

**Anwendung feldtheoretischer Verfahren auf Untersuchungen
zur Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder
auf Mensch und Umwelt**

Vom Fachbereich Elektrotechnik der
Bergischen Universität – Gesamthochschule Wuppertal
angenommene Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs

von
Diplom-Ingenieur
Joachim Streckert
aus
Essen

**Anwendung feldtheoretischer Verfahren auf Untersuchungen
zur Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder
auf Mensch und Umwelt**

Vom Fachbereich Elektrotechnik der
Bergischen Universität – Gesamthochschule Wuppertal
angenommene Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs

von
Diplom-Ingenieur
Joachim Streckert
aus
Essen

Dissertation eingereicht am : 6.11.1998
Tag der mündlichen Prüfung : 15.1.1999
Referent : Prof. Dr.-Ing. V. Hansen
Korreferent : Prof. Dr.-Ing. H. Chaloupka

Inhaltsverzeichnis

1	EINLEITUNG UND ÜBERSICHT	1
2	STAND DER FORSCHUNG	4
2.1	Einfluss elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme	4
2.2	Einfluss elektromagnetischer Felder auf Herzschrittmacher	6
3	KONZIPIERUNG VON HOCHFREQUENZ-EXPOSITIONSEINRICHTUNGEN	9
4	EINFLUSS VON ELEKTROMAGNETISCHEN FELDERN AUF MEMBRAN- POTENTIAL UND MEMBRANSTRÖME VON HERZMUSKELZELLEN	13
4.1	Einleitung und Übersicht	13
4.2	Versuchsaufbau ohne HF-Exposition	13
4.3	Anforderungen an die HF-Expositionseinrichtungen	14
4.3.1	Frequenzen	14
4.3.2	Spezifische Absorptionsrate	14
4.3.3	Zugänglichkeit der Probe	14
4.3.4	HF-Dichtigkeit und Schirmung	14
4.3.5	Mechanische Stabilität	14
4.3.6	Eindeutigkeit und Reproduzierbarkeit des HF-Feldes	15
4.3.7	Feldvariation im Beobachtungsbereich der Probe	15
4.3.8	Eigenschaften des Probenhalters	15
4.3.9	Kompatibilität zur bisherigen Versuchsaapparatur	15
4.4	Lösungskonzept	16
4.4.1	Versuchsaufbau mit HF-Exposition	16
4.4.2	Dimensionierung der Messzelle für das E-Netz	17
4.4.3	Dimensionierung der Messzelle für das D-Netz	18
4.5	Realisierung der HF-Expositionseinrichtungen.....	19
4.5.1	Der Probenhalter	19
4.5.2	Die Messzellen	19
4.5.3	HF-Komponenten	21
4.5.4	Ein- und Auskoppelvorrichtungen	21
4.6	Numerische Feldberechnungen	26
4.6.1	Vorgehensweise	26
4.6.2	Materialparameter	26
4.6.3	SAR - Abschätzung in der Probenflüssigkeit	27
4.6.4	Feldveränderungen	28
4.6.5	Feldstärke- und SAR-Werte an den Zellen	33
4.7	Zusammenfassung	36

5	EINFLUSS VON HOCHFREQUENTEN ELEKTROMAGNETISCHEN FELDERN AUF HUMANE PERIPHERE LYMPHOZYTEN	37
5.1	Einleitung	37
5.2	Spezielle Anforderungen an die HF-Expositionseinrichtungen	37
5.2.1	Zugänglichkeit der Probe	37
5.2.2	Feldvariation in den Proben	37
5.3	Lösungskonzept	37
5.3.1	Versuchsaufbau mit HF-Exposition	37
5.3.2	Dimensionen und Betriebsdaten der Messzellen	38
5.3.3	HF-Einspeisung	38
5.4	Numerische Feldberechnungen	40
5.4.1	Vorgehensweise	40
5.4.2	Materialparameter	40
5.4.3	Feldverteilungen und SAR - Abschätzung in den Proben	40
5.5	Zusammenfassung	45
6	WIRKUNGEN SCHWACHER HOCHFREQUENTER ELEKTROMAGNETISCHER FELDER AUF MELATONINSYNTHESE UND REPRODUKTIVE FUNKTIONEN MÄNNLICHER DSUNGARISCHER HAMSTER	46
6.1	Einleitung und Übersicht	46
6.2	Anforderungen an die Expositionsanlage	46
6.3	Konzept einer offenen Expositionseinrichtung	47
6.3.1	Vorbetrachtung	47
6.3.2	Prinzipieller Aufbau	48
6.3.3	Dimensionierung einer offenen Expositionsvorrichtung	48
6.3.4	Schirmung des Raumes	49
6.3.5	Beurteilung des Konzepts der offenen Expositionseinrichtung	50
6.4	Planung und Aufbau einer geschlossenen Expositionseinrichtung	51
6.4.1	Vormerkungen	51
6.4.2	Prinzip der radialen Parallelplattenleitung	52
6.4.3	Dimensionierung der radialen Parallelplattenleitung und der Einspeisung	52
6.4.4	Feldverteilung im radialen Wellenleiter	54
6.4.5	Aufbau der radialen Parallelplattenleitung	55
6.4.6	Eigenschaften der realisierten Expositionsanlage	59
6.5	Feldverteilung, Dosimetrie und SAR-Variation in den Testobjekten	62
6.5.1	Simulationsmodelle für die Versuchstiere	62
6.5.2	Feldmodifikationen durch die Testobjekte	65
6.6	Zusammenfassung und Ausblick	71

7	ERSTELLUNG EINES KONZEPTS UND AUFBAU EINER EXPOSITIONSVORRICHTUNG FÜR EEG-EXPERIMENTE BEI 900 MHZ	72
7.1	Einleitung	72
7.1.1	Projektziel	72
7.1.2	Vorbedingungen	72
7.2	Konzept der Expositionseinrichtung	72
7.2.1	Festlegung der Expositionsbedingungen	72
7.2.2	Wahl und Optimierung der Antennenkonfiguration	73
7.2.3	Simulationsmodell der Versuchsanordnung	75
7.2.4	Feldberechnungen und Leistungsabschätzung	79
7.3	Aufbau der Expositionseinrichtung	81
7.3.1	Versuchsraum	81
7.3.2	Sendeanlage	82
7.3.3	Kalibrierung und Funktionskontrolle	83
7.3.4	Fremdfelder	85
7.4	Zusammenfassung	88
8	SIMULATIONSRECHNUNGEN ZUR ERMITTLUNG DER STÖRSPANNUNG AM EINGANG IMPLANTIERTER HERZSCHRITTMACHER IM FERNFELD EINER MOBILFUNK-BASISSTATION DES D-NETZES	89
8.1	Einleitung	89
8.2	Prinzipielles Konzept	89
8.2.1	Allgemeine Problemstellung	89
8.2.2	Charakterisierung der elektromagnetischen Felder	90
8.2.3	Störspannungsberechnung	91
8.2.4	Vorteile des Konzepts	91
8.3	Körpermodell	92
8.4	Feldberechnung im Körpermodell	97
8.5	Herzschrittmachermodelle	117
8.6	Störspannungen am Herzschrittmacher-Eingang	120
8.7	Bewertung der Störspannungen	132
8.8	Zusammenfassung	133
8.9	Anhang	134
8.9.1	Körpermodell	134
8.9.2	Anzahl der Einzelrechnungen	136
9	ZUSAMMENFASSUNG	137
	LITERATURHINWEISE	139

1 Einleitung und Übersicht

Die Einführung neuer Technologien wird in der Öffentlichkeit im Zusammenhang mit der Frage nach möglichen Gefahren für Mensch und Umwelt zunächst immer sehr kontrovers und emotional diskutiert, insbesondere dann, wenn diese Techniken aufgrund sensorisch nicht unmittelbar erfassbarer Wirkungen (z. B. Radioaktivität, Gentechnik, elektromagnetische Felder) nicht oder nur unzureichend verstanden werden.

Typische Beispiele dafür liefert die mobile digitale Kommunikationstechnik, die seit der Einführung der sogenannten D- und E-Netze zwar eine rasante Entwicklung aufgrund einer breiten Akzeptanz durch die Nutzer erfahren hat, sich aber gleichzeitig wegen der für jeden sichtbaren, in hoher räumlicher Dichte neu installierten Antennen und Sendemasten sowie der in allen Lebensbereichen präsenten Handgeräte mit zunehmenden Ängsten und Widerständen aus der Bevölkerung konfrontiert sieht. Vielfach wurden diese Ängste geschürt durch Presseartikel und TV-Beiträge, in denen mit Begriffen wie Elektrosmog und Elektrosensibilität operiert und teilweise die Erwägung einer krebsauslösenden Wirkung elektrischer, magnetischer oder elektromagnetischer Felder nicht einmal mehr mit einem Fragezeichen versehen wurde.

Allerdings kommen leider auch aus dem Wissenschaftsbereich häufig Beiträge, die Anlass zu Kritik geben. Gerade zu der Frage möglicher Einflüsse schwacher, also thermisch nicht relevanter elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme, die nur durch die Kombination von Fachwissen aus sehr unterschiedlichen Gebieten wie Biologie, Chemie, Medizin, Physik und Elektrotechnik die Gewinnung wissenschaftlich objektiver Erkenntnisse erlaubt, wurden in der Vergangenheit häufig Alleingänge von Experten einer Fachrichtung, die den weniger qualifizierten eingeschätzten Aufgabenteil der anderen – meist technischen – Disziplinen gleich mit erledigen wollten, unternommen. Spätestens bei der Publikation eines vermeintlich aufgedeckten Effektes sahen die Autoren ihre Vorgehensweise dann massiver Kritik ausgesetzt, was dazu führt, dass niemand den Versuch unternimmt, die - vom biologischen Grundkonzept her vielleicht sogar akzeptablen - Arbeiten zur wissenschaftlichen Verifikation zu reproduzieren. Genauso kontraproduktiv sind natürlich Äußerungen "gestandener" Techniker, die mögliche nachteilige Einflüsse der aus ihren Arbeitsgebieten bekannten elektromagnetischen Strahlungsquellen kategorisch negieren.

Die Notwendigkeit, Ängste der Bevölkerung ernst zu nehmen und durch die Förderung von Forschungsprojekten unabhängiger wissenschaftlicher Einrichtungen zur EMVU-Problematik (Elektromagnetische Verträglichkeit unter Umweltaspekten) im Hochfrequenzbereich zu einer Objektivierung des Sachverhalts beizutragen, wurde bereits vor etlichen Jahren von der Branche der Mobilfunk-Netzbetreiber und -Gerätehersteller erkannt. Dass dabei nicht unbedingt moralische Bedenken, sondern angesichts von Bürgerinitiativen und gerichtlichen Verfügungen gegen die Errichtung von Sendetürmen handfeste wirtschaftliche Interessen motivierend waren, ist für die Wissenschaft letztlich unbedeutend. Jedenfalls gelang es erst durch diese finanzielle Förderung, funktionierende Koordinationsstellen, wie z. B. die Forschungsgemeinschaft Funk e. V. in Bonn, einzurichten, die Wissenschaftler verschiedener Disziplinen in gemeinsame Verbundprojekte einbinden.

Bei derartigen Projekten ist allen Beteiligten klar, dass ein sog. "Null-Beweis" grundsätzlich nicht zu führen ist, d. h., es ist auch durch noch so viele Untersuchungen nicht möglich nachzuweisen, dass Wirkungen von elektromagnetischen Feldern auf biologische Systeme unter allen Umständen ausgeschlossen werden können. Dennoch ist es durchaus sinnvoll, an bestimmten Versuchskonfigurationen mit eindeutig definierten Randbedingungen Effekte aufzudecken oder zu verwerfen, um zu einer Versachlichung der Diskussion beizutragen.

Ein weiterer Forschungsgegenstand im Zusammenhang mit modulierten Hochfrequenzfeldern ist die Störbeeinflussung von medizinischen Implantaten, insbesondere von künstlichen Herzschrittmachern. Obwohl es sich dabei eigentlich um ein klassisches EMV-Problem handelt, weil ein elektronisches Gerät, das in ein verlustbehaftetes Dielektrikum, den menschlichen Körper, eingebettet ist, durch feldinduzierte Ströme auf einer Übertragungsleitung, der Herzschrittmacher-Elektrode, gestört werden kann, wird die Verkopplung zwischen externem Feld und Störspannung am Herzschrittmacher-Eingang wegen der Einflüsse des Körpergewebes auf das Feld und der möglichen direkten Auswirkung einer Fehlfunktion auf die menschliche Gesundheit generell dem Bereich EMVU zugeschrieben. Lediglich die Störempfindlichkeit des Herzschrittmacher-Gerätes selbst wird – messtechnisch und an nicht implantierten Herzschrittmachern – in EMV-Labors ermittelt. Diese Aufteilung spiegelt sich aus historischen Gründen auch in den einschlägigen Normen wider.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit verschiedenen Experimenten zur Exposition biologischer Systeme durch hochfrequente elektromagnetische Felder unterhalb des Niveaus thermischer Wirkungen, wobei schwerpunktmäßig die feldtheoretischen und hochfrequenztechnischen Aspekte behandelt werden. Dazu zählen u. a. die Konzipierung und Erzeugung definierter Feldverteilungen sowie die Ermittlung der in den Testobjekten umgesetzten Verlustleistungen. Während im Zusammenhang mit der Mobilfunktechnik in erster Linie Wirkungen auf das System "Mensch" interessieren, dieses aber hochkomplex ist und sich außerdem viele Versuche am lebenden Menschen aus ethischen Gründen verbieten, wurden auch "in vivo"-Untersuchungen an Versuchstieren mit möglichst gut spezifizierten Eigenschaften, von denen z. B. der Djungarische Hamster als standardisiertes Tiermodell verfügbar ist, und sog. "in vitro"-Experimente an kultivierten biologischen Subsystemen bis hinunter auf die Ebene einzelner Zellen technisch betreut. Wie an mehreren Beispielen gezeigt wird, gestalten sich die dazu erforderlichen Expositionseinrichtungen je nach Größe und Anzahl der Versuchsobjekte sehr unterschiedlich.

Ein weiterer Teil beschreibt an einer konkreten Fragestellung die Vorgehensweise bei der Bestimmung der feldinduzierten Störspannungen am Eingang implantierter Herzschrittmacher.

Die Problemstellungen aller hier beschriebenen Projekte, die in den Jahren 1995 – 1998 bearbeitet wurden, stehen unter dem Leitmotiv: Gibt es gesundheitsschädigende Faktoren im Zusammenhang mit dem Mobilfunk?

Im Einzelnen wird in Kapitel 2 zunächst eine kurze Zusammenstellung einiger bisher beobachteter athermischer Wirkungen von Feldern auf Organismen gegeben, gefolgt von einer kommentierten Literaturliste zur Herzschrittmacher-Problematik.

In Kapitel 3 werden prinzipielle Aspekte der hier verwendeten Vorgehensweise zur Realisierung von Expositionseinrichtungen beschrieben. Auf dieser Basis schildern die vier darauf folgenden Kapitel jeweils ausführlich Planung, Aufbau und Berechnung von Expositionsanlagen für tatsächlich durchgeführte Experimente: Kapitel 4 behandelt die Exposition einzelner μm -großer Gewebezellen in flachen Rechteck-Hohlleitungen, wobei ein ständiger optischer und mechanischer Zugang zu den Testobjekten zu gewährleisten war. Kapitel 5 demonstriert am Beispiel von Blutproben in Reagenzgläsern, wo die Verwendung von Standard-Hohlleitungen im Hinblick auf die gleichmäßige Exposition größerer Probenvolumina ihre Grenzen hat. In Kapitel 6 wird das Konzept der radialen Parallelplattenleitung konsequent angewandt, um eine große Anzahl von Versuchstieren gleichzeitig zu exponieren. Kapitel 7 zeigt am Beispiel von EEG-Untersuchungen an menschlichen Probanden, wie eine unter Sicherheitsaspekten einwandfreie Exposition des Kopfes vorgenommen werden kann.

Kapitel 8 befasst sich mit der Frage nach möglichen Gefahren für Herzschrittmacherträger im Sendefeld von Mobilfunk-Basisstationen. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Kapiteln, in

denen die Konzepte zu technischen Aufbauten führten, in denen die geplanten Experimente auch real umgesetzt wurden, wird hier allein auf die Rechnersimulation gesetzt, weil die Exposition eines Herzschrittmacherträgers erstens wegen der möglichen Gefährdung für unverantwortlich und zweitens in Ermanglung einer praktikablen Möglichkeit, die Störspannung am implantierten Herzschrittmacher zu messen, auch für sinnlos gehalten wird. Kapitel 9 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung ab.

2 Stand der Forschung

2.1 Einfluss elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme

Es ist allgemein bekannt, dass hochfrequente elektromagnetische Felder biologisches Gewebe erwärmen und bei Überschreitung bestimmter Amplituden auch gewebeverändernde Prozesse bewirken können. Zum Personenschutz sind international Grenzwerte für Feldstärken, Leistungsdichten und Absorptionsraten im technisch genutzten Frequenzbereich von 0 bis 300 GHz festgelegt, die eine unzulässige Erwärmung des Körpergewebes verhindern sollen.

Seit Jahren gibt es aber auch Hinweise darauf, dass Felder, deren Amplituden deutlich unter diesen für einen thermischen Effekt relevanten Werten liegen, möglicherweise Veränderungen in biologischen Systemen bewirken können. Insbesondere niederfrequente Felder um 50 Hz und niederfrequent gepulste Hochfrequenzfelder, wie sie in modernen Mobilfunknetzen Verwendung finden, stehen wegen ihrer in die Frequenzbereiche biologischer Aktivitäten fallenden Komponenten in diesem Verdacht. Obschon sich die EMVU-Forschung derzeit auf breiter Front noch im Stadium der Suche nach greifbaren Effekten befindet, lässt sich eine Konzentration des Interesses auf zwei Hauptrichtungen feststellen: Das Verhalten und Wachstum von Zellen unter Exposition und der Einfluss modulierter HF-Felder auf die menschliche Gehirntätigkeit.

Im Zusammenhang mit der ersten Richtung muss zunächst die sog. Melatonin-Hypothese angeführt werden [Stevens 1987; Stevens et al. 1996]. Gemäß dieser Hypothese wird die Synthese des Hormons Melatonin durch das im Zentralgehirn liegende Pinealorgan (Zirbeldrüse) unter dem Einfluss von schwachen Magnetfeldern vermindert. Diese Theorie stützt sich zunächst auf epidemiologische und experimentelle Untersuchungen mit 50 Hz- bzw. 60 Hz-Feldern der Energieversorgungssysteme (s. z. B. [Stevens 1993; Wood 1993]). Da bekannt ist, dass Melatonin die Östrogenproduktion unterdrückt, die wiederum verantwortlich für das Wachstum bestimmter Brustkrebsarten ist, wurde argumentiert, dass der tumorpromovierende Effekt elektromagnetischer Felder eine indirekte Folge der reduzierten Melatoninausschüttung ist [Stevens 1987]. Diese Auffassung hat sich mittlerweile dahingehend erweitert, dass der Unterdrückung der Melatoninproduktion direkte Konsequenzen für das Fortschreiten bösartiger Erkrankungen zugeschrieben werden. Dafür sprechen Arbeiten mit Krebszellen [Blackman et al. 1998; Harland et al. 1997] und Ergebnisse, die Melatonin als Kontrolleur bestimmter Sauerstoff-Verbindungen ausweisen, die die DNA schädigen [Tan et al. 1993a; Tan et al. 1993b].

Die Ergebnisse sehr vieler Einzelarbeiten scheinen die Hypothese zu bestätigen; allerdings deuten manche Beobachtungen darauf hin, dass nicht das bloße Vorhandensein eines Magnetfeldes, sondern die zeitliche Änderung der magnetischen Induktion der entscheidende Parameter sein könnte [Rogers et al. 1995]. Neuere Arbeiten an tumorbefallenen Ratten konnten außerdem eine lineare Dosisbeziehung zwischen erhöhtem Krebswachstum und Exposition mit 50 Hz - Feldern nachweisen [Löscher et al. 1995; Mevissen et al. 1996].

