

**Numerische Feldberechnung im biologischen Gewebe:
Exposition von Personen, Tieren und isolierten biologischen Systemen in
elektromagnetischen Feldern**

Vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik, Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
angenommene Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs

von
Andreas Bitz
aus
Bergisch Gladbach

Dissertation eingereicht am:
Tag der mündlichen Prüfung:
Referent:
Korreferent:

4.11.2003
30.1.2004
Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen
Prof. Dr.-Ing. Heinz Chaloupka

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern	3
2.1. Physikalische Grundlagen	3
2.2. Gesetzliche Empfehlungen und Normgebung	4
3. Feldverteilung im menschlichen Körper bei Exposition im Nahfeld von Mobilfunk-Basisstationsantennen	6
3.1. Einleitung	6
3.2. Stand der Forschung	8
3.2.1. Mess-System zur Bestimmung der Teilkörper-SAR	8
3.2.2. Mess-System zur Bestimmung der Ganzkörper-SAR	9
3.2.3. Berechnung der SAR mit der Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich	9
3.2.4. Hybrid-Verfahren zur Berechnung der SAR	10
3.2.5. Näherungsverfahren zur Abschätzung der SAR	10
3.3. Eigene Vorgehensweise	11
3.3.1. Grundlagen der verwendeten numerischen Verfahren	11
3.3.1.1. Hybrid ⁽²⁾ -Verfahren	11
3.3.1.2. FDTD-Methode	12
3.3.1.3. Verknüpfung beider Verfahren mit Hilfe des Huygensschen Prinzips	16
3.3.2. Validierung der Vorgehensweise	20
3.4. Exposition von Personen vor Basisstationsantennen	23
3.4.1. Menschmodelle	23
3.4.2. Basisstationsantennen	26
3.4.2.1. Single-Band GSM900-Antenne	26
3.4.2.2. GSM900/UMTS-Multi-Band-Antenne	29
3.4.3. Bestimmung der Ganz- und Teilkörper-SAR aus der berechneten Feldverteilung im Menschmodell	33
3.4.3.1. Ergebnisse für die GSM900-Band-BSA	33
3.4.3.2. Ergebnisse für die GSM900/UMTS-Multi-Band-BSA	38
3.4.3.3. Vergleich der Teilkörper-SAR für würfelförmige und beliebig geformte Volumina	42
3.5. Zusammenfassung	44

4. Expositionsanlagen zur Untersuchung der Wirkung elektromagnetischer Felder ,in vivo' und ,in vitro'	46
4.1. Einleitung	46
4.2. Grundlegende Anforderungen an Expositionsanlagen	48
4.2.1. Allgemeine biologische Anforderungen	48
4.2.2. Allgemeine technische Anforderungen	49
4.2.3. Generische Expositions-Testsignale	51
4.2.3.1. Generisches GSM-Testsignal	51
4.2.3.2. Generisches UMTS-Testsignal	54
4.3. Auswahl der Expositions-kammer	60
4.3.1. Grundlagen	60
4.3.2. Radiale Wellenleitung	62
4.4. Expositions-Systeme für ,in-vitro'-Experimente	65
4.4.1. Expositionsanlage für Untersuchungen am Pinealorgan unter Exposition mit hochfrequenten elektromagnetischen Feldern der Mobilfunktechnologie	65
4.4.1.1. Versuchsdesign	65
4.4.1.2. Aufbau des Expositionssystems	66
4.4.1.2.1. Elektrisch geschlossene, mechanisch offene Expositions-kammer	66
4.4.1.2.2. Konstruktion der radialen Wellenleitungen	69
4.4.1.3. Feldberechnung und Dosimetrie	72
4.4.2. Expositionsanlage zur Durchführung von Impedanzmessungen an einem ,in vitro'-Modell der Blut-Hirn-Schranke in einem hochfrequenten Feld	76
4.4.2.1. Versuchsdesign	76
4.4.2.1.1. Beschreibung der bisherigen NF-Impedanz-Messung	78
4.4.2.1.2. Herkömmliche Elektrodenanordnungen	80
4.4.2.1.3. Elektroden aus Agarmaterial	80
4.4.2.1.4. Stabförmige Metallelektroden	81
4.4.2.1.5. Scheibenelektroden	82
4.4.2.1.6. Ausführung des Elektrodensystems	84
4.4.2.2. Aufbau des Expositionssystems	87
4.4.2.3. Dosimetrie	89

4.5. Expositions-Systeme für ‘in-vivo’-Experimente	92
4.5.1. Anforderungen an Expositions-Systeme für ‚in-vivo’-Experimente	92
4.5.1.1. Biologisches Design	92
4.5.1.1.1. Immobilisierte Tiere	92
4.5.1.1.2. Frei laufende Tiere / Exposition in Käfigen	93
4.5.1.2. SAR-Variation bei Exposition von in Käfigen gehaltenen Tieren und von immobilisierten Tieren	94
4.5.1.3. Generierung eines homogenen Expositionsfeldes	96
4.5.1.3.1. Einwellige Anregung des Expositionsbereiches	98
4.5.1.3.2. Verschieben der Grenzfrequenzen höherer Wellentypen	103
4.5.1.3.3. Entkopplung (Separation) der Expositionsbereiche	106
4.5.2. Untersuchung der Auswirkungen gepulster hochfrequenter Felder während der Trächtigkeit von Ratten auf die Nachkommen ‚in vivo’	114
4.5.2.1. Versuchsdesign	114
4.5.2.2. Aufbau des Expositionssystems	114
4.5.2.3. Dosimetrie	116
4.6. Zusammenfassung	121
5. Zusammenfassung und Ausblick	122
6. Literaturverzeichnis	124

1. Einleitung

Die Nachfrage in der modernen Gesellschaft nach mobiler und unbegrenzter Kommunikation sowie nach mobilem Datenaustausch bei hohen Bandbreiten steigt ständig an. Es werden deshalb zusätzlich zu den seit Jahrzehnten nahezu flächendeckend betriebenen satelliten- und landgestützten Kommunikationssystemen sowie Radio- und Fernsehprogrammen vermehrt mobile Kommunikationsdienste mit immer höheren Datenübertragungsraten eingeführt. Zudem werden zunehmend lokale Netzwerke aufgebaut, die den mobilen Datenaustausch mit Hilfe von Bluetooth oder Wireless-LAN-Technologien ermöglichen sollen. Der größte Kapazitätszuwachs auf dem Sektor der mobilen Kommunikation wird jedoch durch die Einführung der dritten Mobilfunkgeneration (Universal Mobile Telecommunication System, UMTS) erwartet. Um die flächendeckende Versorgung mit diesem System zu garantieren, müssen zur Erzielung einer engmaschigen Netzdichte eine Vielzahl von neuen Basisstationen installiert werden. Dies wird teilweise unter Mehrfachnutzung schon bestehender Standorte für bereits vorhandene Mobilfunksysteme geschehen.

Die Montage neuer Basisstationen hat die öffentliche Diskussion darüber, ob die zur Übertragung verwendeten elektromagnetischen Felder ein gesundheitliches Risiko darstellen, deutlich verstärkt. Um dieser stark emotional geprägten Situation zu begegnen, wurde und wird eine Vielzahl von interdisziplinären Studien in Zusammenarbeit von Experten auf dem Gebiet der Biologie, Medizin und der Elektrotechnik zur Untersuchung der Wirkung schwacher elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme durchgeführt. Auf den ersten Blick scheint die energiearme, nichtionisierende elektromagnetische Strahlung zu schwach, um chemische Verbindungen aufzubrechen und somit zu Veränderungen des biologischen Gewebes zu führen. Trotzdem werden immer wieder Ergebnisse von Studien veröffentlicht, die elektromagnetische Felder in Verbindung mit Gesundheitsgefahren sehen; so sollen diese z.B. die Bildung von Tumoren auslösen bzw. deren Wachstum beeinflussen, oder auch das Erbmateriale verändern.

Um vermutete Wirkungen elektromagnetischer Felder auf biologische Systemen zu identifizieren, führt der Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik der Bergischen Universität Wuppertal seit mehreren Jahren zusammen mit Partnern aus biologischen und medizinischen Forschungseinrichtungen sehr unterschiedliche Experimente durch. Dabei besteht die Aufgabe der Feldtheorie darin, die Versuchsobjekte definierten elektromagnetischen Feldern auszusetzen sowie die in das biologische Material eingekoppelten Felder möglichst genau zu bestimmen. Die Untersuchungen werden dabei an Menschen, Tieren und Zellen vorgenommen. Die vorliegende Arbeit wurde im Rahmen einiger der bisher durchgeführten Projekte erstellt. Sie beinhaltet eine detaillierte Darstellung der feldtheoretischen und technologischen Problemstellungen, die bei dem Entwurf, dem Aufbau und der Vermessung von Expositionsanlagen für Untersuchungen an isolierten Organen, Zellschichten und Ratten gelöst werden mussten.

Die zweite in dieser Arbeit behandelte Problemstellung stammt aus dem Gebiet des Arbeitsschutzes. Die Berufsgenossenschaftlichen Verordnungen schreiben vor, dass für installierte Mobilfunk-Basisstationsantennen Sicherheitsabstände angegeben werden müssen, um eine unzulässig hohe Exposition von Personen auszuschließen, die Zugang zu den Standorten der Antennen haben, wie z.B. Monteure der Mobilfunkbetreiber, Schornsteinfeger oder Dachdecker). Grundlage dafür sind die durch die einschlägigen Normen und die Gesetzgebung vorgegebenen Grenzwerte, die so gewählt sind, dass der durch die absorbierten Felder bedingte Wärmeeintrag im biologischen Gewebe begrenzt wird und daher keine gesundheitsgefährdenden Effekte durch die Erhöhung der Körpertemperatur der exponierten Personen stattfinden. Im Gegensatz zur vorher dargestellten Problematik ist nicht das Auffinden von noch unbe-

kannten Wirkungsmechanismen Gegenstand der Untersuchung, sondern die Vermeidung von thermischen Effekten elektromagnetischer Felder, die in der Literatur ausführlich untersucht und einfach physikalisch erklärbar sind.

Das auf diese Einleitung folgende Kapitel 2 der Arbeit erläutert zuerst die bei der Exposition von biologischem Material maßgeblichen physikalischen Grundlagen sowie die derzeit geltenden Gesetzgebungen und Normen.

Kapitel 3 befasst sich mit der Bestimmung von Sicherheitsabständen vor Mobilfunk-Basisstationsantennen. Dafür wird zunächst der derzeitige Stand der Forschung zu dieser Problemstellung dargestellt. Nachfolgend wird die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Vorgehensweise zur Berechnung der elektromagnetischen Feldverteilung im Menschen vor einer Antenne erläutert, gefolgt von Rechenergebnissen für die Exposition von Personen vor Single- und Multi-Band-Basisstationsantennen. Dabei werden erstmals nicht nur Ergebnisse für das Menschmodell eines erwachsenen Arbeiters, sondern auch für das Modell eines Jugendlichen gezeigt. Nach der Diskussion der Ergebnisse wird auf die Problematik bei der Bestimmung der Teilkörper-SAR eingegangen. Dafür wird eine Vorgehensweise für die Auswertung der Teilkörper-SAR dargestellt, die sich nahezu exakt an der Formulierung der einschlägigen Normen orientiert. Es soll damit gezeigt werden, dass die bisher in der Literatur verwendete Vorgehensweise für die Auswertung der Teilkörper-SAR zu einer Unterschätzung des maximalen Wertes führen kann.

Kapitel 4 behandelt den Entwurf von Hochfrequenz-Expositionseinrichtungen. Dafür werden zunächst die allgemeinen physiologischen und technischen Anforderungen an solche Anlagen erläutert. Ferner wird auf die für die Versuche entwickelten generischen Testsignale eingegangen. Nach der Vorstellung der radialen Wellenleitung als Expositionskammer werden realisierte Anlagen für Experimente mit isolierten Pinealorganen und für Untersuchungen an einem Modell der Blut-Hirn-Schranke gezeigt. Dabei sind spezielle physiologische Anforderungen, die während der Exposition einzuhalten sind, durch das Design der Wellenleitungen zu berücksichtigen. So wird für die Untersuchungen an dem Zellmodell der Blut-Hirn-Schranke erstmals eine Hochfrequenz-Expositionskammer mit einem integrierten Elektroden-system verwendet, das die Durchführung von niederfrequenten physiologischen Messungen während der Exposition gestattet. Des Weiteren wird ein Expositionssystem für Pinealorgane entwickelt, das die Versorgung der Proben mit Nährlösung von außen her erlaubt, ohne die elektromagnetische Abschirmung der Expositionskammer entscheidend zu mindern. Ein weiterer Abschnitt dieses Kapitels befasst sich mit dem Entwurf von radialen Wellenleitungen als Expositionssystem für Mäuse, Hamster oder Ratten. Hier erfolgt zuerst eine Diskussion der beiden überwiegend genutzten biologischen Konzepte bei der Exposition von Tieren und deren Auswirkung auf die Variation der absorbierten Felder in den Tieren. Daraus folgt, dass bei Untersuchungen mit in Käfigen gehaltenen Tieren ein homogenes Expositionsfeld vorliegen sollte. Aufgrund der Körpergröße der Tiere bzw. der Käfighöhe muss aber insbesondere bei hohen Expositionsfrequenzen die Höhe der radialen Wellenleitungen im Expositionsbereich so gewählt werden, dass ohne zusätzliche Maßnahmen eine inhomogene Feldverteilung nicht vermieden werden kann. Daher wird in dieser Arbeit gezeigt, wie durch Modifikationen des Aufbaus der Wellenleitung eine homogene Feldverteilung im Expositionsbereich garantiert werden kann. Somit ist es erstmals möglich, auch große Tiere (Ratten) bei hohen Frequenzen (UMTS-Frequenzbereich) eindeutig zu exponieren. Die Anwendung einiger Maßnahmen wird anhand einer realisierten Expositionskammer gezeigt.

Abschließend erfolgt eine Zusammenfassung mit Ausblick.

2. Exposition von Personen in elektromagnetischen Feldern

2.1. Physikalische Grundlagen

Die für den Bereich der Mobilfunkfrequenzen empfohlenen Grenzwerte basieren alle auf der physikalischen Erkenntnis, dass in den Körper eindringende hochfrequente Felder das Körpergewebe erwärmen können und dass diese Erwärmung durch eine Begrenzung der Exposition auf ein als unbedenklich angesehenes Maß beschränkt werden kann. Die Temperaturverteilung infolge eines Wärmeeintrages wird durch Absorption von Hochfrequenz-Leistung durch unterschiedliche Wärmetransportmechanismen, wie Wärmeleitung, Wärmekonvektion und Wärmestrahlung, bestimmt. Zudem besitzen vitale biologische Systeme eine aktive Wärmeregulation (metabolische Prozesse, Änderung des Blutflusses durch Gefäßerweiterung und Schwitzen) [Pennes 1948, Gordon et al. 1976]. Diese Regulationsprozesse werden wiederum von vielen weiteren Parametern, wie dem Gesundheitszustand einer Person und der Umgebung eines biologischen Körpers beeinflusst. Da die Berücksichtigung dieser Größen bei der Beurteilung der Exposition von Personen nicht möglich ist, wird als physikalische Größe im Frequenzbereich von 100 kHz bis 10 GHz die spezifische Absorptionsrate (SAR) herangezogen. Die SAR entspricht der pro Zeiteinheit in einem homogenen Gewebevolumenelement absorbierten Energie, bezogen auf dessen Masse:

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta W_V}{\Delta m} \right) = \frac{\Delta P_V}{\rho \Delta V}, \quad (2.1/1)$$

mit der lokal absorbierten Energie ΔW_V , der inkrementalen Masse Δm bzw. der lokalen Verlustleistung P_V , der Materialdichte ρ und dem Volumenelement ΔV , welches die Masse Δm besitzt.

Die SAR beschreibt somit nur den Wärmeeintrag in biologisches Gewebe infolge der absorbierten Energie des elektromagnetischen Feldes. Eine direkte Beziehung zwischen spezifischer Absorptionsrate und Erwärmung des Gewebes liegt nur dann vor, wenn Wärmetransportmechanismen und Temperatur-Regelungsprozesse ausgeschlossen werden können, so z.B. direkt nach Einschalten des elektromagnetischen Feldes, bevor diese Mechanismen und Prozesse eine entscheidende Rolle spielen. In einem solchen thermisch isolierten, passiven System gilt:

$$SAR = c \frac{dT}{dt}, \quad (2.1/2)$$

mit der spezifischen Wärme c des Gewebematerials und der momentanen Temperatur T . Eine Abschätzung der spezifischen Absorptionsrate mit Hilfe der Gl. 2.1/2 wird hauptsächlich in der experimentellen Dosimetrie vorgenommen [Swicord et al. 1999, Taurisano et al. 2000]. Da aber, wie oben erwähnt, die Voraussetzungen für Gl. 2.1/2 in vitalen biologischen Systemen, wie dem menschlichen Körper, nicht gegeben sind, wird die SAR üblicherweise über die elektromagnetische Feldverteilung im betrachteten Volumenelement bestimmt. Dafür wird der Zusammenhang zwischen der Verlustleistung im isotropen, linearen und mit dielektrischen Verlusten behafteten biologischen Gewebe und der elektrischen Feldstärke

$$\Delta P_V = \frac{1}{2} \iiint_{\Delta V} \kappa(\vec{r}) |\vec{E}(\vec{r})|^2 dV \quad (2.1/3)$$

verwendet, wobei $\kappa = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r''$ die elektrische Leitfähigkeit des Gewebes und $|\vec{E}|$ den Betrag des Phasors der elektrischen Feldstärke bezeichnen. Einsetzen von Gl. 2.1/3 in Gl. 2.1/1 ergibt die über das Volumenelement ΔV gemittelte SAR

$$SAR = \frac{1}{2\Delta V} \iiint_{\Delta V} \frac{\kappa(\vec{r})}{\rho(\vec{r})} |\vec{E}(\vec{r})|^2 dV. \quad (2.1/4)$$

Wie aus Gl. 2.1/4 zu erkennen, ist für die SAR die Größe und Form des Volumens ΔV entscheidend, insbesondere, wenn das betrachtete Gebiet eine stark inhomogene Materialverteilung besitzt, wie dies z.B. beim menschlichen Körper der Fall ist.

Für diese Vorgehensweise ist es notwendig, die elektrische Feldstärkeverteilung durch Anwendung eines geeigneten messtechnischen oder rechnerischen Verfahrens zu bestimmen. Aufgrund der Komplexität der zu untersuchenden Strukturen muss für die Berechnung der Feldstärke auf numerische Verfahren zurückgegriffen werden.

Bei der Exposition durch elektromagnetische Felder unterschiedlicher Frequenzen f_i ist für die Bestimmung der SAR zu beachten, dass nicht nur die von den Quellen erzeugte Feldverteilung sondern auch die elektrische Leitfähigkeit κ frequenzabhängig sind. Somit gilt für die Verlustleistung

$$\Delta P_V = \frac{1}{2} \iiint_{\Delta V} \sum_i \kappa(\vec{r}, f_i) |\vec{E}(\vec{r}, f_i)|^2 dV \quad (2.1/5)$$

und für die Gesamt-Exposition

$$SAR = \frac{1}{2\Delta V} \iiint_{\Delta V} \sum_i \frac{\kappa(\vec{r}, f_i)}{\rho(\vec{r})} |\vec{E}(\vec{r}, f_i)|^2 dV. \quad (2.1/6)$$

2.2. Gesetzliche Empfehlungen und Normgebung

Die maximal zulässige Exposition von Personen durch elektromagnetische Felder wird in verschiedenen nationalen und internationalen Normen und Regelungen festgelegt. In der Bundesrepublik Deutschland sind für den Mobilfunk-Frequenzbereich (ca. 100 MHz bis 3 GHz) bei der Exposition der Allgemeinbevölkerung die 26. BImSchV (Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes) [BimSchV 1996] bzw. bei beruflicher Exposition die Berufsgenossenschaftliche Unfallverhütungsvorschrift [BGV B11 2001] und die dazugehörigen Regeln [BGR B11 2001] gesetzlich anzuwenden. Die in diesen Verordnungen enthaltenen Regelungen und Vorschriften stützen sich meist auf die Empfehlungen der Internationalen Kommission für den Schutz vor nichtionisierender Strahlung [ICNIRP 1998], die auch von der Strahlenschutzkommission als beratendes Expertengremium der deutschen Bundesregierung übernommen wurden.

Als Basis für die Festlegung von Grenzwerten für die spezifische Absorptionsrate im Menschen werden die Verhältnisse bei einer für den Organismus nicht kritischen Erhöhung der Körpertemperatur von 1°C zugrunde gelegt, da alle fundierten wissenschaftlichen Arbeiten biologische Effekte erst bei einer Erhöhung der Körpertemperatur von deutlich größer als 1°C aufzeigen. Bei einem ruhenden Menschen tritt bei moderaten Umgebungsbedingungen eine Temperaturerhöhung von 1°C auf, wenn eine über den gesamten Körper gemittelte spezifische Absorptionsrate (SAR) von 4 W/kg für eine Dauer von 30 Minuten erzeugt wird [ICNIRP 1998]. Der menschliche Körper produziert schon bei gewöhnlichen Anstrengungen (z.B. Staubsaugen, Autofahren) Energiemengen, die einer SAR von ca. 3-6 W/kg entsprechen [IEEE C95.1 1991].

Die gesetzlichen Grenzwerte werden unter Zuhilfenahme von Sicherheitsfaktoren aus diesem Ganzkörper-SAR-Kriterium von 4 W/kg abgeleitet (Tabelle 1), wobei auch die Art der Exposition unterschieden wird. So betrifft der Expositionsbereich 1 Personen, die zeitlich begrenzt in kontrollierten Bereichen bekannten elektromagnetischen Feldern ausgesetzt und entsprechend unterwiesen sind. Der Expositionsbereich 2 umfasst Bereiche, in denen sich die Allgemeinbevölkerung dauerhaft aufhalten kann.

Zur Vermeidung von lokalen Temperaturüberhöhungen werden zusätzlich zu den Ganzkörper-Grenzwerten auch Grenzwerte für die spezifische Absorptionsrate in einem zusammenhängenden Gewebevolumen mit einer Masse von 10 g definiert. Im Gegensatz zu den Empfehlungen in [IEEE C95.1 1991], die eine räumliche Mittelung der Teilkörper-SAR über ein würfelförmiges Gewebevolumen mit einer Masse von 1 g vorschreiben, ist in [ICNIRP 1998] keine Angabe über die Form des Gewebevolumens gemacht, so dass die Form des Gewebevolumens mit einer Masse von 10 g gefunden werden muss, welche den maximalen Teilkörper-SAR-Wert liefert.

Für alle angegebenen Grenzwerte ist eine zeitliche Mittelung der SAR über ein Zeitintervall von 6 Minuten vorgesehen, da sich nach sechs bis zehn Minuten eine stationäre Temperaturverteilung im menschlichen Körper einstellt [BimSchV 1996].

	Expositionsbereich 1 (Sicherheitsfaktor: 10)	Expositionsbereich 2 (Sicherheitsfaktor: 50)
Ganzkörper-SAR (gemittelt über gesamten Körper)	0,4 W/kg	0,08 W/kg
Teilkörper-SAR (gemittelt über 10g Gewebe)	10 W/kg	2 W/kg

Tabelle 1: Ganzkörper- und Teilkörper-SAR-Grenzwerte für Expositionsbereich 1 und 2. Die Sicherheitsfaktoren beschreiben das Verhältnis der Grenzwerte zum Ganzkörper-SAR-Kriterium von 4 W/kg.

3. Feldverteilung im menschlichen Körper bei Exposition im Nahfeld von Mobilfunk-Basisstationsantennen

3.1. Einleitung

Die Berufsgenossenschaftliche Vorschrift BGV B11 und die dazugehörigen Regeln BGR B11 verpflichten Betreiber von Mobilfunk-Sendeanlagen nach GSM-, TETRA- oder UMTS-Standard, Sicherheitsabstände zu diesen Anlagen anzugeben, für die die gesetzlich vorgeschriebenen Grenzwerte für die Exposition von unterwiesenem Personal eingehalten werden.

Die Festlegung der Sicherheitsabstände kann dabei auf Basis der Grenzwerte für die im menschlichen Körper erzeugten spezifischen Absorptionsraten (SAR) oder aus den daraus unter 'worst-case' Bedingungen für die in den menschlichen Körper eingekoppelten Felder abgeleiteten maximal zulässigen Feldstärkewerten vorgenommen werden. Bei letzteren können die Sicherheitsabstände durch Messung der von der Antenne erzeugten elektrischen Feldstärke in Abwesenheit des Menschen bestimmt werden. Aufgrund der 'worst-case'-Abschätzung liegen die resultierenden Sicherheitsabstände typischerweise in der Größenordnung von einigen Metern, was eine erhebliche Einschränkung für Montagearbeiten im laufenden Betrieb bedeuten würde. Erfolgt die Bestimmung der Sicherheitsabstände auf der Basis der durch den menschlichen Körper absorbierten Leistung (spezifische Absorptionsrate (SAR)), kann dies bei gleichen Antennen zu Abständen von unter 0,5 m führen, womit ein Abschalten bei Wartungsarbeiten evtl. verzichtbar wäre. Da es aber bislang kein praktikables Routine-Messverfahren für die SAR gibt, besteht seitens der Netzbetreiber ein großes Interesse, zuverlässige Ergebnisse mit Hilfe von numerischen Berechnungsverfahren zu erhalten. Dafür ist zum einen die Analyse der Antennen-Nahfelder erforderlich, zum anderen muss die Berechnung der SAR in einem anatomisch korrekten, hoch aufgelösten Körpermodell durchgeführt werden. Ein derartiges Berechnungsszenario zeigt Abb. 3.1-1.

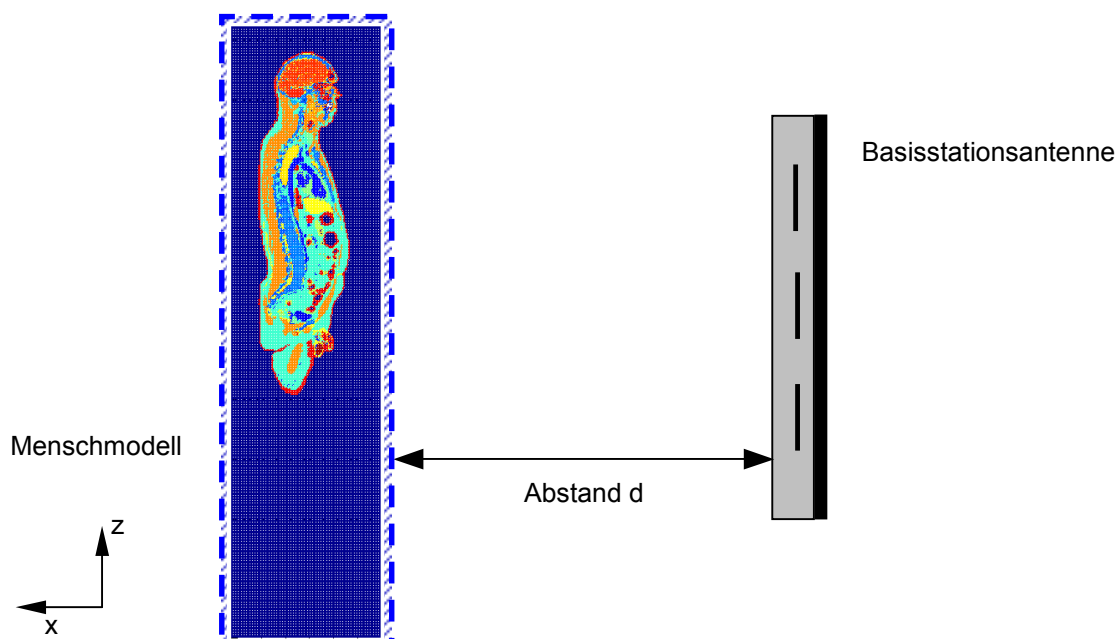


Abb. 3.1-1: Anordnung zur Berechnung von Sicherheitsabständen vor Basisstationsantennen

Von den empfohlenen Grenzwerten für die SAR interessieren für den Arbeitsschutz bei Betrieb von Mobilfunkanlagen (Basisstationsantennen) nur diejenigen für den Expositionsbereich 1. Diese Werte gelten nach [BGVB11 2001, BGVB11R 2001] längstens für eine Arbeitsschicht. Des Weiteren liegt nach dieser Unfallverhütungsvorschrift und den daraus abgeleiteten berufsgenossenschaftlichen Regeln eine Kennzeichnungspflicht nur für die Antennen vor, deren Sicherheitsabstand in Hauptstrahlrichtung 50 cm überschreitet. Die seitlichen Sicherheitsabstände werden gemäß Abb. 3.1-2 aus dem Sicherheitsabstand in Hauptstrahlrichtung R bestimmt. Des Weiteren muss sichergestellt werden, dass die Grenzwerte auch für einen jugendlichen Arbeiter mit einer minimalen Körpermasse von 42 kg eingehalten sind [CENELEC 2001].

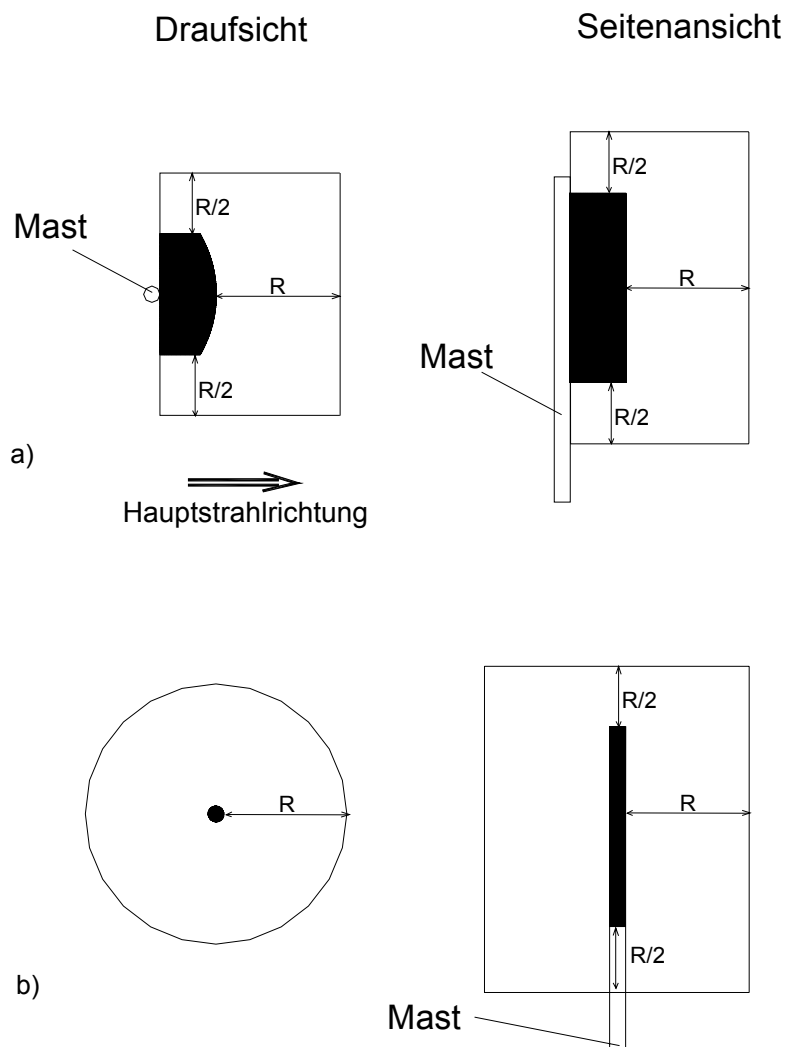


Abb. 3.1-2: Sicherheitsbereiche für Richtantennen (a) und Rundstrahlantennen (b), abgeleitet aus dem Sicherheitsabstand R in Hauptstrahlrichtung [BGR B11 2001]

3.2. Stand der Forschung

Die bisher zur Bestimmung der Exposition von Personen durch die von Mobilfunk-Basisstationsantennen (BSA) abgestrahlten elektromagnetischen Felder angewendeten Verfahren basieren auf messtechnischen und rechnerischen Vorgehensweisen. Im Gegensatz zu Berechnungen lassen Messungen entweder nur Aussagen über Teilkörper- oder nur über Ganzkörper-SAR zu. Die SAR wird bei Messungen aus der Feldstärke- oder Temperaturverteilung in einem homogen, mit Flüssigkeit gefüllten Schalenmodell, welches die äußere Kontur eines Menschen nachbildet, ermittelt. Rechnerische Vorgehensweisen verwenden numerische Methoden zur Bestimmung der elektrischen Feldstärke in einem der realen Anordnung angenäherten Modell. Dabei sind diese Vorgehensweisen je nach verwendeter numerischer Methode auf Berechnungen im Nahfeld- oder Fernfeldbereich der Antennen beschränkt. Des Weiteren erlauben nicht alle numerischen Verfahren eine detaillierte Modellierung des menschlichen Körpers. Für die Praxis wurden zwischenzeitlich Abschätzungen vorgeschlagen, um Aussagen über die vom Menschen absorbierte Leistung und daraus auch der Ganzkörper-SAR anhand von Fernfelddaten der Antennen bzw. deren Nahfeldverteilung im freien Raum zu machen. Da diese aber nur sehr grobe Näherungen liefern, sind numerische Berechnungen vorzuziehen. Die publizierten Rechenverfahren zur Exposition eines Menschen durch eine homogene ebene Welle sind auf die vorliegende Fragestellung allerdings nicht anwendbar [Gandhi et al. 1992, Bernardi et al. 1998, Streckert et. al. 1997a], weil die kritischen SAR-Werte in der Regel im Nahbereich von BSA auftreten, wo keine homogene ebene Welle vorliegt. Daher wird die Darstellung der rechnerischen Vorgehensweisen auf die in diesem Bereich gültigen beschränkt. Nachfolgend werden die gängigsten Verfahren aufgezeigt und bewertet.

3.2.1. Mess-System zur Bestimmung der Teilkörper-SAR

Für die Ermittlung der maximalen Teilkörper-SAR gibt es mittlerweile ein weit verbreitetes Messverfahren, welches auf dem Mess-System DASY [SPEAG 1997] basiert. Als Körpermodell wird dabei ein mit Gewebe simulierender Flüssigkeit gefülltes Schalenphantom verwendet, welches die Kontur der vorderen Rumpfhälfte eines Menschen nachbildet. Die auszumessende Mobilfunk-Basisstationsantenne wird unterhalb des waagrecht liegenden Phantoms angeordnet. Eine Roboter gesteuerte E-Feld-Sonde tastet die Feldverteilung innerhalb der Flüssigkeit ab. Zunächst wird mit einer groben Ortsauflösung näherungsweise der Ort des lokalen SAR-Maximums bestimmt, um anschließend dort mit einer feinen Abtastung die elektrische Feldverteilung zu registrieren. Aus dieser werden dann die über 1 g bzw. 10 g gemittelten SAR-Werte berechnet. Offensichtlich ist der Messaufwand wegen der geforderten hohen Auflösung sehr groß, so dass für BSA bisher noch keine breit angelegten systematischen Messungen vorgenommen werden konnten. Problematisch bei dem Verfahren ist, dass Oberflächen nahe Körperbereiche, in denen beim realen Körper normalerweise die höchsten Teilkörper-SAR-Werte auftreten, nicht sehr zuverlässig ausgemessen werden können und dass von einem anatomisch korrekten Körpermodell keine Rede sein kann. Des Weiteren wurden noch keine Untersuchungen für ein 42 kg-Körpermodell vorgenommen. Zur Bestimmung des Ganzkörper-SAR-Wertes könnte man im Prinzip die im gesamten Körpervolumen gemessenen Teilkörperwerte aufaddieren; offensichtlich führt das aber nicht zu einem praktikablen Messverfahren.

3.2.2. Mess-System zur Bestimmung der Ganzkörper-SAR

Ein in [Glasmachers et. al. 2003] vorgeschlagenes Verfahren zur Messung der Ganzkörper-SAR verwendet ein Menschmodell, welches ebenfalls homogen mit einer Gewebe simulierenden Flüssigkeit gemäß [CENELEC 2001] gefüllt ist. Das Menschmodell wird in das Feld der zu untersuchenden Antenne gestellt und die Temperaturverteilung durch ein Array von miniaturisierten Temperatursonden im Modellvolumen erfasst. Zur Steigerung der Messempfindlichkeit wird das Modell mit einer elektromagnetisch transparenten thermischen Isolierung ummantelt. Zudem wird der verbleibende Wärmetransport durch die Isolierung gemessen. Entsprechend Gl. 2.1/2 beträgt die über das Menschmodell gemittelte Temperaturerhöhung in einem Zeitintervall von 60 Sekunden bei Exposition mit den Grenzwerten von 400 mW/kg bzw. 80 mW/kg 5 mK bzw. 1 mK. Eine Aussage über die Teilkörper-SAR mit Hilfe dieses Systems ist nicht beabsichtigt.

3.2.3. Berechnung der SAR mit der Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich (FDTD)

Die Berechnung der Feldverteilung im Nahfeld wird oft mit Hilfe des Finite-Differenzen-Verfahrens im Zeitbereich (FDTD) durchgeführt. Hierbei wird jeweils für die Basisstationsantenne und den menschlichen Körper ein Modell in dem der FD-Methode zugrunde liegenden Yee-Gitter erstellt. An den äußeren Grenzflächen wird das Lösungsgebiet durch eine absorbierende Randbedingung abgeschlossen. Die Finite-Differenzen-Methode besitzt aufgrund ihres einfachen Diskretisierungs-Schemas Vorteile in der Modellierung inhomogener Materialverteilungen, wie z.B. dem menschlichen Körper. Da jedoch die Diskretisierung des gesamten Lösungsvolumens erforderlich ist, ist die FDTD-Methode nicht geeignet für die Feldberechnung in großen Volumina, so z.B., wenn sich das Menschmodell in größeren Abständen zur Antenne befindet. Des Weiteren ist die Analyse von Antennenparametern mit Hilfe der Finite-Differenzen-Methode nicht immer zuverlässig. Ein weiterer Nachteil besteht darin, dass das Verfahren nicht auf Problemfälle mit komplizierten Antennenumgebungen angewendet werden kann.

Als Beispiel für die Berechnung mit der FDTD-Methode sind für die hier interessierende Fragestellung die in [Cooper et. al. 2002] durchgeführten Simulationen unmittelbar interessant. Zur Modellierung der BSA wurde die Sektorantenne Urban 120 geometrisch vermessen und zusammen mit dem Körpermodell im Programmpaket MAFIA [CST 1994] nachgebildet. Die gezeigten Ergebnisse erlauben auch einen Vergleich von heterogenen und homogenen Menschmodellen. Demzufolge müssen die an einem homogenen Modell erzielten Ergebnisse mit einem Faktor von 2 - 3 multipliziert werden, um sie an die Ergebnisse für das anatomisch korrektere Körpermodell anzupassen. Entsprechend wären dann auch die Messergebnisse zu korrigieren. Untersuchungen wurden nur für ein Modell eines Erwachsenen mit einer Auflösung von 3 mm bis 5 mm gemacht.

Die in [Bernardi et. al. 2003, Bernardi et. al. 2002] vorgestellten Vorgehensweisen verwenden ebenfalls für die Berechnung der Feldverteilung im Menschmodell die FDTD-Methode. Für große Abstände des Körpermodells zur Antenne, wird das Antennenfeld am Ort des Menschmodells durch die Anwendung eines Strahlverfolgungs-Verfahren bestimmt. Für geringe Abstände, werden wiederum beide Modelle in einem zusammenhängenden Lösungsgebiet behandelt. In einem Übergangsbereich zwischen diesen Abständen wird das Antennenfeld in einem separaten FD-Lösungsgebiet berechnet, welches mit Hilfe des Kirchhoffschen Prinzips mit dem zweiten Lösungsgebiet, welches nur das Körpermodell beinhaltet, verknüpft ist. Nachteil dieser Vorgehensweise ist wiederum, dass die Modellierung von realistischen, kom-

plex aufgebauten Antennen mit Hilfe der Finite-Differenzen-Methode nicht sehr effizient ist, da sie meist mit einer große Anzahl von Gitterpunkten vorgenommen werden muss. In den Veröffentlichungen wurden keine Ergebnisse realistischer Multi-Band Antennen oder Antennen für den UMTS-Frequenzbereich gezeigt.

3.2.4. Hybrid-Verfahren zur Berechnung der SAR

Ein in [Meyer et. al. 2003] beschriebenes Hybrid-Verfahren verwendet eine vollständige Verknüpfung eines Integralgleichungsverfahrens, der Vereinfachten Geometrischen Beugungstheorie (UTD) und der Finite-Elemente-Methode (FEM). Dieses Verfahren ist mit der Hybrid⁽²⁾-Methode [Alaydrus 2001] vergleichbar. Der Nachteil dieser Vorgehensweise ist bedingt durch den vergleichbar hohen rechnerischen Aufwand der FEM, der eine detaillierte Modellierung eines anatomisch korrekten Menschmodells verhindert. So wurden nur Ergebnisse für homogene Körpermodelle mit einzelnen, wiederum homogenen Organen gezeigt. Eine Aussage über die Ganzkörper-SAR ist somit näherungsweise möglich, wohingegen Aussagen über die Teilkörper-SAR nur sehr bedingt zulässig sind.

3.2.5. Näherungsverfahren zur Abschätzung der SAR

Der hohe messtechnische oder rechnerische Aufwand bei der Feld- und SAR-Analyse vor BSA legt den Wunsch nahe, über in der Praxis anwendbare Näherungsverfahren für die Festlegung von Sicherheitsabständen zu verfügen, auch wenn noch kaum ausführliche wissenschaftliche Grundlagen vorliegen. Es wurden deshalb im Rahmen verschiedener Untersuchungen Methoden angegeben, die eine 'worst case'-Abschätzung für das Ganzkörper-SAR ermöglichen sollen, wobei im Wesentlichen solche BSA betrachtet wurden, die in großer Stückzahl von den Netzbetreibern eingesetzt werden.

Ein anhand der Fernfelddaten einer Antenne anwendbares Näherungsverfahren wurde in [Bahr et al. 2001] vorgeschlagen. Die Voraussetzungen für diese Abschätzung sind: 1. Die BSA erzeugt in vertikaler Richtung eine hohe Bündelung, so dass die Anwesenheit einer Person vor der Antenne zu einer vollständigen Abschattung in vertikaler Richtung führt. 2. Das Horizontaldiagramm der BSA wird dahingehend idealisiert, dass die gesamte Leistung P in den Winkelbereich abgestrahlt wird, der durch die 3 dB-Breite gegeben ist; außerhalb der 3 dB-Breite erfolgt keine Abstrahlung. 3. Die an der Körperoberfläche reflektierte Leistung lässt sich mit Hilfe des Reflexionsfaktors für eine ebene homogene Welle, die senkrecht auf eine Grenzfläche fällt, berechnen. 4. Der exponierten Person wird in der Originalarbeit eine Körpermasse von $m = 70$ kg und eine Rechteckfläche zugeordnet. Die Störung des Feldes der Basisstation durch die Person wird vernachlässigt; die durch oben definierte Fläche tretende Leistung wird vollständig absorbiert.

Das in [Bahr et al. 1999] angegebene Näherungsverfahren basiert auf der Nahfeldverteilung der zu untersuchenden Basisstationsantenne. Außerdem wird der exponierten Person eine etwas differenziertere Querschnittsfläche zugeordnet. Die durch diese Fläche transmittierte Leistung wird durch Integration über das ungestörte Nahfeld der Antenne ermittelt. Die an der Oberfläche reflektierte Leistung wird wieder mit dem Reflexionsfaktor für ebene homogene Wellen erfasst.

Keine der beiden Methoden liefert Ergebnisse, die die realen Verhältnisse adäquat widerspiegeln. In den meisten Fällen wird die tatsächliche SAR deutlich überschätzt. Da auf der anderen Seite der Berechnungsaufwand - zumindest für das letztgenannte Näherungsverfahren - nicht unerheblich ist, wird hier auf eine ausführlichere Darstellung verzichtet.

3.3. Eigene Vorgehensweise

Die Absicht, mit einem Verfahren Aussagen sowohl über Teilkörper- als auch Ganzkörper-SAR-Werte zu gewinnen, bedingte zwangsläufig die Anwendung einer rechnerischen Methode. Dabei ist besonderer Wert auf die anatomisch korrekte Modellierung des menschlichen Körpers zu legen, da nur dann eine genaue Berechnung der maximalen Teilkörper-SAR möglich ist. Die zur Zeit detaillierteste Beschreibung des menschlichen Körpers bietet der Datensatz des 'visible human projects' der National Library of Medicine [NLM 1986]. Die Umsetzung dieser Daten in ein dielektrisches Rechenmodell und die Berechnung der Feldverteilung geschieht am effizientesten durch Anwendung der Finite-Differenzen-Methode zur Lösung der zeitabhängigen Maxwell'schen Gleichungen (FDTD-Methode). Damit die gesamte Rechenleistung der FDTD-Methode auf die Berechnung der elektromagnetischen Feldverteilung im Körper beschränkt bleibt und die maximale Auflösung der Körperstrukturen somit nur von den zur Verfügung stehenden Computerressourcen abhängt und nicht von der Komplexität der zu modellierenden BSA und dem Abstand zwischen Antenne und Menschmodell wird zur Berechnung der von der Basisstationsantenne erzeugten Feldverteilung das Integralgleichungsverfahren der Hybrid⁽²⁾-Methode verwendet. Durch die Anwendung des Integralgleichungsverfahrens wird zudem eine flexiblere Modellierung der Antenne ermöglicht, als dies mit lokalen numerischen Verfahren (z.B. FDTD, FEM) der Fall wäre, so dass auch komplexere Antennen analysiert werden können.

Zur Lösung des Gesamtproblems müssen Hybrid⁽²⁾- und FDTD-Methode miteinander verknüpft werden. Dies geschieht mit Hilfe des Huygensschen Prinzips. Dafür werden zuerst die Ströme auf der Antenne in Abwesenheit des FDTD-Volumens und somit ohne Berücksichtigung des Körpermodells berechnet. Danach wird aus der Stromverteilung die elektromagnetische Feldverteilung in den Aufpunkten der das Körpermodell umgebenden Huygensfläche bestimmt. Daraus werden dann elektrische und magnetische Ersatzstromdichten berechnet, die als Anregung in der FDTD-Methode verwendet werden [Bitz et. al. 2002a, Bitz et. al. 2002b, Alaydrus et. al. 2002].

Nachfolgend werden die Hybrid⁽²⁾-, die FDTD-Implementierung und die Berücksichtigung der Rückwirkung des FDTD-Volumens auf die Stromverteilung der Antenne erläutert.

3.3.1. Grundlagen der verwendeten numerischen Verfahren

3.3.1.1. Hybrid⁽²⁾-Verfahren

Die Hybrid⁽²⁾-Methode verknüpft ein Integralgleichungsverfahren (IGV) mit der Finite-Elemente-Methode (FEM) und der Vereinheitlichten Geometrischen Beugungstheorie (UTD). Die Finite-Elemente-Methode erlaubt eine weitestgehend exakte Modellierung von inhomogenen und anisotropen Materialverteilungen. Das IGV, die Boundary-Element-Method (BEM), basiert auf den Greenschen Funktionen für den freien Raum und den Greenschen Funktionen für geschichtete Strukturen. Des Weiteren sind in diesem Verfahren elektrische und magnetische Quellen implementiert. In der Vereinheitlichten Geometrischen Beugungstheorie werden Reflexion und Transmission an ebenen geschichteten Strukturen sowie Reflexion und Beugung an dreidimensionalen Polygonen berücksichtigt.

Als Schnittstellen zwischen den verschiedenen Verfahren der Hybrid⁽²⁾-Methode werden das Huygenssche und das Fermatsche Prinzip verwendet. Ersteres ersetzt einen mit der FEM beschriebenen Körper durch äquivalente elektrische und magnetische Quellen und verknüpft diesen so mit seiner Umgebung. Das Fermatsche Prinzip wird verwendet, um den Einfluss der

mit der UTD modellierten Körper zu berücksichtigen. Eine ausführliche Darstellung der Hybrid⁽²⁾-Methode findet sich in [Alaydrus 2001a].

Der Vorteil der Hybrid⁽²⁾-Methode besteht darin, dass nur einzelne Inhomogenitäten modelliert werden müssen, nicht aber der homogene Raum in dem sich diese befinden. So wird die Stromverteilung auf metallischen Oberflächen (Antenne) mit dem Integralgleichungsteil beschrieben. Anisotrope, inhomogene Strukturen, z.B. das Radom einer Antenne, werden mit der FEM modelliert und große Körper, die sich auch in größerer Entfernung zu den anderen Strukturen befinden können, werden mit Hilfe der UTD in der Feldlösung berücksichtigt. Der Vorteil der Hybrid⁽²⁾-Methode in Bezug auf die hier vorliegende Problemstellung ist die flexible Modellierung der Antenne durch das Integralgleichungsverfahren.

Anwendung fand die Hybrid⁽²⁾-Methode u. a. bei der Berechnung der Feldverteilung von Basisstationsantennen in realistischer Montageumgebung [Alaydrus et. al. 1999] und bei der Bestimmung von Sicherheitsabständen vor Basisstationsantennen auf Basis der abgeleiteten Grenzwerte für die elektrische Feldstärke [Alaydrus et. al. 2001b].

3.3.1.2. FDTD-Methode

Für die Lösung von Randwertproblemen, die die Modellierung von stark inhomogenen und fein strukturierten biologischen Körpern beinhalten, ist die Anwendung des Finite-Differenzen-Verfahrens und dessen Lösung im Zeitbereich (FDTD) am weitesten verbreitet [Taflove 2000, Kunz 1993].

Das FD-Verfahren basiert auf dem Yee-Gitter. Das bedeutet, dass über das zu berechnende Lösungsvolumen ein kartesisches Gitter gezogen wird, wobei in einer Gitterzelle die Materialparameter als konstant angenommen werden. Die Gitterpunkte werden durch die Koordinaten x_i ($i = 1 \dots n_x$), y_j ($j = 1 \dots n_y$) und z_k ($k = 1 \dots n_z$) beschrieben. Die Kantenlängen der Gitterzellen berechnen sich zu

$$\begin{aligned} \Delta x_i &= x_{i+1} - x_i \quad \text{mit } i = 1 \dots n_x - 1, \\ \Delta y_j &= y_{j+1} - y_j \quad \text{mit } j = 1 \dots n_y - 1, \\ \Delta z_k &= z_{k+1} - z_k \quad \text{mit } k = 1 \dots n_z - 1. \end{aligned}$$

Dies führt auf die für die FD-Methode typische Treppenstufen-Approximation von gekrümmten Flächen. Auf den Kanten der Elementarzellen sind die elektrischen Feldkomponenten, auf deren Flächen die magnetischen Feldkomponenten definiert, die zudem ein duales Gitter bilden, welches in jede Koordinatenrichtung um einen halben Diskretisierungsschritt versetzt ist (s. Abb. 3.3-1). Auch die Felder werden über Kanten bzw. Flächen konstant gesetzt. Die Näherungen für die diskreten Feldkomponenten lauten beispielsweise

$$E_z \Big|_{i,j,k}^n = E_z \left(x_i, y_j, z_k + \frac{\Delta z_k}{2}, n\Delta t \right) \quad (3.3/1a)$$

bzw.

$$H_z \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_z \left(x_i + \frac{\Delta x_i}{2}, y_j + \frac{\Delta y_j}{2}, z_k, \left(n + \frac{1}{2}\right)\Delta t \right). \quad (3.3/1b)$$

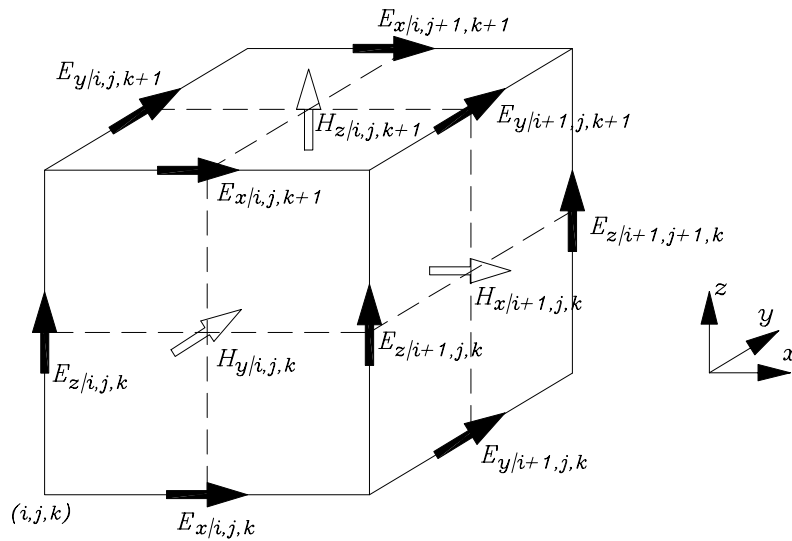


Abb. 3.3-1: Anordnung der Feldkomponenten in einer Gitterzelle des Yee-Gitters

Die Feldlösung mit der FD-Methode im Zeitbereich setzt die Diskretisierung der zeitabhängigen Maxwell'schen Gleichungen voraus. Dabei wird von der Integraldarstellung der Maxwell'schen Gleichungen

$$\oint_{C(F)} \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_F \vec{B} \cdot d\vec{f} - \iint_F \vec{M} \cdot d\vec{f} \quad (3.3/2)$$

$$\oint_{C(F'')} \vec{H} \cdot d\vec{s} = \frac{\partial}{\partial t} \iint_{F''} \vec{D} \cdot d\vec{f} - \iint_{F''} \kappa \vec{E} \cdot d\vec{f} + \iint_{F''} \vec{J} \cdot d\vec{f} \quad (3.3/3)$$

ausgegangen, wobei \vec{M} und \vec{J} eingeprägte magnetische und elektrische Stromdichten sind und κ die elektrische Leitfähigkeit ist. Abb. 3.3-2 zeigt die Flächen F bzw. F' , deren Konturen $C(F)$ und $C(F')$, über die in den Gln. 3.3/2 und 3.3/3 integriert wird, sowie die zugeordneten Feldkomponenten.

Mit Gl. 3.3/1 und Einsetzen zentraler Differenzenquotienten für die Differentiation bezüglich der Zeit t erhält man

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{2\varepsilon_{i,j,k} - \kappa_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k} + \kappa_{i,j,k} \Delta t} \right) E_z|_{i,j,k}^n + \left(\frac{2 \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k} + \kappa_{i,j,k} \Delta t} \right) \cdot \left[\frac{H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1,j,k}^{n+1/2}}{(\Delta x_i + \Delta x_{i-1})/2} - \frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1,k}^{n+1/2}}{(\Delta y_j + \Delta y_{j-1})/2} - J_z|_{i,j,k}^{n+1/2} \right] \quad (3.3/4)$$

und

$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}} \right) \cdot \left[\frac{E_x|_{i,j+1,k}^n - E_x|_{i,j,k}^n}{\Delta y_j} - \frac{E_y|_{i+1,j,k}^n - E_y|_{i,j,k}^n}{\Delta x_i} - M_z|_{i,j,k}^n \right] \quad (3.3/5)$$

für die expliziten Bestimmungsgleichungen der Feldkomponenten. Durch Vertauschen der Indizes können die Gleichungen für die fehlenden Komponenten angegeben werden. Die Materialparameter $\varepsilon_{i,j,k}$, $\kappa_{i,j,k}$ und $\mu_{i,j,k}$ sind die über die Flächen F und F' gemittelten Werte.

Entsprechend der räumlichen Verschiebung der elektrischen und magnetischen Feldkomponenten im Yee-Gitter werden die magnetischen Feldstärken um einen halben Zeitschritt zu den elektrischen Feldstärken versetzt berechnet. Die Diskretisierung der Zeitachse wird äquidistant vorgenommen, wobei der Zeitschritt Δt entsprechend dem Courant-Kriterium

$$\Delta t < \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{\Delta x_{i,\min}} + \frac{1}{\Delta y_{i,\min}} + \frac{1}{\Delta z_{i,\min}}}} \quad (3.3/6)$$

mit der Lichtgeschwindigkeit c und $\Delta x_{i,\min}$, $\Delta y_{i,\min}$ und $\Delta z_{i,\min}$ den minimalen Diskretisierungsschritten in x-, y- und z-Richtung im ungleichmäßigen Gitter gewählt wird.

Das FD-Lösungsgebiet wird an den Rändern durch eine Perfectly-Matched-Layer-Randbedingung [Berenger 1994, Taflove 2000, Winton et. al. 2000, Juntunen et. al. 2001] abgeschlossen.

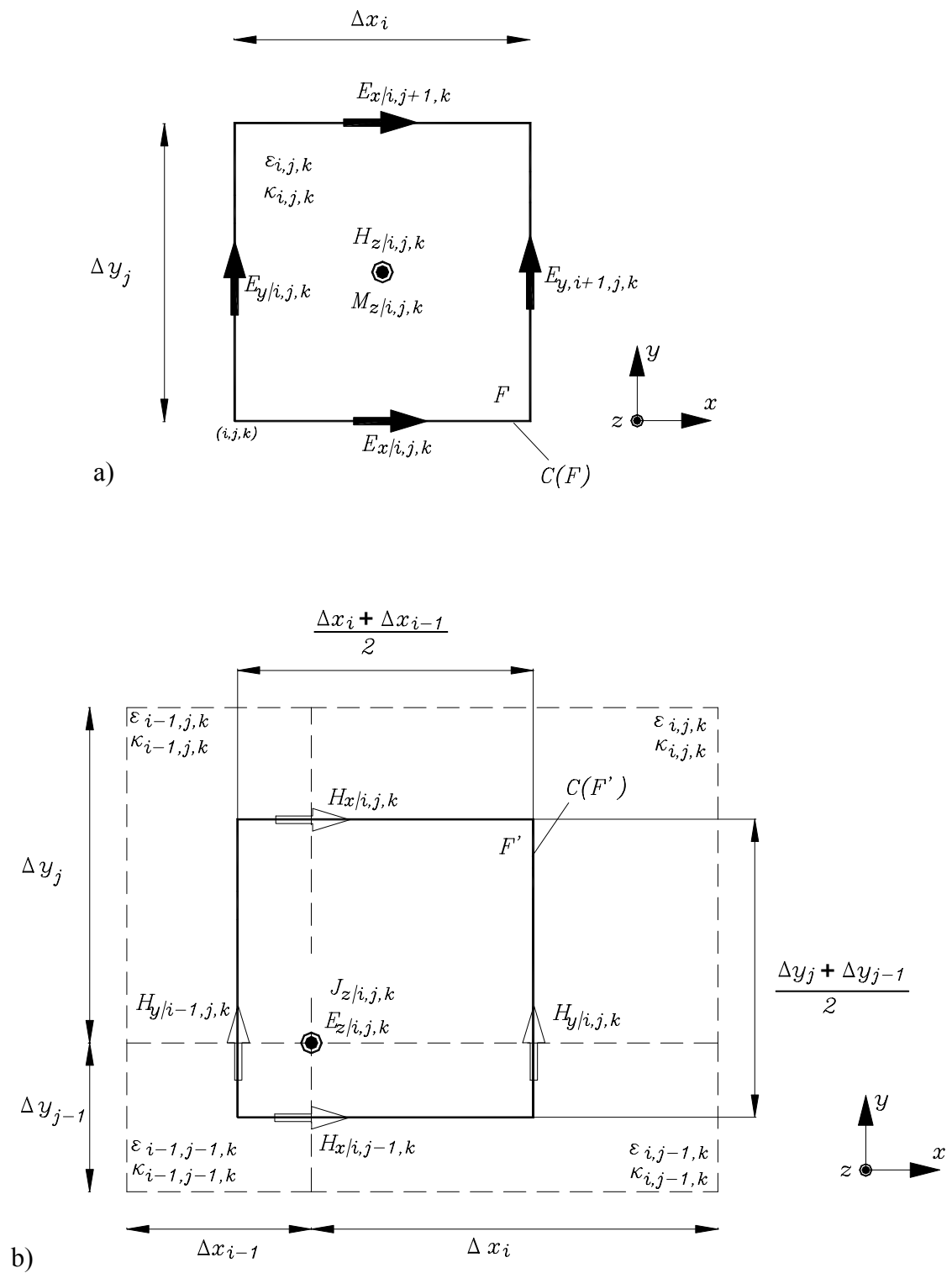


Abb. 3.3-2: Integrationsgebiete der Gln. 3.3-2 und 3.3-3:

a) Fläche F bei $z = z_k$ des Elementarvolumens (i,j,k)

b) Fläche F' bei $z = z_k + \Delta z_k / 2$ im Elementarvolumen (i,j,k)

3.3.1.3. Verknüpfung beider Verfahren mit Hilfe des Huygensschen Prinzips

Für das Einprägen von externen Feldern in das FDTD-Volumen, so wie es hier bei dem von der Mobilfunk-Basisstation erzeugten, auf das Menschmodell einfallenden Feld notwendig ist, wird die so genannte 'total-field/scattered-field'-Formulierung [Taflove 2000] verwendet. Hierbei werden auf geschlossenen Hüllflächen um das Menschmodell innerhalb der PML elektrische und magnetische Stromdichten angeordnet, die das mit der Hybrid⁽²⁾-Methode bestimmte einfallende Antennenfeld beschreiben. Entsprechend dem Yee-Gitter sind dabei die Hüllflächen ($\delta\Omega_E, \delta\Omega_H$) für die elektrischen und magnetischen Stromdichten räumlich um einen halben Diskretisierungsschritt versetzt. Die Stromdichten beschreiben nicht das einfallende Feld an den ihnen zugeordneten physikalischen Orten, sondern das Feld einen Diskretisierungsschritt außerhalb bzw. innerhalb der entsprechenden Hüllfläche.

Dies führt auf einen Algorithmus, der innerhalb der Hüllfläche das aus der Überlagerung des einfallenden und des am Körpermodell gestreuten Feldes bestehende Gesamtfeld und außerhalb der Flächen nur das Streufeld berechnet (s. Abb 3.3-3).

