns in dieser Arbeit jedoch in erster Linie nicht für die *absolute* Temperaturverteilung im Körper, sondern lediglich für die *Erhöhung* der Temperatur aufgrund der Exposition im äußeren Feld. 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 ist eine konservative 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):

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

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

In Gl. (3) erkennt man nun für die Temperaturverteilung  $T_{SAR=0}$  wieder die Bio-Wärmetransfer-Gleichung (2), jedoch *ohne* äußeres Strahlungsfeld. Die Temperaturerhöhung  $\delta$  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  $\delta$  nach Gleichung (4) direkt proportional zur SAR (zum Beispiel: Multiplikation von Gleichung (4) mit 2 bedeutet doppelte Temperaturerhöhung bei doppelter SAR), und damit auch zur gesamten Sendeleistung. Allerdings ist die ebenfalls schwierig zu bestimmende Durchblutungsrate  $\omega$  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 uns handelt es sich also um den Übergang von der Hautoberfläche zur Umgebungsluft, oder zur Oberfläche des Funkgerätes. 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 Schwerfeld 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:

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

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

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

$$-\kappa \frac{\partial \delta}{\partial n} = H\delta \quad (7)$$

Die Randbedingungen (6) und (7) sind in dieser Reihenfolge den DGLs (3) und (4) zugeordnet. Die Temperaturerhöhung  $\delta$  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  $\rightarrow$  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 berücksichtigen wir diesen Effekt nicht.

Zusammenfassend beschreiben wir die Randbedingungen für die Temperaturerhöhung  $\delta$  also durch Gleichung (7) mit einem kombinierten Wärmeübertragungskoeffizienten  $H_{Conv+Rad}$ , der die Konvektion und die Wärmestrahlung berücksichtigt. 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<sup>2</sup>) angenommen [Schmid et al. 2007], [Wainwright 2007], [Christ et al. 2006], [Wang und Fujiwara 1999]. Im Sinne einer konservativen Abschätzung wählen wir hier den kleineren Wert von 7 W/(K m<sup>2</sup>).

### 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 greifen wir um die gesamte zeitliche Entwicklung in den stationären Zustand zu beobachten wie bereits im Fall des elektrodynamischen Solvers wieder auf ein FDTD Verfahren zurück, 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 weiterverwendet werden. Allerdings sind die Rechenzeiten zum Teil sehr hoch. Falls lediglich der stationäre Endzustand (zeitliche Änderung gleich null) interessiert, und nicht die Dynamische Entwicklung *in* diesen Zustand, so kann auch ein direktes Matrix-Verfahren zur Lösung der Gleichung

$$\kappa \Delta \delta - \rho_B c_B \rho \omega \delta + \rho SAR = 0 \quad (8)$$

angewendet werden. Beide Ansätze werden in der vorliegenden Arbeit angewendet.

Die Diskretisierung im kartesischen Koordinatensystem hat allerdings die für thermische Simulationen kritische Eigenschaft, dass die Oberfläche des Simulationsgebietes bei Verkleinerung der Voxelgröße nicht gegen die tatsächliche Oberfläche 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 von besonderer Bedeutung.



## 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):

$$SAR := \frac{d}{dt} \frac{dW}{dm} = \frac{\sigma}{\rho} \langle \bar{E}^2 \rangle_t \quad (9)$$

Mit:

- $\sigma$ : Elektrische Leitfähigkeit bei Kreisfrequenz  $\omega$ .  $\sigma = -\omega \epsilon_0 \text{Im}(\epsilon_r)$ .
- $\bar{E}$ : Elektrischen Feldstärke im absorbierenden Medium.
- $\rho$  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 un stetigen 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.

### 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 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 Mess-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 numerisch 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, nahe liegende 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

Für die Simulationen in dieser Arbeit verwenden wir einen PC mit Intel Xeon Prozessor E5620 mit vier Kernen, Taktfrequenz 2,4 GHz und 24 MB physikalischem Arbeitsspeicher. 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 eingesetzt.

### 3 MODELLIERUNG DER FUNKGERÄTE

Das Simulationsmodell eines Funkgeräts besteht zum einen aus der Geometrie und zum anderen aus der elektrischen Charakterisierung der Materialien durch Leitfähigkeit und Permittivität  $\epsilon$  ('Dielektrizitätskonstante'). Dabei kommt es darauf an, einerseits für eine akkurate Simulation wichtige Details möglichst realistisch nachzubilden, und andererseits unwesentliche Details angemessen zu vereinfachen, um zum Beispiel die Anzahl der Voxel nicht unnötig in die Höhe zu treiben.

Aufgabe der Simulation ist die elektrodynamische Berechnung der erzeugten Felder, ohne aber die interne Elektronische Arbeitsweise des Funkgerätes mit einzuschließen. 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 gesamten internen Elektronik dar.

Nach heutigem Stand sind die bei weitem am häufigsten im BOS-Funk eingesetzten Handfunkgeräte in Deutschland das Motorola HRT – MTP 850 und das Sepura HRT – STP 8000 (Abbildung 6), die in dieser Arbeit repräsentativ für alle eingesetzten Handfunkgeräte untersucht werden.



**Abbildung 6** Für die Untersuchungen von Handfunkgeräten wurden diese beiden im BOS-Funk weit verbreiteten Geräte ausgewählt.

CAD-Daten der Funkgeräte wurden von den Herstellern nur unter Auflagen angeboten<sup>3</sup>, und daher für die Entwicklung der Simulationsmodelle nicht verwendet. Die Modellentwicklung basiert stattdessen auf der Vermessung der Gehäuse, der Durchleuchtung der Geräte durch Röntgen (Abschnitt 3.1), der 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 Geräte bereitgestellt.

---

<sup>3</sup> Die Firmen geben CAD-Daten nach eigenen Angaben aus Wettbewerbsgründen nicht weiter.

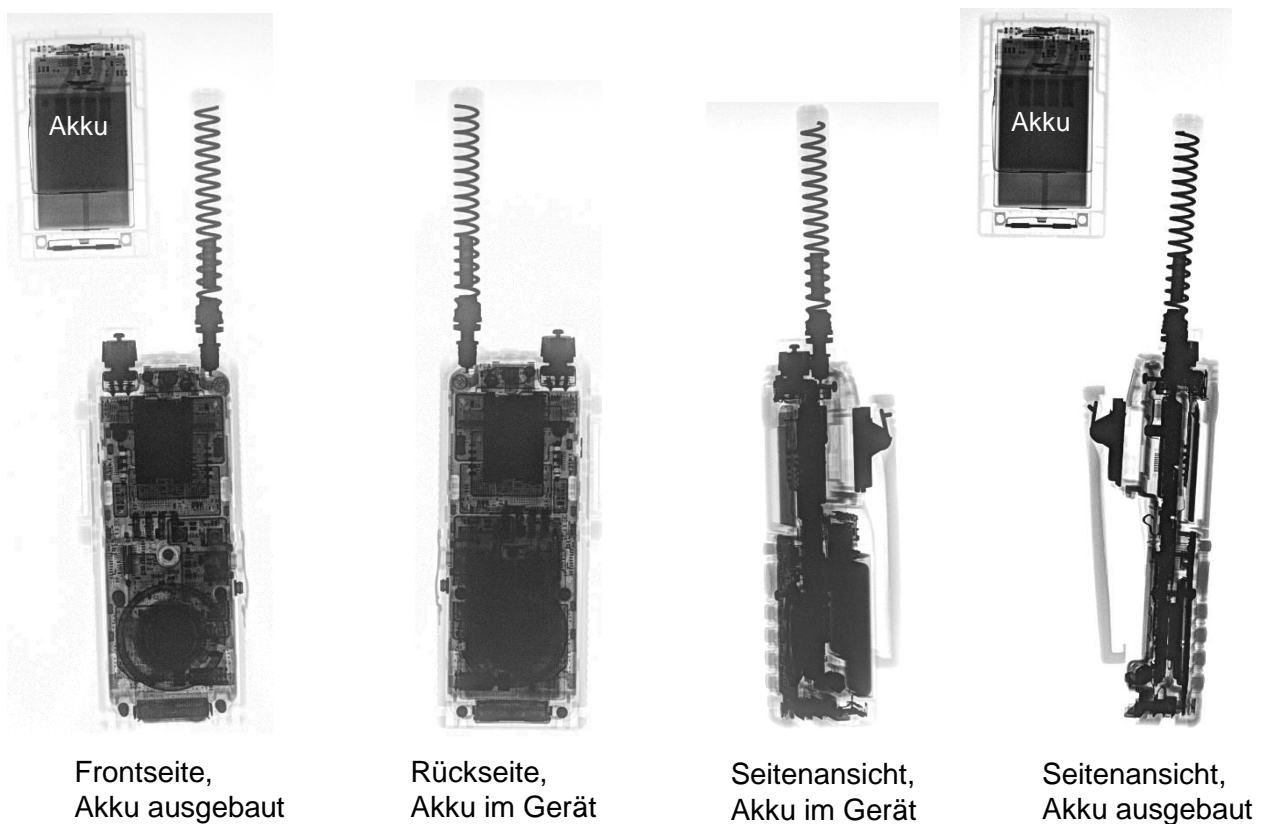
### 3.1 RÖNTGENAUFNAHMEN

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 1mm.

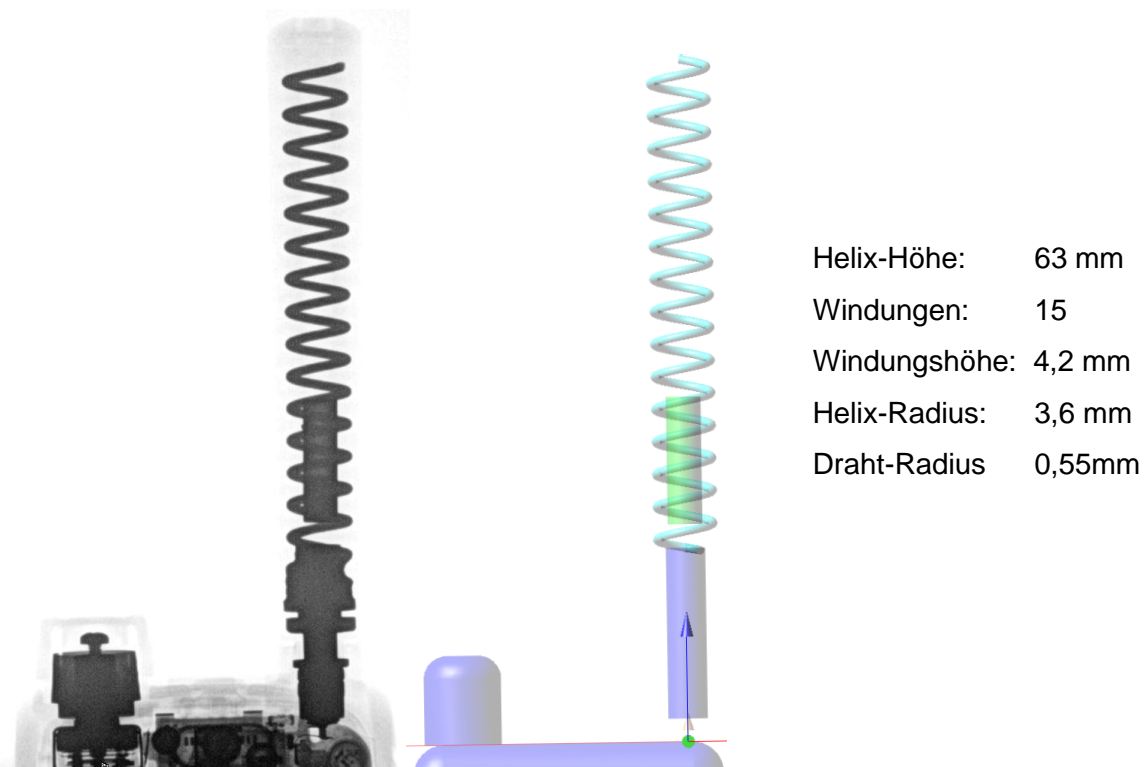
#### 3.1.1 Motorola HRT – MTP 850

Bei der vergleichsweise niedrigen eingesetzten Sendefrequenz (Wellenlänge  $\lambda/2 = 39\text{ cm}$ ) ist eine entsprechend große Antennengeometrie erforderlich, die als verkürzte  $\lambda/4$  Antenne in Wendel- oder Helixform sehr deutlich in den Aufnahmen zu erkennen ist (Abbildung 7 und Abbildung 8). 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 8).



**Abbildung 7** Röntgenaufnahmen des Motorola HRT–MTP 850 Handfunkgerätes.

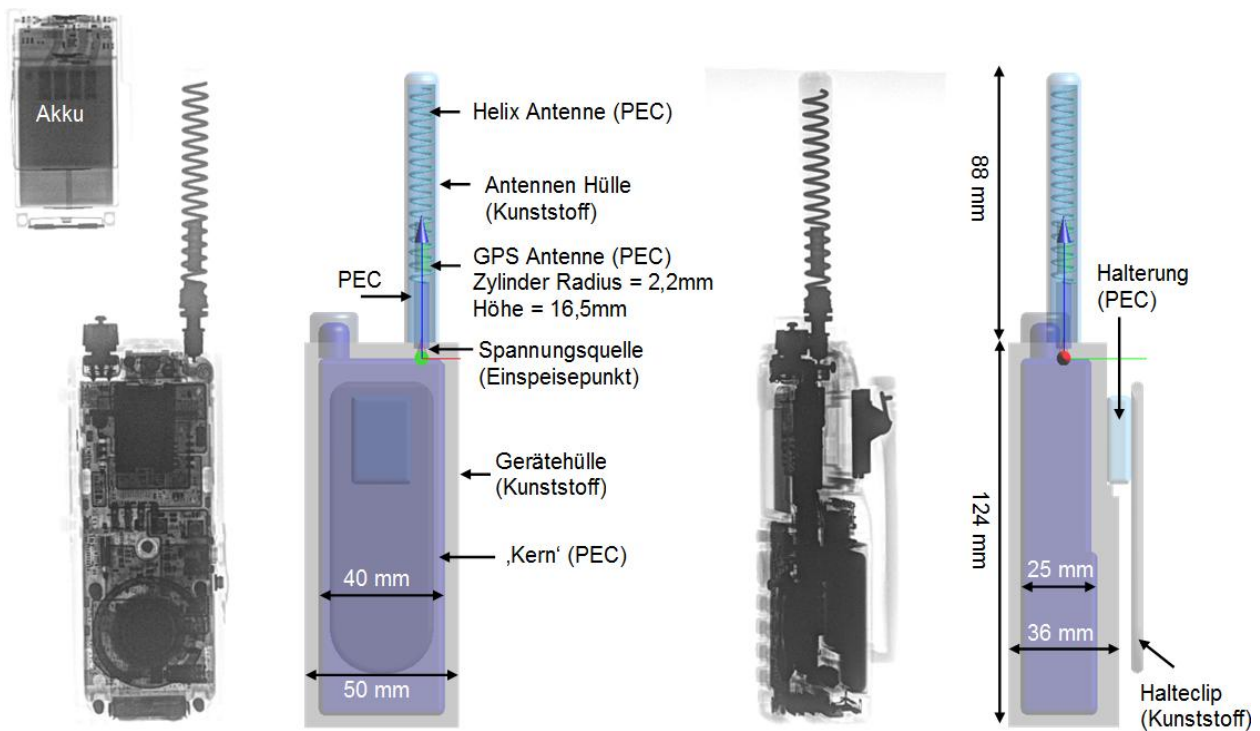


**Abbildung 8** Motorola HRT – MTP 850: Die Geometrie der Helixantenne kann mit hoher Genauigkeit aus der Röntgenaufnahme bestimmt werden. Sie wirkt sich empfindlich auf Resonanzfrequenz und Impedanz aus. Vergleich mit der als Metall (PEC) modellierten Antennenstruktur des Simulationsmodells.

Abbildung 9 zeigt einen Vergleich zwischen Röntgenaufnahme und dem gesamten Simulationsmodell. Während die Geometrie der Antenne im Detail nachgebildet ist, stellt es sich (zumindest in diesem Frequenzbereich) als eine sinnvolle Vereinfachung heraus, das Gerät selbst 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 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  $\text{Re}(\epsilon_r) = 2,5$  und  $\sigma = 0$  betrachtet. ( $\epsilon_r$  entnommen aus [Chavannes et al. 2003]). Diese Idealisierung stellt sich als unkritisch für die Bestimmung der SAR-Werte heraus, hat aber einen praktischen Vorteil im Bezug auf die Normierung der Simulationen: Das Funkgerät 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.

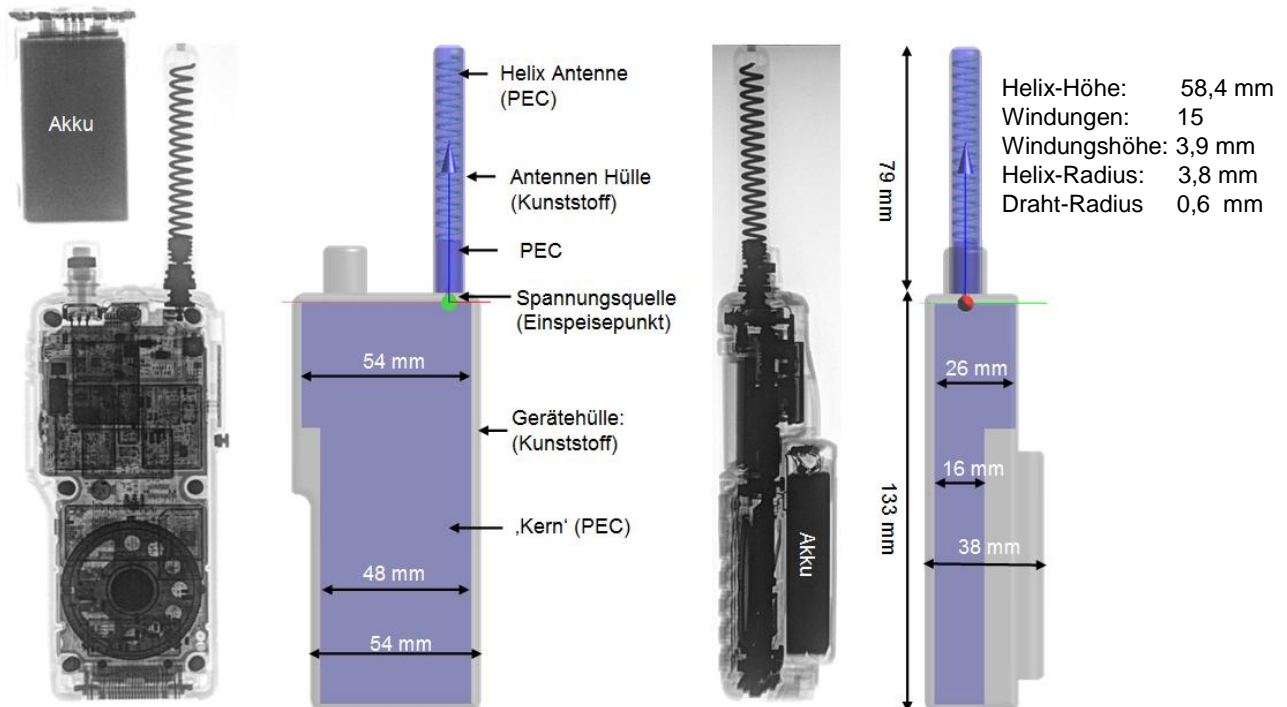
Um eine realistische Positionierung des Modells am Körpermodell zu gewährleisten, wird außerdem auf eine genaue Übereinstimmung der Außenmaße geachtet.



**Abbildung 9** 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 ( $\epsilon_r = 2,5$ ) betrachtet wird. Die Spannungsquelle des virtuellen Funkgerätes hat einen Innenwiderstand von  $50 \Omega$ .

### 3.1.2 Sepura HRT – STP 8000

Das Vorgehen bei der Modellierung des Sepura HRT – STP 8000 Handfunkgerätes entspricht weitgehend jenem beim Motorola Gerät. Auch hier wird die Geometrie der Antenne aus der Röntgenaufnahme bestimmt (Abbildung 10), während die Form des Metallkerns zusätzlich durch eine Anpassung an die Nahfeldmessungen optimiert wird.



**Abbildung 10** Vergleich der Röntgenaufnahmen mit dem Simulationsmodell des Sepura HRT – STP 8000 Handfunkgerätes. Die metallischen Teile werden als perfekter Leiter modelliert (PEC), während der Kunststoff als verlustfreies Dielektrikum ( $\epsilon_r = 2,5$ ) betrachtet wird.

### 3.2 AUFBAU DES SAR-MESSPLATZES

Neben den Röntgenaufnahmen bilden die Vermessung der Nahfelder der Funkgeräte 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 11 zeigt eine schematische Darstellung des verwendeten SAR-Messplatzes. Die isotrope E-Feld Sonde enthält an ihrem unteren Ende drei nur wenige Millimeter lange, zueinander orthogonale Empfangsantennen für die drei Raumrichtungen, die für den Betrieb in einer gewebe-simulierenden 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) Formel 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 11 zeigt außerdem ein sagittal zweigeteiltes Messphantom (twin phantom) zur Positionierung von Funkgeräten an der rechten und an der linken Seite des Kopfes. Das twin phantom kann für andere Messaufgaben durch ein Flachphantom ersetzt, oder für Messungen in Luft einfach entfernt werden. Für Magnetfeldmessungen kann die  $E$ -Feldsonde durch eine entsprechende Magnetfeldsonde mit drei orthogonalen Miniaturspulen ersetzt werden.

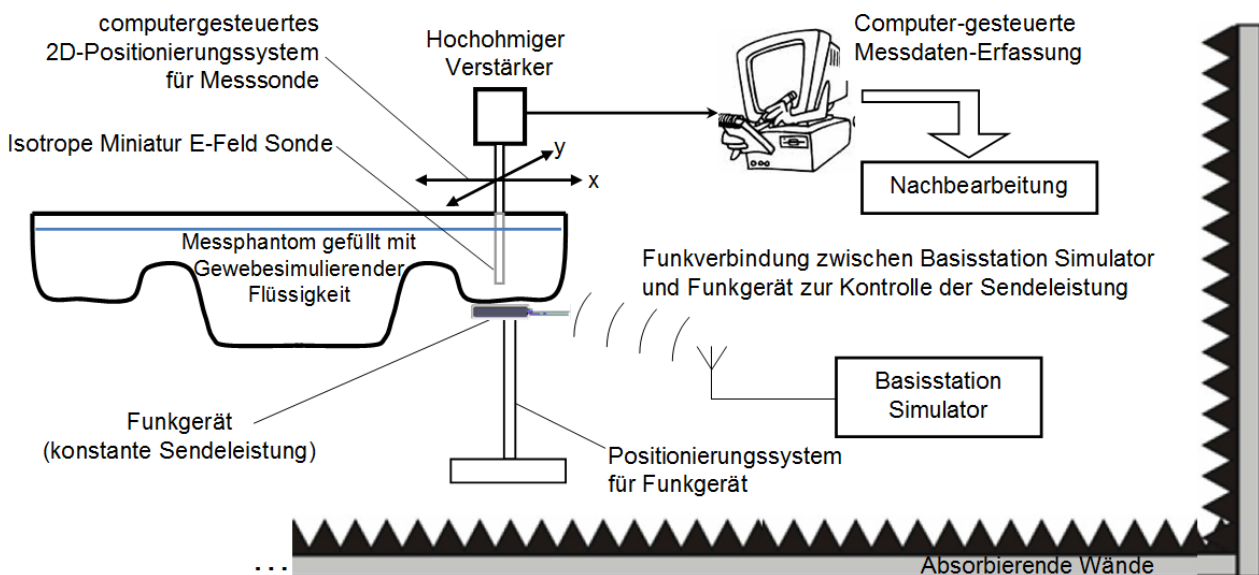


Abbildung 11 Schematische Darstellung des SAR-Messplatzes.