Der eigentliche Wirkort der applizierten Felder auf zellulärer Ebene ist bisher nicht bekannt. Es gibt aber Hinweise, die für eine Beteiligung der Zellmembran und des Ca^{2+} -Iontentransports sprechen [Azanza et al. 1994; Eichwald et al. 1995].

Weitere Studien lassen einen Einfluss schwacher elektromagnetischer Felder auf die Fertilität vermuten [De Vita et al. 1995]. Auch wurde im Zusammenhang mit 50 Hz - Feldern kürzlich berichtet, dass bei männlichen Hamstern ein signifikant erhöhtes Zellwachstum in den Hoden festgestellt werden konnte [Niehaus et al. 1997].

Für den Hochfrequenzbereich stellt sich die Situation derzeit noch viel unklarer dar. Dies liegt vor allem daran, dass im Gegensatz zu den bezüglich Frequenz und Form relativ einheitlichen Expositionsfeldern der Energieversorgungssysteme hier die Träger- und Modulationsfrequen-

zen mehr oder weniger willkürlich gewählt wurden, sodass ein Vergleich verschiedener Einzelarbeiten nahezu unmöglich ist. Es gibt beispielsweise Berichte über Veränderungen des Ca-Ionentransports durch HF-Felder [Bawin et al. 1978; Dutta et al. 1989] und bei einigen auf zellulärer Ebene beobachteten Einflüssen elektromagnetischer Expositionen konnten ähnliche Abhängigkeiten gleichermaßen für niederfrequente wie für niederfrequent modulierte Hochfrequenzfelder nachgewiesen werden. Eine repräsentative Literaturübersicht ist in [Adey et al. 1997] enthalten.

Auf die konkreten Signale digitaler Mobilfunksysteme bezogen ist der bisherige Kenntnisstand noch dürftiger. Arbeiten zur Melatoninhypothese, die eventuell auch hier angenommen werden kann, sind nicht bekannt. Ferner konnten bisher weder epidemiologische Untersuchungen [Mild et al. 1998] noch Experimente mit biologischem Material in Kultur [Antonopoulos et al. 1998; Meyer et al. 1996; Meyer et al. 1997; Eberle et al. 1997; Fitzner et al. 1997] den Verdacht bestätigen, dass auch bei niederfrequent gepulsten Hochfrequenzfeldern Einflüsse auf biologische Abläufe stattfinden. Abgesehen von beobachteten Effekten gepulster HF-Felder hoher Amplituden auf künstliche Zellmembranen (planar lipid bilayer membranes) [Hansen et al. 1996a; Boheim et al. 1997] gibt es im Bereich der Mobilfunkfrequenzen einen ersten Hinweis auf eine mögliche nachteilige Wirkung schwacher HF-Signale auf Organismen nur in einer Arbeit von Repacholi et al. [Repacholi et al. 1997], deren Autoren eine erhöhte Krebspromotion in bereits tumorbelasteten Mäusen fanden, die einem 900 MHz GSM-Signal ausgesetzt waren.

Wie bereits erwähnt beschäftigen sich viele Arbeitsgruppen mit möglichen Beeinflussungen der Hirnaktivität des Menschen durch Mobilfunkfelder. Dies liegt natürlich nahe, weil die Antenne von Mobilfunk-Handgeräten sich beim Telefonieren in unmittelbarer Nähe des Kopfes befindet und bekannt ist, dass je nach Art der Antenne bis zu 70 % der Sendeleistung innerhalb des Kopfes absorbiert werden. Zum Nachweis eventueller Wirkungen werden Hirnstrommessungen (Elektroenzephalogramme) und kognitive Tests herangezogen, wobei auch hier die Anzahl der für bestimmte Abläufe maßgeblichen medizinisch/biologischen Indikatoren groß ist. Beispielhaft seien die Untersuchungen im Knappschaftskrankenhaus Bochum-Langendreer genannt, in denen Probanden vor, während und nach der Exposition durch ein Mobiltelefon bei einer nach einschlägigen Personenschutznormen für 900 MHz allgemein zugelassenen Expositionsfeldstärke von 42 V/m der EEG-Registrierung unterlagen und bestimmte einfache Tests absolvieren mussten [Eibert et al. 1997a]. Die in [Gehlen et al. 1996] ausführlich dokumentierten Experimente erbrachten keine Abweichungen in den Testparametern der exponierten Probanden und einer nicht exponierten Kontrollgruppe. Demgegenüber wird in [Freude et al. 1998] und [Mann et al. 1996] von aufgetretenen Effekten berichtet. In beiden Fällen wurden Mobilfunk-Handgeräte im normalen Gesprächsmodus (Lautsprecher abgeschaltet) als Feldquellen verwendet. Bei den in [Freude et al. 1998] geschilderten Reaktionstests zeigten die EEG-Ableitungen in der Vorbereitungsphase der Probandenaktion ortsabhängige Potentialunterschiede zwischen Exposition und Scheinexposition, wogegen es sich in [Mann et al. 1996] um die Untersuchung schlafender Probanden handelte, bei denen in den sog. REM-Phasen (rapid eye movement, Traumphasen), von denen normalerweise mehrere während des menschlichen Schlafs auftreten, signifikante EEG-Veränderungen unter Exposition gefunden wurden.

Es muss aber nochmals betont werden, dass eine tragfähige, d. h., durch eindeutige Reproduktion belegte, wissenschaftliche Bestätigung beobachteter Wirkungen im Mobilfunkbereich noch aussteht; auch sind die Mechanismen, über die schwache elektromagnetische Felder Organismen beeinflussen könnten, bis heute gänzlich unbekannt. Dies stellt aber nicht den Wert der bislang zu diesem Themenkomplex publizierten Arbeiten in Frage, sondern zeigt zunächst lediglich, dass der Weg von der Aufdeckung eines Einzeleffekts über dessen Bestä-

tigung und Erklärung bis hin zu einer Einschätzung seiner eventuellen Relevanz für das biologische System oder gar die menschliche Gesundheit äußerst langwierig ist.

2.2 Einfluss elektromagnetischer Felder auf Herzschrittmacher

Demgegenüber ist die Möglichkeit, einen implantierten Herzschrittmacher durch elektromagnetische Felder zu stören, eine unbestrittene und jederzeit nachweisbare Tatsache.

Grundsätzlich muss bei der Beeinflussung eines Herzschrittmachers gemäß Bild 1 unterschieden werden zwischen

- 1) direkt auf die Herzschrittmacher-Elektronik einwirkenden Feldern und
- 2) Störungen, die über die Herzschrittmacher-Elektrode eingespeist werden.

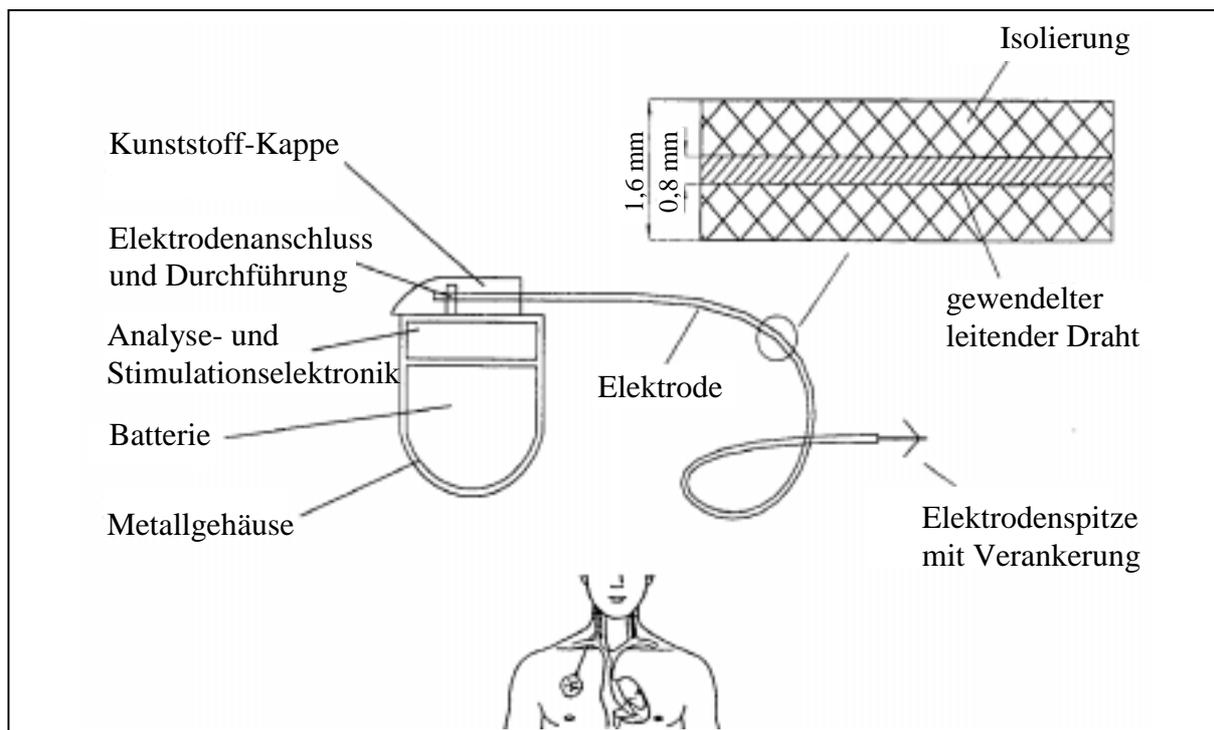


Bild 1: Aufbau eines künstlichen Herzschrittmachers und Implantationsschema

Effekte der ersten Art sind an nicht implantierten Herzschrittmachern experimentell ausführlich untersucht worden. Bei den üblicherweise verwendeten Metallgehäusen kann von einer guten Abschirmwirkung gegenüber elektrischen Feldern ausgegangen werden; demgegenüber kann eine kritische Beeinflussung aufgrund externer statischer oder niederfrequenter Magnetfelder bis zu ca. 50 Hz zumindest nicht ausgeschlossen werden. Diese Erkenntnisse haben zu Empfehlungen für die Festlegung von Grenzwerten magnetischer Feldgrößen geführt [Irnich et al. 1992; Irnich 1994].

Die eigentliche „undichte“ Stelle im Hinblick auf die Einspeisung von Störsignalen, die ernsthafte Fehlfunktionen der Herzschrittmacher-Elektronik verursachen können, ist aber der Anschluss der unter Punkt 2 angesprochenen sogenannten Elektrode an den Herzschrittmacher [Hansen et al. 1992]. Durch Einwirkung elektrischer und magnetischer Felder auf die als Empfangsantenne wirkende leitende Herzschrittmacher-Elektrode, die bestimmungsgemäß nur der Übertragung von Herzsignalen zum Herzschrittmacher und von Stimulationsimpulsen zum Herzmuskel dienen soll, können zusätzliche Spannungen induziert werden, die sich den gewünschten Signalen überlagern, sodass u. U. am Eingang des Herzschrittmachers eine Störspannung anliegt, von der die Elektronik zu Fehlfunktionen (beispielsweise die Abgabe keiner

oder zusätzlicher Impulse) veranlasst werden kann. Dabei müssen auch Signale, die hochfrequenten Trägern aufmoduliert sind, berücksichtigt werden (z. B. Mobilfunksignale), weil die Eingangsfiler vieler Herzschrittmacher leider nicht hochfrequenzfest dimensioniert sind und dahinter an Nichtlinearitäten niederfrequente Demodulationsprodukte entstehen können.

Der Komplex der Untersuchung von Störungen, die über die Herzschrittmacher-Elektrode eingekoppelt werden können, teilt sich in zwei Problembereiche, nämlich

- a) die Bestimmung der zur Fehlfunktion des Herzschrittmachers führenden Störspannungen nach Amplitude und zeitlichem Verlauf und
- b) die Charakterisierung elektromagnetischer Felder, die am Eingang des Herzschrittmachers solche kritischen Spannungen verursachen.

Problembereich a) behandelt also die Frage der Störfestigkeit der Herzschrittmacher-Elektronik gegenüber modulierten und unmodulierten Signalen. In der Literatur sind verschiedene Untersuchungen zu finden, die - ausnahmslos auf messtechnischem Wege - die Grenzwerte für die Störspannungen ermitteln, bei denen die beabsichtigte Funktion des Herzschrittmachers gerade noch nicht beeinträchtigt wird. Dazu wurde eine Vielzahl von auf dem Markt erhältlichen Herzschrittmachern mit Signalen beaufschlagt, die in Amplitude, Frequenz und Modulationsform verändert werden konnten. Um den experimentellen Aufwand zu begrenzen, wurde bei der Auswahl der Signale sinnvollerweise eine Beschränkung auf in der technischen Umwelt vorkommende Grundformen vorgenommen; beispielsweise wurden neben Dauerstrich-Signalen typische Rundfunk-, Fernseh- und Mobilfunksignale verwendet. Neuere Ergebnisse zum Komplex der Störfestigkeit gegenüber modulierten Signalen für wichtige technische Frequenzbereiche und ausführliche Beschreibungen definierter Testbedingungen findet man in [Meckelburg et al. 1996]. Diese Arbeit zeigt auch, dass Herzschrittmacher einerseits in den letzten Jahren grundsätzlich störfester geworden sind, andererseits die Schwankungsbreite kritischer Amplituden bei unterschiedlichen Modellen immer noch über 40 dB (Faktor 100) beträgt. Insbesondere von der Arbeitsgruppe um Irnich [Irnich et al. 1989; Batz et al. 1995; Irnich et al. 1995] wird daher seit Jahren gefordert, durch Schaltungsmaßnahmen seitens der Gerätehersteller sicherzustellen, dass unterschiedliche Herzschrittmacher-Typen bei bestimmten, adäquat festgelegten Testbedingungen einheitlichen Anforderungen genügen, bzw. seitens der implantierenden Ärzte auf die Verwendung nicht entsprechend zertifizierter Herzschrittmacher zu verzichten. Solange dieses Ziel nicht erreicht ist, müssen sich Sicherheitserwägungen allerdings an den störepfindlichsten Typen orientieren, was eine restriktive Festlegung von Störspannungs-Grenzwerten durch Normen erfordert und eine sorgfältige Vorgehensweise bei den Untersuchungen zu Frage b), wie die in einem Raumbereich ohne Anwesenheit einer Person vorhandenen elektromagnetischen Felder beschaffen sein dürfen, damit die nach Betreten durch einen Herzschrittmacher-Träger in seinen Körper eindringenden Felder und die von diesen auf der Elektrode induzierten Ströme an der Eingangsimpedanz des Herzschrittmachers keinen über den festgelegten Normwerten liegenden Spannungsabfall erzeugen.

Die Brisanz liegt nun darin, dass gerade dieser Zusammenhang nur unter Einbeziehung der Geräteumgebung, hier also des menschlichen Körpers, ermittelt werden kann, was im Falle praktischer Tests für den Gerätenutzer bereits mit nachteiligen Folgen verbunden sein kann.

In der Literatur wird über einige experimentelle Untersuchungen berichtet, bei denen Personen mit implantierten Herzschrittmachern Feldern ausgesetzt wurden, deren noch unbekannte Wirkung auf die Funktion des Herzschrittmachers getestet werden sollte (z. B. [Marco et al. 1992; Dodinot et al. 1993; Barbaro et al. 1995; Wilke et al. 1995]). In Einzelfällen mögen derartige „in vivo“-Experimente mit freiwilligen Testpersonen und unter ärztlicher Kontrolle notwendig erscheinen; die in manchen der bisher publizierten Tests eher unsystematische Kombination wichtiger Einflussgrößen, wie Herzschrittmacher-Typ, Operationstechnik, d. h. Lage des Herzschrittmachers im Körper und Verlauf der Elektrode, und nicht zuletzt Art und

Position der Strahlungsquelle und folglich Charakter des elektromagnetischen Feldes einschließlich seiner räumlichen Struktur, dokumentieren aber eine nur sehr begrenzte allgemeine Relevanz dieser Untersuchungen. Besser wäre es daher, sich der Problemlösung durch Methoden anzunähern, die keine elektromagnetische Exposition von Personen erfordern.

Die unter dieser Randbedingung publizierten experimentellen Arbeiten und auch die vorliegenden, nicht frei zugänglichen Studien weisen allerdings ebenfalls den Nachteil auf, dass nur wenige, einfach erzeugbare Felder zu Tests von Herzschrittmachern herangezogen wurden (z. B. unidirektionale TEM-Welle [Garbe et al. 1989; Gille et al. 1996], Feld des Plattenkondensators, Feld der Helmholtzspule [Bossert et al. 1988]). Während diese Arbeiten für Einzelfalluntersuchungen oder experimentelle Verifikationen von theoretischen Modellen durchaus ihren Wert besitzen, lassen sie doch keine verallgemeinernden Schlüsse zu, da derartig spezielle Felder realiter nur selten auftreten und die Wirkungen anderer Felder auf den Herzschrittmacher völlig unterschiedlich sein können. Dieser Nachteil wiegt umso schwerer, als die Anzahl und räumliche Komplexität von elektromagnetischen Feldverteilungen, die alltäglich auf einen Herzschrittmacher-Träger einwirken und potentiell Störungen verursachen können, unbegrenzt ist. Manche der Tests in [Garbe et al. 1989; Gille et al. 1996] wurden zudem in Luft durchgeführt, d.h. ohne den zu exponierenden Herzschrittmacher samt Elektrode in einen Phantomkörper oder einen Wassertrog einzusetzen; die damit erzielten Resultate müssen äußerst kritisch beurteilt werden. Hinzu kommt schließlich, dass bei allen experimentellen Untersuchungen schon aus Kostengründen immer nur wenige Konfigurationen von Herzschrittmacher-Gehäuse und -Elektrode betrachtet wurden.

Es werden aber Testverfahren benötigt, die aufgrund der Möglichkeit einer vielfältigen Parametervariation auch die Beurteilung komplizierterer Expositionssituationen zulassen. Dies können eigentlich nur Rechnersimulationen bieten, die mit Hilfe adäquater numerischer Modelle für den menschlichen Körper und den Herzschrittmacher die Auswirkung beliebiger auftretender Felder auf die Störspannung bestimmen können. Vorzugsweise werden die Felder dabei aus einzelnen Feldanteilen zusammengesetzt, deren Einfluss auf die Störspannung getrennt untersucht wird. Für den Bereich sog. "ISM"-Frequenzen (industrial, scientific, medical) von 30 kHz bis 50 MHz wurde ein solches Rechenverfahren, basierend auf einer räumlichen Taylor-Zerlegung der Felder, in [Hansen et al. 1996b] vorgestellt. Eine vereinfachte Aufbereitung der sehr komplexen Vorgehensweise erfolgte in [Hansen et al. 1997a]. Grundprinzipien des entwickelten Verfahrens konnten auch für die Bearbeitung der Herzschrittmacherproblematik im Mobilfunkbereich verwendet werden [Streckert et al. 1998a; Streckert et al. 1998b], wobei anstelle der Taylorfelder ebene homogene Wellen unterschiedlicher Ausbreitungs- und Polarisationsrichtungen als "Feldbausteine" angesetzt wurden.

Es bleibt festzustellen, dass sowohl auf dem Gebiet der Einwirkung elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme als auch zur Störbeeinflussung von Implantaten durch externe Felder insbesondere im Bereich der Mobilfunkfrequenzen dringender Forschungsbedarf besteht. Die dabei von Seiten der Feldtheorie zu leistenden Beiträge hinsichtlich der Konzipierung von Expositionseinrichtungen und der Anwendung leistungsfähiger Rechenverfahren sind Gegenstand der folgenden Kapitel.

3 Konzipierung von Hochfrequenz-Expositionseinrichtungen

Der prinzipielle Aufbau einer Expositionsanlage besteht aus einem Hochfrequenz-Signalgenerator, meist gefolgt von einem Leistungsverstärker, aus der eigentlichen Expositionseinrichtung für das Messobjekt, die z. B. von einem Messraum mit einer Antenne oder auch von einer kleinen Messkammer mit geeigneter Einspeisung gebildet wird, und aus einem Abschluss, der die nicht vom Messobjekt aufgenommene HF-Leistung absorbiert (Bild 3.1).