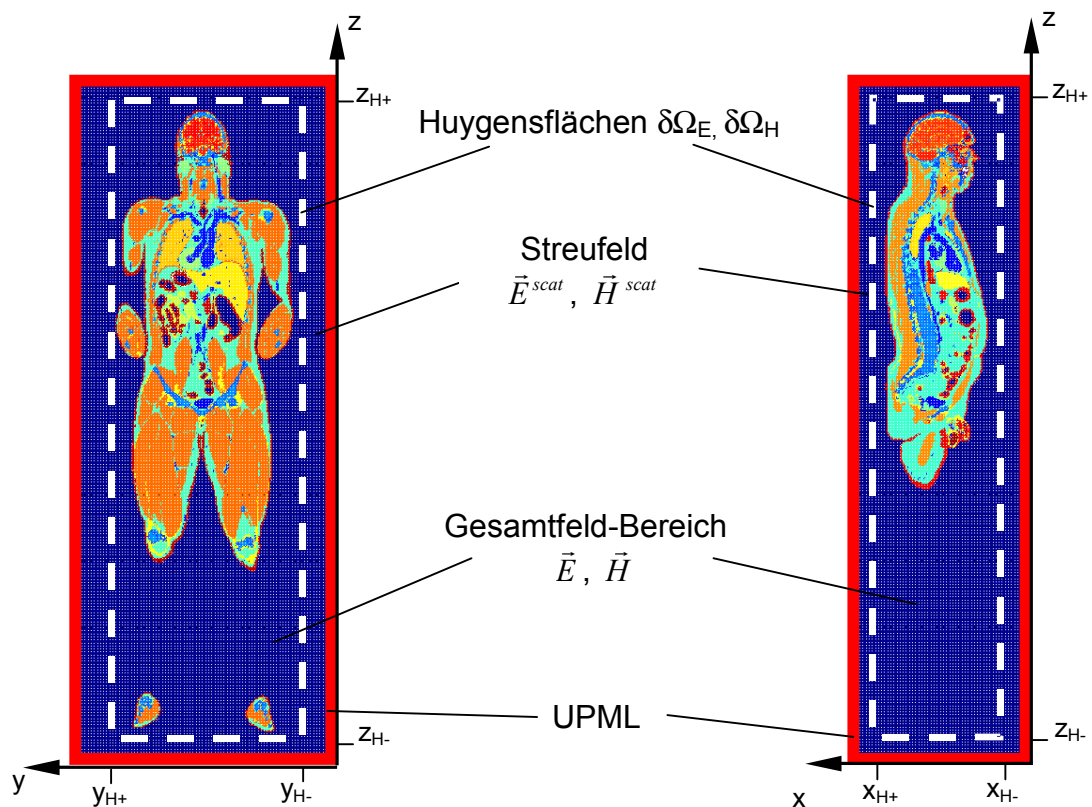


Abb. 3.3-3: 'total-field/scattered-field'-Darstellung im FD-Lösungsgebiet

Die Vorgehensweise wird beispielhaft an der Teilfläche von $\delta\Omega_E$ bei $x=x_{H-}$ erläutert (s. Abb. 3.3-4). In Abb. 3.3-4 beschreiben alle Feldkomponenten an Gitterpunkten $x_i \geq x_{H-}$ das Gesamtfeld, alle Feldkomponenten an Gitterpunkten $x_i < x_{H-}$ nur das Streufeld eines eventuell innerhalb der geschlossenen Huygensfläche vorhandenen Körpers. Das heißt, dass für die Berechnung der tangentialen elektrischen Feldkomponenten nach Gl. 3.3/4 bei $x = x_{H-}$ sowohl das Gesamt- als auch das Streufeld repräsentierende magnetische Feldkomponenten gemischt vorliegen. Da aber die tangentialen elektrischen Feldkomponenten dem Gesamtfeld zuzuordnen sind und somit nur aus Gesamtfeldgrößen bestimmt werden dürfen, müssen die eingepprägten elektrischen Stromdichten $\vec{J}_F^{FD}(\vec{r}, t)$ bei $x = x_{H-}$ die fehlenden tangentialen magnetischen Feldkomponenten bei $x = x_{H-} - \frac{\Delta x_{i-1}}{2}$ beschreiben, so dass sich z.B. für die tangentiale elektrische Feldkomponente

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{2\varepsilon_{i,j,k} - \kappa_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k} + \kappa_{i,j,k} \Delta t} \right) E_z|_{i,j,k}^n + \left(\frac{2 \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k} + \kappa_{i,j,k} \Delta t} \right) \cdot \left[\frac{H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_y^{scat}|_{i-1,j,k}^{n+1/2}}{(\Delta x_i + \Delta x_{i-1})/2} - \frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1,k}^{n+1/2}}{(\Delta y_j + \Delta y_{j-1})/2} - J_z|_{i,j,k}^{n+1/2} \right] \quad (3.3/7)$$

mit

$$J_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{H_y^{IGV} \left(x_{H-} - \frac{\Delta x_{i-1}}{2}, y_j, z_k, (n+1/2)\Delta t \right)}{(\Delta x_i + \Delta x_{i-1})/2} \quad (3.3/8)$$

ergibt. Die tangentialen magnetischen Feldkomponenten lassen sich nach analoger Überlegung bestimmen, z.B. an der Teilfläche von $\delta\Omega_H$ bei $x = x_{H-} - \frac{\Delta x_{i-1}}{2}$

$$H_z^{scat}|_{i-1,j,k+1}^{n+1/2} = H_z^{scat}|_{i-1,j,k+1}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i-1,j,k+1}} \right) \cdot \left[\frac{E_x^{scat}|_{i-1,j+1,k+1}^n - E_x^{scat}|_{i-1,j,k+1}^n}{\Delta y_j} - \frac{E_y|_{i,j,k+1}^n - E_y^{scat}|_{i-1,j,k+1}^n}{\Delta x_{i-1}} - M_z|_{i-1,j,k+1}^n \right] \quad (3.3/9)$$

mit

$$M_z|_{i-1,j,k+1}^n = - \frac{E_y^{IGV} (x_{H-}, y_j, z_k, n\Delta t)}{\Delta x_{i-1}}. \quad (3.3/10)$$

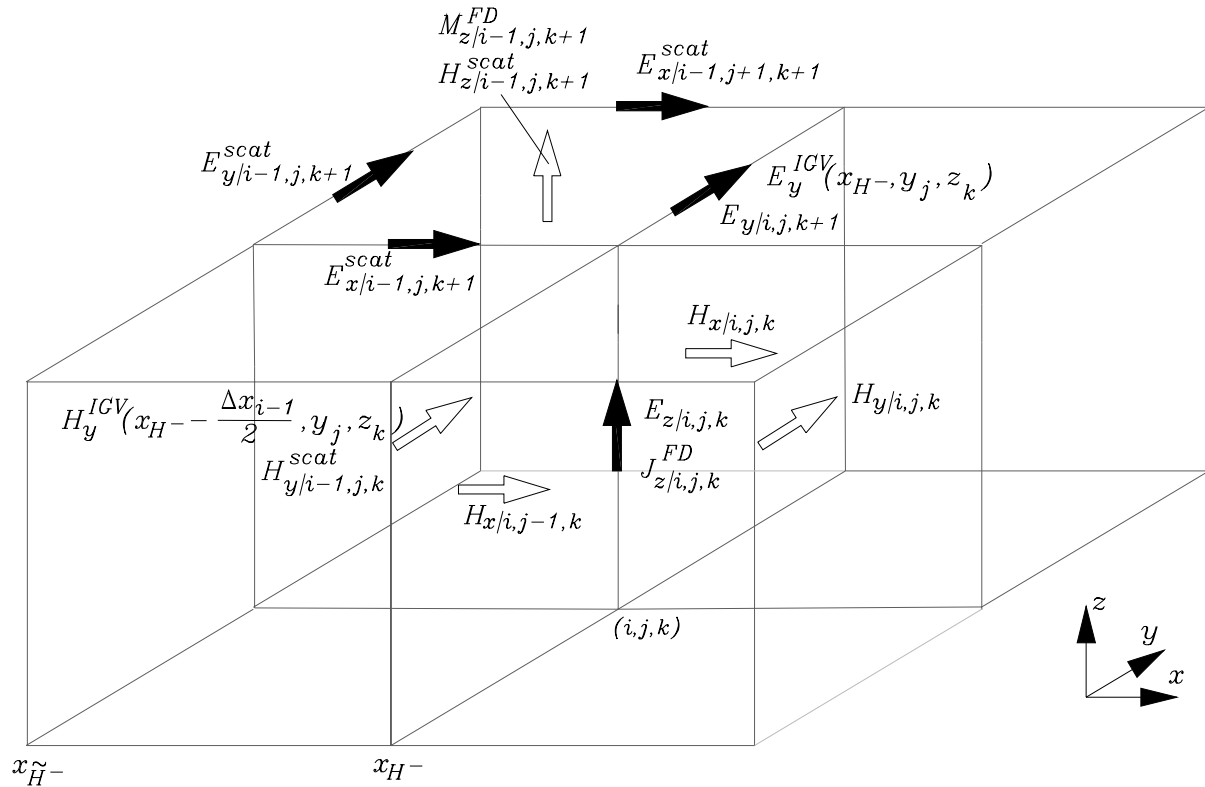


Abb. 3.3-4: Bestimmung der tangentialen elektrischen und magnetischen Feldkomponenten auf $\delta\Omega_E$ bzw. $\delta\Omega_H$.

Diese Vorgehensweise entspricht einer diskreten Interpretation des Äquivalenzprinzips und der damit verbundenen Einführung von Stromdichten auf den Hüllflächen

$$\underline{\vec{J}}_F^{FD}(\vec{r}) = \vec{n}(\vec{r}) \times \underline{\vec{H}}^{IGV}(\vec{r}) \Big|_{\vec{r} \in \partial\Omega_E} \quad (3.3/11)$$

und

$$\underline{\vec{M}}_F^{FD}(\vec{r}) = -\vec{n}(\vec{r}) \times \underline{\vec{E}}^{IGV}(\vec{r}) \Big|_{\vec{r} \in \partial\Omega_H} \quad (3.3/12)$$

mit $\vec{n}(\vec{r})$ als die in das von der Huygensfläche umschlossene Volumen gerichtete Normale. Somit gilt in den Gln. 3.3/8 und 3.3/10:

$$J_z \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{J_{F,z}^{FD} \Big|_{i,j,k}^{n+1/2}}{(\Delta x_i + \Delta x_{i-1})/2}$$

und

$$M_z \Big|_{i-1,j,k+1}^n = -\frac{M_{F,z}^{FD} \Big|_{i-1,j,k+1}^n}{\Delta x_{i-1}}$$

Das zur Anregung des FDTD-Volumens benötigte einfallende Feld der zu untersuchenden Basisstationsantenne wird mit dem Hybrid⁽²⁾-Verfahren bestimmt, nachdem mit Hilfe der Momenten-Methode [Rao et. al. 1982] die Stromdichteverteilungen \vec{J}_A und \vec{M}_A auf der metallischen Oberfläche F_A der Antenne in Abwesenheit des FDTD-Volumens ermittelt wurden, gemäß

$$\vec{E}^{IGV}(\vec{r}) = \iint_{F_A} \left[\vec{G}_J^E(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}_A(\vec{r}') + \vec{G}_M^E(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{M}_A(\vec{r}') \right] d\vec{f}' \quad (3.3/13)$$

und

$$\vec{H}^{IGV}(\vec{r}) = \iint_{F_A} \left[\vec{G}_J^H(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}_A(\vec{r}') + \vec{G}_M^H(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{M}_A(\vec{r}') \right] d\vec{f}' \quad (3.3/14)$$

mit den Aufpunkten \vec{r} in den diskreten Raumpunkten aus den Gln. 3.3/8 und 3.3/10.

Da die Feldlösung der Hybrid⁽²⁾-Methode im Frequenzbereich vorliegt, werden für die Zeitbereichslösung der Finiten-Differenzen-Methode aus den vorliegenden Real- und Imaginärteilen mit der Definition für den Phasor

$$\vec{U}(\vec{r}, t) = \Re \left\{ \vec{U}(\vec{r}) e^{j\omega t} \right\} \quad (3.3/15)$$

und einer zeitharmonischen Anregung mit der der Hybrid⁽²⁾-Lösung entsprechenden Frequenz, die zeitabhängigen Größen $\vec{J}_F^{FD}(\vec{r}, t)$ und $\vec{M}_F^{FD}(\vec{r}, t)$ entwickelt.

Für den Fall, dass die Rückwirkung des Streufeldes aus dem FD-Lösungsgebiet auf die Antennenströme nicht mehr vernachlässigt werden kann, ist es möglich, das Streufeld als Anregung in einem zweiten Berechnungsschritt in das Modell für die Hybrid⁽²⁾-Methode einzuprägen [Rao et. al. 1982, Eibert 1997, Becker et. al. 2002]. Dafür werden auf einer weiteren Hüllfläche $\partial\tilde{\Omega}$, die sich in Abb. 3.3-4 bei $x_{\tilde{H}-} = x_{H-} - \Delta x_{i-1}$ befindet, die Quellen $\vec{J}_F^{IGV}(\vec{r})$, $\vec{M}_F^{IGV}(\vec{r})$ und $\rho(\vec{r})$ benötigt. Entsprechend der Beziehungen

$$\vec{J}_F^{scat}(\vec{r}) = \vec{n}(\vec{r}) \times \vec{H}^{scat}(\vec{r}) \Big|_{\vec{r} \in \partial\tilde{\Omega}}, \quad (3.3/16)$$

$$\vec{M}_F^{scat}(\vec{r}) = -\vec{n}(\vec{r}) \times \vec{E}^{scat}(\vec{r}) \Big|_{\vec{r} \in \partial\tilde{\Omega}} \quad (3.3/17)$$

und

$$\rho^{scat}(\vec{r}) = \vec{n}(\vec{r}) \cdot \vec{E}^{scat}(\vec{r}) \Big|_{\vec{r} \in \partial\tilde{\Omega}}, \quad (3.3/18)$$

mit $\vec{n}(\vec{r})$ nun als die aus dem FD-Volumen heraus gerichtete Normale, werden diese aus den tangentialen und normalen elektrischen sowie den tangentialen magnetischen Feldkomponenten bestimmt. Die Quellen sind dabei im Zentrum von dreieckigen Teilflächen lokalisiert (s. Abb. 3.3-5), von denen jeweils zwei eine Seitenfläche einer Yee-Zelle abdecken. Da die Feldkomponenten von $\vec{E}^{scat}(\vec{r})$ und $\vec{H}^{scat}(\vec{r})$ im Yee-Gitter nicht in den benötigten Quellpunkten

definiert sind, müssen die Feldstärken in den Quellpunkten durch räumliche Mittelung bestimmt werden.

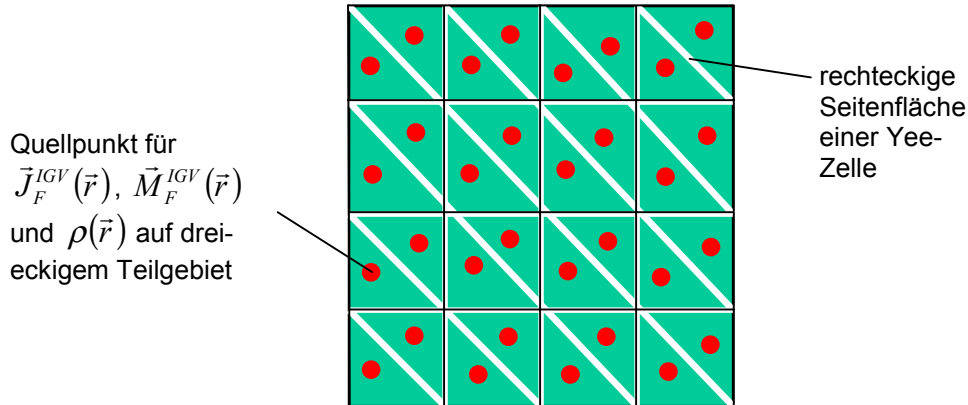


Abb. 3.3-5: Ausschnitt der Hüllfläche $\partial\tilde{\Omega}$ bei $x_{\tilde{H}^-} = x_{H^-} - \Delta x_{i-1}$.

Die rechteckigen Flächen der Zellen im Yee-Gitter werden jeweils in zwei dreieckige Teilflächen unterteilt.

Die Phasoren von $\vec{E}^{scat}(\vec{r})$ und $\vec{H}^{scat}(\vec{r})$ werden nach dem Erreichen des eingeschwungenen Zustandes aus der FDTD-Lösung bestimmt. Nachdem mit Hilfe der Momenten-Methode die unter Berücksichtigung des Streufeldes geänderten Stromdichteverteilungen $\vec{J}_A^{(1)}$ und $\vec{M}_A^{(1)}$ auf der Antenne ermittelt wurden, können wiederum mit Gl. 3.3/13 und 3.3/14 die aktualisierten Antennenfelder $\vec{E}^{IGV,(1)}(\vec{r})$ und $\vec{H}^{IGV,(1)}(\vec{r})$ berechnet werden. Nachfolgend wird dann die sich durch die geänderten Antennenströme $\vec{J}_A^{(1)}$ und $\vec{M}_A^{(1)}$ einstellende Feldverteilung im FD-Lösungsgebiet berechnet. Dies führt letztendlich zu einer iterativen Vorgehensweise, die dann abgebrochen wird, wenn die Änderung der Antennenströme nach einem Berechnungszyklus vernachlässigbar ist.

3.3.2. Validierung der Vorgehensweise

Für die Validierung des im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen iterativen Verfahrens wird die Stromverteilung auf einem $\lambda/2$ -Strahler berechnet, der sich vor einem metallischen Würfel mit einer Kantenlänge von $\lambda/4$ befindet. Zusätzlich zu dieser Vorgehensweise wird die Anordnung nur mit der Hybrid⁽²⁾-Methode ohne Hinzunahme des FDTD-Verfahrens modelliert und die so erhaltene Stromverteilung mit der durch Iteration bestimmten verglichen. Abb. 3.3-6 zeigt die Ergebnisse für einen Abstand von $\lambda/8$ und $\lambda/2$ zwischen Antenne und Würfel. Wie zu erkennen, konvergiert für beide Abstände die Lösung der iterativen Vorgehensweise nach drei- bzw. viermaliger Anwendung der kombinierten Hybrid⁽²⁾- und FDTD-Methode. Die Abweichung zur Lösung mit der reinen Hybrid⁽²⁾-Methode ist bei geringem Abstand bzw. bei großer Verkopplung zwischen Antennenstrom und Streukörper groß, jedoch erhält man schon bei einem Abstand von $\lambda/2$ eine gute Übereinstimmung der Lösungen beider Verfahren.

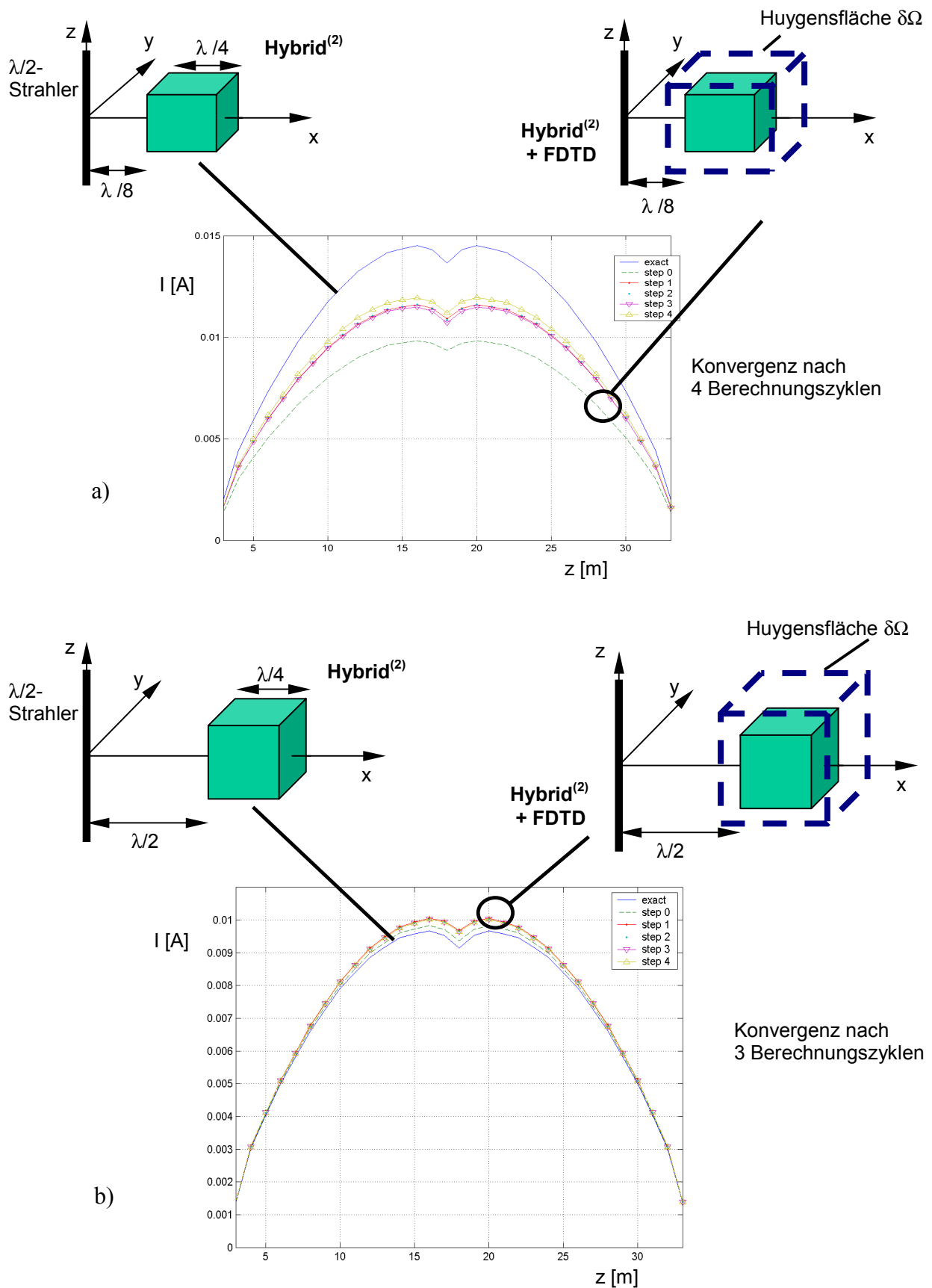


Abb. 3.3-6: Vergleich der Lösungen für die Stromverteilung eines $\lambda/2$ -Strahlers vor einem metallischen Würfel der Kantenlänge $\lambda/4$ mit der Hybrid⁽²⁾-Methode (blaue Linie) und der iterativen Anwendung von Hybrid⁽²⁾- und FDTD-Methode.

- a) Abstand $\lambda/8$: Konvergenz liegt nach vier Berechnungszyklen vor. Deutliche Abweichung zwischen beiden Lösungen.
- b) Abstand $\lambda/2$: Konvergenz liegt nach drei Berechnungszyklen vor. Geringe Abweichung zwischen beiden Lösungen.

Die vorgeschlagene iterative Vorgehensweise liefert, ohne weitere numerische Maßnahmen zu ergreifen, nur dann gültige Lösungen, wenn eine geringe Verkopplung zwischen FD-Lösungsgebiet und Antenne vorliegt.

3.4. Exposition von Personen vor Basisstationsantennen

Nach der Erläuterung der Vorgehensweise zur Bestimmung der Exposition von Personen vor Mobilfunk-Basisstationsantennen sollen in diesem Abschnitt Ergebnisse vorgestellt werden [Bitz et. al. 2003b, Bitz et. al. 2002c, Bitz et. al. 2002d, Bitz et. al. 2001a]. Dazu wurden zwei kommerziell erhältliche Basisstations-Antennen ausgewählt: Zum einen eine in der Literatur mehrfach behandelte Antenne mit einfacher Geometrie und zum anderen eine bisher noch nicht untersuchte, komplizierter aufgebaute Dual-Band-Antenne. Die Antennenmodelle werden im Abstand $d \geq 0,5$ m mittig vor das Menschmodell platziert, um die maximale Ganzkörper-SAR zu erhalten. Die Ergebnisse werden für eine im GSM900- bzw. UMTS-Frequenzbereich abgestrahlte Gesamtleistung bestimmt. Die Daten sind somit unabhängig von der jeweiligen Auslastung der Basisstation angegeben. Dazu wird angenommen, dass die Änderung der Parameter der Körpergewebe und des Nahfeldes der Antenne über den jeweiligen Frequenzbereich vernachlässigbar ist. Da der minimale Abstand von $d = 0,5$ m bei den hier berechneten Frequenzen immer größer als eine Wellenlänge ist, kann nach Abschnitt 3.3.1.2 die Rückwirkung des Streufeldes des Körpers auf die Antennenströme vernachlässigt werden.

3.4.1. Menschmodelle

Die Menschmodelle basieren auf dem frei zugänglichen Datensatz des 'visible human'-Projekts [NLM 1986], welches die physiologische Gewebeverteilung im Körper mit einer Auflösung von $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 1\text{ mm}$ angibt. Daraus wird ein hochaufgelöstes dielektrisches Menschmodell durch Zuordnung elektrischer Daten (Permittivität ϵ_r und Leitfähigkeit κ aus [Gabriel 1996]) und des spezifischen Gewichtes ρ [Brooks] zu jeder der berücksichtigten 40 Gewebearten erstellt (s. Tabelle 3.4-1).

Für die Berechnungen wird hier zum einen ein dielektrisches Menschmodell mit einer an das Gitter im Lösungsvolumen angepassten Auflösung von $4\text{ mm} \times 4\text{ mm} \times 4\text{ mm}$ verwendet, so dass jedes seiner Volumenelemente (Voxel) 64 der ursprünglichen Voxel umfasst. Die Materialparameter pro Volumenelement werden durch Mittelung der jeweils 64 Parameter für ϵ_r , κ und ρ aus dem ursprünglichen Datensatz gewonnen.

Das Menschmodell wird durch eine Hautschicht abgeschlossen. Die Gesamtmasse des so modellierten Körpers beträgt 110 kg bei einer Körpergröße von ca. 1,88 m (s. Abb. 3.4-1).

Ein zweites Menschmodell mit 42 kg Körpermasse wird durch Skalierung aus dem 110 kg-Modell gewonnen. Um die gewünschte, um einen Faktor von 2,62 geringere Masse zu erhalten, wird die ursprüngliche Kantenlänge der Volumenelemente mit $\sqrt[3]{\frac{1}{2,62}} \approx 0,725$ multipliziert. Damit beträgt die Auflösung des 42 kg-Modells im FDTD-Volumen $2,9\text{ mm} \times 2,9\text{ mm} \times 2,9\text{ mm}$. Die Materialparameter werden im Vergleich zum 110 kg-Modell unverändert übernommen. Somit ergibt sich eine Körpergröße des „leichten“ Körpermodells von ca. 1,36 m (s. Abb. 3.4-2). Dieses Körpermodell entspricht sicherlich nicht dem durchschnittlichen Körperbau eines Jugendlichen. Die hier gemachte Ableitung aus dem 'visible human'-Datensatz ist trotzdem sinnvoll, da dieser die einzige Quelle für ein anatomisch korrektes Körpermodell darstellt und in der Literatur für dosimetrische Berechnungen im Menschen weit verbreitet ist.

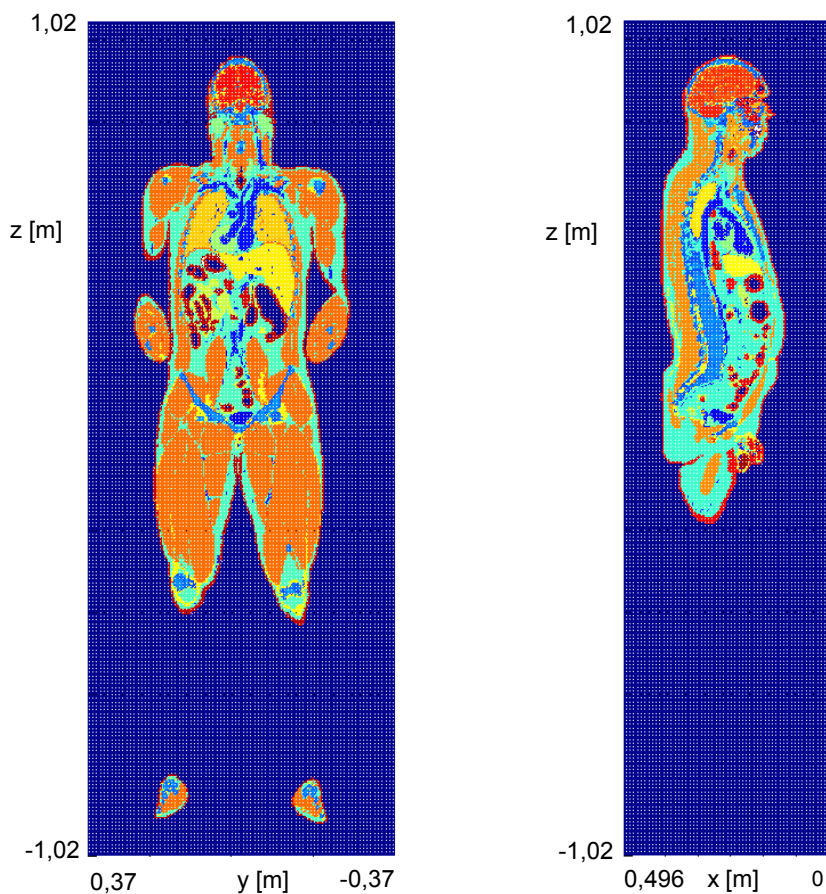


Abb. 3.4-1: Längsschnitte durch das 110 kg-Menschmodell (Voxelgröße: 4 mm×4 mm×4 mm).

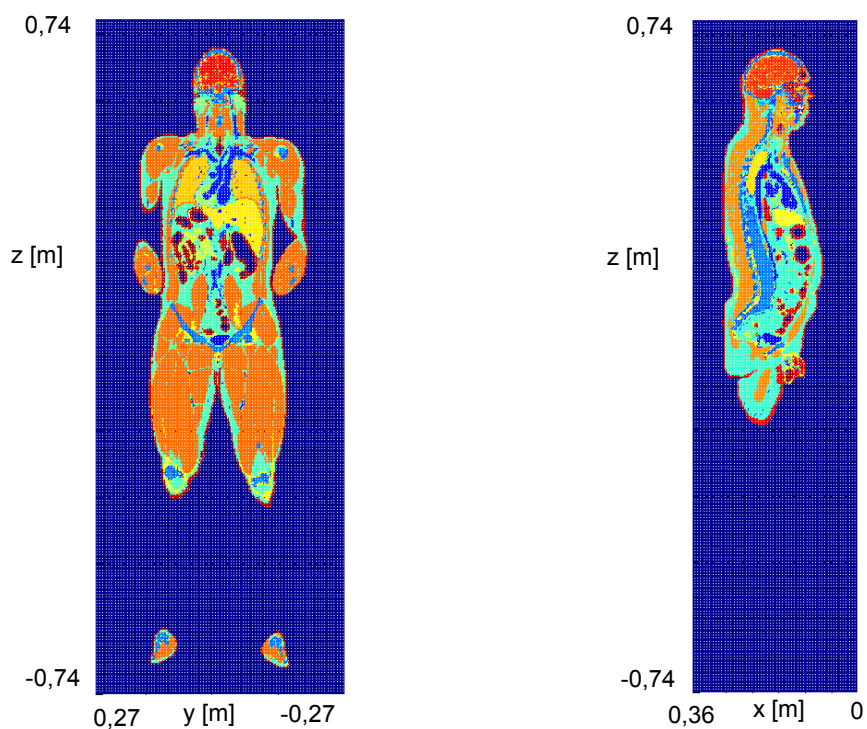


Abb. 3.4-2: Längsschnitte durch das 42 kg-Menschmodell (Voxelgröße: 2,9 mm×2,9 mm×2,9 mm).

Gewebe	Dichte [kg/m ³]	Frequenz = 950 MHz		Frequenz = 1966 MHz	
		Dielektrizitäts- zahl ϵ_r	Leitfähigkeit κ [S/m]	Dielektrizitäts- zahl ϵ_r	Leitfähigkeit κ [S/m]
Blut	1058	61.36	1.53	59.37	2.04
Knochen	1920	20.78	0.34	19.34	0.58
Fett	1091	5.46	0.05	5,34	0.08
Herz	1029	59.89	1.23	56.32	1.77
Niere	1050	58.67	1.39	54.42	1.94
Leber	1030	46.83	0.85	44.21	1.28
Lunge	260	21.90	0.46	20.94	0.63
Muskel	1046	55,03	0,94	55.33	1.34
Haut	1125	41.4	0.87	38.87	1.18
Milz	1054	57,17	1.29	53.84	1.77
Magen	1050	65,06	1.18	63.22	1.69
Gehirn (gemittelt)	1030	45.61	0.78	43.26	1.23

Tabelle 3.4-1: Materialparameter einiger Gewebe bei 950 MHz und 1966 MHz

3.4.2. Basisstationsantennen

3.4.2.1. Single-Band GSM900-Antenne

Als Beispiel für eine Mobilfunk-Basisstationsantenne mit vertikaler Polarisation der elektrischen Feldstärke werden Ergebnisse für die Antenne Kathrein 730 368 gezeigt. Die Antenne besteht aus einem 1290 mm x 255 mm x 105 mm großen Metallreflektor, vor dem in einem Abstand von 6 cm vier Dipolpaare vertikal übereinander angeordnet sind (s. Abb. 3.4-3). Der Gewinn der Antenne beträgt 15,5 dB_i, und die Halbwertsbreiten sind 65° in der horizontalen und 13° in der vertikalen Ebene.

Für das Rechenmodell wurden der Reflektor und die Dipolpaare als metallische Flächen mit insgesamt 1520 dreieckigen Teilbereichen beschrieben (s. Abb. 3.4-4). Die Anregung erfolgte in den Mittelpunkten der acht Dipole durch Delta-Gap-Spannungen gleicher Amplitude und Phase.

Die Abbn. 3.4-5 und 3.4-6 enthalten Darstellungen der berechneten elektrischen Feldverteilung. Für die Berechnung wurde aus dem GSM900-Band die Frequenz 950 MHz gewählt. In Abb. 3.4-5 ist die mit dem IGV berechnete Feldverteilung in den Ebenen bei $z = 0$ und $y = 0$ dargestellt (Zentrum der Antenne im Ursprung des Koordinatensystems). Es ist gut zu erkennen, dass sich die Hauptkeule aus zwei lokalen Feldmaxima im Nahfeld der Antenne ausbildet. Dies wird nochmals verdeutlicht durch die Darstellung in Abb 3.4.-6, das die mit der in Kapitel 3.3 geschilderten Vorgehensweise berechnete Feldverteilung im FDTD-Volumen ohne Körpermodell zeigt, die gestrichelte Linie umrahmt den Bereich des 42 kg-Menschmodells.

Diese deutlichen Unterschiede zwischen der räumlichen Verteilung des Nah- und des Fernfeldes zeigen, dass der in [Bahr et. al. 2001] gemachte Ansatz für ein Näherungsverfahren aufgrund der Fernfelddaten nicht immer verwertbare Ergebnisse liefert.

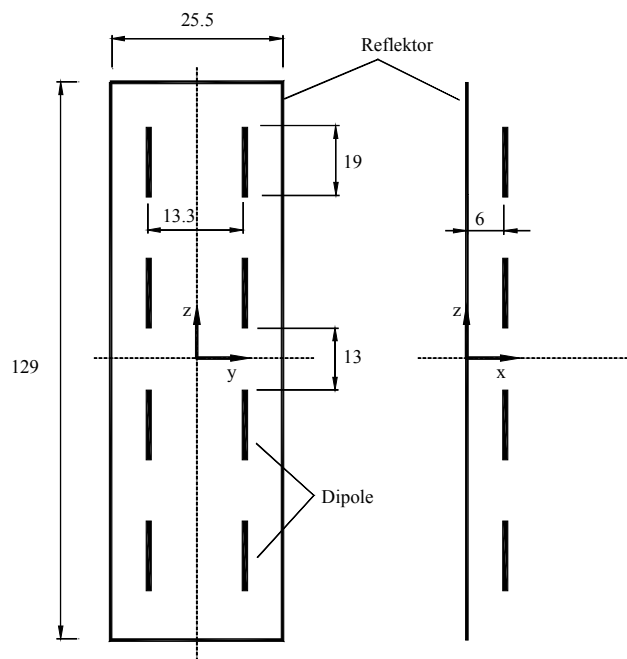


Abb. 3.4-3: Skizze der Antenne Kathrein 730 368 (Maße in cm)

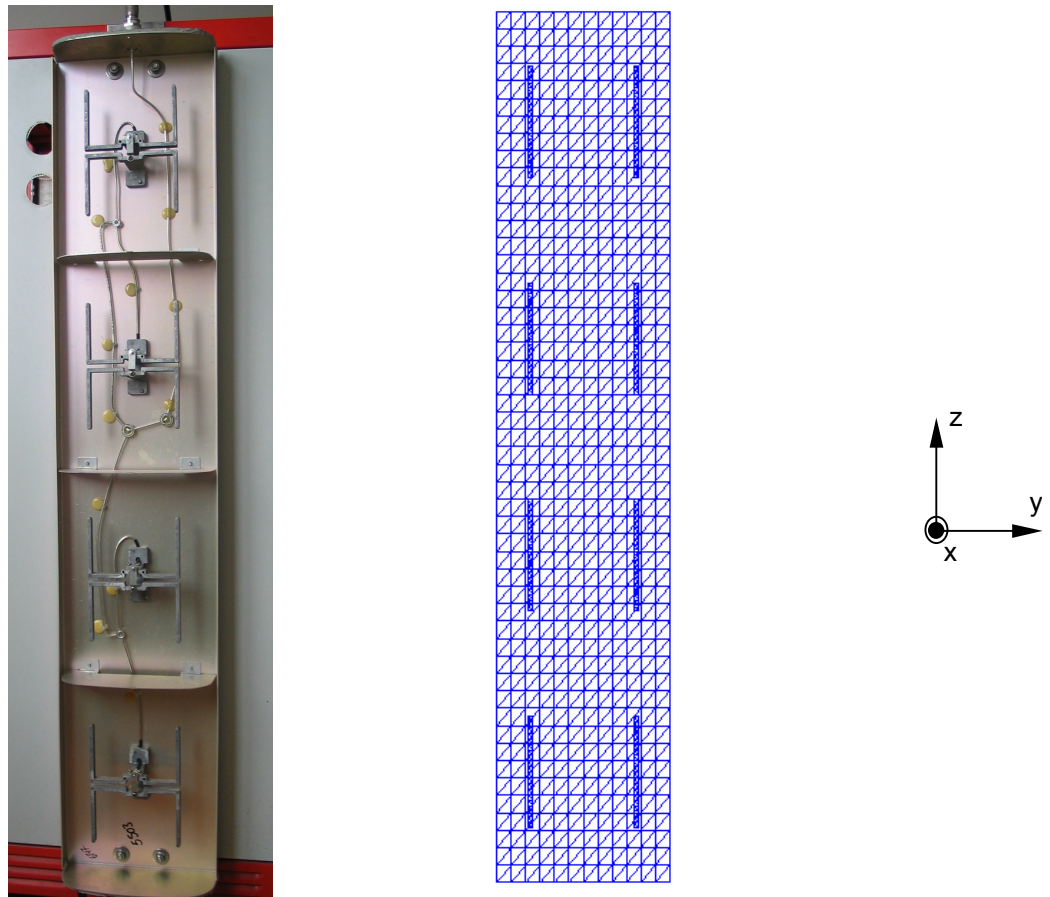


Abb. 3.4-4: Foto und Rechenmodell der Antenne Kathrein 730 368

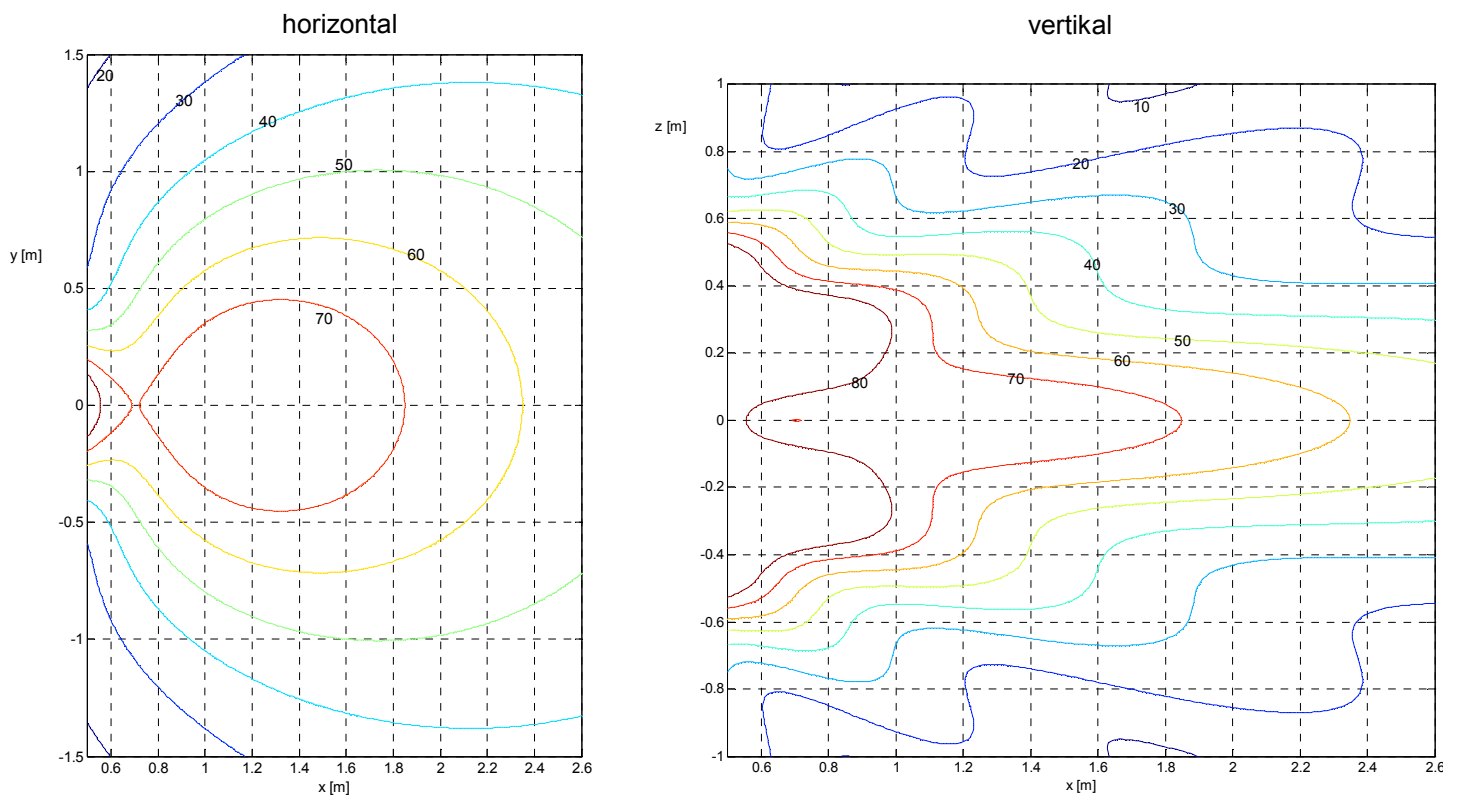


Abb. 3.4-5: Elektrische Feldverteilung im Nahfeld
(Sendeleistung: $P = 10 \text{ W}$; Parameter: Feldstärke in V/m)

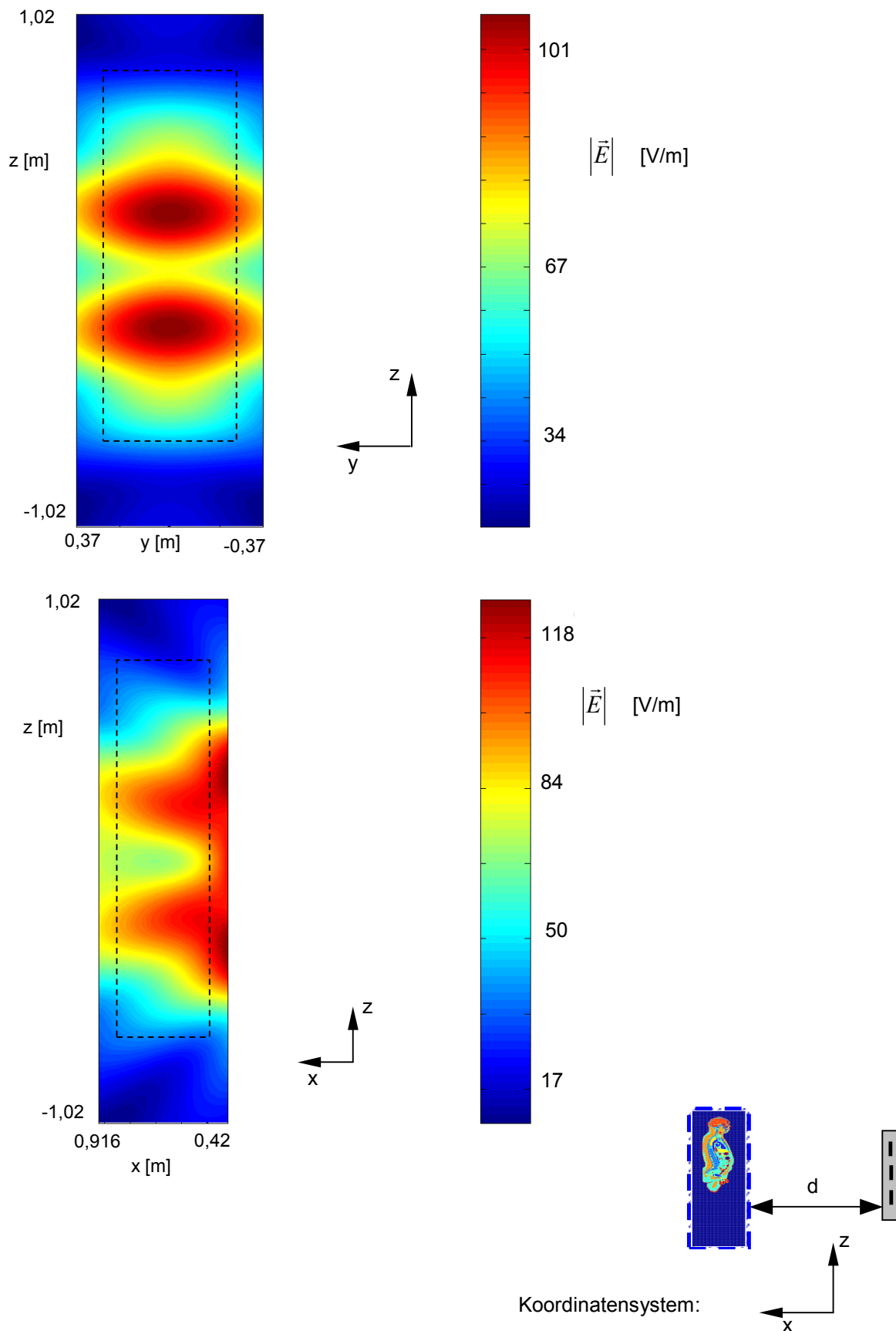


Abb. 3.4-6: Verteilung des Betrages der elektrischen Feldstärke im FDTD-Volumen in Abwesenheit des Menschmodells für $d = 50$ cm und $P = 10$ W.

3.4.2.2. GSM900/UMTS-Multi-Band-Antenne

Die Antenne Kathrein 742 264 kann Mobilfunkdienste in den Frequenzbereichen 824 - 960 MHz und 1710 - 2170 MHz bedienen. Abb. 3.4-7 c) zeigt die Antenne mit abgenommenem Radom.

Für den oberen Frequenzbereich besitzt sie 16 Dipol-Strahlerelemente, die zwischen den größeren Stabdipolquadraten für den unteren Frequenzbereich in einer durch Kunststoffplatten abgedeckten tieferen Ebene montiert sind. Jeweils zwei Dipole sind um $\pm 45^\circ$ gegeneinander verdreht angeordnet. Dadurch wird eine entsprechende Polarisierung der Sendefelder bzw. eine Polarisationsselektivität beim Empfang erreicht. Die charakteristische Blattform der einzelnen Strahlerelemente sowie ihre nicht einheitlichen Abmessungen innerhalb des Arrays dienen zur Erzielung der hier mit 460 MHz deutlich größeren Bandbreite im Vergleich zu einfachen Stabdipolen.

Für den unteren Frequenzbereich ist ein zusätzliches Array von Strahlerelementen eingebaut, das auch über ein eigenes Speisetzwerk verfügt. Dieses Antennensystem besteht aus insgesamt 16 Stabdipolen, von denen jeweils 4 quadratisch angeordnet sind. Einzeldipole gleicher Polarisation (+ oder $- 45^\circ$) sind wieder zusammengeschaltet. In der Konstruktionsskizze Abb. 3.4-7 a) des Modells sind alle wesentlichen Details dieser komplexen Antenne berücksichtigt. Abb. 3.4-7 b) zeigt das mit 6016 dreieckigen Teilbereichen beschriebene Rechenmodell für die Antenne.

Es folgt, getrennt nach unterem Frequenzbereich (gewählte Rechenfrequenz: 950 MHz, Abbn. 3.4-8 und 3.4-9) und oberem Frequenzbereich (Rechenfrequenz: 1966 MHz, Abbn. 3.4-10 und 3.4-11), die Darstellung der vertikalen und horizontalen Nahfeldverteilungen für Abstände von der Antenne in Hauptstrahlungsrichtung zwischen 0,3 m und 2,1 m. Da benachbarte Frequenzkanäle im GSM900-System über beide Polarisationsrichtungen abgestrahlt werden, sind in der entsprechenden Nahfeldberechnung sowohl $+45^\circ$ -, als auch -45° -Antennenelemente als Sender aktiv. Entsprechend zeigt Abb. 3.4-12 perfekte Symmetrie bezüglich der y-Richtung. Die leichte Symmetriestörung in Abb.3.4-13 ist damit erklärbar, dass der Antennenreflektor gegenüber den Antennenelementen verschoben ist (vgl. Abb. 3.4-a, b).

Bei UMTS dagegen ist 'polarization diversity' (zumindest vorläufig) nur für den Empfangsbetrieb vorgesehen; entsprechend sind die Abbn. 3.4-10 und 3.4-11 für nur eine gesendete Polarisation berechnet. Dies schlägt sich in einer deutlich stärkeren Unsymmetrie der Nahfeldverteilungen nieder.

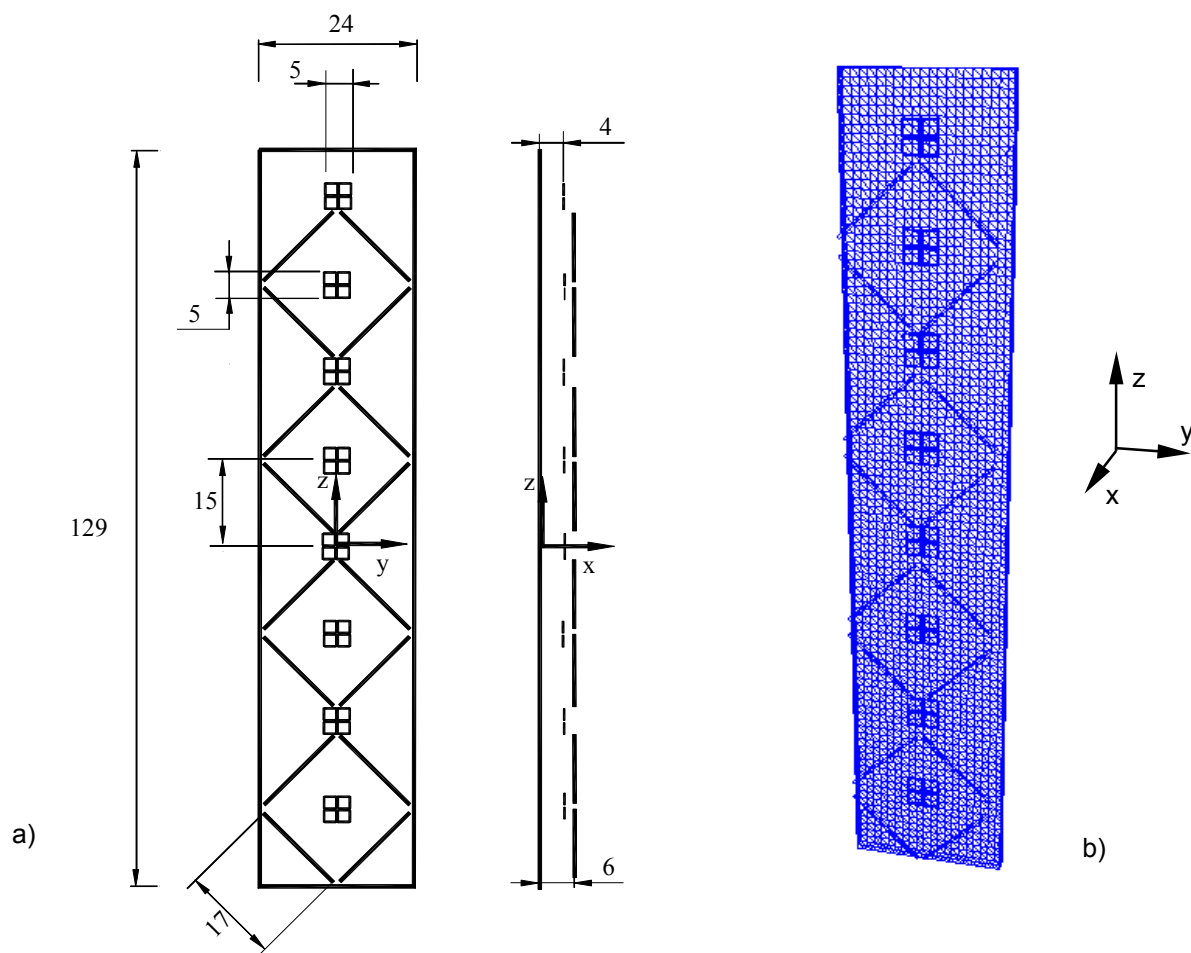


Abb. 3.4-7: a) Skizze der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264 (Maße in cm)
 b) Rechenmodell der Dual-band-Antenne
 c) Foto der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264

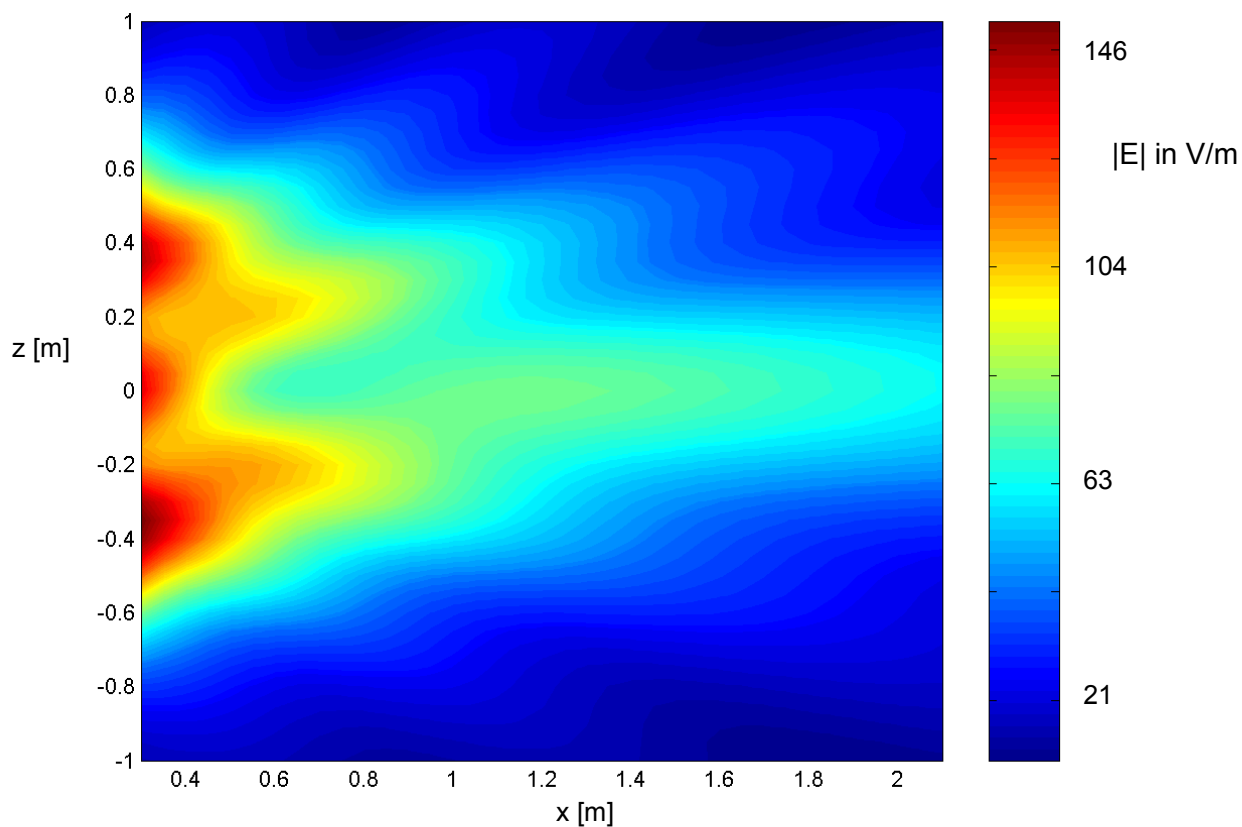


Abb. 3.4-8: Betrag der elektrischen Feldstärke der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264 in der vertikalen Ebene $y = 0$ für $P = 10$ W bei $f = 950$ MHz (Pol. M45+P45)

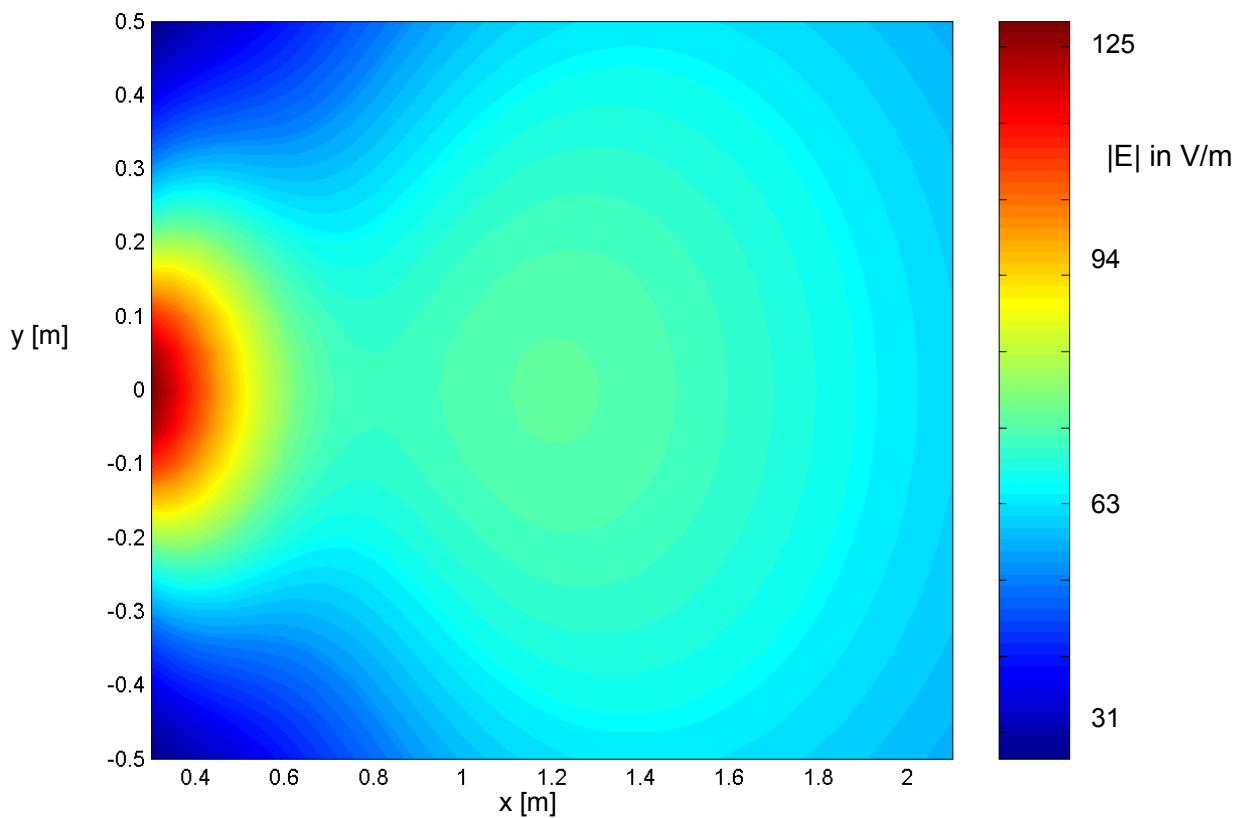


Abb. 3.4-9: Betrag der elektrischen Feldstärke der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264 in der horizontalen Ebene $z = 0$ für $P = 10$ W bei $f = 950$ MHz (Pol. M45+P45)

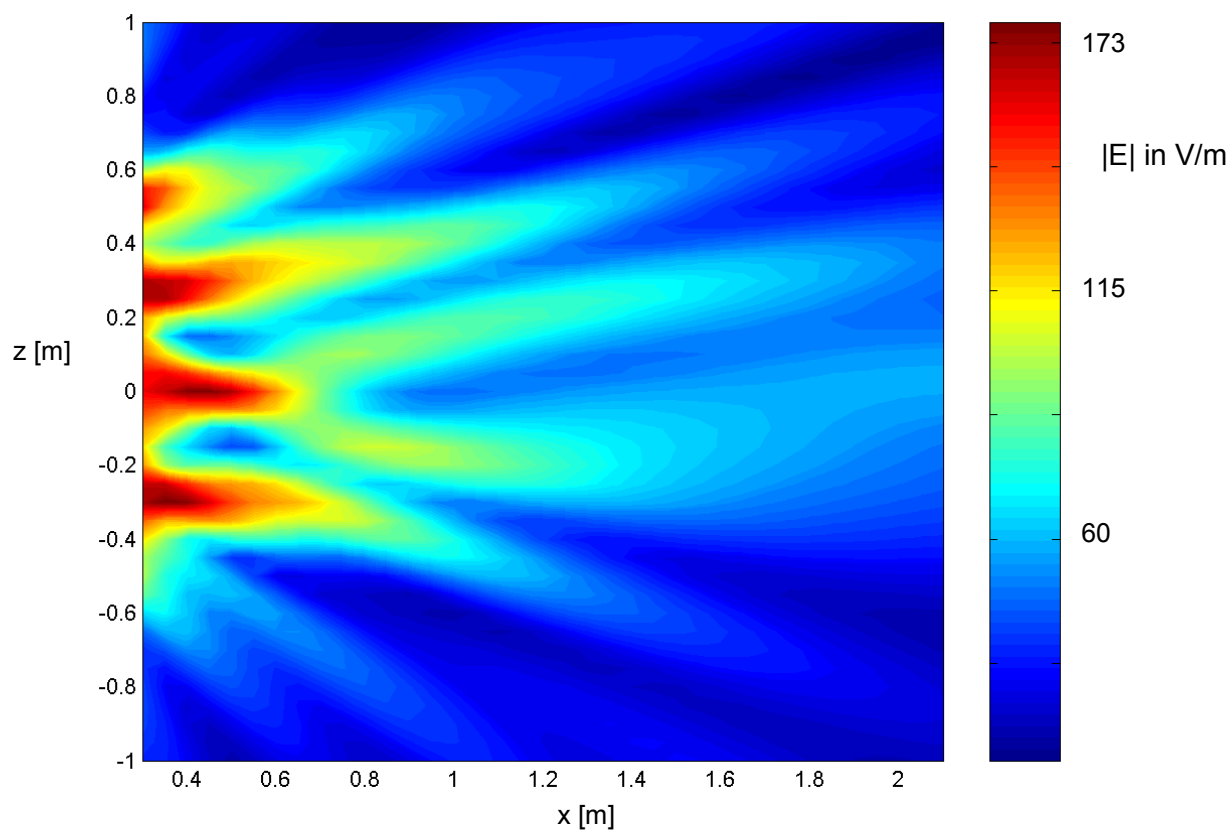


Abb. 3.4-10: Betrag der elektrischen Feldstärke der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264 in der vertikalen Ebene $y = 0$ cm für $P = 10$ W bei $f = 1966$ MHz (Pol. M45)

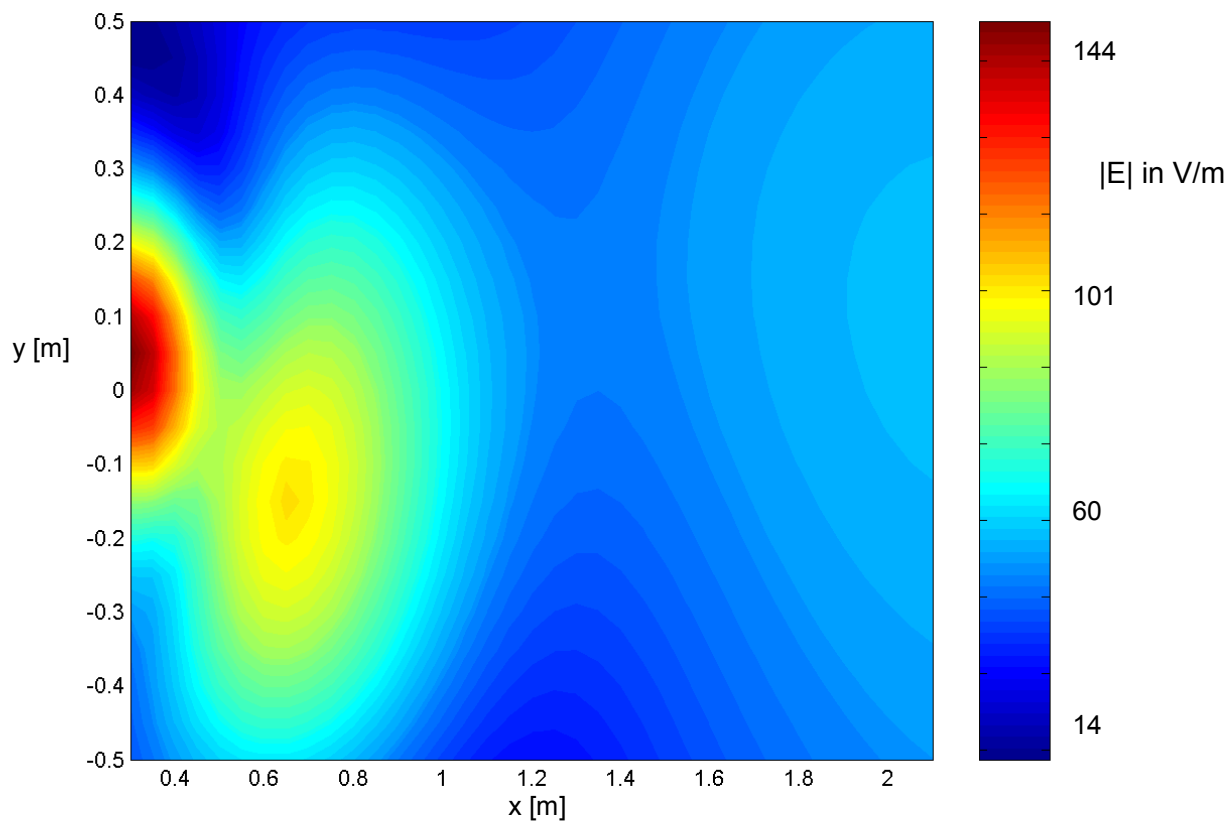


Abb. 3.4-11: Betrag der elektrischen Feldstärke der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264 in der horizontalen Ebene $z = 0$ für $P = 10$ W bei $f = 1966$ MHz (Pol. M45)

3.4.3. Bestimmung der Ganz- und Teilkörper-SAR aus der berechneten Feldverteilung im Menschmodell

Nach Erreichen des eingeschwungenen Zustandes des elektromagnetischen Feldes wird der Real- und Imaginärteil der elektrischen Feldstärke im gesamten Lösungsvolumen bestimmt. Aus den Amplituden der Feldkomponenten auf den Kanten der Elementarzellen des FD-Gitters wird unter Beachtung der den Zellen zugeordneten Leitfähigkeiten und spezifischen Dichten die über die Masse der Elementarzelle gemittelte spezifische Absorptionsrate berechnet.