## 3.3 MESSUNGEN

### 3.3.1 Sendeleistung

Die Handfunkgeräte Motorola HRT – MTP 850 und Sepura HRT – STP 8000 gehören beide nach Herstellerangaben der TETRA Leistungsklasse 3L an, das entspricht einer maximalen *nominalen* Sendeleistung von  $1,8\text{ W}$ . (siehe Anhang 7.1 zur Unterscheidung von 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  $1,0\text{ W}$  vorgesehen. Entsprechend sollen alle operativ eingesetzten Handfunkgeräte laut BDBOS intern auf diesen Wert eingestellt werden. Diese Einstellung wurde auch bei den hier untersuchten Geräten vorgenommen.

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

- $P1_{\text{forward}} = (-6.0 \pm 0.2)\text{ dBm}$  bzw.  $240 - 263\text{ mW}$ .  $\Rightarrow$  Gemittelt und x 4:  $1005\text{ mW}$ .
- $P2_{\text{forward}} = (-6.2 \pm 0.2)\text{ dBm}$  bzw.  $229 - 251\text{ mW}$ .  $\Rightarrow$  Gemittelt und x 4:  $960\text{ mW}$ .

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  $1\text{ W}$  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, werden wir bei den Simulationen in Kapitel 5 im Sinne einer konservativen SAR-Berechnung davon ausgehen, dass die gesamte Vorwärtsleistung von  $1\text{ W}$  tatsächlich abgestrahlt wird. Das entspricht in Gleichung (12), Anhang 7.1 der Annahme  $\eta_{\text{mismatch}} = \eta_{\text{rad}} = 1$ . Dennoch kann in den Abschnitten 0 und 3.3.5 auf Basis der dortigen Messungen zumindest eine Abschätzung der realen Sendeleistung gegeben werden.

### 3.3.2 Motorola: Magnetfeld in Luft

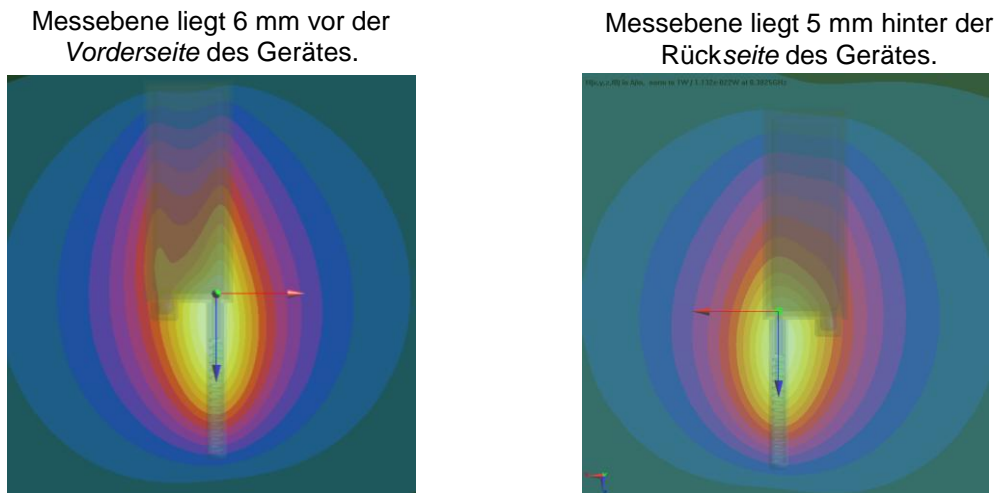
Die Vermessung der Nahfelder der Funkgeräte und der SAR im homogenen Messphantom dienen dem Vergleich mit den entsprechenden Simulationsergebnissen und somit der Überprüfung und Optimierung der Simulationsmodelle.

Wir beginnen mit dem Handfunkgerät Motorola HRT – MTP 850 und mit einer Magnetfeldmessung am SAR-Messplatz nach Abbildung 11 in Luft (ohne Phantom). Die Akkus werden unmittelbar vor jeder einzelnen Messungen 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 Abweichungen der Permittivität dieser Flüssigkeit vom Zielwert.

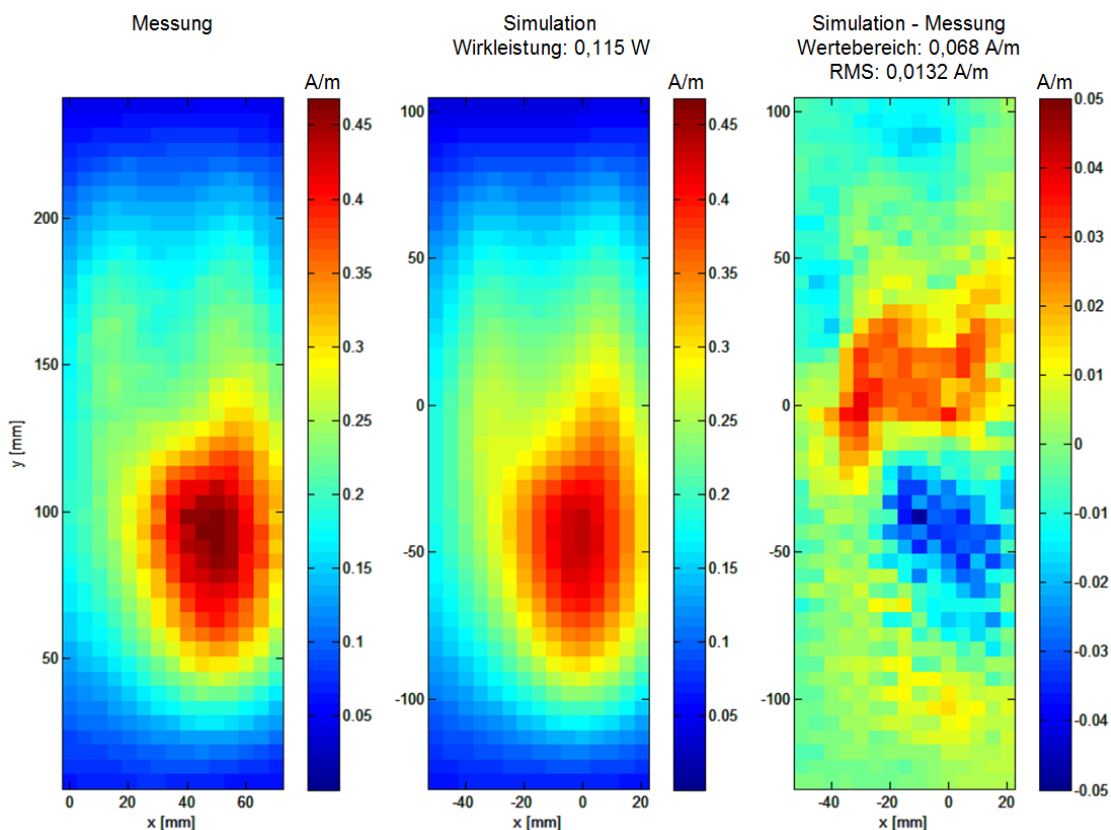
In Abbildung 13 bis Abbildung 16 ist jeweils der Vergleich zwischen Messung und Simulation für je zwei Ebenen vor und zwei Ebenen hinter dem Funkgerät dargestellt. Alle Feldstärkeangaben sind Effektivwerte. Nachdem die tatsächlich vom Gerät abgegebene Sendeleistung wie in Abschnitt 3.3.1 beschrieben zunächst nicht bekannt (und außerdem umgebungsabhängig) ist, betrachten wir sie in der Simulation als eine *Fittgröße*, die so gewählt wird, dass der RMS-Wert ('Root mean square', also die Quadratwurzel des Mittelwertes der Quadrate) der Differenz zwischen Simulation



und Messung minimiert wird. 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). Die Simulationen zeigen, dass im freien Raum nur knapp die Hälfte dieser Leistung tatsächlich abgestrahlt wird. Der Rest geht durch Impedanz-Fehlanpassung (Mismatch) und Dissipation nach Gleichung (12), Anhang 7.1 verloren.

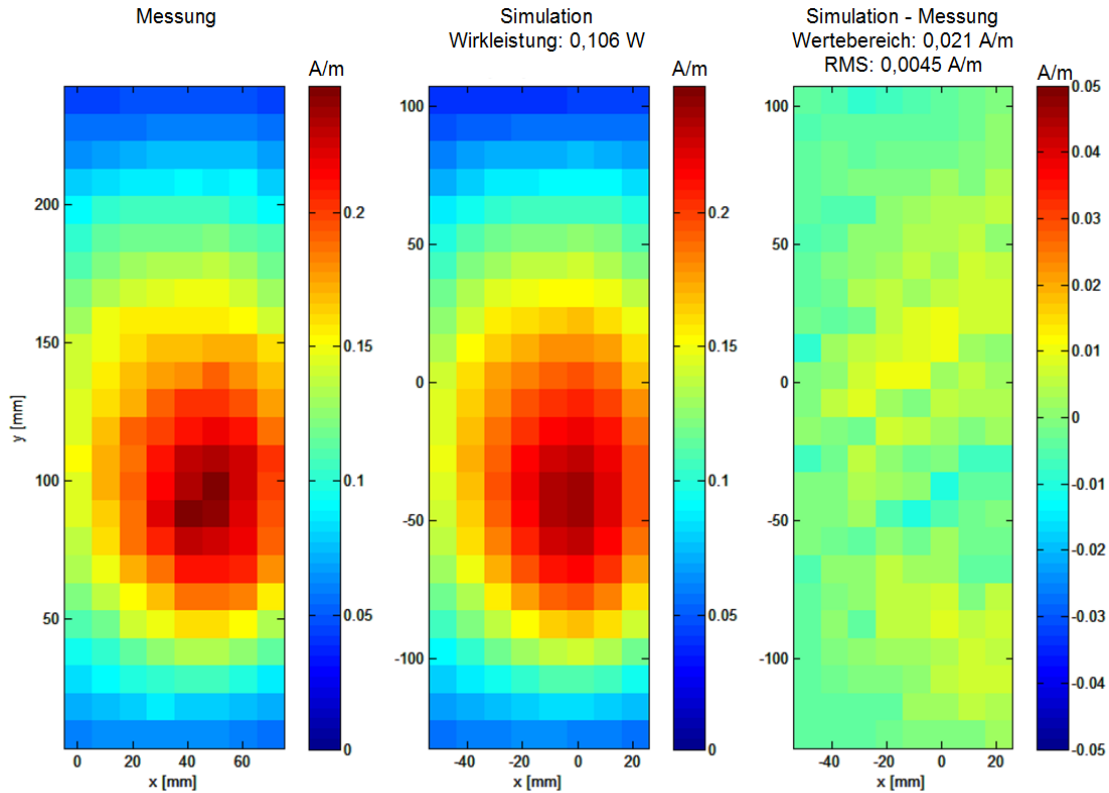


**Abbildung 12** Grafische Überlagerung von Funkgerät und simulierter Magnetfeldverteilung. Die Abbildung zeigt die räumliche Lage des Gerätes im Bezug auf das erzeugte Feld.

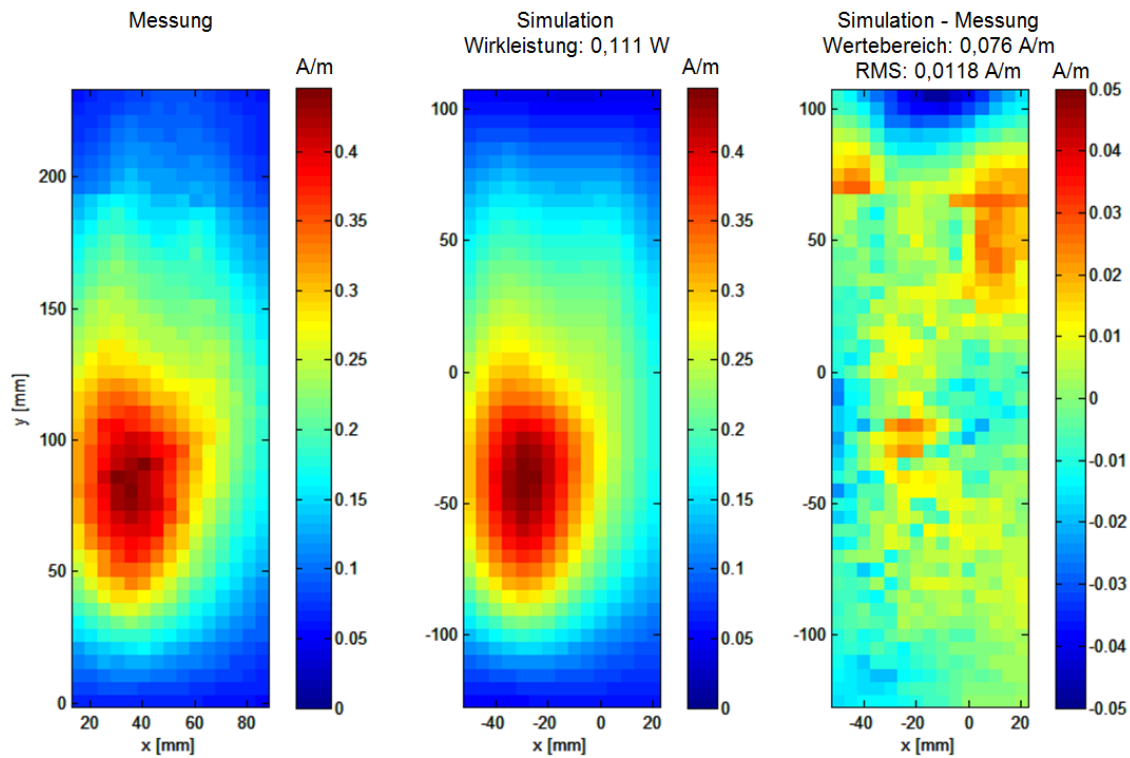


**Abbildung 13** Motorola HRT – MTP 850, Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 6 mm Abstand. Vergleich von Messung (links) und Simulation (Mitte). Über dem mittleren Plot ist die Wirkleistung angegeben, die in der Simulation identisch mit der abgegebenen Strahlungsleistung ist. Sie wurde so bestimmt, dass die Messung am besten reproduziert wird. Die rechte Abbildung zeigt die Abweichung zwischen Simulation und Messung. Der 'Wertebereich' ist  $|\text{Min}|+|\text{Max}|$ .

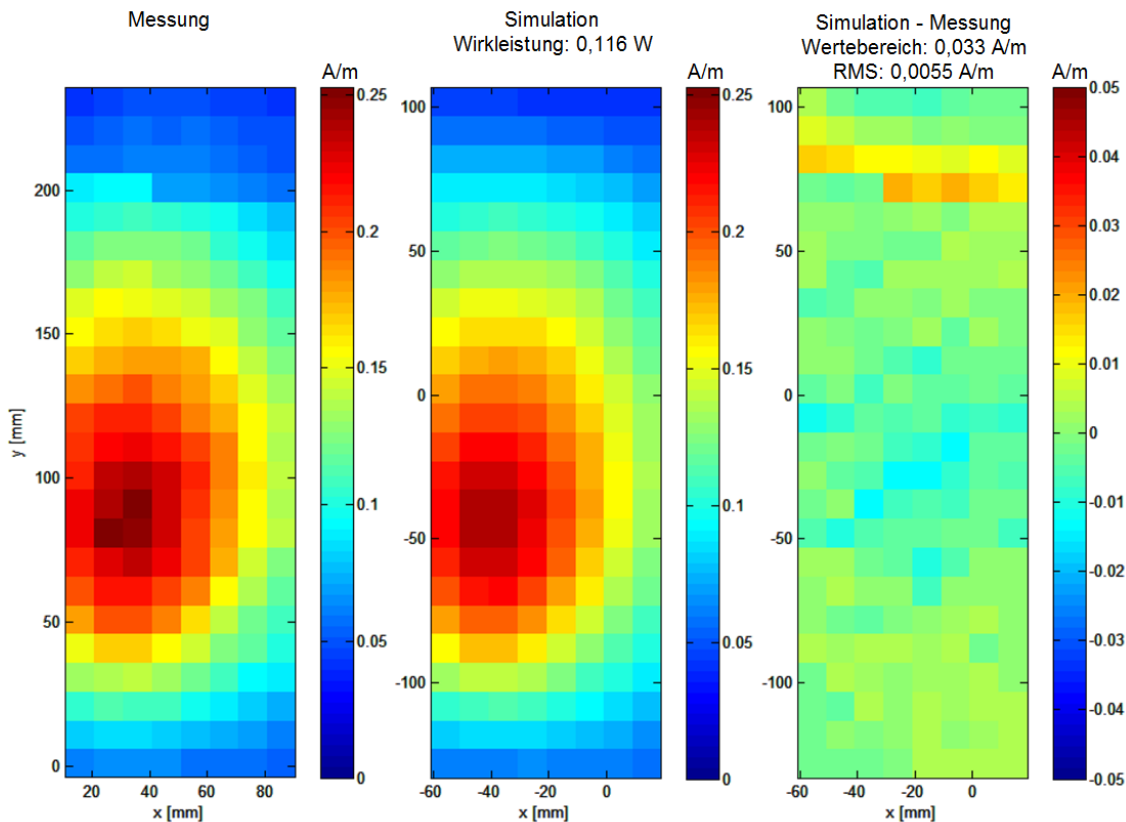




**Abbildung 14** Motorola HRT – MTP 850, Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 21 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe Bildunterschrift von Abbildung 13.



**Abbildung 15** 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 13.



**Abbildung 16** 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 13.

### 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:

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r^r - i\varepsilon_r^i = \varepsilon_r^r - i \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0} \quad (10)$$

Auf der rechten Seite von Gleichung (10) wurde mit der Beziehung  $\sigma = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r^i$  wieder die *effektive Gesamtleitfähigkeit*  $\sigma$  bei der Kreisfrequenz  $\omega$  eingeführt die auch in Gleichung (13), Anhang 7.2 für die Berechnung der SAR enthalten ist.

Die Herstellung der gewebesimulierenden Flüssigkeit erfolgte nach den Angaben der Europäische Mess-Norm EN 62209-1 [62209-1 2007], Anhang I. Die messtechnische Bestimmung der Permittivität wird hier mit der 'Open Ended Coaxial Line Method' durchgeführt, 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  $\varepsilon_{\text{meth}}(400\text{MHz}) = 33,36 - i 3,84$  ( $\sigma_{\text{meth}} = 0,09 \text{ S/m}$ ). Die Ergebnisse nach Feinabstimmung der Flüssigkeit sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Das Zielmaß für die Permittivität der Gewebesimulierenden Flüssigkeit ist gut getroffen, und die Abweichungen liegen 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 $\sigma$ [S/m]	0,87		0,88
Dichte [kg/m <sup>3</sup> ]	1000 <sup>4</sup>		
	S c h a l e		
Relative Permittivität $\varepsilon_r^r$	$\varepsilon_r^r \leq 5$ muss erfüllt sein	3,7	~ 3,7 (alte Messung)
Verlusttangens $\tan \delta = \varepsilon_r^i / \varepsilon_r^r$	$\tan \delta \leq 0,05$ muss erfüllt sein	$\tan \delta = 0,038$	~ 0
Effektive Leitfähigkeit $\sigma$ [S/m]		0,003	~ 0 (alte Messung)
Dichte [kg/m <sup>3</sup> ]	1000 <sup>4</sup>		

### 3.3.4 Motorola: SAR im Flachphantom

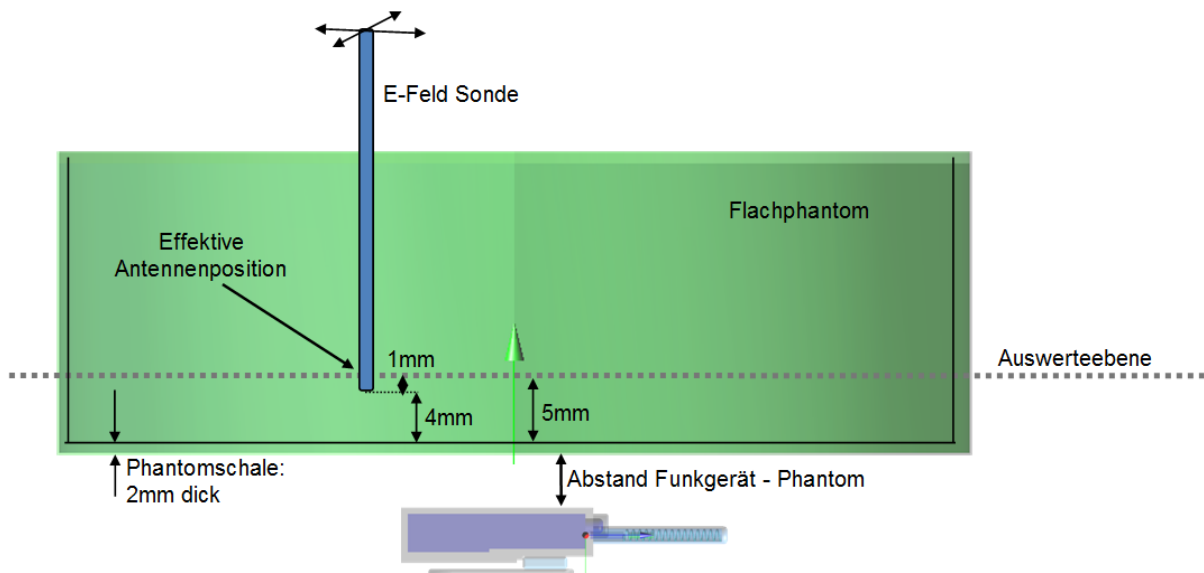
Nach diesen Vorbereitungen wird nun die SAR-Verteilung im mit Gewebesimulierender Flüssigkeit gefüllten Flachphantom nach Gl. (13), Anhang 7.2 durch Messung bestimmt, und mit den entsprechenden Simulationsergebnissen verglichen. Die geometrische Anordnung und die Auswerteebene innerhalb des Flachphantoms sind in Abbildung 17 schematisch zusammengestellt.

Die Verteilung der SAR wird in folgenden drei räumlichen Positionierungen aufgenommen:

- (1) Das Funkgerät liegt mit der *Vorderseite* flach am Boden des Messphantoms an (d.h. der Abstand Funkgerät – Phantom in Abbildung 17 ist null).
- (2) Das Funkgerät liegt bei *abmontiertem Halteclip* mit der *Rückseite* flach am Boden des Messphantoms an.
- (3) Das Funkgerät *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.

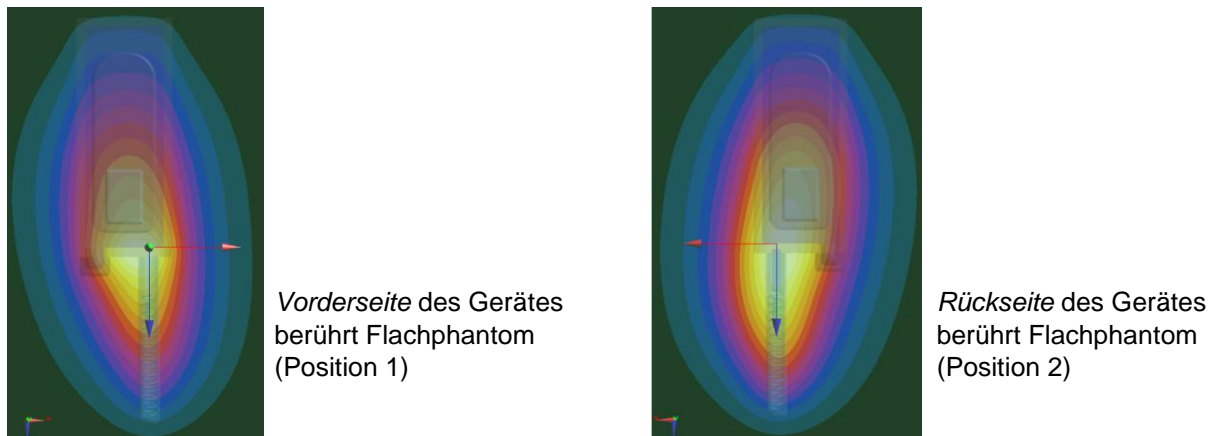
---

<sup>4</sup> 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).