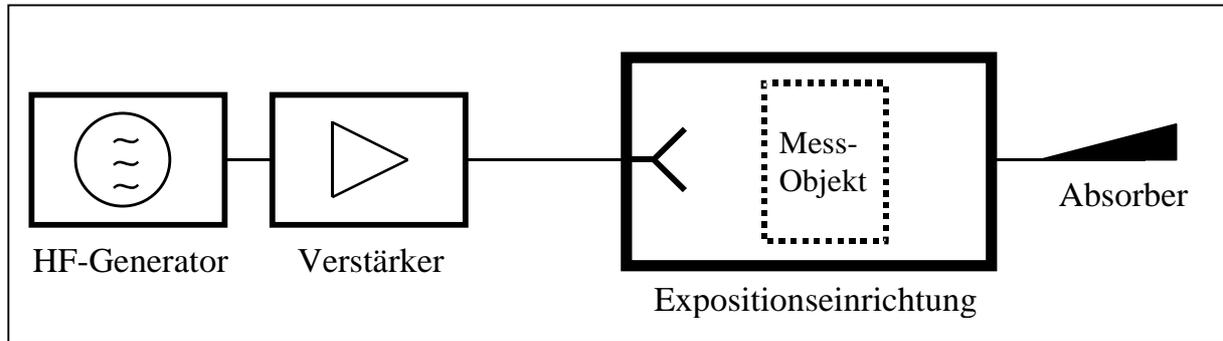


Bild 3.1: Schema einer Expositionsanlage

Die Expositionseinrichtung soll eindeutige und reproduzierbare Felder bereitstellen, was aus hochfrequenztechnischer Sicht vor allem impliziert, unkontrollierbare Interferenzeffekte infolge von Superpositionen mit reflektierten Feldanteilen oder unbeabsichtigten Wellentypen zu vermeiden und Abschirmmaßnahmen gegen externe Feldeinflüsse zu treffen.

Abhängig von der Größe und Anzahl der Messobjekte kommen sehr unterschiedliche Bauformen für die Expositionseinrichtung in Betracht.

Für kleine Probenvolumina sind immer geschlossene Messzellen zu bevorzugen, die aufgrund ihrer Dimensionierung als Wellenleiter im Frequenzbereich der Grundmode ausgebildet sind und unabhängig von der Einspeisung - zumindest im Leerbetrieb - stabile charakteristische Feldverteilungen besitzen [Streckert et al. 1997a; Streckert et al. 1997b], was zudem den Vorteil einer analytischen mathematischen Beschreibung bietet. Vertreter solcher Messzellen sind die Rund- und Rechteckhohlleitung und - mit gewissen Vorbehalten hinsichtlich einer exakten analytischen Feldformulierung [Su 1991] - die rechteckige TEM-Zelle [Crawford 1974]. Während TEM-Zellen für EMVU-Untersuchungen und für EMV-Tests zur Störeinstrahlung oder -aussendung von Geräten bei tieferen Frequenzen häufig eingesetzt werden, ist ihre Verwendung bei biologischen Experimenten im Mobilfunkfrequenzbereich oberhalb von 500 MHz nicht ohne Probleme, beispielsweise was das Messvolumen anbelangt. In Bild 3.2 ist die Höhe des verfügbaren Messvolumens einer TEM-Zelle und einer Rechteckhohlleitung über der Frequenz aufgetragen, und zwar unter der Nebenbedingung, dass beide Messzellen nur im Bereich der Grundwellen betrieben werden, die TEM-Zelle also bei $f < f_{c0}$ und die Rechteckhohlleitung im Bereich $f_{c1} < f < f_{c2}$, wobei f_{c1} die Grenzfrequenz der H_{10} -Welle und f_{c0} und f_{c2} die Grenzfrequenzen der jeweils nächsthöheren Moden bezeichnen. Wenn man in Bild 3.2 als groben Richtwert für die Handhabbarkeit einer Messzelle ein Maß von 1 m ansetzt, ist die TEM-Zelle zwischen 10 und 100 MHz sicher handlicher. Oberhalb von 100 MHz dagegen überwiegt der Vorteil der Hohlleitung einer etwa 10-fachen nutzbaren Höhe, was beispielsweise entscheidend ist, wenn die biologischen Proben in typischen Reagenzgefäßen untergebracht werden müssen; die Höhe einer TEM-Zelle reicht dazu bei weitem nicht mehr aus. Darüberhinaus lässt sich mit einer Hohlleitung kostengünstiger arbeiten, denn zur Erzeugung gleicher elektrischer Feldstärken benötigt die TEM-Zelle eine um den Faktor 6 höhere eingespeiste Leistung.

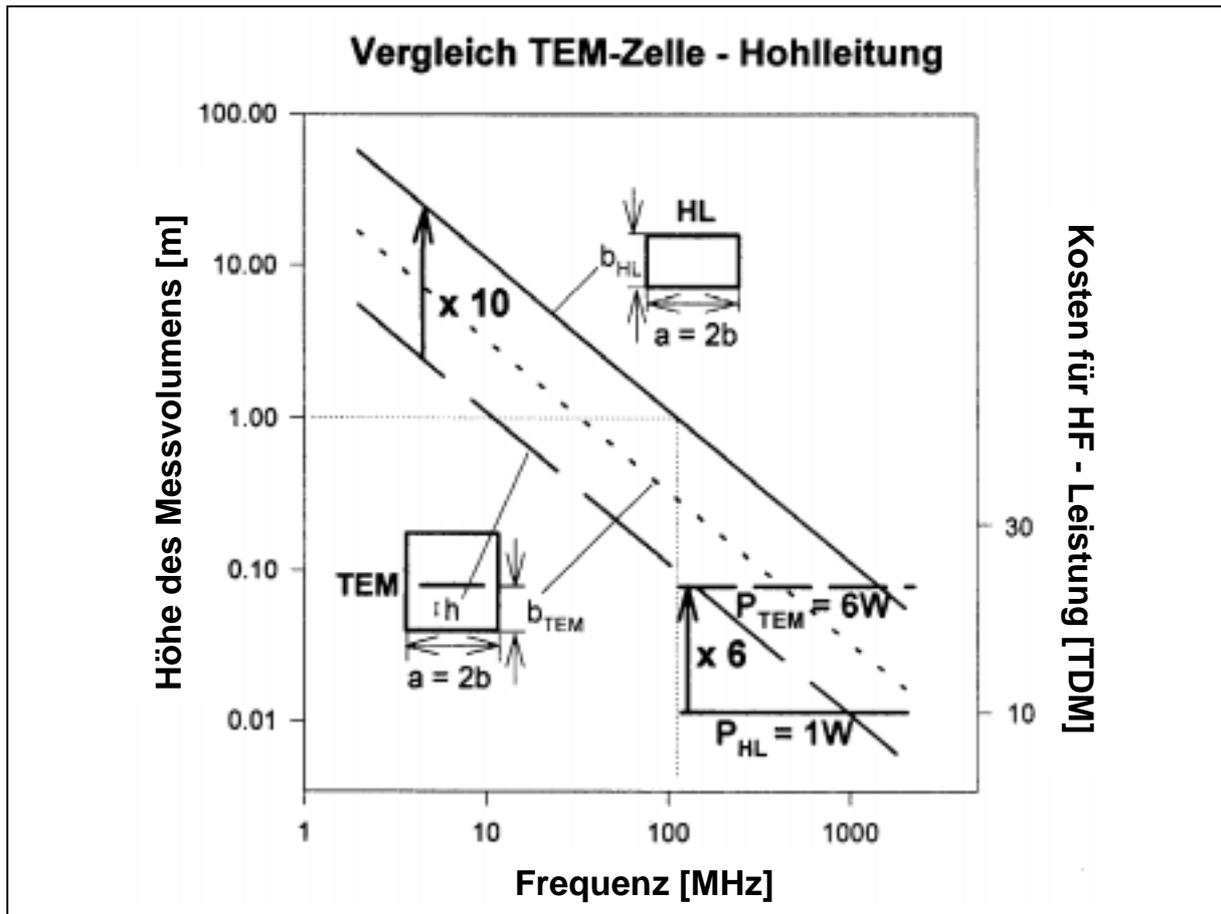


Bild 3.2: Höhe des verfügbaren Messvolumens einer Rechteckhohlleitung und einer TEM-Zelle (Crawford-Typ) als Funktion der Frequenz

Der Einsatz von linearen Messzellen, wie Hohlleitungen, stößt dann an Grenzen, wenn viele Proben gleichzeitig exponiert werden sollen, sodass aufgrund von Abschattungseffekten die Belastung der Proben zu ungleichmäßig wird. In solchen Fällen kann z. B. die radiale Parallelplattenleitung verwendet werden (Bild 3.3), deren Durchmesser der beabsichtigten Anzahl

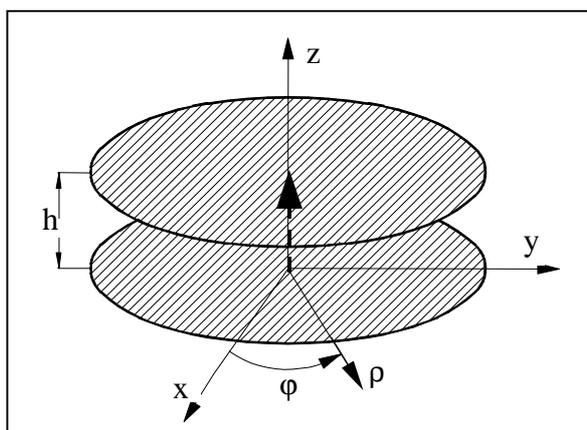


Bild 3.3:
Prinzipaufbau der radialen Parallelplattenleitung

von Messobjekten im Prinzip beliebig angepasst werden kann. Auch sie ist als geschlossene und somit für externe hochfrequente Felder abgeschirmte Messzelle ausführbar. Allerdings besteht die Feldverteilung grundsätzlich aus einer Überlagerung von Wellentypen mit unterschiedlichen Ortsabhängigkeiten in der azimuthalen Richtung, und zwar auch dann, wenn durch eine niedrige Bauhöhe die Ausbreitung von Wellen mit z-abhängigen Feldamplituden vermieden wird; durch geeigneten Aufbau der zentralen Einspeisung ist es jedoch möglich,

allein die Grundmode, die vom TEM-Typ bezüglich der radialen Ausbreitungsrichtung ist, anzuregen.

Falls die Abmessungen der Proben deutlich größer sind als die halbe zu der Untersuchungsfrequenz gehörende Wellenlänge (z. B. $\lambda = 33$ cm bei $f = 900$ MHz), kommen nur noch Absorberräume (anechoic chambers) als Expositionseinrichtungen in Betracht, die zusätzlich durch metallische Decken-, Boden- und Wandverkleidungen nach außen hin abgeschirmt werden müssen, wenn Störfeld-Messungen signifikante Feldstärkewerte ergeben sollten. In jedem Fall sollten Abschätzungen oder Messungen niederfrequenter Magnetfelder vorgenommen werden, da diese durch einfache Metallverkleidungen kaum reduziert werden können. Die Erzeugung des HF-Feldes geschieht durch ein Antennensystem innerhalb des Messraums, sodass die Feldverteilung offensichtlich nicht nur von den Eigenschaften des Raumes, sondern auch von der speziellen Antennenkonfiguration abhängt.

Das hier verwendete Konzept sieht eine zweistufige Vorgehensweise vor:

1. Unabhängig von der Anzahl und Größe der Messobjekte steht grundsätzlich die Optimierung der leeren Expositionseinrichtung am Anfang. Ziel dieses Schritts ist, über dem gesamten dem späteren Expositionsbereich entsprechenden Volumen ein elektromagnetisches Feld zur Verfügung zu stellen, das eine eindeutige (meist möglichst homogene) räumliche Verteilung aufweist und allein durch die Speiseleistung (der Antenne bzw. der Messzelle) in seinen Feldamplituden kontrolliert werden kann.

Zur Feldberechnung werden analytische Lösungen (z. B. im Falle von Hohlleitungen) bzw. numerische Berechnungsverfahren (z. B. bei inhomogenen TEM-Wellenleitungen, Antennen in Absorberräumen) eingesetzt und durch Messungen des Leerfeldes an der aufgebauten Expositionseinrichtung abgestützt.

2. Im zweiten Schritt finden die biologischen Messobjekte Berücksichtigung. Da die meisten bei biologischen Experimenten verwendeten Materialien verlustbehaftete Dielektrika darstellen, die zudem häufig in sehr inhomogene Strukturen (Probenhalter, Versorgungseinrichtungen usw.) eingebunden sind, ist es völlig ausgeschlossen, Feldberechnungen über analytische Ansätze anzustellen. Auch ein messtechnischer Zugang scheidet aus, weil - abgesehen von biologischen Gründen (Sterilität, Gewebeerstörung etc.) - jede in das Expositionsgebiet eingebrachte Feldsonde die im eigentlichen Experiment herrschende Feldverteilung verändern würde.

Die Kenntnis der in die biologischen Objekte eindringenden Felder ist aber unbedingt erforderlich, um die in Wärme umgesetzte Energie bestimmen zu können. Diese wiederum wird, bezogen auf die Masse des absorbierenden Materials und auf die Expositionszeit, von den Biologen als Kriterium für die Trennung zwischen thermischen und athermischen Effekten herangezogen. Mit der Expositionszeit dt , der lokal absorbierten Energie ΔW_V , der inkrementalen Masse Δm bzw. der Materialdichte ρ und dem Volumenelement ΔV ist die lokale Spezifische Absorptionsrate definiert als [IEC 1997]:

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta W_V}{\Delta m} \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta W_V}{\rho \Delta V} \right) \quad (3.1)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Erwärmung des biologischen Gewebes nur durch die Absorption der Feldenergie, nicht aber durch Diffusion oder sonstige Temperatur-Regelungsprozesse bestimmt wird, lässt sich die Spezifische Absorptionsrate auch schreiben als [Foster et al. 1998]:

$$SAR = c \frac{dT}{dt} \quad (3.2)$$

mit der spezifischen Wärme c des Gewebematerials und der momentanen Temperatur T . Da die Voraussetzung für Gl. 3.2 in vitalen biologischen Systemen nicht gegeben ist, wird hier der Zusammenhang zwischen der SAR und dem Phasor der elektrischen Feldstärke verwendet [Kuster et al. 1997]:

$$SAR = \frac{1}{2} \frac{\kappa}{\rho} |\vec{E}|^2, \quad (3.3)$$

wobei $\kappa = \omega \epsilon_0 \epsilon_r$ die elektrische Leitfähigkeit des Gewebes bedeutet.

Meist orientieren sich die in biologischen Experimenten applizierten Spezifischen Absorptionsraten an den für den Menschen als unkritisch eingestuften Werten.

In einschlägigen Sicherheitsbestimmungen sind Grenzwerte für die Spezifische Absorptionsrate in Abhängigkeit von der Frequenz, der Expositionsdauer und der Bezugsmasse so festgelegt, dass eine kritische Erwärmung des Körpergewebes ausgeschlossen wird.

Wenn die Materialdaten κ und ρ bekannt sind, lassen sich aus Gl. 3.3 die maximal zulässigen elektrischen Feldstärken ermitteln.

Bei welchen in die Expositionseinrichtung eingespeisten Leistungen diese Feldstärken erreicht werden, kann nur angegeben werden, wenn das Feldproblem für den gesamten Expositionsbereich gelöst wurde. Dazu können nur numerische Verfahren der Feldtheorie eingesetzt werden, wobei sich für biologische Anordnungen insbesondere die Finite Differenzen-Methode im Zeitbereich als geeignet erweist [Luebbers 1998], bei der, ausgehend von der Wellengleichung oder den Maxwell'schen Gleichungen in Differentialform, die Differentialquotienten durch Differenzenquotienten ersetzt werden. Dieses Verfahren, das wie die Finite Elemente Methode zu den lokalen Verfahren gehört, weil nur Feldgrößen in der unmittelbaren Umgebung eines Aufpunktes miteinander verknüpft werden, erfordert eine räumliche Diskretisierung des Expositionsvolumens, das auch die Probenumgebung einschließlich eventueller nachträglicher Modifikationen der Expositionseinrichtung gegenüber dem Zustand umfasst, für den in Schritt 1 bereits das Leerfeld ermittelt wurde (z. B. Zugangsöffnungen etc.). Während die Dielektrizitätszahlen und Leitfähigkeiten vieler Gewebearten in einem weiten Frequenzbereich aus der Literatur entnommen werden können [Bao et al. 1997; Dimbylow 1988; Duck 1990; Gabriel et al. 1996], müssen elektrische Daten von verwendeten speziellen biologischen Nährlösungen oder anderen Werkstoffen oft noch durch eigene Messungen abgesichert werden. Die räumliche Auflösung bei der Untersuchung biologischer Strukturen muss wegen der proportional zu $\sqrt{\epsilon_r}$ reduzierten Freiraumwellenlänge in der Regel sehr fein sein (die meisten biologischen Gewebe haben bei 900 MHz Werte von ϵ_r um 60), wobei die insgesamt zu analysierenden Volumina relativ groß sein können, sodass aufgrund des hohen Speicherplatzbedarfs häufig Kompromisse zwischen Rechenzeit und Volumenauflösung einzugehen sind. Hier wurden zur Feldberechnung die kommerziellen Programmpakete MAFIA und XFDTD eingesetzt [CST 1994; Remcom 1996]. MAFIA basiert auf der Finiten Integrations-technik [Weiland 1990], die von der Integraldarstellung der Maxwell'schen Gleichungen ausgeht und auf einen zur Finite Differenzen Methode im Zeitbereich (FDTD) äquivalenten Algorithmus führt.

Die beschriebene Vorgehensweise wird in den folgenden Kapiteln anhand von realistischen Problemstellungen konkretisiert.

4 Einfluss von elektromagnetischen Feldern auf Membranpotential und Membranströme von Herzmuskelzellen

4.1 Einleitung und Übersicht

In diesem gemeinsam mit Physiologen der Universität Bonn durchgeführten Projekt geht es um den möglichen Einfluss von Mobilfunksignalen auf den Calcium-Ionenstrom durch die Zellwand von Herzmuskelzellen. Dass gerade Veränderungen der Calcium Konzentration als Indikator herangezogen werden, liegt daran, dass Calcium eines der zentralen Steuerungselemente für intrazelluläre Abläufe darstellt.

Neben langsamen Effekten, wie Zellwachstum, ist die Calcium-Konzentration auch für kurzzeitige Mechanismen im Millisekundenbereich verantwortlich.

Nach einer kurzen Darstellung des bereits vor der geplanten Hochfrequenz-Exposition vorhandenen experimentellen Aufbaus zur sog. „patch clamp“-Technik (Abschnitt 4.2) sollen in Abschnitt 4.3 die Anforderungen an geeignete Hochfrequenz(HF)-Expositionseinrichtungen formuliert werden, um daraus ein Lösungskonzept mit Dimensionierungsangaben für Messzellen bei 900 MHz (D-Netz) und 1800 MHz (E-Netz) zu entwickeln (Abschnitt 4.4). In Abschnitt 4.5 wird die Realisierung dieses Konzepts beschrieben, wobei besonderes Augenmerk auf die Optimierung der Leistungseinkopplung gelegt wurde. Die Charakterisierung der Messzellen wird abgerundet durch numerische Feldberechnungen, deren wichtigste Resultate in Abschnitt 4.6 genannt werden. Abschnitt 4.7 schließt den Bericht mit einer kurzen Zusammenfassung ab.