Zur Auswertung der Ganzkörper-SAR werden diese lokalen SAR über das gesamte Körpermodell gemittelt. Für die Bestimmung der Teilkörper-SAR wurde, wie schon in Abschnitt 2.2.1 erwähnt, in den einschlägigen europäischen und deutschen Grenzwertempfehlungen, anders als in der IEEE-Norm, die ein würfelförmiges Volumen vorschreibt, keine Spezifizierung der Geometrie der zusammenhängenden Gewebemasse vorgenommen, über die die lokalen SAR zu mitteln sind. Daher wäre es auch zulässig und dem Wortlaut gemäß sogar notwendig, das ungünstigste 10 g-Gewebeelement beliebiger Form zu suchen und dem Grenzwertvergleich zu Grunde zu legen. Da aufgrund des verwendeten Yee-Gitters eine Elementarzelle das kleinste Mittelungsvolumen darstellt, könnte sich diese 10 g-Gewebemasse aus beliebig angeordneten, benachbarten Elementarzellen zusammensetzen. Auf diese Problematik wird in Abschnitt 3.4.3.3 genauer eingegangen.

In allen bisherigen Publikationen (s. z.B. [Cooper 2002]) wird jedoch ein würfelförmiges Mittelungsvolumen angesetzt. Außerdem ist es üblich, für den gesamten Körper eine konstante spezifische Dichte von 1000 kg/m^3 anzunehmen. Damit hat ein Würfel von 10 g Masse eine Kantenlänge von ca. 2,154 cm. Für die Auswertung der hier vorliegenden Ergebnisse wurde aus Gründen der besseren Vergleichbarkeit auch die Würfelform gewählt, mit einer Kantenlänge die immer ein ganzzahliges Vielfaches der räumlichen Schrittweite des verwendeten Diskretisierungsgitters ist, aber die Länge von 2,154 cm nicht überschreitet. Bei dem hier verwendeten Körpermodell können für die Gewebe unterschiedliche spezifische Dichten gewählt werden, somit variiert die Mittelungsmasse bei konstanter Würfel-Kantenlänge. Aufgrund der nicht spezifizierten Form der 10 g-Mittelungsmasse werden zusätzlich auch die Werte für die über 1 g gemittelte SAR angegeben, welche mit einer maximalen Kantenlänge von 1 cm ausgewertet werden.

3.4.3.1. Ergebnisse für die GSM900-Band-BSA

Die Abbn. 3.4-12 und 3.4-13 geben die für das 110 kg-Menschmodell, eine abgestrahlte Leistung von $P = 10 \text{ W}$ und einen Abstand zur Antenne von $d = 50 \text{ cm}$ berechneten Verteilungen des Betrages der elektrischen Feldstärke in Längsschnitten durch das Finite-Differenzen-Lösungsvolumen mit Körpermodell und die über ein Volumenelement von $4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ gemittelten lokalen SAR wieder. Die analogen Darstellungen für das 42 kg-Körpermodell zeigen die Abbn. 3.4-14 und 3.4-15. Das Mittelungsvolumen für die SAR beträgt hier $2,9 \text{ mm} \times 2,9 \text{ mm} \times 2,9 \text{ mm}$.

In den Tabellen 3.4-2 und 3.4-3 sind - getrennt nach großem ('adult') und kleinem ('adolescent') Menschmodell - tabellarische Auswertungen bezüglich Ganzkörper- und Teilkörper-SAR für 50, 100 und 200 cm Abstand von der Basisstationsantenne gegeben. In Tabelle 3.4-4 wurden die SAR-Werte umgerechnet auf die für die jeweiligen Abstände maximal zulässigen Sendeleistungen.

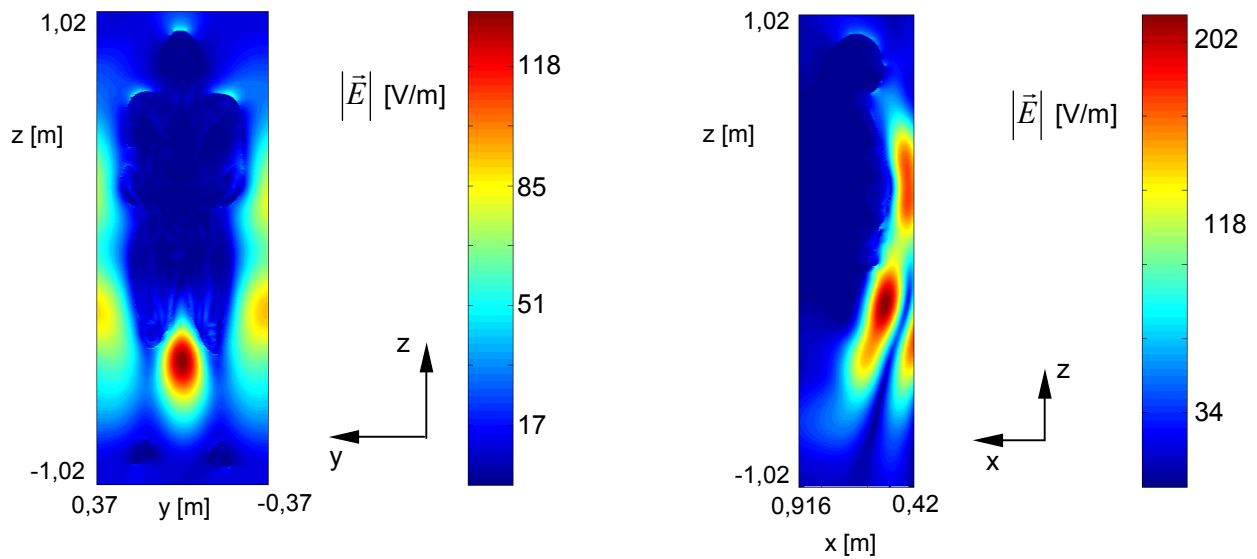


Abb. 3.4-12: Verteilung der elektrischen Feldstärke im FDTD-Volumen mit 110 kg-Menschmodell für $d = 50$ cm und $P = 10$ W.

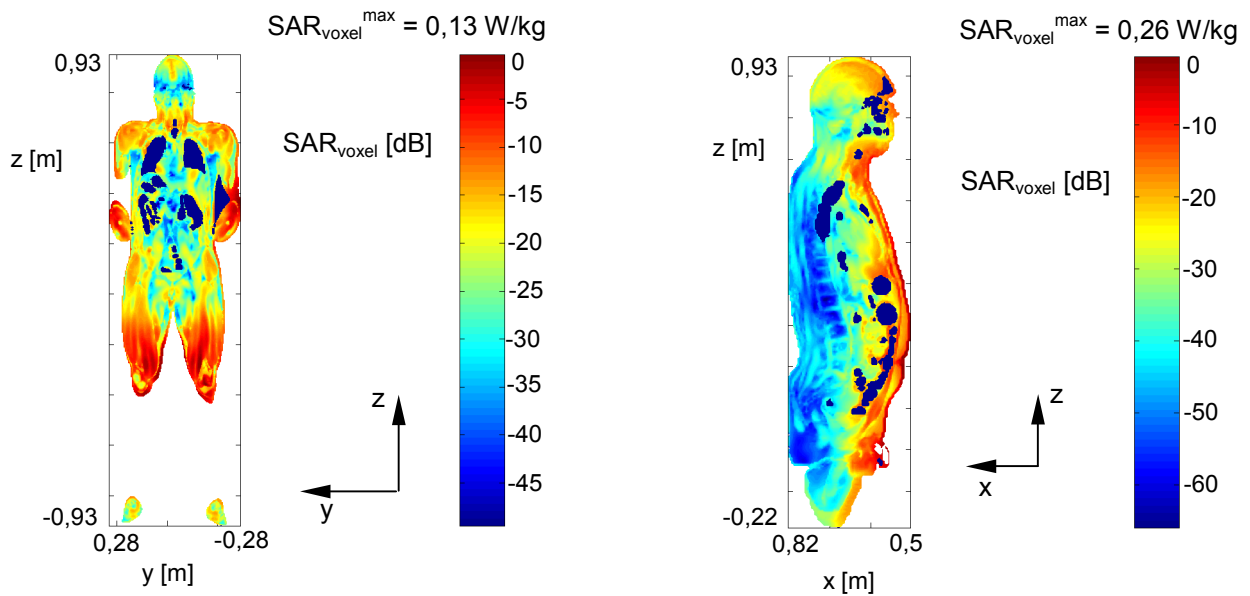


Abb. 3.4-13: Verteilung der über ein Volumenelement ($4\text{ mm} \times 4\text{ mm} \times 4\text{ mm}$) gemittelten SAR im 110 kg-Menschmodell für $d = 50$ cm und $P = 10$ W.

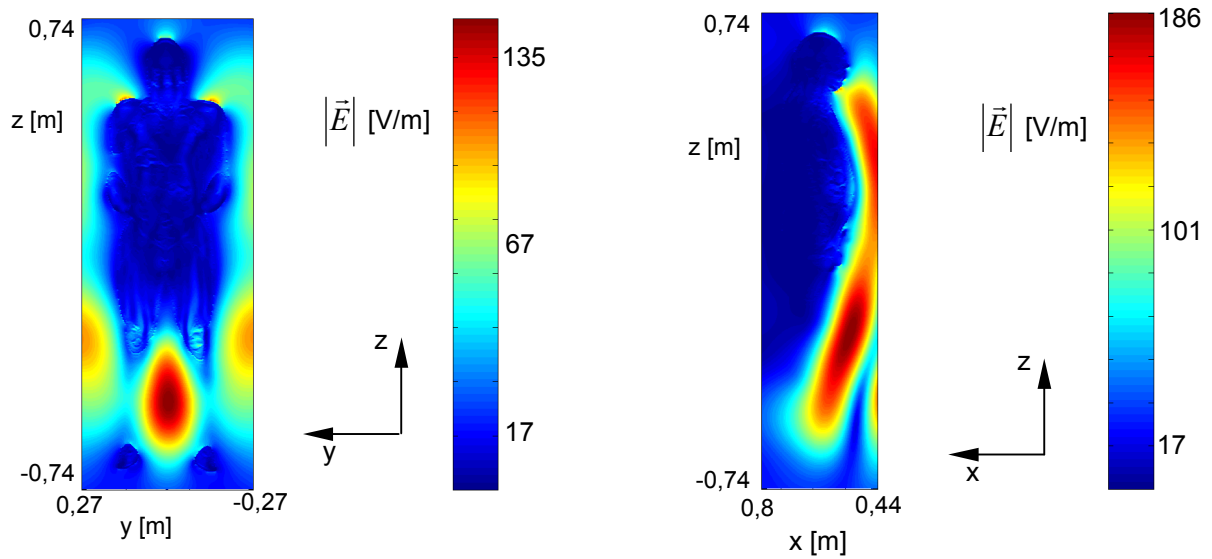


Abb. 3.4-14: Verteilung der elektrischen Feldstärke im FDTD-Volumen mit 42 kg-Menschmodell für $d = 50$ cm und $P = 10$ W.

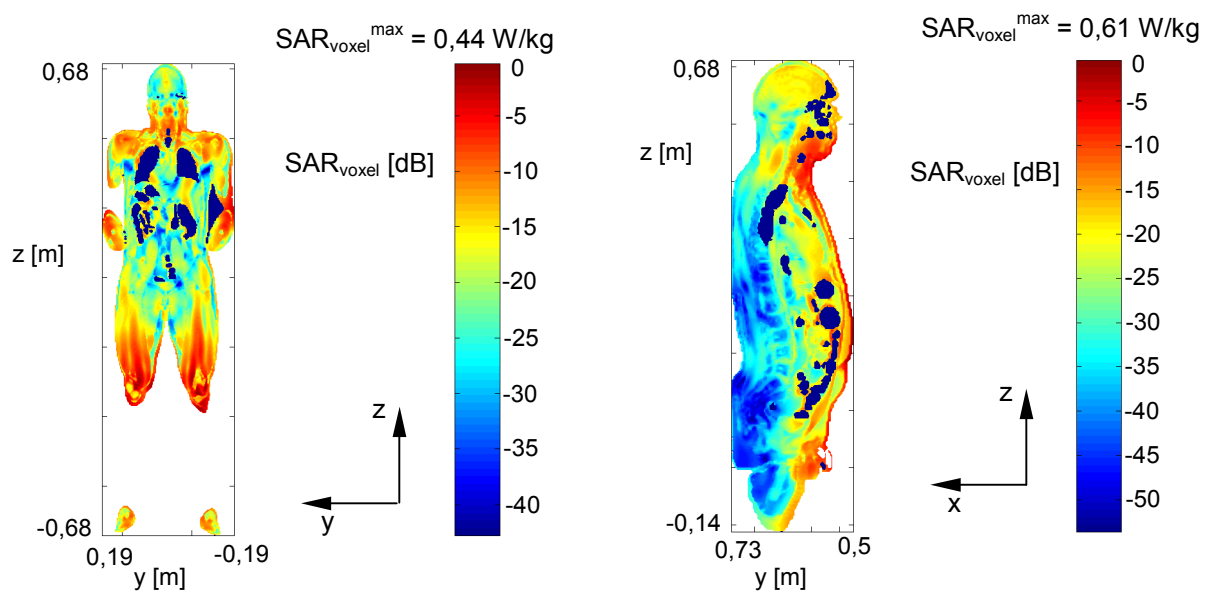


Abb. 3.4-15: Verteilung der über ein Volumenelement ($2,9$ mm \times $2,9$ mm \times $2,9$ mm) gemittelten SAR im 42 kg-Menschmodell für $d = 50$ cm und $P = 10$ W.

Ganzkörper-SAR

Körpermodell	Verfahren	Abstand		
		50 cm	100 cm	200 cm
'visible human' (110 kg)	exakte Rechnung	0,022 W/kg	0,013 W/kg	0,007 W/kg
'adolescent' (42 kg)	exakte Rechnung	0,055 W/kg	0,032 W/kg	0,016 W/kg

Tabelle 3.4-2: Ganzkörper-SAR für beide Menschmodelle in Abhängigkeit vom Abstand Mensch zu Antenne für eine abgestrahlte Leistung von 10 W

Teilkörper-SAR

Körpermodell	Verfahren	Abstand		
		50 cm	100 cm	200 cm
'visible human' (110 kg)	Gewebemasse 10g [*]	0,84 W/kg	0,52 W/kg	0,36 W/kg
	Gewebemasse 1g ^{**}	1,51 W/kg	1,06 W/kg	0,75 W/kg
'adolescent' (42 kg)	Gewebemasse 10g ^{***}	0,66 W/kg	0,51 W/kg	0,36 W/kg
	Gewebemasse 1g ^{****}	1,11 W/kg	0,88 W/kg	0,63 W/kg

- * Würfel mit 2 cm Kantenlänge
- ** Würfel mit 0,8 cm Kantenlänge
- *** Würfel mit 2,03 cm Kantenlänge
- **** Würfel mit 0,87 cm Kantenlänge

Tabelle 3.4-3: Maximale Teilkörper-SAR für beide Menschmodelle in Abhängigkeit vom Abstand Mensch zu Antenne für eine abgestrahlte Leistung von 10 W

Grundlage	Modell	Abstand		
		50 cm	100 cm	200 cm
SAR _{Ganzkörper} -Werte	42 kg- Menschmodell	72 W	125 W	250 W
SAR ^{10g} _{Teilkörper} -Werte	Gewebeelement 10g [*]	119 W	192 W	277 W
SAR ^{1g} _{Teilkörper} -Werte	Gewebeelement 1g [*]	53 W	75 W	106 W

- * 2 bzw. 2,03 cm Kantenlänge, Grenzwert: 10W/kg
- **0,8 bzw. 0,87 cm Kantenlänge, Grenzwert: 8W/kg

Tabelle 3.4-4: Maximal zulässige Sendeleistungen für die jeweiligen Abstände.

Allen elektrischen Feldstärkeverteilungen ist gemeinsam, dass aufgrund der hohen Permittivität des biologischen Gewebes eine starke Stehwelligkeit zwischen Körper und Antenne durch die Überlagerung des abgestrahlten und des am Körper reflektierten Feldes auftritt. Um die dadurch bedingte Feldüberhöhung in den Abbildungen darstellen zu können, sind Details des deutlich kleineren Feldes innerhalb des Körpers nicht sichtbar. Die wesentliche Information zur Belastung des Körpers ist daher aus den lokalen SAR-Verteilungen zu entnehmen.

Bei Beachtung der unterschiedlichen Farbskalen in den Abb. 3.4-13 und 3.4-15 wird erkennbar, dass die lokale spezifische Absorptionsrate von der Vorder- bis zur Rückseite des 42 kg-Menschen deutlich langsamer als beim Erwachsenen abklingt. Daraus folgt, dass die Ganzkörper-SAR für alle Abstände bei 42 kg Körpermasse deutlich größer ist als bei 110 kg. Ansonsten unterliegt die Ganzkörper-SAR nur sehr geringfügigen Variationen in Abhängigkeit von der Struktur des Körpers.

Um den Grenzwert von 0,4 W/kg für die Ganzkörper-SAR einzuhalten, wäre für den 42 kg-Körper ein Abstand von 50 cm bis zu einer Sendeleistung der Antenne von ca. 72 W sicher. Bis zu 125 W Leistung genügt ein Sicherheitsabstand von 1 m. Erst über 250 W wäre ein Sicherheitsabstand von über 2 m anzusetzen.

Im Gegensatz zur Ganzkörper-SAR ist die Teilkörper-SAR außer vom Abstand sehr stark von Modelldetails und damit - auf die Situation des realen Menschen übertragen - von der individuellen Körperstruktur und -haltung abhängig. Dies spiegelt sich in den angegebenen Tabellenwerten wider, da je nach Abstand die höheren Werte sowohl beim 110 kg- als auch beim 42 kg-Körpermodell auftreten können. Dies liegt unter anderem an lokalen Feldinterferenzen, die beim 'visible human' beispielsweise zwischen Hand und Rumpf auftreten und unmittelbare Auswirkungen auf die SAR-Verteilung im Körper haben. Bei der Teilkörper-SAR ist es allerdings äußerst fragwürdig, aus den für nur zwei Körpermodelle vorliegenden Ergebnissen auf allgemeine in der Praxis vorkommende Situationen zu schließen. Zwar stellen das einzig verfügbare 'visible human'-Modell sowie das hier daraus abgeleitete 42 kg-Modell den derzeitigen Stand der Wissenschaft dar, es ist aber durchaus denkbar, dass sich mit anderen Modellen auch andere - möglicherweise höhere - Teilkörper-SAR-Werte ergeben würden. Daher wurden mit 2 cm und 2,03 cm bzw. 0,8 cm und 0,87 cm Kantenlängen für die Würfel gewählt, die im Vergleich zu den Kantenlängen von 2,154 cm und 1 cm zu kleineren Mittelungsvolumina führen und somit einen zusätzlichen Sicherheitsfaktor für die Teilkörper-SAR einführen.

Auf der Basis der über ein würfelförmiges Gewebeelement von 10 g Masse gemittelten Teilkörper-SAR erhält man bei einem Sicherheitsabstand von 50 cm eine maximal zulässige Sendeleistung von 119 W, bei 100 cm von 192 W und bei 200 cm von mehr als 270 W.

Führt man die Bestimmung der Sicherheitsabstände auf Basis der IEEE-Norm durch, die bei einer explizit als würfelförmig spezifizierten Gewebemasse von 1 g einen Grenzwert von 8 W/kg vorsieht und damit deutlich strenger als die europäischen Vorgaben ist, erhält man bei 50 cm eine maximal zulässige Sendeleistung von 53 W, bei 100 cm von 75 W und bei 200 cm von etwa 106 W.

3.4.3.2. Ergebnisse für die GSM900/UMTS-Multi-Band-BSA

In diesem Kapitel werden die berechneten elektrischen Feldverteilungen in Anwesenheit eines Körpermodells vor der Dual-Band-Basisstationsantenne Kathrein 742 264 sowie die SAR-Verteilungen im Körper gezeigt. Aufgrund der Erkenntnisse des vorherigen Abschnitts werden nur die Ergebnisse für das 42 kg-Menschenmodell wiedergegeben. Bei den Abbildungen erfolgt der Einfall des Antennenfeldes auf den Körper immer von rechts. Der Körper befindet sich jeweils 0,50 m vor der Antenne; die abgestrahlte Leistung beträgt 10 W.

Abb. 3.4-16 vergleicht die elektrischen Feldverteilungen für das 42 kg-Körpermodell vor der Dual-band-Antenne bei den Sendefrequenzen 950 MHz und 1966 MHz. Erwartungsgemäß sind Breite und Abstand der Maxima des Stehwellenfeldes bei der hohen Frequenz geringer als bei 950 MHz. Ebenfalls für das 42 kg-Körpermodell sind in Abb. 3.4-17 die SAR-Verteilungen bei 950 MHz und 1966 MHz dargestellt.

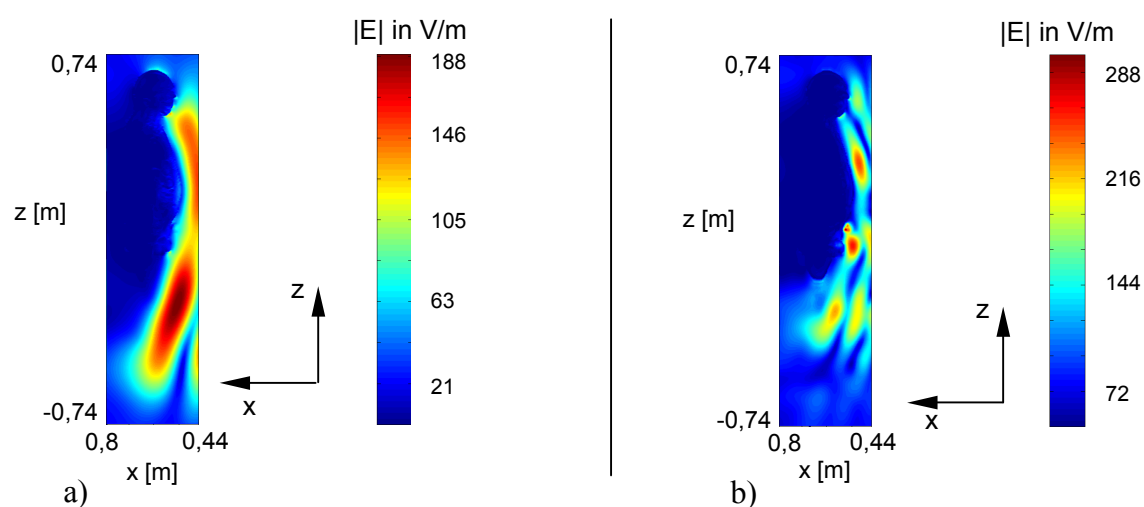


Abb. 3.4-16: Betrag der elektrischen Feldstärke für das 42 kg-Körpermodell im Abstand $d = 50$ cm von der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264 ($P = 10$ W)
 a) $f = 950$ MHz; b) $f = 1966$ MHz

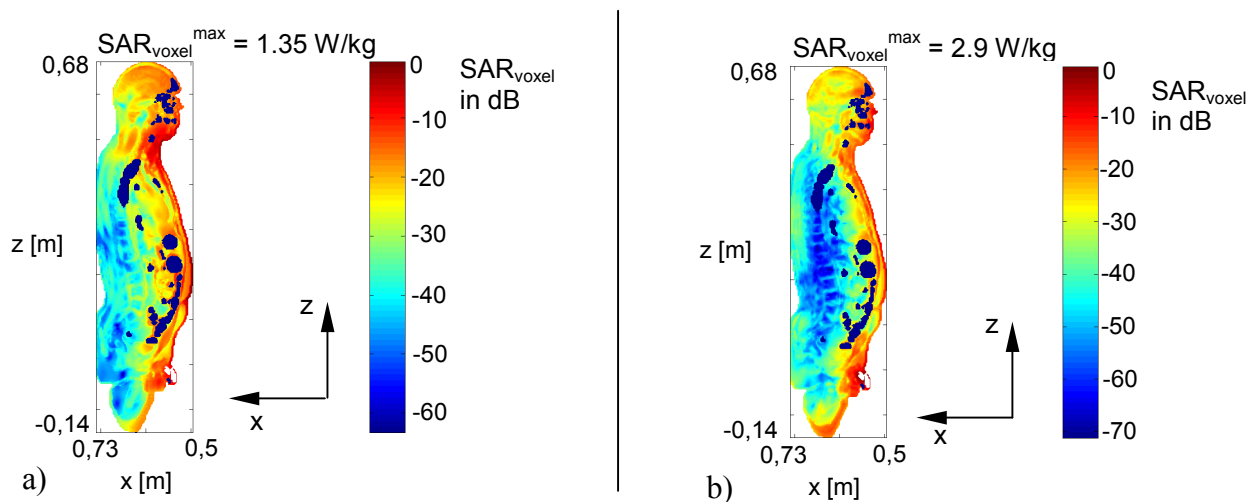


Abb. 3.4-17: Spezifische Absorptionsrate im Menschen (42 kg-Körpermodell) im Abstand $d = 50$ cm von der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264 ($P = 10$ W)
 a) $f = 950$ MHz; b) $f = 1966$ MHz

Bei der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264 wird grundsätzlich die gleichzeitige Exposition des Menschen in den beiden Frequenzbereichen des GSM900- und des UMTS-Bandes betrachtet. Die für eine bestimmte Sendeleistung angegebenen SAR-Werte können bei einer monofrequent betriebenen Antenne linear auf andere Leistungen umnormiert werden. Bei der hier untersuchten Dual-band-Antenne interessiert die aus der gleichzeitigen Abstrahlung beider Frequenzen resultierende lokale spezifische Absorptionsrate im Körper. Die Lage des resultierenden SAR-Maximums im Körper deckt sich dabei nicht mit dem Ort maximaler SAR für die Einzelfrequenzen, sondern hängt von den einzelnen Sendeleistungen bei den beteiligten Frequenzen ab. Daher ist eine nachträgliche Umskalierung von SAR-Werten, die durch multifrequente Quellen erzeugt werden, in der Regel nicht möglich.

Für die zeitlich gemittelte Sendeleistung des gesamten UMTS-Bandes (1966 MHz) wird hier immer der typische Wert von 10 W verwendet, während für das gesamte GSM900-Band (950 MHz) die drei Leistungen 50 W, 100 W und 200 W betrachtet werden.

Die Tabellen 3.4-5 bis 3.4-7 geben die wichtigsten Ergebnisse für die Ganzkörper-SAR an. Die höheren Werte treten wieder durchgängig bei dem 42 kg-Körpermodell auf; allerdings geschieht eine Grenzwertüberschreitung (Expositionsbereich 1) im Abstand von 50 cm auch hier erst bei Sendeleistungen, die deutlich über 50 W im GSM-Band liegen.

Die Teilkörper-SAR, gemittelt über 10 g, verhält sich auch bei dieser Antenne unkritischer als der Ganzkörperwert (vgl. Tabellen 3.4-8 bis 3.4-10); erst bei fast 200 W Sendeleistung im GSM-Band wird der Grenzwert von 10 W/kg überschritten.

Während die Umnormierung der Teilkörper-SAR-Werte auf andere Sendeleistungen – wie oben erläutert – nicht ohne Weiteres möglich ist, kann die Ganzkörper-SAR auch für andere Kombinationen der Sendeleistungen bei 950 MHz und 1966 MHz mit Hilfe der folgenden Beziehung bestimmt werden:

$$SAR_{Ganzkörper} = \frac{SAR_{950MHz}^{1W}}{1W} \cdot P_{950MHz} + \frac{SAR_{1966MHz}^{1W}}{1W} \cdot P_{1966MHz} \quad (3.4/1)$$

Die Bezugswerte für die verschiedenen Abstände von der Antenne lauten:

Körpermodell	Bezugswert	Abstand		
		0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	SAR_{950MHz}^{1W}	1,7327 mW/kg	1,0555 mW/kg	0,5772 mW/kg
	$SAR_{1966MHz}^{1W}$	1,4132 mW/kg	0,3174 mW/kg	0,1296 mW/kg
'adolescent' (42 kg)	SAR_{950MHz}^{1W}	4,5275 mW/kg	2,6309 mW/kg	1,3306 mW/kg
	$SAR_{1966MHz}^{1W}$	2,6407 mW/kg	0,4915 mW/kg	0,2156 mW/kg

Dabei sind in SAR_{950MHz}^{1W} beide Polarisationen (P45 + M45) berücksichtigt, während $SAR_{1966MHz}^{1W}$ nur für eine Polarisationsrichtung (M45) bestimmt wurde.

Ganzkörper-SAR

Körpermodell	Abstand		
	0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	100,70 mW/kg	55,95 mW/kg	30,16 mW/kg
'adolescent' (42 kg)	252,87 mW/kg	136,48 mW/kg	68,71 mW/kg

Tabelle 3.4-5: Ganzkörper-SAR-Werte für beide Körpermodelle im Feld der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264;
 f = 950 MHz: P = 50 W (Polarisationen P45 + M45);
 f = 1966 MHz: P = 10 W (Polarisation M45)

Ganzkörper-SAR

Körpermodell	Abstand		
	0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	187,28 mW/kg	108,73 mW/kg	59,03 mW/kg
'adolescent' (42 kg)	479,26 mW/kg	268,02 mW/kg	135,25 mW/kg

Tabelle 3.4-6: Ganzkörper-SAR-Werte für beide Körpermodelle im Feld der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264;
 f = 950 MHz: P = 100 W (Polarisationen P45 + M45);
 f = 1966 MHz: P = 10 W (Polarisation M45)

Ganzkörper-SAR

Körpermodell	Abstand		
	0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	360,50 mW/kg	214,27 mW/kg	116,75 mW/kg
'adolescent' (42 kg)	932,00 mW/kg	531,12 mW/kg	268,33 mW/kg

Tabelle 3.4-7: Ganzkörper-SAR-Werte für beide Körpermodelle im Feld der Dual-band-Antenne Kathrein 742 264;
 f = 950 MHz: P = 200 W (Polarisationen P45 + M45);
 f = 1966 MHz: P = 10 W (Polarisation M45)

Teilkörper-SAR

Körpermodell	Verfahren	Abstand		
		0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	Gewebemasse 10g [*]	3,07 W/kg	1,94 W/kg	1,39 W/kg
	Gewebemasse 1g ^{**}	5,43 W/kg	3,44 W/kg	2,59 W/kg
'adolescent' (42 kg)	Gewebemasse 10g ^{***}	3,42 W/kg	2,36 W/kg	1,83 W/kg
	Gewebemasse 1g ^{****}	6,04 W/kg	4,41 W/kg	3,41 W/kg

* Würfel mit 2 cm Kantenlänge
 ** Würfel mit 0,8 cm Kantenlänge
 *** Würfel mit 2,03 cm Kantenlänge
 **** Würfel mit 0,87 cm Kantenlänge

Tabelle 3.4-8: Maximale Teilkörper-SAR-Werte für beide Körpermodelle im Feld der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264
 f = 950 MHz: P = 50 W (Polarisationen P45 + M45);
 f = 1966 MHz: P = 10 W (Polarisation M45)

Teilkörper-SAR

Körpermodell	Verfahren	Abstand		
		0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	Gewebemasse 10g [*]	6,08 W/kg	3,86 W/kg	2,77 W/kg
	Gewebemasse 1g ^{**}	10,79 W/kg	6,86 W/kg	5,17 W/kg
'adolescent' (42 kg)	Gewebemasse 10g ^{***}	6,62 W/kg	4,70 W/kg	3,62 W/kg
	Gewebemasse 1g ^{****}	11,78 W/kg	8,79 W/kg	6,77 W/kg

* Würfel mit 2 cm Kantenlänge
 ** Würfel mit 0,8 cm Kantenlänge
 *** Würfel mit 2,03 cm Kantenlänge
 **** Würfel mit 0,87 cm Kantenlänge

Tabelle 3.4-9: Maximale Teilkörper-SAR-Werte nach zwei Verfahren für beide Körpermodelle im Feld der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264
 f = 950 MHz: P = 100 W (Polarisationen P45 + M45);
 f = 1966 MHz: P = 10 W (Polarisation M45)

Teilkörper-SAR

Körpermodell	Verfahren	Abstand		
		0,50 m	1,00 m	2,00 m
'visible human' (110 kg)	Gewebemasse 10g	12,11 W/kg	7,70 W/kg	5,53 W/kg
	Gewebemasse 1g	21,51 W/kg	13,70 W/kg	10,32 W/kg
'adolescent' (42 kg)	Gewebemasse 10g	13,01 W/kg	9,37 W/kg	7,20 W/kg
	Gewebemasse 1g	23,32 W/kg	17,56 W/kg	13,49 W/kg

* Würfel mit 2 cm Kantenlänge
 ** Würfel mit 0,8 cm Kantenlänge
 *** Würfel mit 2,03 cm Kantenlänge
 **** Würfel mit 0,87 cm Kantenlänge

Tabelle 3.4-10: Maximale Teilkörper-SAR-Werte nach zwei Verfahren für beide Körpermodelle im Feld der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264
 f = 950 MHz: P = 200 W (Polarisationen P45 + M45);
 f = 1966 MHz: P = 10 W (Polarisation M45)

3.4.3.3. Vergleich der Teilkörper-SAR für würfelförmige und beliebig geformte Volumina

Wie schon in Abschnitt 3.4.3 erwähnt, ist die Form der 10 g-Gewebemasse, über die die Teilkörper-SAR gemittelt wird, nicht spezifiziert. In bisherigen Arbeiten wurden grundsätzlich würfelförmige Mittelungsvolumina gewählt. Betrachtet man die Verteilung der lokalen spezifischen Absorption im Menschmodell, so fällt auf, dass große Werte an der Oberfläche des Menschmodells auftreten. Dies lässt vermuten, dass das ungünstigste Volumen der Gewebemasse von 10 g aus einer relativ dünnen Schicht an der Körperoberfläche besteht. Somit würde die Würfelform die Teilkörper-SAR unterschätzen. Deshalb soll in diesem Abschnitt die maximale Teilkörper-SAR für ein beliebig geformtes Mittelungsvolumen bestimmt und mit den Werten für die Würfelform verglichen werden. Hierfür werden, jeweils ausgehend von einem Voxel, immer die benachbarten Elementarvoxel zum Mittelungsvolumen hinzugekommen, die den größten Beitrag zum Teilkörper-SAR liefern. Dabei werden nur so viele Elementarzellen herangezogen, wie für eine Masse von 10 g notwendig sind.

Die vorangegangenen Ergebnisse zeigten Feldinterferenzen zwischen Rumpf und den Händen, die direkte Auswirkung auf die Teilkörper-SAR haben. Beim verwendeten 'visible human'-Menschmodell befinden sich die Hände vor dem unteren Bauchbereich. Um Effekte dieser Haltung auf die SAR zu vermeiden, wurden für die folgende Betrachtung die Unterarme aus dem Modell entfernt. Des Weiteren wurde das Modell mit der Brust mittig vor der Antenne platziert.

Abb. 3.4-18a zeigt die über ein Voxel gemittelte SAR bei $f = 950\text{MHz}$ in zwei Schnittebenen durch das Modell für einen Abstand von $d = 2\text{m}$ zur Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264 und für eine abgestrahlte Leistung von $P = 50\text{W}$. Abb. 3.4-18b zeigt zwei Ansichten der Form der 10 g-Gewebemasse mit der maximalen Teilkörper-SAR von $\text{SAR}_{\text{max}}^{10\text{g}} = 1,335\text{ W/kg}$, die sich deutlich von einem Würfel unterscheidet. Die maximale Teilkörper-SAR für einen Würfel tritt etwa im gleichen Bereich wie das in Abb. 3.4-18b gezeigte Volumen auf und beträgt $0,852\text{ W/kg}$. Somit wird die Teilkörper-SAR durch die Berechnung mit dem Würfelvolumen um einen Faktor von 1,56 unterschätzt. Dies bedeutet, dass bei einem Sicherheitsabstand von 2 m die abgestrahlte Leistung anstelle der aufgrund der Würfelform bestimmten Leistung von 586 W nur 375 W betragen darf.

Die durchgeführten Betrachtungen sind abhängig von der lokalen Form und Materialverteilung sowie von der räumlichen Verteilung des einfallenden Feldes. So kann bei Antennen mit anderen Nahfeldern und geänderter Position des Menschmodells vor der Antenne die Abweichung der maximalen SAR für beliebige Mittelungsvolumina im Vergleich zum Würfel größer, aber auch niedriger ausfallen. Die hier vorgestellte Methode erfordert deutlich höhere Anforderungen an die Genauigkeit der Modellierung der Oberfläche des Körpers und der oberen Hautschichten als für die Auswertung auf Basis der Würfelform.

Ein Ausweg könnte darin bestehen, entweder die Normungsgremien zu einer eindeutigen Aussage hinsichtlich der Form des Mittelungsvolumens zu veranlassen oder sich in Sachen Arbeitsschutz an die IEEE-Norm anzulehnen, die bei einer explizit als würfelförmig spezifizierten Gewebemasse von 1 g einen Grenzwert von 8 W/kg vorsieht, damit allerdings deutlich strenger als die europäischen Vorgaben ist. So liefert die Bestimmung der maximalen Teilkörper-SAR für ein würfelförmiges Gewebevolumen mit einer Masse von 1 g einen Wert von $\text{SAR}_{\text{max}}^{1\text{g}} = 1,41\text{ W/kg}$. Somit wäre bei einem Sicherheitsabstand von 2 m sogar nur eine maximal abgestrahlte Leistung von 355 W zulässig.

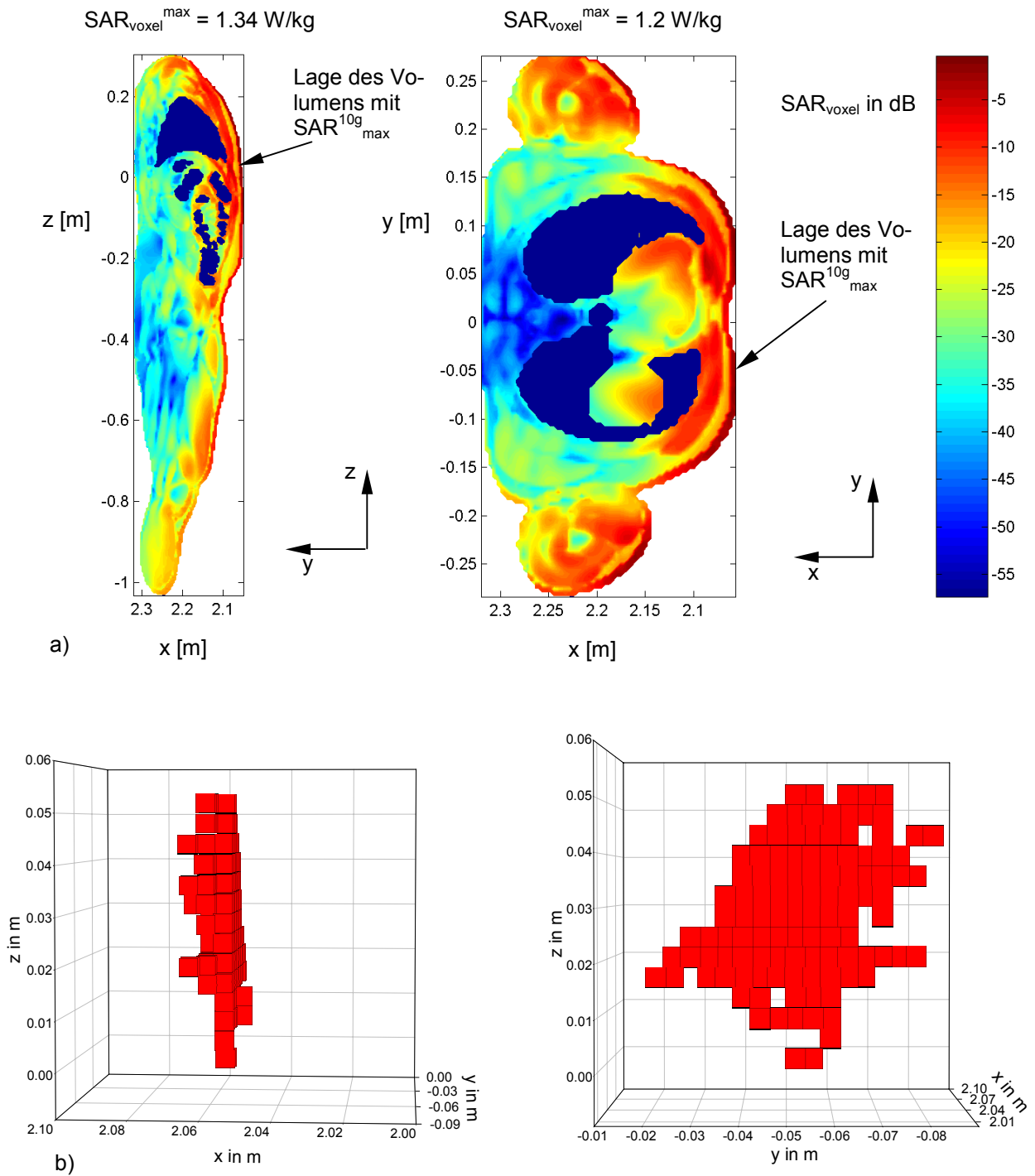


Abb. 3.4-18: Spezifische Absorptionsrate im Menschen (110 kg-Körpermodell ohne Berücksichtigung der Unterarme) im Abstand $d = 200 \text{ cm}$ vor der Dual-Band-Antenne Kathrein 742 264 ($P = 50 \text{ W}$)
 a) Lokale SAR-Verteilung in Schnittebenen bei $y = -0,072 \text{ m}$ und $z = 0,044 \text{ m}$.
 b) Form des Mittelungsvolumens mit maximaler Teilkörper-SAR

3.5. Zusammenfassung

Im vorangegangenen Abschnitt wurde eine Vorgehensweise für die Berechnung der Feldverteilung im menschlichen Körper zur Bestimmung von Sicherheitsabständen vor Mobilfunk-Basisstationen vorgestellt. Besonderes Augenmerk wurde dabei auf eine anatomisch möglichst exakte Modellierung des menschlichen Körpers und eine hohe Flexibilität bei der Beschreibung von realen Basisstationsantennen gelegt. Die Methodik basiert auf einer Verknüpfung eines Integralgleichungsverfahrens, welches der Berechnung der Ströme auf der Antenne sowie der von ihnen erzeugten Feldverteilung dient, und des Finite-Differenzen-Verfahrens im Zeitbereich. Letzteres wird für die Berechnung der Feldverteilung in einem anatomisch korrekten Menschmodell verwendet. Die Verknüpfung der beiden Verfahren geschieht über die Anwendung des Huygensschen Prinzips im diskreten Yee-Gitter. Die Vorteile dieser Anwendung sind:

- Da nur die Antenne selbst und ein das Menschmodell einschließendes relativ kleines quaderförmiges Volumen modelliert werden müssen, führt die Vergrößerung des Abstandes zwischen Mensch und Antenne nicht zu einem größeren Modellierungsaufwand im Gegensatz zu Vorgehensweisen, die die Modellierung der Antenne und des Menschen in einem zusammenhängenden Lösungsgebiet voraussetzen.
- Aufgrund der Modellierung der Antenne mit dem Integralgleichungsverfahren kann deren Feldverteilung im Vergleich zur Verwendung von lokalen numerischen Verfahren (z.B. FDTD, FEM) sehr effizient berechnet werden, da nur die Oberfläche der metallischen Antennenteile, nicht jedoch der umgebende Raum modelliert werden muss. Somit können auch komplexer aufgebaute Antennen analysiert werden.
- Das FD-Lösungsgebiet mit Menschmodell wird unabhängig vom Antennenmodell behandelt, so dass es bei Änderung der Antenne und/oder deren Umgebung nicht modifiziert werden muss und jedes mit dem Integralgleichungsverfahren bestimmte Antennenfeld als Anregung in der FDTD-Methode eingepreßt werden kann.
- Da die gesamte Rechenleistung der FDTD-Methode auf die Berechnung der elektromagnetischen Feldverteilung im Körper beschränkt bleibt, hängt die maximale Auflösung der Körperstrukturen nur von den zur Verfügung stehenden Computerressourcen und nicht von der Komplexität der zu modellierenden BSA und des Abstandes zwischen Antenne und Menschmodell ab.

Die Rückwirkung der Streufelder des Körpermodells auf die Antennenströme kann bei iterativer Anwendung der Methoden in der Lösung des Integralgleichungsverfahrens berücksichtigt werden. Diese Vorgehensweise zeigt Konvergenz, liefert aber nur bei geringer Verkopplung von FD-Lösungsgebiet und Antenne ausreichend geringe Fehler in der endgültigen Lösung.

Mit dieser Vorgehensweise wurde die Feldverteilung in einem 110 kg- und einem 42 kg-Menschmodell vor einer Single- und einer Dual-Band Antenne berechnet. Hierbei konnte gezeigt werden, dass die Ganzkörper-SAR für das 42 kg-Menschmodell die den Sicherheitsabstand limitierende Größe ist. Die Teilkörper-SAR ist sehr stark von der lokalen Körperstruktur und damit auch von der Modellierung abhängig.

Des Weiteren wurde gezeigt, dass die in den bisherigen Untersuchungen verwendete Vorgehensweise zur Bestimmung der über 10 g Gewebemasse gemittelten Teilkörper-SAR, basierend auf einem würfelförmigen Volumen, zu einer deutlichen Unterschätzung des maximalen Wertes führen kann. Dies wurde durch Vergleich mit der Auswertung auf der Basis von beliebig geformten Volumina dargestellt, die bei strenger Auslegung der europäischen Norm der Bestimmung der maximalen Teilkörper-SAR für die Mittelung zugrunde gelegt werden müs-

sen. Ein Ausweg könnte darin bestehen, entweder die Normungsgremien zu einer eindeutigen Aussage hinsichtlich der Form des Mittelungsvolumens zu veranlassen oder sich in Sachen Arbeitsschutz an die IEEE-Norm anzulehnen, die bei einer explizit als würfelförmig spezifizierten Gewebemasse von 1 g einen Grenzwert von 8 W/kg vorsieht, damit allerdings deutlich strenger als die europäischen Vorgaben ist.

4. Expositionsanlagen zur Untersuchung der Wirkung elektromagnetischer Felder ‚in vivo‘ und ‚in vitro‘

4.1. Einleitung

Im ersten Teil dieser Arbeit wurde eine Problemstellung aus dem Bereich des Arbeitsschutzes behandelt, bei der die Vermeidung einer unzulässig hohen Exposition und somit von thermischen Effekten elektromagnetischer Felder im Vordergrund stand. Im Gegensatz dazu befasst sich der folgende Teil der Arbeit mit Untersuchungen von möglichen Effekten elektromagnetischer Felder schwacher Intensität. Auf diesem Gebiet arbeiten viele biologische und medizinische Gruppen experimentell und mit breiter Streuung, was die unterschiedlichen biologischen Systeme angeht, um bisher unbekannte Wirkungen und potentielle Wirkungsmechanismen aufzudecken.

Im Rahmen dieser Projekte besteht die elektrotechnische Aufgabe darin, definierte Expositionsbedingungen für die biologischen Proben zu erzeugen. Dies beinhaltet Konzeption und Aufbau geeigneter Expositions-kammern, in denen ein vollständig analysierbares Expositionsfeld vorherrschen muss, sowie die detaillierte Bestimmung der Feldverteilung in den biologischen Objekten.

Die Dimensionen der zu exponierenden biologischen Proben erstrecken sich über mehrere Größenordnungen. So werden Untersuchungen am Menschen, an Kleintieren, an isolierten Organen und an Zellen durchgeführt. Dies stellt äußerst unterschiedliche Anforderungen an die zu entwerfenden Expositionssysteme.

Bevor auf die hier für unterschiedliche Projekte realisierten Expositionsanlagen eingegangen wird, werden die allgemeinen biologischen und technischen Anforderungen an solche Anlagen diskutiert. Eine häufig gestellte Anforderung ist die gleichzeitige Exposition einer möglichst großen Probenanzahl, um eine hohe statistische Aussagekraft der Ergebnisse zu erhalten. Dies wird durch die Verwendung von radialen Wellenleitungen als Expositions-kammern ermöglicht. Daher werden die Eigenschaften dieser Wellenleitung genauer betrachtet.

In einem weiteren Abschnitt wird auf ‚in vitro‘-Expositionsanlagen für Untersuchungen an isolierten Pinealorganen und an Zellschichten als Modell für die Blut-Hirn-Schranke eingegangen. Im Falle der Pinealorgane muss deren Versorgung mit Nährflüssigkeit, die kontinuierlich die Organe umspült, während der Exposition ermöglicht werden. Dafür wurde eine mechanisch offene, aber dennoch elektromagnetisch geschlossene Expositions-kammer entworfen. Bei den Versuchen mit dem Blut-Hirn-Schranke-Modell soll deren Durchgängigkeit durch Messung des elektrischen Widerstandes während der Exposition untersucht werden. Dafür wurden verschiedene Konzepte für Elektrodensysteme untersucht, die, implementiert in einen Wellenleiter, die Widerstandsmessung ohne Störung der Verteilung des Hochfrequenz-Feldes ermöglicht.

Bei der Exposition von Hamstern, Mäusen oder Ratten werden zur Zeit zwei Konzepte angewendet; zum einen werden die Tiere während der Exposition immobilisiert, zum anderen in ihren Käfigen, als gewohnte Haltungsumgebung der Tiere, exponiert. Nach einem Vergleich beider Konzepte und deren Auswirkung auf die SAR-Variation in den Tieren, wird im weiteren auf die Konzipierung von ‚in-vivo‘-Expositionsanlagen für Käfighaltung eingegangen. Dabei wird besonderes Augenmerk auf die Generierung eines homogenen Expositionsfeldes in den verwendeten radialen Wellenleitungen gelegt. Zu diesem Zweck müssen insbesondere dann spezielle Maßnahmen ergriffen werden, wenn die durch die Käfiggröße bestimmte Höhe der Wellenleitung die Ausbreitung von Wellentypen höherer Ordnung ermöglicht. Nach der

Darstellung und Diskussion dieser Maßnahmen wird deren Anwendung an einem Beispiel einer realisierten Expositionsanlage für Ratten gezeigt.

Alle in diesem Abschnitt gezeigten numerischen Feldberechnungen wurden mit der Methode der Finiten Differenzen im Zeitbereich durchgeführt. Dabei erfolgten die Berechnungen bei der Mittenfrequenz und für die zeitlich gemittelte Leistung des verwendeten Expositionssignals. Diese Vorgehensweise ist gültig, da die Änderung der elektrischen Materialparameter der in den Modellen zu berücksichtigenden Materialien und biologischen Gewebe über die Bandbreite der Signale vernachlässigbar ist.

4.2. Grundlegende Anforderungen an Expositionsanlagen

Das Design von Hochfrequenz-Expositionsanlagen muss immer auf die speziellen biologischen und technischen Anforderungen des aktuellen Experiments abgestimmt werden.

Viele biologische Anforderungen stehen zunächst in direktem Widerspruch zu den HF-Anforderungen, so dass häufig erheblicher Entwicklungsaufwand für Detaillösungen in der Ausführung der Exposition betrieben werden muss, um eine hohe Qualität der Experimente zu gewährleisten.

Neben speziellen gibt es aber auch allgemeine Anforderungen, die von allen Expositionsanlagen erfüllt werden sollten. Nachfolgend werden die wichtigsten Punkte diskutiert [Hansen 1997c, Kuster 2000].

4.2.1. Allgemeine biologische Anforderungen

- I. Versuchsprotokoll:** Aufgrund der meist äußerst empfindlichen biologischen Proben sollten durch die Exposition nur geringe Abweichungen vom biologischen Standardprotokoll (standardmäßige Versuchsdurchführung) entstehen. Dies gilt insbesondere bei Untersuchungen mit Zellkulturen, die meist unter sterilen Bedingungen gehandhabt werden müssen, um ihre Haltbarkeit nicht zu beeinflussen, aber auch für Untersuchungen mit Versuchstieren, um eine Induktion von Stress zu vermeiden. Da meist im Gesamtrahmen von Experimenten viele Versuchsreihen durchgeführt werden, sollte somit auch das Entnehmen und Einsetzen der Proben in die Expositions-kammer schnell und ohne aufwändiges Öffnen und Schließen von Deckeln oder Schrauben möglich sein.
- II. Zuführung von Licht, Luft, Nährstoffen, usw.:** Bei Versuchen mit lebenden Tieren ist die Versorgung mit Licht, Luft, Wasser und Futter zu realisieren, wohingegen bei Untersuchungen an isolierten Organen meist eine Zuführung von Nährflüssigkeit notwendig ist. Die Versorgung der Proben muss so umgesetzt werden, dass sie möglichst geringe Störungen der elektromagnetischen Feldverteilung verursacht. Da diese jedoch im Allgemeinen nicht gänzlich ausgeschlossen werden können, muss die gewählte Methode der Feldanalyse diese Feldänderungen erfassen können.
- III. Anzahl der biologischen Proben:** Um die Signifikanz der Ergebnisse zu erhöhen, sollten so viele Proben wie möglich gleichzeitig exponiert werden. Dabei muss allerdings beachtet werden, dass nur eine begrenzte Anzahl von Proben vom die Experimente durchführenden Personal auch sicher zu verarbeiten sind. Andererseits würden viele nacheinander durchgeführte Versuchsreihen einen erhöhten Zeitaufwand bedeuten, und deren Ergebnisse könnten durch eventuell zeitlich nicht konstante Einflüsse beeinflusst sein.
- IV. Gleichmäßigkeit aller biologischen Parameter:** Auch bei den biologischen Anforderungen ist eines der wichtigsten Kriterien die Gleichmäßigkeit aller Parameter für alle Proben, damit insbesondere Abweichungen zwischen Kontroll- und Expositionsgruppe nicht als Effekte interpretiert werden. Dazu zählen z.B.:
 - a. **Temperatur:** Es muss sichergestellt sein, dass es in der Expositions-kammer nicht zu lokalen Temperaturerhöhungen aufgrund des Energieeintrags des elektromagnetischen Feldes kommt. Das bedeutet, dass die Abführung von eventuell entstehender Wärme in den Proben zum Außenraum der Expositions-kammer so gut sein muss, dass eine Temperaturregelung, z.B. eines Inku-

bators, ohne allzu große Zeitverzögerung auf die Temperaturstabilisierung der Proben wirkt. Dies muss in Vorversuchen durch Temperaturmessungen überprüft und während der Experimente protokolliert werden.

- b. Belüftung:** Die Belüftung ist mit dem Abführen von Wärme direkt verknüpft. Des Weiteren ist die gleichmäßige Belüftung aber auch wichtig, um eine konstante Atmosphäre an den Proben, so z.B. den CO₂- und Sauerstoff-Gehalt, zu gewährleisten.

- V. Sterilisation aller Komponenten:** Alle Teile der Expositionsanlage, die mit den biologischen Proben in Berührung kommen oder sich in unmittelbarer Nähe dazu befinden, müssen einfach zu reinigen bzw. zu sterilisieren oder zu autoklavieren sein. Im Prinzip sollte dies auch für die restlichen Komponenten der Expositions-kammer angestrebt werden, d.h. aber auch, dass korrosionsbeständige Materialien verwendet werden müssen, wie z.B. Edelstahl. Für den Fall, dass bestimmte Teile des Expositionssystems für das Autoklavieren nicht geeignet sind, wie z.B. der Absorber, müssen diese möglichst glatte Oberflächen ohne Kanten und Schlitze besitzen, damit sich dort keine Verunreinigungen ansammeln können und sie einfach gereinigt werden können. Des Weiteren sollte von außen nur der Bereich der Expositions-kammer zugänglich sein, in den die Proben eingebracht werden. Die übrigen Bereiche sollten dann vom Expositionsbereich abgeschottet werden.

4.2.2. Allgemeine technische Anforderungen

- I. Bestimmbarkeit der Feldverteilung:** Nur bei genauer Kenntnis des Feldes als mögliche Ursache eines gefundenen Effektes kann eine Ursache-Wirkungsbeziehung formuliert werden. Für die Feldanalyse werden messtechnische Vorgehensweisen und numerische Berechnungsverfahren angewendet. Je nach Dimension der zu untersuchenden Struktur können Feldmessungen aufgrund des fehlenden hohen Auflösungsvermögens nicht immer sinnvoll angewendet werden. Zur Feldbestimmung werden folglich überwiegend numerische Verfahren verwendet. Die Methode zur Bestimmung der Feldverteilung muss alle relevanten Teile der Expositionsanlage erfassen können und ausreichend auflösend sein. Da die Daten der biologischen Materialien nur mit einer bestimmten Unsicherheit angegeben werden können, muss auch dieser Einfluss erfassbar sein.
- II. Eindeutigkeit und Stabilität:** Mit Hilfe der Feldanalyse ist zu belegen, dass das Expositionsfeld eindeutig und stabil ist. Wenn beispielsweise die gleichzeitige Existenz mehrerer Wellentypen in einer Expositions-kammer nicht vermieden werden kann, muss durch die Feldanalyse und entsprechende Messungen belegt werden, dass die störenden Wellentypen vollständig bekannt sind und auch beherrscht werden können. Bezüglich der Stabilität ist auch das zu verwendende Expositionssignal ein wichtiges Kriterium. Insbesondere bei aufwändigen Modulationsverfahren, wie sie im Mobilfunk angewendet werden, liegen je nach Betriebsart unterschiedliche Signalformen vor, so dass es notwendig ist, generische Testsignale zu entwickeln, die während der Versuchsdurchführung ein eindeutiges Signal, welches die wichtigsten Eigenschaften enthält, liefern.
- III. Feldhomogenität:** Die Einkopplung des elektromagnetischen Feldes in die zu untersuchende biologische Struktur unterliegt den bekannten Gesetzen der Elektrodynamik.