**Abbildung 17** Geometrische Details bei der SAR Messung im Flachphantom (schematisch). Die Auswerteebene liegt 7 mm oberhalb der Boden-Außenseite des Phantoms.

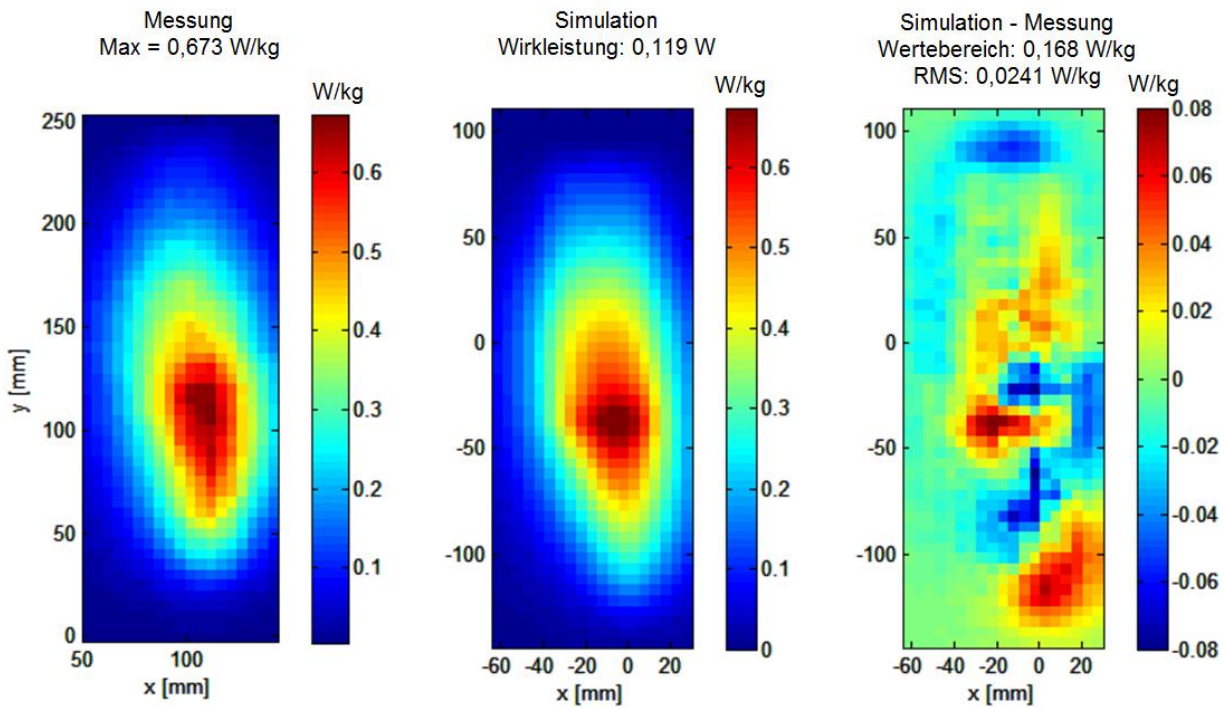
Die Position des Geräts im Bezug auf die simulierten SAR-Verteilung ist in Abbildung 18 dargestellt.



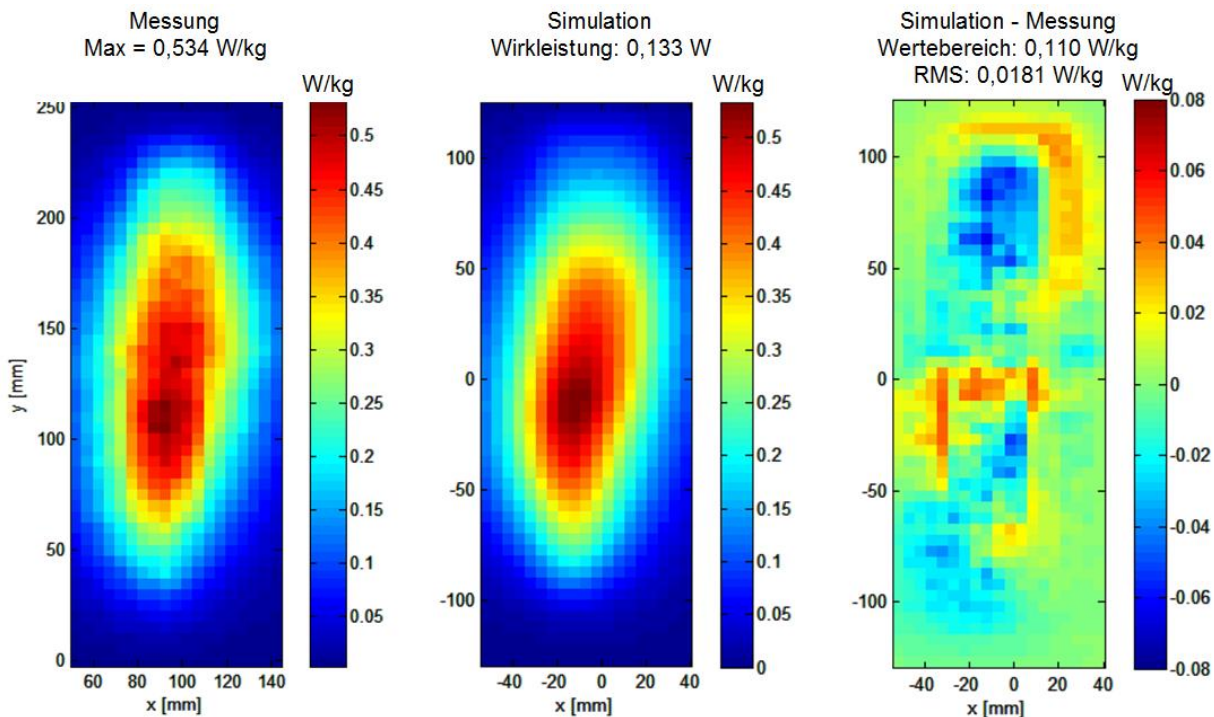
**Abbildung 18** Die Grafische Überlagerung zeigt die räumliche Lage des Funkgeräts relativ zur in der Simulation erzeugten SAR-Verteilung. Blick von unten auf die Anordnung in Abbildung 17.

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

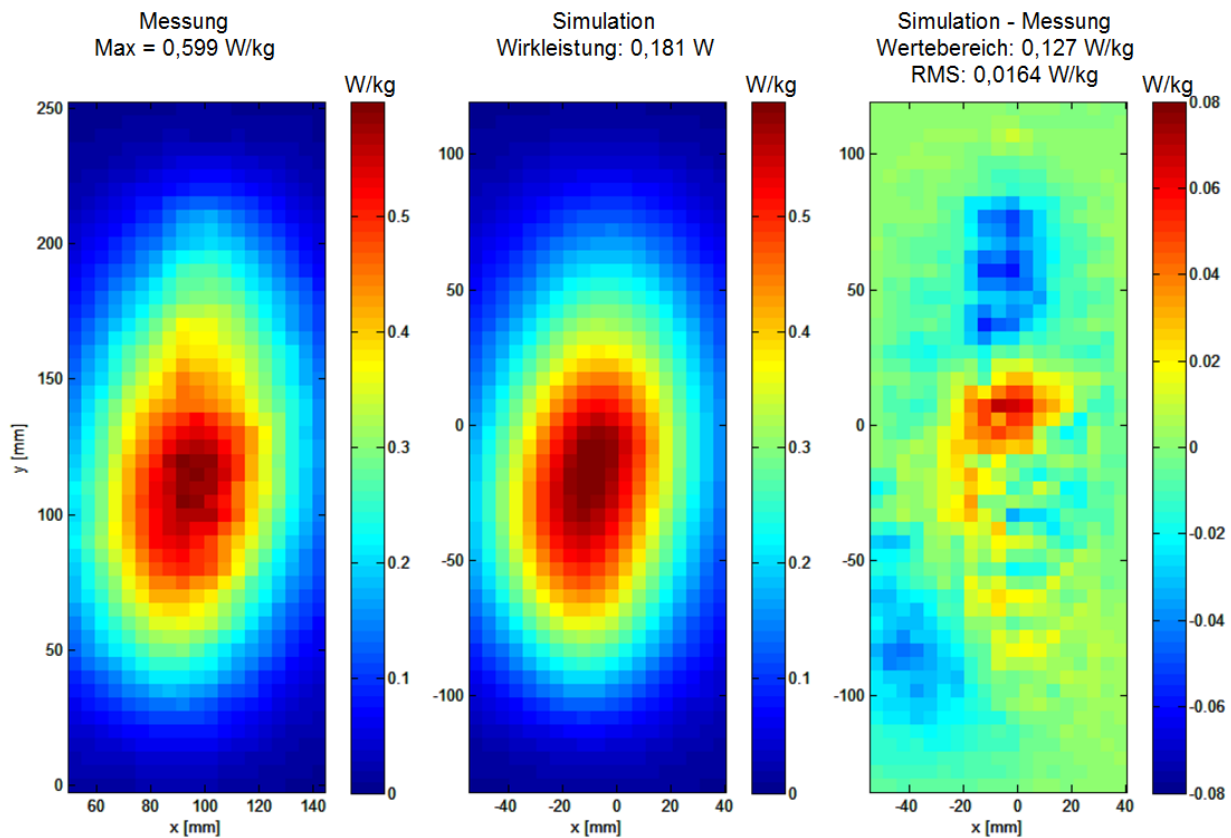
Abbildung 19 bis Abbildung 21 zeigen das Messergebnis und den Vergleich mit der Simulation. Für die Darstellung wurden die Messungen des groben Rasters auf das feine Gitter interpoliert, und anschließend mit dem feinen Scann gemittelt. Auf das gleiche 5 mm Gitter wurde zum Vergleich auch die Simulation interpoliert. Wie schon bei der Magnetfeldmessung wird in der Simulation die in die Antenne eingekoppelte Wirkleistung (die in der Simulation identisch mit der abgestrahlten Sendeleistung ist) als Fittparameter betrachtet. Sie ist jeweils oberhalb des Simulationsplots angegeben. Die rechte Abbildung zeigt jeweils die Differenz zwischen Simulation und Messung.



**Abbildung 19** Motorola HRT – MTP 850. SAR im Flachphantom. Das Funkgerät 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 abgegebenen Strahlungsleistung ist. Sie wurde so bestimmt, dass die Messung am besten reproduziert wird. Die rechte Abbildung zeigt die Abweichung zwischen Simulation und Messung. Der 'Wertebereich' ist  $|\text{Min}|+|\text{Max}|$ .



**Abbildung 20** Motorola HRT – MTP 850. SAR im Flachphantom. Das Funkgerät 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 19.



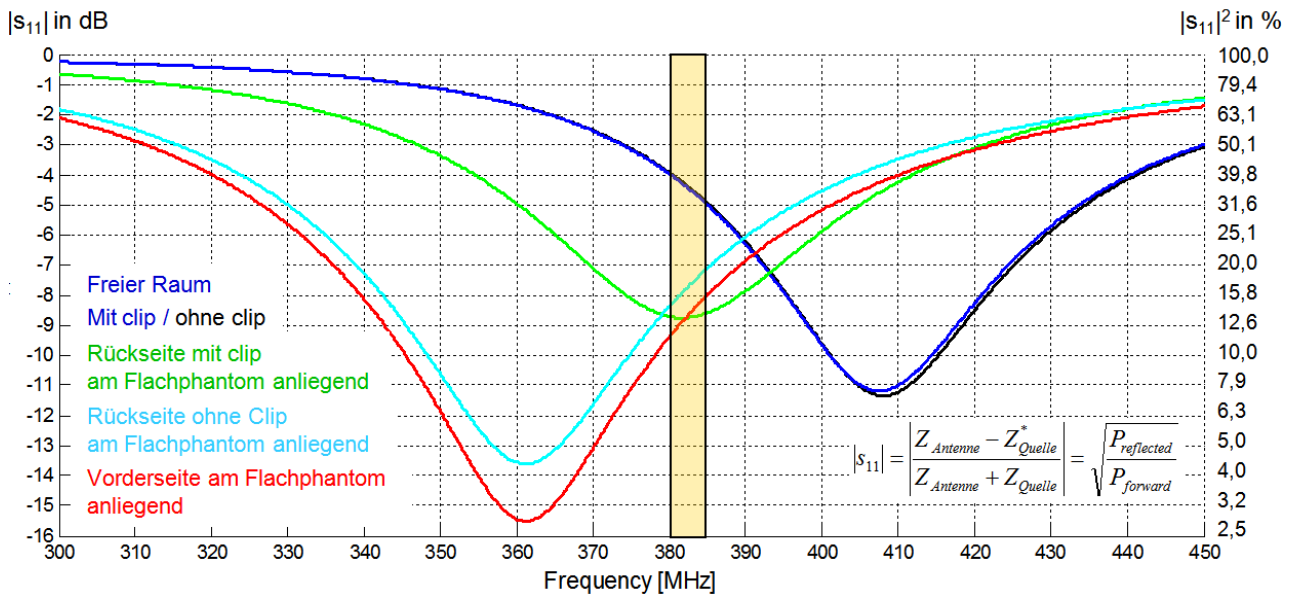
**Abbildung 21** Motorola HRT – MTP 850. SAR im Flachphantom. Das Funkgerät liegt mit der *Rückseite* am Boden des Messphantoms an. Der Halteclip bewirkt im Vergleich zur Konfiguration in Abbildung 20 einen zusätzlichen Abstand zum Flachphantom von ca. 10 mm. Vergleich von Messung und Simulation, siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 19.

Der Fit der simulierten Magnetfeld- und SAR-Verteilungen an die Messungen liefert gleichzeitig eine Aussage über die vom Gerät bei der nominalen Sendeleistung von 0,25 W tatsächlich abgegebene Sendeleistung. 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 22 dargestellten Reflexionsfaktoren am Übergang von der 50  $\Omega$  Quelle zur Antenne erklären: Bei Annäherung an das Flachphantom verschiebt sich das Minimum der Reflexion zu niedrigeren Frequenzen. Die Impedanzanpassung wird nämlich durch die Umgebung im Nahfeld beeinflusst (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 ausgelegt (Vernachlässigung der Dämpfung, kein Vergleich mit (praktisch unzugänglichen) Impedanzmessungen). Entsprechend veranschaulicht Abbildung 22 zwar nicht quantitativ exakt, jedoch qualitativ gut das Einkoppelverhalten von Wirkleistung in die Antenne, das beim Fit der Simulierten SAR an die Messungen wieder in Erscheinung tritt.

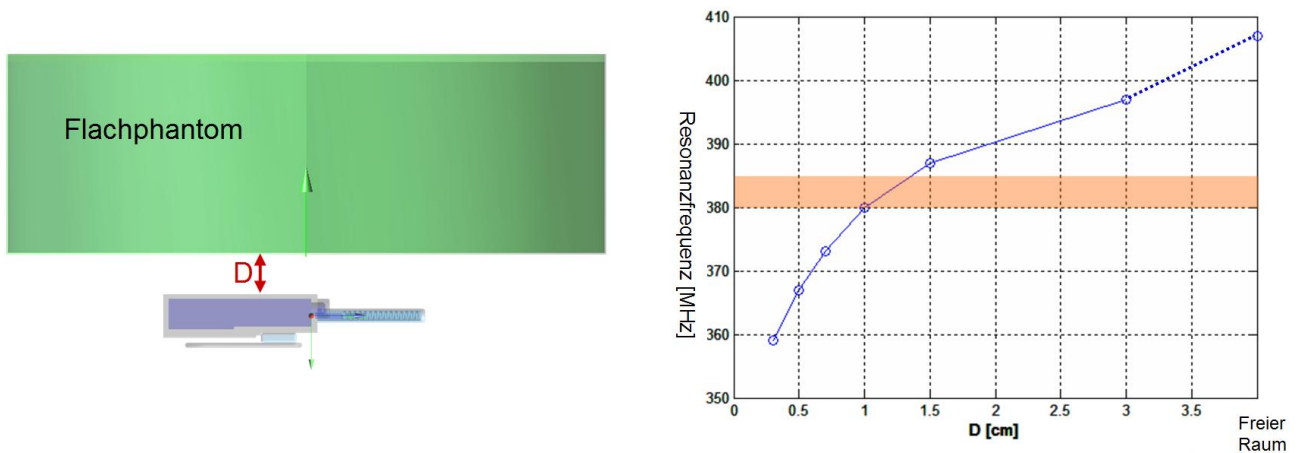
Die hier größte beobachtete Sendeleistung von 0,181 W entspricht ca. 72% der mittleren Vorwärtsleistung von 0,25 W (ein Zeitschlitz). Damit ist der in Anhang 7.1 dargestellte Zusammenhang zwischen *nominaler* und *tatsächlicher* Sendeleistung als eine Art Nebenprodukt der Auswertungen hergestellt. Das Ergebnis ist plausibel, obgleich es sich um eine recht indirekte Methode zur Bestimmung der Sendeleistung handelt, die voraussetzt, dass das Modell hinreichend gut ist, um die simulierte Verteilung an die Messung anpassen zu können.





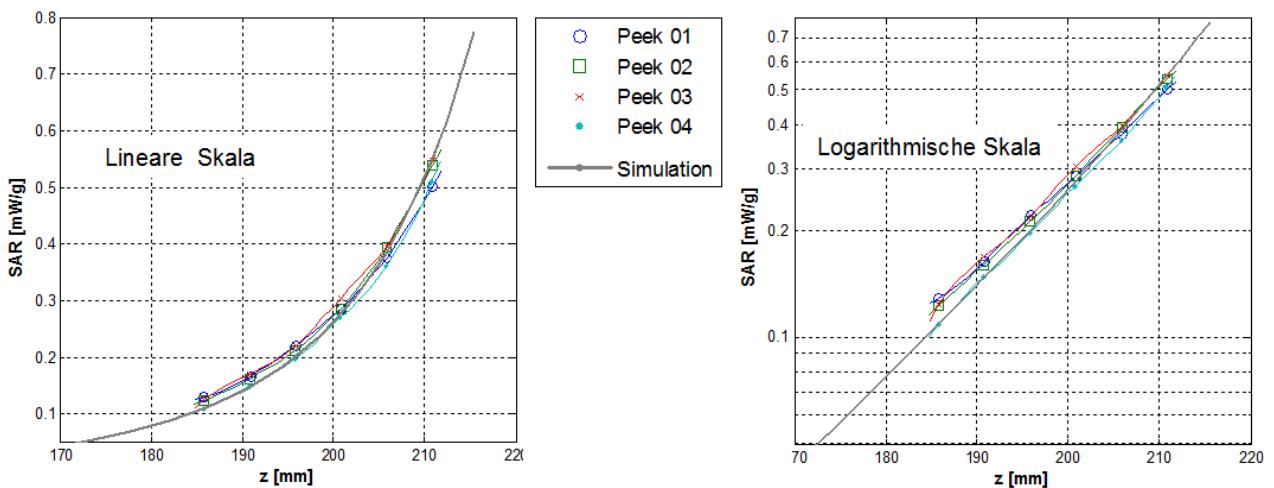
**Abbildung 22** Amplituden-Reflexionsfaktor  $|s_{11}|$  am Speisepunkt der Antenne für die verschiedenen Positionierungen des Funkgerätes am Flachphantom. Das Minimum der Kurve (maximale Einkopplung) wandert mit zunehmender Annäherung an das Flachphantom in Richtung niedrigerer Frequenzen.

Die Verstimmung der Antennenresonanz bei Annäherung an das Flachphantom ist in Abbildung 23 dargestellt.



**Abbildung 23** 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.

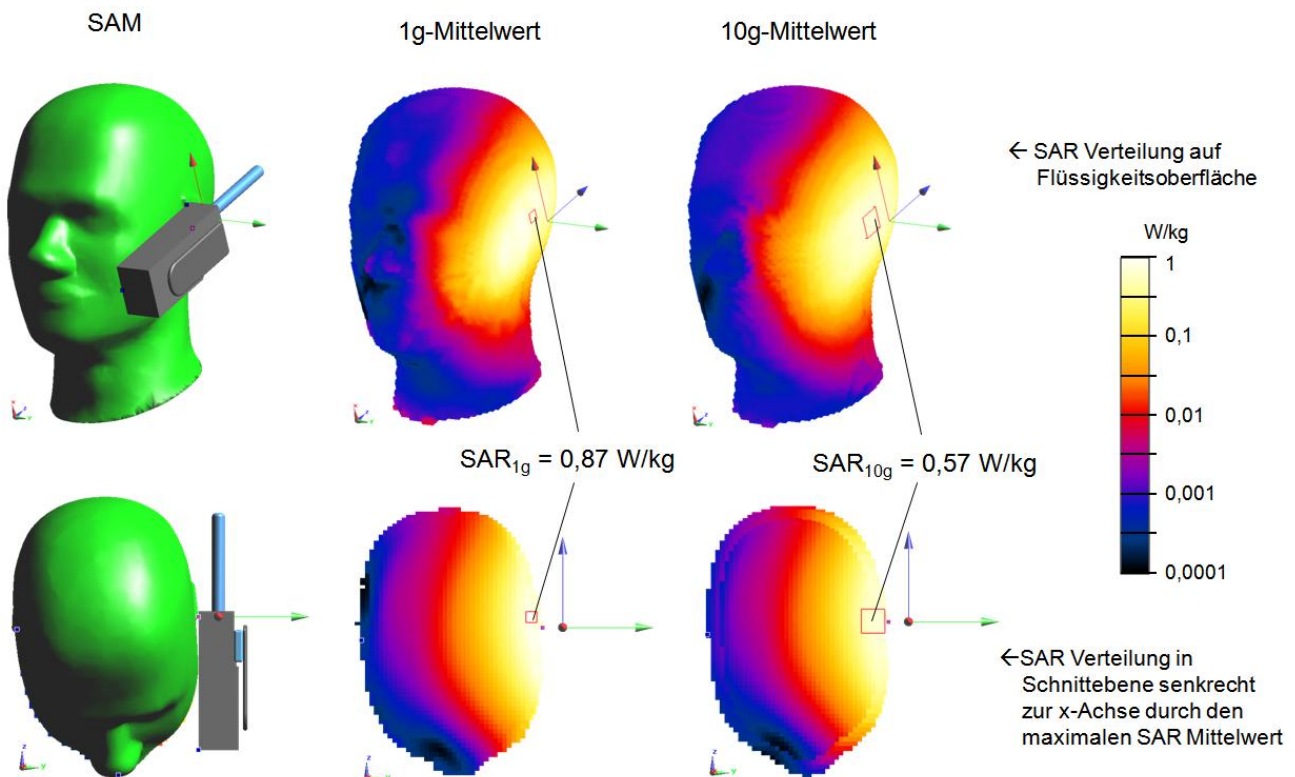
Bei jedem lokalen SAR-Maximum wird eine Messung senkrecht in das Innere des Flachphantoms durchgeführt (z-Richtung). Beispielsweise findet der angewendete Suchalgorithmus in der Abbildung 20 vier lokale Maxima. Die entsprechenden Messungen in z-Richtung sind in Abbildung 24 aufgetragen. Man erkennt den erwarteten nahezu exponentiellen Abfall, der eine gute Übereinstimmung mit der Simulation zeigt.