4.2 Versuchsaufbau ohne HF-Exposition

Bild 4.1 zeigt ein prinzipielles Schema der von den Projektpartnern aus der Physiologie zur Ausübung der „patch clamp“-Technik verwendeten Messapparatur, bestehend aus einem Probenhalter, der die Nährlüssigkeit mit den biologischen Zellen enthält, einer vertikal verschiebbaren, elektrolytgefüllten Glaspipette zur Kontaktierung mit einer zu untersuchenden Zelle, einer Mikroskopiereinrichtung zur Auswahl geeigneter Zellen und zur Beobachtung des Kontaktierungsvorgangs, verschiedenen Strommessern und Spannungsquellen sowie Hilfsaggregaten. Die Messung der Membranströme erfolgt, nachdem unter dem Mikroskop eine sehr dünn ausgezogene Pipette auf eine isolierte Zelle aufgesetzt wird, die zuvor aus vielen Zellen, die sich in der Probenflüssigkeit befinden, ausgewählt wurde. Durch Unterdruck wird die Zellmembran geöffnet, sodass eine leitende Verbindung zwischen dem Elektrolyt in der Pipette und dem Cytoplasma der Zelle entsteht. Dann lassen sich in Abhängigkeit von der Potentialdifferenz zwischen Zellinnen- und Zellaußenraum die Ströme durch die Membran messen.

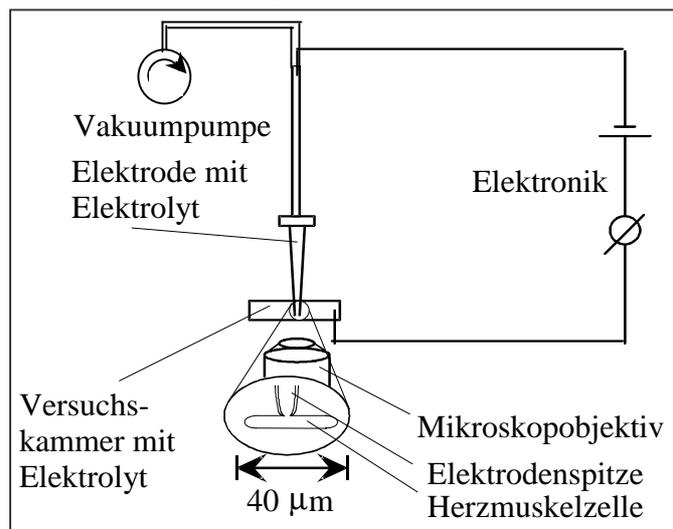


Bild 4.1: Prinzipaufbau der Messapparatur

4.3 Anforderungen an die HF-Expositionseinrichtungen

Die Exposition der Proben mit hochfrequenten elektromagnetischen Feldern bei Mobilfunkfrequenzen muss unter bestimmten Randbedingungen erfolgen, aus denen ein Konzept für die Konstruktion der Gesamt-Experimentiereinrichtung entwickelt wurde.

4.3.1 Frequenzen

Die HF-Exposition der Proben soll mit typischen Signalen des D- und des E-Netzes erfolgen. Dies bedeutet

- für das D-Netz eine Nenn-Trägerfrequenz von $f_N = 900$ MHz, einen Trägerfrequenzbereich von $890 \text{ MHz} < f < 960 \text{ MHz}$ und eine Modulation äquivalent zum GSM-Standard,
- für das E-Netz eine Nennfrequenz von $f_N = 1800$ MHz, einen Betriebsfrequenzbereich von $1710 \text{ MHz} < f < 1880 \text{ MHz}$ und eine Modulation äquivalent zum DCS1800-Standard.

Für die durchzuführenden biologischen Experimente ist es in der Regel nicht erforderlich, die Modulationssignale der für mobile Kommunikationszwecke eingeführten Standards GSM und DCS1800 in allen Einzelheiten zu beachten. Den Vorschlägen des „Leitfadens für Experimente zur Untersuchung der Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme - Hochfrequenztechnische Aspekte -“ der Forschungsgemeinschaft Funk [Hansen 1996c] folgend, wird anstelle des tatsächlichen Mobilfunksignals ein rechteckförmig amplitudenmoduliertes HF-Signal verwendet, das durch seine Trägerfrequenz, die Länge der rechteckförmigen HF-Pakete (Bursts) von 0,577 ms und den Abstand zwischen zwei Bursts im Bereich von 4,6 ms bis 0,5 s, je nach zu modellierendem Gesprächsmodus, charakterisiert ist.

4.3.2 Spezifische Absorptionsrate

Die Spezifische Absorptionsrate (SAR) in der Probe sollte über die Variation der Sendeleistung zwischen ca. 10 mW/kg und mindestens 80 mW/kg einstellbar sein. Der letztgenannte Wert stellt für den hier interessierenden Frequenzbereich den in DIN VDE 0848 Teil 2 [DIN 1993] festgeschriebenen Grenzwert für eine Ganzkörpereinwirkung bei Langzeitbestrahlung dar. Weitere genormte Eckdaten sind 2 W/kg für die Exposition lokal begrenzter Bereiche und 4 W/kg für die elektromagnetische Einwirkung auf Hand oder Fuß.

4.3.3 Zugänglichkeit der Probe

Um die eigentlichen biologischen Experimente nicht zu behindern, muss die Probe auch während der HF-Exposition optisch (Mikroskopie) und mechanisch ("patch clamp") zugänglich bleiben. Sie sollte ausserdem nach der Exposition auf einfache Weise austauschbar sein.

4.3.4 HF-Dichtigkeit und Schirmung

Zur effektiven, allenfalls durch geringe Strahlungsverluste begleiteten Feldexposition der Proben, insbesondere aber, um eine Störeinstrahlung in die hochempfindlichen Messverstärker zu vermeiden, sollte eine möglichst HF-dichte Bestrahlungseinrichtung konzipiert werden. Dass diese Forderung teilweise mit Punkt 4.3.3 kollidieren kann, liegt auf der Hand.

Eine Schirmwirkung hinsichtlich niederfrequenter Magnetfelder ist dagegen technisch nur sehr aufwendig erreichbar.

4.3.5 Mechanische Stabilität

Da die Abmessungen der zu mikroskopierenden und mittels der Pipettenspitze zu kontaktierenden Zellen im Bereich von 5 μm bis 40 μm liegen, muß die Konstruktion möglichst so

erfolgen, dass eine Verwacklungsgefahr reduziert und gar ein Abreißen der leitenden Verbindung Pipette-Zelle vermieden wird.

4.3.6 Eindeutigkeit und Reproduzierbarkeit des HF-Feldes

Zur Berechnung von SAR-Werten benötigt man die Kenntnis der elektrischen Feldstärke in der bestrahlten Materie.

Eine direkte Messung des auf die Probe einwirkenden Feldes ist aber wegen der durch jede Mess-Sonde verursachten Feldstörungen unmöglich. Man ist deshalb darauf angewiesen, auf indirektem Weg, beispielsweise durch Bestimmung von Feldstärke/Leistungs-Verhältnissen mit Hilfe numerischer Modellrechnungen, auf die lokale Feldverteilung bei bekannter eingestrahelter Gesamtleistung zu schließen. Unabdingbare Voraussetzung für die Anwendbarkeit einer derartigen Methode ist aber eine Expositionseinrichtung, die bei festgelegten Versuchsbedingungen eindeutige und reproduzierbare Feldverteilungen in der Probe erzeugt.

4.3.7 Feldvariation im Beobachtungsbereich der Probe

Da die Aufenthaltsorte der untersuchten Zellen von einem Experiment zum nächsten unterschiedlich sein können, wäre eine HF-Expositionseinrichtung wünschenswert, die über den gesamten Probenbereich eine homogene Feldverteilung zur Verfügung stellt. Leider stößt dieser Wunsch an physikalische Grenzen, da auch ein ursprünglich homogenes Feld durch die Probe selbst ortsabhängig verändert wird, sobald die Probe nicht das gesamte felderfüllte Volumen einnimmt, wie es bei Experimenten der vorliegenden Art der Fall ist. Allerdings kann die Feldstärkevariation in gewissen Grenzen durch Form und Größe des Probenvolumens beeinflusst werden.

4.3.8 Eigenschaften des Probenhalters

Als Probenhalter wird in diesem Zusammenhang nicht nur das eigentliche Gefäß für die Probenflüssigkeit mit den zu untersuchenden Zellen verstanden, sondern auch die im Expositionsbereich befindlichen Zuführungen von Hilfsmitteln, wie Nährlösungen, Temperierflüssigkeiten, Elektroden etc., einschließlich ihrer Befestigungen. Es wäre vorteilhaft, den Probenhalter so zu dimensionieren, dass er nur eine lokale Störung des angelegten HF-Feldes darstellt. Materialien hoher elektrischer Leitfähigkeit, insbesondere Metallteile, sollten nicht verwendet oder - wenn unbedingt erforderlich - senkrecht zur elektrischen Feldstärke orientiert werden. Die in Abschnitt 4.3.3 angesprochenen Punkte gelten für den Probenhalter analog. Zur Erfüllung der in Abschnitt 4.3.6 genannten Forderungen sollte eine definierte Position des Probenhalters im Feld gewährleistet sein.

4.3.9 Kompatibilität zur bisherigen Versuchsanlage

Aus Zeit- und Kostengründen sollte die Expositionseinrichtung nach nur wenigen Veränderungen der bisher ohne HF-Exposition verwendeten Messapparatur applizierbar sein.

4.4 Lösungskonzept

4.4.1 Versuchsaufbau mit HF-Exposition

Die in Abschnitt 4.3 genannten Anforderungen können im Wesentlichen erfüllt werden, wenn die Feldexposition der Proben innerhalb einer Hohlleitungs-Messzelle mit rechteckigem Querschnitt stattfindet (Bild 4.2), in der sich allein die Grundmode (H_{10} -Welle) als rein fortschreitende Welle ausbreitet. Die beiden letztgenannten Punkte sind dabei essentiell, denn

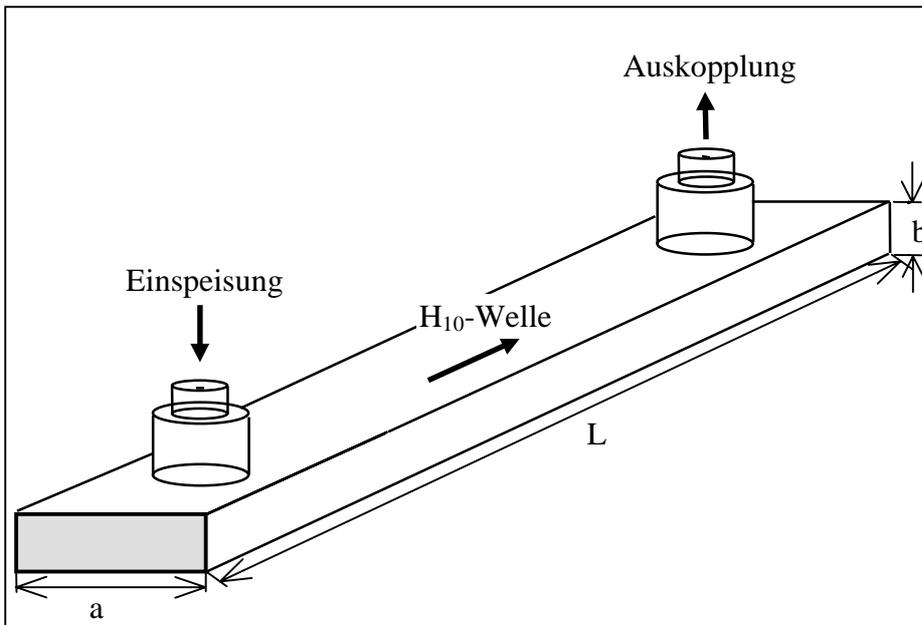


Bild 4.2: Rechteck-Hohlleitungs-Messzelle

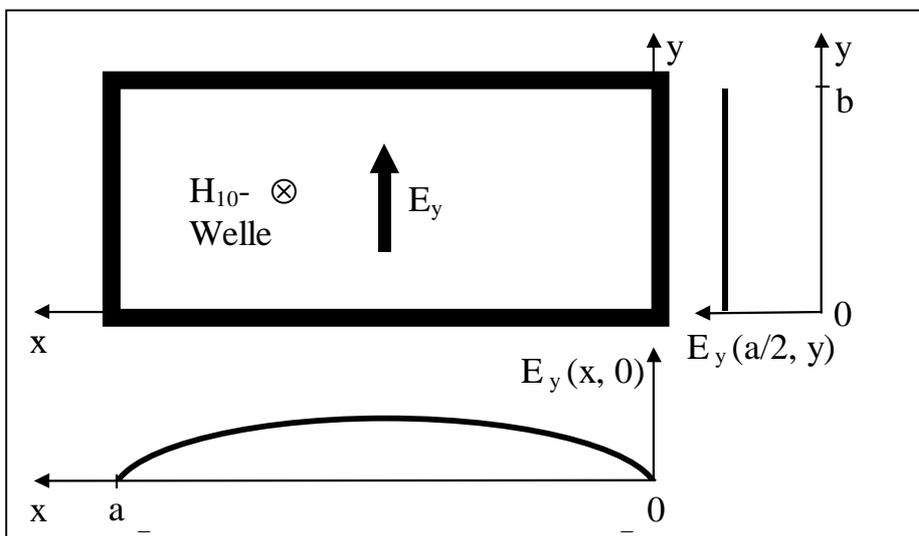


Bild 4.3: Elektrische Feldverteilung der H_{10} -Welle

Leistung, aus der die spezifische Absorptionsrate in der Probe berechnet wird, stattfinden soll, kann zusätzlich ein Leistungsmesser angeschlossen werden, im Falle eines integrierten Hohlleitungsabsorbers über einen Richtkoppler in der Speiseleitung, sonst direkt am Ausgang der Messzelle.

sowohl die Ausbreitungsfähigkeit weiterer Wellentypen als auch die Überlagerung hin- und rücklaufender Grundmoden bis hin zu Resonanzeffekten machen die Forderung nach Eindeutigkeit und Reproduzierbarkeit der Feldverteilung unerfüllbar. Bild 4.3 zeigt den Verlauf der linear in y -Richtung polarisierten elektrischen Feldstärke der H_{10} -Welle über den Hohlleitungsquerschnitt.

Eine modulierbare Signalquelle stellt die gepulste HF-Leistung zur Verfügung, ein integrierter oder externer Absorber bzw. (im Fall hoher HF-Leistungen) eine Abschwächer-Absorber-Kombination schließt die Messzelle reflexionsfrei ab. Falls eine ständige Kontrolle der eingespeisten HF-

Die Hohlleitungsmesszelle mit eingesetztem Probenhalter wird auf dem Verschiebetisch des inversen Mikroskops montiert, sodass die Beobachtung der Proben von unten und die Kontaktierung der Pipette von oben erfolgen kann.

4.4.2 Dimensionierung der Messzelle für das E-Netz

4.4.2.1 Breite

Damit die unter 4.3.1 genannten Betriebsfrequenzen innerhalb des stabilen Bereichs der Hohlleitung ($1,25 f_c < f < 1,9 f_c$) liegen, wurde die Breite zu $a = 12$ cm gewählt. Daraus folgt eine Grenzfrequenz für die Grundmode von $f_c = 1250$ MHz [Meinke 1992]. Somit ergibt sich ein nutzbarer Frequenzbereich von 1562 MHz $< f < 2375$ MHz, der alle geforderten Betriebsfrequenzen umfasst, wobei die Nennfrequenz nahe der Bandmitte liegt.

4.4.2.2 Höhe

Im Hinblick auf die unter Punkt 4.3.5 geforderte mechanische Stabilität sollte die Länge der Pipette möglichst kurz gehalten werden. Aus diesem Grund wurde als Höhen/Breiten-Verhältnis nicht der Wert einer Standard-Hohlleitung von 1:2, sondern ein Wert von 1:4 festgelegt. Die Höhe der Messzelle beträgt also $b = a/4 = 3$ cm.

Als weiterer Nebeneffekt ergeben sich dadurch gegenüber der Standard-Hohlleitung verdoppelte SAR-Werte bei gleicher eingespeister Leistung.

4.4.2.3 Länge

Innerhalb der Messzelle müssen fünf Bereiche unterschieden werden (Bild 4.4):

Der Expositionsbereich der Länge L_E in der Mitte der Zelle, der die Probe enthält, zwei davor und dahinter angrenzende Abklingbereiche, deren Länge L_P so gewählt werden muss, dass eventuell erzeugte höhere Moden auf nichtsignifikante Amplituden abklingen können, und zwei Koppelbereiche der Länge L_S zur Ein- und Auskopplung der HF-Leistung.

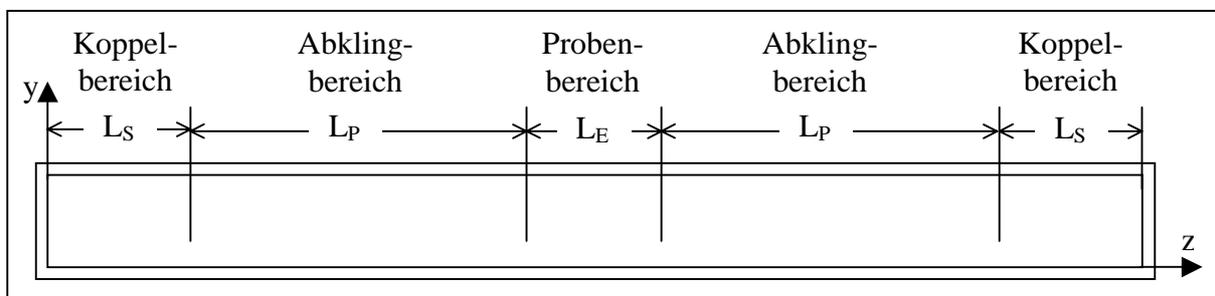


Bild 4.4: Teilbereiche im Längsschnitt der Messzelle

Die Länge des Expositionsbereichs wird durch die Probe inklusive Probenhalter bestimmt und beträgt bei den hier anstehenden Experimenten ungefähr $L_E = 5$ cm.

Bei der Dimensionierung der Abklingbereiche kann man davon ausgehen, dass Störmoden, die um mindestens 20 dB gegenüber der Grundwelle gedämpft werden, unkritisch sind.

Aus Breite a und Höhe b der Messzelle folgt als 1. Störmode die H_{20} -Welle (ohne die H_{01} -Welle) mit der Grenzfrequenz $f_{c,20} = 2500$ MHz.

Der Dämpfungsbelag der H_{20} -Welle berechnet sich für die höchste Betriebsfrequenz von $f_{\max} = 1880$ MHz zu $\alpha_{20} = 299,6$ dB/m [Meinke 1992]. Um eine hier als ausreichend angesehene Dämpfung von $a_{20} = 20$ dB zu erzielen (die Dämpfung der Grundwelle kann vernachlässigt werden), muss für die Länge der Abklingbereiche also gelten: $L_P > 20 \text{ dB}/\alpha_{20} = 6,7$ cm.

Aus Kostengründen, und um die Baulänge der Expositionseinrichtung im Rahmen zu halten, wurde vorgesehen, alle HF-Komponenten außerhalb der Messzelle in Koaxialleitungstechnik zu realisieren. Zur Ein- und Auskopplung des gepulsten HF-Signals waren also Koaxial-

Hohlleitungs-Übergänge vorzusehen. Um hierbei eine Konstruktion mit hoher Reflexionsdämpfung zu erreichen, mussten kurzgeschlossene Leitungsstücke geeigneter Länge L_S zur Kompensation der Lastreaktanzen eingeplant werden. Da die Ankopplung kapazitiv erfolgt, muss die Länge L_S im Bereich $L_S \approx \lambda_{g,\min}/4 = 5,3$ cm liegen. $\lambda_{g,\min}$ ist dabei die zu der höchsten Betriebsfrequenz gehörende Leitungswellenlänge.

Die Gesamtlänge der Messzelle sollte damit $L > 2(L_P + L_S) + L_E = 29$ cm betragen. Für den Bau wurde ein Maß von $L = 50$ cm festgelegt, da eine Hohlleitung dieser Länge auf dem Mikroskopisch noch stabil befestigt werden kann und um eine ausreichende Reserve für etwaige Modifikationen zu schaffen. Dadurch steigt ferner die Dämpfung von Störmoden auf über 60 dB an.