Somit kann im Allgemeinen bei einer vorgegebenen Form eines Probengefäßes oder bei einem Versuchstier die Erzeugung einer homogenen Feldverteilung, wie sie häufig pauschal gefordert wird, nicht gewährleistet werden. Im Hinblick auf den unten genannten Punkt IV ist aber anzustreben, die Verteilung des Leerfeldes, d.h. des Feldes in Abwesenheit der biologischen Objekte, so homogen wie möglich zu gestalten.

- IV. Felduniformität für alle Testobjekte:** Um eine hohe statistische Relevanz zu erhalten, werden ausreichend viele Proben sowohl gleichzeitig, als auch nacheinander exponiert. Bedingung dabei ist, dass die Feld- bzw. SAR-Belastung (neben allen anderen physikalischen Parametern) für alle Proben nahezu identisch sind.
- V. HF-Abschirmung:** Eine gute Hochfrequenz-Abschirmung ist aus zwei Gründen gefordert: Zum einen sollen externe Felder das Experiment nicht beeinflussen. Zum zweiten, um ein Überkoppeln der Felder der Leitungen untereinander zu unterdrücken, wenn Expositions- und Scheinexpositions-kammer sehr nahe zueinander angeordnet sind, z.B. im selben Inkubator untergebracht werden müssen. Die Entkopplung muss daher durch sorgfältige konstruktive Maßnahmen gewährleistet sein und mindestens 60 dB betragen, insbesondere, wenn die Expositions-kammern mechanische Öffnungen besitzen, z.B. für die Versorgung der Proben. Durch eine gute HF-Abschirmung ist auch gewährleistet, dass Sicherheitsbestimmungen erfüllt sind.
- VI. Integrierbarkeit von Messvorrichtungen:** Werden physiologische Messeinrichtungen, z.B. Elektroden für NF-Messungen, während der HF-Exposition benötigt, sollten diese so in die Expositionsanlage integriert werden, dass sie das Expositions-feld möglichst wenig beeinflussen. Andererseits darf das HF-Signal keine Störungen in einer derartigen Messeinrichtung verursachen.

4.2.3. Generische Expositions-Testsignale

Je nach Mobilfunksystem, das im Hinblick auf mögliche biologische Wirkungen untersucht werden soll, bestehen erhebliche Unterschiede in den modulationsbedingten Signalverläufen und in den Trägerfrequenzen (z.B. 900 MHz für GSM (D1/D2-Netz), 1800 MHz für GSM (E-Netz) oder 2000 MHz für UMTS). Da die Einstellungen der möglichen Signalparameter beliebig vielfältig sind, wurden Standard-Testsignale für biologische Experimente mit GSM- und UMTS-Signalen entwickelt, um definierte Expositionsbedingungen und die Vergleichbarkeit experimenteller Ergebnisse zu gewährleisten. Die Festlegung der Testsignale orientiert sich an ausgewählten Charakteristika einer Signalfamilie; sie werden daher auch als "generische" Testsignale bezeichnet. Vorzugsweise werden bestimmte Signaleigenschaften zu einem "Cocktail" kombiniert, denen hypothetisch eine biologische Relevanz zugeschrieben werden kann.

4.2.3.1. Generisches GSM-Testsignal

GSM (Global System for Mobile Telecommunication) ist derzeit das am weitesten verbreitete digitale Mobilfunksystem.

Die verfügbaren Trägerfrequenzen $f_{\text{Träger}}$ für den Betrieb von GSM-Handys ('uplink': D-Netz: 890 – 915 MHz; E-Netz: 1710 – 1785 MHz) sind in Kanäle von 200 kHz Bandbreite aufgeteilt (FDMA-Struktur), innerhalb derer jeweils bis zu 8 Teilnehmer im Zeitmultiplex mit der Basisstation kommunizieren können. Dabei ist einem Teilnehmer für die Dauer der Verbindung ein bestimmter Zeitschlitz in jedem Rahmen der TDMA-Signalstruktur (time domain multiple access) zugeordnet (Bild 4.2-1a). Für die Luftschnittstelle bedeutet dies, dass das Handy jedes einzelnen Teilnehmers im Gesprächsmodus Hochfrequenzpulse ('bursts') von 0,537 bis 0,577 ms Dauer mit einer Wiederholfrequenz von 217 Hz aussendet. Die innerhalb der 'bursts' zu übertragende Information ist dem Träger mittels digitaler Phasenmodulation (GMSK) aufgeprägt.

Der entsprechende Gegenkanal der Basisstation ('downlink') ist in seiner Trägerfrequenz um den so genannten Duplexabstand f_{Duplex} (D-Netz: 45 MHz; E-Netz: 90 MHz) nach oben versetzt. Die Basisstation muss bei voller Auslastung alle 8 Teilnehmer eines Kanals versorgen. Daher liegt die typische Pulsfolgefrequenz der von Basisstations-Antennen gesendeten Signale bei 1733 Hz (vgl. Bild 4.2-1b).

In besonderen Betriebszuständen des Systems (Verbindungsaufbau, Gesprächspausen etc.) treten zeitweise noch andere Pulsfrequenzen von z.B. 2 Hz und 8 Hz auf.

Die beschriebenen niederfrequenten Pulsungen des Hochfrequenzträgers werden immer wieder als Ursache für mögliche biologische Effekte dargestellt, obwohl ein wissenschaftlich anerkannter Beleg für diese Hypothese bisher nicht erbracht werden konnte. Demgegenüber herrscht allgemeiner Konsenz darüber, dass eine Phasenmodulation des Trägers biologisch nicht relevant sein kann.

Für biologische Experimente wurde aus den beschriebenen Signaleigenschaften von 'uplink' und 'downlink' ein Expositionssignal entwickelt [Schüller et al. 2000], dessen Pulsstruktur (Bild 4.2-2a) die typischen Frequenzen 1733 Hz, 217 Hz, 8,3 Hz und 2 Hz enthält.

Bild 4.2-2b zeigt das Frequenzspektrum des generischen GSM-Testsignals in der Umgebung der Trägerfrequenz.

Damit steht ein stabiles, periodisches, GSM-typisches Testsignal zur Verfügung, das zu eindeutig definierten Expositionsverhältnissen auch über lange Zeiträume beiträgt.

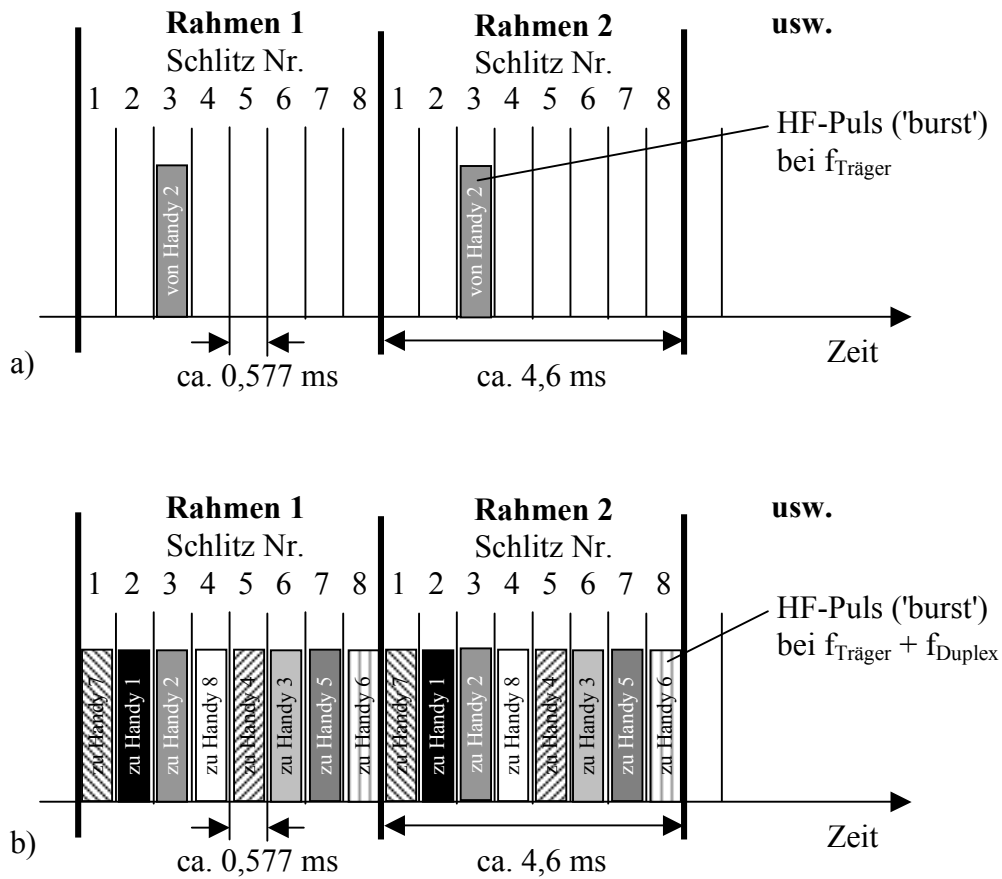


Bild 4.2-1: Zeitmultiplex (TDMA) beim GSM-System

- a) Zeitschlitzstruktur bei einer Mobilstation ('uplink')
- b) Zeitschlitzstruktur bei einer Basisstation ('downlink');
volle Belegung eines Kanals

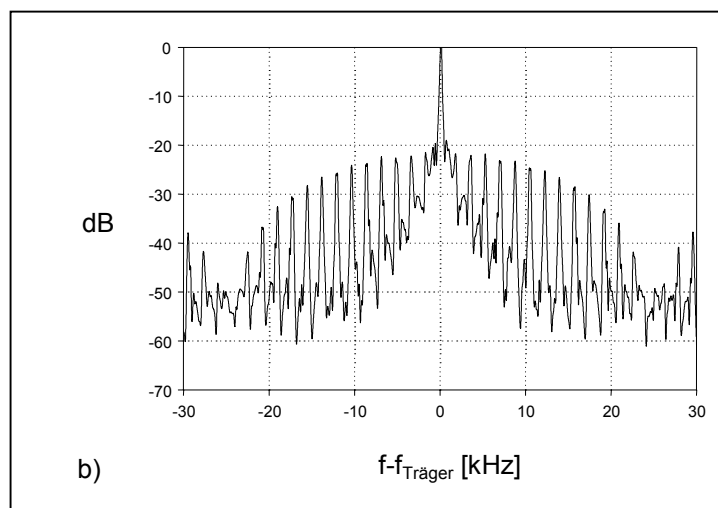
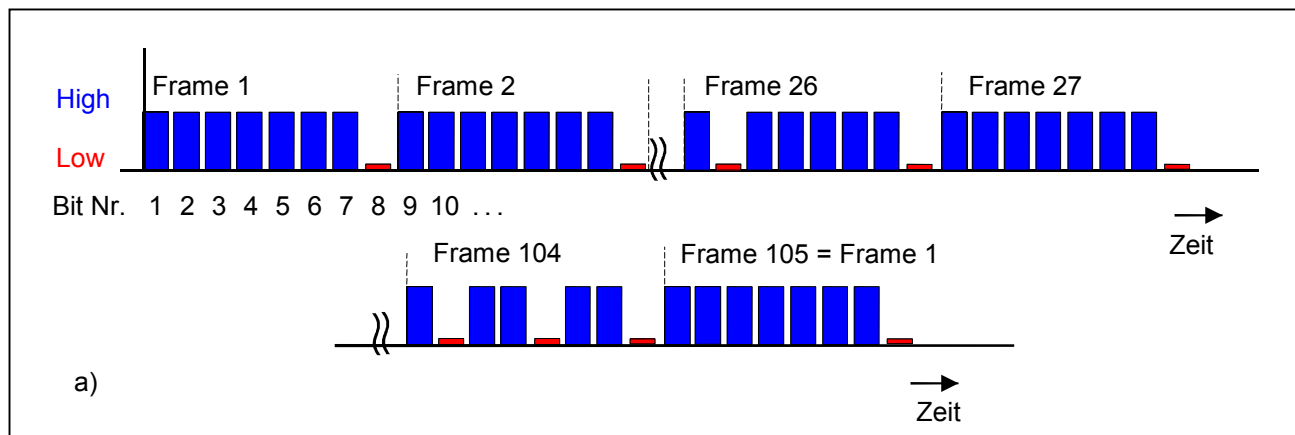


Abb. 4.2-2: Generisches GSM-Testsignal
 a) Zeitliches Modulationsschema des Hochfrequenzträgers
 b) Frequenzspektrum in der Umgebung der Trägerfrequenz $f_{\text{Träger}}$

4.2.3.2. Generisches UMTS-Testsignal

Das zurzeit in Europa im Aufbau befindliche Mobilfunksystem der so genannten 3. Generation UMTS ist ebenfalls ein digitales, voll duplexfähiges mobiles Nachrichtenübertragungssystem. Als Duplexverfahren zur Trennung der beiden Übertragungsrichtungen werden der Frequency Division Duplex(FDD)-Modus und der Time Division Duplex(TDD)-Modus verwendet.

Im TDD-Modus sind bei gleicher Frequenz die Sendesignale von Basisstation ('downlink') und Endgerät ('uplink') durch Zuweisung unterschiedlicher Zeitschlitze (wie bei GSM) voneinander getrennt, so dass sich eine gepulste Signalstruktur ergibt. Da bei der Einführung von UMTS zunächst kein Zeit-Duplexverfahren (TDD) verwendet wird und die TDD-Betriebsart auch später auf lokale Systeme (Pikozellen) beschränkt bleiben soll, wird der TDD-Modus hier nicht weiter behandelt.

Der FDD-Modus des UMTS-Systems zeichnet sich dadurch aus, dass 'uplink'- und 'downlink'-Kanäle zeitgleich in getrennten Frequenzbändern mit einem Duplexabstand von 190 MHz übertragen werden. Für den FDD-Betrieb des UMTS-Systems ist der Frequenzbereich 1,92-1,98 GHz ('uplink') und 2,11-2,17 GHz ('downlink') vorgesehen.

Bei UMTS kommt die Code Division Multiple Access(CDMA)-Technologie als Vielfachzugriffsverfahren zum Einsatz. Dieses Verfahren erlaubt die gleichzeitige Ausnutzung der Funkressourcen eines Mobilfunksystems durch mehrere Teilnehmer. Der Hauptunterschied zu den beispielsweise beim GSM-Mobilfunksystem eingesetzten Vielfachzugriffsverfahren Frequency Division Multiple Access (FDMA) und Time Division Multiple Access (TDMA) besteht darin, dass bei CDMA alle Teilnehmer im selben Frequenzband gleichzeitig kommunizieren. Die Trennung der Teilnehmersignale erfolgt durch Bewertung mit orthogonalen Spreiz- und 'scrambling'-Codes, die die Identifizierung der einzelnen Basisstationen und Teilnehmer erlauben und gewährleisten, dass zugewiesene Informationen nur von den berechtigten, nicht jedoch von anderen Teilnehmern entschlüsselt werden können. Die Codes bestehen aus binären Chipfolgen der Chiprate 3,84 MChip/s, mit denen sowohl die Nachrichten tragenden Nutzsignale als auch die Kontrollsignale, die der Übertragung notwendiger Steuerinformationen für das System dienen, multipliziert werden. Durch die Spreizcodes wird die Bandbreite jedes Kanals auf etwa 5 MHz verbreitert, unabhängig von der Bruttodatenrate der Signale, die maximal 960 kbit/s betragen darf.

Der Kontrollkanal wird im 'uplink' mit eigenem Spreizcode parallel und im 'downlink' mit gleichem Spreizcode seriell zu den Nutzkanälen übertragen (vgl. [Steiner 2000]).

Im 'uplink' wie im 'downlink' werden die zu einer Verbindung gehörenden Nutz- und Kontrollkanäle codiert, gewichtet und nach einer 90°-Phasenverschiebung eines Teils der Signale so überlagert, dass eine komplexwertige Chipfolge entsteht, aus der - nach einer weiteren ('complex scrambling'-)Codierung und einer Impulsformung durch ein Wurzel-Cosinus-Filter (Root Raised Cosine Filter mit 'roll-off'-Faktor von 0,22) - die Eingangssignale für den In-Phase- bzw. für den Quadratur-Eingang eines IQ-Modulators (QPSK-Modulator) gebildet werden, in dem die Phasenlage des hochfrequenten Trägersignals im Takt der Eingangssignale umgetastet wird.

Abb. 4.2-3 zeigt das Blockschaltbild für die Signalaufbereitung am Beispiel des Sendeteils eines UMTS-Endgerätes, Abb. 4.2-4a einen Ausschnitt aus dem berechneten zeitlichen Verlauf eines UMTS-Signals auf der Luftschnittstelle (an Punkt F in Abb. 4.2-3, hier als Leistung des äquivalenten Tiefpass-Signals dargestellt), das durch die Überlagerung eines 960kbit/s-Nutzsignals (Bruttodatenrate) mit einem typischen Kontrollsignal und anschließende QPSK-Modulation erzeugt wurde. Offensichtlich unterliegt die Einhüllende des HF-Signals zeitli-

chen Variationen; deren Form hängt ab von der Anzahl überlagerter Kanäle, ihrer Datenraten und Signalstrukturen.

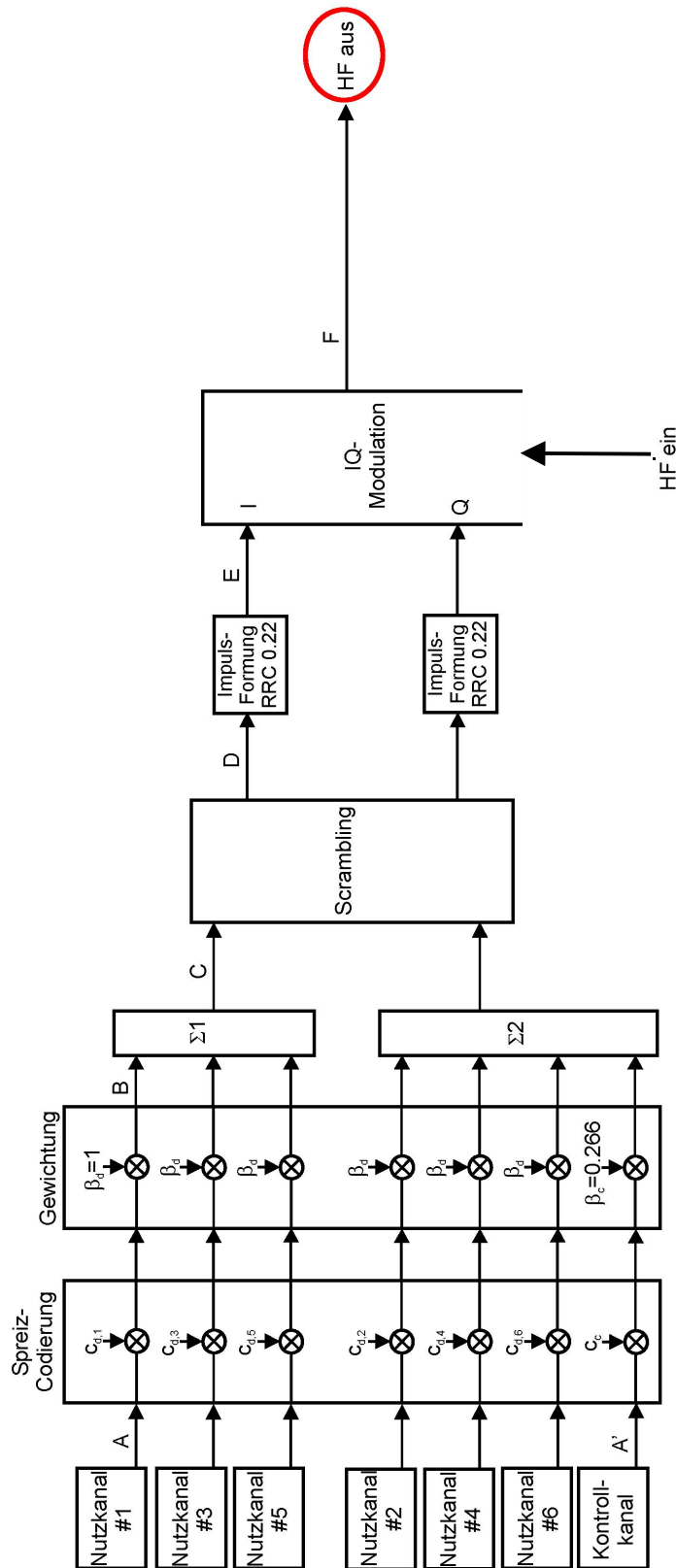


Abb. 4.2-3: Blockschaltbild für die Signalaufbereitung eines UMTS-Endgerätes

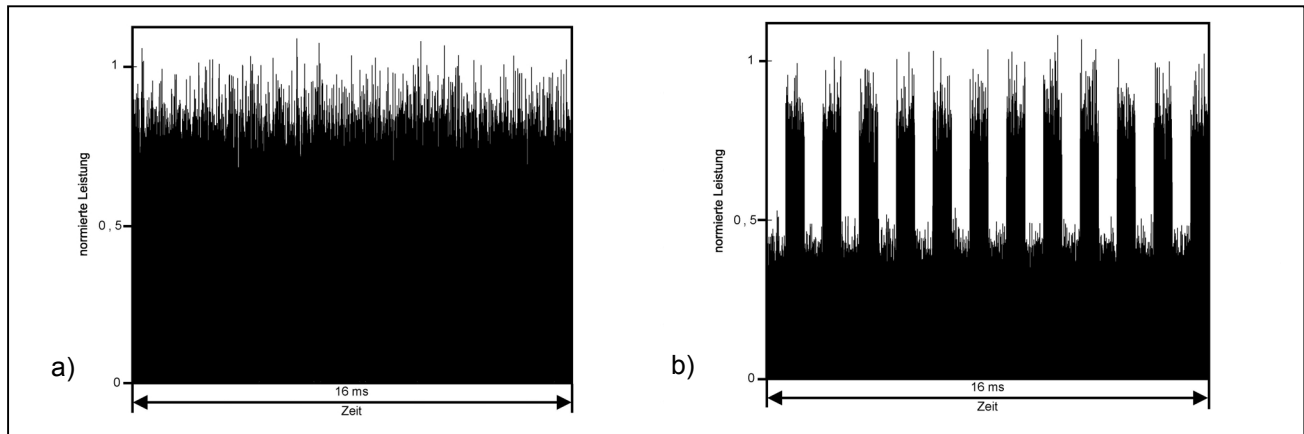


Abb. 4.2-4: 16 ms - Zeitausschnitt eines typischen UMTS-Signals
 a) ohne Leistungsregelung
 b) mit Leistungsregelung

Eine essentielle Eigenschaft von UMTS ist die Implementierung einer sehr schnellen Regelung der Sendeleistung, die einerseits sicherstellen soll, dass - selbst bei einem mit hoher Geschwindigkeit bewegten mobilen Teilnehmer - Schwankungen der Empfangsfeldstärke durch zeitvariante Funkfelddämpfung oder Interferenzen bei Mehrwegeempfang nicht zu einer Beeinträchtigung der Übertragungsqualität führen, und die andererseits zur Minimierung der Leistung aller Signale notwendig ist, damit das für den jeweiligen Empfänger bestimmte Signal nicht durch die Überlagerung von gleichzeitig im selben Frequenzband gesendeten stärkeren CDMA-Signalen gestört wird. Bei einer bestehenden Verbindung teilt der Empfänger durch Übermittlung von Transmit Power Control (TPC)-Kommandos, die im Zeitschlitztakt des Kontrollkanals (1500 Hz) übertragen werden, der Senderseite mit, ob die Leistung gesteigert oder erniedrigt werden soll. Es ist bemerkenswert, dass das Kommando "Leistung konstant halten" im Befehlssatz des UMTS-Systems nicht vorgesehen ist. Im 'uplink' kann die Leistung alle $0,67 \text{ ms} = 1/1500 \text{ Hz}$ in Stufen von 1, 2 oder 3 dB bis zu einer Gesamtdynamik von 83 dB geregelt werden [3G TS 25.101], während ein Leistungsincrement im 'downlink' 0,5 dB bzw. 1 dB bei einer Regeldynamik von mindestens 18 dB beträgt [3G TS 25.104]. Unter Berücksichtigung der Leistungsregelung könnte das Signal aus Abb. 4.2-4a beispielsweise wie in Abb. 4.2-4b gezeigt modifiziert sein. Es ist ersichtlich, dass die durch die Leistungsregelung bedingten Variationen der Einhüllenden die bisher diskutierten Schwankungen deutlich überwiegen können.

Zur Definition eines für biologische Experimente geeigneten generischen UMTS-Testsignals wurde nach folgenden grundsätzlichen Auswahlkriterien vorgegangen:

1. Die Festlegungen müssen sich an den technischen Spezifikationen des UMTS-Systems orientieren, damit das Testsignal weitgehend der Realität angepasst ist.
2. Der Schwerpunkt wird auf die von Mobilfunksystemen der 2. Generation (GSM, DECT) abweichenden Charakteristika gelegt.
3. Es sind diejenigen Parameter zu identifizieren, die einen Einfluss auf die zeitlichen Schwankungen des hochfrequenten Signals auf der Luftschnittstelle haben.
4. Die Kombinationen der diversen Parameter sind so zu gestalten, dass im Sinne einer 'worst case'-Betrachtung eine maximale Signalvariation mit niederfrequenten Spektralanteilen erzielt wird.

5. Zur Verwendung als Expositionssignal in biologischen Experimenten muss das Signal periodisch fortgesetzt werden mit einer Wiederholrate, die deutlich unterhalb der Modulationsfrequenzen realer UMTS-Signale sowie der für biologische Abläufe maßgeblichen Frequenzen liegt.

Aufgrund dieser Kriterien wurden die nachstehenden Vorgehensweisen und Festlegungen für das generische UMTS-Testsignal entwickelt.

Um die typische Bandbreite und die diskreten Spektralanteile eines realen Signals nachzubilden, ist es notwendig, das generische UMTS-Testsignal über ein Verarbeitungsschema zu erzeugen, das sich eng an die in Abb. 4.2-3 gezeigten, für das UMTS-System spezifizierten Funktionsblöcke anlehnt: Spreizcodierung der seriellen binären Datenkanäle (Nutz- und Kontrolldaten), Gewichtung, $\pi/2$ -Phasenverschiebung und Summation zweier oder mehrerer Kanäle zu einer "komplexen" Chipsequenz ($\Sigma 1 + j\Sigma 2$), Multiplikation mit einem "komplexen" 'scrambling'-Code und physikalische Trennung von I- und Q-Kanal, Impulsformung und IQ-Modulation. In Anlehnung an den Vollbetrieb eines Endgerätes wurde eine Überlagerung von 6 synchron leistungsgeregelten Nutzkanälen mit der Gewichtung 1 (zuzüglich eines Kontrollkanals mit der Gewichtung 0,266) vorgesehen. Für die Modellierung der Nutzdaten wurde eine so genannte Pseudonoise-Bitfolge ('maximum length'-Folge) [Lüke 1999] mit einer Datenrate von 960kbit/s gewählt, weil bei dieser maximalen Bruttodatenrate größere Signalschwankungen mit niederfrequenten Komponenten gefunden wurden als bei geringeren Bitraten. Aufgrund der Struktur des Kontrollkanals können sich periodisch mit 100 oder 1500 Hz wiederkehrende Kontrollsequenzen in entsprechend niederfrequenten Schwankungen der Einhüllenden niederschlagen. Daher ist es notwendig, für die Nachbildung der Kontrollsignale in dem generischen UMTS-Testsignal an reale Formate angelehnte Datensequenzen in Übereinstimmung mit [3G TS 25.211] zu verwenden. Die Belegung der einzelnen Bits des Kontrollkanals sowie die konkrete Auswahl der Spreiz- und 'scrambling'-Codes für das generische UMTS-Testsignal sind ausführlich in [Streckert et al. 2001] beschrieben. Im IQ-Modulator wird das so verarbeitete Signal einem sinusförmigen Träger aufmoduliert. Da es für das biologische Experiment nicht entscheidend ist, welche Frequenz aus dem UMTS-Band definitiv verwendet wird, wurde aus praktischen Erwägungen ein Wert von 1966 MHz gewählt. In Abb. 4.2-5 ist das Frequenzspektrum des generischen UMTS-Testsignals dargestellt, das die typische Bandbreite von 5 MHz aufweist. Die Leistungsdichte Φ wurde auf ihren im Spektrum auftretenden Maximalwert Φ_{\max} normiert.

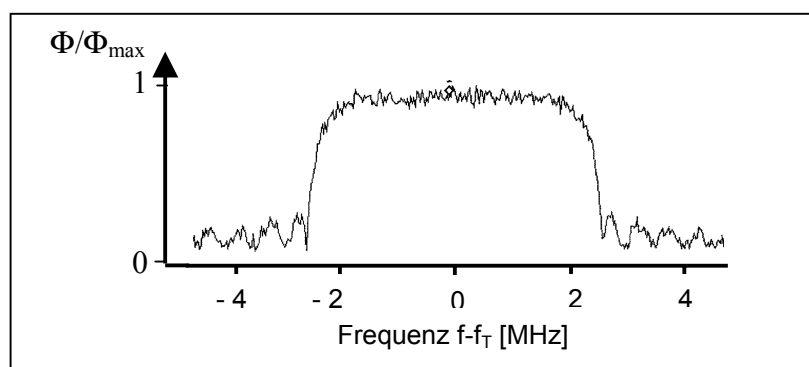


Abb. 4.2-5: Gemessenes Leistungsdichtespektrum des generischen UMTS-Testsignals in der Umgebung der Trägerfrequenz f_T

Zur Nachbildung der in UMTS implementierten Leistungsregelung wurde für das generische UMTS-Testsignal ein Zeitverlauf der Ausgangsleistung festgelegt (Abb. 4.2-6), der zum einen typische Merkmale der schnellen Leistungsregelung enthält und zum anderen eine Periodizität des Gesamtsignals sowie eine relativ geringe Differenz zwischen mittlerer und maximaler Leistung sicherstellt (ca. 2 dB).

Ein derartiges Expositionssignal könnte in der Praxis beispielsweise dann auftreten, wenn ein Mobilfunkteilnehmer zunächst 45 s lang an einem Ort mit sehr schlechter Qualität der Funkverbindung zur Basisstation verweilt (die Sendeleistung bleibt maximal mit der immer überlagerten Regelschwankung (hier 3 dB)) und sich dann für 15 s in einem Bereich mit variierender Verbindungsqualität bewegt, wobei die Sendeleistung alle 0,67 ms (1/1500 Hz) in 3 dB-Stufen antikorreliert dem Fadingverlauf angepasst wird.

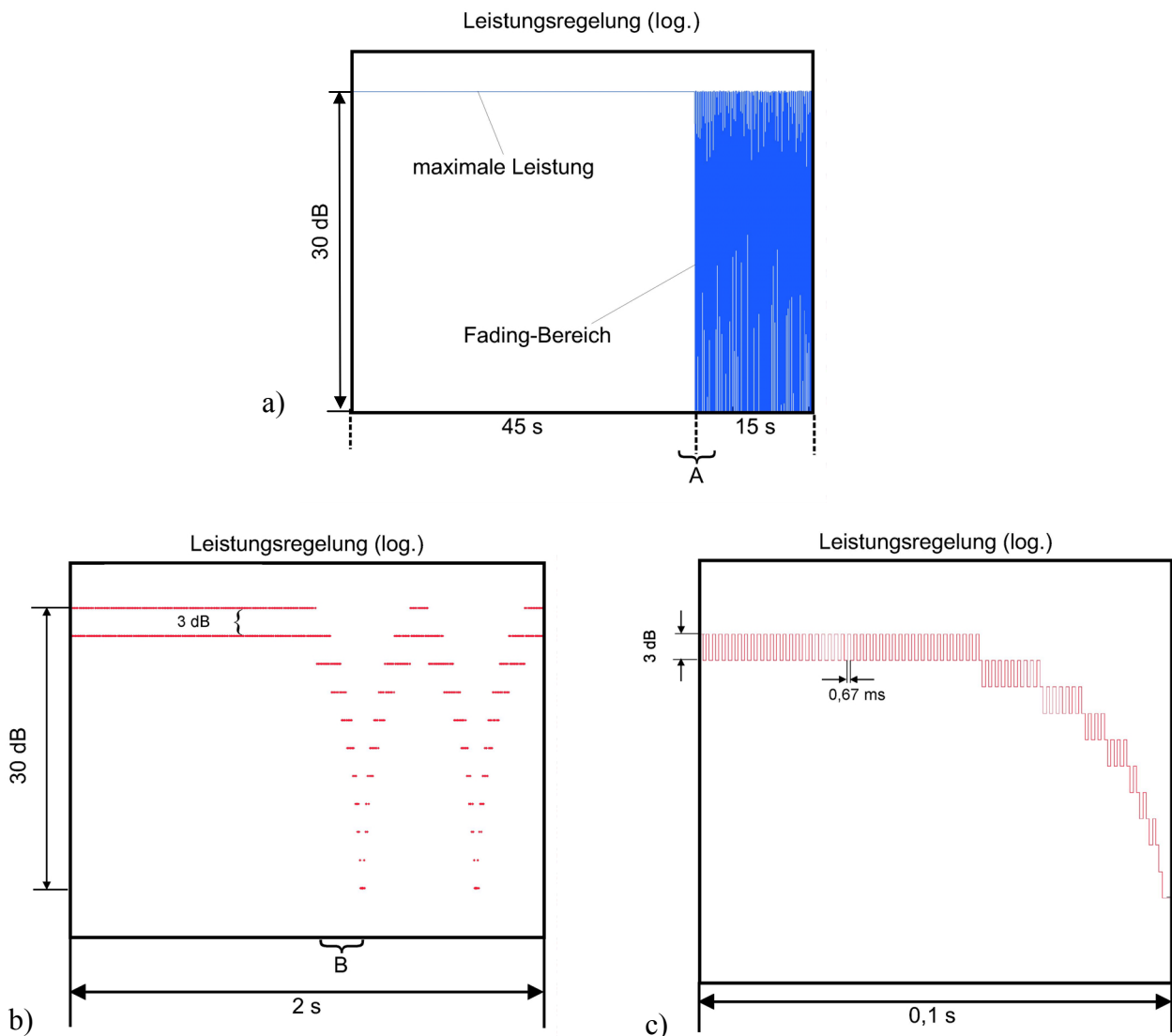


Abb. 4.2-6: Zeitverlauf der Leistung des generischen UMTS-Testsignals zur Nachbildung der schnellen Leistungsregelung

- Gesamtsignal (Periode: 1 Minute) mit 45 s - Intervall konstanter mittlerer Leistung und 15 s - Intervall variabler Leistung
- 2 s - Ausschnitt im Intervall A aus a). Die 3 dB - Stufung und das regelmäßige Fading-Muster sind erkennbar
- 0,1 s - Ausschnitt im Intervall B aus b). Die Regelungsperiode und die stufenweise Approximation des Fading-Musters sind erkennbar

Zur Erzeugung eines generischen UMTS-Testsignals mit den genannten Spezifikationen wurde am Lehrstuhl für Messtechnik der Bergischen Universität Wuppertal ein Signalgenerator entwickelt (Abb. 4.2-7), der in verschiedenen biologischen Experimenten eingesetzt wird.



Abb. 4.2-7: Ansicht des Generischen UMTS-Testsignalgenerators mit abgenommenem Gehäusedeckel

4.3. Auswahl der Expositions-kammer

4.3.1. Grundlagen

Den prinzipiellen Aufbau einer Hochfrequenz-Expositionsanlage zeigt Abb. 4.3-1. Kernstück ist eine Expositionseinrichtung für die biologischen Testobjekte, die z.B. als Messraum mit einer Antenne oder auch als kleine Messkammer mit geeigneter Einspeisung ausgeführt wird. Ein externer Hochfrequenzsender, meist bestehend aus einem Signalgenerator und einem Leistungsverstärker, stellt das Expositionssignal an der Einspeisestelle zur Verfügung. Die Expositionseinrichtung verfügt in der Regel über einen definiert absorbierenden oder reflektierenden Abschluss. Obligatorisch sind heutzutage Paralleltests mit einer Kontrollgruppe in einer gleichartigen Expositionseinrichtung ohne Hochfrequenzsignal (so genannte Schein-Exposition).

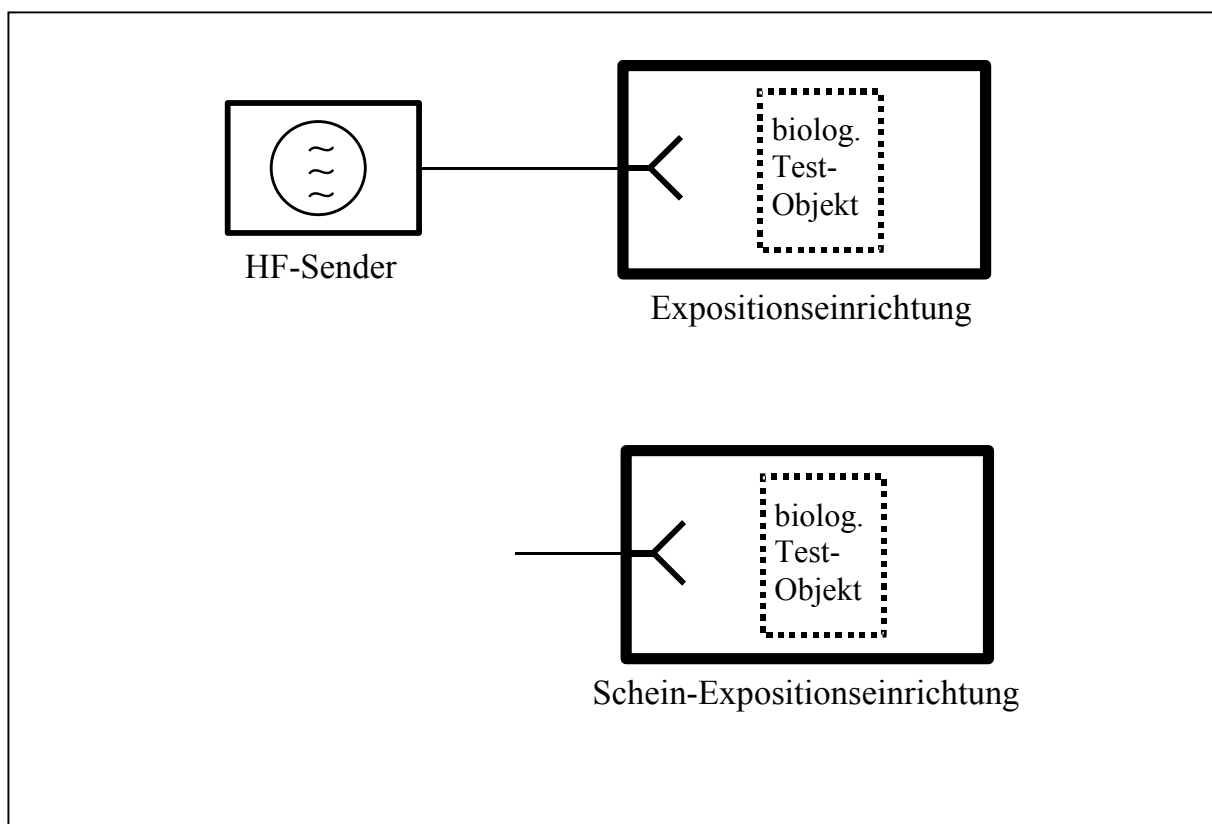


Abb. 4.3-1: Schema einer Expositionsanlage

Der Generator erzeugt das generische Testsignal (s. Abschnitt 4.2.3), welches ein mit einem typischen Mobilfunksignal moduliertes Hochfrequenzsignal bei einer Trägerfrequenz im Bereich des nachzubildenden Funksystems annähert. Der auf den Generator folgende Verstärker hebt das Signal auf die für das Experiment benötigten Leistungspegel an.

Abhängig von der Größe und Anzahl der Messobjekte können die Expositionseinrichtungen sehr unterschiedliche Bauformen haben.

Falls die Abmessungen der Testobjekte deutlich größer sind als eine halbe Wellenlänge, kommen nur Absorberräume ('anechoic chambers') als Expositionseinrichtungen in Betracht, die mit absorbierenden Wandverkleidungen versehen und zusätzlich nach außen hin metallisch abgeschirmt sind [Streckert et. al. 1999b, Schuderer et. al. 2002, Hansen et. al. 1997a].

Die Anregung des HF-Feldes innerhalb des Messraums geschieht über ein Antennensystem, so dass die Feldverteilung offensichtlich nicht nur von den Eigenschaften des Raumes, sondern auch von der speziellen Antennenkonfiguration abhängt.

Für im Vergleich zur Wellenlänge kleine Probenvolumina sind immer geschlossene Messzellen zu bevorzugen, die aufgrund ihrer Dimensionierung als Wellenleitung - vorzugsweise im Frequenzbereich ihrer Grundwelle - ausgebildet sind und stabile charakteristische Feldverteilungen besitzen.

Der Einsatz von homogenen Messzellen, wie Rechteck-Hohlleitungen (Abb. 4.3-2), stößt dann an Grenzen, wenn viele Proben gleichzeitig exponiert werden sollen, so dass aufgrund von "Abschattungseffekten" die Belastung der in Ausbreitungsrichtung hintereinander angeordneten Proben zu ungleichmäßig wird [Streckert 1997b, Bitz et. al. 2000b].

Die gleichzeitige Exposition möglichst vieler Proben erlaubt einen zügigen und preiswerten Versuchsablauf bei gleichzeitig hoher statistischer Relevanz. Dazu muss das vom HF-Sender erzeugte Signal aufgeteilt und mit möglichst gleichmäßiger Leistung den einzelnen Proben zugeführt werden. Da das Signal zunächst meist über Koaxialleitungen transportiert wird, muss das Feld dann geeignet umgeformt werden, um in der Probe eine möglichst homogene Verteilung zu erzeugen. Offensichtlich lassen sich für dieses Problem unterschiedliche Lösungsansätze finden, bei denen die beiden Systeme - Leitungsverzweigung und Expositionskammern für die einzelnen Proben – getrennt aufgebaut oder auch integriert sein können.

In solchen Fällen kann z.B. die radiale Parallelplattenleitung verwendet werden, deren Durchmesser der beabsichtigten Anzahl von Messobjekten im Prinzip beliebig angepasst werden kann. Auch sie ist als geschlossene und somit für externe hochfrequente Felder abgeschirmte Messzelle ausführbar.

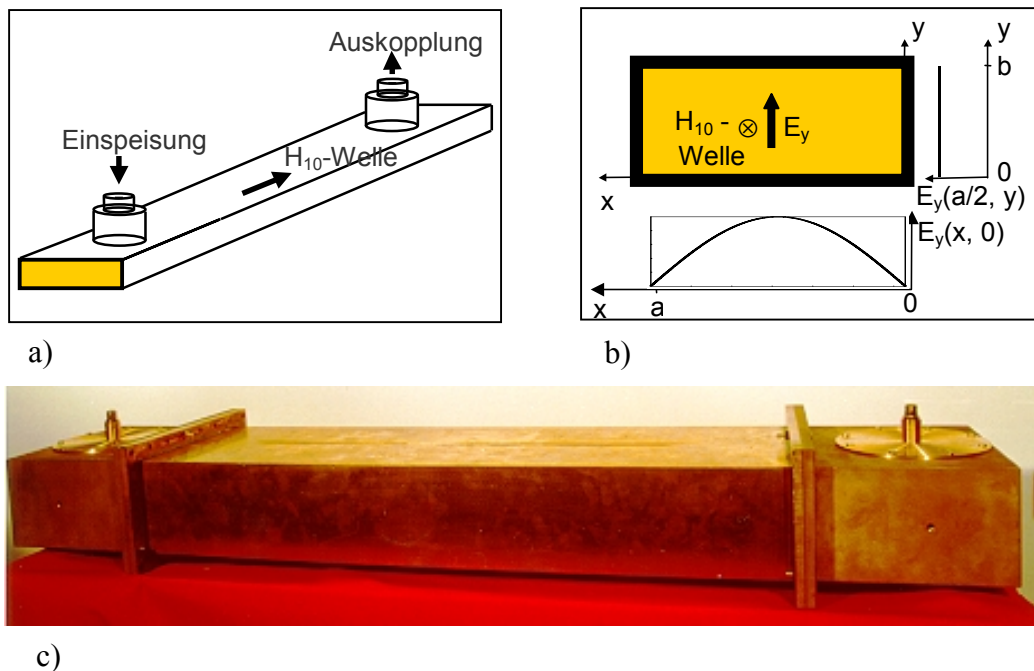


Abb. 4.3-2: Rechteckhohlleitung

- a) Prinzipieller Aufbau
- b) Transversale Feldverteilung der Grundwelle
- c) Ausführungsbeispiel

4.3.2. Radiale Wellenleitung

Im Wesentlichen bestehen radiale Wellenleitungen aus zwei kreisförmigen, parallelen, metallischen Platten (Abb. 4.3-3). Eine Konus-Antenne im Zentrum regt Wellen an, die sich in radialer Richtung ausbreiten. Bei genügend kleinem Plattenabstand besteht das elektromagnetische Feld in der Leitung nur aus der transversal elektromagnetischen (TEM-) Welle. Dieser Wellentyp besitzt bei konstanten Radien eine homogene Feldverteilung im Leitungsquerschnitt und hat nur eine Abhängigkeit der Felder vom Radius ρ , die für große Abstände von der Einspeisung mit $\rho^{-1/2}$ angenähert werden kann. Am Rand der Metallplatten befinden sich Absorber, damit eine große Stehwelligkeit der Feldverteilung durch Reflexionen am Ende der Wellenleitung vermieden wird.

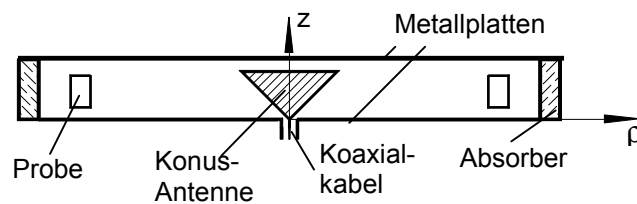


Abb. 4.3-3: Radiale Wellenleitung

Die Anordnung der Testobjekte erfolgt auf einem Kreis mit konstantem Abstand zur Antenne. Somit ist die Anzahl der in einer radialen Wellenleitung gleichzeitig exponierbaren Proben allein durch den Radius der Wellenleitung bestimmt.

Aufgrund der rotationssymmetrischen Feldverteilung und der Symmetrie der Anordnung ist eine gleichmäßige Exposition aller Proben gewährleistet, unabhängig von ihrer Anzahl [Hansen et al. 1999a, Moros et. al. 1999, Bitz et. al. 2000b]. Ein kompliziertes Speisetzwerk wird nicht benötigt. Im Vergleich zu einer Rechteckhohlleitung können in einer radialen Wellenleitung somit mehr Proben gleichzeitig und vor allem gleichmäßig exponiert werden. Im Vergleich zu mehreren Einzelkammern ist die radiale Wellenleitung platzsparender und wesentlich einfacher in ihrem Aufbau und ihrer Handhabung.

Ein weiterer Vorteil ist, dass die radiale Wellenleitung ein geschlossenes, bezüglich hochfrequenter elektromagnetischer Felder geschirmtes System darstellt, so dass mehrere Wellenleitungen in direkter Nachbarschaft installiert sein können. Dabei sind Kopplungsfaktoren der Wellenleitungen von kleiner als -70 dB einfach zu realisieren.

In der radialen Wellenleitung sind bezüglich der z -Koordinate transversal elektrische TE_{mn}^z - und transversal magnetische TM_{mn}^z -Wellentypen ausbreitungsfähig [Montgomery et al. 1948, Unger 1981, Balanis 1989]. Die Feldkomponenten der TE_{mn}^z -Wellentypen lauten

$$E_{\rho}(\rho, \varphi, z) = A_{mn} \frac{m}{k_{\rho} \mu} H_m^{(2)}(k_{\rho} \rho) \sin(m\varphi) \sin(k_z z) \quad (4.3/1)$$

$$E_{\varphi}(\rho, \varphi, z) = A_{mn} H_m^{(2)'}(k_{\rho} \rho) \cos(m\varphi) \sin(k_z z) \quad (4.3/2)$$

$$E_z(\rho, \varphi, z) = 0 \quad (4.3/3)$$

$$H_\rho(\rho, \varphi, z) = -jA_{mn} \frac{k_z}{\omega\mu} H_m^{(2)'}(k_\rho \rho) \cos(m\varphi) \cos(k_z z) \quad (4.3/4)$$

$$H_\varphi(\rho, \varphi, z) = jA_{mn} \frac{m}{\rho\omega\mu} \frac{k_z}{k_\rho} H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \sin(m\varphi) \cos(k_z z) \quad (4.3/5)$$

$$H_z(\rho, \varphi, z) = -jA_{mn} \frac{k_\rho}{\omega\mu} H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \cos(m\varphi) \sin(k_z z) \quad (4.3/6)$$

mit

$$k_\rho^2 + k_{z,n}^2 = k^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0, \quad (4.3/7)$$

$$k_{z,n} = \frac{n\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.3/8),$$

wobei $H_m^{(2)}$ die Hankel-Funktion 2. Art und m-ter Ordnung darstellt, die die radiale Abhängigkeit der Wellentypen beschreibt. Oberhalb der cut-off-Frequenz $(f_c)_n$ ist die Wellenzahl k_ρ rein reellwertig und die entsprechende TE_{mn}^z -Welle ist ausbreitungsfähig. Die cut-off-Frequenz $(f_c)_n$ ist definiert als

$$\begin{aligned} k_\rho &= \pm \sqrt{k_c^2 - \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2} = 0 \\ \Rightarrow k_c &= 2\pi f_c \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} = \frac{n\pi}{h} \\ \Rightarrow (f_c)_n &= \frac{n}{2h\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \end{aligned} \quad (4.3/9)$$

Die Wellenimpedanz der TE_{mn}^z -Wellentypen ist gegeben durch:

$$Z_W^{(TE)_{mn}^z} = \frac{E_\varphi}{H_z} = j \frac{\omega\mu}{k_\rho} \frac{H_m^{(2)'}(k_\rho \rho)}{H_m^{(2)}(k_\rho \rho)} \quad (4.3/10)$$

Die Darstellung der TM_{mn}^z -Wellentypen lautet:

$$E_\rho(\rho, \varphi, z) = -B_{mn} \frac{k_z}{k_\rho} H_m^{(2)'}(k_\rho \rho) \cos(m\varphi) \sin(k_z z) \quad (4.3/11)$$

$$E_\varphi(\rho, \varphi, z) = B_{mn} \frac{m}{\rho} \frac{k_z}{k_\rho^2} H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \sin(m\varphi) \sin(k_z z) \quad (4.3/12)$$

$$E_z(\rho, \varphi, z) = B_{mn} H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \cos(m\varphi) \cos(k_z z) \quad (4.3/13)$$

$$H_\rho(\rho, \varphi, z) = -jB_{mn} \frac{m\omega\varepsilon}{\rho} H_m^{(2)}(k_\rho \rho) \sin(m\varphi) \cos(k_z z) \quad (4.3/14)$$

$$H_\varphi(\rho, \varphi, z) = -jB_{mn} \frac{\omega\epsilon}{k_\rho} H_m^{(2)'}(k_\rho \rho) \cos(m\varphi) \cos(k_z z) \quad (4.3/15)$$

$$H_z(\rho, \varphi, z) = 0 \quad (4.3/16)$$

Des Weiteren gilt:

$$k_\rho^2 + k_z^2 = k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0, \quad (4.3/17)$$

$$k_z = \frac{n\pi}{h}, \quad m = 0,1,2,\dots, \quad n = 0,1,2,\dots \quad (4.3/18)$$

$$(f_c)_n^{TM^z} = \frac{n}{2h\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (4.3/19)$$

und

$$Z_W^{(TM)^z_{mn}} = \frac{E_z}{-H_\varphi} = -j \frac{k_\rho}{\omega\epsilon} \frac{H_m^{(2)}(k_\rho \rho)}{H_m^{(2)'}(k_\rho \rho)} \quad (4.3/20)$$

Aus den hier dargestellten Zusammenhängen folgt, dass die Wellentypen einen cut-off-Radius besitzen, der abhängig von der Geometrie der Wellenleitung, der Frequenz, und den Indizes m und n ist. Innerhalb des cut-off-Radius sind die Felder der Wellen evaneszent. Der Übergang zu den Radien, bei denen die Wellen ausbreitungsfähig sind, ist stetig. Entsprechend ist die Wellenimpedanz für Radien $\rho \ll \lambda_0$ überwiegend imaginär und wird immer reellwertiger für größer werdende Radien. Für $\rho > \lambda_0$ nähert sich die Wellenimpedanz dem Wert $Z_F = \sqrt{\mu/\epsilon}$.

Die Grundwelle der radialen Wellenleitung ist die $TM^{z_{00}}$ -Welle. Sie ist transversal elektromagnetisch bezüglich der Ausbreitungsrichtung \vec{e}_ρ . Die Feldkomponenten dieser TEM^P-Welle lauten:

$$E_\rho(\rho, \varphi, z) = E_\varphi(\rho, \varphi, z) = 0 \quad (4.3/21)$$

$$E_z(\rho, \varphi, z) = B_{00} H_0^{(2)}(k_0 \rho) \quad (4.3/22)$$

$$H_\rho(\rho, \varphi, z) = H_z(\rho, \varphi, z) = 0 \quad (4.3/23)$$

$$H_\varphi(\rho, \varphi, z) = -jB_{00} \frac{\omega\epsilon}{k_\rho} H_0^{(2)'}(k_0 \rho) \quad (4.3/24)$$

$$Z_W = -jZ_0 \frac{H_0^{(2)}(k_0 \rho)}{H_0^{(2)'}(k_0 \rho)}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (4.3/25)$$

Die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten der Grundwelle sind konstant im Querschnitt der Wellenleitung (φz -Ebene). Entsprechend dem Verhalten der Hankel-Funktion 2. Art und 0. Ordnung $H_0^{(2)}(k_0 \rho)$ nimmt die Amplitude der Welle für größer werdende Radien ungefähr proportional zu $1/\sqrt{\rho}$ ab. Die lokalen Eigenschaften der TEM^P-Welle entsprechen also denen einer homogenen ebenen Welle. Des Weiteren ist die TEM^P-Welle in z-Richtung polarisiert.

4.4. Expositions-Systeme für ‚in-vitro‘-Experimente

4.4.1. Expositionsanlage für Untersuchungen am Pinealorgan unter Exposition mit hochfrequenten elektromagnetischen Feldern der Mobilfunktechnologie

Das zentral im Gehirn lokalisierte Pinealorgan (Zirbeldrüse) produziert das Hormon Melatonin in Abhängigkeit vom Licht-Dunkelwechsel der Umgebung. Somit ist es für den Organismus möglich, tageszeitliche (Schlaf, Kreislauf) und jahreszeitliche Prozesse (Geburt von Nachkommen) mit der Außenwelt zu koordinieren [Lerchl 2002]. Es wird auch vermutet, dass Alterungsprozesse und Entstehung und Wachstum von Krebs durch das Melatonin beeinflusst werden kann. In mehreren Arbeiten konnte gezeigt werden, dass schwache niederfrequente Magnetfelder die Melatoninsynthese verringern. Die Melatonin-Hypothese äußert als Folge der reduzierten Melatoninausschüttung ein erhöhtes Risiko, an Brustkrebs zu erkranken. Diese Theorie ist bisher nicht bewiesen, aber anscheinend ausreichend fundiert. Ebenso gibt es bisher keine plausible Erklärung der beobachteten Effekte.

Aufgrund der Lage des Pinealorgans im Kopf könnte ein Zusammenhang konstruiert werden, der eine Beeinträchtigung des Organs durch die im Kopf absorbierte hochfrequente Energie eines Mobiltelefons vermutet. Für elektromagnetische Felder existieren bisher nur wenige veröffentlichte Untersuchungen hinsichtlich ihrer Wirkung auf die Melatoninsynthese. Zur Klärung dieser Frage wurden und werden in Zusammenarbeit mit der Arbeitsgruppe von Prof. Lerchl an der Universität Münster und der International University Bremen Untersuchungen u.a. an Djungarischen Hamstern [Lerchl et. al. 2000a, Lerchl et. al. 2000b, Hansen et. al. 1999c, Brendel et. al. 1999, Hansen 1998] sowie an isolierten Pinealorganen [Hansen et. al. 1999b, Gollnick et. al. 2000] der Hamster durchgeführt. Im Folgenden wird das Design einer Expositionseinrichtung für Untersuchungen an isolierten Pinealorganen ‚in-vitro‘ beschrieben.

4.4.1.1. Versuchsdesign

Die isolierten Pinealdrüsen befinden sich jeweils auf einer Knochenplatte und werden üblicherweise in einem ca. 1 cm langen Glasrohr mit einem Innendurchmesser von 0,5 cm untergebracht, welches mit Hilfe von Gummistopfen verschlossen wird (Abb. 4.4-1). Während der Exposition ist die Versorgung der Pinealdrüsen mit Nährflüssigkeit zu gewährleisten. Dies geschieht, indem aus einem Reservoir Nährflüssigkeit kontinuierlich durch dünne Schläuche, die durch die Gummistopfen hindurch in das Innere der Probengefäße geführt werden, an den Pinealdrüsen vorbeigespült wird.

Insgesamt soll eine Anzahl von 56 biologischen Proben gleichzeitig exponiert werden, wobei die Experimente als Blindversuche mit 28 exponierten und 28 scheinexponierten Proben angelegt werden; das bedeutet, dass die entsprechenden Expositionsvorrichtungen in doppelter Ausführung vorzusehen sind, dass die Umgebungsbedingungen der scheinexponierten Gruppe - abgesehen vom HF-Signal – nicht von denjenigen der exponierten Gruppe abweichen und dass die Anlagen auch optisch keine äußerlichen Unterschiede aufweisen dürfen. Die elektromagnetische Entkopplung der beiden Anlagen soll mindestens 60 dB betragen.

Die Untersuchungen sollen bei drei unterschiedlichen SAR-Belastungen von 8 mW/kg, 80 mW/kg und 800 mW/kg durchgeführt werden. Für die Exposition wird das in Abschnitt 4.2.3.1 beschriebene generische GSM-Testsignal mit einer Trägerfrequenz von 1800 MHz appliziert.

Die beiden Expositionseinrichtungen werden gemeinsam in einem Inkubator untergebracht. Daraus folgt, dass auf die weiter oben geforderte Entkopplung der Wellenleiter von 60 dB

besonderes Augenmerk gelegt werden muss. Des Weiteren müssen sich die Expositionseinrichtungen gut reinigen und desinfizieren lassen.

Zur Kontrolle der Exposition während der Versuchsdurchführung werden die Feldstärke in den Wellenleitungen und die Temperatur in den Probengefäßen mit Hilfe entsprechender Sonden aufgezeichnet. Für eine vollständige Verblindung wird vor jedem Teilexperiment per Zufallsgenerator das HF-Signal auf eine der beiden Expositionskammern aufgeschaltet.

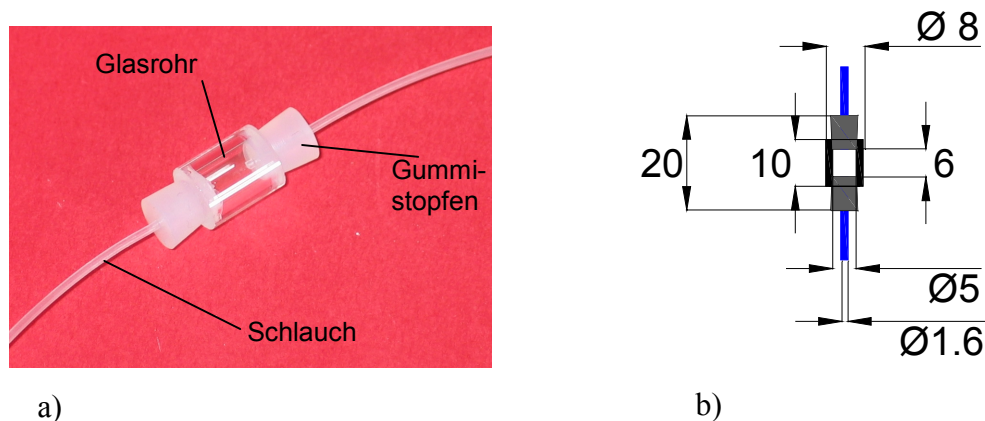


Abb. 4.4-1: a) Probengefäß mit Schläuchen für Versorgung mit Nährflüssigkeit
b) Skizze mit Abmessungen des Probengefäßes (Maße in mm)

4.4.1.2. Aufbau des Expositionssystems

Aufgrund der Anzahl der gleichzeitig zu exponierenden Pinealorgane und der geschilderten Randbedingungen ist die radiale Wellenleitung als Expositionskammer besonders gut geeignet. Im Folgenden wird auf deren Konstruktion und insbesondere auf die Realisierung der Schlauchzuführung für die Versorgung mit Nährflüssigkeit eingegangen.

4.4.1.2.1. Elektrisch geschlossene, mechanisch offene Expositionskammer

Eine besondere Problemstellung bezüglich der Entkopplung der beiden Expositionskammern betrifft hier die Zuführung der Schläuche für die Nährflüssigkeit. Die entsprechenden Öffnungen in den Wellenleitungswänden dürfen zum einen die in der Leitung geführte Welle nicht stören und zum anderen keine elektromagnetischen Felder abstrahlen, und dies, ohne den Zugang zu den Proben zu erschweren. Letzteres bedeutet, dass zum Herausnehmen bzw. Einsetzen der Probengefäße keine mechanischen Verschlüsse geöffnet werden sollen. Hierfür ist in [Hansen et al. 1999a] eine hervorragend geeignete Lösung mit Hilfe von so genannten Dämpfungskaminen gefunden worden.