**Abbildung 24** Abfall der SAR bei Messung und Simulation ins Innere des Flachphantoms.

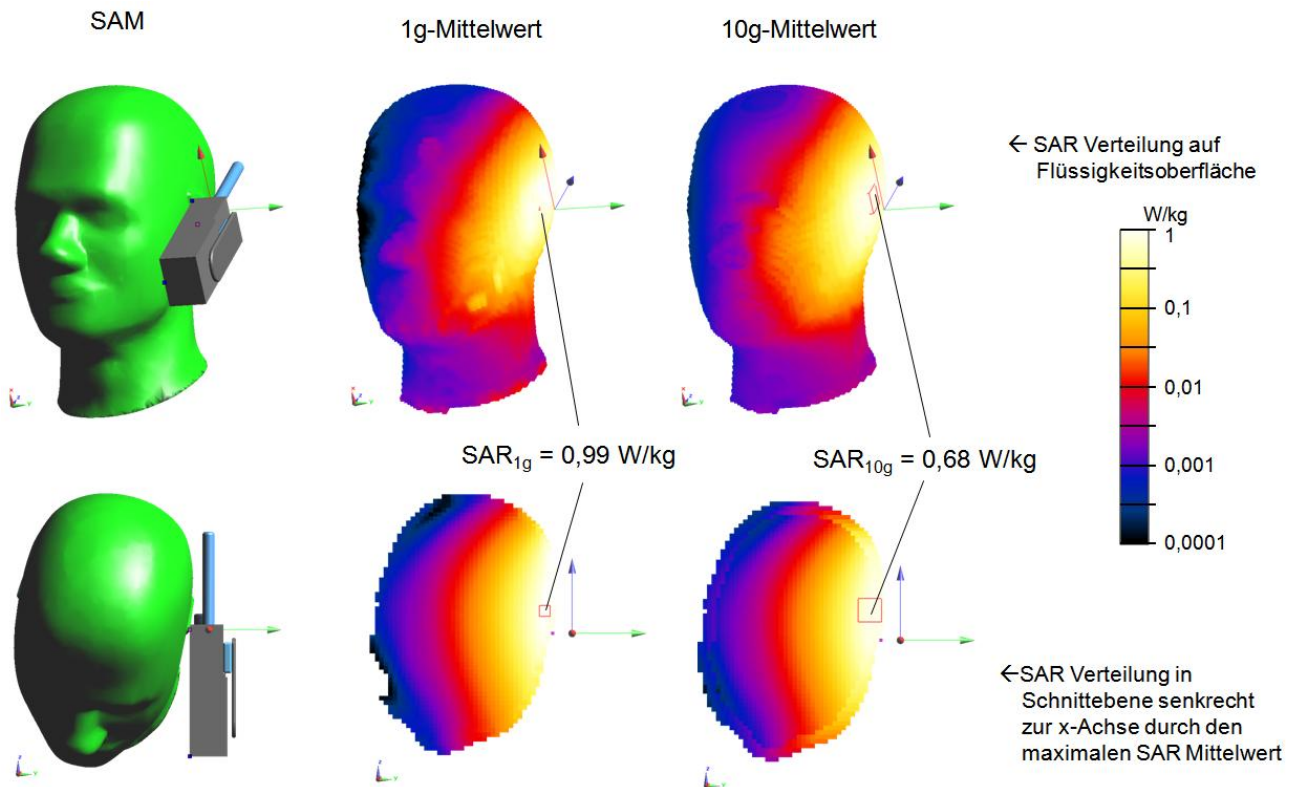
### 3.3.5 Motorola: SAR im SAM-Phantomkopf

Schließlich wird noch die SAR-Verteilung im sagittal zweigeteilten Messphantom (twin phantom) aufgenommen, und zwar in den nach [62209-1 2007] standardisierten Lagen des Funkgerätes: 'Wangen'- und 'Kipplage' (siehe auch 5.2.2 und 5.2.3). Die Messung erfolgt auf einer gekrümmten Fläche mit konstantem Abstand von 5mm zur Schalen-Innenwand des Kopfmodells. Wir beschränken uns auf einen Vergleich des maximalen über 1 g und 10 g gemittelten SAR-Wertes ( $SAR_{1g}$  und  $SAR_{10g}$ ) mit der Simulation. 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 25), bei Kipplage 0,163 W (Abbildung 26). Dies entspricht 70% bzw. 65% der nominalen Sendeleistung von 0,25 W (ein Zeitschlitz).



**Abbildung 25** SAM (Specific Anthropomorphic Phantom) mit Funkgerät 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.



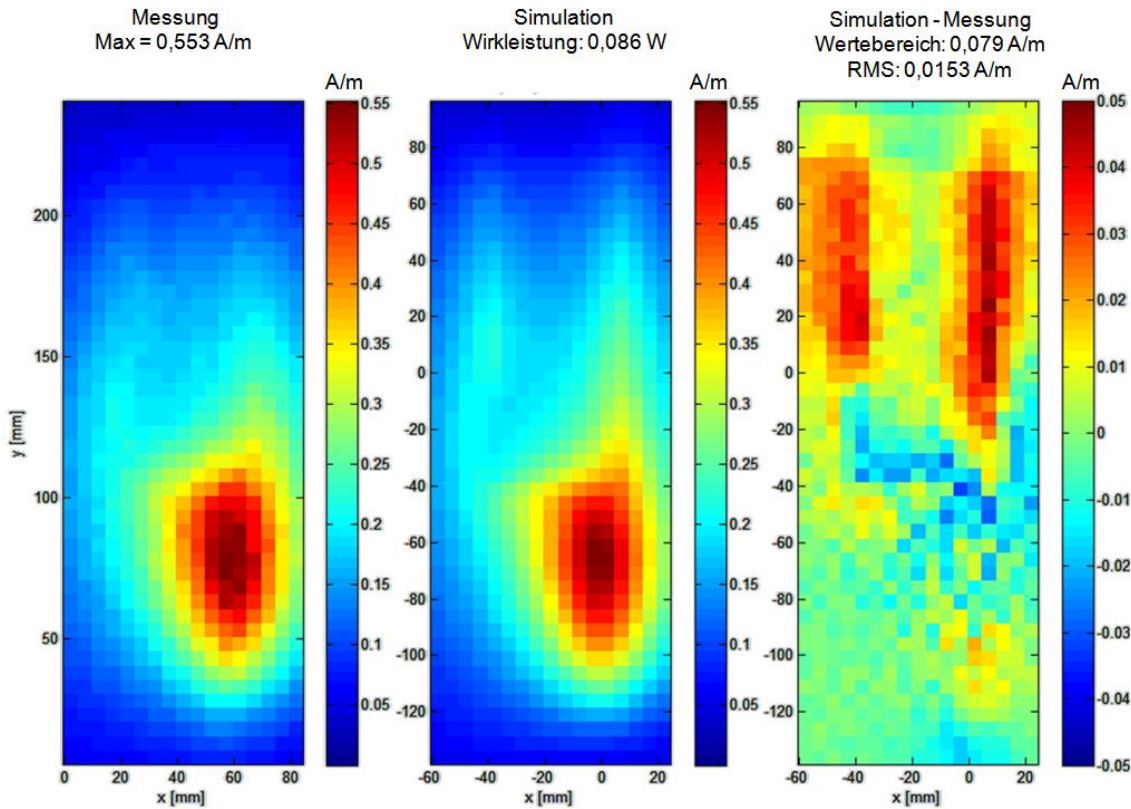


**Abbildung 26** SAM (Specific Anthropomorphic Phantom) mit Funkgerät in *Kipplage*. Die gemessenen maximalen SAR-Werte (siehe Angaben in der Abbildung) werden in der Simulation bei einer Sendeleistung von 0,163 W reproduziert. Das sind ca. 65 % der nominalen Sendeleistung. Die roten Kästchen kennzeichnen jeweils das Volumen, in dem der maximale gemittelte SAR-Wert liegt.

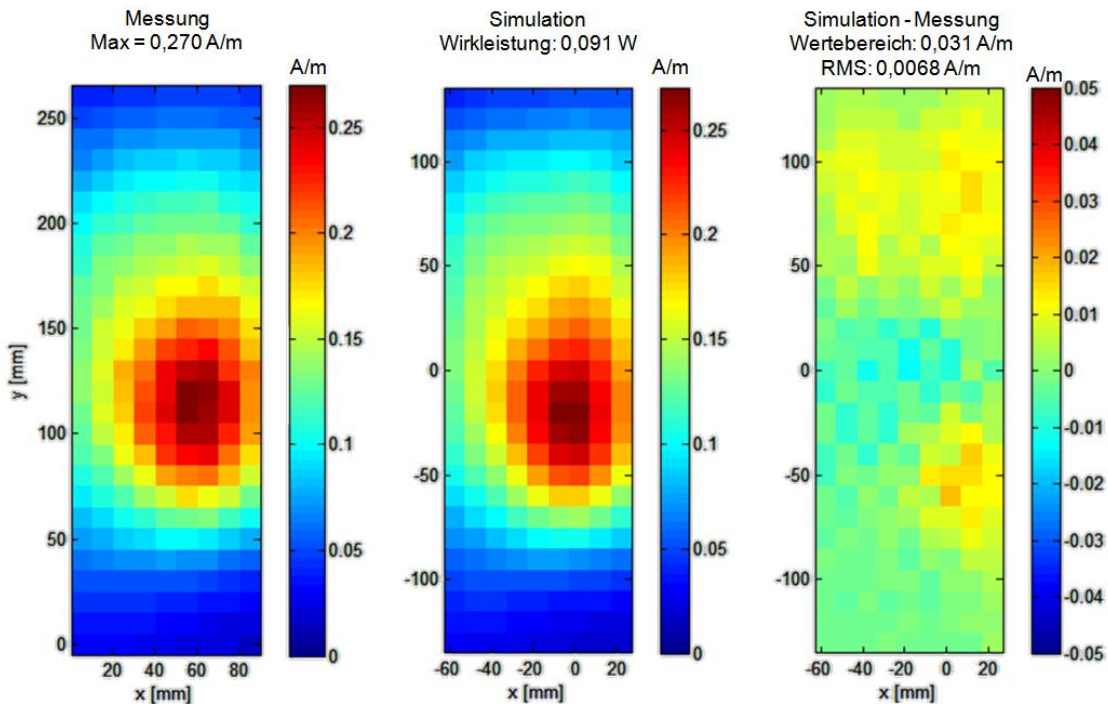
Die Bestimmung der gemittelten SAR-Verteilung in Abbildung 25 und Abbildung 26 erfolgt nach dem in Abschnitt 2.3.2 beschriebenen IEEE Standard. Sie zeigt bei den Schnittbildern unten (deutlich zu erkennen beim 10 g Mittelwert) eine Unstetigkeit. Das ist der Übergang von den mittenzentrierten zu den randnahen 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

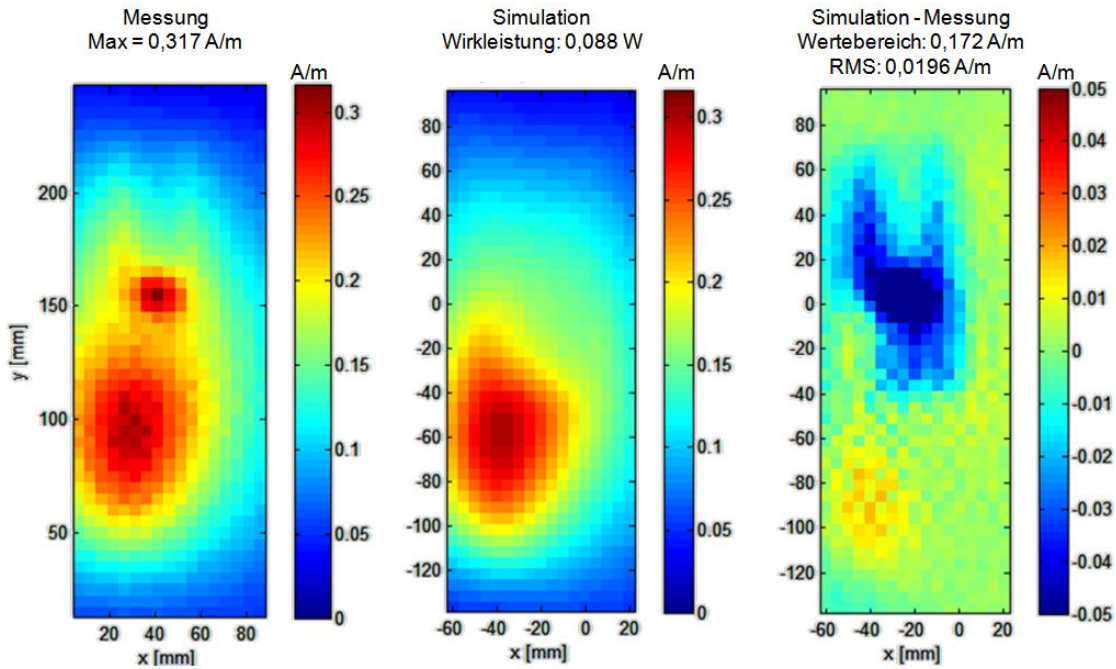
Zur Vollständigkeit werden im Folgenden noch die Messungen für das Sepura HRT – STP 8000 Handfunkgerät vorgestellt. Wir beginnen mit der Magnetfeldmessung in Luft analog zu Abschnitt 3.3.2.



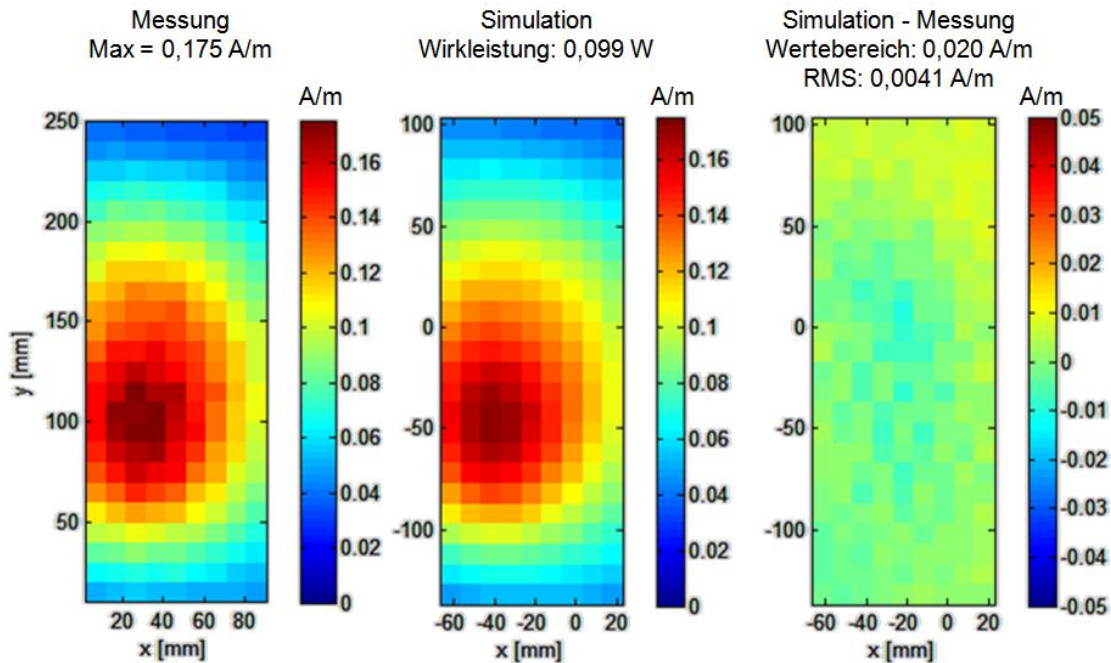
**Abbildung 27** Sepura HRT – STP 8000. Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Vorderseite in 5 mm Abstand. Vergleich von Messung (links) und Simulation (Mitte). Über dem mittleren Plot ist die Wirkleistung angegeben, die in der Simulation identisch mit der abgegebenen Strahlungsleistung ist. Sie wurde so bestimmt, dass die Messung am besten reproduziert wird. Die rechte Abbildung zeigt die Abweichung zwischen Simulation und Messung. Der 'Wertebereich' ist  $|\text{Min}|+|\text{Max}|$ .



**Abbildung 28** 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 27.



**Abbildung 29** 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 27

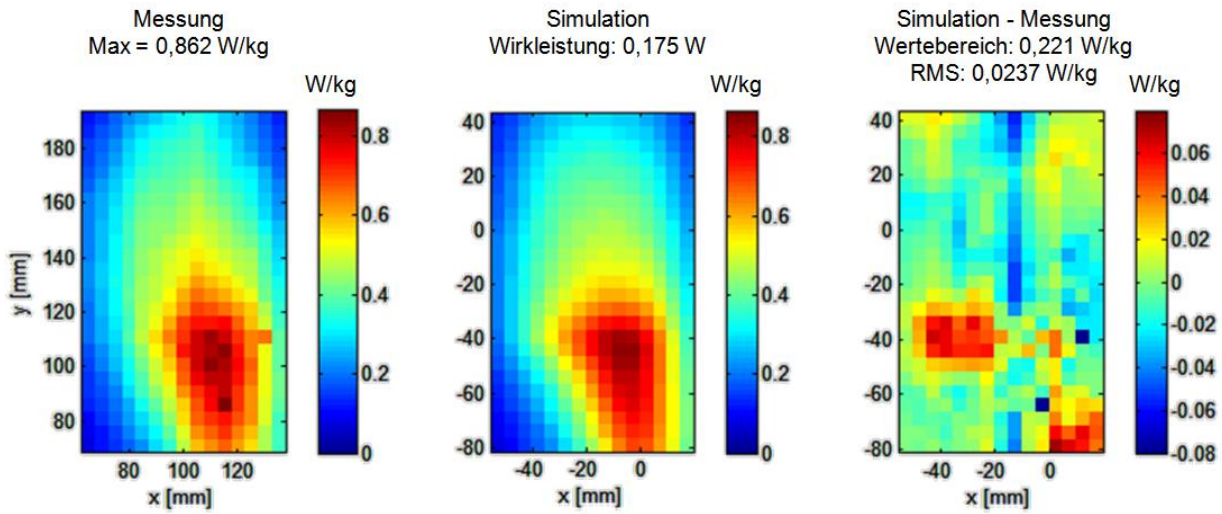


**Abbildung 30** Sepura HRT – STP 8000. Magnetfeld im freien Raum in einer Ebene parallel zur Rückseite in 20 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation, siehe auch Bildunterschrift von Abbildung 27.

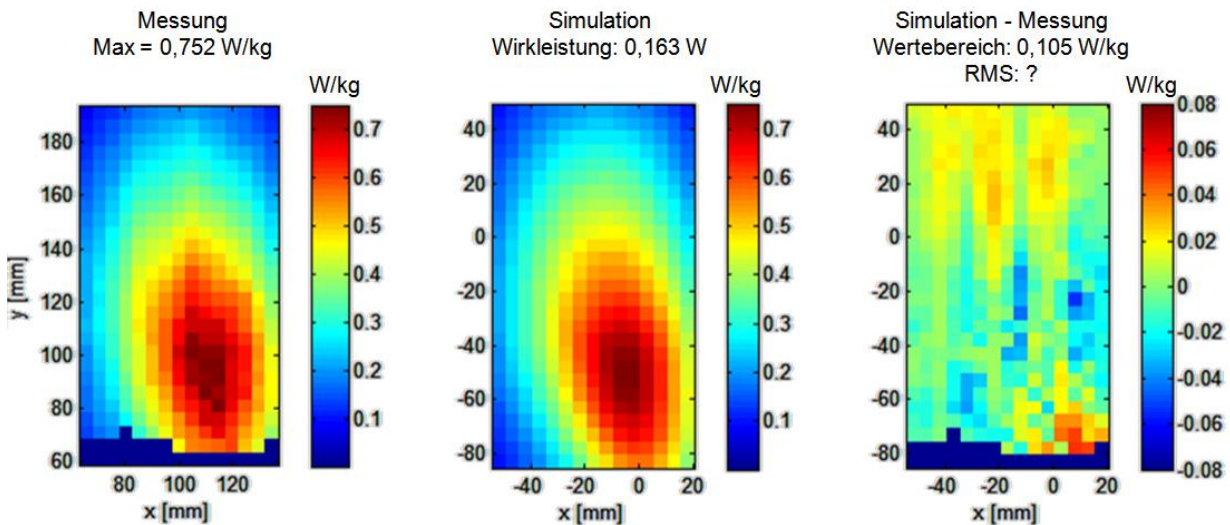


### 3.3.7 Sepura: SAR im Flachphantom

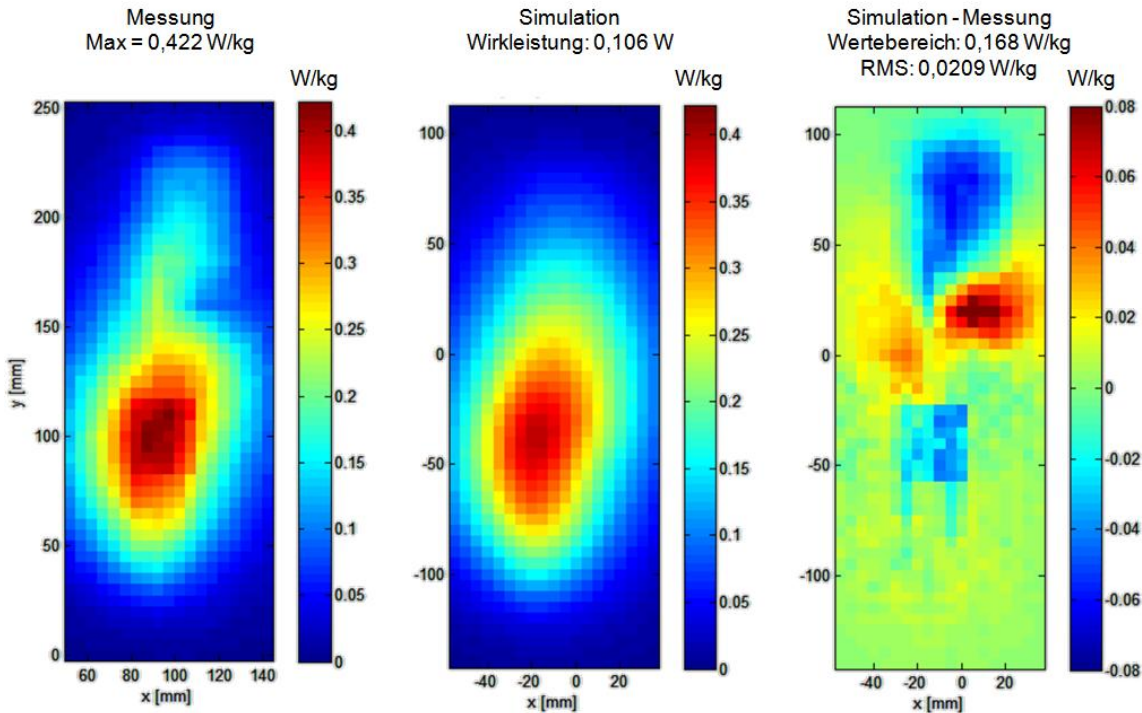
Die SAR-Messungen des Sepura HRT – STP 8000 Handfunkgerät im Flachphantom verlaufen analog zu Abschnitt 3.3.4. Hier werden die zentralen Messergebnisse zusammengestellt.



**Abbildung 31** Sepura HRT – STP 8000. SAR im Flachphantom. Das Funkgerät liegt mit der *Vorderseite* flach am Boden des Messphantoms an. Vergleich von Messung und Simulation.



**Abbildung 32** Sepura HRT – STP 8000. SAR im Flachphantom. Die *Vorderseite* des Funkgerätes und der Boden des Messphantoms liegen in parallelen Ebenen mit 10 mm Abstand. Vergleich von Messung und Simulation.