4.4.2.4 Zugangsöffnungen und Koppellöcher

Die Beschreibung der verschiedenen Öffnungen, mit denen die Messzelle zur Durchführung der Experimente versehen werden musste, folgt in Abschnitt 4.5.2.

4.4.2.5 Koaxial-Hohlleitungs-Übergänge

Detaillierte Angaben zu Ausführung und Eigenschaften der Koppellelemente finden sich in Abschnitt 4.5.4.

4.4.3 Dimensionierung der Messzelle für das D-Netz

4.4.3.1 Breite

Prinzipiell könnte man die oben ermittelte Breite der E-Netz-Hohlleitung einfach mit dem reziproken Frequenzverhältnis $(900 \text{ MHz}/1800 \text{ MHz})^{-1}$ multiplizieren und würde so eine Innenbreite von 24 cm erhalten, was bei einer Grenzfrequenz von 625 MHz ein nutzbares Frequenzintervall zwischen 781 MHz und 1187 MHz bedeuten würde. Neben den in Abschnitt 4.4.2.1 genannten Kriterien war bei der Dimensionierung der 900 MHz - Hohlleitung aber zu beachten, dass zur Montage auf dem vorhandenen Mikroskopisch nur ein freier Bereich von ca. 23 cm in Querrichtung zur Verfügung steht. Unter Berücksichtigung des benötigten Verschiebeweges von ca. ± 5 mm und der Wandstärke der Hohlleitung verbleibt daher für die Innenbreite nur ein Maß von maximal $a = 21$ cm.

Daraus ergibt sich eine Grenzfrequenz der Grundmode (H_{10} -Welle) von $f_c = 714$ MHz, sodass bei einem stabilen Nutzfrequenzbereich von $893 \text{ MHz} < f < 1357 \text{ MHz}$ mit dieser an der unteren Bandgrenze betriebenen Hohlleitung gerade der D-Netz-Bereich abgedeckt werden kann.

4.4.3.2 Höhe

Die Höhe wurde aus denselben Gründen wie bei der E-Netz-Hohlleitung auf $b = 3$ cm festgelegt. Damit nimmt das Höhen/Breiten-Verhältnis den etwas ungewöhnlichen Wert von 1:7 an.

4.4.3.3 Länge

Der Dämpfungsbelag der H_{20} - Welle (Grenzfrequenz $f_{c\ 20} = 1428$ MHz) beträgt bei $f_{\max} = 960$ MHz $\alpha_{20} = 192,3$ dB/m. Für eine Störmodendämpfung von $a_{20} = 20$ dB ist also eine Länge der Abklingbereiche von $L_P = 20 \text{ dB}/\alpha_{20} = 10,4$ cm erforderlich.

Die Länge der kurzgeschlossenen Leitungsstücke zur Anpassung der Koaxial-Hohlleitungs-Übergänge an die eigentliche Wellenleitung (vgl. Bild 4.4) liegt bei $L_S = \lambda_{g,\min}/4 = 11,7$ cm.

Die Messzelle muss insgesamt also mindestens $L = 2(L_P + L_S) + L_E = 49$ cm lang sein.

Um die Integrierbarkeit in die vorhandene Messapparatur zu gewährleisten, besteht keine Möglichkeit einer weiteren Leitungsverlängerung zur Erhöhung der Störmodendämpfung; lediglich aus Gründen der Vereinheitlichung wurde für den Bau auch hier ein Maß von $L = 50$ cm gewählt.

4.4.3.4 Zugangsöffnungen und Koppellöcher
siehe Abschnitt 4.5.2.

4.4.3.5 Koaxial-Hohlleitungs-Übergänge
siehe Abschnitt 4.5.4.

4.5 Realisierung der HF-Expositionseinrichtungen

4.5.1 Der Probenhalter

Bild 4.5 zeigt eine Aufsicht des für die Experimente im E-Netz-Bereich entwickelten Probenhalters. In seinen Abmessungen wurde er der in Abschnitt 4.4.2 dimensionierten Hohlleitungsmesszelle angepasst, auf deren Boden er befestigt wird.

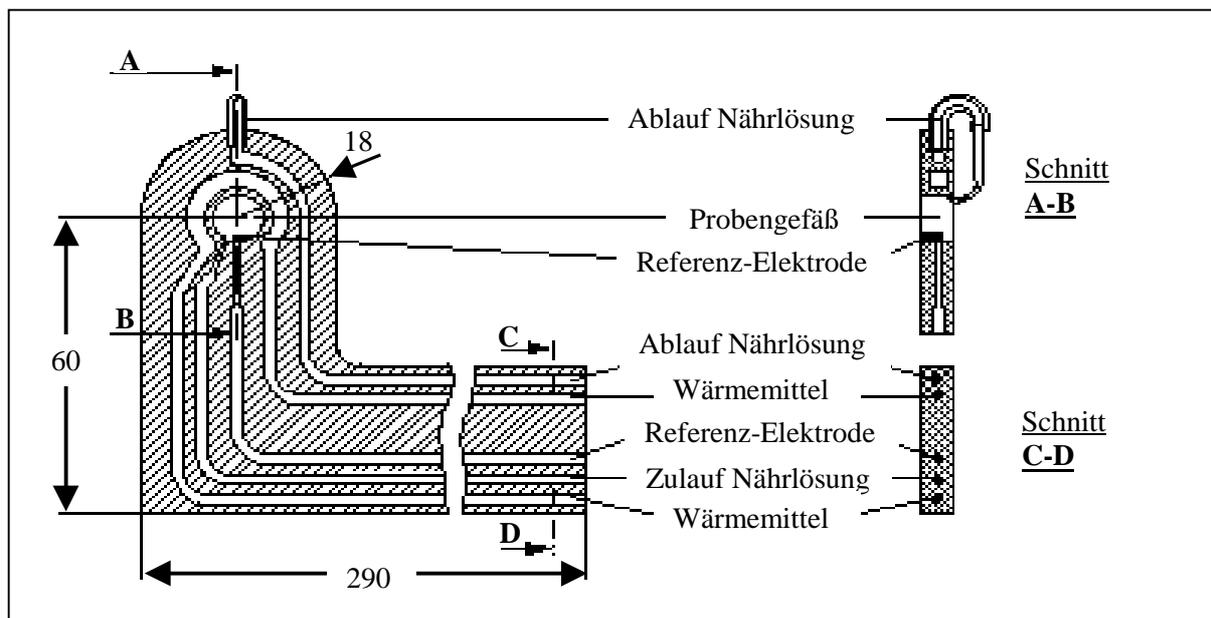


Bild 4.5: Probenhalter aus Acrylglas (Maße in mm)

Die in Abschnitt 4.3.8 genannten Anforderungen sind in vorbildlicher Weise erfüllt. Es handelt sich um einen 6 mm hohen Acrylglaskörper mit dem zentralen Probengefäß von 8,5 mm Durchmesser, das an der Unterseite durch ein Glasplättchen verschlossen ist, und verschiedenen Kanälen für die Ver- und Entsorgung der Proben mit Nährlösung (Tyrode), für die Zirkulation des Wärmemittels (Wasser) und für die Zuführung des elektrischen Anschlusses (Cu-Draht) der im Probengefäß befindlichen Referenz-Elektrode aus Silber. Abgesehen von diesem dünnen Leiter, der in Längsrichtung - also senkrecht zu den elektrischen Feldlinien der H_{10} -Welle - vom Probengefäß zum Hohlleitungsende verläuft, ist der gesamte Probenhalter einschließlich der Befestigungen metallfrei aufgebaut. Die mikroskopische Beobachtung der Zellen erfolgt von unten durch das ca. 100 μm dicke Glasplättchen.

Der Probenhalter für die D-Netz-Experimente ist, bis auf die längere Ausführung des kurzen Schenkels (105 mm statt 60 mm), in gleicher Weise aufgebaut.

4.5.2 Die Messzellen

4.5.2.1 Hohlleitung für das E-Netz

Gemäß Abschnitt 4.4.2 besitzt die Messzelle die Innenmaße (a x b x L) 12 cm x 3 cm x 50 cm.

Als Material wurde Messing mit einer Stärke von 5 mm für Boden, Deckel und Seitenwände und von 9 mm für die Stirnplatten verwendet.

Boden, Deckel und Seitenwände wurden zusammengelötet, wobei besonderer Wert auf eine saubere Verlotung der Innenkanten gelegt wurde, durch die die HF-Wandströme störungsfrei fließen sollen. Die Stirnwände sind angeschraubt, um einen Zugang zum Innenraum der Messzelle, beispielsweise zum Auswechseln des Probenhalters, zu ermöglichen. Die Außenmaße der E-Netz-Messzelle betragen somit 13 cm x 4 cm x 51,8 cm; ihr Gewicht (ohne Öffnungen) wurde mit 7,5 kg abgeschätzt.

4.5.2.2 Hohlleitung für das D-Netz

Auch diese Messzelle, die laut Abschnitt 4.4.3 die Innenabmessungen 21 cm x 3 cm x 50 cm aufweist, wurde aus Messing mit den oben genannten Wanddicken realisiert.

Die Außenmaße von 22 cm x 4 cm x 51,8 cm und das Gewicht von ca. 11 kg sind für die Montage auf den Mikroskoptisch noch akzeptabel.

4.5.2.2 Pipettenloch (D- und E-Netz-Messzelle)

Die Öffnung zur Einführung der Pipette in die Messzelle wurde als kreisrundes Loch mit 12,5 mm Durchmesser in der Mitte des Hohlleitungsdeckels ausgeführt. Es wurde darauf verzichtet, einen sogenannten Dämpfungskamin [Meinke 1992] zur Reduzierung der durch diese Öffnung austretenden HF-Strahlung anzubringen, weil dadurch einerseits die Bauhöhe unzulässigerweise angestiegen wäre, andererseits durch analytische und numerische Berechnungen gezeigt werden kann, dass die Strahlungsleistung vernachlässigbar klein ist. Die durch das Loch verursachte Veränderung der Feldgeometrie im oberen Bereich der Hohlleitungsmesszelle spielt ebenfalls keine Rolle, da sich die Untersuchungsobjekte am Hohlleitungsboden aufhalten.

4.5.2.3 Mikroskopieröffnung (D- und E-Netz-Messzelle)

Die genaue Konstruktion der Öffnung im Hohlleitungsboden für die Mikroskopie der Zellen während der HF-Exposition erforderte demgegenüber umfassendere Überlegungen. Neben dem Wunsch nach weitgehender HF-Dichtigkeit besteht die unabdingbare Forderung, den Abstand zwischen den am Boden des Probengefäßes befindlichen Zellen und der Frontlinse des verwendeten Mikroskopobjektivs auf einige 100 μm zu verringern, um Beobachtungen innerhalb des Tiefenschärfebereichs des Mikroskops durchführen zu können. Außerdem muss gewährleistet sein, dass die zu untersuchenden Zellen einem endlich großen und möglichst gleichmäßig verteilten elektrischen Feld ausgesetzt sind.

Es wurde eine Öffnung vorgesehen, die durch ein engmaschiges Kupferdrahtnetz hochfrequenzdicht zu schließen ist. Die feinwerktechnische Realisierung wurde so vorgenommen, dass in eine Bohrung von 38 mm Durchmesser im Hohlleitungsboden von unten ein Ring innenbündig eingeschraubt werden kann, auf dessen 9,5 mm große Zentralöffnung das Netz (12 mm \varnothing) mit einem Stegabstand von etwa 50 μm und einer Stegbreite von ca. 20 μm aufgelötet ist.

Durch den guten leitenden Kontakt mit dem Hohlleitungsboden und die im Vergleich zur Wellenlänge sehr kleine Maschenweite des Drahtnetzes wird die HF-Dichtigkeit sichergestellt. Trotzdem bietet das Netz eine optische Transparenz mit gerade noch akzeptabler Sichtfeldbeleuchtung bei dem geforderten Objektabstand. Die Frage der elektrischen Feldverteilung wird in Abschnitt 4.6 untersucht.

4.5.2.5 Durchführungsöffnung für den Probenhalter (D- und E-Netz-Messzelle)

Da während der Experimente eine permanente Versorgung der Proben und eine kontinuierliche Ableitung der Mess-Signale stattfinden muss, besteht die Notwendigkeit, alle Kanäle des Probenhalters nach außen zu führen. Dies wurde so realisiert, dass das Ende des langen Schenkels des Probenhalters durch eine entsprechende rechteckige Öffnung in der ausgangs-

seitigen Stirnwand der Messzelle geführt wird, die gleichzeitig der Fixierung des Halters dient.

4.5.3 HF-Komponenten

4.5.3.1 Signalquelle und Verstärker

Als modulierbare Signalquelle steht den Bonner Projektpartnern ein UHF-Leistungs-Mess-Sender, Typ Rohde & Schwarz SLRD BN 41004/50 mit externem Rechteckgenerator (10 Hz - 30 kHz, variables Tastverhältnis) zur Verfügung, die den Trägerfrequenzbereich zwischen 275 MHz und 2750 MHz abdeckt und gemäß Datenblatt eine Maximalleistung von mindestens 5 W (typ. 20 W) abgibt. Alterungsbedingt beträgt die maximale Ausgangsleistung allerdings nur noch 2,2 W.

Die Leistungsanzeige des Gerätes arbeitet laut Hersteller mit einer Fehlergrenze von $\pm 12\%$.

4.5.3.2 Leistungsmessung

Die spezifischen Absorptionsraten in den Proben werden auf indirektem Weg aus der eingespeisten Leistung bestimmt (vgl. Abschnitt 4.3.6). Eine möglichst genaue Messung dieser Leistung wäre daher grundsätzlich sinnvoll. Solange jedoch nach biologischen Effekten gesucht wird, ist der Verzicht auf eine direkte Leistungsmessung aus Kostengründen vertretbar.

4.5.3.3 Wellensumpf

Die in die Messzelle eingespeiste und nicht von der Probe absorbierte HF-Leistung muss am Ende möglichst reflexionsarm vernichtet werden. Dazu wurde ein in Bonn vorhandener koaxialer 50 Ω -Abschluss eingesetzt.

4.5.3.4 Übergangsstücke und Koppелеlemente

Als Übergänge von N-Koaxialkabeln auf die Hohlleitungs-Messzellen wurden kommerziell erhältliche N-Chassisbuchsen (z.B. Suhner 22 N-50-0-2) vorgesehen, die in Flansche eingesetzt und mit Koppелеlementen versehen wurden, die ihrerseits in die Messzellen eintauchen. Flansche und Koppелеlemente wurden nach Vorversuchen gemäß den in Abschnitt 4.5.4 beschriebenen Details aus Messing gefertigt.

4.5.3.5 Detektor

Ein Detektor zur Kontrolle des Signals und eventuell auch zur Leistungsüberwachung wurde aus Kostengründen zunächst nicht eingesetzt.

4.5.4 Ein- und Auskoppelvorrichtungen

4.5.4.1 Optimierung

Zum Problem der möglichst reflexionsarmen Übergänge Koaxialkabel - Hohlleitung (Eingangskoppler) und Hohlleitung-Koaxialkabel (Ausgangskoppler) mit gewünschten Reflexionsdämpfungen von $a_r = -20 \log r > 15$ dB existieren bei Standardhohlleitungen ($b/a = 1:2$) Erfahrungen und etliche Veröffentlichungen (s. z. B. [Niemann, 1948; Al-Hakkak, 1969]).

In den vorliegenden Fällen ($b/a = 1:4$ und $b/a = 1:7$) mussten dagegen Vorversuche die verschiedenen Konstruktionsideen absichern. Nach Modellversuchen im verkleinerten Maßstab bei X-Band-Frequenzen (ca. 10 GHz), wurde der Entschluss zum Bau von Prototypen der Messzellen im Originalmaßstab gefasst, um mit Hilfe von Streuparametermessungen die Konstruktionsdetails zu testen.

Erst nach Durchführung dieser Experimente zur Optimierung der Reflexionsfaktoren konnten die Lage der Koppelöffnungen (Abstand L_S der Lochmitte von der Hohlleitungs-Stirnwand), die Form der Koppелеlemente und die Ausführung der Flansche endgültig festgelegt werden.

Als beste prinzipielle Lösung ergaben sich für E- und D-Netz-Messzelle jeweils zwei identische dreiteilige Bauelemente, bestehend aus der in Abschnitt 4.5.3.4 erwähnten Chassisbuchse, einem auf den Hohlleitungsdeckel zu montierenden Flansch, in den die Chassisbuchse eingeschraubt werden kann, und einem Koppelkörper, der mit dem Innenleiter-Lötanschluss der Chassisbuchse fest verbunden wird. Durch die spezielle Formgebung des Koppelkörpers und des Innenraums des Flansches konnte ein allmählicher und somit reflexionsarmer Übergang der Koaxialleitungswelle in die H_{10} -Welle, und umgekehrt, erreicht werden.

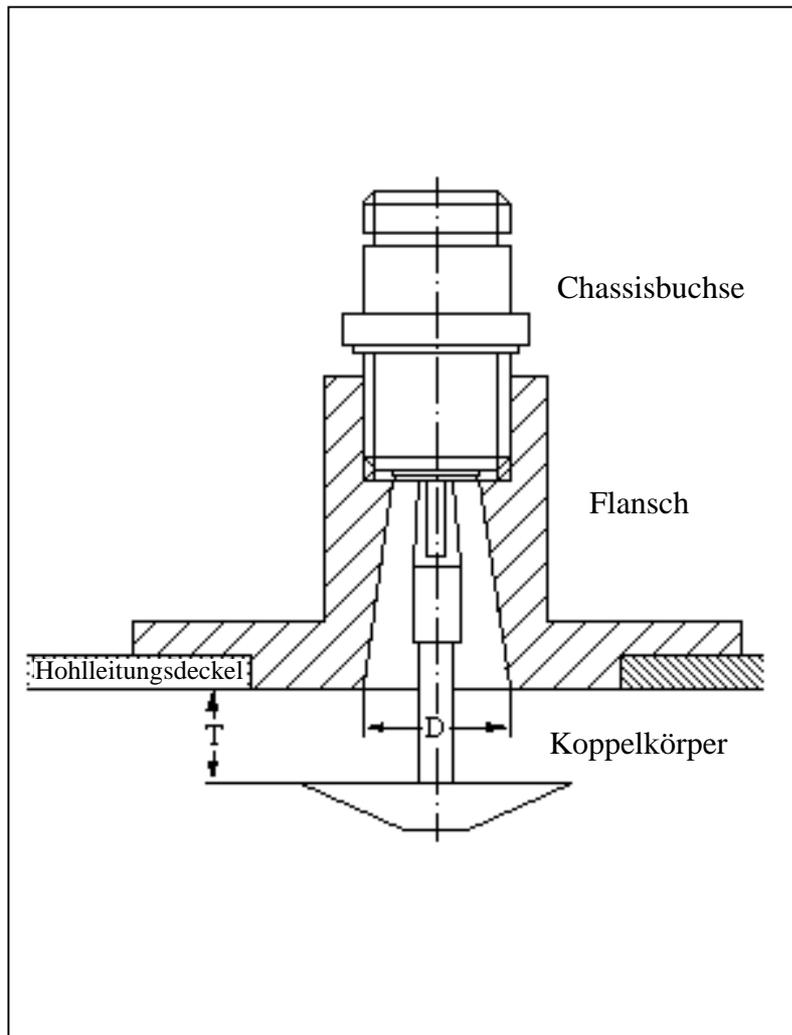


Bild 4.6: Prinzipielles Schema einer Koppelvorrichtung

In Bild 4.6 ist eine derartige Anordnung in ihrer grundsätzlichen Form gezeigt. Die günstigsten Abmessungen, insbesondere die Maße D und T, wurden für beide Frequenzbereiche experimentell ermittelt. Für die Koppelöffnungen im Hohlleitungsdeckel wurden folgende Maße festgelegt:

- D-Netz-Messzelle:
90 mm \varnothing , $L_S = 116$ mm,
- E-Netz-Messzelle:
40 mm \varnothing , $L_S = 53$ mm.