Für die hier entwickelten radialen Wellenleitungen wurden für jede der 24 Proben 2 Metallrohre an die obere und untere Metallplatte montiert, deren Durchmesser und Länge so gewählt wurden, dass sie als Rundhohlleitungen fungieren, die weit unterhalb der cut-off Frequenz ihrer Grundmode betrieben werden (s. Abb. 4.4-2). Dadurch werden alle durch das Feld der radialen Wellenleitung in der Rundhohlleitung angeregten Wellentypen gedämpft. Die Störung der Feldverteilung in der radialen Wellenleitung ist zu vernachlässigen.

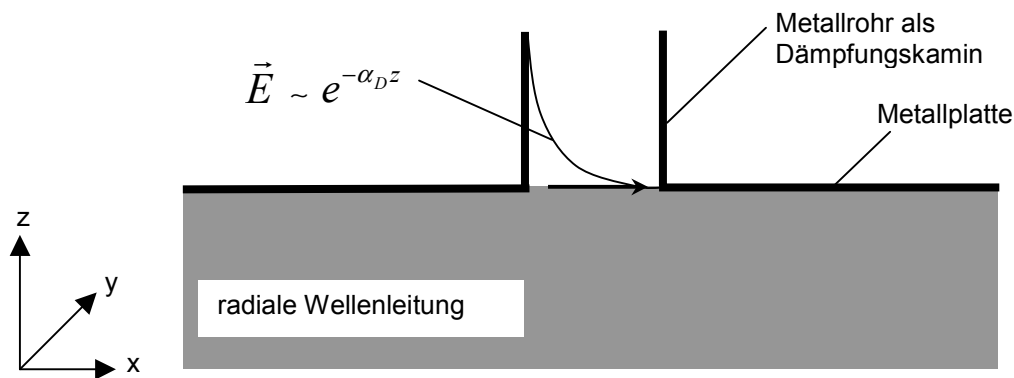


Abb. 4.4-2: Reduzierung der Abstrahlung durch Aufsetzen eines Dämpfungskamins auf die Öffnung in der Wellenleitungswand

Eine erste grobe Dimensionierung dieser Kamindurchführungen kann auf der Basis der klassischen Leitungstheorie vorgenommen werden. Wenn U_0 der Betrag der betrachteten Feldstärkekomponente am Anfang der Rundhohlleitung bei $z = 0$ ist, so hat die Komponente U am Ort z den Wert

$$U = U_0 e^{-\alpha_D z} \quad (4.4/1)$$

mit

$$\alpha_D = \frac{2\pi f_c}{c_0} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}, \quad f_c = 0.586 \frac{c_0}{D\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (4.4/2)$$

wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit im freien Raum, D den Durchmesser der Rundhohlleitung und ϵ_r die relative Permittivität einer verlustlosen Materialfüllung der Rundhohlleitung bezeichnen. Somit ergibt sich für die Dämpfung a in dB über die gesamte Länge L einer Rundhohlleitung:

$$\frac{a}{dB} = \frac{31.98}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{L}{D} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}. \quad (4.4/3)$$

Die Dämpfung a ist also proportional zum Verhältnis aus Länge L und Durchmesser D der Rundhohlleitung. Um eine möglichst hohe Dämpfung bei geringer Länge der Durchführungen zu erhalten, sollte der Durchmesser der Rundhohlleitung nur so groß gewählt werden, dass der Schlauch für die Nährflüssigkeit bzw. - wenn notwendig - das Probengefäß durchgeführt werden können. Durch die hohe Dämpfung wird eine gute Entkopplung zur Umgebung der Wellenleitung gewährleistet. So liegt zum einen ein mechanisch offenes System vor, das eine einfache Handhabung der Proben erlaubt, zum anderen aber ein für entsprechend hohe Frequenzen elektrisch geschlossenes und damit abgeschirmtes Expositionssystem.

Da sich mit der Nährlösung ein stark verlustbehaftetes Material in den Dämpfungskaminen befindet, das durch Gl. 4.4/3 nicht berücksichtigt werden kann, und da die Feldstärke im Dämpfungskamin auch von der Anregung der Wellentypen in der Rundhohlleitung durch die Felder in der radialen Wellenleitung abhängt, müssen zusätzliche numerische Berechnungen zur Feindimensionierung der Rundhohlleitungen durchgeführt werden. Abb. 4.4-3 zeigt die Feldverteilung in einem Dämpfungskamin mit einer Länge von 2,5 cm und einem Durchmesser von 1 cm. Nach Gl. 4.4/3 ergibt sich für den leeren Dämpfungskamin eine Dämpfung $a \approx 80 \text{ dB}$. Nach Einfügen eines Schlauchs mit Nährlösung konzentrieren sich die Felder um diesen, so dass eine Verringerung der Dämpfung auf $a = 42 \text{ dB}$ vorliegt. Die Fläche, die der Schlauch im Querschnitt des Dämpfungskamins ausfüllt, hat einen entscheidenden Einfluss auf die resultierende Dämpfung.

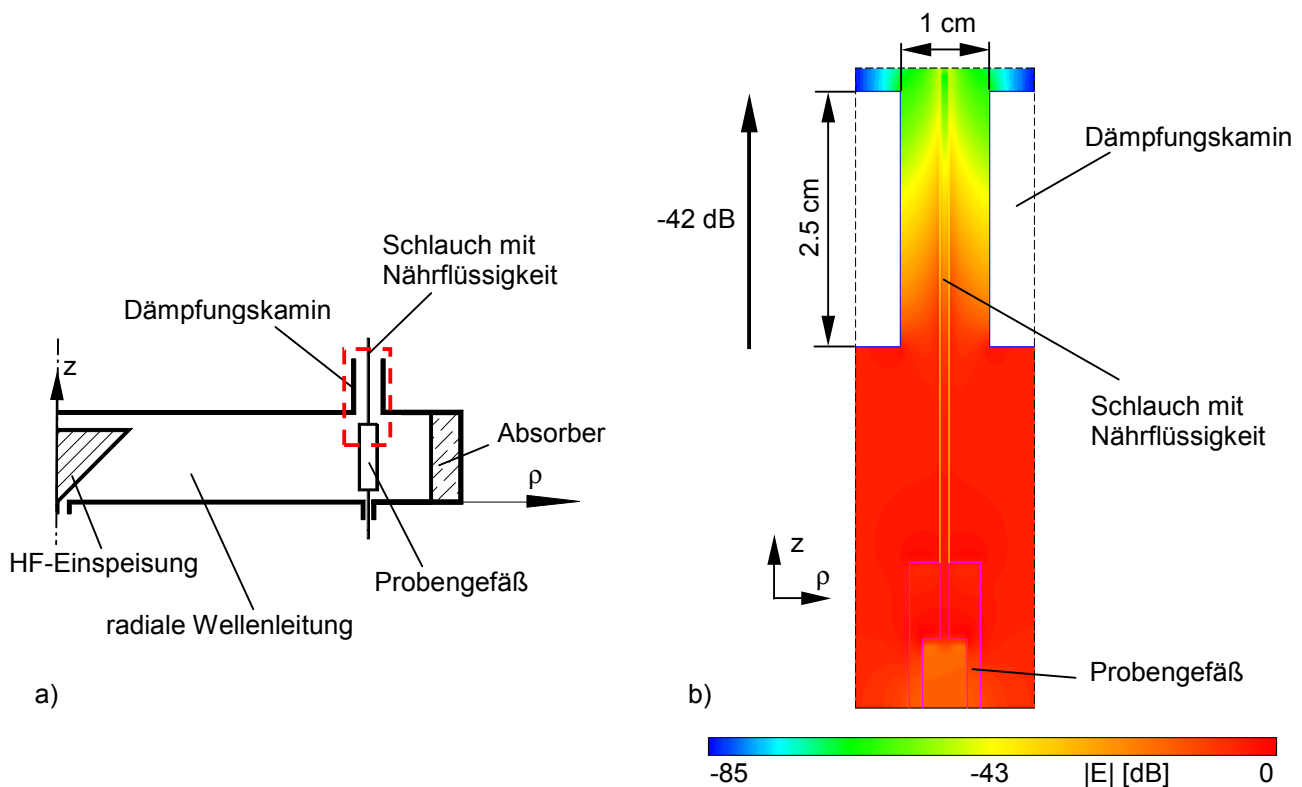


Abb. 4.4-3: Versorgung von Proben über Dämpfungskamine:
 a) Dämpfungskamin auf radialer Wellenleitung
 b) Feldverteilung im Dämpfungskamin mit Schlauch ($D = 1 \text{ mm}$)
 und Nährlösung (gestrichelter Ausschnittsbereich aus a))

4.4.1.2.2. Konstruktion der radialen Wellenleitungen

Die radialen Wellenleitungen wurden wegen der Hygieneanforderungen aus Edelstahl gefertigt. Aufgrund der verhältnismäßig geringen Abmessungen der Proben konnten sehr kompakte Expositionsammern mit einem Radius von 40 cm und einer Gesamthöhe von 8,5 cm (inkl. Dämpfungskaminen) realisiert werden, die problemlos in demselben Inkubator untergebracht werden konnten. Die Proben sind in einem Radius von 16,5 cm um die zentrale HF-Einspeisung, bestehend aus einer rotationssymmetrischen Konusantenne, angeordnet (s. Abb. 4.4-4). Um eine möglichst hohe Dämpfung bei geringer Länge der Dämpfungskamine zu erhalten, wurde der Durchmesser der Dämpfungskamine nur so groß gewählt, dass der Schlauch für die Nährflüssigkeit durchgeführt werden kann. Zur Entnahme der Probengefäße bzw. Bestückung der Leitung wurden die Dämpfungskamine abschraubbar gefertigt. Um die Anpassung der Wellenleitungen an das Speisernetzwerk nahezu unabhängig von den Proben auszuführen und die Kosten für das Speisernetzwerk möglichst gering zu halten (z.B. unter Verzicht auf einen Zirkulator mit reflexionsarmem Abschluss), wurde ein schmalbandiger, 3 mm dicker Absorber in die Leitungen eingebaut.

Um die Sterilitätsbedingungen leichter erfüllen zu können, wird durch einen Tefloneinsatz, der die gesamte Höhe der Wellenleitung ausfüllt und Bohrungen zum Einsetzen der Probengefäße besitzt, der eigentliche Expositionsbereich vom restlichen Volumen der Wellenleitung getrennt (s. Abb. 4.4-4 c).

Die beiden Wellenleitungen werden gemeinsam mit einem Reservoir und der Pumpe für die Nährflüssigkeit im Inkubator untergebracht (s. Abb. 4.4-5). Zusätzlich zu den HF-Speiseleitungen werden die Anschlüsse für die Temperatur- und Feldsensoren nach außen geführt. Die Temperatursensoren bestehen aus glasgekapselten NTC-Perlen mit einem Durchmesser von ca. 1,5 mm, von denen jeweils eine pro Leitung zusammen mit dem Schlauch für die Nährflüssigkeit durch einen der beiden Gummistopfen in ein Probengefäß geführt wird, so dass die Messung der Temperatur an dem gleichen Ort erfolgt, wo die Pinealorgane platziert sind. Die beiden Feldsensoren sind durch Monopole realisiert, die jeweils nahe der Einspeisung das Feld in den Leitungen abtasten. Ein computergesteuertes Messwerverfassungssystem zeichnet die Daten während der gesamten Dauer einer Messreihe auf. Vor dem Start einer Messwertaufnahme wählt die Software per Zufallsgenerator Schein- und Expositionsleitung aus und schaltet entsprechend den HF-Schalter um. Die vom UMTS-Testsignalgenerator erzeugte Ausgangsleistung wird auf die notwendige Leistung zum Erzielen der oben genannten SAR-Werte verstärkt.

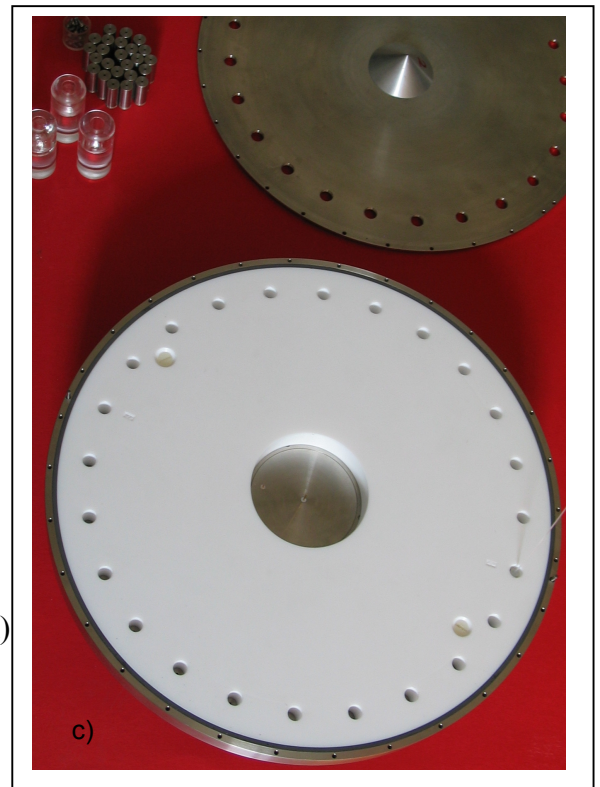
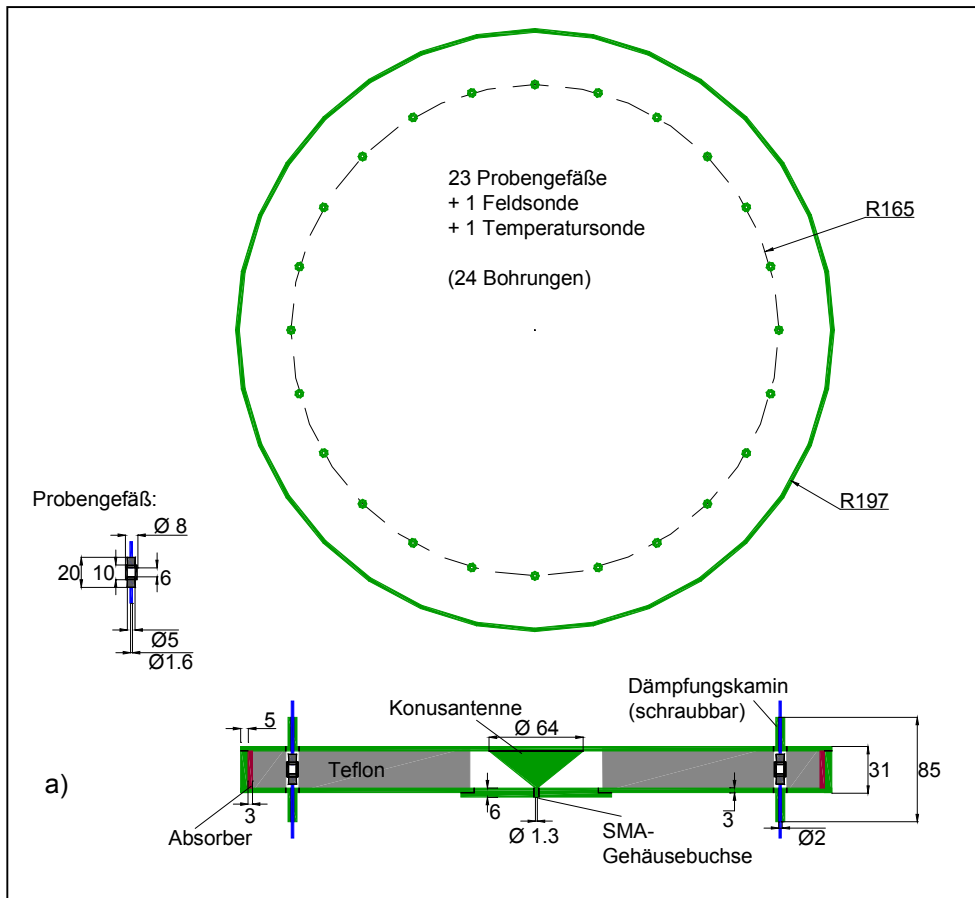


Abb. 4.4-4: Aufbau der radialen Wellenleitung für Experimente mit isolierten Pinealorganen
 a) Konstruktionszeichnung (Maße in mm)
 b) Foto einer Expositions-kammer mit Dämpfungskaminen
 c) Geöffnete Expositions-kammer mit Tefloneinsatz

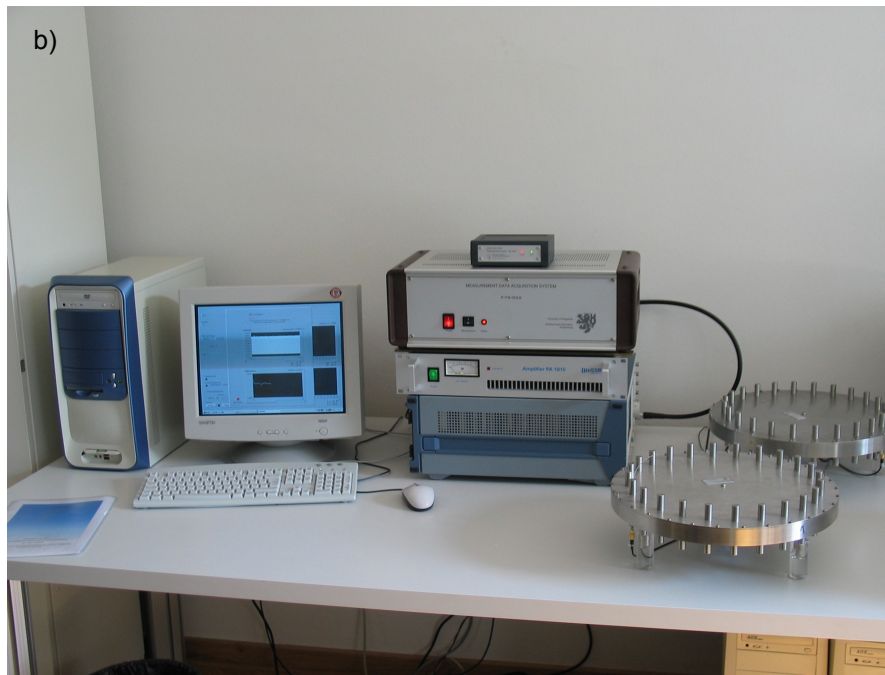
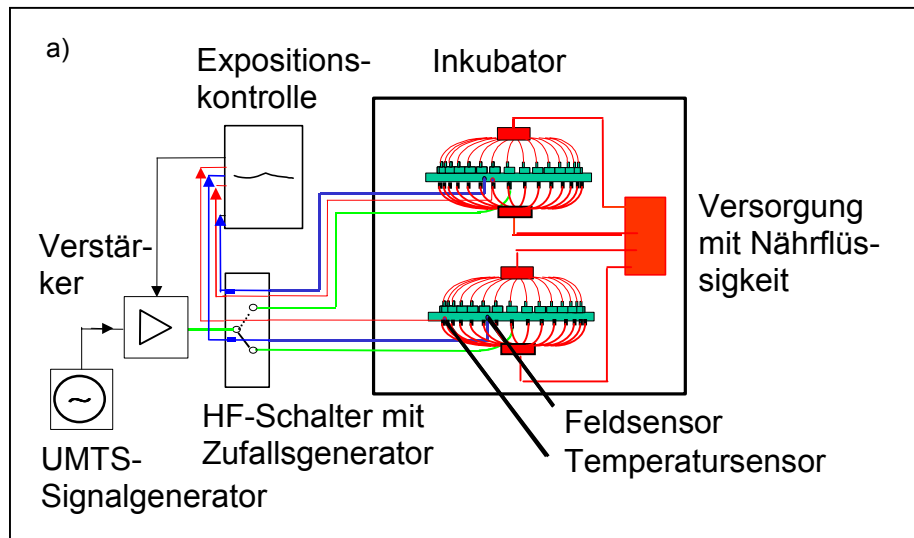


Abb. 4.4-5: Expositionssystem für Experimente mit isolierten Pinealorganen
 a) Schaltbild des Expositionssystems
 b) Expositionssystem, bestehend aus Data-Acquisition-Hardware, Verstärker, UMTS-Testsignalgenerator und Expositions-kammern

4.4.1.3. Feldberechnung und Dosimetrie

Um eine möglichst gleichmäßige spezifische Absorptionsrate für alle biologischen Proben zu erzielen, ist die Exposition mit dem Feld der TEM-Grundwelle erwünscht. Wellentypen mit Feldstärkevariationen in Umfangsrichtung werden durch die rotationssymmetrische Konstruktion der Wellenleitungen vermieden.

Die elektromagnetische Feldverteilung wird mit Hilfe von numerischen Berechnungen in den Wellenleitungen mit und ohne Proben vollständig analysiert. Um die Feldverteilung und die daraus resultierenden Absorptionsraten in den nur wenige mm³ großen Pinealdrüsen sowie den Einfluss des Probengefäßaufbaus (Gummistopfen, Schläuche für Nährlüssigkeit) und der Lage und Orientierung des Pinealorgans im Probengefäß möglichst genau bestimmen zu können, müssen hochauflösende numerische Berechnungsmethoden eingesetzt werden. Für die hier gemachten Untersuchungen wurde wiederum das FDTD-Verfahren eingesetzt. Abb. 4.4-6 zeigt das verwendete Modell für die Feldberechnungen, wobei der Teil, der den oberen Dämpfungskamin modelliert, aus Gründen einer besseren Darstellung nicht gezeigt ist.

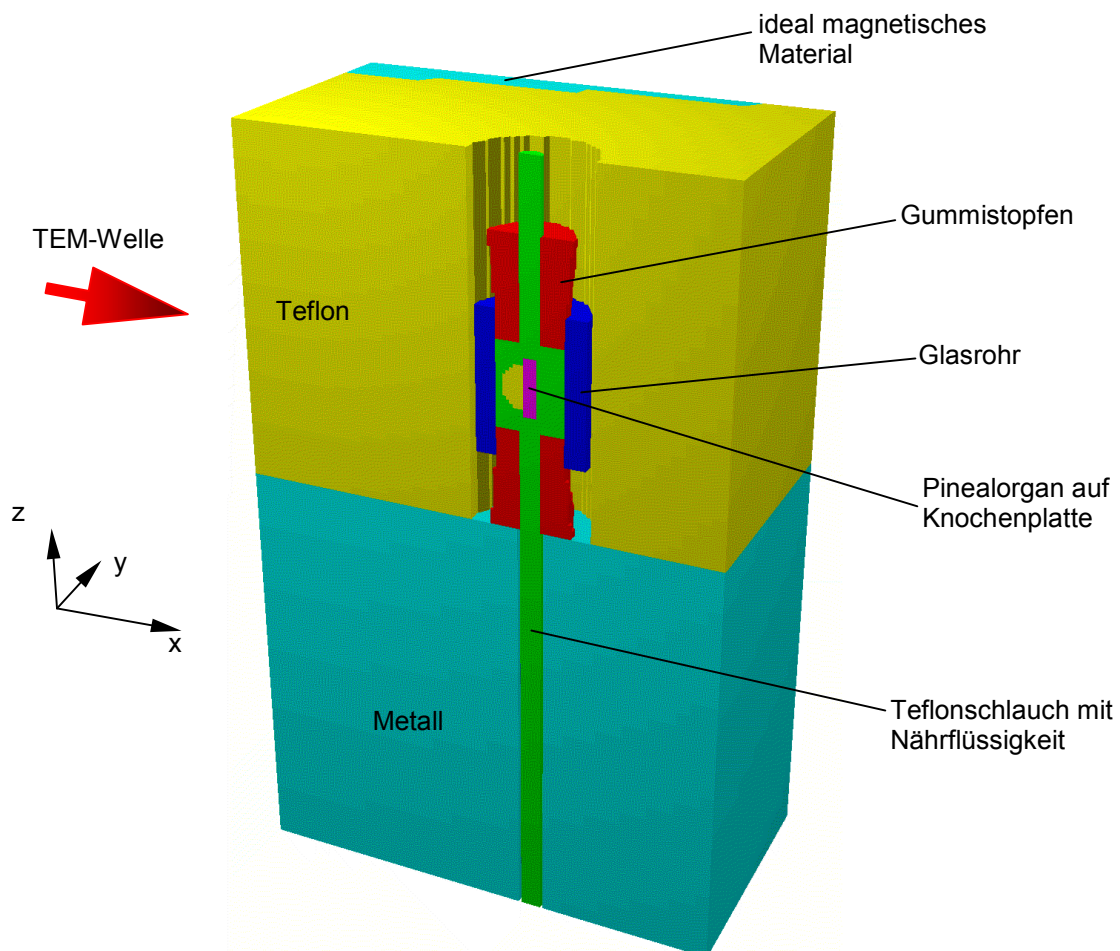


Abb. 4.4-6: Modell eines Sektors der radialen Wellenleitung mit Probengefäß (ohne Darstellung des oberen Dämpfungskamins)

Aufgrund der vorliegenden Symmetrie ist es ausreichend, nur einen Sektor der Wellenleitung mit Probengefäß zu modellieren. Dafür wird der Sektor seitlich durch ideal magnetisches Material begrenzt. Somit wird die Simulation der Ausbreitung der TEM-Welle garantiert, und die erhaltene Feldverteilung entspricht der in der kompletten radialen Wellenleitung mit identischen Sektoren. Das Pinealorgan wird durch eine Halbkugel mit einem Radius von 1,5 mm modelliert, der Knochenplatte wird eine Dicke von 1 mm und eine Grundfläche von 4 mm × 4 mm zugeordnet.

Abb. 4.4-7 zeigt den Betrag der elektrischen Feldstärke in der Ebene $z = 1,25$ cm durch den Sektor für eine Leerfeldstärke von 107 V/m am Ort der Proben.

Die Messung des Betrages der elektrischen Feldstärke in den Wellenleitungen am Ort der Probengefäße ist in Abb. 4.4-8 gezeigt. Es ergibt sich eine Standardabweichung von $\pm 3,5\%$ bzw. $\pm 4,8\%$, die auf die nicht rotationssymmetrischen lokalen Reflexionen des Absorbers zurückzuführen ist. Der Reflexionsfaktor am Eingang der Wellenleitungen beträgt -10 dB und ist weitestgehend durch den Übergang von luftgefülltem Innenbereich der Wellenleitung auf die Füllung mit Teflon bestimmt.

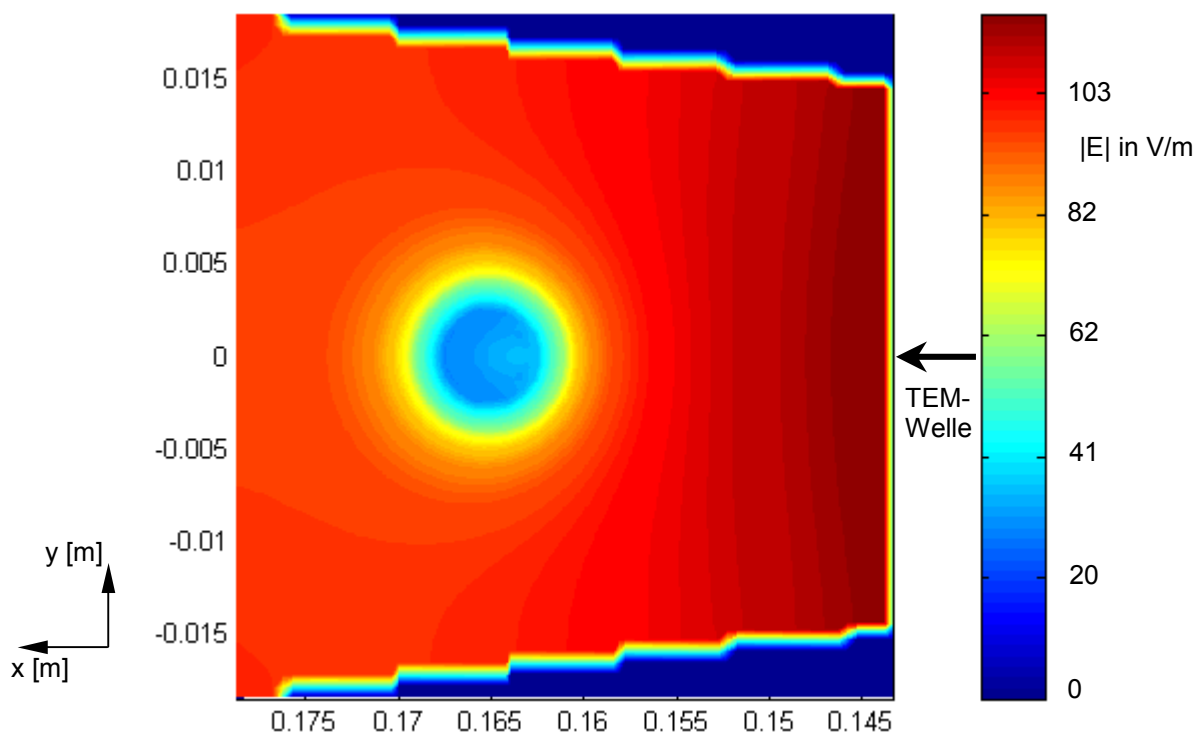


Abb. 4.4-7: Elektrische Feldverteilung in einem Schnitt bei $z = 1,25$ cm durch den Sektor der radialen Wellenleitung mit Probengefäß für eine Leerfeldstärke von 107 V/m am Ort der Proben (x, y in m).

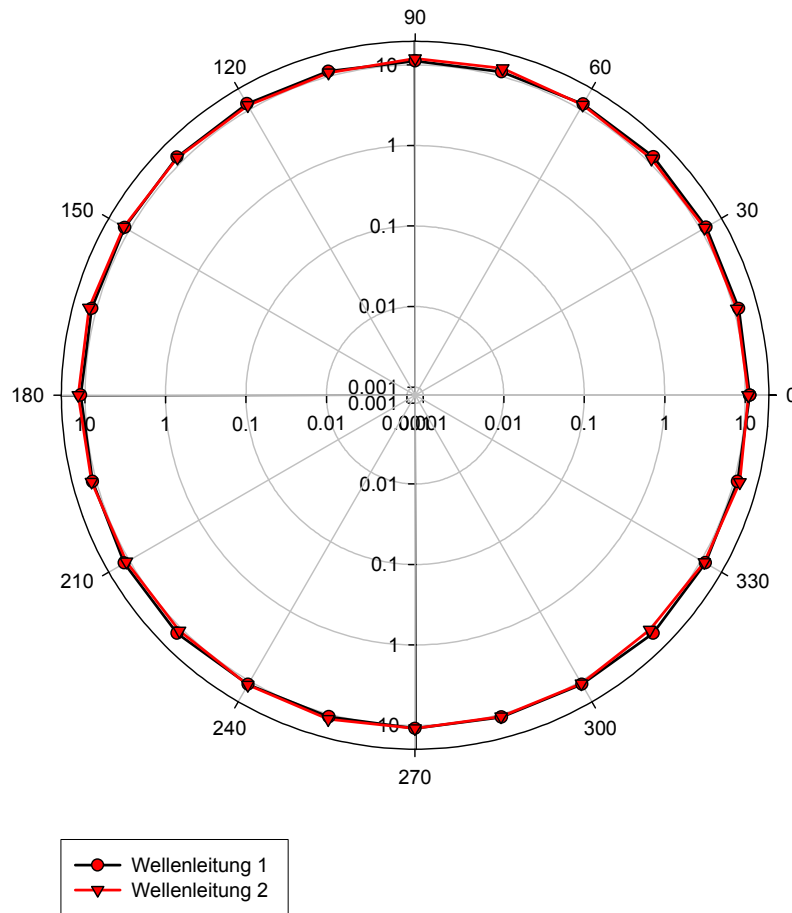


Abb. 4.4-8: Gemessene Feldverteilung am Ort der Proben in beiden Wellenleitungen (logarithmische Darstellung)

Die über eine Elementarzelle des FD-Gitters gemittelte lokale SAR-Verteilung ist in den Abbn. 4.4-9 und 4.4-10 in logarithmischer Darstellung gezeigt. Bei der Leerfeldstärke von 107 V/m am Ort des Probengefäßes ergibt sich eine über das Volumen des Pinealorgans von $7,15 \times 10^{-9} \text{ m}^3$ (dies entspricht einer Masse von $7,4 \times 10^{-6} \text{ kg}$) gemittelte SAR von 800 mW/kg. Die dafür benötigte, in die Wellenleitung eingespeiste zeitlich gemittelte Leistung beträgt 400 mW. Die Variation der Absorption im Pinealorgan durch dessen mögliche unterschiedliche Orientierung bzw. Lage im Probengefäß beträgt max. $\pm 15\%$.

Aus Abb. 4.4-10 ist auch eine Dämpfung von $> 120 \text{ dB}$ in den Dämpfungskaminen abzulesen. Dies bestätigt die hohe Entkopplung des Expositionsbereiches in der Wellenleitung zum Außenraum aufgrund der gewählten Abmessungen der Dämpfungskamine.

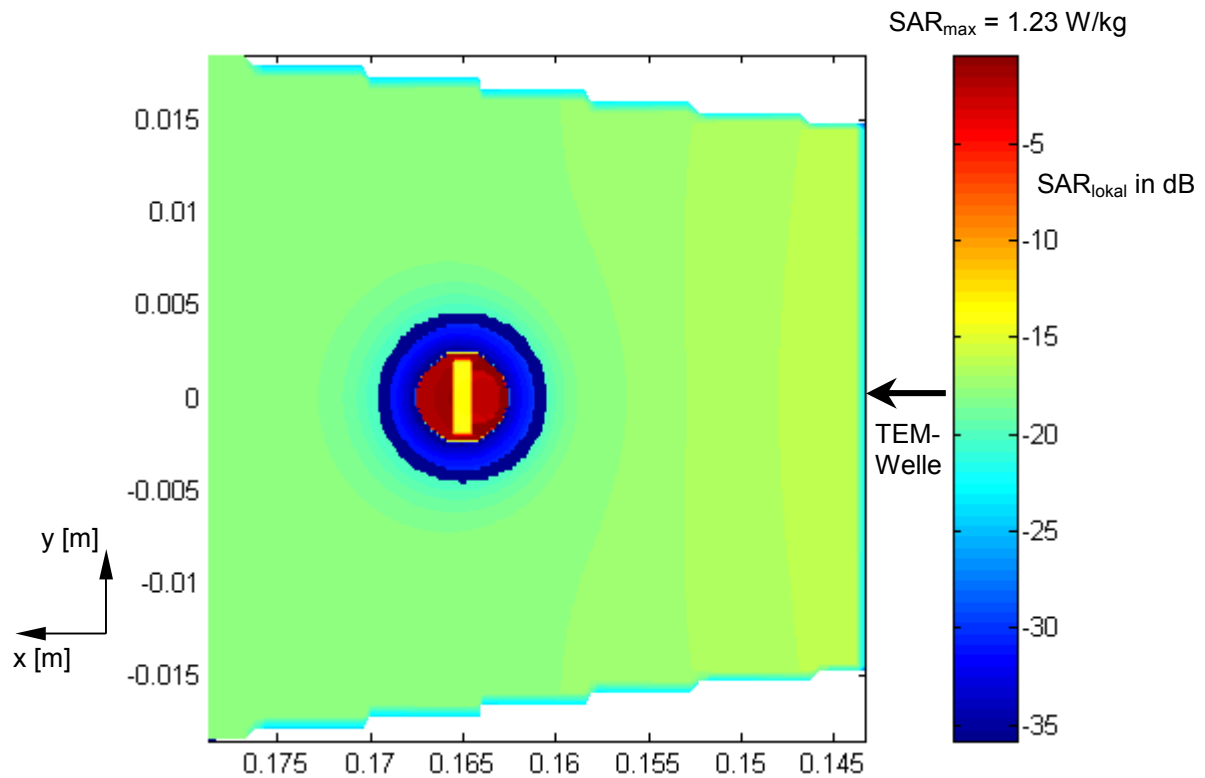


Abb. 4.4-9: Logarithmische Darstellung der über eine Elementarzelle gemittelten lokalen SAR-Verteilung im Sektor mit Probengefäß und Pinealorgan in einem Schnitt bei $z = 1,25 \text{ cm}$ (x, y in m).

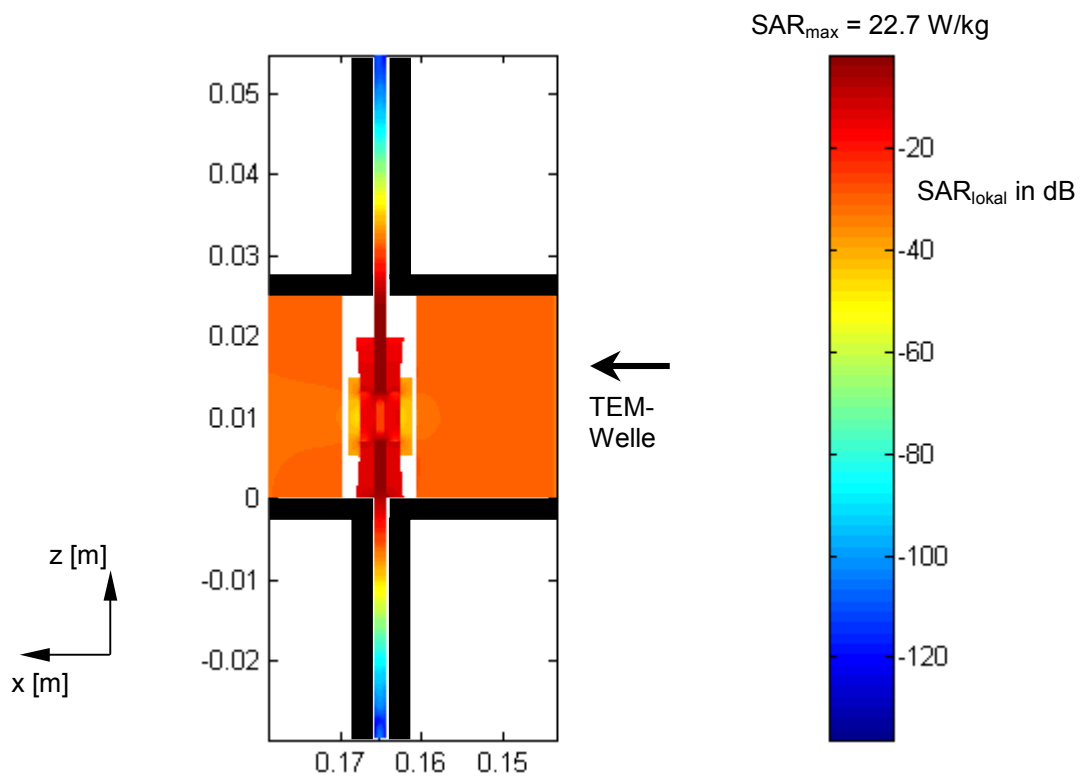


Abb. 4.4-10: Logarithmische Darstellung der über eine Elementarzelle gemittelten lokalen SAR-Verteilung im Sektor mit Probengefäß und Pinealorgan in einem Schnitt bei $y = 0$ (x, z in m).

4.4.2. Expositionsanlage zur Durchführung von Impedanzmessungen an einem ‚in vitro‘-Modell der Blut-Hirn-Schranke in einem hochfrequenten Feld

Aufgrund ihrer zentralen Funktion im menschlichen Gehirn ist die Blut-Hirn-Schranke (BHS, engl.: Blood Brain Barrier, BBB) ein wichtiges System zur Untersuchung einer möglichen Schädigung durch elektromagnetische Felder. Die BHS isoliert die Gewebe im Gehirn von den Blutgefäßen und schützt sie aufgrund ihrer sehr niedrigen Permeabilität für die meisten im Blut transportierten Substanzen, wie Neurotransmitter und toxische Stoffe.

Ergebnisse von ‚in vivo‘-Untersuchungen an der BHS von Tieren werden kontrovers diskutiert, da sie nur schwer reproduziert werden können und keine Analyse von pathophysiologischen Mechanismen auf Zellebene erlauben.

In der Arbeitsgruppe der Klinik und Poliklinik für Neurologie der Universität Münster wurde in den letzten Jahren ein international anerkanntes Kokultur-System der BHS etabliert und hinsichtlich der physiologischen, biochemischen und morphologischen Kriterien charakterisiert. Die Vorteile der damit durchführbaren ‚in vitro‘-Versuche sind die einfache Zugänglichkeit der Barriereigenschaften und insbesondere die Möglichkeit, dynamische Untersuchungen durchzuführen. Mit dem Zellmodell der BHS wurde bereits die Durchgängigkeit für Sucrose nach der Exposition durch elektromagnetische Felder (GSM1800) bei nicht-thermischen Bedingungen untersucht [Schirmacher et al. 2000].

Diese Experimente basierten auf Transport Messungen. Für eine detaillierte Diskussion der vorliegenden Mechanismen sollen weitere Experimente durchgeführt werden, die eine Untersuchung der Durchgängigkeit der Zellschicht bezüglich Ionen und geladener Moleküle zulassen. Dafür muss eine Expositionseinrichtung mit einem integrierten ‚on-line‘-Messsystem entwickelt werden, welches eine niederfrequente Messung des elektrischen Widerstandes der Zellschicht im Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 MHz bei gleichzeitiger Applikation des generischen UMTS-Testsignals mit einer Trägerfrequenz von 1966 MHz ermöglicht [Bitz et. al. 2001b, Streckert et. al. 2002].

4.4.2.1. Versuchsdesign

Das im Projekt zu untersuchende ‚in vitro‘-Modell der Blut-Hirn-Schranke besteht aus Endothelzellen, die auf die Oberseite einer dünnen, stark durchlässigen Polycarbonatmembran aufgewachsen sind (Abb. 4.4-11) [Franke et. al. 2003].

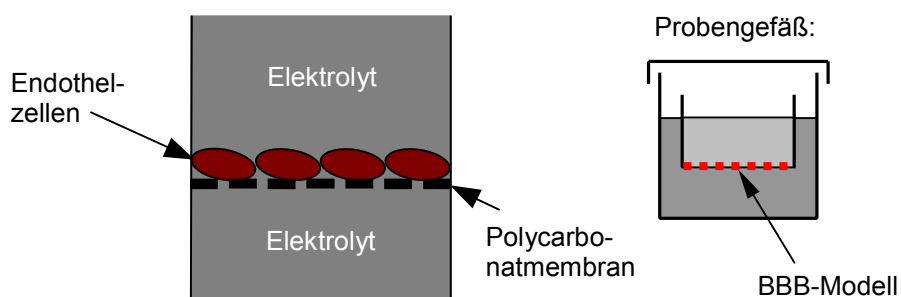


Abb. 4.4-11: Biologisches Modell für die Blut-Hirn-Schranke (BBB) und deren Lage im Probengefäß

Im Folgenden wird im Hinblick auf das hier vorliegende Experiment auf die wichtigsten physiologischen Anforderungen eingegangen:

Versuchsumgebung: Da das zu untersuchende BBB-Modell aus vitalen Zellen besteht, wird die Exposition unter definierten Bedingungen für Temperatur, Feuchtigkeit und atmosphärischer Zusammensetzung in einem Inkubator vorgeschrieben. Dabei sollte darauf geachtet werden, dass die Oberflächen aller Komponenten der Anordnung, die nicht in einem Autoklaven zu sterilisieren sind, möglichst einfach gereinigt werden können.

Größe der Probengefäße: Wie bereits beschrieben, wachsen die Zellschichten beidseitig auf einer einige μm dicken Polycarbonatmembran mit einer Fläche von ca. 1 cm^2 , die in eine kommerziell erhältliche Acrylglasshalterung (so genanntes "Insert") eingespannt ist, welche wiederum in das Probengefäß mit der Elektrolytlösung eingetaucht wird (Abb. 4.4-12). Die Probengefäße aus Makrolon wurden speziell für dieses Experiment angefertigt, um neben dem Insert insbesondere auch das für die NF-Messung benötigte Elektrodensystem aufnehmen zu können. Somit bleibt die übliche Vorgehensweise zur Herstellung der Zellschichten unverändert.

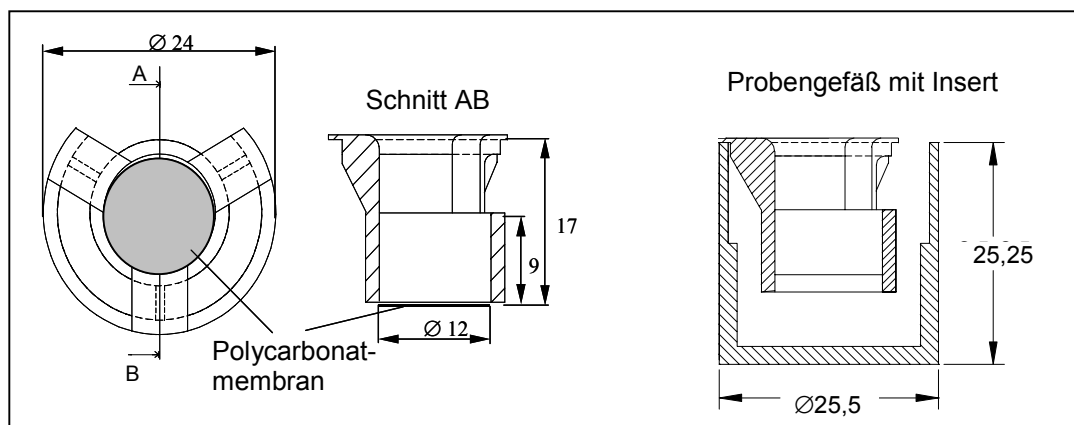


Abb. 4.4-12: Kommerziell erhältliches Insert und neu gefertigtes Probengefäß aus Makrolon (Maße in mm)

Da die zu erwartende Feldverteilung über die Zellschicht vom Durchmesser des Probengefäßes bestimmt ist, kann schon jetzt eine erste Abschätzung des Feldes ohne Berücksichtigung der Expositionskammer und des letztendlich implementierten Elektrodensystems gemacht werden. Abb. 4.4-13 zeigt dafür die Feldverteilung in einem in z-Richtung unendlich ausgehenden mit Nährflüssigkeit gefüllten Zylinder, auf den bei einer Frequenz von 1966 MHz eine homogene ebene Welle mit einer Polarisierung der elektrischen Feldstärke parallel zur Längsachse des Zylinders einfällt. Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Feldstärke in der Zellschicht beträgt ca. 8.

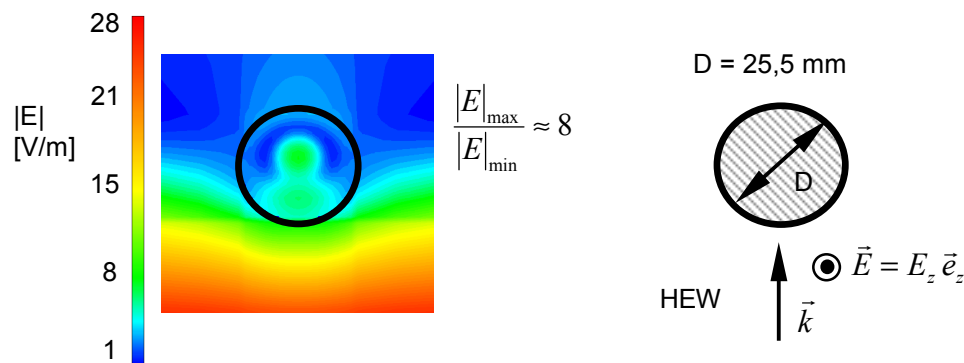


Abb. 4.4-13: Feldverteilung bei $f = 1966$ MHz im mit Nährflüssigkeit ($\epsilon_r = 71$, $\kappa = 2,6 \frac{S}{m}$) homogen gefüllten, in z-Richtung unendlich ausgedehnten Zylinder mit einem Durchmesser von $D = 25,5$ mm ohne Berücksichtigung der Komponenten des endgültigen Aufbaus, wie Elektrodensystem, Insert und Wandstärke des Probengefäßes. Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Feldstärke in der Zellschicht beträgt ca. 8.

Die absoluten Abmessungen des Expositionssystems und damit auch die Probenanzahl sind durch die Abmessungen des verfügbaren Inkubators von $50 \text{ cm} \times 55 \text{ cm} \times 50 \text{ cm}$ begrenzt, wobei Schein- und HF-Exposition in demselben Inkubator untergebracht werden müssen. Da im Gesamtrahmen der Experimente viele Versuchsreihen durchzuführen sind, bei denen die Proben unter anderem auch unter sterilen Bedingungen bearbeitet werden müssen, ist eine möglichst einfache Handhabung der Expositionseinrichtung unerlässlich. Die Probengefäße mit den integrierten Elektroden kommen direkt mit der Nährflüssigkeit und darüber auch mit den Zellkulturen in Kontakt; deshalb müssen sie so konstruiert sein, dass sie in einem Autoklaven sterilisierbar sind. Dabei werden diese Teile bei $121 \text{ }^\circ\text{C}$ und $2,1$ bar mit Wasserdampf für eine Zeitdauer von 20 min behandelt. Eine besonders gleichmäßige Exposition der Proben bei kompakter äußerer Bauform und guten Schirmungseigenschaften bietet, wie bereits erwähnt, die radiale Wellenleitung.

4.4.2.1.1. Beschreibung der bisherigen NF-Impedanz-Messung

Zur Analyse der Ionen-Durchlässigkeit von Lipidmembranen bieten sich elektrische Impedanzmessungen an. Diese werden häufig in Abhängigkeit von der Frequenz durchgeführt, um verschiedene Parameter des Messaufbaus, die die Impedanz ebenfalls beeinflussen, wie Leitfähigkeit und Permittivität des Elektrolyten, Kapazität der Elektroden-Elektrolyt-Übergänge etc., von den eigentlichen Membraneigenschaften trennen zu können.

Die Methode kann auch auf ganze Zellen angewandt werden. So wird in verschiedenen Arbeiten an Epithel- bzw. Endothel-Zellverbänden, die die für die Blut-Hirn-Schranke typischen 'tight junctions' ausbilden, die Permeabilität durch den 'transepithelial' oder 'transendothelial electrical resistance' (TER) - gemessen in Ωcm^2 - charakterisiert.

Häufig wird bei der spektralen Impedanzmessung eine Lipidmembran (Bilayer) oder eine Zellschicht (Monolayer) direkt auf eine Metallelektrode (vorzugsweise aus Gold bzw. goldbeschichtetem Glas) aufgebracht [Wegener et al. 1996]. Ein Elektrolyt stellt die galvanische Verbindung zu einer Gegenelektrode her. Durch Anlegen einer vorgegebenen sinusförmigen Spannung U_0 (Größenordnung 10 mV) an das Elektrodensystem wird ein Strom I erzeugt. Die komplexe Impedanz $\underline{Z} = U_0/I$ wird nach Betrag und Phase als Funktion der Frequenz registriert (typischerweise im Bereich von 10^{-1} Hz bis 10^6 Hz). Die Dispersion des Systems, d.h. die frequenzabhängige Abweichung der Gesamtimpedanz von der Impedanz der Elektroden-Elektrolyt-Anordnung ohne die Zellschicht, ist in dem in Abb. 4.4-14 dargestellten Verlauf von $|\underline{Z}|$ deutlich zu erkennen.

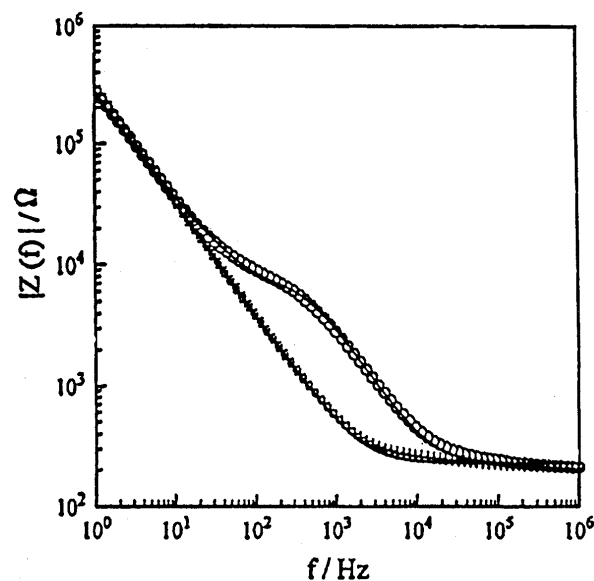


Abb. 4.4-14: Beispiel für gemessene spektrale Impedanzen (aus [Steinem et al. 1997])
 obere Kurve: mit Zell-Layer und Elektrolyt
 untere Kurve: nur mit Elektrolyt

In den bisherigen NF-Experimenten wurde die Form der metallischen Elektrode und der Gegenelektrode nahezu ausschließlich nach physiologischen Erfordernissen ausgewählt. Ein Grund dafür ist hauptsächlich, dass bei den verwendeten, sehr einfachen Ersatzschaltbildern für den NF-Kreis die Berücksichtigung des Einflusses komplexer NF-Feldverteilungen, hervorgerufen durch komplizierte Elektrodenformen, unnötig erschien. Bei der Integration eines solchen NF-Messsystems in eine HF-Expositionskammer können die metallischen Elektroden jedoch massiv die HF-Feldverteilungen beeinflussen. Es muss also sehr sorgfältig untersucht werden, ob die Ausbildung möglichst homogener Expositionsfelder am Ort der Zellschicht gewährleistet ist. Im Folgenden werden deshalb die Auswirkungen einiger Elektrodenausführungen auf die HF-Felder diskutiert.

4.4.2.1.2. *Herkömmliche Elektrodenanordnungen*

Bei der in Abb. 4.4-15 skizzierten Messanordnung ist eine der Elektroden als metallischer Stab ausgebildet, der in einem Abstand oberhalb der Zellschicht positioniert ist. Die zweite Elektrode ist eine Goldfläche unterhalb der Zellschicht.

Nimmt man zur Vereinfachung an, dass sich die Anordnung in dem Feld einer ebenen, homogenen Welle befindet, dann wird dieses Feld insbesondere für den Fall, dass der elektrische Feldvektor senkrecht zur Stabelektrode verläuft, extrem stark verzerrt. Im Fall des E-Vektors parallel zur Elektrode lässt sich die Feldverzerrung an der Zellschicht durch eine Vergrößerung des Abstandes der Elektrode zu dieser Zellschicht verringern.

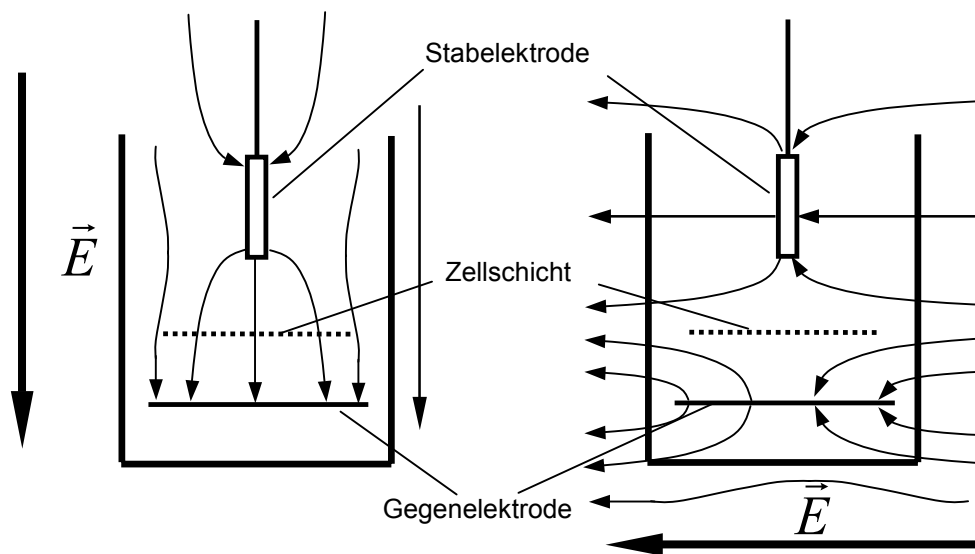


Abb. 4.4-15: Feldverzerrung durch Stabelektroden für die Fälle E-Feldvektor parallel und E-Feldvektor senkrecht zur Elektrode

4.4.2.1.3. *Elektroden aus Agarmaterial*

Aus den beiden bisher diskutierten Anordnungen folgt, dass Metallelektroden meist zu unerwünschten Feldverzerrungen führen. In einer Expositionsanlage für Bilayer-Membran-Experimente [Hansen et. al. 1997] wurden deshalb Elektroden aus Agar verwendet. Das Agarmaterial befand sich in dünnen Kunststoffschläuchen, die weitgehend beliebig gekrümmt verlegt werden konnten (s. Abb. 4.4-16). Feldsimulationen belegten, dass HF-Feldstörungen durch die Agarelektroden kaum nachweisbar waren. Um die Auswirkung von nicht linearen Effekten durch das HF-Feld an den Übergängen von Agarmaterial auf Metalldrähte zu umgehen, wurden diese Verbindungsstellen außerhalb der Expositions-kammer platziert.

Eine wesentliche Eigenschaft von Agarbrücken - ihre Hochohmigkeit - war bei den Bilayer-Experimenten kein gravierender Nachteil, da die Impedanz des Bilayers im $G\Omega$ -Bereich liegt. Im hier vorliegenden Fall jedoch ist die Agar-Impedanz von einigen $k\Omega$ kaum tolerierbar, da die zu messende Impedanz der Zellschicht nur im Bereich von einigen hundert Ohm liegt und zu hohen Frequenzen hin deutlich abnimmt.

Ein weiteres Problem beim Einsatz von Agarelektroden ist, dass diese - wie alle anderen Komponenten der Expositionseinrichtung - sterilisiert werden müssen. Dies geschieht im vorliegenden Fall im Autoklaven bei ca. 120°C . Agar wird jedoch bei ca. 60°C flüssig. Die übli-

che Sterilisation ist deshalb nicht möglich. Insgesamt ergibt sich, dass Agarelektroden hier nicht einsetzbar sind.

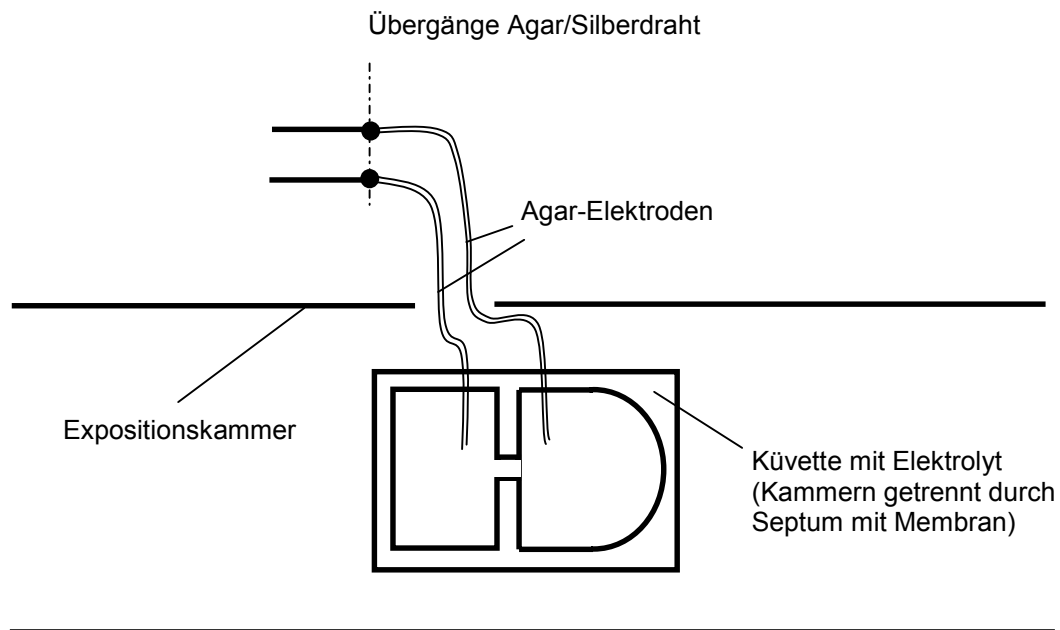


Abb. 4.4-16: Bilayer-Membran-Experimente mit Agar-Elektroden

4.4.2.1.4. Stabförmige Metallelektroden

Die Verwendung von Stabelektroden, die für ein möglichst homogenes Feld in der Zellschicht einen relativ großen Abstand zu dieser besitzen sollten, stellt einen Kompromiss zwischen NF- und HF-Ausgestaltung dar, da je nach verwendeter Polarisation des elektrischen Feldes aufgrund der Randbedingung an den metallischen Elektroden mehr oder weniger große Feldverzerrungen auftreten.

Da das HF-Feld in der radialen Wellenleitung zwischen zwei metallischen Platten aufgebaut wird, müssten die stabförmigen Elektroden im Fall der vertikalen Polarisation senkrecht aus den Platten herausgeführt werden (s. Abb. 4.4-17a). Im Fall der parallelen Polarisation (Abb. 4.4-17b) würden die Elektroden zunächst senkrecht zu den HF-Platten geführt und dann in Höhe der Zellschicht um 90° abgelenkt. Es ist offensichtlich, dass die vertikalen Teile der Elektroden, da sie parallel zu \vec{E} liegen und damit in ihrer Umgebung das Feld kurzschließen, starke lokale Feldverzerrungen bewirken.

Durch numerische Simulation müsste insbesondere die Lage der horizontalen Teile der NF-Elektroden so bestimmt werden, dass die Störung des HF-Feldes an der Zellschicht weitgehend abgeklungen ist. Die Abweichungen von einem homogenen Verlauf sowohl des NF- als auch des HF-Feldes müssten durch sorgfältige Auswertung der durch numerische Simulation gewonnenen E-Felder in den Ersatzschaltbildern berücksichtigt werden.