**Abbildung 33** Sepura HRT – STP 8000. SAR im Flachphantom. Das Funkgerät liegt mit der Rückseite flach am Boden des Messphantoms an. Vergleich von Messung und Simulation.

### 3.3.8 Fernfeld: Richtcharakteristik

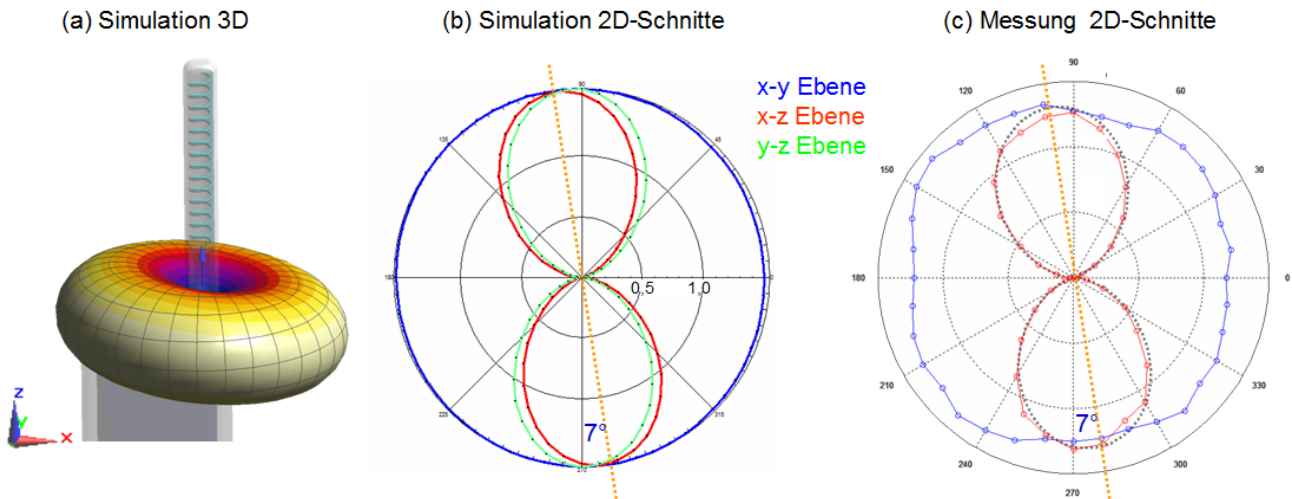
Die Richtcharakteristik (Directivity) beschreibt die Leistungsdichte (also den Betrag des Poyntingvektors) im Fernfeld in Abhängigkeit von der Richtung zur Antenne. Sie ist definiert als die Leistung  $P(\Omega)$  die in Richtung des Raumwinkels  $\Omega$  abgestrahlt wird, bezogen auf diesen Raumwinkel,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

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

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 immer 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 Funkgerät 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 34 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 34 (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  $7^\circ$ . Messung und Simulation sind auch hier in guter Übereinstimmung.



**Abbildung 34** Richtcharakteristik (Directivity) 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 Scann 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 wurden bei einer nominalen Sendeleistung von 1W und einem Zeitschlitz durchgeführt.

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

## 4 ANATOMISCHE KÖRPERMODELLE

Für die Simulationen in dieser Arbeit verwenden wir anatomische Körpermodelle der "Virtual Family" [Christ et al. 2010]. 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 Voxel-Größe 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 Gewebesorten 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 recht unterschiedlich (siehe [Christ et al. 2010]).

Aus der Virtual Family untersuchen wir in dieser Arbeit ein männliches Modell (Spitznahme 'Duke') im Alter von 34 Jahren, mit einer Körpergröße von 1,74 m und einem Gewicht von 70 kg und ein weibliches Modell (Spitznahme 'Ella') in Alter von 26 Jahren, mit einer Körpergröße von 1,60 m und einem Gewicht von 58 kg, siehe Abbildung 35. Größe und Gewicht von Duke und Ella entsprechen grob dem weltweiten Durchschnitt.



**Abbildung 35** Duke (die zwei linken Abbildungen) und Ella (die zwei rechten Abbildungen) sind die beiden untersuchten Anatomischen Körpermodelle. Sie differenzieren zwischen ca. 80 Organen und liegen als CAD-Daten mit glatten Oberflächen vor.

Die dielektrischen Eigenschaften der unterschiedlichen Gewebearten, die wir für die elektromagnetische Simulation benötigen, basieren auf einer Serie von drei Publikationen [Gabriel et al. 1996 (a), Gabriel et al. 1996 (b), Gabriel et al. 1996 (c)], in denen umfangreiche Literaturstudien, Bewertungen und Messungen durchgeführt, und parametrisierte Modelle der Permittivität verschiedener Gewebe entwickelt wurden.

Die thermischen Eigenschaften zur Berechnung des Einflusses auf die Körpertemperatur basieren auf einer Literaturstudie der *Foundation for Research on Information Technologies in Society* (IT'IS, <http://www.itis.ethz.ch>).

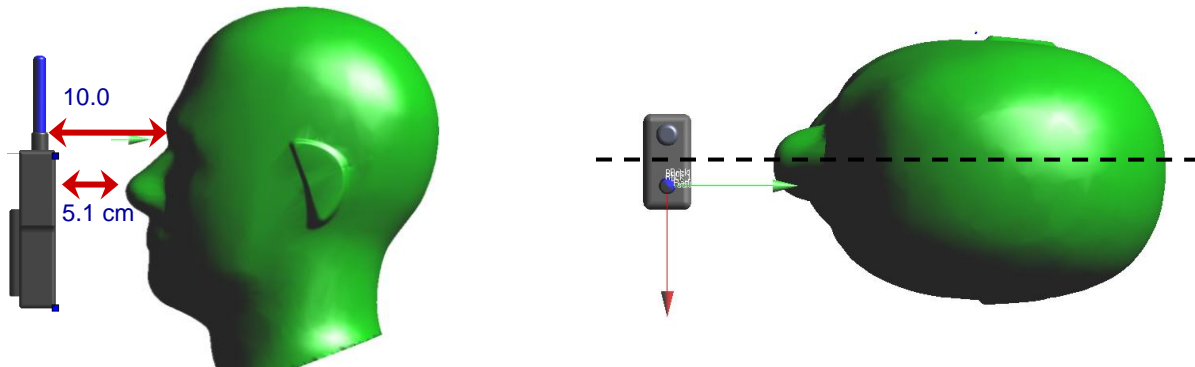


## 5 SIMULATIONSERGEBNISSE

In diesem Kapitel werden die in Kapitel 3 generierten und verifizierten Simulationsmodelle angewendet, und die Simulationsergebnisse vorgestellt. Die primären Ergebnisse der Simulation sind die Lösungen der Maxwell Gleichungen in Form von Feldverteilungen, die im folgenden Abschnitt zur Veranschaulichung beispielhaft dargestellt und kurz diskutiert werden. Anschließend betrachten wir die SAR-Verteilungen und die Temperaturveränderungen für unterschiedliche Konfigurationen der Funkgeräte und der anatomischen Modelle. Im letzten Abschnitt des Kapitels erfolgt dann eine systematische Zusammenstellung von Organfein aufgeschlüsselten SAR-Werten im Körper.

### 5.1 FELDVERTeilUNGEN MIT PHANTOMKOPF

Als Beispiel dient die in Abbildung 36 dargestellte Konfiguration eines Funkgerätes vor dem homogenen Messphantom SAM. Welches der beiden Funkgerät-Modelle verwendet wird, ist für die grundsätzliche Darstellung der Feldverteilung nicht maßgeblich - hier verwenden wir das Sepura Gerät. Die Einspeisung erfolgt monochromatisch bei 382,5 MHz (Zentrum des Uplink Bandes) mit 1W Wirkleistung.



**Abbildung 36** Konfiguration von Funkgerät und SAM für die Simulationen in Abbildung 37. Die dort abgebildete Simulationsebene ist hier als gestrichelte Linie eingezeichnet (rechte Abbildung).

Die oberen beiden Bilder in Abbildung 37 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.

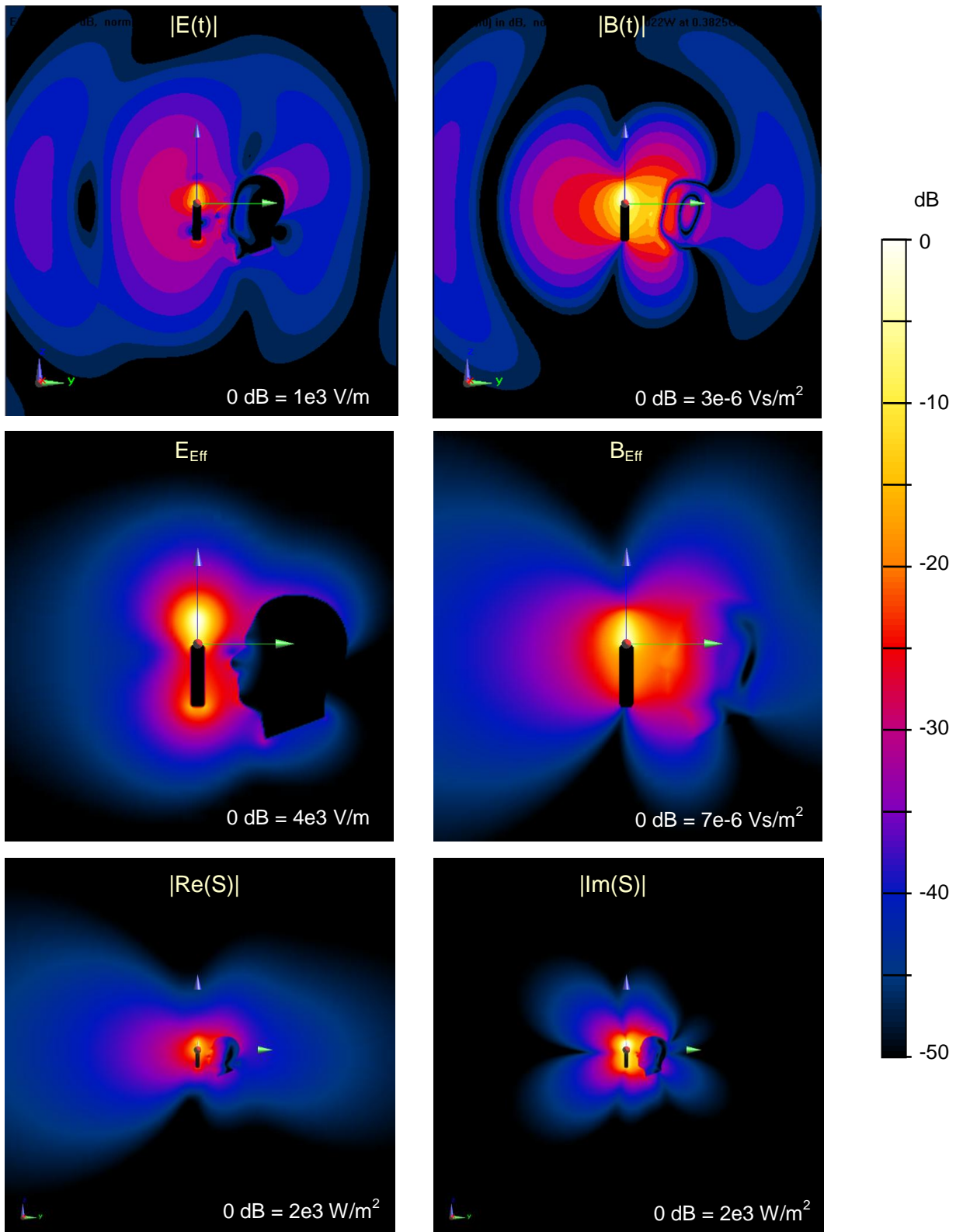
Die Effektivwerte<sup>5</sup> der Felder sind in den beiden mittleren Bildern zu sehen. Hier, wie auch bei den oberen Darstellungen erkennt man die starke Abschwächung des elektrischen Feldes im gewebeäquivalenten Material, während das magnetische Nahfeld der Antenne in das unmagnetische Material ( $\mu_r = 1$ ) 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

<sup>5</sup> 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.  $E_{eff} = \sqrt{\langle \vec{E}(t)^2 \rangle_t}$ .



Leistung beiträgt. Das Nahfeld nimmt bei Annäherung an die Antenne schneller zu als das mit  $1/r$  zunehmende Fernfeld und ist entsprechend bei hinreichend kleinem Abstand dominierend. Man erkennt, dass der Kopf sich weitgehend in diesem Nahfeld-Bereich befindet, in Wangen- oder Kipplage gilt das sogar noch mehr.



**Abbildung 37** *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 SAR-VERTEILUNGEN UND TEMPERATURÄNDERUNGEN IN ANATOMISCHEN KÖRPERMODELLEN

In den folgenden Abschnitten werden verschiedene beispielhafte Positionierungen der Funkgeräte an den anatomischen Körpermodellen untersucht, und sowohl die SAR-Verteilungen als auch die daraus resultierenden Temperaturerhöhungen grafisch dargestellt.

### 5.2.1 Normierung der Simulationsergebnisse

Alle SAR Angaben in diesem Kapitel sind normiert auf eine *abgestrahlte Leistung von 1 W*. Das entspricht einer Nutzung aller vier Zeitschlitz (Abschnitt 1.1), wobei die nominale Sendeleistung auf 1 W gedrosselt ist, wie für den operativen Betrieb der BDBOS vorgesehen.

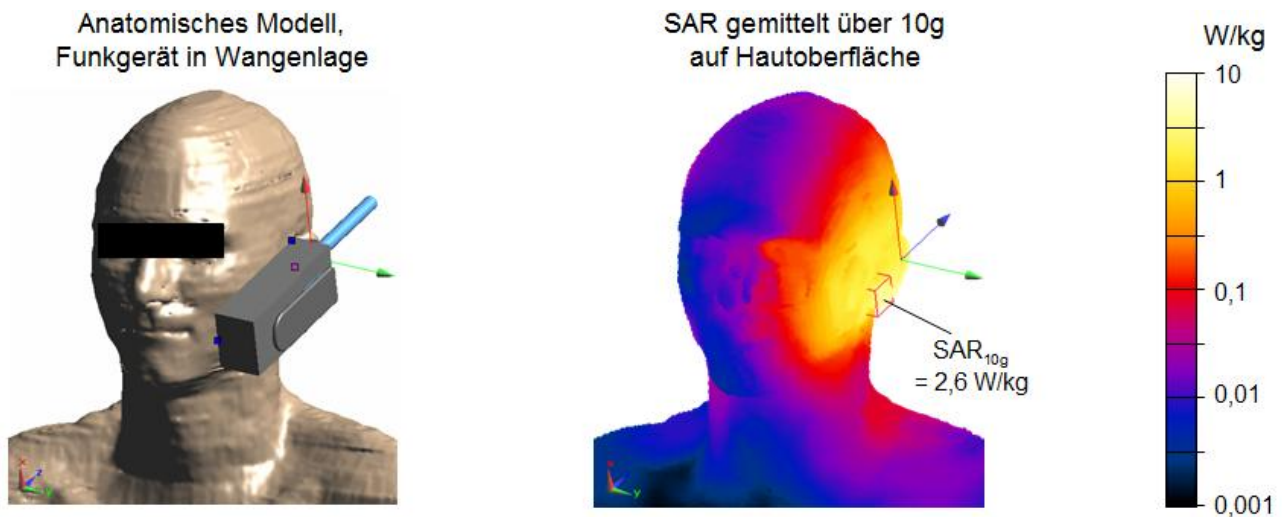
Da sowohl die SAR, als auch die Temperaturerhöhung in der in Abschnitt 2.2.1 dargestellten Näherung proportional zur Sendeleistung ist, lassen sich alle Ergebnisse dieses Kapitels unmittelbar auf andere Sendeleistungen skalieren. So wird beispielsweise bei der Sprachübertragung ohne gleichzeitige Nutzung weiterer Dienste nur *ein* Zeitschlitz verwendet. Für diesen Fall sind die Ergebnisse durch den Faktor vier zu dividieren. Andererseits ist es auch technisch möglich (allerdings von der BDBOS nicht vorgesehen), die Geräte bei ihrer spezifizierten maximalen nominalen Leistung von 1,8 W zu betreiben, was einer Multiplikation der Ergebnisse mit diesem Faktor entspräche.

Außerdem gibt es noch zwei Umstände, die in der Praxis zu einer niedrigeren Sendeleistung führen können. Das ist zum einen die Anpassung an die Qualität der Funkverbindung in Schritten von 5 dB (Abschnitt 1.1). Bei hinreichend guter Verbindung wird die Sendeleistung erheblich reduziert. Zum anderen besteht ein Unterschied zwischen nominaler und tatsächlicher Sendeleistung. Während die nominale Sendeleistung eine konstante Obergrenze darstellt, hängt die tatsächliche Sendeleistung 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 zeigen, dass die tatsächliche Sendeleistung bei typischen Positionen am Kopf um ca. 30% unterhalb des nominalen Wertes liegt. Im Sinne einer konservativen Abschätzung gehen wir aber von der vollen nominalen Sendeleistung als obere Grenze aus.

### 5.2.2 Duke, Wangenlage

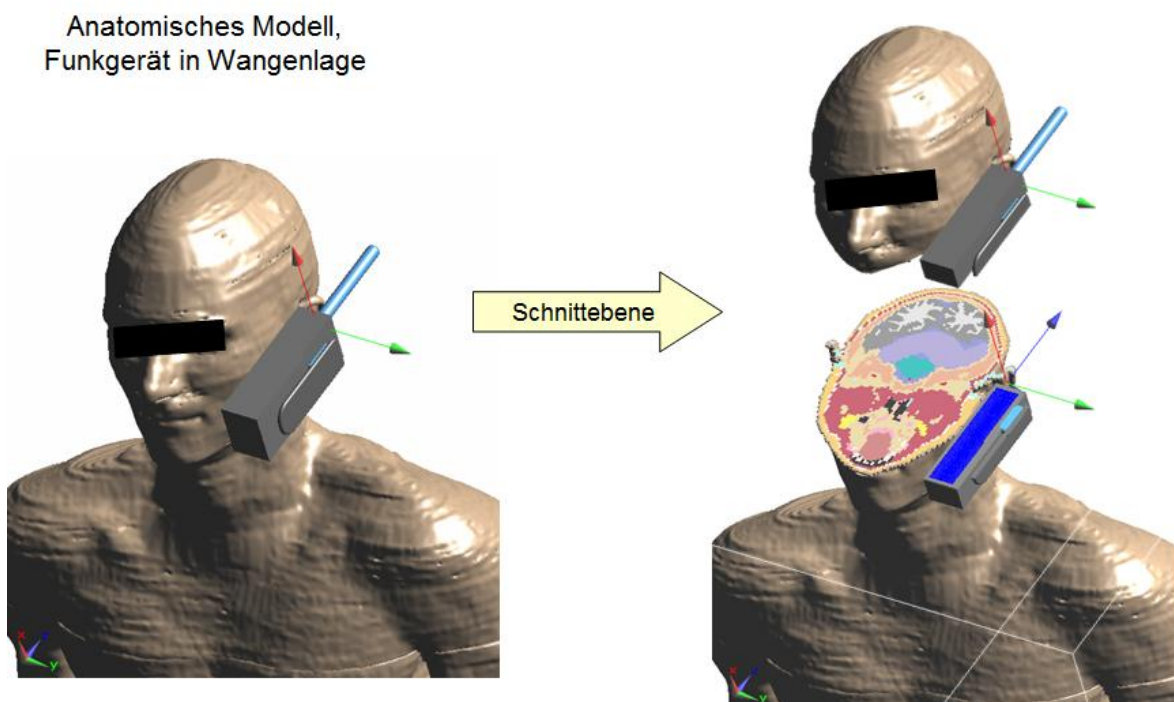
Die Wangenlage ist eine in der Europäischen Mess-Norm EN 62209-1 [62209-1 2007] definierte Telefonierhaltung, bei der das Funkgerät an Ohr und Wange anliegt. Abbildung 38, links zeigt das anatomische Modell 'Duke' (Kapitel 4) mit dem Motorola HRT – MTP 850 Handfunkgerät in dieser Position am linken Ohr. Allerdings bezieht sich die Definition im ETSI Standard auf das ebenfalls dort beschriebene Messphantom (SAM), bei dem die Ohren dicht am Kopf anliegen, was dem Andrücken durch ein Mobilfunkgerät entsprechen soll. Bei den verwendeten anatomischen Modellen ist das Ohr hingegen frei, also nicht angedrückt, wodurch eine Unterschätzung des SAR-Wertes auftreten würde. Aus diesem Grund wurde das Funkgerät für die Simulation so weit an den Kopf heran geschoben, dass die Positionierung dem mit SAM beschriebenen Standard möglichst nahe kommt. Dadurch entsteht jedoch ein kleiner Überlapp der Antenne mit dem Ohr, der in dem Voxel-Modell in Abbildung 40, links in etwa zu erkennen ist. Die Priorität des Funkgerätes ist beim 'Voxeln' höher, als die des Ohrs, sodass das Ohr im Voxel-Modell etwas verkleinert wird. Die Kontaktfläche zwischen Antenne und Ohr ist dadurch etwas vergrößert, und der SAR-Wert wird tendenziell leicht überschätzt.

Die SAR Mittelung erfolgt nach dem in Abschnitt 2.3.2 beschriebenen Verfahren gemäß IEEE über würfelförmige Volumina von 10 g Masse. Abbildung 38, rechts zeigt die daraus resultierende gemittelte Verteilung an der Hautoberfläche. Der maximale Wert ( $SAR_{10g}$ ) beträgt 2.6 W/kg.

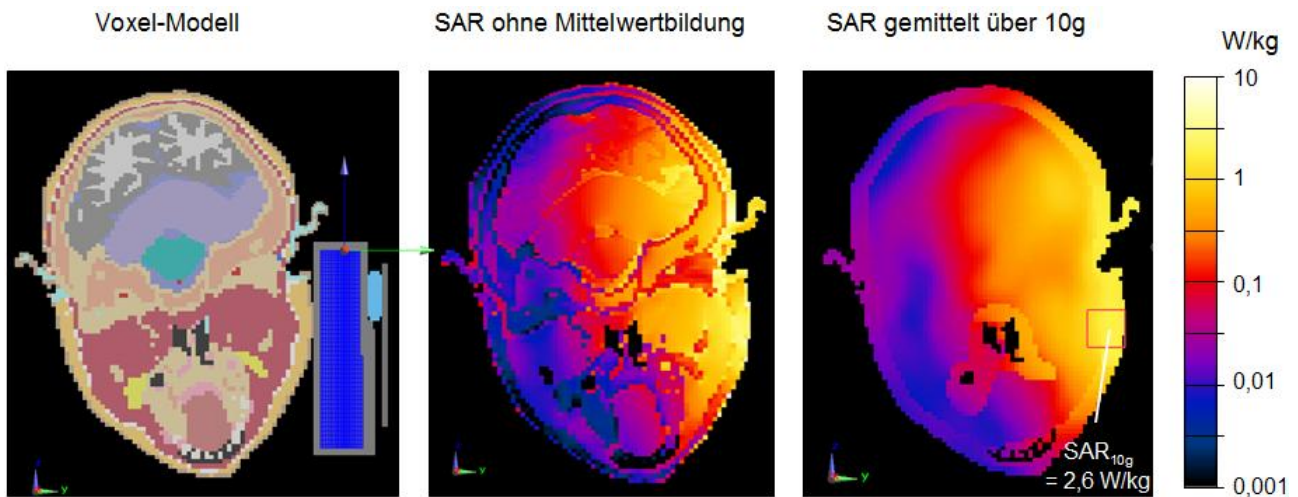


**Abbildung 38** Links: Anatomisches Modell 'Duke' und Motorola HRT – MTP 850 Handfunkgerät in Wangenlage. Rechts: Über 10g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Die Sendeleistung beträgt wie in allen Angaben dieses Kapitels 1 W. Damit ergibt sich der maximale SAR-Wert ( $SAR_{10g}$ ) zu 2.6 W/kg.