4.5.4.2 Streuparametermessungen

Zur Kontrolle der gebauten Hohlleitungen mit den optimierten Ein- und Auskoppelvorrichtungen wurden Messungen mit einem Netzwerkanalysator (HP 8510C bzw. HP 8753B) in den Frequenzbereichen

- 850 MHz bis 1000 MHz an der D-Netz-Messzelle und
- 1600 MHz bis 2000 MHz an der E-Netz-Messzelle

durchgeführt. Die im Folgenden beschriebenen Bilder geben jeweils als Funktion der Frequenz die für das Reflexions- und Transmissionsverhalten relevanten Streuparameter im logarithmischen Maßstab ($20 \log |S_{11}|$ und $20 \log |S_{21}|$) wieder. $20 \log |S_{11}|$ steht dabei mit der in Abschnitt 4.5.4.1 definierten Reflexionsdämpfung über $a_r = -20 \log |S_{11}|$ in Zusammenhang und sollte einen möglichst hohen negativen Wert annehmen. $20 \log |S_{21}|$ kann hier im Wesentlichen als Maß für die Verluste der H_{10} -Welle durch Abstrahlung an Hohlleitungsöffnungen und Absorption in leitfähigen Materialien angesehen werden und sollte demzufolge klein sein.

Bild 4.7 zeigt den Verlauf dieser Größen (und zusätzlich die Beträge der S-Parameter S_{22} und S_{12}) für die geschlossene E-Netz-Hohlleitung, d.h. noch ohne Öffnungen für Pipetteneinführung, Mikroskopie und Probenhalter. Die Reflexionsdämpfung – abgeschätzt an den Kurvenmaxima – beträgt deutlich mehr als 20 dB; die Transmission ist fast ideal.

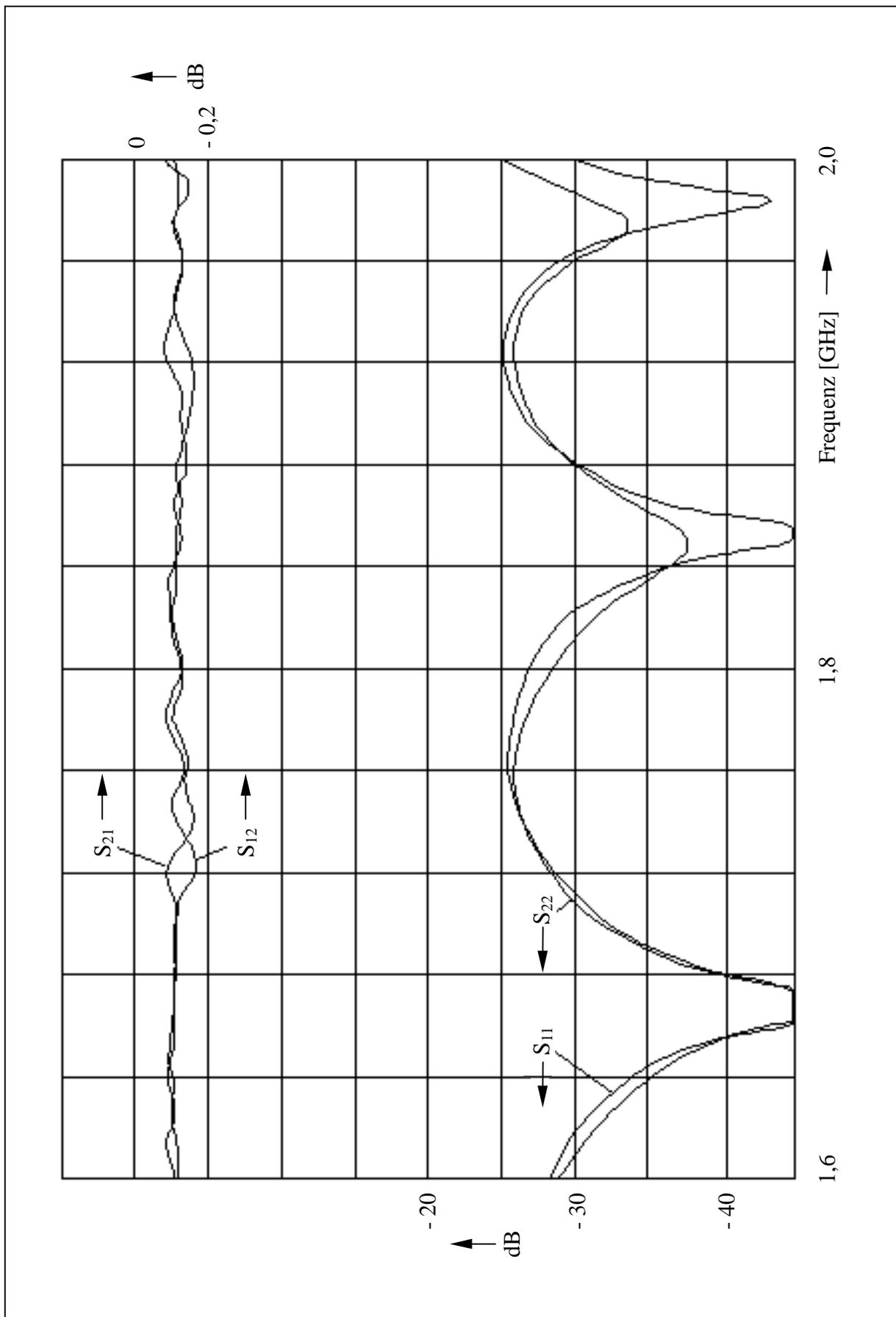


Bild 4.7: Gemessene Streuparameter S_{11} , S_{22} , S_{21} und S_{12} der leeren E-Netz-Messzelle

Die in Abschnitt 4.4.1 aufgestellte Forderung nach geringer Stehwelligkeit des elektromagnetischen Feldes der H_{10} -Welle, das auch als Startverteilung für die in 4.6 behandelte Rechner-simulation der Messzelle dienen soll, ist somit sehr gut erfüllt.

Zum Vergleich sind in Bild 4.8 die entsprechenden, an der fertigen Hohlleitung gemessenen Kurven aufgetragen, die das Pipettenloch, die Mikroskopieröffnung und den kompletten Probenhalter (einschließlich Elektrodendraht) enthielt. Die Reflexionsdämpfung hat sich nur geringfügig erhöht und liegt mit über 20 dB im unkritischen Bereich. Die Zusatzverluste schlagen sich dagegen deutlich in der Transmissionskurve nieder; bei f_N ergibt sich ein Wert von ca. -0,3 dB.

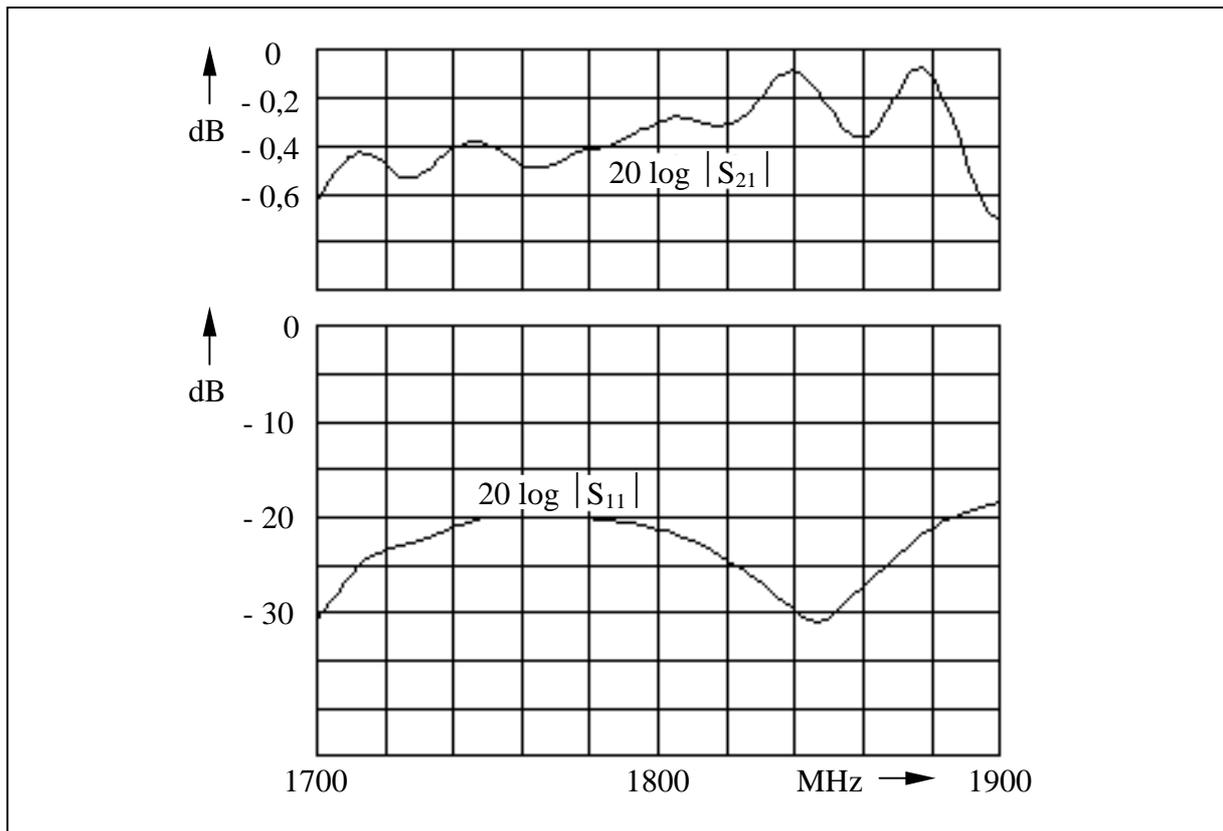


Bild 4.8: Gemessene Streuparameter S_{11} und S_{21} der mit dem Probenhalter bestückten E-Netz-Messzelle

Diese Messung diente allerdings nur der Kontrolle, ob durch die weitere Bearbeitung der Hohlleitung keine außergewöhnlichen Störungen eingebaut worden waren; die Veränderung des Reflexions- und Transmissionsverhaltens bzw. der Feldverteilung durch die beschriebenen Modifikationen werden durch die numerischen Feldberechnungen per se berücksichtigt.

Die Ergebnisse für die D-Netz-Messzelle sind in Bild 4.9 und Bild 4.10 wiedergegeben. Die Frequenz wurde jeweils von 800 MHz bis 1000 MHz variiert. Die Streuparameter der geschlossenen Hohlleitung sind vergleichbar mit denjenigen der E-Netz-Zelle; lediglich bei der Transmission zeigt sich eine leichte, aber unwesentliche Reduzierung.

Nach Bearbeitung der Zelle und Einsetzen des Probenhalters stieg die Reflexionsdämpfung wieder an (Bild 4.10), bleibt aber im gesamten D-Netz-Bereich deutlich oberhalb der geforderten 15 dB; die Transmission sinkt nicht unter $20 \log |S_{21}| = -0,4$ dB. Damit erweist sich auch die Feldverteilung der D-Netz-Messzelle als geeignet für die Experimente und die durchzuführenden Rechnersimulationen.

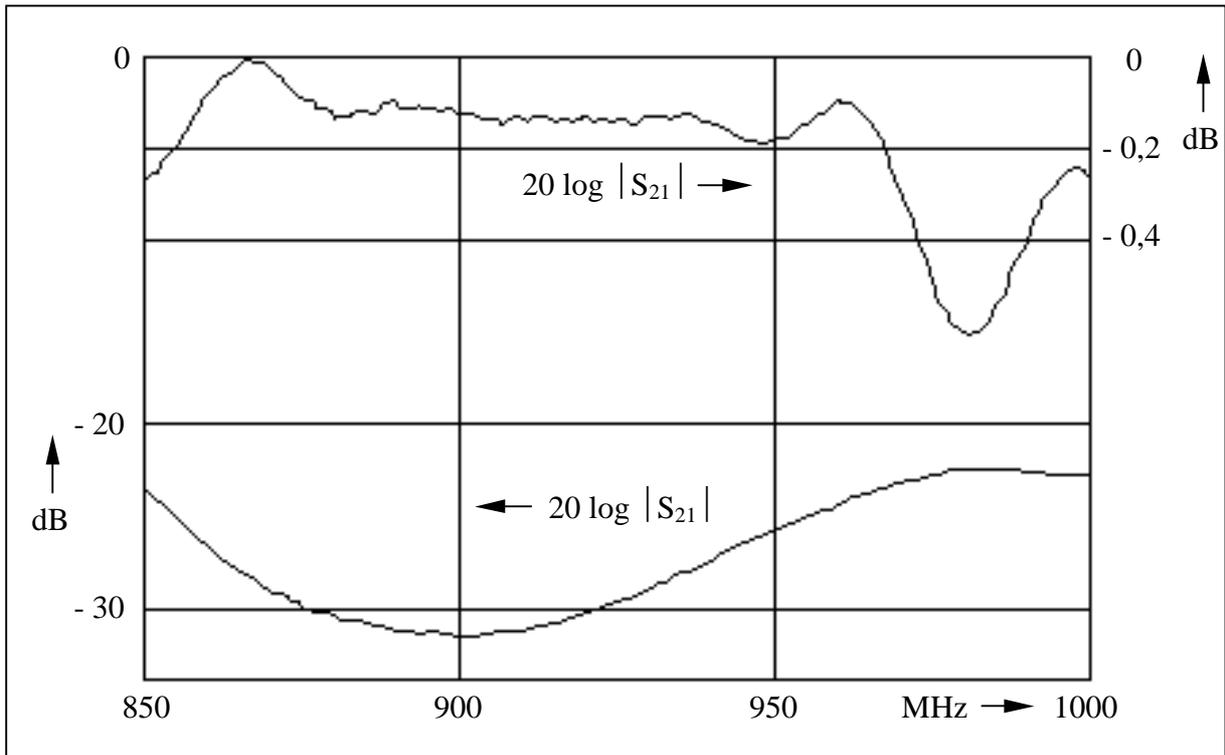


Bild 4.9: Gemessene Streuparameter S_{11} und S_{21} der leeren D-Netz-Messzelle

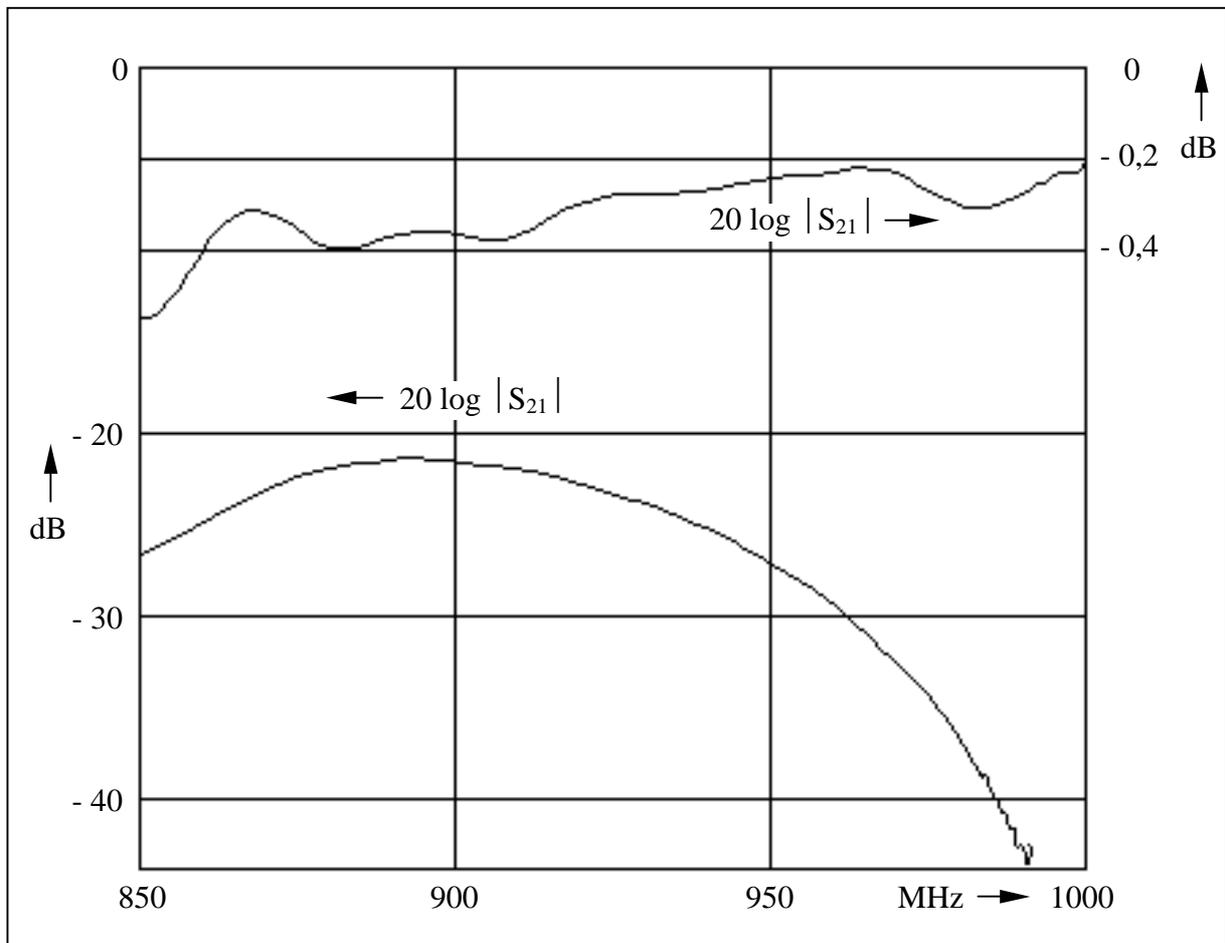


Bild 4.10: Gemessene Streuparameter S_{11} und S_{21} der mit dem Probenhalter bestückten D-Netz-Messzelle

4.6 Numerische Feldberechnungen

4.6.1 Vorgehensweise

Unter den in Abschnitt 4.3.6 aufgestellten und in Abschnitt 4.5.4.2 verifizierten Bedingungen lässt sich die maximale elektrische Feldstärke \vec{E}_0 der ungestörten H₁₀-Welle in der leeren Hohlleitung eindeutig aus der eingespeisten Leistung P über

$$|\vec{E}_0| = \sqrt{\frac{P}{ab} \frac{4Z_0}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}}} \quad (4.6.1)$$

mit $Z_0 = 377 \Omega$ berechnen. Der räumliche Feldverlauf ist aus Bild 4.3 bekannt.

Gemäß Gl. (4.6.1) beträgt die Feldstärke in der Hohlleitungsmitte für eine eingespeiste Leistung von 1 W:

- $|\vec{E}_0| = 627 \text{ V/m}$ bei $f_N = 900 \text{ MHz}$
- und
- $|\vec{E}_0| = 763 \text{ V/m}$ bei $f_N = 1800 \text{ MHz}$.

Durch Einbau der Öffnungen, Einsetzen des Probenhalters einschließlich seiner Füllungen und Einführen der mit leitfähigem Elektrolyt gefüllten Pipette in die Messzelle wird die ursprüngliche Feldverteilung stark verändert. Eine genaue Ermittlung der Feldverteilung in der mit diesen Modifikationen versehenen Hohlleitung ist nur durch numerische Feldberechnungen unter Berücksichtigung der kompletten Struktur möglich.

Ausgangspunkt war dabei das bekannte Feld der ungestörten Leitung, aus dem unter Berücksichtigung aller Strukturdetails das veränderte Feld schrittweise entwickelt wird. Teilweise konnten dazu kommerziell erhältliche Feldlöser, wie die Programmpakete „MAFIA“ [CST 1994] oder „XFDTD“ [Remcom 1996], unmittelbar eingesetzt werden; bei extrem hochauflösenden Strukturen, insbesondere bei der D-Netz-Messzelle, deren Volumen sehr groß gegenüber dem eigentlich interessierenden Feldvolumen in der Umgebung einer biologischen Zelle ist, waren sorgfältige Ausschnittsrechnungen durchzuführen.