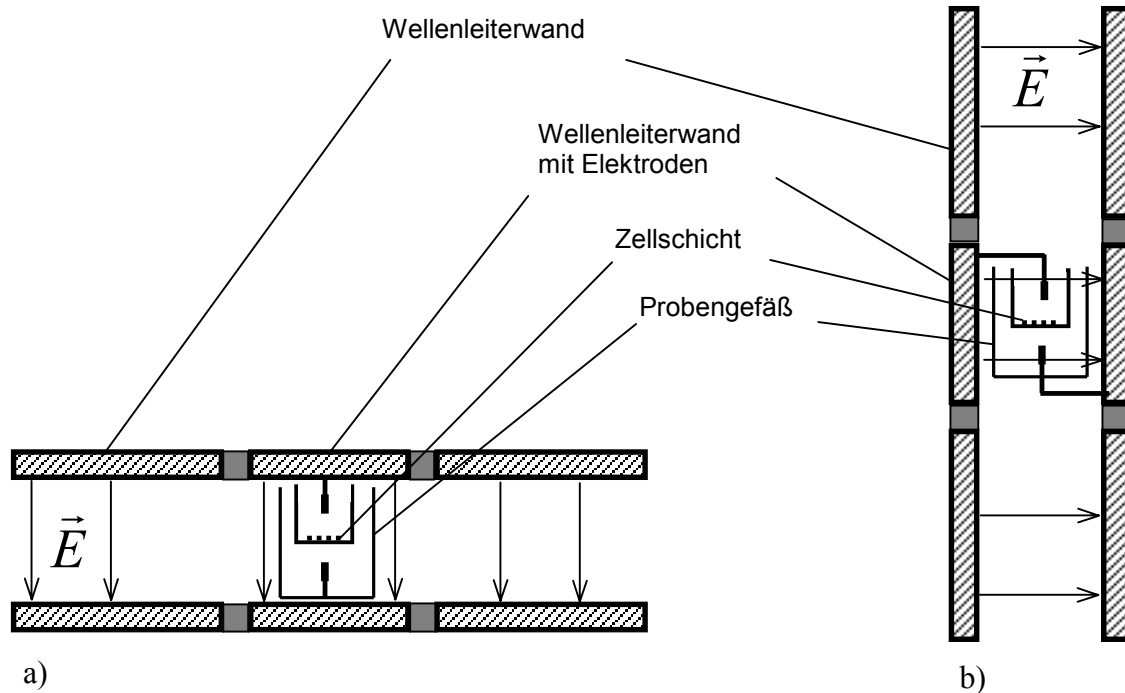


Abb. 4.4-17: Verwendung von Stabelektroden für beide Polarisationsrichtungen
 a) E-Feld senkrecht zur Zellschicht; b) E-Feld parallel zur Zellschicht

4.4.2.1.5. Scheibenelektroden

Eine gute Feldhomogenität der NF-Felder erhält man mit Hilfe von metallischen Scheibenelektroden in einem kleinen Abstand zur Zellschicht (Abb. 4.4-18).

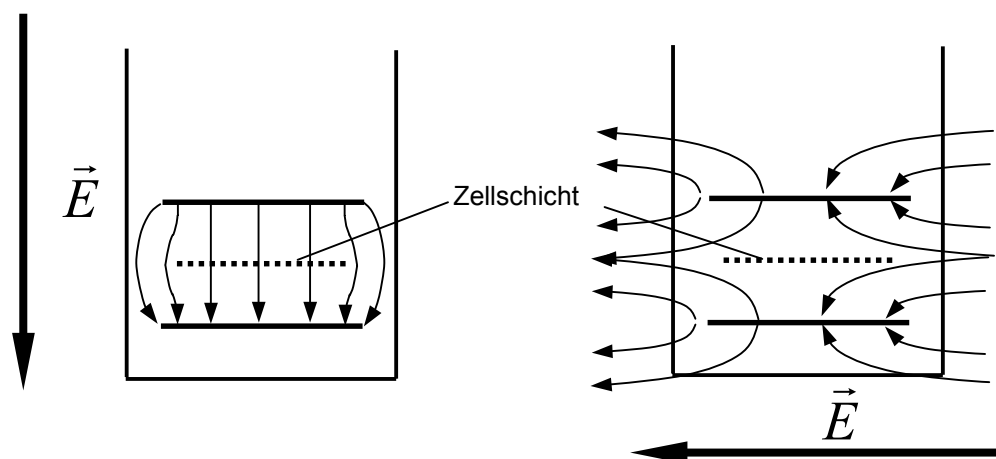


Abb. 4.4-18: Feldverzerrungen für scheibenförmige Elektroden
 für die Fälle E-Feldvektor senkrecht und parallel zur Elektrode

Ganz offensichtlich ist eine solche Anordnung aber hinsichtlich des HF-Feldes für beide Polarisierungen unbrauchbar:

Im Fall des E-Vektors senkrecht zur Scheibenelektrode wird nur ein geringer Anteil des Feldes in den schmalen Zwischenraum eingekoppelt. Im Fall des E-Vektors parallel ist die Einkopplung noch geringer. In beiden Fällen sind stark inhomogene Feldverteilungen zu erwarten.

Eine attraktive Lösung ist dagegen der Einsatz einer Scheibenelektrode, wenn diese für den Fall, dass der E-Vektor senkrecht zur Zellschicht orientiert ist, in die Wände der Expositions-kammer integriert werden kann (Abb. 4.4-19). Wie man unmittelbar sieht, kann die Anregung des HF-Feldes praktisch ungestört erfolgen, d.h. die erzielbare Feldhomogenität des HF-Feldes ist sehr gut. Die Trennung des HF- und des NF-Kreises erfolgt durch einen geeignet dimensionierten Schlitz mit einer entsprechend ausgeführten Entkopplung.

Alle bisherigen Überlegungen gingen davon aus, dass die Form der Probengefäße (Abb. 4.4-12) unverändert bleibt. Auch wenn die Verwendung dieser Probengefäße vom biologischen Projektpartner an der Universität Münster favorisiert wurde, erlaubt das hier gezeigte Konzept für das Elektrodensystem prinzipiell auch den Einsatz kommerziell erhältliche Küvetten, die eine parallele E-Feld Polarisation zur Zellschicht ermöglichen. Diese bestehen aus zwei Kammern, die durch ein mit einer Aufnahmebohrung für den Polycarbonatmembran-Halter versehenes Septum voneinander getrennt sind (Abb. 4.4-20). Die Elektroden, die wiederum Bestandteil der Wellenleitungswand sein sollen, werden so angebracht, dass sich ein NF-Stromkreis über die Zellschicht ausbilden kann. Alle Abmessungen für eine optimale Ausbildung des NF- und HF-Feldes müssen durch rechnerische Simulationen bestimmt werden.

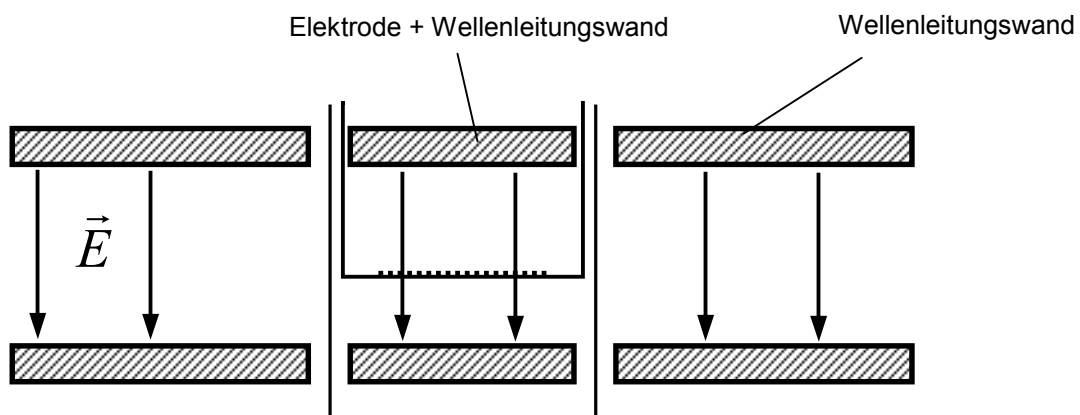


Abb. 4.4-19: Scheibenelektroden, die in die Wellenleitungswand integriert sind

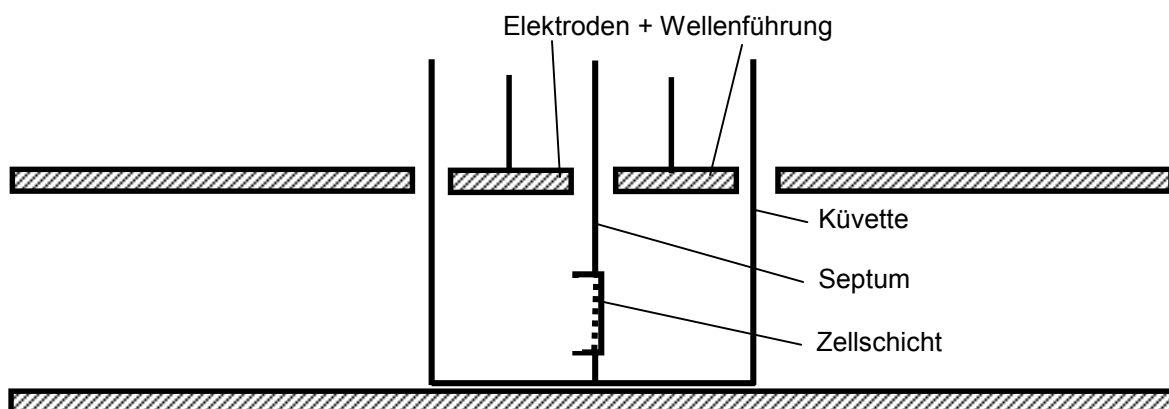


Abb. 4.4-20: Modifizierte Versuchsanordnung für parallel zur Zellschicht polarisiertes Expositions-feld

4.4.2.1.6. Ausführung des Elektrodensystems

Das für die elektrischen Widerstandsmessungen im Frequenzbereich von 1 Hz bis 1 MHz verwendete Elektrodensystem wurde basierend auf dem in Abb. 4.4-19 gezeigten Konzept aufgebaut, da nur dieses die Erzeugung einer nahezu gleichmäßigen NF-Stromverteilung über die gesamte von der Zellschicht aufgespannte Fläche ermöglicht. Des Weiteren sind die Elektroden so ausgelegt, dass sie neben der Aufnahme des NF-Messstromes auch gleichzeitig die ungestörte Ausbreitung der TEM-Welle in der radialen Wellenleitung gewährleisten.

Abb. 4.4-21 zeigt die endgültige Anordnung der Elektroden im Probengefäß. Die Elektrodenplatten befinden sich auf gleicher Höhe wie die Innenflächen der oberen und unteren Platten der radialen Wellenleitung. Dort, wo durch die Konusform des Inserts bedingt eine größere Lücke zwischen Wellenleitungswand und oberer Elektrode entsteht, sorgt ein metallischer Abschirmring für eine Reduzierung dieser Lücke, um die Störung des elektromagnetischen Feldes der TEM-Welle zu minimieren. Am Boden des Probengefäßes befindet sich die Gegenelektrode. Der Anschlusskontakt der Gegenelektrode wird durch den Metallring nach oben aus dem Probengefäß herausgeführt. Die Gegenelektrode muss dabei nicht zwangsläufig isoliert zum Metallring ausgeführt sein. Durch den zur Polarisation des elektrischen Feldes parallelen metallischen Stab der Gegenelektrode wird das elektrische Feld gestört. Es wird jedoch später gezeigt, dass diese Störung sehr gering ist. Ein Herausführen des elektrischen Anschlusses der Gegenelektrode durch den Boden des Probengefäßes und ein eventuelles Rückführen des Messsignals über die Wellenleitungswand zum Messwertaufnahme-System würde eine Störung der Feldverteilung im Probengefäß vermeiden. Diese Ausführung könnte aber neben Dichtigkeitsproblemen insbesondere auch durch die vorliegende Atmosphäre im Inkubator zu nicht eindeutig definierten elektrischen Kontakten führen und in einem - über die gesamte Versuchsdauer gesehen - nicht konstanten Messstrom resultieren.

Da aufgrund der Wandstärke des Probengefäßes und des Inserts keine ununterbrochene Metallfläche erzeugt werden kann, wird das Probengefäß durch einen metallischen Deckel, der in die obere Wellenleitungswand eingeschraubt wird, HF-dicht verschlossen (s. Abb. 4.4-22). Die untere Elektrode besitzt elektrischen Kontakt zum Deckel und somit auch zu den Wellenleitungswänden. Die obere Elektrode wird dagegen mit Hilfe eines Durchgangsfilters, der im Frequenzbereich um 2 GHz eine Dämpfung von 60 dB besitzt, isoliert nach außen geführt. Das Messsignal wird an der SMB-Gehäusebuchse abgegriffen.

Abb. 4.4-23 zeigt das numerisch berechnete Strömungsfeld durch die Zellschicht des BBB-Modells. Trotz des die Symmetrie störenden Metallstabs der unteren Elektrode stellt sich eine gleichmäßige Stromdichte durch die Zellschicht ein. Im Zentrum der Schicht ist die Stromdichte senkrecht zu dieser gerichtet, am Rand treten auch geringe Stromdichtekomponenten parallel zur Zellschicht auf. Für die Berechnung wurden die Potentiale für die obere und untere Elektrode unterschiedlich gewählt; außerdem wurde angenommen, dass sich der Abschirmring und die untere Elektrode auf gleichem Potential befinden.

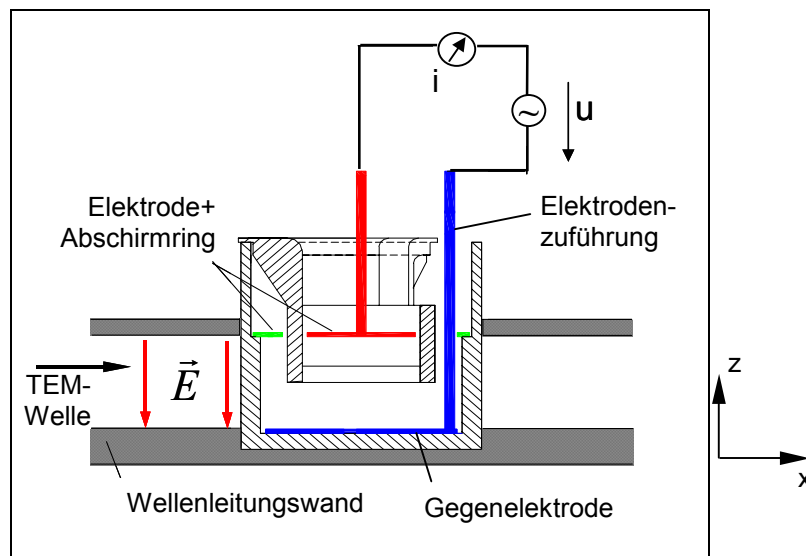


Abb. 4.4-21: Anordnung der Messelektroden (rot und blau) im Probengefäß.
 Die Messelektroden werden zur Messung des Stroms durch die Membran und gleichzeitig zur Wellenführung der Grundwelle in der radialen Wellenleitung genutzt. Der Abschirmring (grün) reduziert die Lücke zwischen Wellenleitungswand und oberer Plattenelektrode.

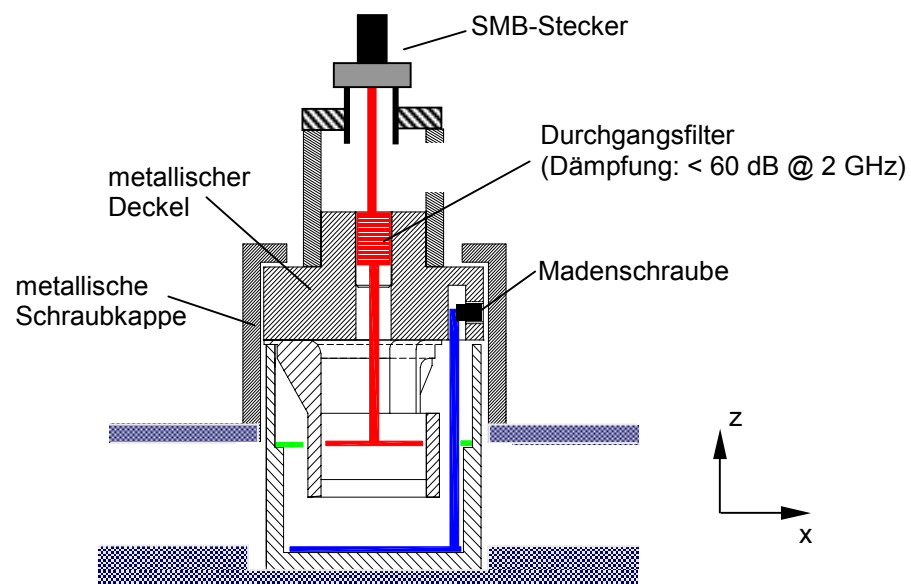


Abb. 4.4-22: Metallischer Deckel zum Verschluss der Wellenleitungsöffnung.
 Das Durchgangsfilter trennt das HF-Expositionssignal vom NF-Messsignal ab.
 Über eine SMB-Gehäusebuchse wird der Messstrom abgegriffen.

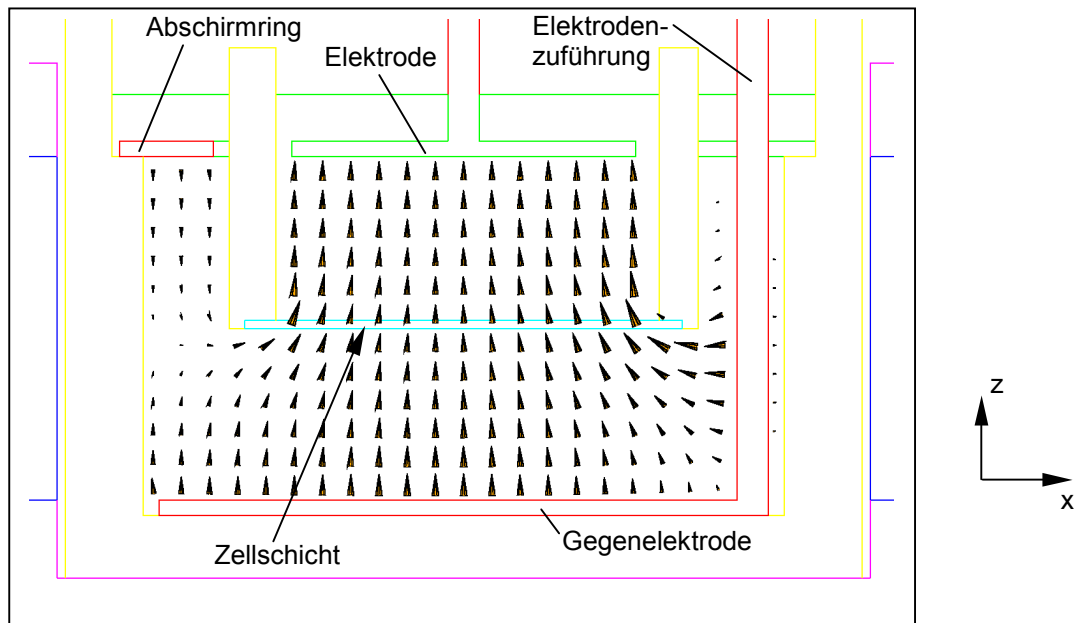


Abb. 4.4-23: Numerisch berechnetes, vom Elektrodensystem erzeugtes Strömungsfeld durch das BBB-Modell.

4.4.2.2. Aufbau des Expositionssystems

Das Schema der Expositionsanlage ist in Abb. 4.4-24 dargestellt.

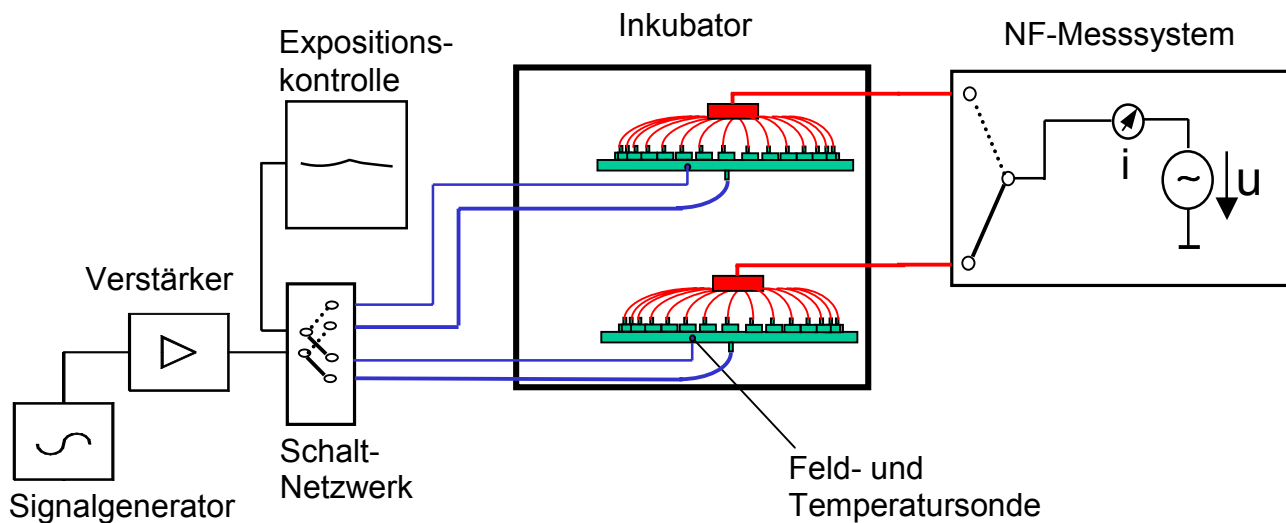


Abb. 4.4-24: Schema der Expositionseinrichtung für Untersuchungen an einem ‚in-vitro‘-Modell der Blut-Hirn-Schranke

Die radialen Wellenleitungen für die Exposition und für die Scheinexposition sind im gleichen Inkubator untergebracht. Die Anschlüsse für die in die Probengefäße eingebauten Elektrodensysteme werden nach oben aus der Wellenleitung herausgeführt und dann an das NF-Messsystem angeschlossen. Über ein Schaltnetzwerk, welches eine beliebige Wahl der für die Exposition benutzten Leitung zulässt, wird das leistungsverstärkte HF-Signal („generisches UMTS-Testsignal“, s. Abschnitt 4.2.3.2) in die Wellenleitung eingespeist. Zusätzlich stellt das Schaltnetzwerk die Verbindung zu dem in die gespeiste Wellenleitung eingesetzten Feldsensor her, mit dessen Hilfe die Stabilität der Exposition über die gesamte Dauer eines Experiments kontrolliert wird. Neben der Feldstärke wird zusätzlich in beiden Expositions-kammern in je einem Probengefäß auch die Temperatur während des Experiments aufgezeichnet.

Aufgrund des zur Verfügung stehenden Raums im Inkubator beträgt der maximale Durchmesser der radialen Wellenleitung 400 mm. Da mit Probengefäßen von ca. 24 mm Durchmesser gearbeitet werden soll, kann die Wellenleitung für die gleichzeitige Exposition von 30 Proben ausgelegt werden. Abb. 4.4-25 zeigt eine maßstäbliche Darstellung der Draufsicht der radialen Wellenleitung und eines Schnitts durch das in die Wellenleitung eingesetzte Probengefäß. Die Leistungseinspeisung ist aufgrund der hier vorliegenden Geometrie nicht allzu problematisch. Zwar ist die optimale Anpassung des Speisekabels an eine sehr flache Leitung (Plattenabstand $h = 11$ mm) nicht einfach zu realisieren; es kann aber aufgrund dieses Plattenabstandes schon bei einer geringen eingespeisten Leistung ein hoher Feldstärkewert erzielt werden. Die radiale Wellenleitung wird mit einem flachen, schmalbandigen Ringabsorber abgeschlossen.

Abb. 4.4-26 zeigt eine der realisierten radialen Wellenleitungen. Der Tefloneinsatz dient zur Fixierung der Probengefäße und soll gleichzeitig das freie Leitungsvolumen reduzieren, in dem sich Verunreinigungen bilden könnten. Abb. 4.4-27 zeigt das gesamte Expositionssystem nach der Installation im Labor.

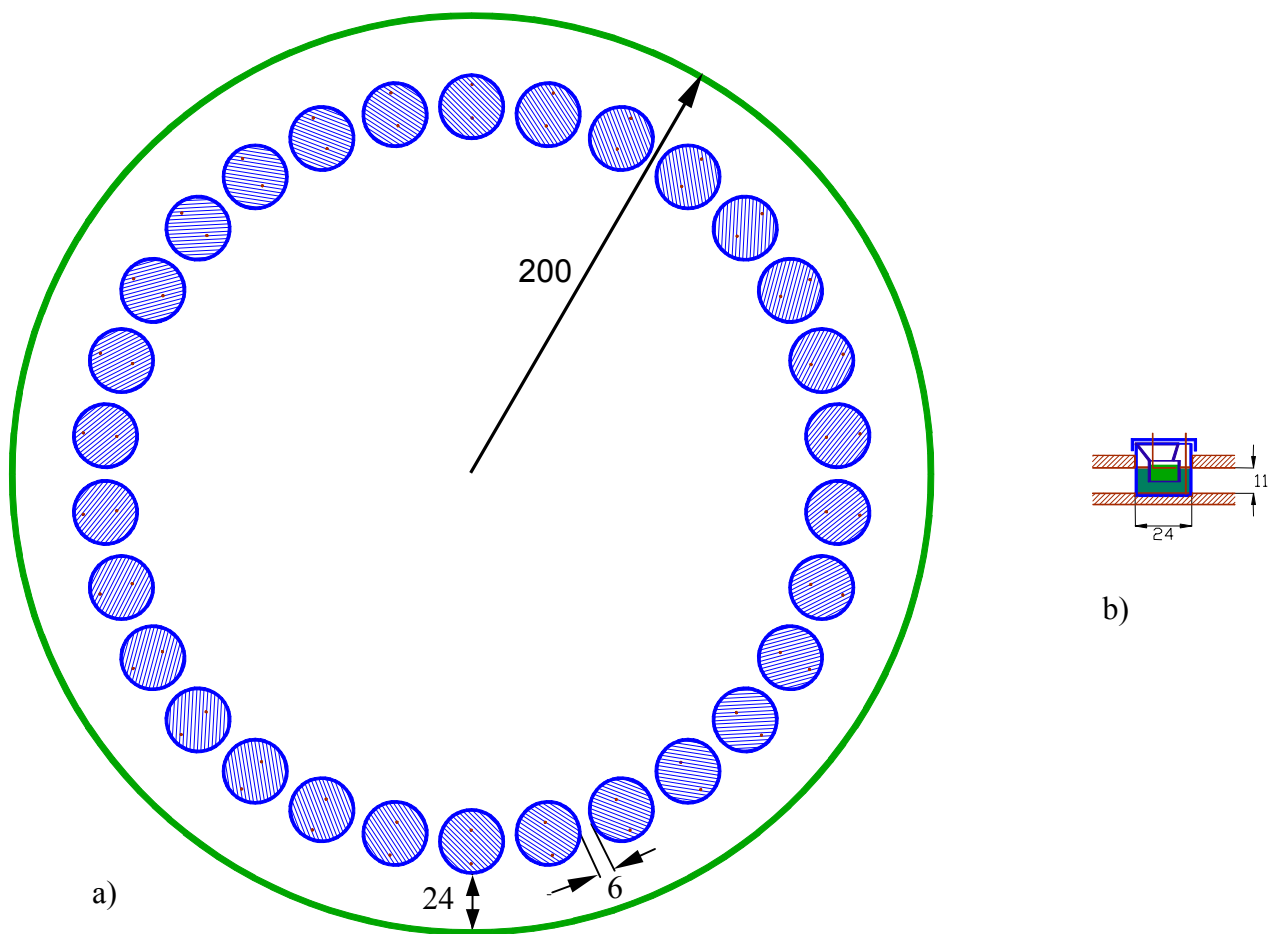
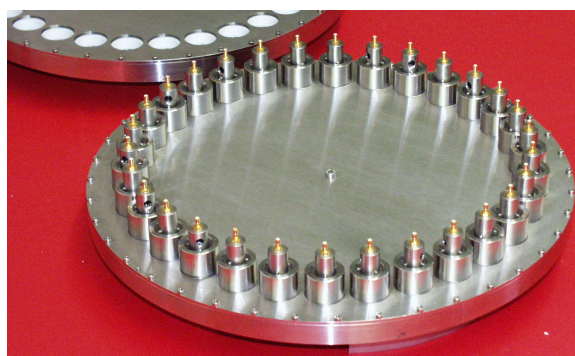
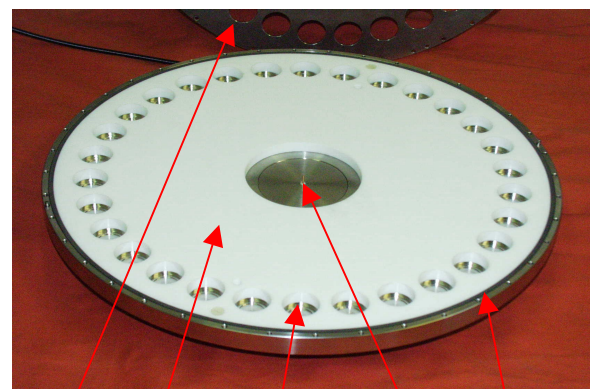


Abb. 4.4-25: Maßstäbliche Darstellung
 a) der Draufsicht der radialen Wellenleitung für 30 Proben und
 b) eines Schnitts durch das Probengefäß in der Wellenleitung.
 (Maße in mm)



a)



b)

Abb. 4.4-26:
 a) Mit Probenhaltern bestückte Expositionseinrichtung
 b) Realisierte radiale Wellenleitung für 30 Proben (obere Platte entfernt)

Deckel
 Aufnahme für Probengefäß
 HF-Einspeisung
 Teflon-Einsatz
 Absorber



Abb. 4.4-27: Versuchsaufbau mit Inkubator, 2 Wellenleitungen, Signalgenerator und Verstärker

4.4.2.3. Dosimetrie

Die gemessene Variation der elektrischen Feldstärke ist für beide Leitungen in Abb. 4.4-28 dargestellt. Das Feld am Probenort schwankt in den leeren Leitungen um weniger als $\pm 7\%$. Abb. 4.4-29 zeigt die numerisch berechnete normierte Feldverteilung mit Probengefäß in einem Schnitt bei $y = 0$.

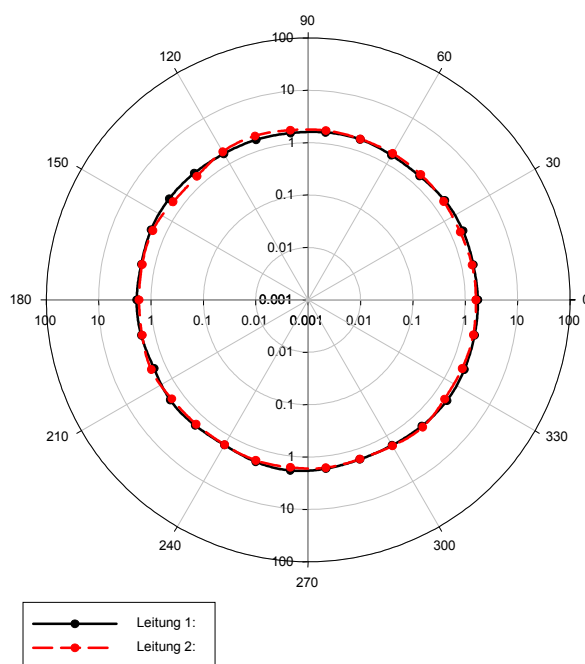


Abb. 4.4-28: Messergebnisse für die elektrische Feldstärke am Ort der Probengefäße

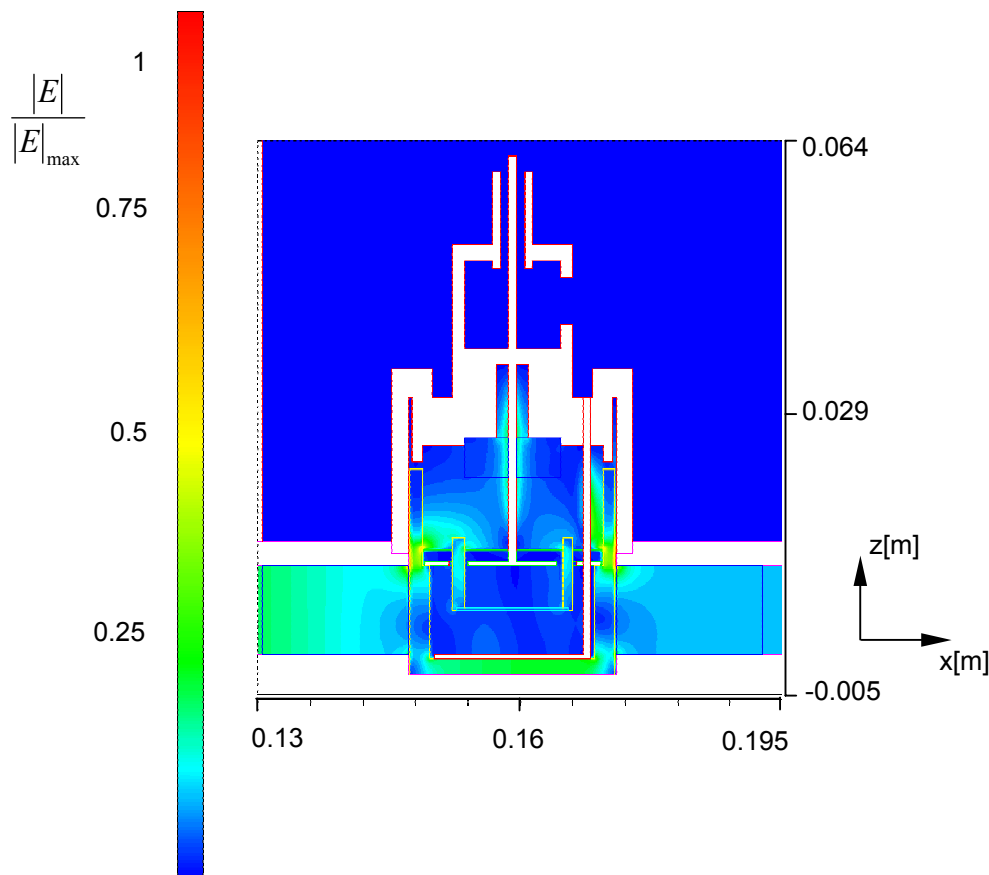


Abb. 4.4-29: Numerisch berechnete normierte Feldverteilung in der radialen Wellenleitung mit Probengefäß und Elektrodensystem ($y = 0$)

Abb. 4.4-30 gibt die Verteilung der elektrischen Feldstärke über der BBB-Zellschicht bei einer Frequenz von 1.966 GHz und für eine in die radiale Wellenleitung eingespeiste Leistung von 1.5 W wieder. Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Feldstärke in der Zellschicht

unter Berücksichtigung des kompletten Aufbaus beträgt $\frac{|E|_{\max}}{|E|_{\min}} \approx 6$ und ist somit im Vergleich

zur Variation aus Abb. 4.4-13 trotz der Elektrodenzuführung kleiner. Die räumliche Variation des Feldes ist somit nahezu ausschließlich auf die zylindrische Form des Probengefäßes bzw. auf die Struktur des biologischen Objektes zurückzuführen und somit physikalisch unvermeidbar und deutet nicht etwa auf eine mangelnde Homogenität des durch die Wellenleitung mit Elektrodensystem erzeugten Expositionsfeldes hin. Im Mittel stellt sich ein Spitzenwert der Feldstärke über der Zellschicht von 34 V/m bei einer Standardabweichung von 40% ein. Dabei erhält man für ein mit 3,5 ml Nährlösung gefülltes Probengefäß eine mittlere spezifische Absorptionsrate von 1,64 W/kg. Durch Temperaturmessungen wurde kontrolliert, dass bei dieser HF-Exposition der vorgegebene Sollwert von $37\text{ }^{\circ}\text{C}^{\pm 0,5^{\circ}\text{C}}$ eingehalten wird.

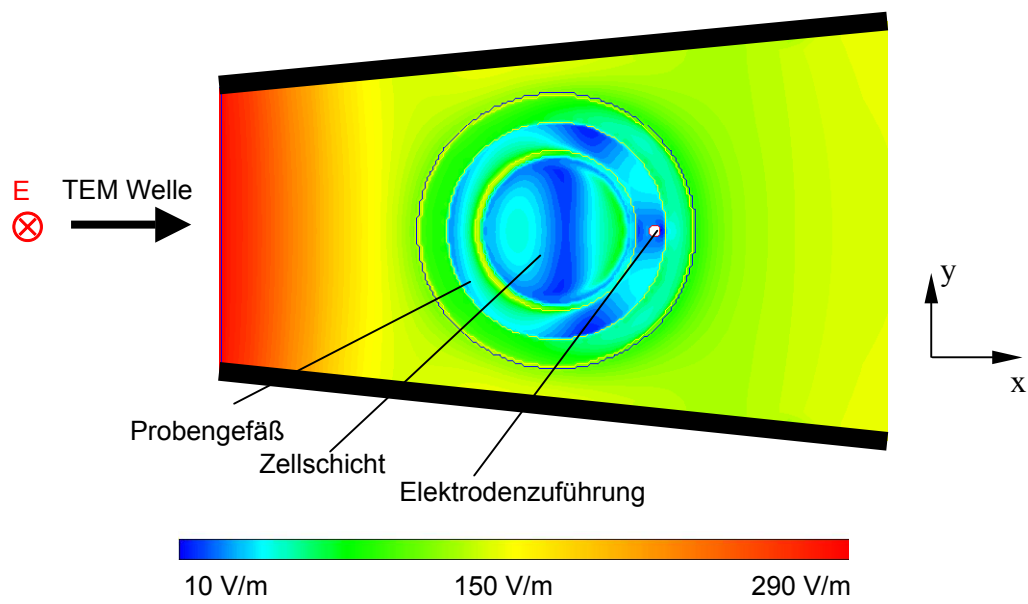


Abb. 4.4-30: Verlauf der elektrischen Feldstärke in der Ebene der Zellschicht

4.5. Expositions-Systeme für ‚in-vivo‘-Experimente

4.5.1. Anforderungen an Expositions-Systeme für ‚in-vivo‘-Experimente

An die Exposition von lebenden Tieren müssen spezielle Anforderungen gestellt werden. So muss bei Experimenten, in denen die Tiere über lange Zeit dem Feld ausgesetzt werden, die Versorgung mit Futter und Wasser ermöglicht werden. Zudem ist die ausreichende Belüftung und Beleuchtung der Tiere zu garantieren. Die Expositionsanlage sollte auch die Behandlung der Tiere unter üblichen Haltungsbedingungen ermöglichen und einen schnellen und einfachen Zugang für das Personal zu den Tieren bieten. Alle Anforderungen bezüglich der Hygiene müssen erfüllt werden.

4.5.1.1. Biologisches Design

Bei der Exposition von Nagetieren (Ratten, Hamstern, Mäusen) gibt es zwei grundlegende Ansätze für das biologische Design: Zum einen die Immobilisierung der Versuchstiere während der Expositionsdauer und zum anderen die Exposition in ihrer gewohnten Käfigumgebung. Beide Konzepte ermöglichen eine reproduzierbare Exposition der Tiere, haben aber unterschiedliche Auswirkungen auf die biologische und technische Versuchsdurchführung. Des Weiteren unterscheiden sie sich hinsichtlich der Expositionsdauer, der Variation der Ganzkörper-SAR und der Effizienz bezüglich der aufzuwendenden HF-Leistung deutlich voneinander. Dies wird unter der Voraussetzung eines stabilen und homogenen Expositionsfeldes in den folgenden Abschnitten diskutiert.

4.5.1.1.1. *Immobilisierte Tiere*

Zur Vermeidung einer haltungsabhängigen Variation der Absorption in den Tieren werden diese häufig in Plastikröhren fixiert. Ein Luftstrom am Ende der Röhre sorgt für ein möglichst ruhiges Verhalten mit gleichbleibender Ausrichtung der Schnauze zum Ende der Röhren hin. Da sich insbesondere Ratten gerne in engen Röhren oder Käfigbereichen aufhalten, so z.B. unter der Futterraufe, steht diese Vorgehensweise zunächst nicht im Gegensatz zur typischen Verhaltensweise der Tiere. Ein "Anlernen" dieser Haltungsbedingungen während der Versuche ist daher bei Ratten möglich, bei Mäusen allerdings eher fraglich. An ein Fixieren von Hamstern in Röhren ist aufgrund ihrer hohen Beweglichkeit und Flexibilität überhaupt nicht zu denken.

Bei zeitgleicher Exposition mehrerer Tiere können die Röhren symmetrisch um eine zentrale Antenne angeordnet werden. Die Ausrichtung der Röhren zum einfallenden HF-Feld kann dabei je nach Bedarf gewählt werden, so z.B. um eine effiziente Exposition bestimmter Körperregionen zu ermöglichen, wie bei Untersuchungen am Gehirn [Burkhard et. al. 1997], oder um bei Ganzkörper-Exposition eine maximale Einkopplung in die Tiere zu erreichen [Balzano et. al. 2000]. Aufgrund der fixierten Position ist die lokale SAR-Verteilung während der Exposition zeitlich im Wesentlichen konstant, und die SAR-Variation ist nur durch die Unterschiede im individuellen Körperbau der Tiere und durch eventuelle Unsymmetrien des Expositionsfeldes bedingt. Da die Tiere aber nur wenige Stunden pro Tag immobilisiert werden dürfen, ist dadurch auch die Expositionszeit begrenzt, so dass bei zu wiederholender Exposition die Tiere jeweils aus ihren Käfigen entnommen, dann in die Röhren und nach der Behandlung wieder zurück in den Käfig gesetzt werden müssen, was einen erheblichen personellen und zeitlichen Aufwand mit sich bringt. Diese Vorgehensweise wird bei einigen Biologen

und Tierärzten aber auch deshalb kritisch beurteilt, weil das Fixieren und oftmalige Umsetzen zu einem erhöhten Stress für die Versuchstiere führt [Retana-Marquez et.al. 2003, Singh et.al. 2001], was sich im ungünstigsten Fall auf den zu untersuchenden biologischen Endpunkt auswirken kann. Da fixierte Tiere nur stundenweise und nicht dauerhaft während des gesamten Versuches exponiert werden können, wird die so simulierte Expositionssituation zuweilen mit der des Nutzers eines mobilen Endgerätes verglichen.

4.5.1.1.2. *Frei laufende Tiere / Exposition in Käfigen*

Da viele Wissenschaftler, wie oben erwähnt, Experimente mit fixierten Tieren wegen der den gesuchten möglichen Effekten überlagerten Stressauswirkungen ablehnen, kommen häufig nur Versuche mit frei beweglichen Tieren in Betracht, auch wenn eine definierte Teilkörper-Exposition damit nicht möglich ist, weil sich je nach Orientierung eines Tieres zum Expositionsfeld die SAR-Verteilung in dessen Körper ändert. Für Langzeitversuche mit einer Exposition ohne zeitliche Beschränkung müssen die Versuchstiere ohnehin in ihrer gewohnten Käfigumgebung gehalten werden. Dabei werden oft auch Gruppen von mehreren Tieren in einem Käfig untergebracht. Daraus resultiert eine zusätzliche Variation der Ganzkörper-SAR, die von der Position und Körperhaltung des Tieres bzw. der im gleichen Käfig befindlichen Nachbartiere abhängig ist. Die Bestimmung der Exposition bei mehreren frei laufenden Tieren ist aufgrund ihrer mehr oder weniger zufälligen Anordnung deutlich aufwändiger im Vergleich zur Dosimetrie für immobilisierte Versuchstiere.

Für das Versuchsdesign mit frei laufenden Tieren kommen eigentlich nur zwei grundlegende Expositionsaufbauten in Betracht. Zum einen ist dies eine so genannte "offene" Expositionsanlage, bei der in einem allseitig mit absorbierenden Belägen ausgekleideten Raum die Käfige in einem Array vor einer Antenne platziert werden. Diese Anordnungen benötigen viel Platz, sind teuer aufgrund der benötigten Abschirmmaßnahmen und des Absorbermaterials und ineffizient, da die Leistung nicht nur gezielt auf das Käfigarray abgestrahlt wird, sondern auch ein erheblicher Anteil in den Wänden absorbiert wird. Insbesondere kann bei einer größeren Anzahl von Käfigen aufgrund der realen Richtcharakteristiken herkömmlicher Antennen und der verbleibenden Reflexionen an den Absorberwänden keine homogene Feldverteilung über das gesamte Käfigarray erzeugt werden. Ein weiterer Nachteil ist, dass diese Expositionseinrichtungen aufgrund ihrer Abmessungen nicht vollständig mit numerischen Methoden zur Feldberechnung zu analysieren sind. Somit kann die Absorption in den Tieren nur an Teilmodellen durchgeführt werden. Zusätzlich zu den so erhaltenen Ergebnissen muss noch die Variation durch die inhomogene Feldverteilung an den Orten der einzelnen Käfige aufgeschlagen werden.

Das zweite Konzept sieht die Exposition der Tiere in ihren Käfigen in einer radialen Wellenleitung mit deren Grundwelle vor. Wie in Abschnitt 4.3.2 erwähnt, stellt die radiale Wellenleitung ein elektromagnetisch abgeschirmtes System dar und kann unter Ausnutzung ihrer Symmetrieeigenschaften vollständig analysiert werden.

Das Expositions-Design mit in Käfigen gehaltenen Tieren ist aufgrund der unbegrenzten Expositionsdauer besonders zur Aufdeckung möglicher Effekte von elektromagnetischen Feldern geeignet, die gemäß den unterschiedlichen Mobilfunkstandards moduliert sind. Des Weiteren entsteht hier keine Abweichung von der herkömmlichen Haltung der Tiere, da ein Umsetzen, z.B. zwischen Röhren und Käfigen, nicht notwendig ist. Dass die durch das biologische Design implizierte positions- und haltungsabhängige SAR-Variation in den Tieren minimiert werden kann, soll im Folgenden gezeigt werden.

4.5.1.2. SAR-Variation bei Exposition von in Käfigen gehaltenen Tieren und von immobilisierten Tieren

Da in den meisten aktuellen Studien die Aufdeckung bisher unbekannter Wirkungsmechanismen im Vordergrund steht, ist eine Exposition über die gesamte Versuchsdauer bei einer konstanten Dosis sinnvoll. Dies schließt die Versuchsdurchführung mit immobilisierten Tieren aus, weil sich aufgrund der beschränkten Expositionszeit, bezogen auf die gesamte Versuchsdauer, eine äußerst niedrige Dosis mit einer hohen Standardabweichung einstellt. So erhält man bei einer Exposition mit einem Ganzkörper-SAR von $SAR_{wb,Expo}$ und einer Expositionszeit t_{Expo} von nur wenigen Stunden pro Tag ($t_{Expo} = 2 \dots 5 \text{ h/d}$) letztendlich einen über 24

Stunden gemittelten SAR-Wert von $\overline{SAR}_{wb} = \frac{t_{Expo} [h/d]}{24} SAR_{wb,Expo}$. Unter der idealisierten

Annahme, dass während der Exposition die spezifische Absorptionsrate $SAR_{wb,Expo}$ konstant ist, beträgt für eine Expositionsdauer von $t_{Expo} = 5 \text{ h/d}$ die Standardabweichung $\sigma_{SAR} \approx 200\%$. Das Verhältnis von maximaler zu minimaler Exposition ist sogar unendlich groß.

Dagegen weist das Konzept von in Käfigen exponierten Tieren trotz der vorliegenden haltungsabhängigen Variation der SAR eine wesentlich geringere Standardabweichung auf als das Konzept mit immobilisierten Tieren.

Bei der Exposition eines einzelnen Tieres ist die Variation der Ganzkörper-SAR bestimmt durch seine unterschiedlichen Körperhaltungen und Aufenthaltsorte im Käfig und durch die damit verbundene veränderliche Orientierung bezüglich der Ausbreitungsrichtung und Polarisation der einfallenden Welle. Durch ein im Käfigvolumen möglichst homogenes Expositionsfeld kann der Beitrag zur SAR-Variation, der durch die verschiedenen möglichen Positionen des Tieres in seinem Käfig hervorgerufen wird, minimiert werden. Wird eine Gruppe von mehreren Tieren pro Käfig exponiert, so bestimmen Orientierung und Position aller Tiere die SAR-Variation, d.h. die SAR in jedem einzelnen Tier variiert zusätzlich, weil die Feldverteilung am Ort des Tieres durch die Streufelder der benachbarten Tiere beeinflusst wird. Die letztgenannten Beiträge sind durch das biologische Design mit freilaufenden Tieren vorgegeben und können grundsätzlich nicht vermieden werden. Ein Beispiel für ein stark inhomogenes und nicht stabiles Expositionsfeld und dessen Auswirkung auf die SAR-Variation ist in [Repacholi et. al. 1997] gegeben.

Eine Abschätzung der Ganzkörper-SAR-Variation bei nicht fixierten Tieren wurde in [Bitz 2000a] durchgeführt. Dabei wurde die Absorption in einfachen Modellen für Hamster (Ellipsoide mit einer Länge von 7 cm und einem Durchmesser von 4 cm, gefüllt mit Muskelgewebe) für verschiedene Anordnungen und Orientierungen zur Polarisation des einfallenden Feldes berechnet, und zwar im freien Raum bei Einfall einer homogenen ebenen Welle (HEW) sowie in der mit der Grundwelle angeregten radialen Wellenleitung ($h = 14 \text{ cm}$). Die verwendeten Anordnungen für einzelne und in Gruppen gehaltene Tiere sind in den Abbn. 4.5-1 und 4.5-2 dargestellt. Abb. 4.5-3 zeigt die auf die jeweiligen Mittelwerte normierten Standardabweichungen der spezifischen Absorptionsrate für 900 MHz und 1800 MHz.

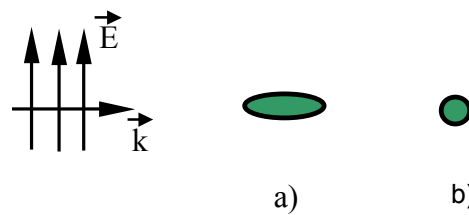


Abb. 4.5-1: Ausrichtung der als Tiermodell verwendeten Ellipsoide zur einfallenden Welle: Längsachse senkrecht zur Polarisation der elektrischen Feldstärke und
 a) parallel zur Ausbreitungsrichtung
 b) senkrecht zur Ausbreitungsrichtung

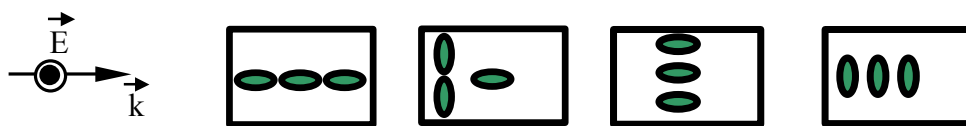


Abb. 4.5-2: Gruppierungen für die Berechnung der Ganzkörper-SAR-Variation

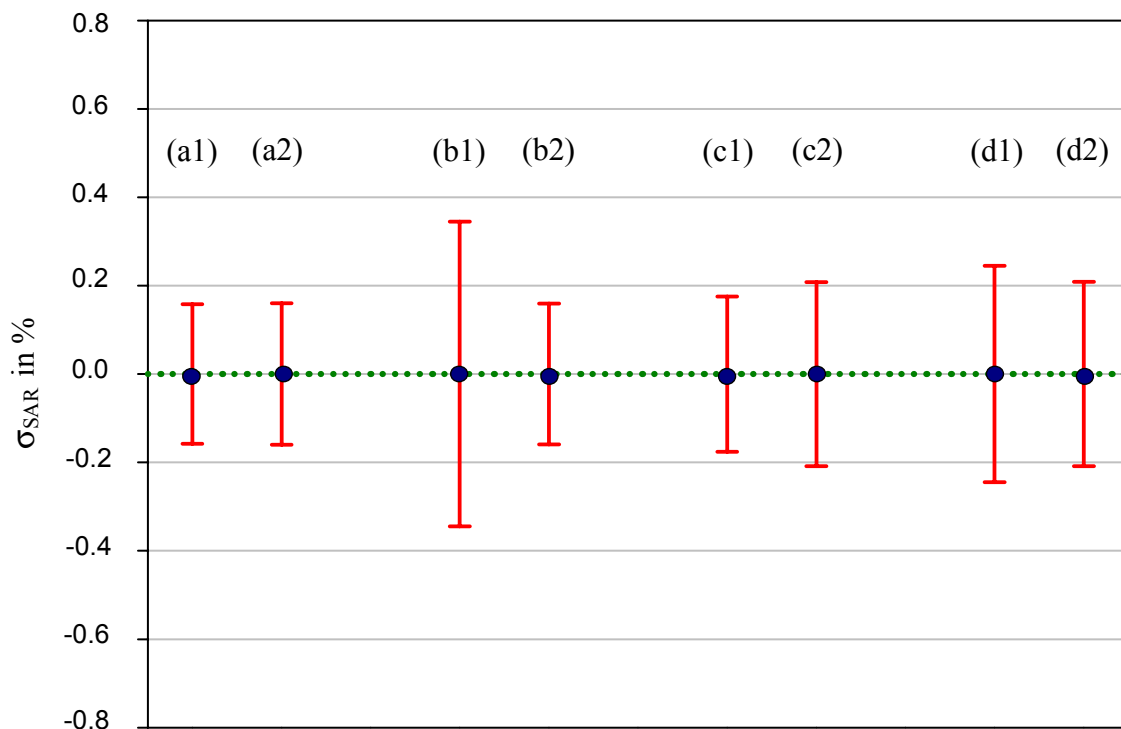


Abb. 4.5-3: Standardabweichung der Ganzkörper-SAR bei 900 MHz (1) und 1,8 GHz (2) für
 a) ein Tier mit unterschiedlichen Orientierungen zur einfallenden HEW (vgl. Abb. 4.5-1)
 b) ein Tier mit unterschiedlichen Orientierungen (vgl. Abb. 4.5-1) zum einfallenden TEM-Wellentyp in einer radialen Wellenleitung (Plattenabstand 14 cm)
 c) drei Tiere in vier unterschiedlichen Gruppierungen (vgl. Abb. 4.5-2) im Feld einer HEW
 d) drei Tiere in vier unterschiedlichen Gruppierungen (vgl. Abb. 4.5-2) in einer radialen Wellenleitung

Die Erhöhung der SAR-Variation bei 900 MHz für drei Hamster in einem Käfig ist im freien Raum nur gering im Vergleich zur Exposition nur eines Hamsters. Derselbe Vergleich in der radialen Wellenleitung zeigt, dass die Variation für drei Hamster mit 25% sogar geringer ausfällt als für einen Hamster mit 35%. Dies kann durch das im Vergleich zum freien Raum diskrete Modenspektrum in der radialen Wellenleitung erklärt werden, wodurch sich die an den Tieren erzeugten Streufelder in den beiden Umgebungen unterschiedlich ausbreiten. Bei 1,8 GHz verhält sich die Standardabweichung im freien Raum wie auch in der radialen Wellenleitung für einen und drei Hamster nahezu gleich; sie beträgt maximal 22%. Diese geringe Variation tritt auf, obwohl für die Frequenz von 1,8 GHz und den Plattenabstand von $h = 14$ cm höhere Wellentypen durch die Tiere angeregt werden können.

Es kann also gezeigt werden, dass die über die gesamte Versuchsdauer bzw. über 24 Stunden gemittelte Ganzkörper-SAR-Variation für Versuche mit in Käfigen gehaltenen Tieren deutlich geringer ist als mit fixierten Tieren. Des Weiteren zeigt sich auch, dass aufgrund des niedrigen Mittelwertes der Ganzkörper-SAR für fixierte Tiere die Exposition von Tieren in Käfigen die weitaus effizientere Vorgehensweise darstellt. Zudem stellen Variationen in der Größenordnung von um die 40% keine Schwächung der Aussagekraft der Versuchsergebnisse dar, da die Schwankungsbreiten in den zu untersuchenden biologischen Parametern meist weitaus größer sind.

4.5.1.3. Generierung eines homogenen Expositionsfeldes

In diesem Abschnitt wird die Erzeugung eines homogenen Expositionsfeldes vorerst nur in der homogen gefüllten Wellenleitung, d.h. ohne Tiere, betrachtet. Wie weiter oben erläutert, muss für die Minimierung der Ganzkörper-SAR ein möglichst homogenes Expositionsfeld gefordert werden. In der radialen Wellenleitung besitzt die transversal-elektromagnetische Welle (TEM-Welle) aufgrund ihrer konstanten Feldverteilung im Querschnitt die gewünschte Eigenschaft. Das Abklingen der elektrischen und magnetischen Feldstärken in radialer Richtung gemäß $|E| \sim H_0^{(2)}(k_\rho \rho)$ bzw. $|H| \sim H_0^{(2)'}(k_\rho \rho)$ (vgl. Gl. 4.3.22 und Gl. 4.3.24) ist, für den Radius am Anfang und Ende der Käfige ausgewertet, im Vergleich zur Feldvariation von höheren Wellentypen gemäß $\sin\left(\frac{\pi}{h}z\right)$ und $\cos\left(\frac{\pi}{h}z\right)$ vernachlässigbar. Die TEM-Welle ist für beliebige Plattenabstände h ausbreitungsfähig, ist aber bei rotationssymmetrischer Anregung und $h < \frac{\lambda}{2}$ in der luftgefüllten Wellenleitung der einzige ausbreitungsfähige Wellentyp.

Wie in Abschnitt 4.4 gezeigt, ist die gleichmäßige Exposition von vielen Objekten, die klein gegenüber der Wellenlänge sind, mit diesem Wellentyp auf einfache Weise möglich.

Oft muss aber aufgrund von Vorgaben, z.B. die durch den Tierschutz vorgeschriebene Käfighöhe, der Plattenabstand der radialen Wellenleitung größer als $\frac{\lambda}{2}$ (λ : Wellenlänge der höchsten Frequenz des Expositionssignals) gewählt werden. Daher können sich zusätzlich zur TEM-Welle höhere Wellentypen ausbreiten. Beispiele für die Überlagerungen von TEM-, TM_{01}^z - und TM_{02}^z -Welle sind in Abb. 4.5-4 dargestellt. TE_{0n}^z -Wellentypen werden hier nicht betrachtet, da diese eine horizontale Polarisation aufweisen und somit kaum bzw. nur äußerst schwach mit der TEM-Welle verkoppelt sind. Wie Abb. 4.5-4 zeigt, führt die Überlagerung mehrerer Wellentypen neben der erwarteten Variation der Feldstärke über die Höhe der Wellenleitung auch zu Feldschwankungen in Ausbreitungsrichtung der Welle, die deutlich von einer Abhängigkeit gemäß der Hankel-Funktionen abweicht. Zudem ist die resultierende

Feldverteilung von den komplexen Amplituden der Wellentypen und somit von ihrer Anregung abhängig. Für die Berechnung in Abb. 4.5-4 wurden für die Koeffizienten B_{00} , B_{01} und B_{02} gleiche Phasen gewählt und die Beträge so bestimmt, dass jeder Wellentyp eine Leistung von $P = 1$ W transportiert.

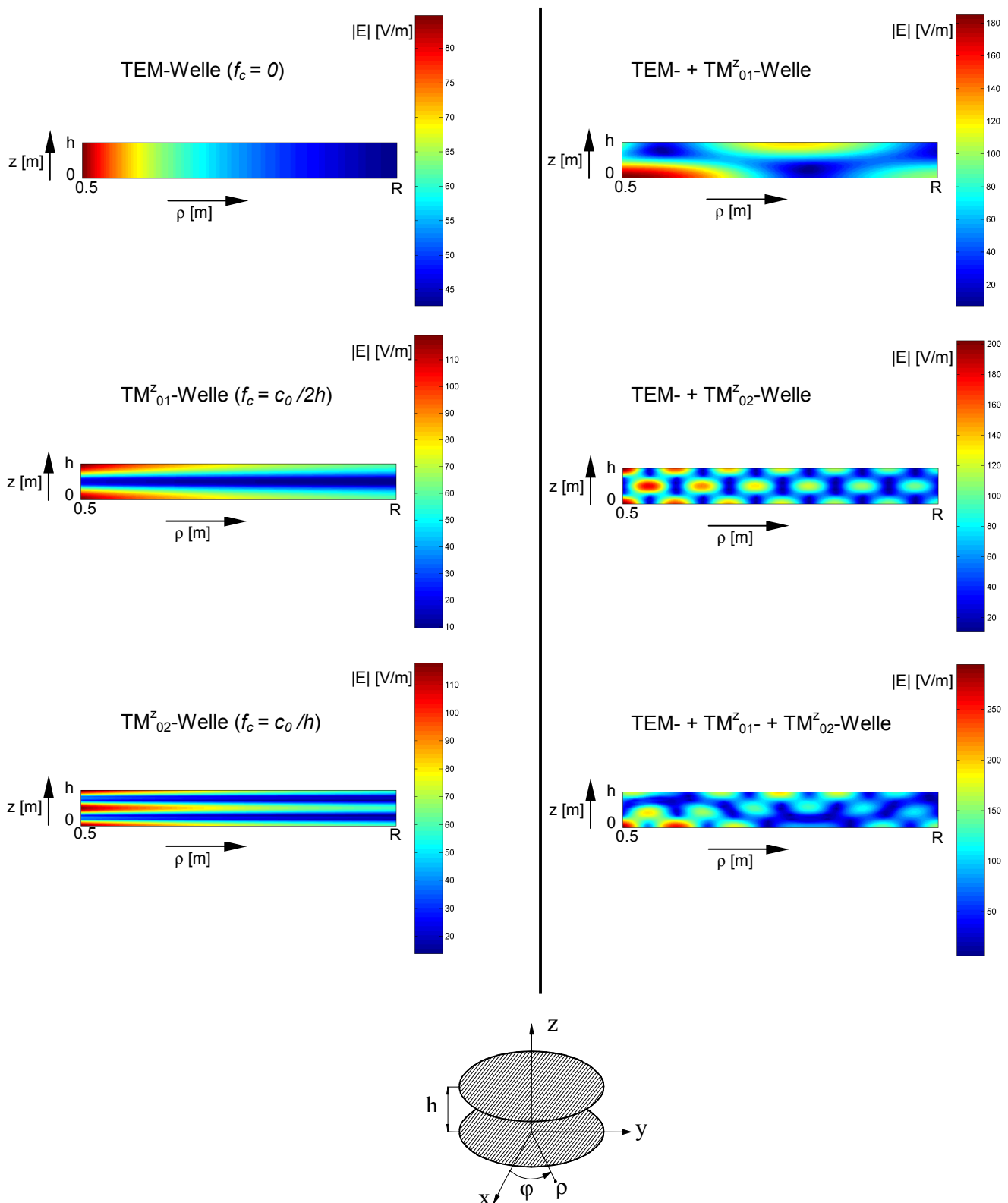


Abb. 4.5-4: Resultierende Feldverteilung bei der Überlagerung der TEM-, TM_{01}^z - und TM_{02}^z -Welle in einer radialen Wellenleitung mit $h = 17$ cm und $R = 2$ m in einem Schnitt bei $\varphi = \text{const.}$ und bei einer Frequenz von 2 GHz. Die Koeffizienten B_{00} , B_{01} und B_{02} besitzen gleiche Phase. Jeder Wellentyp transportiert eine Leistung von $P = 1$ W.