Um die Verteilung der SAR im Körperinneren zu visualisieren, betrachten wir die in Abbildung 39 dargestellte Schnittebene in y-z-Richtung auf Höhe der maximalen SAR. In Abbildung 40, links ist das Voxel-Modell zu sehen. Die verschiedenen Farben entsprechen unterschiedlichen Gewebearten, Hohlräume sind schwarz dargestellt. Die ungemittelte (genauer: auf Basis der Voxel Diskretisierung gemittelte) SAR (mittlere Abbildung) spiegelt deutlich die Inhomogenität der unterschiedlichen Gewebearten des Voxel-Modells wieder. Die räumliche Auflösung der SAR ist alleine durch die Inhomogenität des absorbierenden Materials bestimmt, und nicht etwa durch wellenoptische Eigenschaften (Wellenlänge u.a.). Eine deutliche Glättung der SAR-Verteilung erfolgt durch die Mittelwertbildung über Volumina mit 10g Masse in der rechten Abbildung.

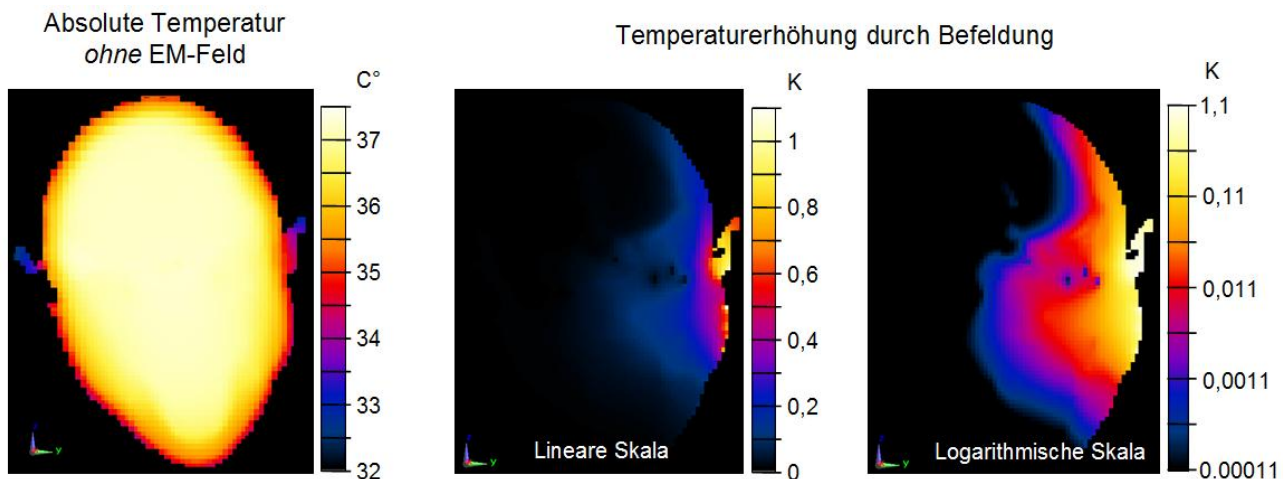


**Abbildung 39** Definition der Schnittebene, die in Abbildung 40 untersucht wird.



**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.

Nun wenden wir uns der Temperaturverteilung zu (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<sup>2</sup>) zugrunde gelegt (Abschnitt 2.2.2, Gl. (5)). Die absolute Temperaturverteilung dient hier aber nur als Plausibilitätstest und zur Veranschaulichung. Von konkretem Interesse ist hingegen die Temperaturerhöhung aufgrund der Befeldung, die im mittleren und im rechten Bild (linear und 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. Auch hier gehen wir von einem Wärmeübertragungskoeffizient  $H_{Conv+Rad}$  von 7 W/(K m<sup>2</sup>) aus. Die absolute Umgebungstemperatur geht in die Temperaturerhöhung nicht ein (Abschnitt 2.2.2). Die größte Erwärmung tritt in der Ohrmuschel auf und beträgt 1,1K.



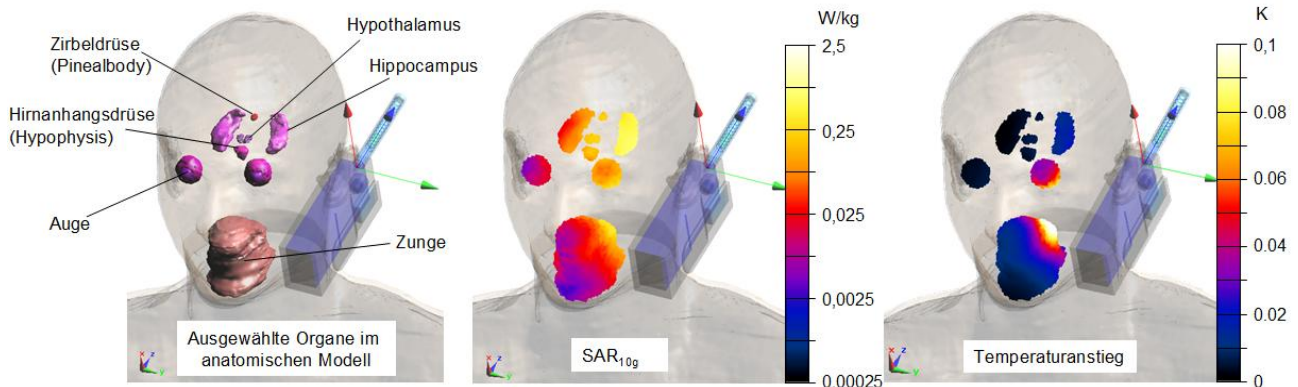
**Abbildung 41** Links: Absolute Temperaturverteilung ohne Befeldung. Mitte und rechts: Temperaturerhöhung aufgrund der in Abbildung 40 dargestellten SAR-Verteilung durch Befeldung. Die Schnittebene ist dieselbe wie in Abbildung 40.

Vergleicht man die über 10 g gemittelte SAR in Abbildung 40, rechts mit der (wie auch die SAR) 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) geglätteten Verteilung der Temperaturerhöhung zu machen. Allerdings ist



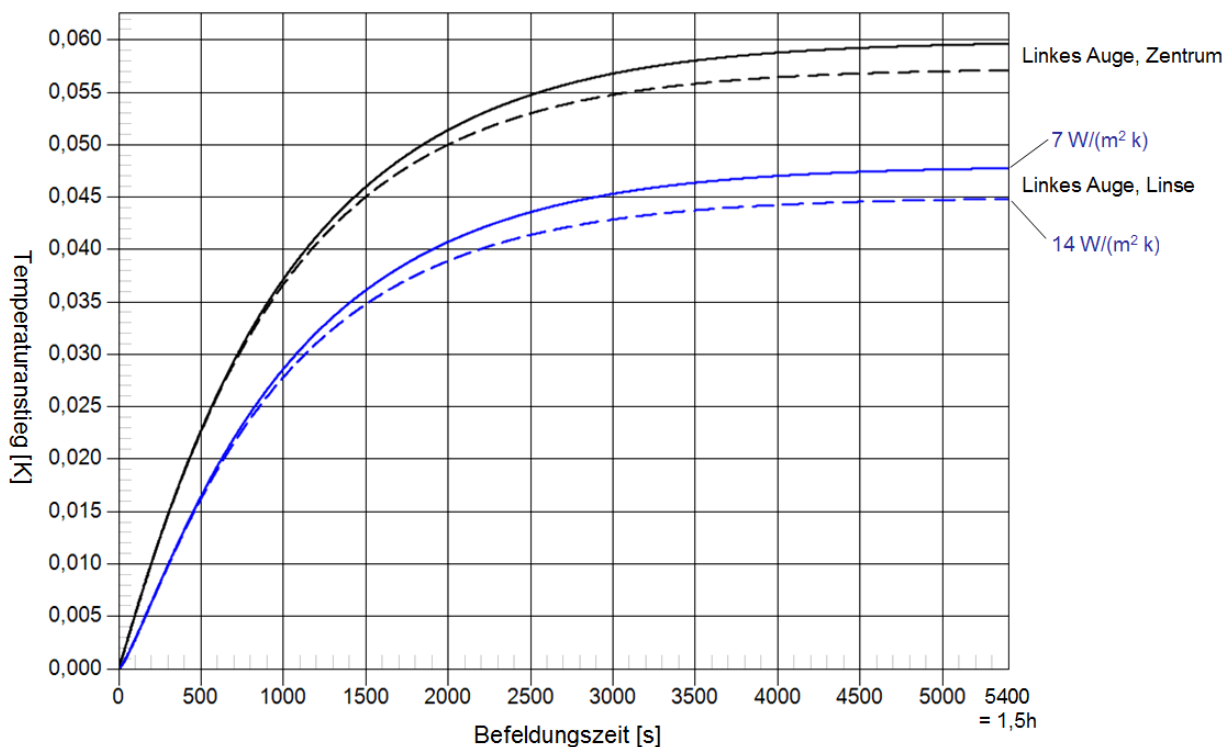
eine tatsächliche Berechnung der Erwärmung durch gemittelte SAR-Verteilungen prinzipiell nicht möglich.

Schließlich werden noch einige Organe des Kopfes explizit betrachtet, die aus biologischer Sicht möglicherweise besonders empfindlich auf eine Befeldung oder Erwärmung reagieren könnten (Abbildung 42, links). Das Augenmodell 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 und die daraus resultierenden stationären Temperaturerhöhungen sind im mittleren und rechten Bild dargestellt.



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

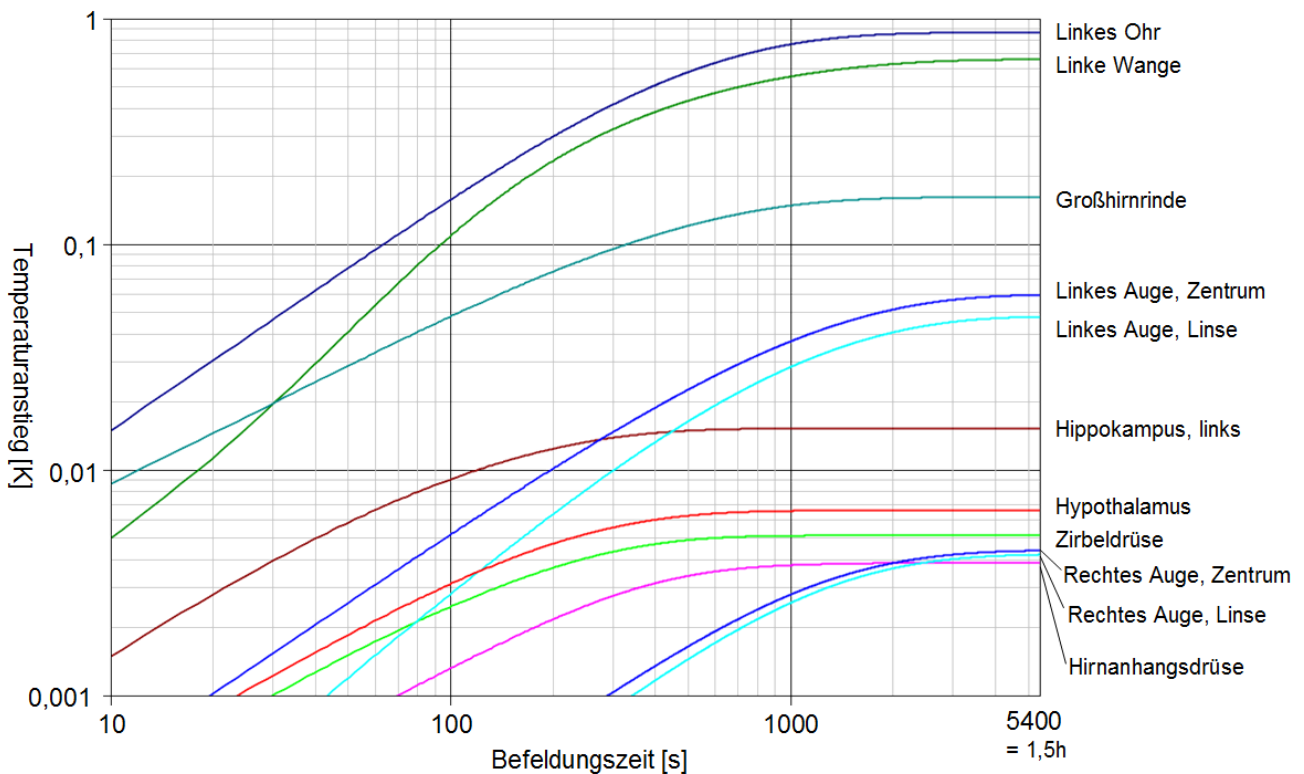
Bislang wurden die Temperaturerhöhung im stationären Zustand, also nach Erreichen des thermischen Gleichgewichtes diskutiert, nicht aber die zeitliche Dynamik *in* diesen Zustand nach Gleichung (4). Die Erwärmung als Funktion der Befeldungszeit ist nun in Abbildung 43 für das linke Auge dargestellt.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



**Abbildung 43** Temperaturanstieg im linken Auge als Funktion der Befeldungszeit. 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  $14 \text{ W}/(\text{K m}^2)$  (gestrichelte Kurven) verdoppelt, um den Einfluss dieser Randbedingung zu studieren.

Der Wärmeübertragungskoeffizient  $H_{Conv+Rad}$  von  $7 \text{ W}/(\text{K m}^2)$  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  $14 \text{ W}/(\text{K m}^2)$  verdoppelt wurde. Die Größenordnung der Erwärmung verändert sich dabei nicht.

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' hinzugenommen, nämlich die linke Ohrmuschel und die linke Wange.

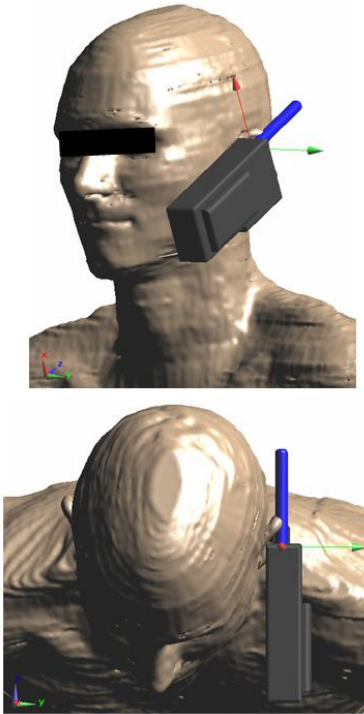


**Abbildung 44** Temperaturanstieg als Funktion der Befeldungszeit für ausgewählte Organe und Orte des Kopfes. Für den Wärmeübertragungskoeffizient wurde wieder  $7 \text{ W}/(\text{K m}^2)$  angesetzt.

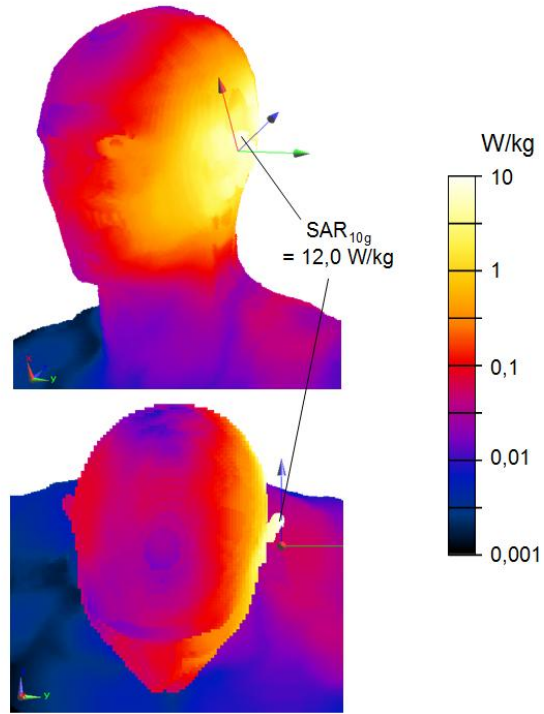
### 5.2.3 Duke, Kiplage

Neben der Wangenlage ist in der Europäischen Mess-Norm EN 62209-1 [62209-1 2007] eine zweite Telefonierhaltung definiert, die so genannte 'Kiplage'. Sie geht aus der Wangenlage hervor, indem das Gerät am anliegenden Ohr um einen Winkel von  $15^\circ$  nach hinten gekippt wird. Den Bereich zwischen Wangen- und Kiplage kann man als typische Variationsbreite beim Telefonieren betrachten. Die Wendelantenne der hier untersuchten Geräte kommt in Kiplage dem Kopf sehr nahe (Abbildung 45, links), sodass diese Position außerdem aus Sicht des Strahlenschutzes einem der ungünstigsten anzunehmenden Fälle entsprechen dürfte. Für das Sepura HRT – STP 8000 ergibt sich bedingt durch die Bauform ein noch etwas kleinerer Abstand, als bei dem Motorola Funkgerät. Die SAR-Verteilung ist für dieses Gerät in Abbildung 45 bis Abbildung 47 grafisch dargestellt.

Anatomisches Modell,  
Funkgerät in Kipplage

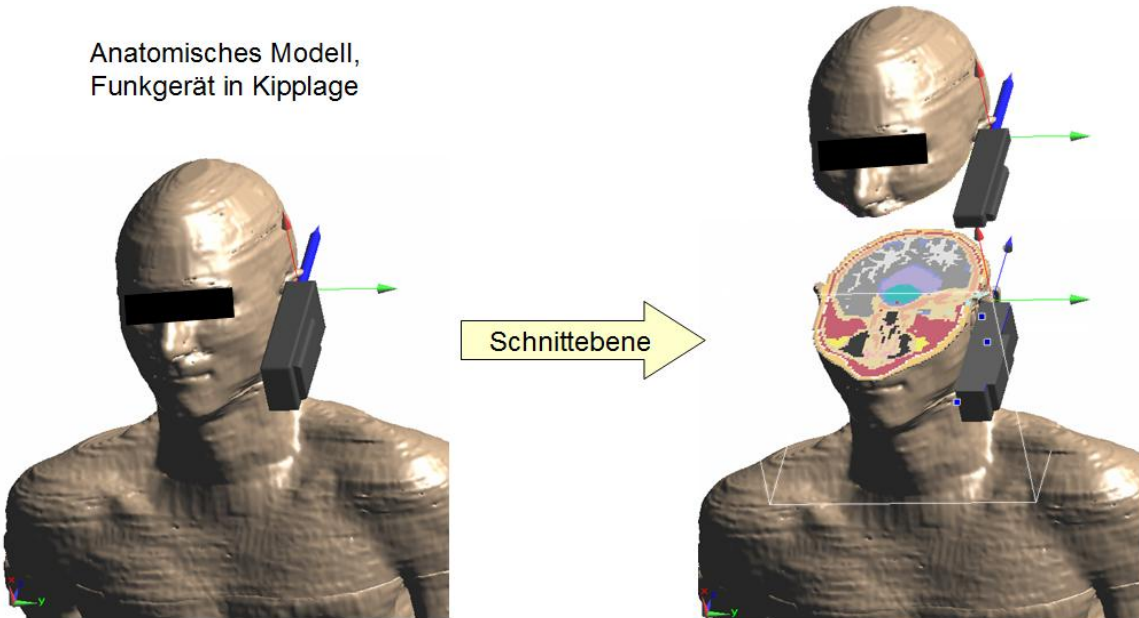


SAR gemittelt über 10 g  
Verteilung auf Oberfläche



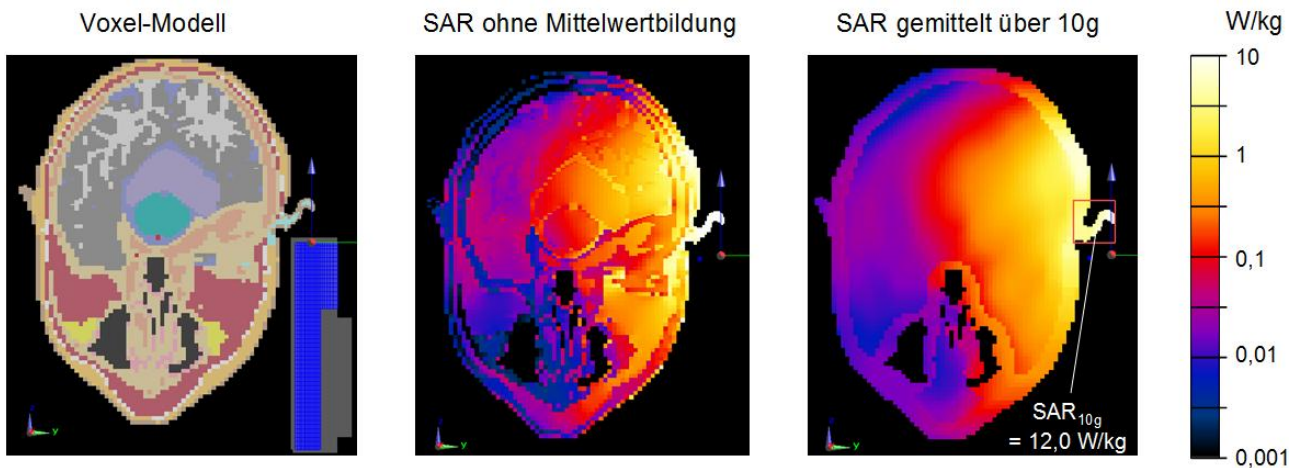
**Abbildung 45** Links: Anatomisches Modell 'Duke' und Sepura HRT – STP 8000 Handfunkgerät in Kipplage aus zwei unterschiedlichen Blickrichtungen. Rechts: Über 10g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Die Sendeleistung beträgt wie in allen Angaben dieses Kapitels 1 W. Der maximale SAR-Wert ( $SAR_{10g}$ ) ist 12,0 W/kg.