Mit bekannter lokaler elektrischer Feldstärke \vec{E} folgt dann die Spezifische Absorptionsrate in der eingebrachten Probe aus

$$SAR = \frac{1}{2} \frac{\kappa}{\rho} |\vec{E}|^2 = \frac{1}{2} \frac{\kappa}{\rho} F_s^2 |\vec{E}_0|^2. \quad (4.6.2)$$

Darin bedeuten κ und ρ die elektrische Leitfähigkeit bzw. die Dichte des Probenmaterials und F_s den Feldschwächungsfaktor, um den die lokale Feldstärke aufgrund der Rückwirkung durch die Probe betragsmäßig von der Feldstärke \vec{E}_0 abweicht.

4.6.2 Materialparameter

Sowohl zur Bestimmung der elektrischen Feldstärkeverteilung als auch zur Berechnung der SAR-Werte werden demzufolge die Materialparameter der zu modellierenden Struktur benötigt. Bei gebräuchlichen Materialien, wie z. B. Acrylglas, kann man dazu auf Literaturangaben zurückgreifen. Für die aufgrund der biologisch/physiologischen Erfordernisse der Experimente benötigten Stoffe, wie z. B. Nährlösungen, sind aber insbesondere die elektrischen Eigenschaften häufig unbekannt. Den numerischen Berechnungen wurden daher für die Permittivität ϵ_r und die Leitfähigkeit κ Werte zugrunde gelegt, die in Wuppertal durch frequenzabhängige Messungen mit einem Netzwerkanalysator und einem „Dielectric Probe Kit“ (HP

85070A) ermittelt worden waren. Das verwendete Messverfahren und die relevante Literatur sind in [Durney et al. 1993] beschrieben. Tabelle 1 gibt die dielektrischen Daten aller Materialien für die Frequenzen 900 MHz und 1800 MHz an. Es wurde jeweils eine relative Permeabilität von $\mu_r = 1$ angenommen.

Material	Frequenz	Permittivität ϵ_r'	Leitfähigkeit κ	Quelle
Acrylglas (Probenhalter)	900 MHz	2,60	0,002 S/m	[Neibig 1996]
	1800 MHz	2,60	0,0039 S/m	
Tyrode, 37 °C (Nährlösung)	900 MHz	72,15	1,89 S/m	Messung
	1800 MHz	71,70	2,2 S/m	
PVC, farblos (Schlauch)	900 MHz	2,74	0,00081 S/m	[Chen 1993]
	1800 MHz	2,74	0,00162 S/m	
Glas (SiO ₂) (Pipette/Deckglas)	900 MHz	3,78	0,00002 S/m	[Chen 1993]
	1800 MHz	3,78	0,00004 S/m	
Elektrolyt, 37 °C (in Pipette)	900 MHz	72,50	2,3 S/m	Messung
	1800 MHz	71,10	2,6 S/m	
Wasser, 37 °C (Wärmemittel)	900 MHz	74,00	0,16 S/m	Messung
	1800 MHz	73,66	0,51 S/m	

Tabelle 4.6.1: Elektrische Daten der verwendeten Materialien.

4.6.3 SAR - Abschätzung in der Probenflüssigkeit

Mit dem Zusammenhang zwischen E_0 und der eingespeisten Leistung P , den Abmessungen a und b , $\rho = 1000 \text{ kg/m}^3$, $\kappa = \omega \epsilon_0 \epsilon''$ und der Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 71,7 - j22$ des Nährmediums (Tyrode) bei $f = \omega/(2\pi) = 1800 \text{ MHz}$ folgt

$$\text{SAR} = 641,2 \text{ kg}^{-1} F_s^2 P \quad (4.6.3)$$

Eine genaue Ermittlung der Feldschwächung F_s ist nur durch numerische Feldberechnungen in der kompletten Struktur möglich.

Man kann aber durchaus vorab eine "Worst-case"-Abschätzung von F_s angeben: Dazu geht man von der Annahme aus, daß sich die Proben (Zellen) in einem flachen scheibenförmigen Bereich am Hohlleitungsboden aufhalten. Für diesen Fall lässt sich der Formfaktor aus der Stetigkeit der Normalkomponenten der Verschiebungsdichte herleiten zu

$$F_s \approx 1/|\epsilon_r| = 0,0133,$$

sodass für eine Leistung von $P = 1 \text{ W}$ gemäß Gln. (4.6.2) und (4.6.3) eine Feldstärke von

$$|\vec{E}| = 10,2 \text{ V/m}$$

und eine Spezifische Absorptionsrate von

$$\text{SAR} = 114 \text{ mW/kg}$$

vorhergesagt werden.

Die erforderliche mittlere Leistung für eine gewünschte maximale SAR von 80 mW/kg beträgt nach dieser Abschätzung $P = 701,7 \text{ mW}$.

Bei der höchstmöglichen Einstellung der Signalquelle auf eine Pulsleistung von $P_p = 2,2 \text{ W}$

und eine Rechteckmodulation mit einem Puls/Pause-Verhältnis von 14%, entsprechend einem Tastverhältnis (Puls/Periode) von 1:8, würde damit die spezifische Absorptionsrate im zeitlichen Mittel jedoch nur $SAR = 31,4 \text{ mW/kg}$ betragen. Für die tatsächliche Struktur sind allerdings höhere SAR/Leistungs-Verhältnisse zu erwarten, weil der Faktor F_s infolge der größeren Probenhöhe günstigere Werte besitzt. Diese Daten werden nach der nun folgenden Diskussion der Feldveränderungen durch die in die Hohlleitung eingebrachte Struktur in Abschnitt 4.6.5 genannt.

4.6.4 Feldveränderungen

Wie in Abschnitt 4.6.1 erläutert wurde, erfordert die Berechnung der elektromagnetischen Feldverteilung innerhalb der mit den für die Experimente benötigten Komponenten versehenen Hohlleitung die Berücksichtigung aller Strukturdetails, die vom Fall der leeren, ungestörten Messzelle abweichen. Es ist dabei nicht sinnvoll, den Einfluss einzelner Modifikationen, z. B. der Pipette oder des Netzes für die Mikroskopie, auf das HF-Feld getrennt zu untersuchen, weil sich die Auswirkungen aller Störungen in komplizierter Weise überlagern und gegenseitig beeinflussen können, sodass nur die Modellierung der kompletten Struktur und die darauf basierende Berechnung der Feldverteilung im interessierenden Probenbereich als Reaktion auf die Einstrahlung der H_{10} -Welle die tatsächlichen Verhältnisse adäquat beschreibt.

Bild 4.11 zeigt eine 3D-Darstellung eines Teils des für die numerischen Simulationen verwendeten Rechenmodells der Hohlleitung (hier für die E-Netz-Messzelle) mit eingesetztem Probenhalter (vgl. auch Bild 4.5). Die Welle breitet sich in z-Richtung aus. Folgende Details sind deutlich zu erkennen:

- die als ideal leitend vorausgesetzten Hohlleitungswände (H) mit der Öffnung für die Pipette im Deckel (D) und der durch das Netz verschlossenen Bodenöffnung (M)
- die mit Elektrolyt gefüllte Glaspipette (P)
- der zentrale Teil des Probenhalters aus Acrylglas (A)
- das zylinderförmige Probengefäß (G) mit der Nährlösung
- die beiden Kanäle im Probenhalter für die Nährlösung (K)
- die Schlauchverbindung für die Nährlösung rechts vom Probengefäß inklusive Schlauchhalterung (S)
- die beiden Kanäle im Probenhalter für das geheizte Wasser (K)
- der Cu-Draht (E), der im Probengefäß in der Silber-Elektrode endet.

Für die Feldberechnungen wurde der dargestellte Bereich mit $3,7 \cdot 10^6$ Gitterpunkten diskretisiert, wozu ein Arbeitsspeicherbedarf von 250 MB notwendig war.

In Bild 4.12 ist für die E-Netz-Messzelle (1800 MHz) eine Pegelverteilung der elektrischen Feldstärke in einer Längsschnittebene durch die Mitte des Probengefäßes dargestellt. Anhand der Farbkodierung lassen sich die Feldstärkewerte abschätzen. Die Feldberechnung erforderte pro Durchlauf eine Rechenzeit von 38,5 Stunden.

Links im Bild erkennt man das Feld der ankommenden H_{10} -Welle, das infolge der Reflexion am Probenhalter eine geringe Stehwelligkeit aufweist. Hinter dem Probenhalter bildet sich rasch wieder das nahezu ungestörte Feld der Grundmode aus. Die interessanten Feldveränderungen treten in der Nähe des Probenhalters auf. Offensichtlich kommt es im Bereich der Pipettenöffnung zu Feldverzerrungen; allerdings klingt die Feldstärke nach außen hin rasch ab, was die schon in Abschnitt 4.5.2.3 gemachte Aussage über vernachlässigbare Abstrahlungsverluste bekräftigt. Die Pipette scheint auf ihrer gesamten Länge keine spürbare Störung für das Feld darzustellen; sie hebt sich kaum sichtbar von ihrer Umgebung ab. Der Probenhalter und insbesondere die Probenflüssigkeit dagegen bewirken eine starke Abschwächung der elektrischen Feldstärke; sehr gut erkennbar ist auch die Feldabsenkung in den Kanälen mit Wasser und Nährlösung.

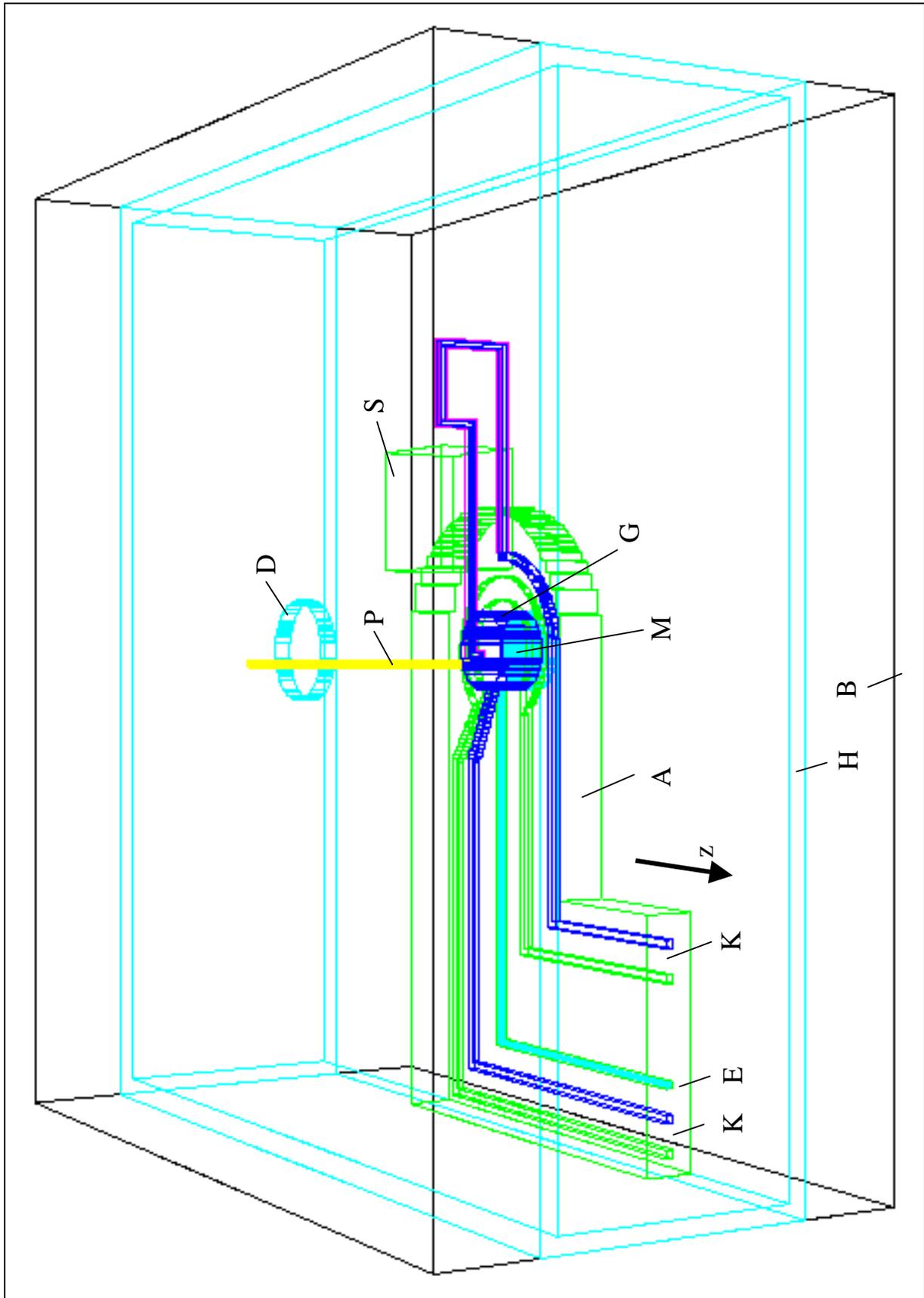


Bild 4.11: Rechenmodell eines Ausschnitts der Hohlleitung mit Probenhalter und Pipette
 A: Probenhalter aus Acrylglas; B: Berandung für die Feldberechnung; D: Deckelöffnung zur Pipettendurchführung; E: Referenz-Elektrode; G: Probengefäß; H: Hohlleitungswände; K: Kanäle für Zu- und Ablauf von Nährlösung und Wärmemittel; M: Mikroskopieröffnung mit Cu-Netz und darüberliegendem Deckglas; P: Pipette (Patch clamp – Elektrode); S: Schlauchhalter aus Acrylglas

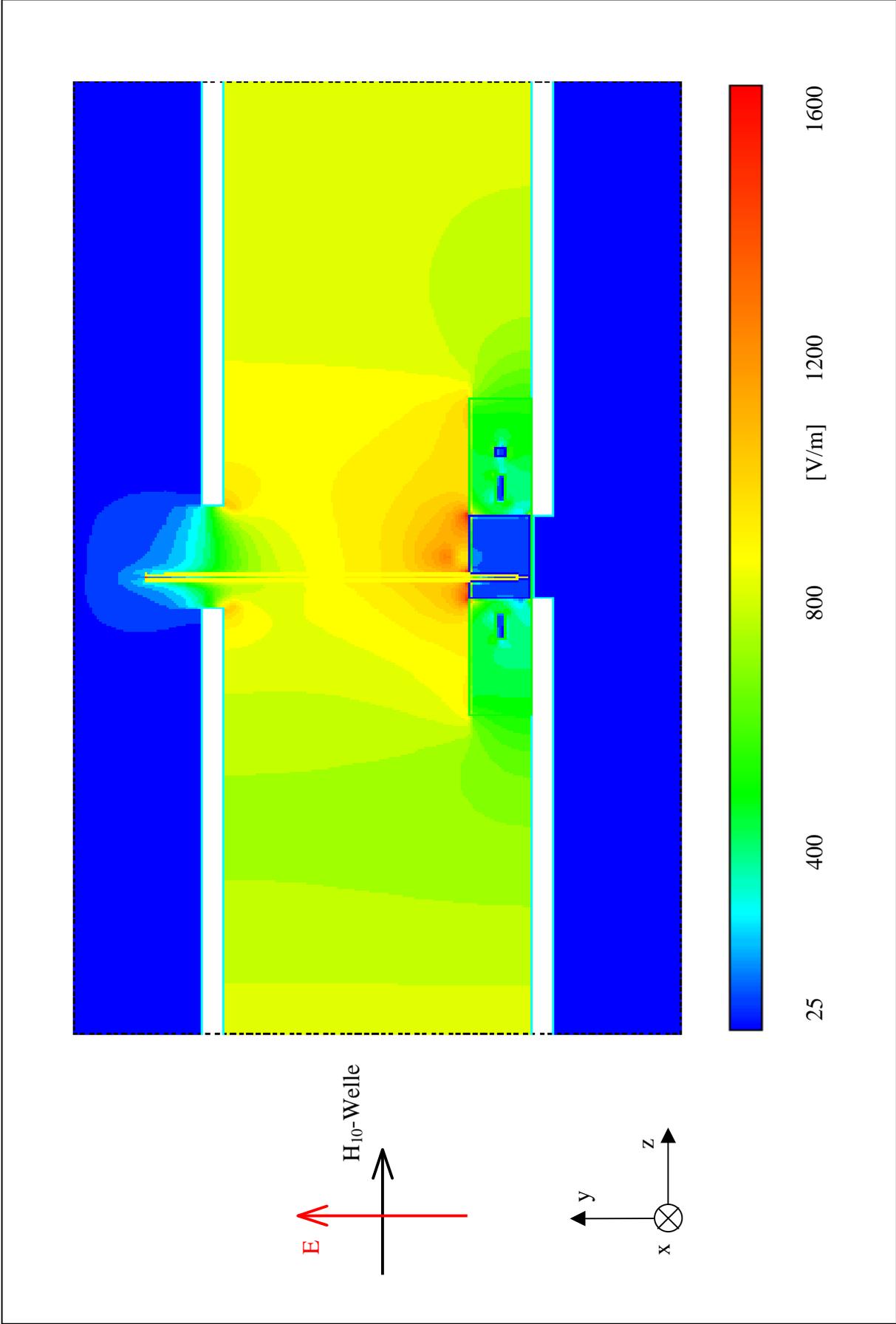


Bild 4.12: Elektrische Pegelverteilung für die E-Netz-Messzelle im Längsschnitt durch den Probenhalter; $P = 1 \text{ W}$

Um zu einer Beurteilung des Feldes in der eigentlichen Probenumgebung, nämlich am Boden des Acrylglasshalters zu kommen, muss ein vergrößerter Ausschnitt der Struktur betrachtet werden. Dazu wird in Bild 4.13 zunächst die Feinstruktur des Rechenmodells in der Nähe des Hohlleitungsbodens gezeigt. Dargestellt sind die Glaspipette (gelb) mit dem Elektrolyt (rot), die in die Tyrode (blau) eintaucht, sowie die Berandung des Probengefäßes aus Acrylglas

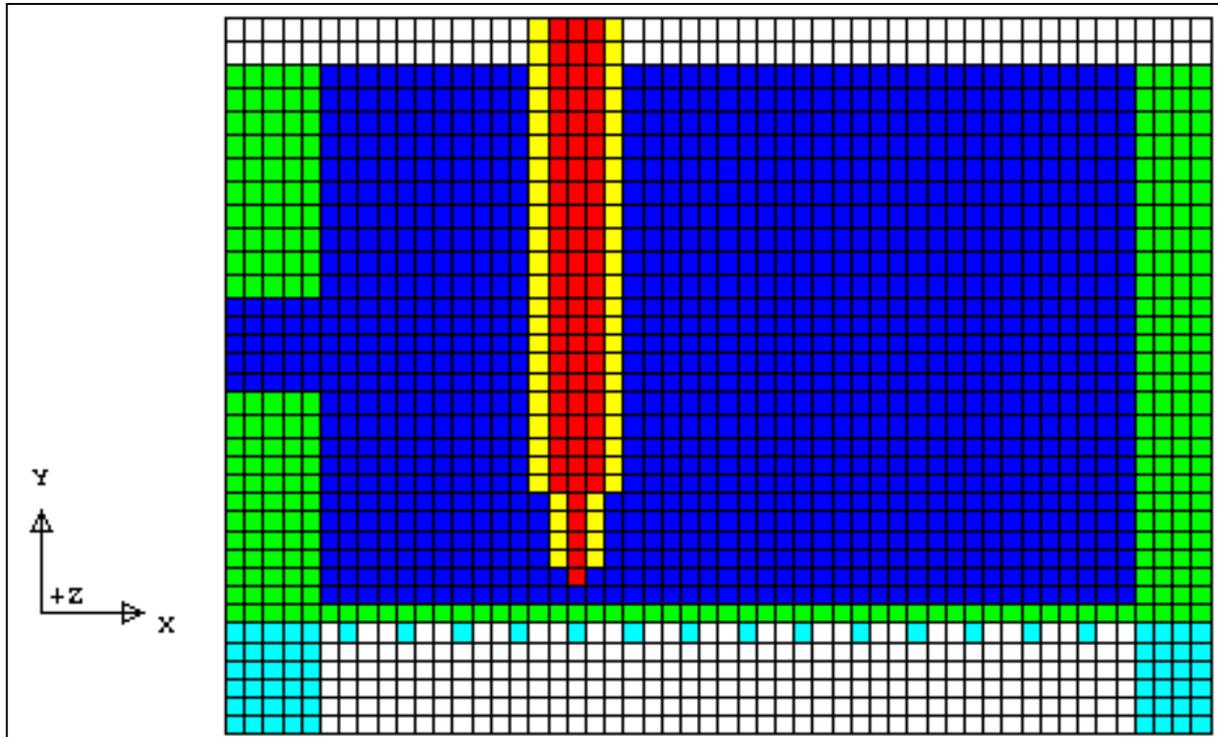


Bild 4.13: Feinstruktur des Rechenmodells in der Umgebung des Probengefäßes

(grün) und das in den Hohlleitungsboden eingesetzte Metallnetz (hellblau).