In [Bonasera 1988] wird ein Ansatz vorgeschlagen, der die Exposition von Ratten bei 435 MHz mit dem TE_{01}^z -Wellentyp der radialen Wellenleitung vorschlägt. Im Vergleich zur Anregung der TEM-Welle mit einer rotationssymmetrischen Konusantenne müssen für die gezielte Anregung dieses Wellentyps Antennen verwendet werden, die erst nach mehreren Optimierungsschritten eine akzeptable Rotationssymmetrie der Anregung aufweisen. Es kann zudem dabei nicht ausgeschlossen werden, dass weitere ausbreitungsfähige höhere Wellentypen angeregt werden, insbesondere dann, wenn das Verhältnis von Tiergröße zu Wellenlänge zunimmt. Der verwendete Wellentyp erfüllt also nicht die Forderung nach einem homogenen Expositionsfeld.

Um die Durchführung von Untersuchungen an Tieren auch in radialen Wellenleitungen mit Plattenabständen $h > \frac{\lambda}{2}$ unter definierten Expositionsbedingungen zu ermöglichen, müssen Maßnahmen ergriffen werden, die die Stabilität und somit die Eindeutigkeit des Expositionsfeldes erhalten.

Eine der wichtigsten Maßnahmen stellt dabei die Anregung des leeren Expositionsbereiches nur mit der Grundmode dar. Je nach Größe der zu exponierenden Tiere im Vergleich zur Wellenlänge können dann noch weitere Maßnahmen getroffen werden, die die durch Streuung an den Tieren eventuell angeregten höheren Wellentypen unterdrücken oder, wenn dies nicht möglich ist, ihre Ausbreitung in die Bereiche der Nachbarkäfige verhindern.

Im Folgenden werden die Gestaltung des inneren Wellenleiterbereiches in der Umgebung der Einspeisestelle und die Unterdrückung der von den Tieren angeregten höheren Wellentypen getrennt behandelt.

4.5.1.3.1. Einwellige Anregung des Expositionsbereiches

Voraussetzung für die Existenz unerwünschter höherer Wellentypen in einer mit $h > \frac{\lambda}{2}$ dimensionierten radialen Wellenleitung ist, dass diese auch angeregt werden. Dies kann typischerweise unmittelbar an der Einspeisestelle im Zentrum der Leitung oder auch an den Tieren geschehen. Letzteres ist abhängig von den Abmessungen der Tiere im Vergleich zur Wellenlänge und zum Plattenabstand sowie von der Anzahl der exponierten Tiere pro Käfig.

Für die Einspeisung der HF-Leistung wird eine Konusantenne im Zentrum der radialen Wellenleitung eingesetzt (s. Abb. 4.5-5). Es konnte in früheren Arbeiten [Streckert 1999] gezeigt werden, dass eine Anpassung von Speisesystem und Wellenleitung über den Winkel ϑ und den Abstand a zwischen Grundfläche des Kegels und gegenüberliegender Wellenleitungswand vorgenommen werden kann. Um zu vermeiden, dass durch die Konusantenne höhere Wellentypen angeregt werden, muss für den Plattenabstand in diesem Bereich $h_1 < \frac{\lambda}{2}$ gelten.

Die einfachste Möglichkeit, die Höhe der Wellenleitung auf das geforderte Maß von $h_2 > \frac{\lambda}{2}$ zu erhöhen, ist ein Sprung des Plattenabstandes an einem entsprechenden Radius ρ_s vor den Käfigen (s. Abb. 4.5-6). Der Sprung stellt dabei eine Diskontinuität der Wellenleitung dar, an

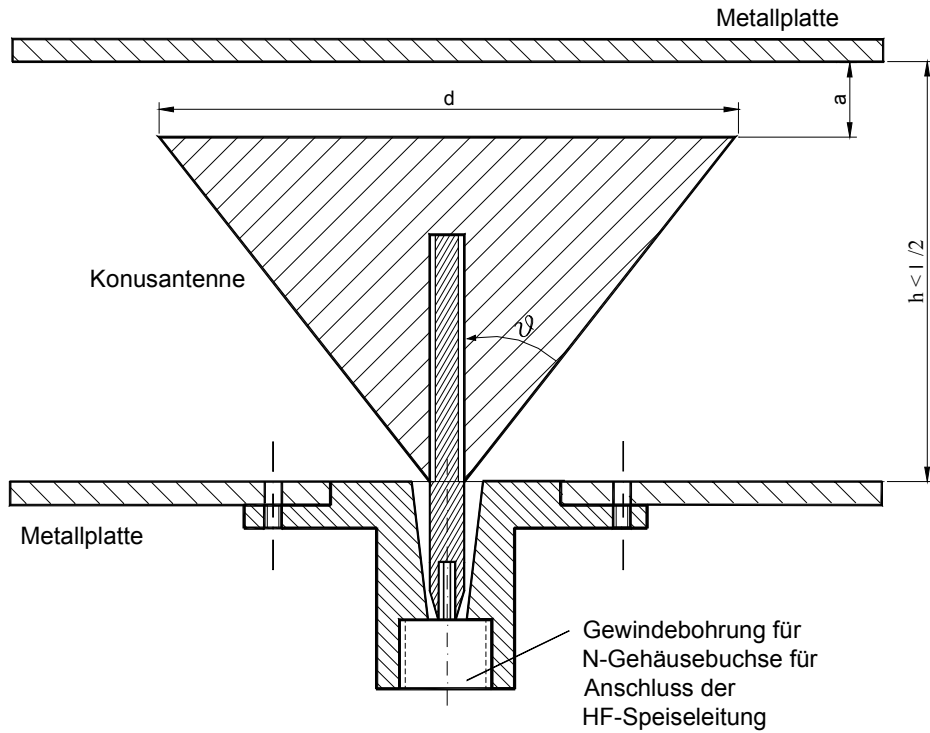


Abb. 4.5-5: Zeichnung der zentralen Konusantenne mit Anschlussflansch für das HF-Speisesystem

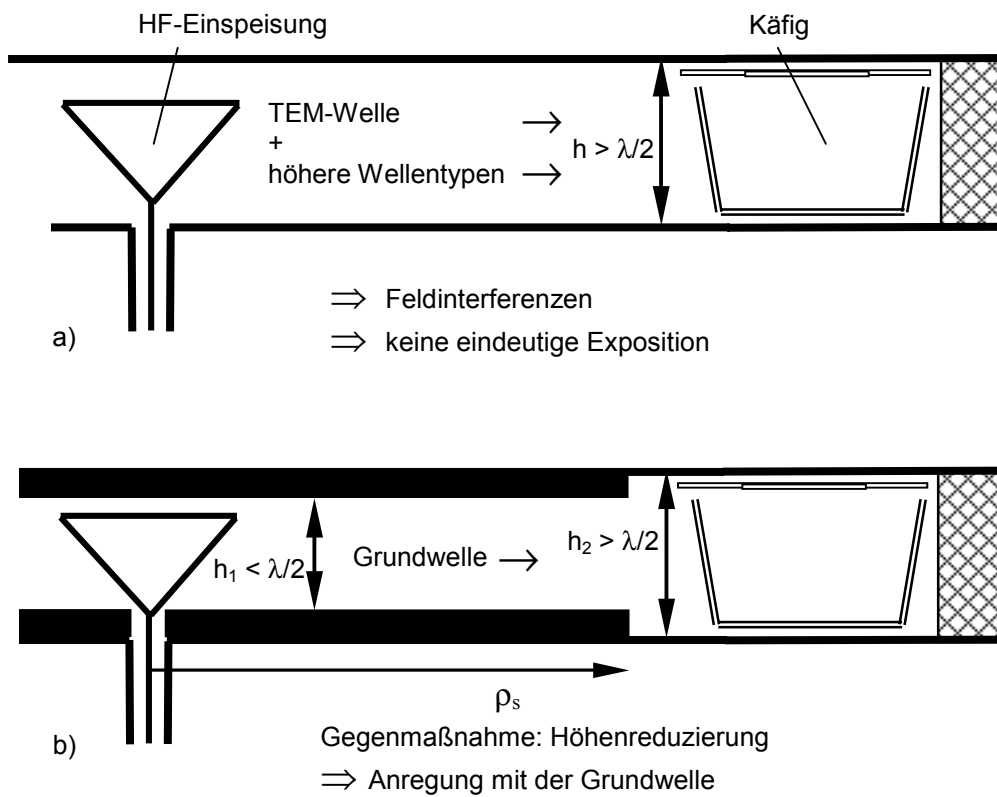
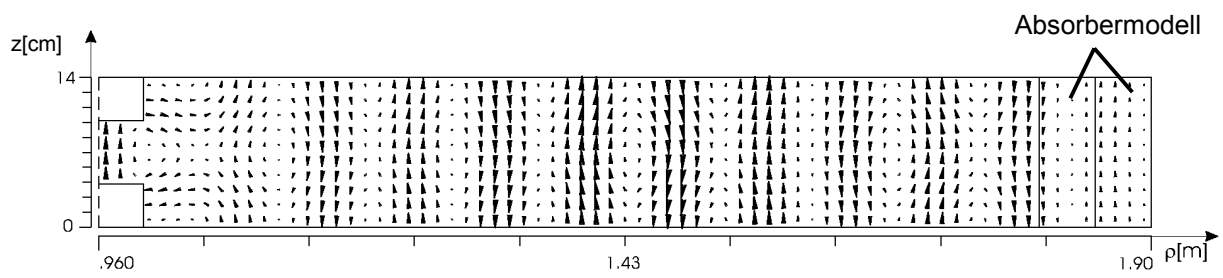
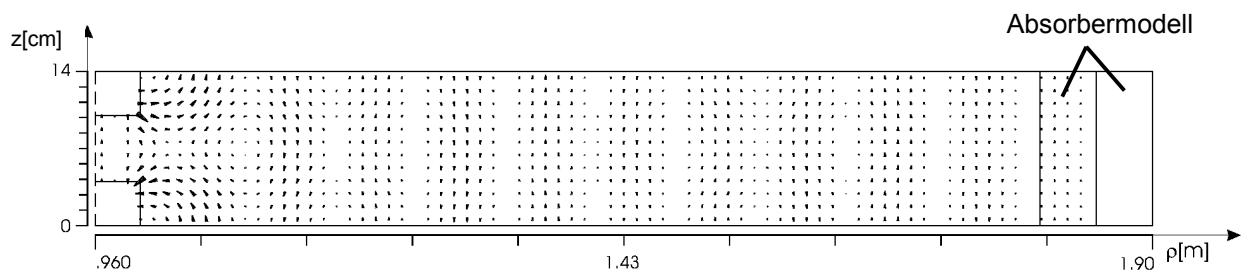


Abb. 4.5-6: Maßnahmen zur Vermeidung höherer Wellentypen in der radialen Wellenleitung
 a) Mehrwellige Leitung
 b) Einwellige Anregung des Expositionsbereichs

der prinzipiell wiederum höhere Wellentypen angeregt werden und sich dann in den Expositionsbereich ausbreiten können [Unger 1981]. In Abb. 4.5-7 sind der Real- und Imaginärteil der elektrischen Feldverteilung bei einer Frequenz von $f = 2 \text{ GHz}$ für einen sprunghaften Übergang von $h_1 = 6 \text{ cm} < \frac{\lambda}{2}$ auf $\frac{\lambda}{2} < h_2 = 14 \text{ cm} < \lambda$ dargestellt [Veliagic 2001]. In der Umgebung des Übergangs sind Störungen der Feldverteilungen zu erkennen, die auf die zu erfüllenden Randbedingungen an den senkrechten Wänden des Sprungs zurückzuführen sind. Diese Störungen führen aber nicht zur Anregung des ausbreitungsfähigen TM^z_{01} -Wellentyps.



a) Realteil der elektrischen Feldstärke $\Re\{\vec{E}\}$ in der Ebene $\varphi = 0$ ($\Re\{\vec{E}\}_{\max} = 157,5 \frac{\text{V}}{\text{m}}$)

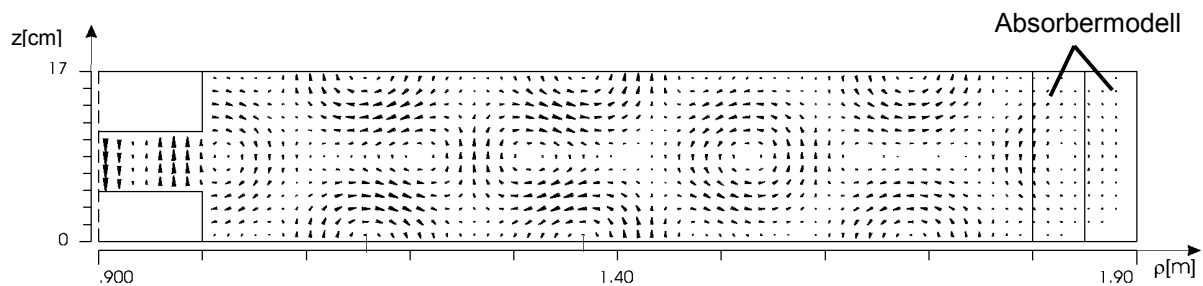


b) Imaginärteil der elektrischen Feldstärke $\Im\{\vec{E}\}$ in der Ebene $\varphi = 0$ ($\Im\{\vec{E}\}_{\max} = 327 \frac{\text{V}}{\text{m}}$)

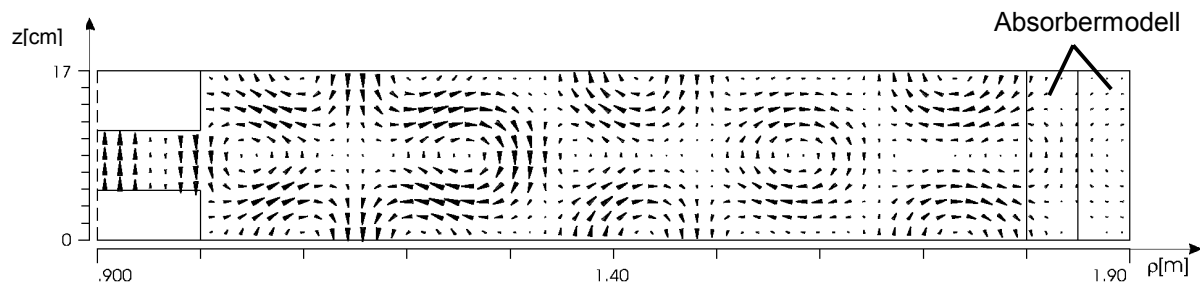
Abb. 4.5-7: Realteil (a) und Imaginärteil (b) des elektrischen Feldes beim sprunghaften Übergang von Plattenhöhe $h_1 < \frac{\lambda}{2}$ auf $\frac{\lambda}{2} < h_2 < \lambda$ bei $f = 2 \text{ GHz}$ mit $h_1 = 6 \text{ cm}$ und $h_2 = 14 \text{ cm}$.

Abb. 4.5-8 zeigt die elektrische Feldverteilung bei einer Frequenz von $f = 2 \text{ GHz}$ für einen sprunghaften Übergang von $h_1 = 6 \text{ cm} < \frac{\lambda}{2}$ auf $\frac{\lambda}{2} < h_2 = 17 \text{ cm} > \lambda$. Bei den hier vorliegenden Dimensionen ergibt sich, dass am Sprung die TM^z_{02} -Welle angeregt wird (vgl. Abb. 4.5-4), die sich von dort aus in den Expositionsbereich ausbreitet. Ein sprunghafter Übergang ist somit nur einsetzbar, wenn für die Wellenleiterhöhe im Expositionsbereich $h_2 < \lambda$ gilt. Ein Nachteil dieser Konfiguration ist der relativ hohe Reflexionsfaktor bei einem großen Verhältnis von h_2/h_1 . Für die Anordnung in Abb. 4.5-8 beträgt die am Sprung reflektierte Leistung

ca. 15%. Somit sollte ein abrupter Übergang der Wellenleiterhöhe nur bei geringen Unterschieden von h_1 und h_2 eingesetzt werden.



a) Realteil der elektrischen Feldstärke $\Re\{\vec{E}\}$ in der Ebene $\varphi = 0$ ($\Re\{\vec{E}\}_{\max} = 246 \frac{V}{m}$)



b) Imaginärteil der elektrischen Feldstärke $\Im\{\vec{E}\}$ in der Ebene $\varphi = 0$ ($\Im\{\vec{E}\}_{\max} = 200 \frac{V}{m}$)

Abb. 4.5-8: Realteil (a) und Imaginärteil (b) des elektrischen Feldes beim sprunghaften Übergang von Plattenhöhe $h_1 < \frac{\lambda}{2}$ auf $\frac{\lambda}{2} < h_2 < \lambda$ bei $f = 2 \text{ GHz}$ mit $h_1 = 6 \text{ cm}$ und $h_2 = 17 \text{ cm}$.

Eine Anordnung, die diese Nachteile nicht aufweist, besteht aus einem konischen Übergang zwischen den Wellenleitungsbereichen mit $h_1 < \frac{\lambda}{2}$ und $h_2 > \frac{\lambda}{2}$ (s. Abb. 4.5-9). Aufgrund der kontinuierlichen flachen Aufweitung des Leitungsquerschnitts und der damit verbundenen langsamen Änderung des Leitungswellenwiderstandes ist der reflektierte Anteil der eingespeisten Leistung vernachlässigbar. Wegen der Krümmung der Feldlinien im Übergangsbereich tritt dort eine ρ -Komponente der elektrischen Feldstärke auf, die aber im Expositionsbereich vernachlässigbar ist. Prinzipiell ist mit diesem Aufbau die Aufweitung auf eine beliebige große Wellenleitungshöhe möglich [Bitz et. al. 2003a].

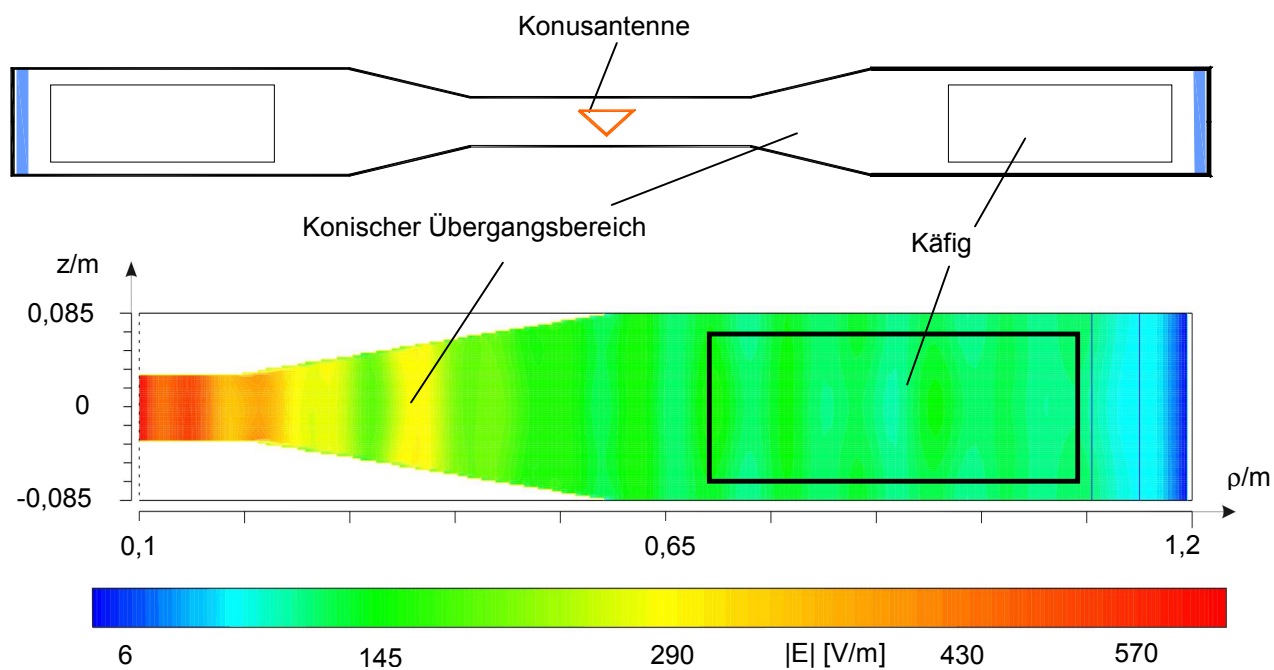


Abb. 4.5-9: Betrag der elektrischen Feldstärke im Expositionsbereich bei Verwendung einer konischen Übergangsregion. Der reflektierte Anteil der eingespeisten Leistung beträgt ca. 1%.

4.5.1.3.2. Verschieben der Grenzfrequenzen höherer Wellentypen

Durch das Einsetzen der Käfige mit den Tieren in die Wellenleitung werden Störungen des ursprünglich homogenen Leerfeldes erzeugt. Diese treten nur lokal am Ort der Tiere auf, solange die Dimensionen der Tiere klein im Vergleich zur Wellenlänge und auch zum Plattenabstand sind. Sind diese Voraussetzungen nicht mehr gegeben, können die haltungs- und positionsabhängigen Streufelder der Tiere zur Anregung der unerwünschten höheren Wellentypen führen. Um die Ausbreitung dieser Wellentypen zu verhindern, können deren Grenzfrequenzen durch Einbau zusätzlicher Strukturen in die Wellenleitung in Bereiche oberhalb der Expositionsfrequenz verschoben werden. Dazu wurden metallische Stege an oberer und unterer Metallwand angebracht, die zwischen den Käfigen vom Zentrum der Wellenleitung bis zum äußeren Rand verlaufen (s. Abb. 4.5-10). In Abhängigkeit von der Breite W und der Höhe H der Stege wurden durch Lösung des zugehörigen Eigenwertproblems im Querschnitt eines Sektors die Grenzfrequenzen der TEM-, TM^z_{01} - und TE^z_{01} -Wellentypen numerisch bestimmt. Dazu muss der Sektor in jeweils zwei Computersimulationen seitlich sowohl mit ideal elektrischer als auch mit magnetischer Randbedingung begrenzt werden, um nicht einen Satz von Wellentypen durch die Modellbildung von der Lösung auszuschließen. Tabelle 4.5-1 gibt den Real- und Imaginärteil der Ausbreitungskonstante k_p der TEM-, TM^z_{01} - und TE^z_{01} -Wellentypen für eine Breite $W = 2$ cm in Abhängigkeit des Verhältnisses von Steghöhe H zu Plattenabstand h an. Die Berechnung wurde bei einer Frequenz von 890 MHz und für eine Wellenleitung mit einem Plattenabstand $h = 17$ cm durchgeführt. Für diese Parameter beträgt die Grenzfrequenz der TM^z_{01} - und TE^z_{01} -Wellen $f_{c,n=1} = c_0/(2h) = 882$ MHz in der Wellenleitung ohne Stege. Oberhalb einer bestimmten Steghöhe sind diese Wellentypen jedoch nicht mehr ausbreitungsfähig, was durch den Übergang der Ausbreitungskonstante von rein reellen auf rein imaginäre Werte gekennzeichnet ist. Diese Charakteristik kehrt sich bei weiterer Vergrößerung der Steghöhe wieder um. Die für die vorliegende Geometrie gewählte Höhe der Stege beträgt $H = 3$ cm. Die Ausbreitungskonstante der TEM-Welle wird durch die Stege nicht beeinflusst [Bitz et. al. 2000c, Bitz et. al. 2000d].

Abb. 4.5-11 und Abb. 4.5-12 zeigen die Feldlinien der elektrischen Feldstärke im Sektor mit metallischen Stegen ohne und mit Modell für eine Ratte. Die ursprüngliche Feldverteilung der TEM-Welle wird nur in der Umgebung der Stege verzerrt. Die Feldverteilung ist im Käfigbereich nahezu homogen und vertikal polarisiert. Das bedeutet, dass sich keine höheren Wellentypen ausbreiten.

Die Anwendung dieser Vorgehensweise ist nur dann möglich, wenn die zu verschiebenden Grenzfrequenzen der unerwünschten Wellentypen in der Nähe der Betriebsfrequenz liegen, da sich sonst keine rein imaginären Ausbreitungskonstanten in Abhängigkeit von der Stegegeometrie einstellen.

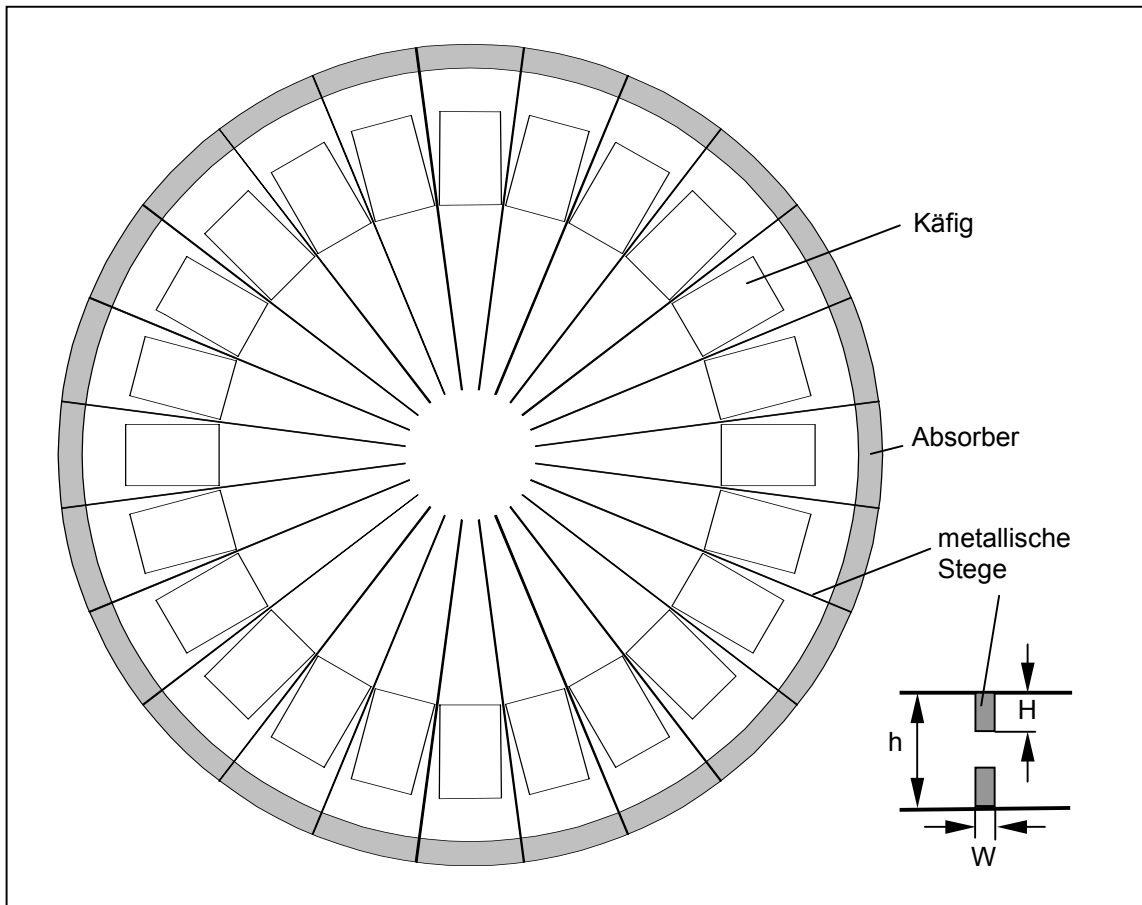


Abb. 4.5-10: Anordnung der Metallstege in der radialen Wellenleitung

H/h	TM_{01}^z - Welle		TE_{01}^z - Welle		TEM - Welle	
	$Re\{k_p\}$ [m^{-1}]	$Im\{k_p\}$ [m^{-1}]	$Re\{k_p\}$ [m^{-1}]	$Im\{k_p\}$ [m^{-1}]	$Re\{k_p\}$ [m^{-1}]	$Im\{k_p\}$ [m^{-1}]
0	0	0	2,54	0	18,65	0
0,029	0	0	1,98	0	18,65	0
0,059	0	2,25	1,23	0	18,65	0
0,088	0	3,75	0	0,77	18,65	0
0,118	0	4,96	0	1,54	18,65	0
0,147	0	6,02	0	1,93	18,65	0
0,176	0	6,97	0	2,15	18,65	0
0,206	0	7,19	0	2,25	18,65	0
0,235	0	8,54	0	2,23	18,65	0
0,265	0	9,16	0	2,10	18,65	0
0,294	0	9,67	0	1,85	18,65	0
0,324	0	10,07	0	1,44	18,65	0
0,353	0	10,40	0	0,64	18,65	0
0,382	0	10,61	1,19	0	18,65	0
0,412	0	10,77	1,80	0	18,65	0
0,441	0	10,86	2,23	0	18,65	0
0,471	0	10,91	2,50	0	18,65	0

 Tabelle 4.5-1: Real- und Imaginärteil der Ausbreitungskonstante k_p der TEM-, TM_{01}^z - und TE_{01}^z -Wellentypen für eine Breite $W = 2$ cm ($f = 890$ MHz, $h = 17$ cm)

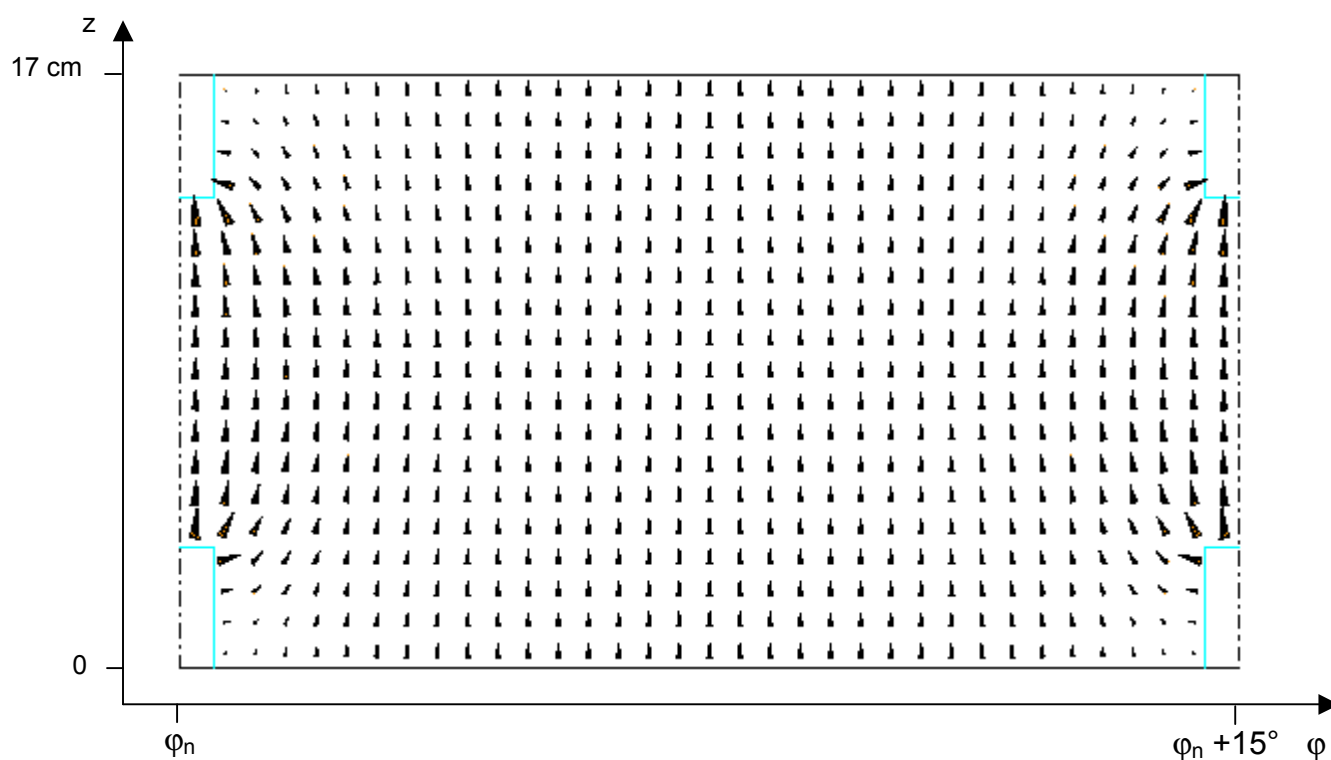


Abb. 4.5-11: Feldlinien der elektrischen Feldstärke im Sektor mit metallischen Stegen in der leeren Wellenleitung ($f = 890$ MHz)

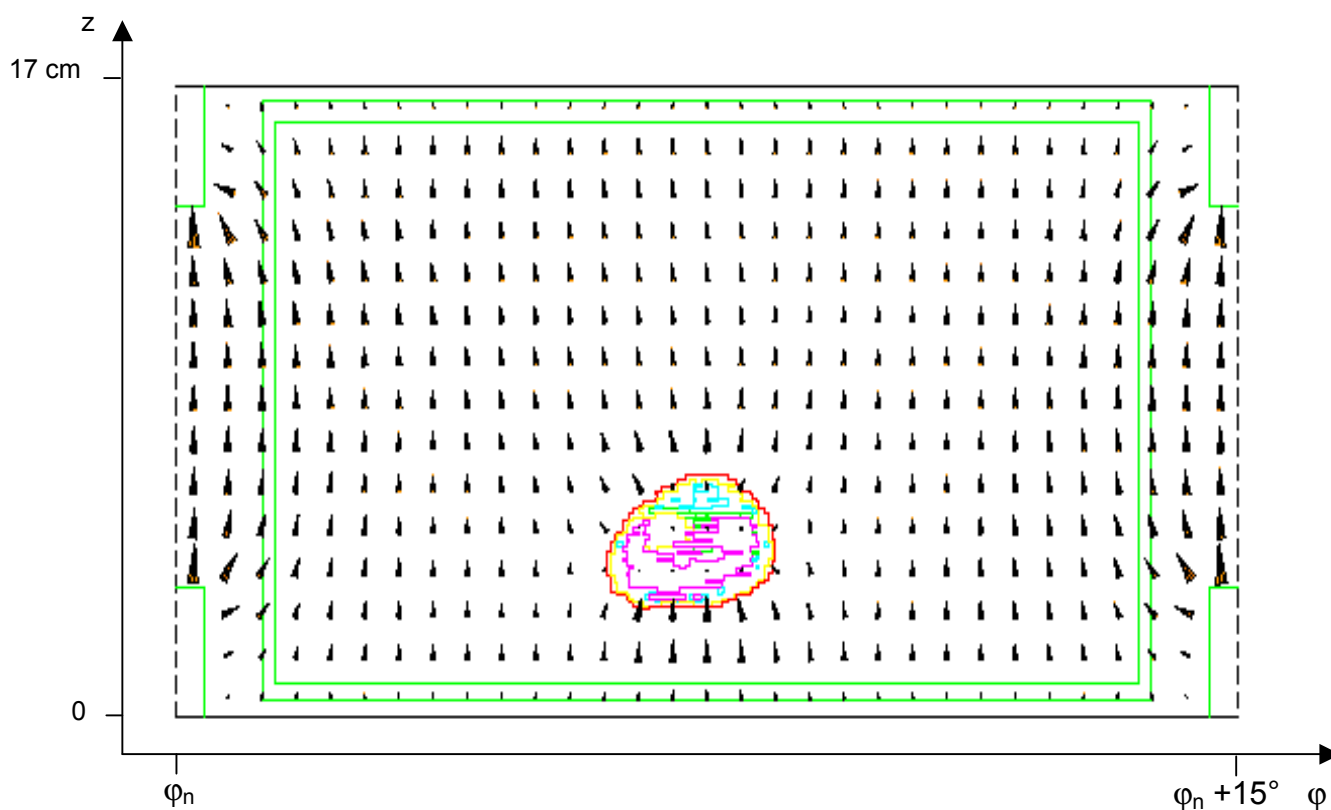


Abb. 4.5-12: Feldlinien der elektrischen Feldstärke im Sektor mit metallischen Stegen in der Wellenleitung mit Käfig- und Rattenmodell ($f = 890$ MHz)

4.5.1.3.3. Entkopplung (Separation) der Expositionsbereiche

Bei der Exposition von Tieren, deren Körpergröße nicht klein im Vergleich zur Wellenlänge des Expositionssignals ist, können größere Feldstörungen, die sich auch auf die Feldverteilung in den benachbarten Käfigen auswirken können, nicht ausgeschlossen werden. Dies ist z.B. dann der Fall, wenn Ratten im UMTS-Frequenzbereich exponiert werden sollen. Als Gegenmaßnahme wird in diesem Abschnitt die seitliche Entkopplung der einzelnen Käfige mit Hilfe spezieller Wände diskutiert. Da auch weiterhin in den Sektoren die TEM-Welle ausbreitungsfähig sein soll, müssen die Wände eine Wandimpedanz von $Z_w \rightarrow j\infty$ aufweisen. Eine Wand mit dieser ideal magnetischen Eigenschaft kann z.B. durch das Aufbringen eines dielektrischen Belags auf einen metallischen Reflektor realisiert werden [Reinhardt 2002]. Es zeigte sich aber, dass eine stabilere Feldverteilung bei Vorliegen einer anisotropen Wandimpedanz erzielt werden kann. Dafür wird die Trennwand aus einer Rillenstruktur, also beispielsweise aus einer metallischen Platte, in deren Oberfläche zueinander parallele Rillen gefräst sind, aufgebaut [Hansen 1975, Abidine 2003].

Der Radius, an dem die Wände in der Wellenleitung beginnen, muss so gewählt werden, dass sich zwischen den Wänden keine Wellentypen mit horizontaler Variation ausbreiten können; der Radius muss also kleiner als der cut-off-Radius [Unger 1981] dieser Wellentypen sein.

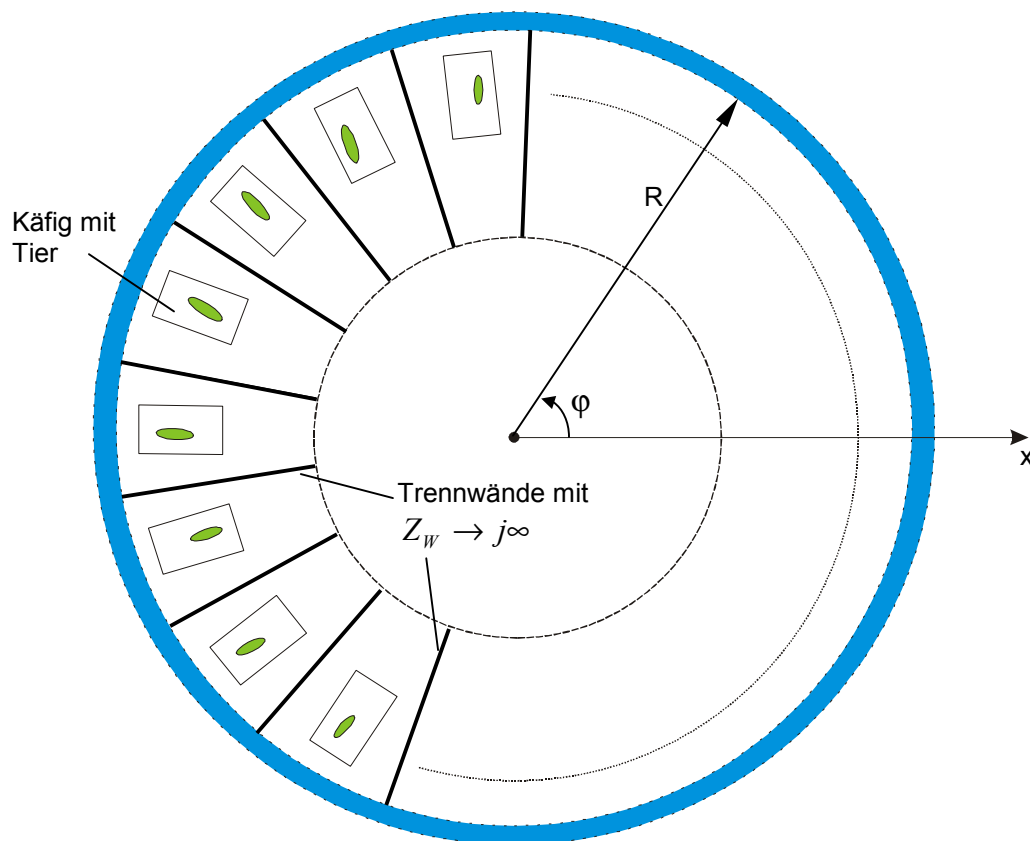


Abb. 4.5-13: Separation der Käfigbereiche in der radialen Wellenleitung

Wände mit unendlicher Wandimpedanz

Abb. 4.5-14 zeigt den Querschnitt eines Sektors mit Rillenstruktur in den Trennwänden, deren Geometrie durch die Breite der Rillen a , deren Tiefe t und Länge w gegeben ist (siehe Abb. 4.5-15). Im Folgenden wird gezeigt, dass durch Rillen, die parallel zur Ausbreitungsrichtung der TEM-Welle ($\vec{k} = \vec{k}_x \cdot \vec{e}_x$) verlaufen, die gewünschte Wandimpedanz von $Z_w \rightarrow j\infty$ erzielt wird.

Es wird angenommen, dass die Rillen bei $\zeta = 0$ und $\zeta = w$ durch gut leitende metallische Flächen begrenzt sind und dass die Breite der Stege d sehr viel kleiner als die Breite der Rillen ist, also

$$d \ll a. \quad (4.5/1)$$

Für die Entwicklung der Wandimpedanz beschränkt sich die Lösung der Felder vereinfachend auf den Raumbereich in einer Rille, der mit einem verlustlosen Dielektrikum der Permittivität ϵ_r gefüllt ist. Das Problem reduziert sich somit auf die Behandlung einer kurzgeschlossenen Rechteckhohlleitung. Aufgrund der Anregung durch die TEM-Welle im Bereich zwischen den Trennwänden werden in der Rille nur transversal elektrische Wellen bezüglich der x -Koordinate (TE_{mn}^{ξ} -Wellen) betrachtet, da dort keine TM_{mn}^{ξ} -Wellen angeregt werden. Die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten im Bereich $0 < \xi < t$, $0 < \eta < a$ und $0 < \zeta < w$ lauten unter Beachtung der vorliegenden Randbedingungen:

$$E_{\xi} = 0, \quad (4.5/2)$$

$$E_{\eta} = \frac{j\omega\mu_0\mu_r k_{\zeta}}{k_0^2\epsilon_r\mu_r - k_{\xi}^2} H_0 \sin(k_{\xi}(t - \xi)) \cos(k_{\eta}\eta) \sin(k_{\zeta}\zeta), \quad (4.5/3)$$

$$E_{\zeta} = -\frac{j\omega\mu_0\mu_r k_{\eta}}{k_0^2\epsilon_r\mu_r - k_{\xi}^2} H_0 \sin(k_{\xi}(t - \xi)) \sin(k_{\eta}\eta) \cos(k_{\zeta}\zeta), \quad (4.5/4)$$

$$H_{\xi} = H_0 \sin(k_{\xi}(t - \xi)) \cos(k_{\eta}\eta) \cos(k_{\zeta}\zeta), \quad (4.5/5)$$

$$H_{\eta} = \frac{k_{\xi}k_{\eta}}{k_0^2\epsilon_r\mu_r - k_{\xi}^2} H_0 \cos(k_{\xi}(t - \xi)) \sin(k_{\eta}\eta) \cos(k_{\zeta}\zeta), \quad (4.5/6)$$

$$H_{\zeta} = \frac{k_{\xi}k_{\zeta}}{k_0^2\epsilon_r\mu_r - k_{\xi}^2} H_0 \cos(k_{\xi}(t - \xi)) \cos(k_{\eta}\eta) \sin(k_{\zeta}\zeta), \quad (4.5/7)$$

mit

$$k^2 = k_{\xi}^2 + k_{\eta}^2 + k_{\zeta}^2 = \omega^2\epsilon\mu, \quad (4.5/8)$$

und

$$k_{\eta} = \frac{n\pi}{a} \quad \text{mit } n = 0, 1, 2, \dots, \quad (4.5/9)$$

$$k_{\zeta} = \frac{m\pi}{w} \quad \text{mit } m = 1, 2, 3, \dots \quad (4.5/10)$$

Der für die Aufrechterhaltung der TEM-Welle interessierende Wellenwiderstand lautet:

$$Z_{\eta\xi} = \frac{E_\eta}{H_\xi} = j\omega\mu \frac{\tan(k_\xi(t-\xi))}{k_\xi} \quad (4.5/11)$$

mit

$$k_\xi = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2w}\right)^2 - \left(\frac{n\lambda}{2a}\right)^2}. \quad (4.5/12)$$

Unter den Voraussetzungen

$$a < \frac{\lambda}{2} \quad (4.5/13)$$

und

$$w \geq \frac{m\lambda}{2} \quad (4.5/14)$$

breiten sich in der Rille nur TE_{m0}^ξ -Wellen aus. Für den Wellenwiderstand in der Ebene $\xi = 0$, der der Wandimpedanz Z_W entspricht, erhält man unter diesen Voraussetzungen:

$$Z_W = Z_{\eta\xi} \Big|_{\xi=0} = jZ_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{\tan\left(\frac{2\pi t}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2w}\right)^2}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{m\lambda}{2w}\right)^2}}. \quad (4.5/15)$$

Die kleinste Rillentiefe t , bei der die Wandimpedanz gegen unendlich strebt, lässt sich aus der Beziehung

$$t_{opt} = \frac{\lambda_0}{4} \left[\sqrt{\epsilon_r \mu_r - \left(\frac{m\lambda_0}{2w}\right)^2} \right]^{-1} \quad (4.5/16)$$

bestimmen. Die optimale Rillentiefe ist somit von der Ordnung m des TE_{m0}^ξ -Wellentyps bzw. der Länge der Rillen sowie von der Permittivität ϵ_r des dielektrischen Materials in der Rille abhängig.

Der Wellenwiderstand

$$Z_{\zeta\eta} = \frac{E_\zeta}{H_\eta}$$

besitzt unter den oben gemachten Annahmen immer einen endlichen Wert und ist nur dann ungleich Null, wenn eine von Null verschiedene E_ζ -Komponente vorliegt.

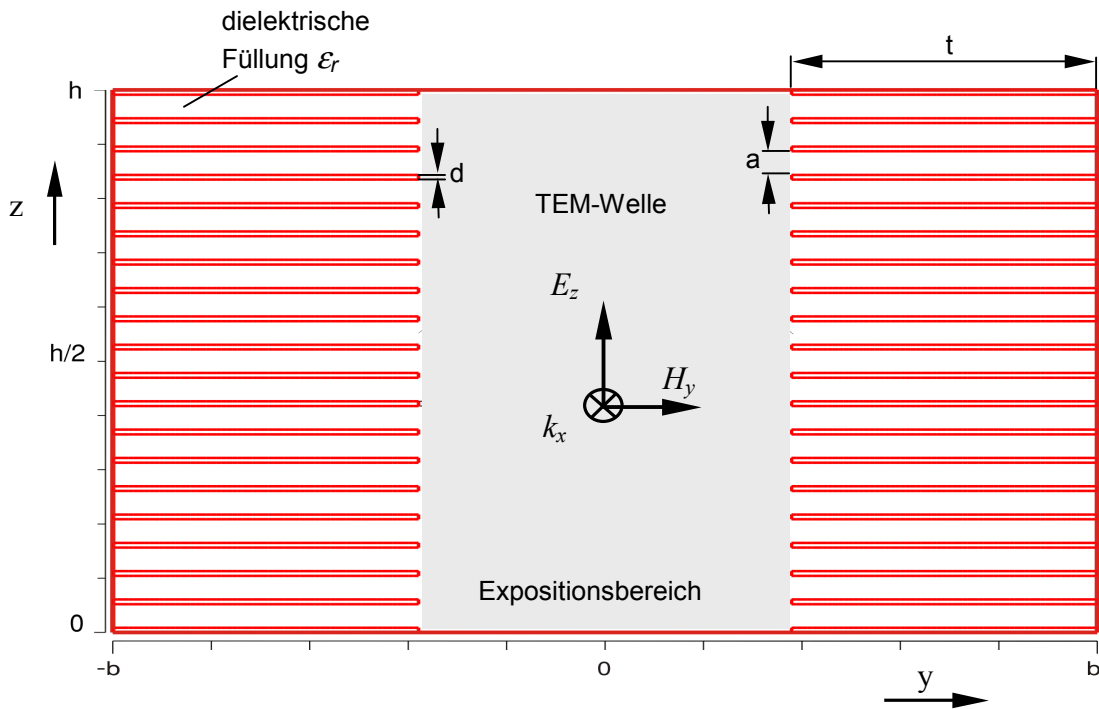


Abb. 4.5-14: Querschnitt eines Sektors mit dielektrisch gefüllten Rillenstrukturen als Trennwände

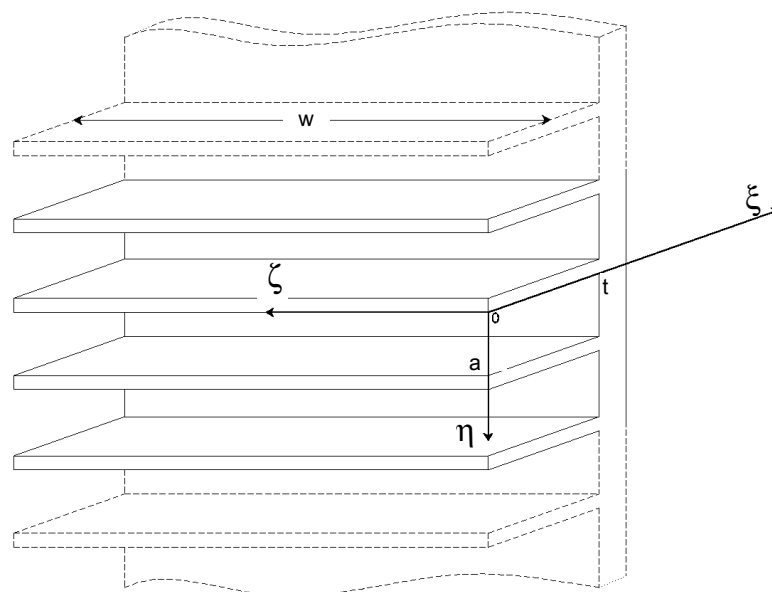


Abb. 4.5-15: Geometrie und lokales Koordinatensystem für die Berechnung der Wandimpedanz der dielektrisch gefüllten Rillenstruktur

Einsatz der Trennwände mit $Z_w \rightarrow \infty$ in das Modell für einen Sektor der radialen Wellenleitung

Nachdem im vorhergegangenen Abschnitt die Dimensionierung der Rillenstruktur erläutert wurde, wird diese nun auf den Trennwänden in einem Modell für den Sektor der radialen Wellenleitung eingesetzt. Dabei wird eine Expositionsanlage mit insgesamt 16 Käfigen, einem Radius $R = 1,1$ m und einer Höhe von $h = 17$ cm im Expositionsbereich nachgebildet. Für die Anregung des Expositionsbereiches mit der TEM-Welle bei einer Frequenz von 1966 MHz wurde, wie in Abschnitt 4.5.1.3.1 erläutert und in Abb. 4.5-16 dargestellt, im Bereich von $\rho = 0,2$ m bis $\rho = 0,6$ m ein konischer Übergang vom Plattenabstand $h = 6$ cm auf den benötigten Abstand von $h = 17$ cm modelliert. Die Rillenstruktur beginnt in der Mitte des Übergangsbereichs bei einem Radius von $\rho = 0,4$ m und läuft in diesem Bereich ebenfalls konisch zu. Die Länge der Trennwände beträgt $w = 80$ cm, und insgesamt besteht jede Wand aus sechs Rillen mit einer Breite von $a = 26$ mm. Mit der Permittivität des eingesetzten Dielektrikums von $\epsilon_r = 2,74$ ergibt sich eine Rillentiefe von $t_{\text{opt}} = 2,82$ cm.

Abb. 4.5-17 zeigt den Betrag der elektrischen Feldstärke im Querschnitt des Sektors bei $x = 1$ m und für eine in den Sektor eingespeiste, zeitlich gemittelte Leistung von $P_{\text{in,Sektor}} = 1$ W. Zwischen den beiden Ebenen mit $Z_w \rightarrow j\infty$ stellt sich eine nahezu konstante Feldverteilung ein, so dass daraus geschlossen werden kann, dass im Expositionsbereich nur die TEM-Welle vorliegt. Dies wird durch die Abb. 4.5-18 bestätigt, da auch hier der Betrag der elektrischen Feldstärke zwischen den Rillenstrukturen nahezu konstant in ϕ - und z -Richtung ist. Wie in Abb. 4.5.18 c) und d) dargestellt, liegt aufgrund des konischen Übergangs eine von Null verschiedene E_ρ -Komponente vor, die aber hinsichtlich der Absorption in den Tieren vernachlässigt werden kann. Somit ist das Expositionsfeld hauptsächlich durch die TEM-Welle gegeben.

Beim Übergang vom inneren Bereich der Wellenleitung ohne Trennwände auf den Sektor mit Trennwänden entsteht eine Feldstörung, die sich in einer leichten Erhöhung der Feldstärke zwischen den Kanten am Beginn der Trennwände auswirkt. Trotzdem stellt sich nahezu umgehend eine homogene Feldverteilung zwischen den Ebenen mit $Z_w \rightarrow j\infty$ ein. Zudem wirkt sich die Störung am Übergang auf den Sektor mit Trennwänden in einer reflektierten Leistung von nur 4% der eingespeisten Leistung aus, wodurch eine effiziente Anregung der Sektoren garantiert wird.

Die Feldverteilung nach Einsetzen der Käfige mit Modellen für zwei ausgewachsene Ratten zeigt Abb. 4.5-19. Obwohl zu erkennen ist, dass die Rattenmodelle die ursprünglich homogene Feldverteilung deutlich stören und zu großen Reflexionen führen, weist das Gesamtfeld keine drastischen Feldspitzen oder –einbrüche auf, was für die Stabilität des Expositionsfeldes spricht. Eine eventuell verbleibende Rückwirkung des Streufeldes in einem Sektor auf die Nachbarsektoren könnte nur noch über den inneren Bereich der Wellenleitung erfolgen. Diese Möglichkeit wird dadurch minimiert, dass im inneren Bereich nur die Grundmode ausbreitungsfähig ist und dass eine optimale Anpassung der Konusantenne an die Wellenleitung vorgenommen wurde.

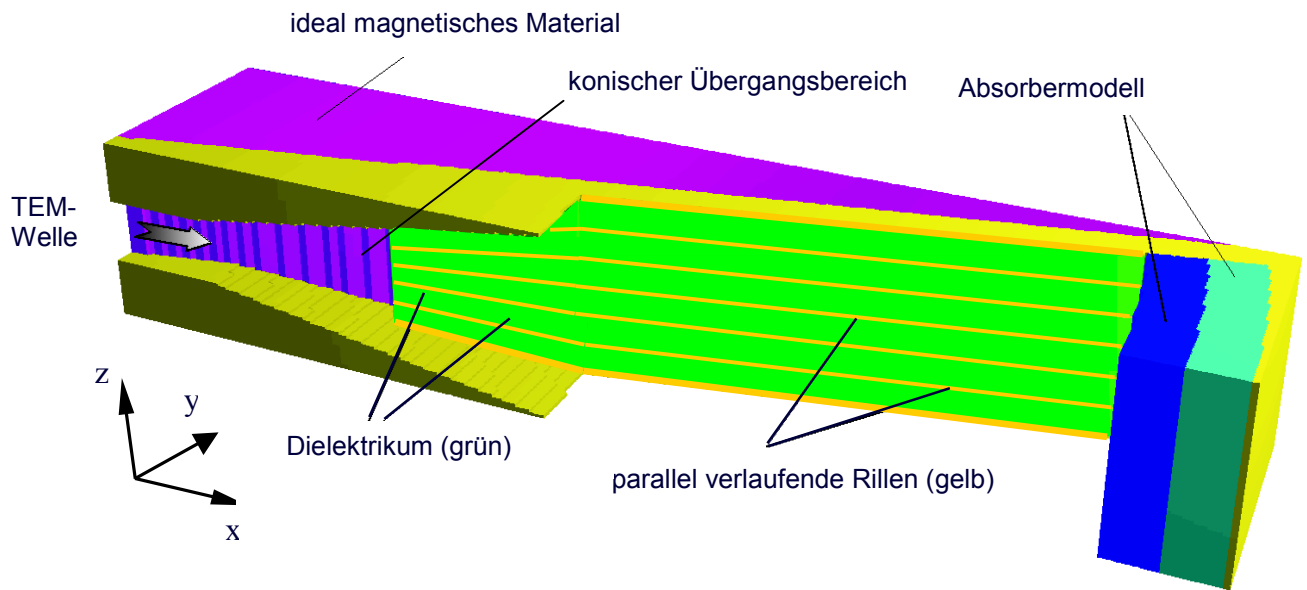


Abb. 4.5-16: Schnitt bei $\varphi = 0$ durch das 3D-Modell eines $22,5^\circ$ -Sektors mit Trennwänden und sechs mit Dielektrikum gefüllten Rillen. Obere und untere Metallwände der radialen Wellenleitung sind nicht dargestellt.

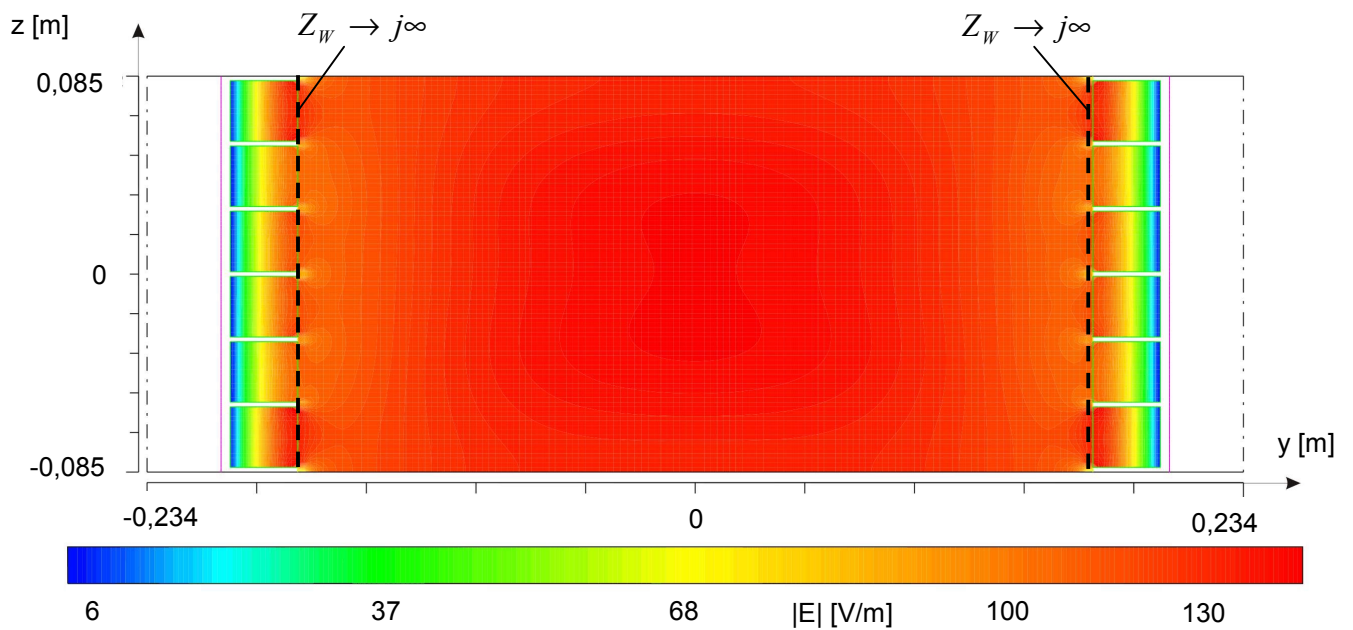
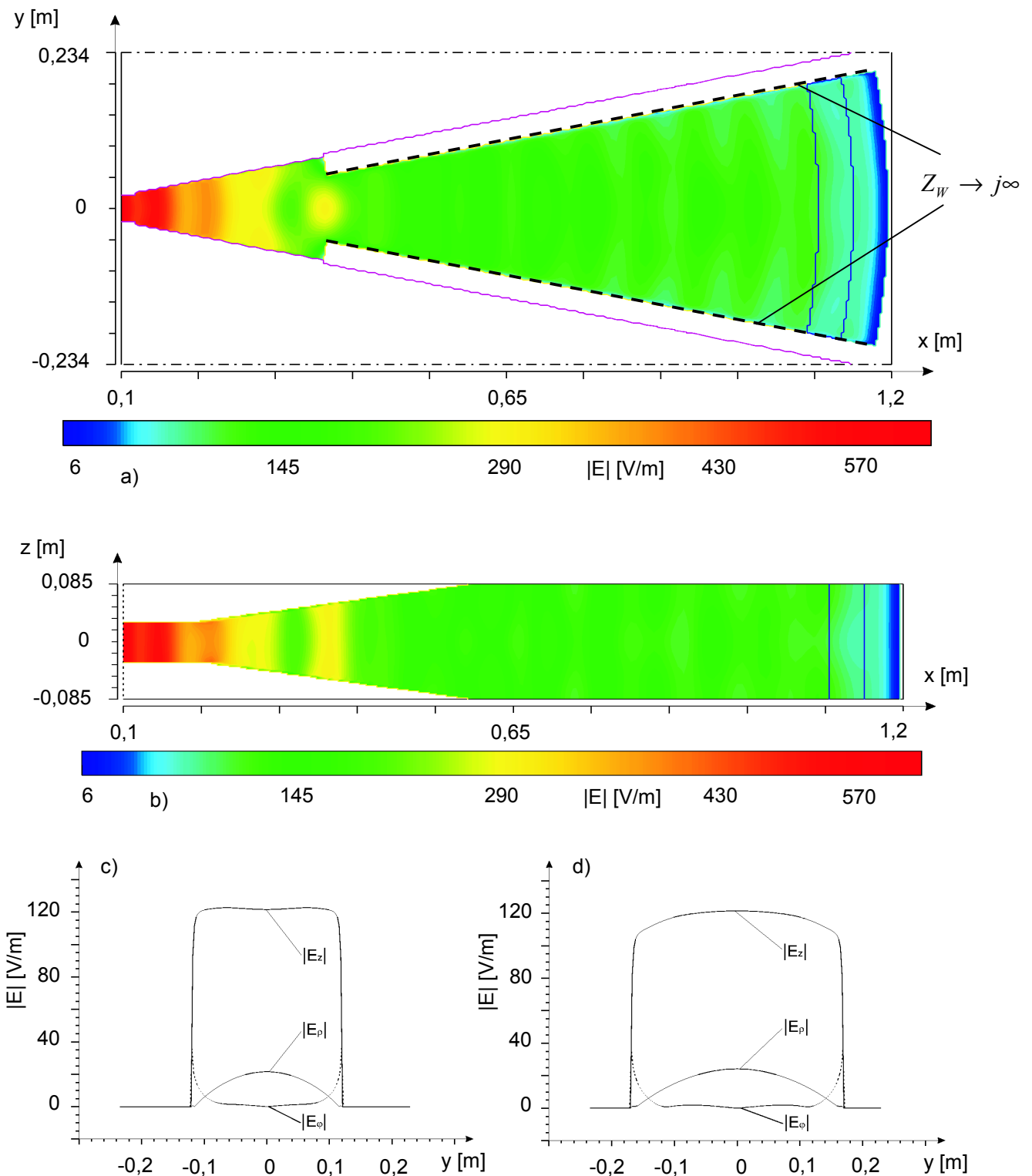


Abb. 4.5-17: Betrag der elektrischen Feldstärke im Querschnitt des Sektors mit Rillenstruktur bei $x = 1$ m und für $P_{\text{in,Sektor}} = 1$ W.