Anatomisches Modell,  
Funkgerät in Kipplage



**Abbildung 46** Definition der Schnittebene, die in Abbildung 47 untersucht wird.

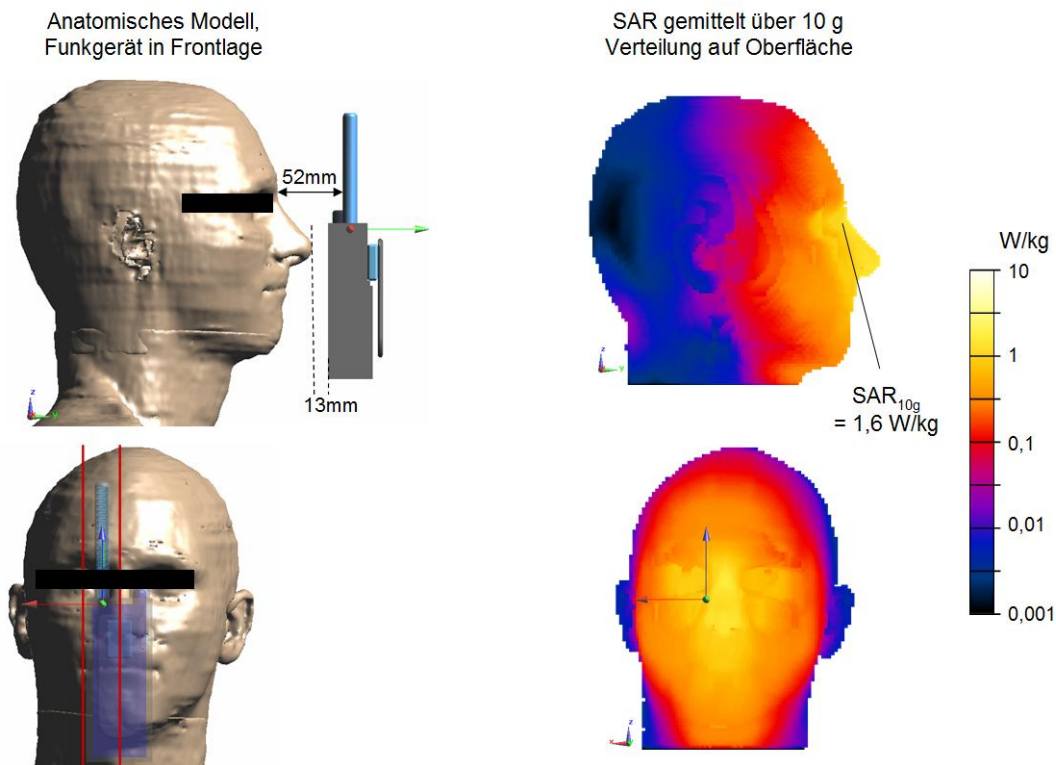




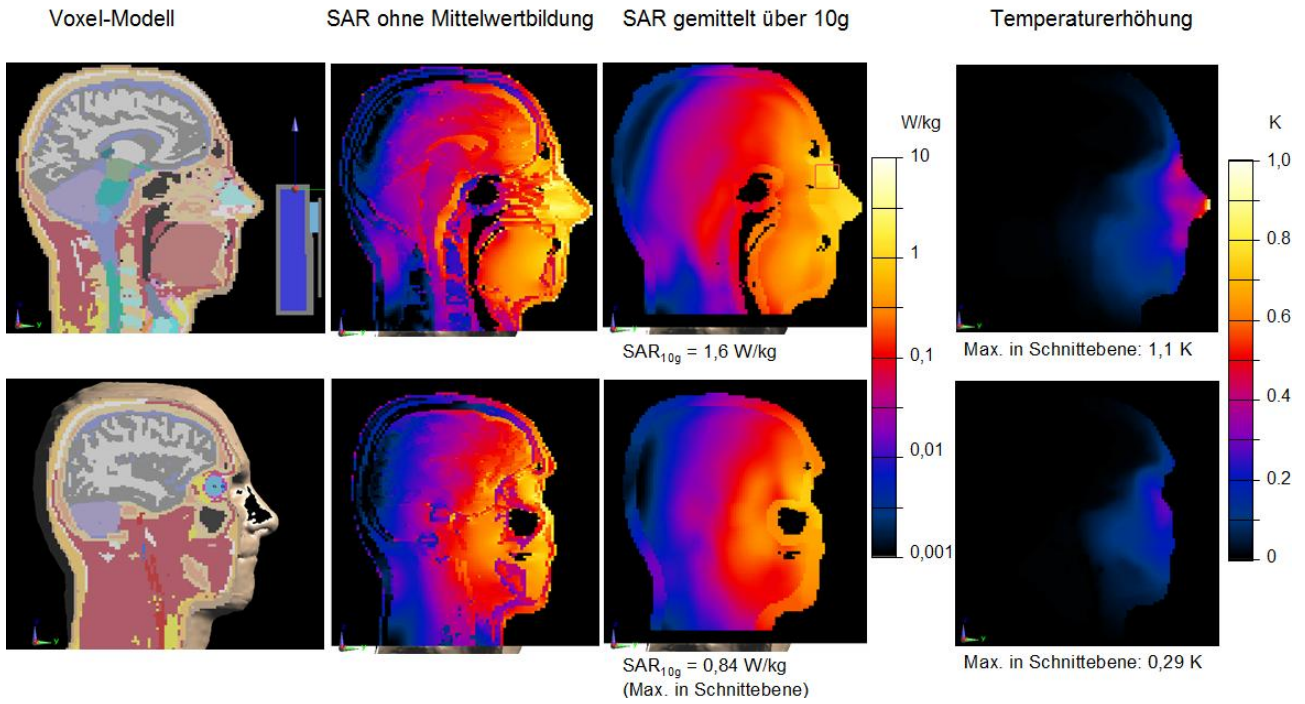
**Abbildung 47** SAR in der in Abbildung 46 dargestellten Schnittebene durch das Maximum der Verteilung. Links: Voxel-Modell. Mitte: Ungemittelte (bzw. auf Basis der Voxel Diskretisierung gemittelte) SAR. Rechts: Über 10 g gemittelte SAR.

### 5.2.4 Duke, Frontlage

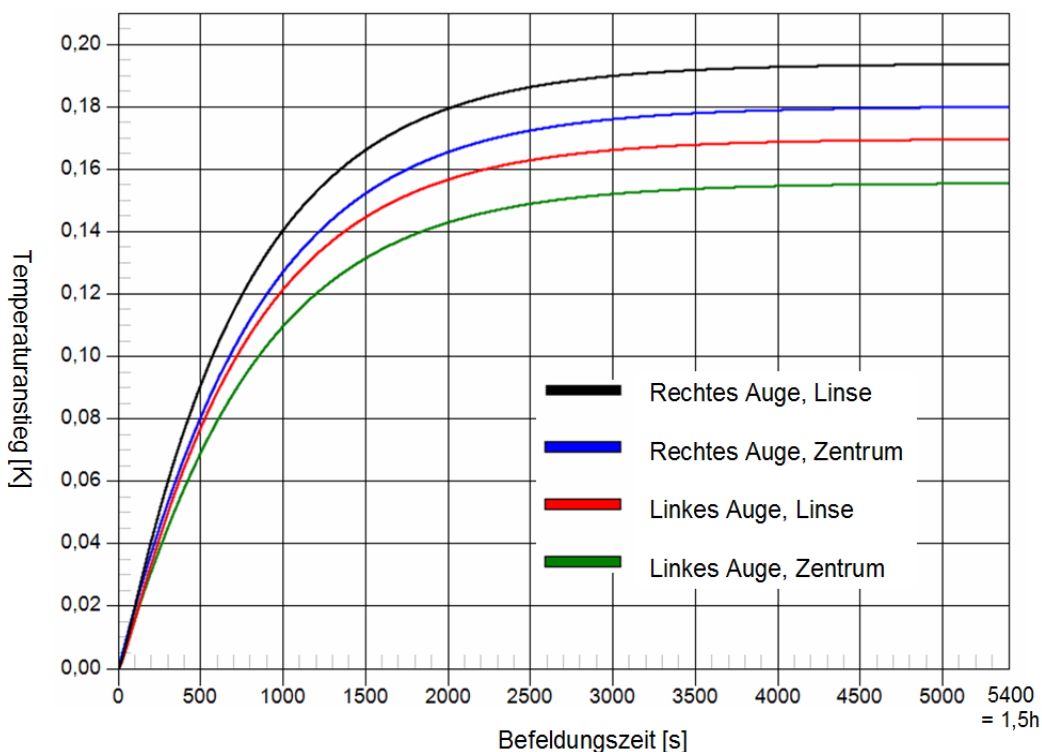
Neben den standardisierten Positionierungen in Wangen- und Kipplage werden die Handfunkgeräte auch mit eingeschalteter Freisprechanlage vor dem Gesicht eingesetzt. Wir untersuchen die in Abbildung 48, links dargestellte Konfiguration mit dem Motorola HRT – MTP 850. Der Abstand zwischen Kopf und Gerät ist bewusst kleiner gewählt, als im typischen Gebrauch, sodass hier ein aus Sicht des Strahlenschutzes besonders ungünstiger Extremfall 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 HRT – MTP 850 Handfunkgerät in Frontlage aus zwei unterschiedlichen Blickrichtungen. Die roten Linien im Bild links unten bezeichnen die beiden Schnittebenen, die in Abbildung 49 dargestellt sind. Rechts: Über 10g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Der maximale SAR-Wert ( $SAR_{10g}$ ) ist 1,6 W/kg



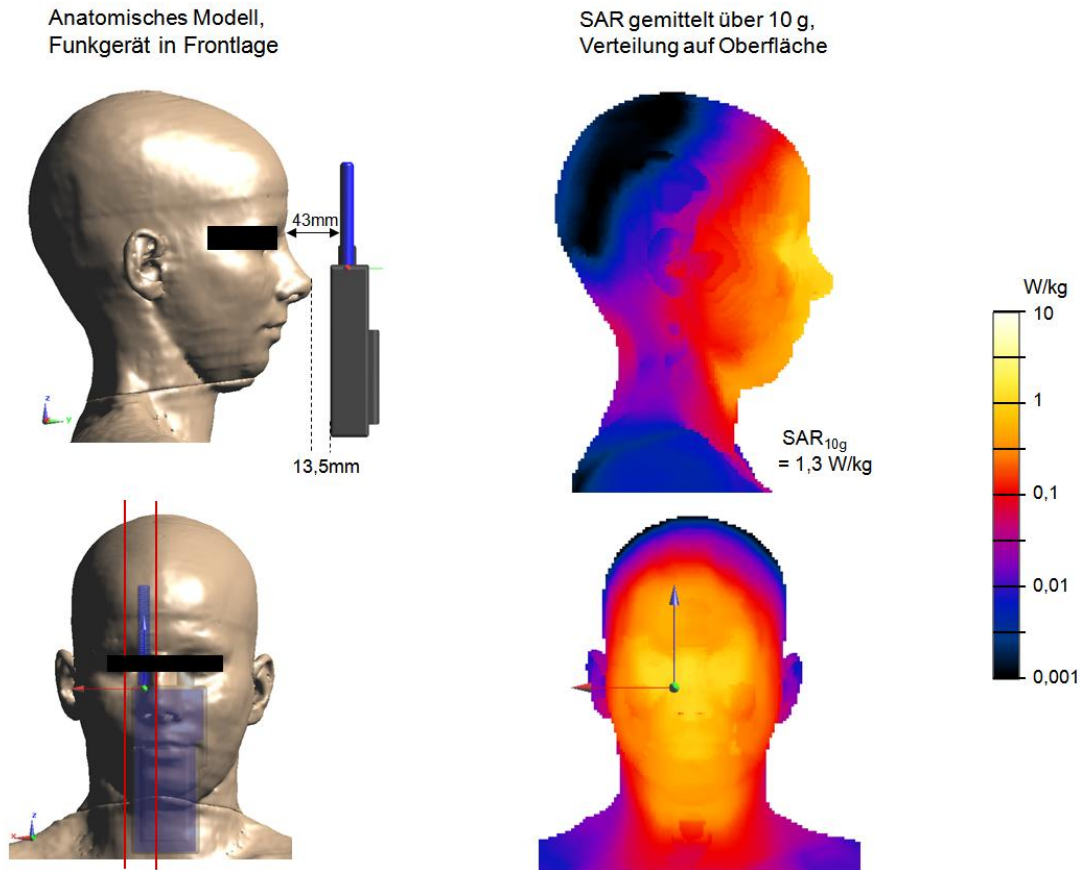
**Abbildung 49** SAR in den beiden in Abbildung 48 links unten dargestellten Schnittebenen. *Links*: Voxel-Modell. *Mittlere vier Bilder*: Ungemittelte (bzw. auf Basis der Voxel Diskretisierung gemittelte) und über 10 g gemittelte SAR. *Rechts*: Temperaturerhöhung infolge der Befeldung. Die Schnittebene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



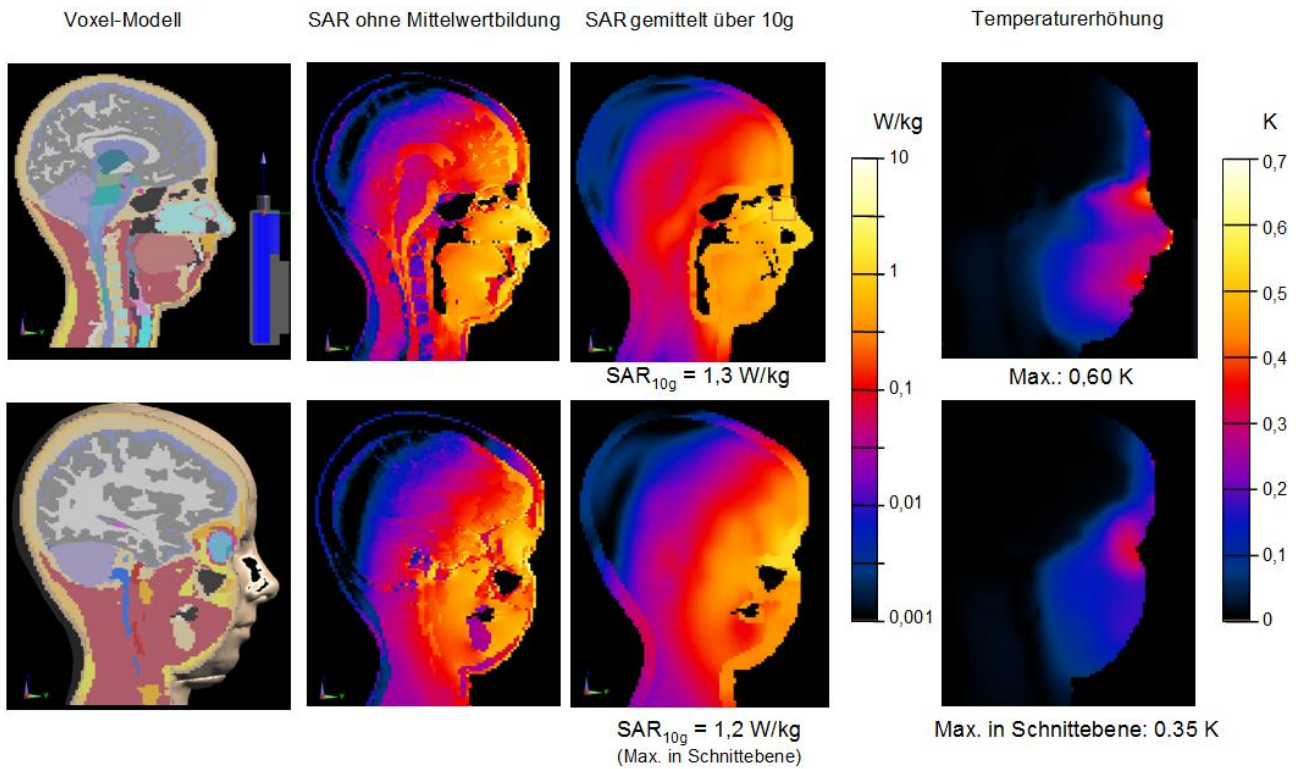
**Abbildung 50** Temperaturerhöhung im Bereich der Augen als Funktion der Befeldungszeit. Für den Wärmeübertragungskoeffizient wurde wieder  $7 \text{ W}/(\text{K m}^2)$  angenommen.

## 5.2.5 Ella, Frontlage

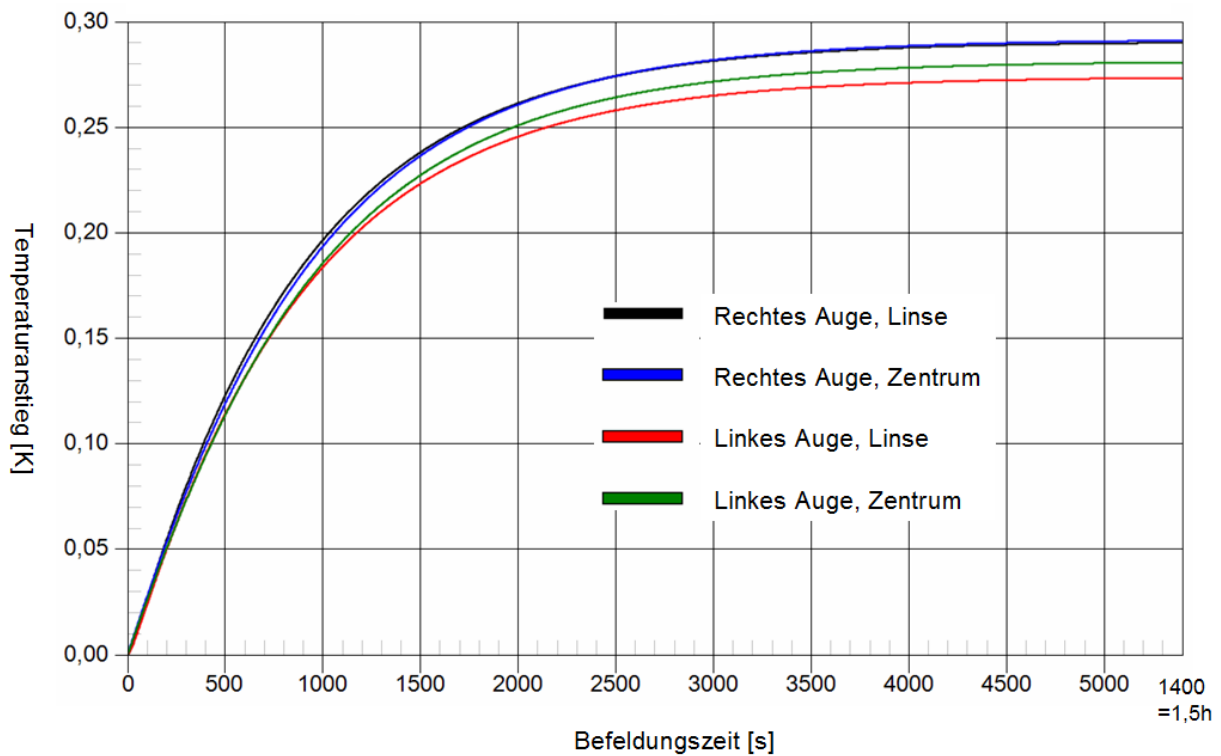
Schließlich wird noch in Abbildung 51 und Abbildung 52 die Kombination Ella mit Sepura HRT – STP 8000 in Frontlage gezeigt, also im Wesentlichen die analoge Anordnung zu Abschnitt 5.2.4. Allerdings kommt die Antenne dem Auge hier noch etwas näher, als in Abbildung 48, was im Bereich des Auges zu einer höheren SAR (Abbildung 52, untere Reihe) und zu einer deutlich größeren Erwärmung (Abbildung 53) führt. Die Temperaturerhöhung von ca. 0,5 K erfolgt aber wieder auf einer im Vergleich zum typischen Gebrauch großen Zeitskala von etwa 1 Stunde. Über diesen Zeitraum müsste in der Position weitgehend bewegungslos verharret werden. Nach 10 Minuten liegt die Temperaturerhöhung hingegen noch unter 0,2 K.



**Abbildung 51** Links: Anatomisches Modell Ella und Sepura HRT – STP 8000 Handfunkgerät in Frontlage aus zwei unterschiedlichen Blickrichtungen. Die roten Linien im Bild links unten bezeichnen die beiden Schnittebenen, die in Abbildung 52 dargestellt sind. Rechts: Über 10g gemittelte SAR-Verteilung an der Hautoberfläche. Der maximale SAR-Wert ( $SAR_{10g}$ ) ist 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 Befeldung. 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 Befeldungszeit. Für den Wärmeübertragungskoeffizient wurde wieder  $7 \text{ W}/(\text{K m}^2)$  angenommen.



## 5.2.6 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 ca. 43 am höchsten exponierten Organe oder Gewebearten des Kopfes. Dabei werden systematisch alle Kombinationen aus Wangen- Kipp und Frontlage mit den anatomischen Modellen Duke und Ella und den beiden Funkgeräten 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 Funkgerät in Kipplage links mit Handmodell. Dieses Szenario ist in Abbildung 55 zusätzlich berücksichtigt.

Bei der Berechnung der  $SAR_{10g}$  Werte kommen hier 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. Falls jedoch die gesamte Masse des Organs 10 g nicht erreicht, so wird von den 10 g abgewichen und die gesamte zur Verfügung stehende Masse des Organs geht in die Mittelung ein. Für Duke und Ella sind in Tabelle 3 die Organe mit den zugehörigen Massen aufgelistet. Bei Ella wurde das Knochenmark nicht segmentiert [Christ et al. 2010].

Der zweite Algorithmus wird bei der Bezeichnung 'Gesamt' angewendet, die in jedem Balkendiagramm genau ein mal vorkommt. Dort stehen die  $SAR_{10g}$  Werte, die unabhängig von den Gewebearten nach dem im IEEE Standard beschriebenen Verfahren (Abschnitt 2.3.2) berechnet werden.

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

Motorola, Duke

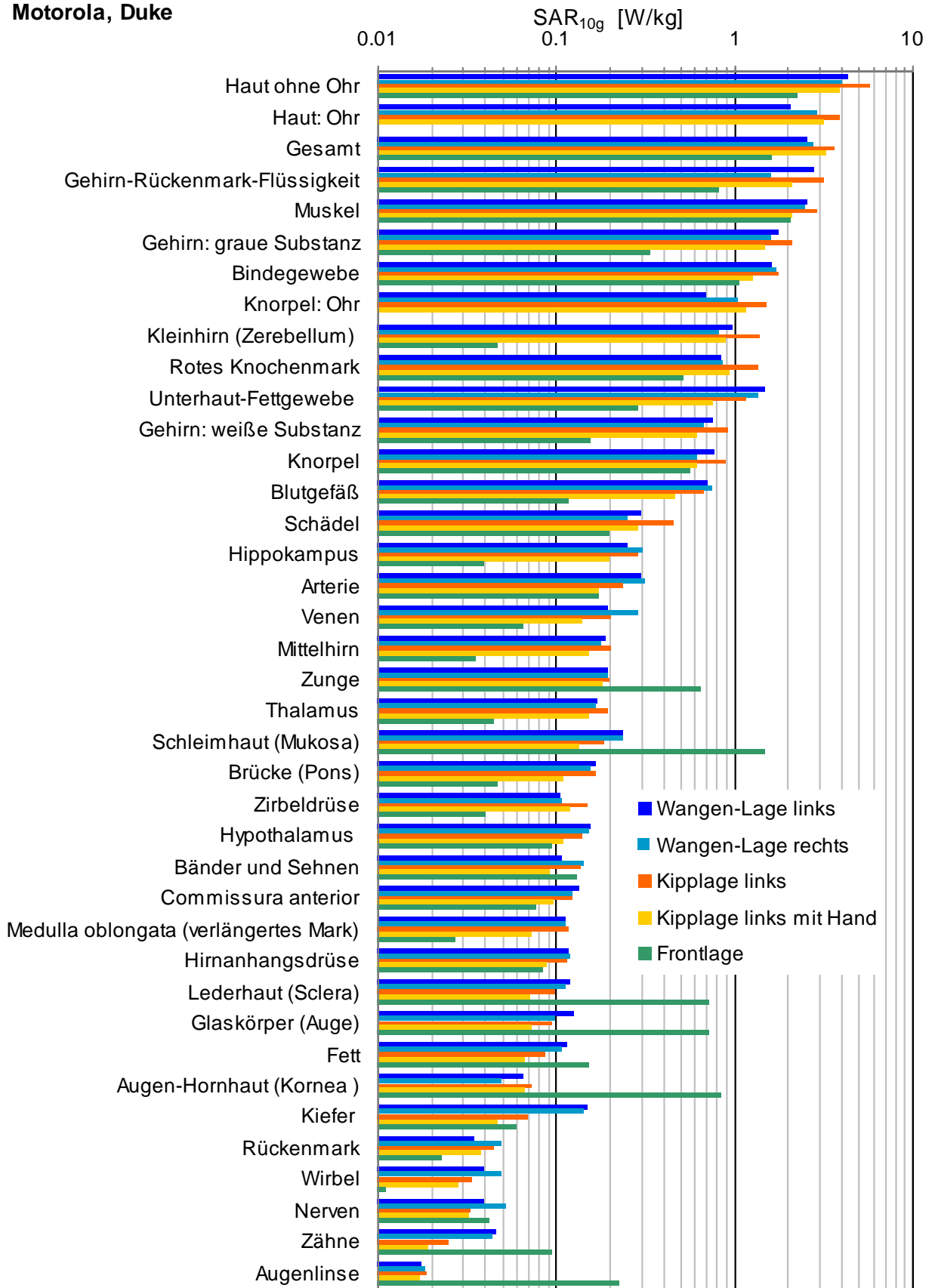


Abbildung 55 SAR<sub>10g</sub> Werte aufgeschlüsselt nach den Organen im Kopf für das anatomische Modell 'Duke' zusammen mit dem Motorola HRT – MTP 850 Funkgerät normiert auf eine Sendeleistung von 1 W.

Motorola, Ella

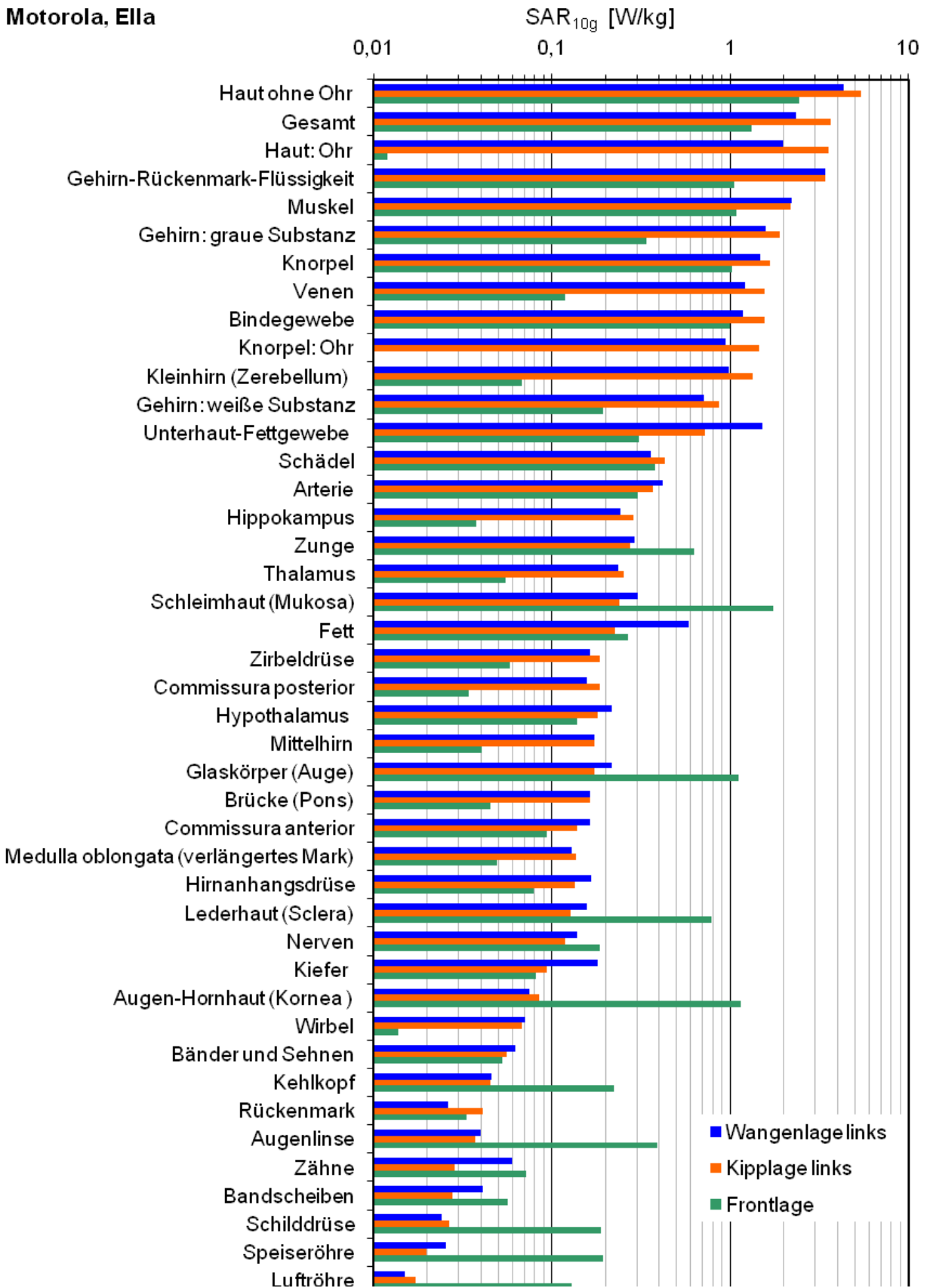
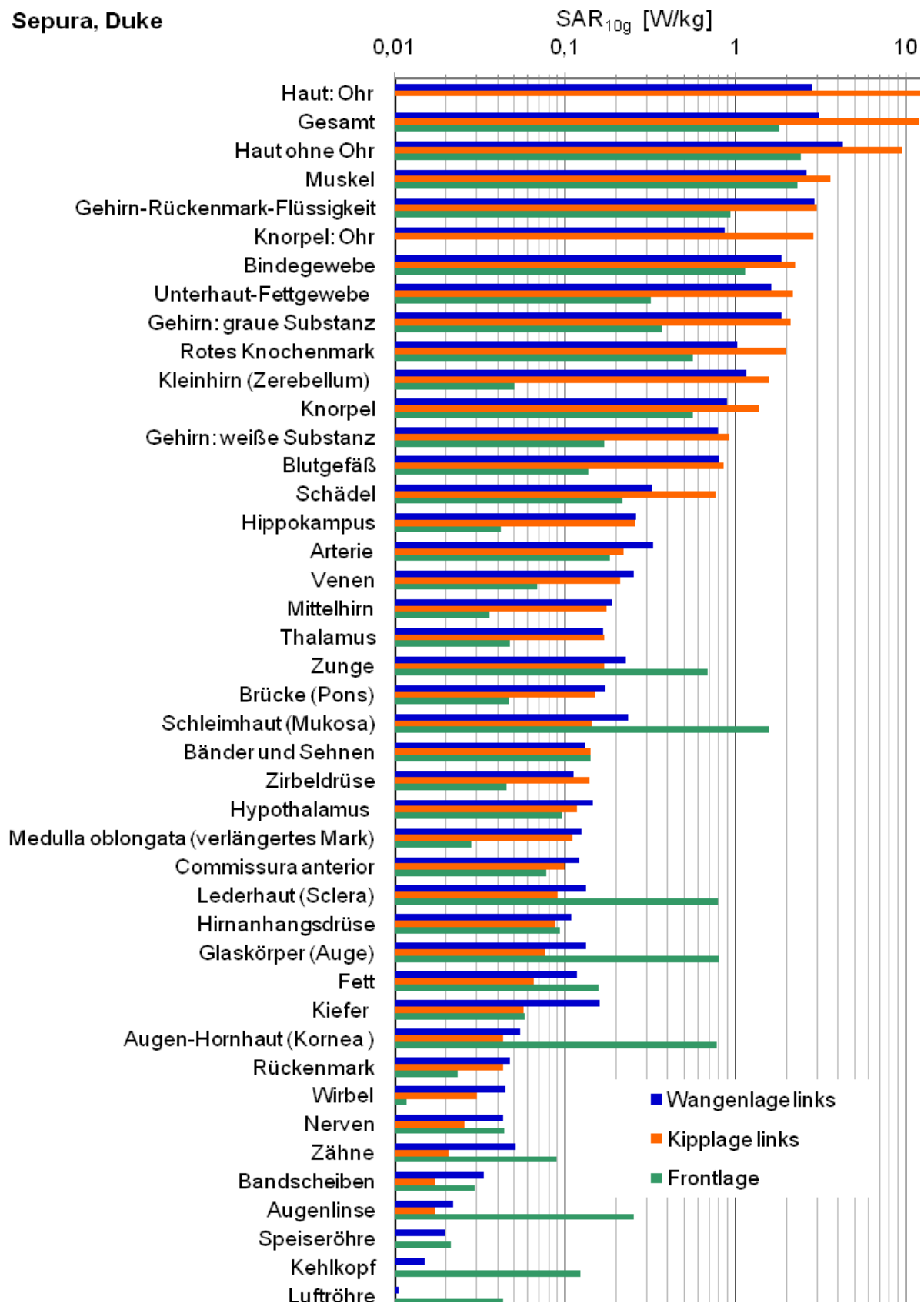


Abbildung 56 SAR<sub>10g</sub> Werte aufgeschlüsselt nach den Organen im Kopf für das anatomische Modell 'Ella' zusammen mit dem Motorola HRT – MTP 850 Funkgerät normiert auf eine Sendeleistung von 1 W.

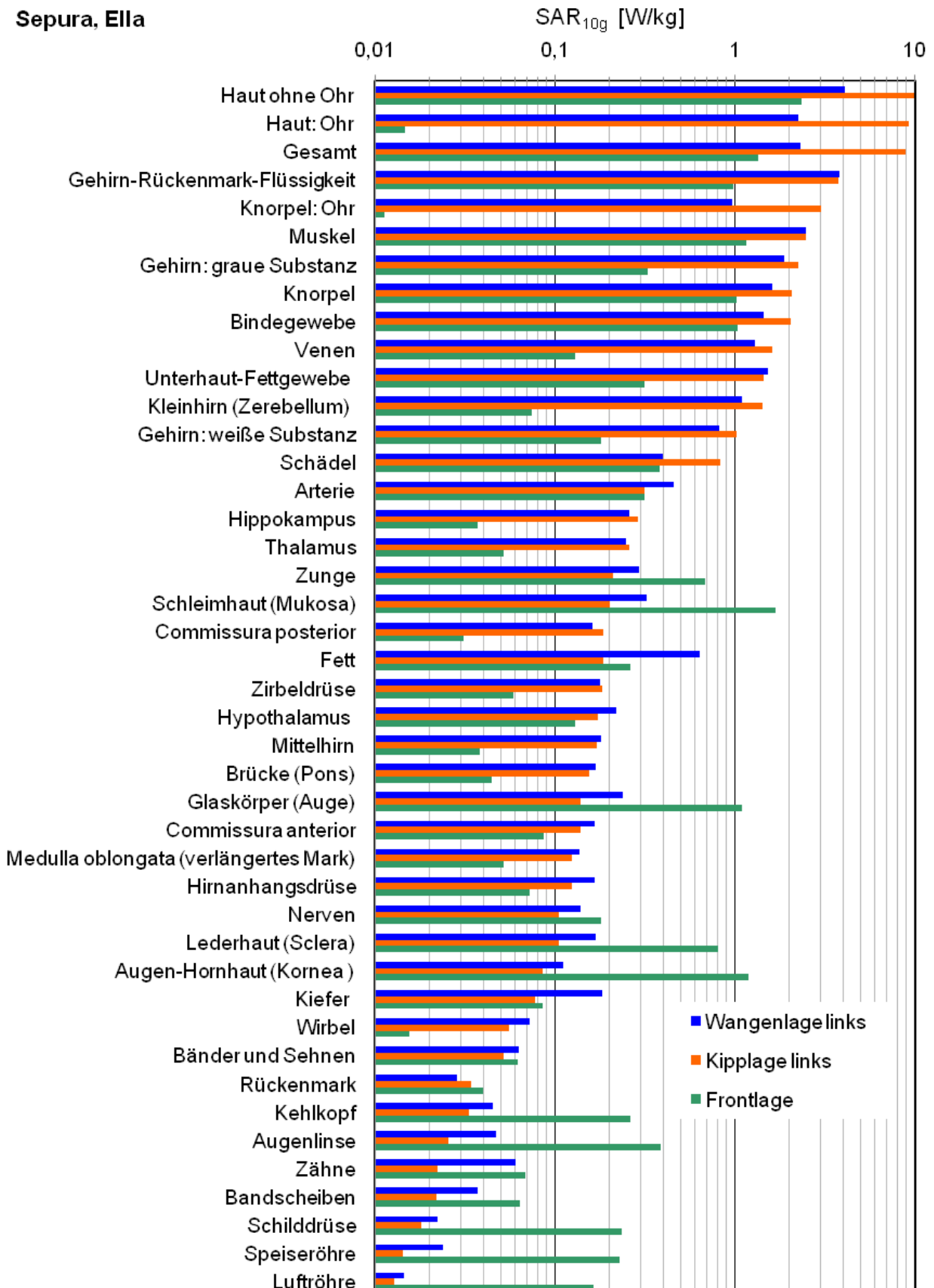


Sepura, Duke



**Abbildung 57** SAR<sub>10g</sub> Werte aufgeschlüsselt nach den Organen im Kopf für das anatomische Modell 'Duke' zusammen mit dem Sepura HRT – STP 8000 Funkgerät normiert auf eine Sendeleistung von 1 W. Das Maximum (Haut:Ohr in Kiplage) beträgt 12,4 W/kg.

Sepura, Ella



**Abbildung 58** SAR<sub>10g</sub> Werte aufgeschlüsselt nach den Organen im Kopf für das anatomische Modell 'Ella' zusammen mit dem Sepura HRT – STP 8000 Funkgerät normiert auf eine Sendeleistung von 1 W. Das Maximum (Haut:Ohr in Kipplage) beträgt 9,9 W/kg.

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

<b>Organ / Gewebe</b>	<b>Masse Duke [g]</b>	<b>Masse Ella [g]</b>
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

## 6 ZUSAMMENFASSUNG UND DISKUSSION

In dieser Arbeit wurde die Strahlenexposition durch die beiden am häufigsten im deutschen BOS-Funk eingesetzten Handfunkgeräte untersucht, das sind das Motorola HRT – MTP 850 und das Sepura HRT – STP 8000. Für beide Geräte wurden anhand von Röntgenaufnahmen Simulationsmodelle gebildet, und mit umfangreichen Nahfeldmessungen optimiert und verifiziert.

Anschließend wurde numerisch mit Hilfe des FDTD Algorithmus die Strahlenabsorption in den anatomischen Körpermodellen 'Duke' und 'Ella' aus der 'Virtual Family' für drei verschiedene Positionierungen am Kopf berechnet. Zwei dieser Positionierungen, nämlich die Wangen- und Kipplage sind in der Europäischen Mess-Norm EN 62209-1 definiert, die dritte Lage, die wir als Frontlage bezeichnen, wurde als typisches Szenario bei Verwendung vor dem Gesicht zum Einsprechen wie bei einem Funksprechgerät hinzugenommen.

In Kipplage kommt die Helix-Antenne dem Kopf am nächsten, sodass diese Lage zu etwas höheren SAR<sub>10g</sub> Werten (maximaler über 10 g gemittelter Wert) führt, als die Wangenlage. Außerdem ist der Abstand der Antenne zum Kopf beim Sepura Gerät bauartbedingt geringfügig kleiner, als bei Motorola. Dadurch entsteht bei Sepura mit Duke in Kipplage der größte beobachtete SAR<sub>10g</sub> Wert von 12,0 W/kg bezogen auf eine kontinuierliche Sendeleistung von 1 W, also unter Bündelung aller vier Zeitschlitze. Das entspricht einer gleichzeitigen Sprach- und Datenübertragung. Der von ICNIRP empfohlene Richtwert für die beruflich bedingte Exposition von 10 W/kg wird dann leicht überschritten. Allerdings tritt diese Überschreitung ausschließlich im Bereich der Ohrmuschel auf. Bei einer SAR Messung nach der Europäischen Mess-Norm EN 62209-1 mit dem dort definierten Messphantom ('Specific Anthropomorphic Mannequin', SAM) würde gerade dieser Bereich ausgespart werden, da die Ohrmuschel des SAM als 6 mm dicker, mit verlustarmem Kunststoff ausgefüllter *Abstandhalter* ausgeführt ist. Das Ohr wird also in dieser Messnorm ausdrücklich *nicht* in die Messung mit eingeschlossen. In der Simulation ist der SAR<sub>10g</sub> Wert außerdem empfindlich von der Orientierung des Ohrs am Körper abhängig. Dreht man das Ohr des Körpermodells leicht an den Kopf heran, was in etwa dem Anpressen der Ohrmuschel an den Schädel durch das Funkgerät entspricht, so wandert der SAR<sub>10g</sub> Wert in den Bereich des Hinterkopfes direkt unterhalb der Antenne, und beträgt nur noch 6,8 W/kg. Unter dieser Voraussetzung wird der oben zitierte ICNIRP Richtwert für alle betrachteten Szenarien eingehalten.

Nach Auskunft der BDBOS ist jedoch die Bündelung der Zeitschlitze für Handfunksprechgeräte im bundesweiten Digitalfunk BOS nicht praxisrelevant. Geht man von einer Funkverbindung mit Sprachübertragung ohne gleichzeitige Nutzung weiterer Dienste aus, so wird anstelle aller vier nur *ein* Zeitschlitz verwendet, und die Ergebnisse sind folglich durch vier zu dividieren. Die ICNIRP Empfehlung für *beruflich bedingte* Exposition wird dann in jeder untersuchten Haltung mit maximal 3 W/kg deutlich eingehalten. Mit 'angelegtem' Ohr (s. oben) reduziert sich der Wert weiter auf  $6,8 / 4 = 1,7$  W/kg, sodass dann auch die entsprechende Empfehlung für die *Allgemeinbevölkerung* von 2 W/kg erfüllt wird.

Technisch ist es außerdem möglich (obgleich von Seite der BDBOS als Netzbetreibers nicht vorgesehen), die Geräte bei einer nominalen Sendeleistung von 1,8 W zu betreiben, was bei Nutzung aller vier Zeitschlitze in der ungünstigsten untersuchten Position mit 21,6 W/kg einer deutlichen Richtwertüberschreitung entspräche. Bei alleiniger Sprachübertragung (ein Zeitschlitz) wäre der Richtwert für beruflich bedingte Exposition hingegen noch eingehalten.

Die Positionierung des Funkgerätes am *rechten* Ohr zeigt sehr ähnliche Ergebnisse zu jener am *linken* Ohr, und die Berücksichtigung der das Gerät haltenden Hand führt zu geringfügig niedrigerer Exposition des Kopfes. In der Hand selber liegen die SAR Werte dabei nochmals unterhalb jener des Kopfes.

In Frontlage bewirkt der Abstand von wenigen Zentimetern zur Antenne bereits deutlich geringere SAR<sub>10g</sub> Werte, sodass auch bei Benutzung aller vier Zeitschlitze die ICNIRP Empfehlung, und zwar auch die für die *Allgemeinbevölkerung* durchgehend erfüllt wird. Allerdings kommt in dieser Lage

der Speisepunkt der Antenne dem Auge nahe, welches entsprechend wesentlich höher exponiert wird als in den anderen Lagen. In der Kombination Sepura in Frontlage mit Ella ist dort - wieder bezogen auf 1W Sendeleistung - mit einem Temperaturanstieg von 0,3 K zu rechnen. Interessant ist dabei die im Vergleich zur typischen Gebrauchsdauer große Zeitskala von etwa 1 Stunde, bis diese Erwärmung tatsächlich erreicht wird. Nach 10 Minuten, was einem realistischen Szenario eher entsprechen dürfte, wären es erst 0,14 K.

Insgesamt liegen die großen SAR-Werte nahe an der Körperoberfläche und fallen im Inneren exponentiell um mehrere Größenordnungen ab. So kommt es bei den inneren Organen des Kopfes in der Regel nur zu Erwärmungen von maximal 0,15 K (Großhirnrinde).

Bei allen Betrachtungen wurde die *nominale* Sendeleistung als obere Grenze für die *tatsächliche* Sendeleistung angesetzt, sodass noch eine gewisse Überschätzung der SAR-Werte und Temperaturerhöhungen vorliegt. Die tatsächliche Sendeleistung ist abhängig von der Nahfeld-Umgebung der Antenne, und sollte für typische Positionierungen dicht am Kopf um ca. 30 - 35% unterhalb des Nominalwertes liegen. Mit dieser Abschätzung lässt sich ein Vergleich mit den Messergebnissen am SAM anstellen: Dort wurde für Sepura in Kipplage ein SAR<sub>10g</sub> Wert von 0,9 W/kg ermittelt (ein Zeitschlitz). In der entsprechenden Simulation am anatomischen Körpermodell ergibt sich  $6,8 / 4 * 0,65 = 1,1$  W/kg, also ein sehr ähnlicher und somit konsistenter Wert. Exakte Übereinstimmung ist nicht zu erwarten, da es sich ja um einen Vergleich zwischen homogenem Phantom und heterogenem Körpermodell handelt.

## 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*)  $P_{\text{forward}}$  bezeichnet. Das ist die *obere Grenze* für die die tatsächlich als elektromagnetisches Feld abgestrahlte Sendeleistung  $P_{\text{rad}}$ .  $P_{\text{rad}}$  kann deutlich niedriger als  $P_{\text{forward}}$  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)  $\eta_{\text{rad}}$  und  $\eta_{\text{mismatch}}$  (Wertebereich jeweils [0 1]). Die abgestrahlte Leistung ist dann

$$P_{\text{rad}} = \eta_{\text{rad}} \eta_{\text{mismatch}} P_{\text{forward}} \quad (12)$$

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

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

mit dem komplexwertigen 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*:

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

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  $P_{\text{inp}}$  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):

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

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.



## 7.2 ABSORPTIONSMECHANISMEN IN BIOLOGISCHEM GEWEBE

Im Rahmen 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 Medien lässt sich die Abhängigkeit von  $E$  berechnen (siehe z.B. [Jackson 2006], Gl. 6.127):

$$SAR := \frac{d}{dt} \frac{dW}{dm} = \frac{\sigma}{\rho} \langle \bar{E}^2 \rangle_t \quad (13)$$

Mit:

- $\sigma$ : Elektrische Leitfähigkeit bei Kreisfrequenz  $\omega$ .  $\sigma = -\omega \epsilon_0 \text{Im}(\epsilon_r)$ .
- $\bar{E}$ : Elektrische Feldstärke im absorbierenden Medium.
- $\rho$  Massendichte.

$\sigma$  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 Strombauch 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 nun doch das primäre durch die Spannungsverteilung auf der Antenne vorgegebene elektrische Feld verantwortlich, wobei die Berücksichtigung der Einkopplung in das Gewebe entscheiden 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/](http://www.bdbos.bund.de/).
- Benkler S. Robust conformal subcell modeling for electromagnetic simulations in time domain. In: SWISS FEDERAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY ZÜRICH. Zürich: ETH Zürich 2007.
- Berenger J-P. A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves. J. Comput. Physics vol. 114, : 185 - 200; 1994.
- 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. [online]. Available at: [www.bfs.de/de/elektro/hff/papiere.html/TETRA\\_Zwischenbericht.pdf](http://www.bfs.de/de/elektro/hff/papiere.html/TETRA_Zwischenbericht.pdf).
- 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, 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, Klingeböck 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 Differenzgleichungen 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.
- Gabriel C, Gabriel S, Corthout E. The dielectric properties of biological tissues: I Literature survey. Phys. Med. Biol. 41: 2231-; 1996 (a).
- 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 (b).
- 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 (c).
- 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.
- 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.
- Pennes HH. Analysis of tissue and arterial blood temperatures in the resting human forearm. Journal of Applied Physiology 1 No 2: 93-122; 1948.
- 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 thermophysologisch 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.
- 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.



## 9 DANKSAGUNG

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

Die Projektgruppe 'DigiNet' der Münchner Polizei, stellte die untersuchten TETRA-Funkgeräte zur Verfügung. Vielen Dank dafür!

Meinem Kollegen Dirk Geschwentner danke ich für viele inspirierende und hilfreiche Diskussionen sowie für das sehr gewissenhafte und aufmerksame Korrekturlesen der gesamten Arbeit.

Für die immer freundschaftliche Atmosphäre und stete Hilfsbereitschaft in allen Situationen bedanke ich mich bei meinem Bürokollegen Peter Hofmann.