 Abb. 4.5-18: Feldverteilung in einem Sektor mit Rillenstruktur für $P_{\text{in,Sektor}} = 1$ W

- Betrag der elektrischen Feldstärke in einem Schnitt bei $z = 0$
- Betrag der elektrischen Feldstärke in einem Schnitt bei $y = 0$
- Beträge der elektrischen Feldkomponenten für $x = 0,75$ m und $z = a + h/4$
- Beträge der elektrischen Feldkomponenten für $x = 1$ m und $z = a + h/4$

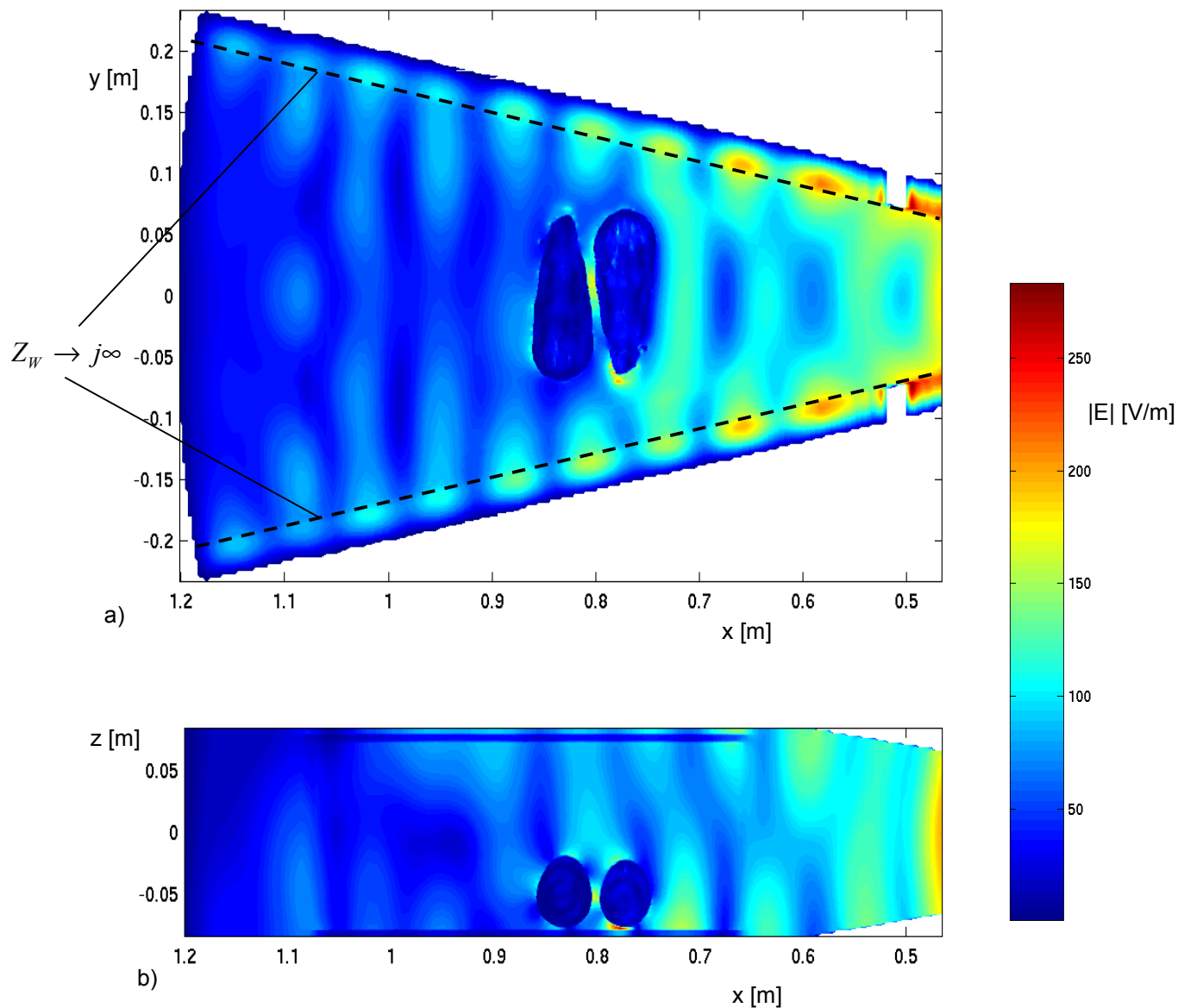


Abb. 4.5-19: Betrag der elektrischen Feldstärke im Sektor mit Käfig und Modellen für zwei ausgewachsene Ratten.
 a) Schnitt bei $z = 0$
 b) Schnitt bei $y = 0$

4.5.2. Untersuchung der Auswirkungen gepulster hochfrequenter Felder während der Trächtigkeit von Ratten auf die Nachkommen ‚in vivo‘

In diesem Abschnitt wird eine Expositionsanlage zur Untersuchung eventueller Langzeiteffekte elektromagnetischer Felder im nicht-thermischen Bereich auf weibliche Ratten und auf die vorgeburtliche Entwicklung der Nachkommen beschrieben. Als Langzeiteffekte werden solche nach einer wiederholten Exposition und/oder Beobachtungszeit der Tiere von 4 Wochen und mehr definiert [Tillmann et. al. 2003]. ‚In-vitro‘-Experimente besitzen meist aufgrund der begrenzten Haltbarkeit der Proben deutlich kürzere Expositionszeiten.

4.5.2.1. Versuchsdesign

Für die Versuche wurde eine Expositionsanlage auf der Basis der vorgestellten radialen Wellenleitung für 48 Wistar-Ratten entwickelt. Die trächtigen Tiere wurden in 48 Käfigen mit einer Höhe von 16,5 cm zur Hälfte einem mit dem GSM-Testsignal modulierten hochfrequenten Trägersignal bei 890 MHz ausgesetzt, während die andere Hälfte der Tiere zeitgleich schein-exponiert wurde. Die Exposition erfolgte an der oberen Grenze des athermischen Bereichs [Streckert et. al. 2000, Buschmann et. al. 2002].

4.5.2.2. Aufbau des Expositionssystems

Für die Aufnahme der Expositions- und Kontrollgruppe wurden zwei Radialwellenleitungen von 3,5 m Durchmesser und einer Höhe von 17 cm aufgebaut (s. Abb. 4.5-20). Bei dem zur Aufnahme der Käfige erforderlichen Plattenabstand von mehr als $\lambda/2 = 16,7$ cm können prinzipiell neben der TM_{00}^z -Grundwelle noch die TM_{01}^z - und die TE_{01}^z -Mode existieren. Um im Expositionsbereich nur die Grundmode anzuregen und zu verhindern, dass Feldenergie in die im Expositionsbereich ausbreitungsfähigen höheren Wellentypen überkoppelte, wurden die in den Abschnitten 4.5.1.3.1 und 4.5.1.3.2 beschriebenen Maßnahmen durchgeführt. So wurde die Höhe der Wellenleitung durch Einbau zusätzlicher Metallplatten von der Einspeisestelle bis unmittelbar vor den Käfigbereich auf $h_1 = 14$ cm reduziert, so dass auf dieser Strecke höhere Wellentypen nicht ausbreitungsfähig waren. Die Abmessungen der Stege zur Verschiebung der Grenzfrequenzen entsprachen den oben genannten Werten (s. Abb. 4.5-21 a). Für die Belüftung und Beleuchtung der Käfige wurden Rahmen mit Metalldrahtgewebe in die Wellenleitungswand oberhalb der Käfige eingesetzt. Wie in [Streckert 1999] gezeigt, kann bei geeigneter Wahl der Maschenweite trotz ausreichender Durchlässigkeit für Licht und Luft eine hohe elektromagnetische Entkopplung des Feldes in der Wellenleitung zum Außenraum garantiert werden. Die Versorgung der Tiere mit Wasser erfolgte über Tränkflaschen außerhalb der Wellenleitung. Um die Trinkstutzen der Flaschen in die Käfige zu führen, wurde das in Abschnitt 4.4.1.2.1 vorgestellte Konzept der so genannten Dämpfungskamine angewendet (s. Abb. 4.5-21 b).

Für die im selben Laborraum untergebrachte baugleiche Schein-Expositionsanlage für die Kontrollgruppe wurde eine Abschirmung ihres Innenraums um mehr als 75 dB gegenüber dem Expositionsfeld gemessen.

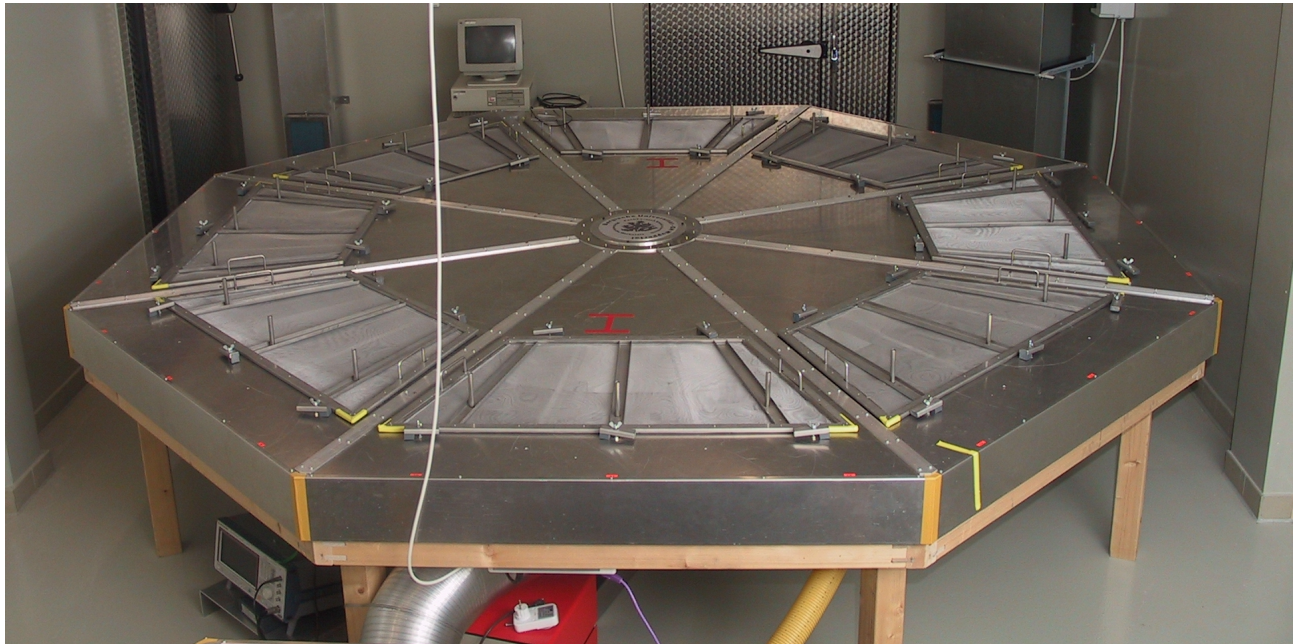


Abb. 4.5-20: Radiale Wellenleitung als Expositionseinrichtung für 24 Ratten.
Zuführung von Licht und Luft durch Metallgewebe oberhalb der Käfige.



a)



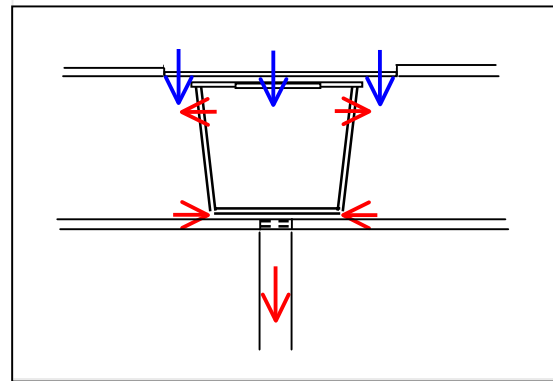
b)

Abb. 4.5-21: a) Metallstege im Expositionsbereich mit Käfigen
b) Versorgung der Tiere mit Wasser: Trinkstutzen der Tränkflaschen werden über Dämpfungskamine in die Käfige geführt.

Um Hitzestaus in der Leitung zu verhindern und die entstehende Wärmeenergie rasch nach außen abzuführen, wurde ein aktives Belüftungssystem mit einer Absaugöffnung unter jedem Käfig installiert (Abb. 4.5-22).



a)



b)

Abb. 4.5-22: Belüftungsanlage

a) Zentrales Absauggebläse

b) Schema der Luftströmung am Käfig

4.5.2.3. Dosimetrie

Beispiele für die Feldverteilung im leeren Sektor der Wellenleitung sowie im Sektor mit Käfig und Rattenmodell wurden in den Abbn. 4.5-11 und 4.5-12 dargestellt. Abb. 4.5-23 zeigt den gemessenen Verlauf der z-Komponente der elektrischen Feldstärke über die Längs- und Querachsen am Boden aller Käfige. Der Abfall der Feldstärke zu den Seiten des Käfigs hin ist Folge des Einsetzens der Stege. Über die Längsachsen der Käfige ergibt sich eine mittlere Stehwelligkeit von $s = 1,4$, die einem gemittelten Reflexionsfaktor des Absorbers von -15 dB entspricht.

Die Exposition sollte an der oberen Grenze des athermischen Bereichs erfolgen, d.h. die HF-Leistung wurde so gewählt, dass die Thermoregulierung der Tiere gerade noch in der Lage war, die Körpertemperatur konstant zu halten (s. Abb. 4.5-24, obere Kurve). Die über das Käfigvolumen gemittelte Leistungsdichte wurde somit auf 60 W/m^2 eingestellt, die Standardabweichung der Leistungsdichte im Käfig lag bei $\pm 18\%$. Die in die Radialwellenleitung eingespeiste mittlere HF-Leistung betrug 203 W .

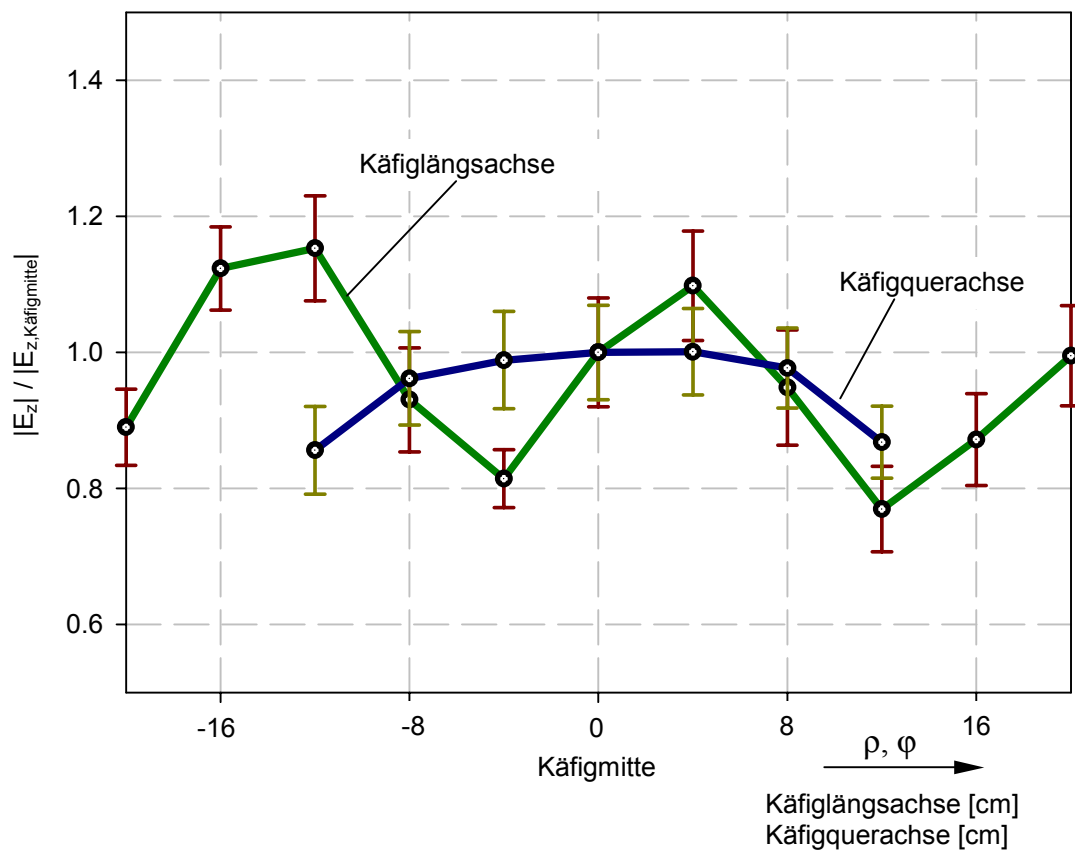


Abb. 4.5-23: Mittelwerte und Standardabweichung der gemessenen Feldverteilung über die Längs- und Querachsen aller Käfige.

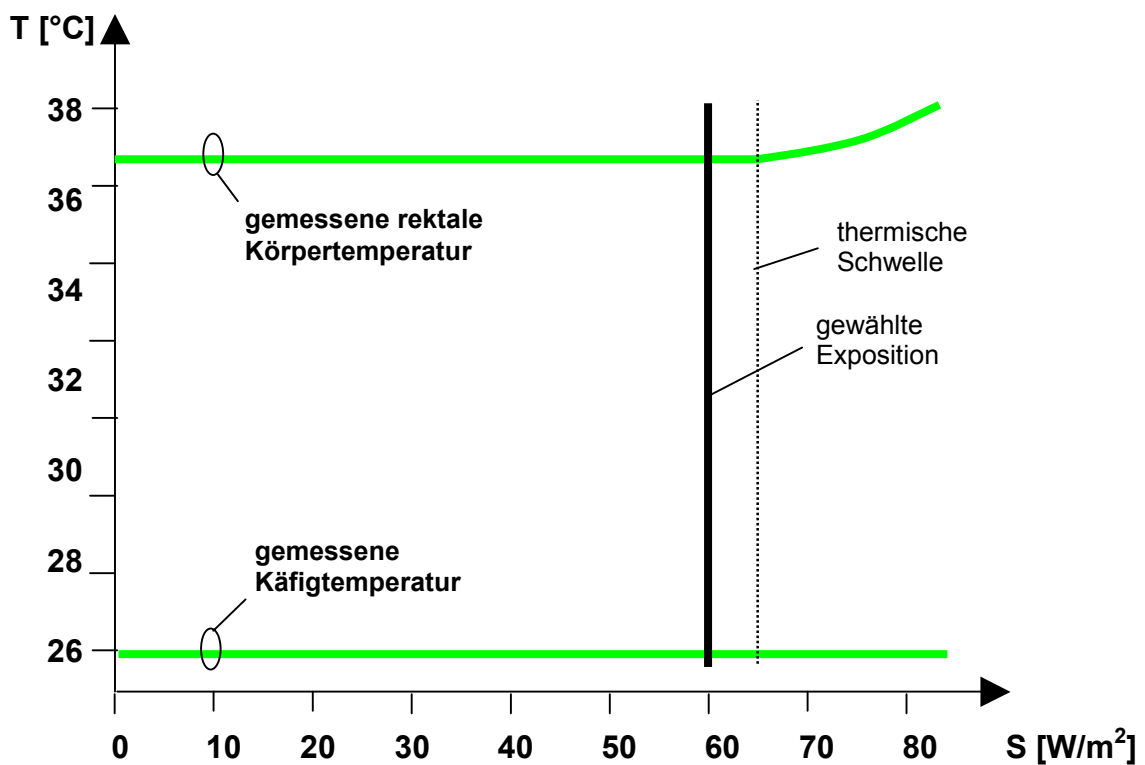


Abb. 4.5-24: Messung der Käfig- und Körpertemperatur als Funktion der gemittelten Leistungsdichte im Käfig bei 890 MHz

Für die Berechnung der Variation der spezifischen Absorptionsrate in den Tieren ist es aufgrund der Symmetrie der radialen Wellenleitung ausreichend, nur einen 15°- Sektor zu modellieren. Als seitliche Begrenzung des Modells in horizontaler Richtung müssen dann magnetische Wände eingesetzt werden, damit die ursprüngliche Feldverteilung nicht gestört wird. Gleichzeitig wird damit erreicht, dass eine Expositionseinrichtung mit 24 15°-Sektoren (24 Ratten) simuliert wird.

Das numerische Modell der Ratte entspricht einer trächtigen Sprague-Dawley-Ratte (15. Tag p.c.), mit einem Gewicht von 275 g und einer Länge von 17 cm (Kopf - Rumpf) bzw. 33 cm (Kopf - Schwanz). Die räumliche Auflösung des Modells beträgt 1 mm × 1 mm × 1 mm. Die Materialdaten der 32 unterschiedlichen Gewebedaten wurden aus [Stuchly et. al. 1980, Gabriel 1996] entnommen.

Zur Berechnung der Variation der SAR-Werte aufgrund der freien Beweglichkeit der Ratten im Käfig wurde das Rattenmodell mit verschiedenen Orientierungen, aufgerichtet sowie liegend mit Kopf oder Flanke zur einfallenden Welle, im Maximum und im Minimum der elektrischen Feldstärke im Käfig positioniert.

Als Beispiel zeigen die Abbn. 4.5-25 und 4.5-26 die Modelle für die Ratte mit dem Kopf zur einfallenden Welle und für die um 90° gedrehte Ratte mit der Flanke zur einfallenden Welle gerichtet. Die Abbildungen geben ebenfalls die zugehörigen Feldverteilungen sowie die Verteilungen der über eine Gitterzelle gemittelten SAR in der Ratte für eine im zeitlichen Mittel eingespeiste Leistung von $P_{in} = 1$ W an.

Die Auswertungen aller Berechnungen sind in Tabelle 4.5-2 zusammengefasst. Für die gewählte Exposition ergab sich eine Ganzkörper-SAR von 1,28 W/kg, gemittelt über 24 Tiere, bei einer Streuung von 41%. Darin sind alle Feldvariationen sowie unterschiedliche Körperhaltungen und Tierpositionen im Käfig berücksichtigt.

	SAR_{GK}	SAR_{max}^{1g}	SAR_{max}^{10g}
$\overline{SAR} [W/kg]$	1,28	6,2	3,8
σ_{SAR}	41 %	56 %	62 %

Tabelle 4.5-2: Mittelwerte und Standardabweichungen der spezifischen Absorptionsraten für $P_{in} = 203$ W

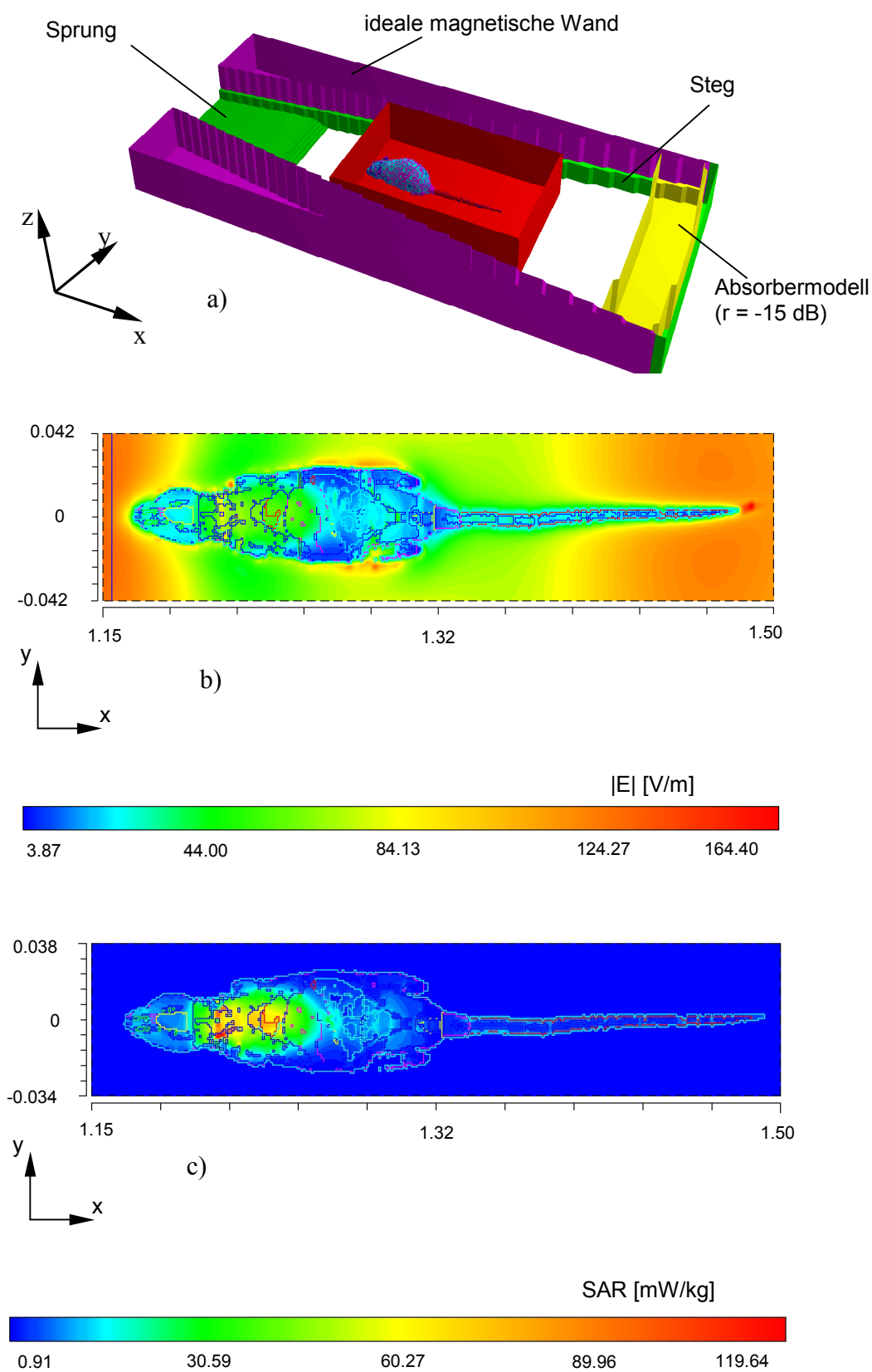


Abb. 4.5-25: Rattenmodell mit dem Kopf zur einfallenden Welle gerichtet (x, y in m)
 a) Modell (obere Wand der Wellenleitung entfernt)
 b) Feldverteilung in der Ratte für $P_{in} = 1$ W
 c) Lokale SAR-Verteilung (gemittelt über 1mm^3) für $P_{in} = 1$ W

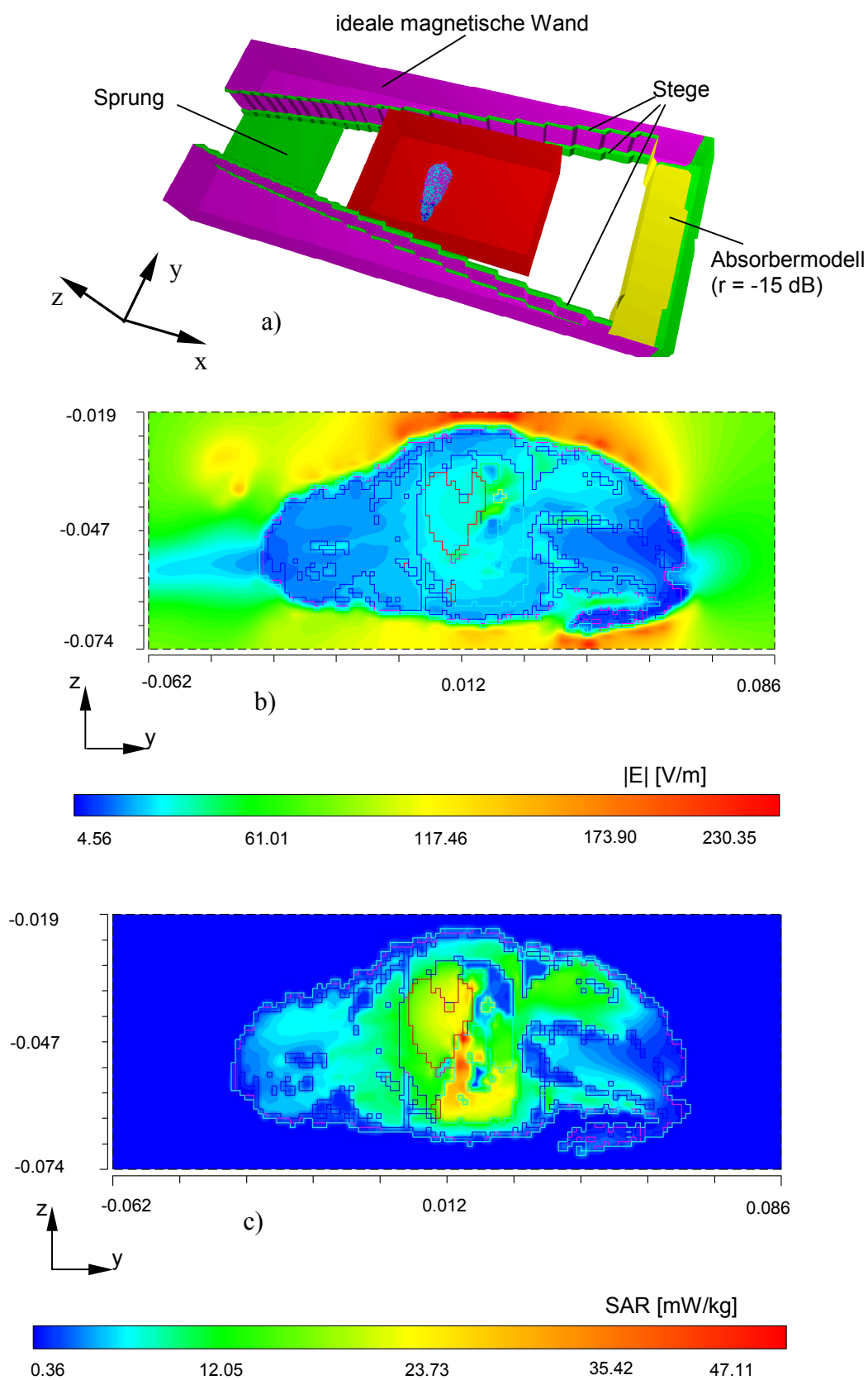


Abb. 4.5-26: Rattenmodell mit der rechten Flanke zur einfallenden Welle gerichtet (y, z in m)
 a) Modell (obere Wand der Wellenleitung entfernt)
 b) Feldverteilung in der Ratte für $P_{in} = 1$ W
 c) Lokale SAR-Verteilung (gemittelt über 1mm^3) für $P_{in} = 1$ W

4.6. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde auf den Entwurf von Expositionsanlagen zur Untersuchung der Wirkung elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme eingegangen. Nach der Darstellung der allgemeinen biologischen und technischen Anforderungen an solche Anlagen wurde die radiale Wellenleitung beschrieben, die als Expositions-kammer insbesondere bei der gleichzeitigen Behandlung vieler Proben vorteilhaft eingesetzt werden kann.

Für die Exposition von isolierten Pinealorganen wurde eine Expositions-kammer entworfen, die mit Hilfe von so genannten Dämpfungskaminen, dies sind Rundhohlleiter, die unterhalb der cut-off Frequenz der Grundmode betrieben werden, die Versorgung der Organe mit Nährflüssigkeit während der Exposition garantiert. Dazu können durch die mechanisch offenen Dämpfungskamine Schläuche zu den Probengefäßen geführt werden. Durch eine entsprechende Dimensionierung der Rundhohlleitungen konnte eine sehr hohe Dämpfung der in ihr angeregten Felder erreicht werden, so dass eine ausreichend hohe Entkopplung vom Inneren der Expositions-kammer und Außenraum gewährleistet ist. Dies ermöglicht die Verwendung von mehreren Expositions-kammern in direkter Nachbarschaft, so z.B. deren Unterbringung im selben Inkubator.

Für Untersuchungen an einem biologischen Zell-Modell der Blut-Hirn-Schranke ‚in-vitro‘ wurde eine HF-Expositions-anlage mit integriertem Elektrodensystem entworfen, welches die spektrale Messung des elektrischen Widerstandes der Zellschicht während der Exposition ermöglicht. Dafür wurden verschiedene Elektrodensysteme bezüglich der Erzeugung eines gleichmäßigen Strömungsfeldes durch die Zellschicht und ihrer Implementierung in die Expositions-kammer untersucht. Eingesetzt wurde ein System, bestehend aus Scheibenelektroden, die in der verwendeten Wellenleitung neben der Applikation des NF-Messsignals gleichzeitig zur Wellenführung eingesetzt werden und das Expositions-feld nur äußerst geringfügig beeinflussen.

Für die Exposition von Kleintieren existieren zwei grundlegende Konzepte, deren Auswirkung auf die SAR-Variation in den Tieren diskutiert wurde. Nachfolgend wurde auf den Entwurf von radialen Wellenleitungen für Langzeitversuche mit in Käfigen gehaltenen Ratten eingegangen. Hier sind besondere Maßnahmen für den Aufbau der Wellenleitungen notwendig, wenn aufgrund der vorgeschriebenen Käfighöhe der Plattenabstand größer als die halbe Wellenlänge gewählt werden muss und wenn die Körpergröße der zu exponierenden Tiere groß im Vergleich zur Wellenlänge ist, da ansonsten die Stabilität des Expositions-feldes nicht mehr gewährleistet ist. Es wurden Konzepte zur einwelligen Anregung der Käfige, zur Verschiebung der cut-off Frequenzen von unerwünschten höheren Wellentypen durch Einsetzen von Metallstegen und zur seitlichen Entkopplung der Wellenleitungs-sektoren vorgestellt. Letzteres kann durch spezielle Wände realisiert werden, die eine unendlich hohe Wandimpedanz besitzen und somit die Ausbreitung der transversal elektromagnetischen Welle in den Sektoren aufrecht erhalten.

Als Beispiel für eine realisierte Expositions-anlage und die Anwendung der geschilderten Konzepte wurden radiale Wellenleitungen für die Untersuchung der Auswirkungen gepulster hochfrequenter Felder während der Trächtigkeit auf die Nachkommen von Ratten gezeigt.

5. Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit numerischen Berechnungen elektromagnetischer Felder zur Bestimmung der Exposition von Personen und zur Untersuchung der Wirkung hochfrequenter Felder auf biologische Systeme.

Im ersten Teil der Arbeit wurde eine Problemstellung aus dem Gebiet des Arbeitsschutzes behandelt, bei der zur Vermeidung einer unzulässig hohen Exposition von Arbeitern Sicherheitsabstände vor Mobilfunk-Basisstationsantennen bestimmt werden müssen. Für die Berechnung der Feldverteilung im menschlichen Körper wurde eine Vorgehensweise vorgestellt, die den Integralgleichungsteil der Hybrid⁽²⁾-Methode mit der Finite-Differenzen-Methode über das Huygenssche Prinzip verknüpft. Der besondere Vorteil dieser Vorgehensweise ist, dass nur die Antenne selbst und ein das Menschmodell einschließendes, relativ kleines quaderförmiges Volumen modelliert werden müssen. Die Vergrößerung des Abstandes zwischen Mensch und Antenne führt daher nicht zu einem größeren Modellierungsaufwand im Gegensatz zu Vorgehensweisen, die die Modellierung der Antenne und des Menschen in einem zusammenhängenden Lösungsgebiet voraussetzen. Es wurden erstmals Ergebnisse für die Exposition eines 42 kg-Modells für einen Jugendlichen gezeigt. Für die Bestimmung der Sicherheitsabstände ist die Ganzkörper-SAR für eben dieses 42 kg-Menschmodell die ausschlaggebende Größe. Des Weiteren wurde eine Auswertung für die über 10 g-Gewebemasse gemittelte Teilkörper-SAR gewählt, die sich streng am Wortlaut der einschlägigen Norm orientiert. So kann gezeigt werden, dass die bisher allgemein übliche Vorgehensweise zur Bestimmung der Teilkörper-SAR den maximal auftretenden Wert unter Umständen deutlich unterschätzt. Es wurde ein Vorschlag zur Lösung dieser Problematik unterbreitet.

Die hier vorgestellte Vorgehensweise kann auch auf komplexere Problemstellungen angewendet werden. So ist es möglich, in der Hybrid-Methode auch realistische Antennenumgebungen, wie strukturierte Fassaden, Gebäude und Fahrzeuge in direkter Umgebung der Antenne sowie in größerer Entfernung zu berücksichtigen. Auch die Exposition der Allgemeinbevölkerung kann bestimmt werden. Um Feldprobleme, die eine große Verkopplung der Antennenströme mit dem Streufeld des Menschmodells im FDTD-Volumen aufweisen, mit einem ausreichend geringen Fehler zu berechnen, müssen Modifikationen der Vorgehensweise vorgenommen werden. So könnte für die Berechnung der Startwerte der Antennenströme ein sehr grobes Modell für den Körper in das Modell des Integralgleichungsverfahrens eingesetzt werden, um so die Konvergenz der Antennenströme auf Werte mit geringerer Abweichung zur exakten Lösung zu garantieren. Hohe Priorität muss auch die Steigerung der Effizienz der FDTD-Methode haben, um Menschmodelle mit der maximalen Auflösung berechnen zu können und damit noch zuverlässigere Werte für die Teilkörper-SAR zu erhalten.

Der zweite Teil dieser Arbeit befasst sich mit der Entwicklung von Hochfrequenz-Expositionsanlagen für Untersuchungen an Zellschichten, isolierten Organen und an in Käfigen gehaltenen Kleintieren. Bei letzteren ist die Erzeugung eines homogenen Expositionsfeldes ausschlaggebend für eine geringe Variation der Absorption in den Tieren, insbesondere dann, wenn die Körperabmessungen der Tiere groß im Vergleich zur Wellenlänge sind. Es wurden mehrere neue Maßnahmen vorgestellt, die durch Modifikationen im Aufbau der als Expositions-kammern eingesetzten radialen Wellenleitungen diese Forderung erfüllen. Somit ist es möglich, große Tiere (Ratten) bei hohen Frequenzen (UMTS-Frequenzbereich) definierten elektromagnetischen Feldern auszusetzen. Bei dem Entwurf der Expositions-kammern für ‚in vitro‘-Versuche stand die Erfüllung spezieller physiologischer Anforderungen im Vordergrund. So wird erstmals eine mechanisch offene, aber elektromagnetisch geschlossene Expositions-kammer gezeigt, welche während der Exposition die Versorgung isolierter Pinealorgane mit Nährflüssigkeit über Schläuche ermöglicht. Ferner wurde zum ersten Mal ein Elektro-

densystem für niederfrequente ‚on-line‘-Widerstandsmessungen an einem Zellmodell der Blut-Hirn-Schranke in eine radiale Wellenleitung integriert. Beide Konzepte wurden dabei so ausgeführt, dass sie das Expositionsfeld nicht beeinflussen.

6. Literaturverzeichnis

- 3G TS 25.101: 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Networks; UE Radio transmission and Reception (FDD), Version 3.2.2, April 2000.
- 3G TS 25.104: 3rd Generation Partnership Project (3GPP); Technical Specification Group Radio Access Networks UTRA (BS) FDD; Radio transmission and reception, Version 3.2.0, March 2000.
- 3G TS 25.211: Universal Mobile Telecommunication System (UMTS); Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD), Version 3.3.0, June 2000.
- Abidine, K.: Konzeption und Aufbau einer radialen Wellenleitung als HF-Expositionsanlage für ein Mehrgenerationen-Experiment mit Kleintieren. Diplomarbeit, Bergische Universität Wuppertal, 2003.
- Alaydrus, M., Bitz, A., Streckert, J., Hansen, V.W.: Combination of the Hybrid²-Method and the FDTD for Safety Assessment of Human for Base Station Antennas Mounted in Real Environments. URSI General Assembly, August 2002, Maastricht, Netherlands, 2002.
- Alaydrus, M.: Hybridmethode zur Lösung komplexer elektromagnetischer Feldprobleme: Kombination der Finite-Elemente-Methode, eines Integralgleichungsverfahrens und der Vereinfachten Geometrischen Beugungstheorie. Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 2001a.
- Alaydrus, M., Hansen, V., Streckert, J.: Sicherheitsabstände im Nahfeld von Basisstationsantennen. Kleinheubacher Berichte, Bd. 44, pp. 130-136, 2001b.
- Alaydrus, M., Hansen, V.: A Hybrid Method Combining FE/BEM with the UTD for Calculating the Effects of Real Surroundings on Antenna Characteristics. European Wireless '99, Munich, pp. 465-470, October 1999.
- Bahr, A., Gustrau, F., Schüller, T.M.: Dosimetric study of GSM 900 base station antennas. Kleinheubacher Berichte, Bd. 44, pp. 137-146, 2001.
- Bahr, A., Gerhardt, D., Menzel, K.: Occupational safety in near field of transmitting mobile phone antennae. "Nichtionisierende Strahlung", 31. Jahrestagung des Fachverbandes für Strahlenschutz, Köln, Bd. II, pp. 1-8, September 1999.
- Balanis, C. A.: Advanced Engineering Electromagnetics, J. Wiley & Sons, New York, 1989.
- Balzano Q.: An Efficient RF Exposure System with Precise Whole-Body Average SAR Determination for In Vivo Animal Studies at 900 MHz. Trans. MTT, Vol. 48, pp. 2040-2049, 2000.
- Becker, A., Alaydrus, M., Hansen, V. W., Streckert, J.: Untersuchung komplexer Antennenanordnungen unter Verwendung von Hybridmethoden aus Integralgleichungsverfahren, Finite-Elemente-Methode und Asymptotischen Verfahren. Kleinheubacher Berichte, Bd. 45, pp. 52-56, 2002.

- Berenger, J.P.: A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *J. Computat. Phys.*, Vol. 114, pp. 185-200, Oct. 1994.
- Bernardi, P., Cavagnaro, M., Pisa, S., PiuZZi, E.: Numerical Evaluation of the Compliance Distance of Radio Base Station Antennas. 25th BEMS Annual Meeting, Maui, Hawaii, USA, p. 31, June 2003.
- Bernardi, P., Cavagnaro, M., D'Antanasio, P., Di Palma, E., Pisa, S., PiuZZi, E.: FDTD, multiple region / FDTD, raytracing / FDTD: a comparison in their applicability for human exposure evaluation. *Intern. J. Num. Modelling*, Vol. 15:5-6, pp. 579-593, Sept.-Dec. 2002.
- Bernardi, P., Cavagnaro, M., Pisa, S., PiuZZi, E.: Evaluation of SAR and temperature distribution in subjects exposed in the far-field of radiating radio frequency sources. *Proc. Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility EMC '98*, Rom, pp. 190-193, 1998.
- BGR B11, BG-Regeln "Elektromagnetische Felder", Hauptverband der gewerblichen Berufsgenossenschaften, April 2001.
- BGV B11, Unfallverhütungsvorschrift „Elektromagnetische Felder“, Hauptverband der gewerblichen Berufsgenossenschaften, März 2001.
- BimSchV, Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26. BimSchV). *BGBI. Jg. 1996 Teil I*, Nr. 66, 20.12.1996.
- Bitz, A., Streckert, J., Reinhardt, T., Hansen, V., Buschmann, J.: Exposure Setup for UMTS Two-Generation Study with up to Thousand Rats. 25th BEMS Annual Meeting, Maui, Hawaii, USA, p. 44, June 2003a.
- Bitz, A. K., Streckert, J., Hansen, V. W., Schüller, M.: Berechnung der Feldverteilung im menschlichen Körper bei Exposition im Nahfeld von Mobilfunk-Basisstationsantennen. Kleinheubacher Tagung, Miltenberg, <http://www.cosis.net/abstracts/KH2003/00056/KH2003-A-00056.pdf>, Oktober 2003b.
- Bitz, A. K., Alaydrus, M., Streckert, J., Hansen, V. W.: Exposition von Personen im Nahfeld von Basisstationsantennen unter Berücksichtigung komplexer Montageumgebungen. *Kleinheubacher Berichte*, Bd. 45, pp. 130-136, 2002a.
- Bitz, A., Alaydrus, M., Streckert, J., and Hansen, V.: Combination of the Hybrid⁽²⁾-Method and the FDTD-Method for Solution of Boundary Value Problems with Electrically Large and High-Resolution Bodies. *AP/URSI 2002*, San Antonio, Texas, USA, pp. 278-281, June 2002b.
- Bitz, A., Alaydrus, M., Streckert, J., Hansen, V.W.: Absorption Rates inside Human body due to radiated electro-magnetic fields of multi-band base station antennas. *Boundary Value Problems with Electrically Large and High-Resolution Bodies*. 24th BEMS Annual Meeting, Québec, Canada, pp. 40-41, June 2002c.
- Bitz, A., Alaydrus, M., Streckert, J., Hansen, V.W.: Safety assessment for multi-band base station antennas: SAR inside human bodies. *Proc. EMC Europe*, September.2002, Sorrento, Italy, pp. 747-750, 2002d.

- Bitz, A.K., Alaydrus, M., Streckert, J., Hansen, V.W.: Base station antennas embedded in complex environments: rf exposure in controlled areas. 23rd BEMS Annual Meeting, St. Paul, Minnesota, USA, pp. 49-50, June 2001a.
- Bitz, A., Streckert, J., Hansen, V. W., Stögbauer, F., Goeke, J.: Shielded rf-exposure system with an integrated lf-measuring system for in vitro experiments with cell-layers. 5th International Congress of the European BioElectromagnetics Association (EBEA), Helsinki, Finland, pp. 67-68, September 2001b.
- Bitz, A. K., Streckert, J. R., Hansen, V. W., Lerchl, A.: Freely moving or restrained animals in bioelectromagnetic experiments - pros and cons. Millenium Conference on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, p. 489, 2000a.
- Bitz, A.K., Streckert, J., Hansen, V.W.: RF Exposure devices for bioelectromagnetic experiments of different design developed at the University of Wuppertal (Germany). 2nd Int. EMF Seminar: Electromagnetic Fields and Biological Effects, Xi'an, China, pp. 139-147, October 2000b.
- Bitz, A.K., Streckert, J., Hansen, V.W.: Radial waveguide with enhanced exposure volume for in vivo experiments involving many large rodents. 2nd Int. EMF Seminar: Electromagnetic Fields and Biological Effects, Xi'an, China, pp. 129-138, October 2000c.
- Bitz, A.K., Streckert, J., Hansen, V. W., Buschmann, J.: RF exposure of non-restrained animals in an overmoded radial waveguide. 22nd BEMS Annual Meeting, Munich, Germany, p. 63, 2000d.
- Bonasera, S.J., Toler, J.C., Popovic, V.P.: Long-term bioeffects of 435 MHz radiofrequency radiation on blood-borne end points in cannulated rats. I. engineering considerations. *J. Microwave Power EE*, vol. 23, pp. 95-104, 1988.
- Brendel, H., Niehaus, M., Bitz, A., Streckert, J.R., Hansen, V., Lerchl, A.: Exposure of Djungarian hamsters to 383 MHz (Tetra25 Standard) and 900 MHz (GSM- Standard) electromagnetic fields. 21st BEMS Annual Meeting, Long Beach, p. 211, 1999.
- Brooks Air Force Base Laboratories: Visible human project. <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/dosimetry.html>.
- Burkhardt M., Spinelli Y., Kuster N.: Exposure Setup to Test Effects of Wireless Communications systems on the CNS. *Health Physics*, Vol. 73, No. 5, pp. 770-778, 1997.
- Buschmann, J., Streckert, J., Bitz, A., Hansen, V.: Effects of pulsed high frequency EMF exposure during pregnancy on offspring of Wistar rats. 24th BEMS Annual Meeting, Québec, Canada, pp. 74-75, June 2002.
- CENELEC: Basic Standard for the Calculation and Measurement of Electromagnetic Field Strength and SAR related to Human Exposure from Base Stations and Fixed Terminal Stations for Wireless Telecommunication Systems (110 MHz – 40 GHz). TC211, March 2001.
- Cooper, J., Marx, B., Buhl, J., Hombach, V.: Determination of safety distance limits for a human near a cellular base station antenna, adopting the IEEE standard or ICNIRP guidelines. *Bioelectromagnetics*, Vol. 23, No. 6, pp. 429-443, September 2002.

- CST GmbH: The MAFIA Collaboration. User's guide Mafia Version 3.20, Darmstadt, 1994.
- Eibert, T.F.: Verknüpfung der Methode der Finiten Elemente mit einem Integralgleichungsverfahren für ebene geschichtete Strukturen. Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 1997.
- Franke, H., Stögbauer, F., Nattkämper, H., Galla, H.J., Streckert, J., Bitz, A., Goeke, J., Hansen, V.: Influence of Mobile Phone Radiation on the Blood-Brain Barrier Tightness In Vitro. 25th BEMS Annual Meeting, Maui, Hawaii, USA, p. 3, June 2003.
- Gabriel, C.: Brooks Air Force Technical Report AL/OE-TR-1996-0037. <http://www.fcc.gov/fcc-bin/dielec.sh>
- Gandhi, O.P., Gu, Y., Chen, J.Y., Bassen, H.I.: Specific absorption rates and induced current distributions in an anatomically based human model for plane-wave exposure. Health Physics, vol. 63, pp. 281-290, 1992.
- Glasmachers, A., Rozic, D., Gencol, S., Streckert, J., Bitz, A., Hansen, V.: Techniques for In-Field Measuring of Whole Body SAR. 25th BEMS Annual Meeting, Maui, Hawaii, USA, p. 242, June 2003.
- Gollnick, F., Lerchl, A., Brendel, H., Hansen, V., Streckert, J., Bitz, A., Meyer, R.: Calcium measurements in hamster pinealocytes and human retinoblastoma cells during exposure to rf fields. 22nd BEMS Annual Meeting, Munich, Germany, p. 150, 2000.
- Gordon, R.G., Roemer, R.B., Horvath, S.M.: A mathematical model of the human temperature regulatory system – transient cold exposure response. IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol. 23, pp. 434-444, Nov. 1976.
- Hansen, V. W., Bitz, A. K., Streckert, J. R.: RF Exposure of Biological Systems in Radial Waveguides. IEEE Trans. EMC, Vol. 41, No. 4, pp. 487-493, 1999a.
- Hansen, V., Bitz, A., Streckert, J.R., Lerchl, A.: Electrically fully shielded but easily accessible RF exposure system for a large number of small biological samples. 21st BEMS Annual Meeting, Long Beach, p. 64, 1999b.
- Hansen, V., Bitz, A., Streckert, J.R., Lerchl, A.: A radial waveguide exposure system for the uniform exposure of a large number of small animals with a 383 MHz Tetra25 standard signal. 21st BEMS Annual Meeting, Long Beach, p. 170, 1999c.
- Hansen, V.W. , Bitz, A.K., Streckert, J.R.: A fully shielded setup for uniform exposure of 120 hamsters with radio frequency electromagnetic fields, 20th BEMS Annual Meeting, St. Pete Beach, Florida, p. 11, 1998.
- Hansen, V., Eibert, Th. F., Kammerer, H., Vaupel, Th., Spittler, J.F., Calabrese, P., Gehlen, W.: Untersuchung biologisch-zerebraler Effekte in niederfrequent gepulsten Hochfrequenzfeldern. FREQUENZ, 51, 11-12, pp.276-279, 1997a.
- Hansen, V., Kammerer, H., Wilczewski, F., Boheim, G.H., Meder, S., Wienand, A.: Untersuchungen zum Einfluss von modulierten Hochfrequenz-Feldern auf Zellmembranen. Kleinheubacher Berichte, Bd. 40, pp. 449-460, 1997b.

- Hansen, V.: Guidelines for experiments to investigate the effect of radio-frequency electromagnetic fields on biological systems - Radio-frequency aspects -. Edition Wissenschaft, No. 11/E, pp. 3-27, 1997c.
- Hansen, V.: Das elektromagnetische Feld in trichterförmigen Wellenleitungen verschiedener Form und Wandimpedanz und das Strahlungsverhalten entsprechender Hornstrahler. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1975.
- ICNIRP: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). Health Physics, Vol. 74, No. 4, pp. 494-552, April 1998.
- IEEE C95.1: IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz. Institute of Electrical and Electronics Engineers, New York, 1991.
- Juntunen, J. S., Kantartzis, N.V., Tsiboukis, T.D.: Zero Reflection Coefficient in Discretized PML. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 4, April 2001.
- Kunz, K. S., Luebbers, R. J.: The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics. CRC Press, Boca Raton, 1993.
- Kuster, N., Schönborn, F.: Recommended Minimal Requirements and Development Guidelines for Exposure Setups of Bio-Experiments Addressing the Health Risk Concern of Wireless Communications. Bioelectromagnetics, Vol. 21, 2000, pp. 508-514.
- Lerchl, A.: Die Melatonin-Hypothese. Eine Einführung. Edition Wissenschaft der Forschungsgemeinschaft Funk e.V., Juni 2002.
- Lerchl, A., Brendel, H., Niehaus, M., Krishnamurty, H., Hansen, V., Streckert, J., Bitz, A.: 900 MHz electromagnetic fields: Exposure parameters and effects on Djungarian hamsters. In: Klauenberg, B. J. and Miklavcic, D. (eds.): Radio Frequency Radiation Dosimetry, Kluwer Academic Publ., pp. 419-428, 2000a.
- Lerchl, A., Brendel, H., Bitz, A., Streckert, J., Hansen V.: Further evidence for increased testicular cell proliferation in hamsters by exposure to electromagnetic fields (900 MHz and 1800 MHz). 22nd BEMS Annual Meeting, Munich, Germany, p. 92, 2000b.
- Lüke, H.D.: Signalübertragung. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1999.
- Meyer, F.J.C., Davidson, D.B., Jakobus, U., Stuchly, M.A.: Human Exposure Assessment in the Near Field of GSM Base-Station Antennas Using a Hybrid Finite Element / Method of moments Technique. IEEE Trans. Biomedical Engineering, Vol. 50, No. 2, pp. 224-233, 2003.
- Montgomery, C.G., Dicke, R.H., Purcell, E.M.: Principles of microwave circuits: Chapter 8, Radial Transmission Lines. McGraw-Hill Book Company, New York, 1948.
- Moros, E. G., Straube, W. L., Pickard, W. F.: The radial transmission line as a broad-band shielded exposure system for microwave irradiation of large numbers of culture flasks. Bioelectromagnetics, vol. 20, pp. 65-80, 1999.

- National Library of Medicine: Visible Human Project, 1986: http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible_human.html
- Pennes, H. H.: Analysis of tissue and arterial blood temperatures in resting forearm. *J. Appl. Physiol.*, Vol. 1, No. 2, pp. 93-122, 1948.
- Rao, S.M., Wilton, D.R., Glisson, A.W.: Electromagnetic Scattering by Surfaces of Arbitrary Shape. *IEEE Trans. AP*, Vol. 30, No. 3, pp. 409-418, May 1982.
- Reinhardt, T.: Untersuchungen der im hochfrequenten elektromagnetischen Feld einer Radialwellenleitung erzeugten SAR-Verteilung in Versuchstieren unterschiedlicher Größe. Diplomarbeit, Bergische Universität Wuppertal, 2002.
- Repacholi, M. H., Basten, A., Gebiski, V., Noonan, D., Finnie, J., Harris, A.: Lymphomas in E μ -Pim1 Transgenic Mice Exposed to Pulsed 900 MHz Electromagnetic Fields. *Radiation Research*, Vol. 147, pp. 631-640, 1997.
- Retana-Marquez S., Bonilla-Jaime H., Vazquez-Palacios G., Dominguez-Salazar E., Martinez-Garcia R., Velazquez-Moctezuma J.: Body weight gain and diurnal differences of corticosterone changes in response to acute and chronic stress in rats. *Psychoneuroendocrinology*, Vol. 28, No. 2, pp. 207-227, Feb. 2003.
- Schirmacher, A., Winters, S, Fischer, S., Goeke, J., Galla, H.-J., Kullnick, U., Ringelstein, E. B., Stögbauer, F.: Electromagnetic fields (1.8 GHz) increase the permeability to sucrose of the blood-brain barrier in vitro. *Bioelectromagnetics*, 21, pp. 338-345, 2000.
- Schmidt & Partner Engineering AG (SPEAG): DASY 3 Dosimetric Assessment System, 1997.
- Schuderer, J., Huber, R., Graf, T., Jütz, K., Borbely, A.A., Kuster, N., Achermann, P.: Effects of Electromagnetic Fields with Two Different SAR Distributions on the Human Sleep EEG and Heart Rate. 24th BEMS Annual Meeting, Québec, Canada, pp. 261-262, June 2002.
- Schüller, M., Streckert, J., Bitz, A., Menzel, K., Eicher, B.: Proposal for generic GSM test signal. Proc. 22nd BEMS Annual Meeting, München, pp. 122-123, June 2000.
- Singh A., Einstein R., Lavidis N.: Effects of restraint stress on responsiveness of atria and vas deferens in Sprague-Dawley rats. *Journal of Autonomic Pharmacology*, Vol. 21, No. 5-6, pp. 255-261, Oct-Dec. 2001.
- Steinem, C., Janshoff, A., Wegener, J., Ulrich, W.-P., Willenbrink, W., Sieber, M., Galla, H.-J.: Impedance and shear wave resonance analysis of ligand-receptor interactions at functionalized surfaces and of cell monolayers. *Biosensors & Bioelectronics*, 12, pp. 787-808, 1997.
- Steiner, B.: Neue Technologie UMTS - das Mobilfunksystem der nächsten Generation. FGF Newsletter, 8, pp. 16-22, 1/2000.
- Streckert, J., Bitz, A., Franke, H., Goeke, J., Hansen, V., Stögbauer, F.: 60-sample RF exposure system for blood brain barrier model involving impedance measurements of cell layers. 24th BEMS Annual Meeting, Québec, Canada, pp. 45-46, June 2002.

- Streckert, J., Ndoumbè Mbonjo Mbonjo, H., Bitz, A., Hansen, V.: Ein UMTS-Testsignal für bio-elektromagnetische Experimente. Newsletter, Forschungsgemeinschaft Funk, pp. 11-17, 3/2001.
- Streckert, J., Bitz, A., Hansen, V., Buschmann, J.: High SAR exposure of 24 rats at 900 MHz: problems of temperature limits and uniform field distribution. Millenium Workshop on Biological Effects of Electromagnetic Fields, Heraklion, Greece, pp. 185-195, October 2000.
- Streckert, J.: Anwendung feldtheoretischer Verfahren auf Untersuchungen zur Wirkung elektromagnetischer Felder auf Mensch und Umwelt. Dissertation, Bergische Universität Wuppertal, 1999a.
- Streckert, J.R., Bitz, A.K., Hansen, V.W., Fritzer, G., Aldenhoff, J.B.: Human head RF exposure for electroencephalogram experiments during sleep. 21st BEMS Annual Meeting, Long Beach, p. 250, 1999b.
- Streckert, J. und Hansen, V.: Simulationsrechnungen zur Ermittlung der Störspannung am Eingang implantierter Herzschrittmacher im Fernfeld einer Mobilfunk-Basisstation des D-Netzes. BUGH Wuppertal, Abschlussbericht im Auftrag der Mannesmann Mobilfunk GmbH, 6/1997a.
- Streckert, J., Hansen, V.: Design of high-frequency exposure setups for the experiments in Bonn and Essen. In: K. Brinkmann, and G. Friedrich (Editors): Electromagnetic Compatibility of Biological Systems, vol. 5, Berlin: VDE-Verlag, 1997b.
- Stuchly, M.A.; Stuchly, S.S.. Dielectric properties of biological substances - tabulated I. Microwave Power 15:19-26;1980.
- Swicord, M., Morrissey, J., Zakharia, D., Ballen, M., Balzano, Q.: Dosimetry in mice exposed to 1.6 GHz microwaves in a carousel irradiator. Bioelectromagnetics, Volume 20, Issue 1, pp. 42-47, 1999.
- Taflove, A., Hagness, S.C.: Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. 2nd Edition, Artech House, London, 2000.
- Taurisano, M.D., Vander Vorst, A.: Experimental Thermographic Analysis of Thermal Effects Induced on a Human Head Exposed to 900-MHz Fields of Mobile Phones. IEEE Trans. MTT, Vol. 48, No. 11, pp. 2022-2032, November 2000.
- Tillmann, T., Buschmann, J.: In-Vivo-Untersuchungen zu möglichen Auswirkungen hochfrequenter elektromagnetischer Felder (HF-EMF) insbesondere des Mobilfunks. Edition Wissenschaft der Forschungsgemeinschaft Funk e.V., Juli 2003.
- Unger, H.-G.: Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1981.
- Veliagic, S.: TEM-Wellenleitungen als Expositionseinrichtung für in vivo- und in-vitro-Experimente zur Untersuchung der Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme. Diplomarbeit, Bergische Universität Wuppertal, 2001.

- Wegener, J., Sieber, M., Galla, H.-J.: Impedance analysis of epithelial and endothelial cell monolayers cultured on gold surfaces. *J. Biochem. Biophys. Methods*, Vol. 32, pp. 151-170, 1996.
- Winton, S.C., Rappaport, C.M.: Specifying PML Conductivities by Considering Numerical Reflection Dependencies. *IEEE Trans. AP*, Vol. 48, No. 7, pp. 1055-1063, July 2000.

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik im Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik, Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen, der mir die Durchführung der Arbeit ermöglichte. Sein fachliches Interesse und seine ständige Bereitschaft zu Diskussionen haben sehr zum Gelingen der Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinz Chaloupka danke ich für die Übernahme des Korreferats und die Durchsicht der Arbeit.

Herrn Dr.-Ing. Joachim Streckert bin ich für seine Unterstützung und seine wertvollen Hinweise zu großem Dank verpflichtet.

Außerdem bedanke ich mich bei allen Kollegen und Studenten, die in vielfältiger Form zum Fortgang der Arbeit beigetragen haben.