Die höchste räumliche Auflösung beträgt $200\ \mu\text{m}$, d. h., dass die Originalabmessungen der Pipettenspitze (ca. $1,5\ \mu\text{m}$ Durchmesser) und des Cu-Netzes (s. Abschnitt 4.5.2.4) nicht direkt nachgebildet werden können. Da aber, wie erwähnt, der Einfluss der in ihren Materialdaten der Tyrode sehr ähnlichen Pipettenflüssigkeit auf die Feldverteilung nahezu vernachlässigbar ist und weil bei einem groben Gitternetz eher stärkere Feldvariationen zu erwarten sind als bei feinen Maschen, die Feldhomogenität aber auch im simulierten Fall schon hinreichend gut ist (siehe unten), kann das Rechenmodell für die Konstruktionsdetails als angemessen angesehen werden.

Bild 4.14 zeigt die elektrische Feldverteilung im Probengefäß. Neben einer nahezu gleichmäßigen Feldstärke in der Tyrode ist das Verhalten am Gitternetz interessant. Da die elektrischen Feldlinien senkrecht auf den ideal leitenden Gitterstäben enden müssen, kommt es in der unmittelbaren Umgebung des Netzes zu einer periodischen Felddeformation. Im Probenbereich direkt unterhalb der Pipettenspitze ist diese Feldvariation aber bereits nicht mehr spürbar. Außerdem ist zu erkennen, dass das Netz das Feld nach unten hin offensichtlich stark dämpft, sodass keine HF-Leistung abgestrahlt werden kann.

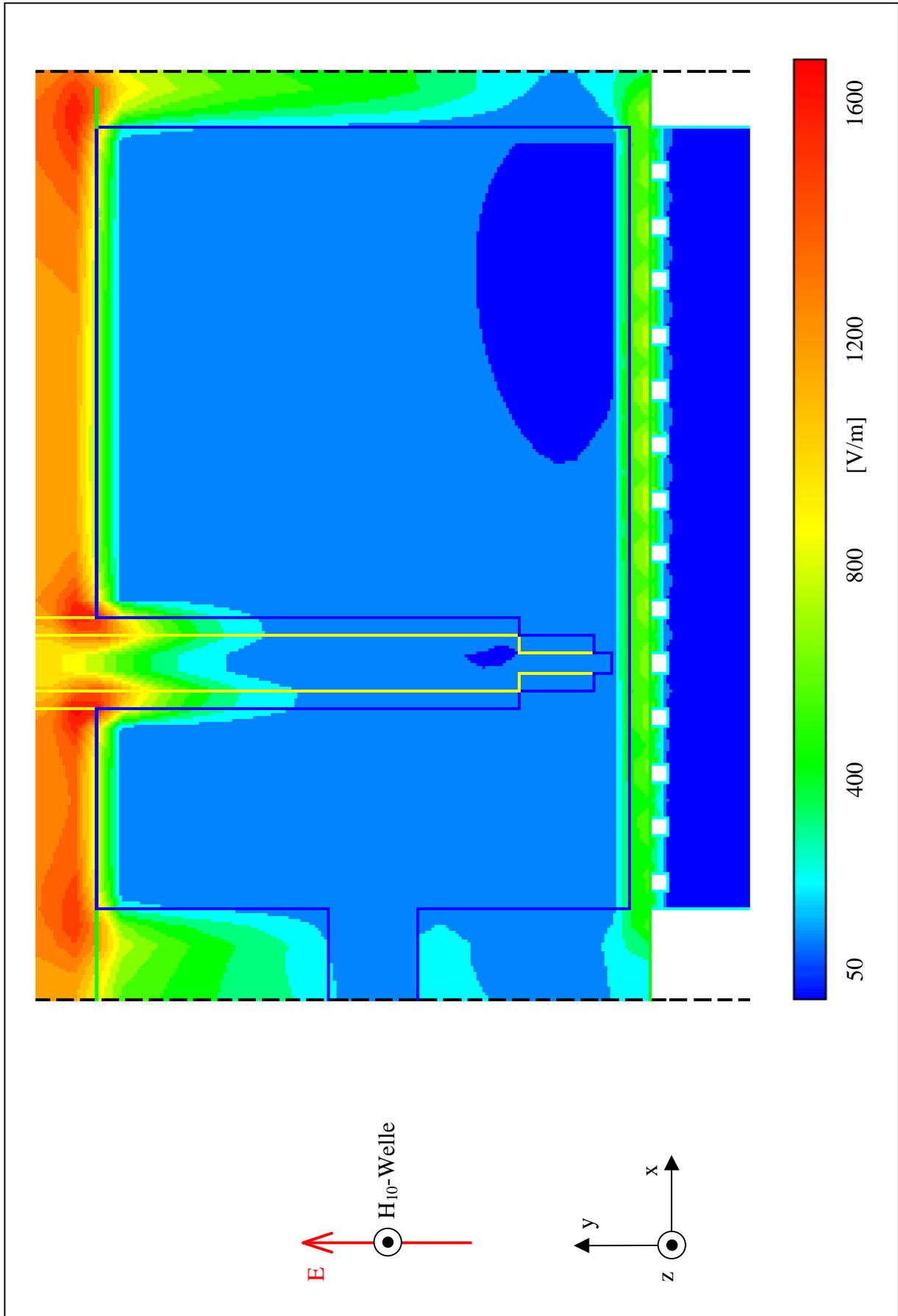


Bild 4.14: Detailansicht der elektrischen Pegelverteilung für die E-Netz-Messzelle im Querschnitt durch das Probengefäß; $P = 1 \text{ W}$

Die Bilder 4.15 und 4.16 geben die den Bildern 4.12 und 4.14 entsprechenden Pegelverteilungen der elektrischen Feldstärke in der D-Netz-Messzelle (900 MHz) wieder. Um das feldtheoretische Problem auf den zur Verfügung stehenden Workstations noch bearbeiten zu können, mussten Ausschnittsrechnungen durchgeführt werden, indem ein seitlich eingegengter Bereich der in Bild 4.11 gezeigten Struktur mit geeigneten Randbedingungen für das elektromagnetische Feld angesetzt wurde. Die Diskretisierung erfolgte nun mit 2,6 Millionen Gitterpunkten, die 180 MB RAM belegten. Wegen der niedrigeren Frequenz stieg die CPU-Zeit auf 56,5 Stunden an.

Die im Zusammenhang mit der E-Netz-Messzelle diskutierten prinzipiellen Eigenschaften des Feldes können auch hier beobachtet werden.

Im nächsten Abschnitt werden die Ergebnisse der quantitativen Auswertung dieser Berechnungen genannt.

4.6.5 Feldstärke- und SAR-Werte an den Zellen

Grundsätzlich interessieren für die „patch clamp“-Experimente nur die Werte der auf die einzelne untersuchte Zelle einwirkenden elektrischen Feldstärke. Der Aufenthaltsbereich der beobachtbaren Zellen ist beschränkt auf das Probenvolumen unmittelbar über dem Glasplättchen, das den Probengefäßboden darstellt. Die vertikale Position der Zellen ist damit gut definiert. In transversaler Richtung bestimmt die freie Weglänge der Pipettenspitze innerhalb des Tyrodengefäßes die möglichen Probenorte. Insgesamt ergibt sich ein effektiver Probenbereich von ca. 6 mm Durchmesser und 200 μm Höhe, in dem die Feldstärke und die Spezifische Absorptionsrate bekannt sein sollten.

Während die im vorherigen Abschnitt vorgestellten Farbbilder nur der anschaulichen, qualitativen Orientierung über den Feldverlauf dienen können, lässt sich durch gezielte Auswertung aller aufgrund der numerischen Rechnungen verfügbaren Daten eine relativ exakte quantitative Angabe der lokalen elektrischen Feldstärke erzielen.

Tabelle 4.6.2 fasst die Ergebnisse für die beiden Hohlleitungsmesszellen zusammen. Neben den bereits bekannten Maximalfeldstärken E_0 der leeren Hohlleitungen, den aktuellen Feldstärken im Probenbereich und den entsprechenden Faktoren F_s sind die mittleren Spezifischen Absorptionsraten am Probenort angegeben. Alle Angaben beziehen sich auf eine eingespeiste Leistung von 1 W und auf die aus Tabelle 1 entnommenen Materialparameter. Zur Bestimmung der SAR-Werte wurde zusätzlich ein Tastverhältnis von 1:8 berücksichtigt (bei 1 W Pulsleistung); für die Materialdichte der Tyrode wurde gemäß [Wolke 1995] ein Wert von $\rho = 1004,09 \text{ kg/m}^3$ angesetzt.

Frequenz (Mobilfunkbereich)	Max. elektrische Feldstärke E_0 (leere Messzelle)	Elektrische Feldstärke E am Probenort	Faktor F_s	Mittlere Spezifische Absorptionsrate SAR am Probenort
900 MHz (D-Netz)	627 V/m	42 V/m	0,067	207 mW/kg
1800 MHz (E-Netz)	763 V/m	54 V/m	0,071	399 mW/kg

Tabelle 4.6.2: Feldstärke und spezifische Absorptionsraten am Probenort für $P_p = 1\text{W}$

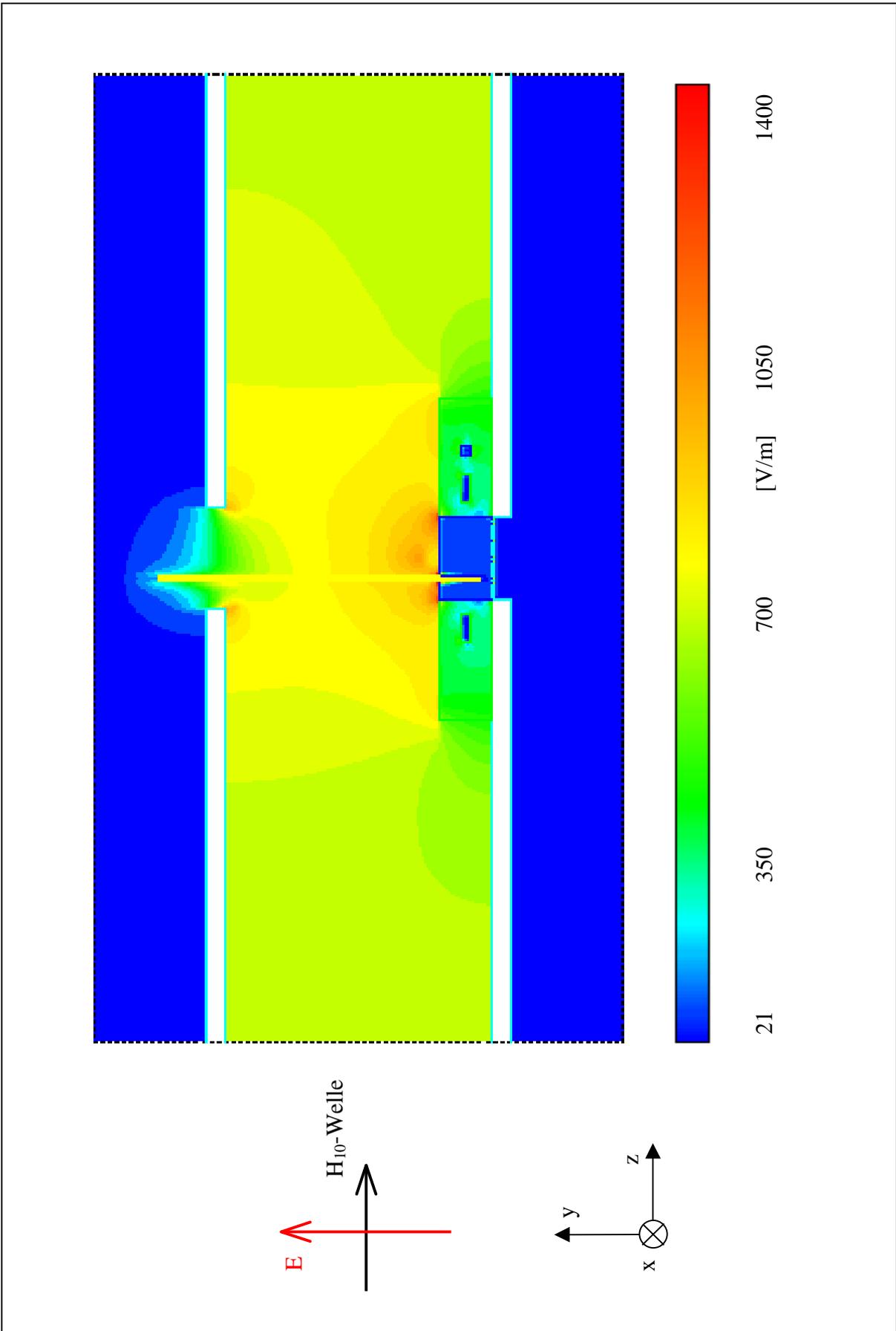


Bild 4.15: Elektrische Pegelverteilung für die D-Netz-Messzelle im Längsschnitt durch den Probenhalter; $P = 1\text{W}$

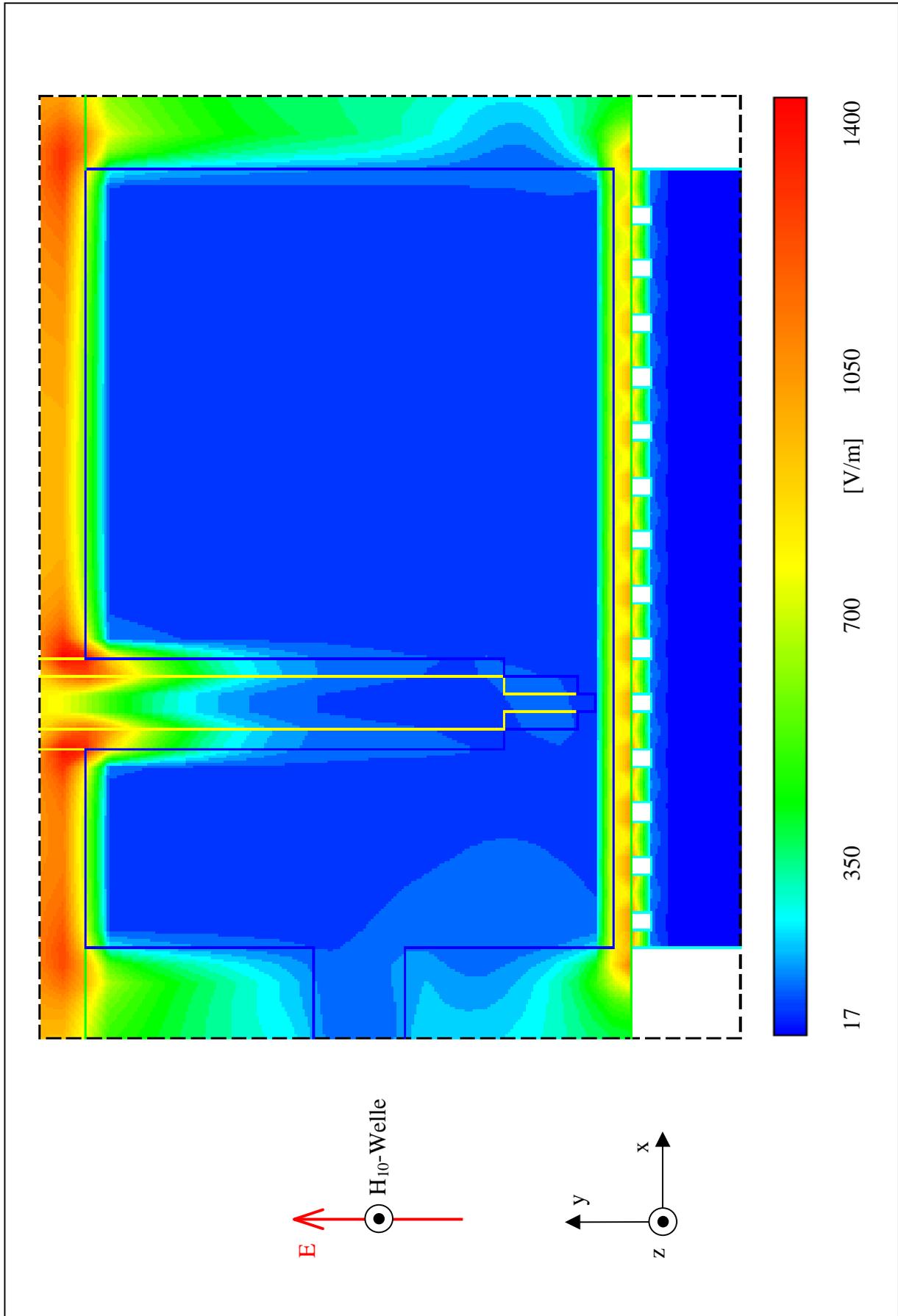


Bild 4.16: Detailansicht der elektrischen Pegelverteilung für die D-Netz-Messzelle im Querschnitt durch das Probengefäß; $P = 1 \text{ W}$

Die elektrischen Feldstärken im Probenbereich weichen von den in Tabelle 4.6.2 genannten Werte aufgrund numerischer Ungenauigkeiten und verbleibender Feldinhomogenitäten um maximal $\pm 10\%$ ab. Gegenüber der „Worst case“-Abschätzung aus Abschnitt 4.6.3 unter Annahme einer flachen Probenscheibe ergibt die exaktere numerische Berechnung eine etwa 5-mal höhere Feldstärke am Probenort. Dies liegt einerseits an der Materialverteilung in der Umgebung der Probe und andererseits an der abweichenden Form des Probenvolumens. Nur für frei liegende scheibenförmige Proben liefert die analytische Abschätzung einigermaßen genaue Ergebnisse [Burkhardt et al. 1996].

Mit der zur Verfügung stehenden Generatorleistung von $P_p = 2,2 \text{ W}$ können an den Proben mittlere SAR-Werte von 455 mW/kg bei 900 MHz und von 878 mW/kg bei 1800 MHz erreicht werden.

Unter Einrechnung der genannten Toleranzen für die Feldstärke und für die Ungenauigkeit der Leistungsangabe von $\pm 12\%$ (vgl. Abschnitt 4.5.3.1) sind diese Angaben mit einer Unsicherheit von $+36\%/-29\%$ behaftet.

4.7 Zusammenfassung

Unter Berücksichtigung aller experimentellen Anforderungen der Projektpartner wurden Messapparaturen für die Feldexposition bei D- und E-Netz-Mobilfunkfrequenzen konzipiert, die jeweils als Kernstück eine Hohlleitungs-Messzelle mit rechteckigem Querschnitt enthalten. Durch hochfrequenzgerechte Detailkonstruktionen und durch die Optimierung der Leistungskoppler konnten definierte und reproduzierbare elektromagnetische Feldverteilungen in den Messzellen sichergestellt werden. Mit umfangreichen numerischen Simulationsrechnungen wurden die während eines Experiments zu erwartenden Verteilungen des Feldes und der Spezifischen Absorptionsrate bestimmt. Über erste experimentelle Resultate und die Konzeption der Expositionseinrichtungen wird in [Meyer et al. 1996] und [Streckert et al. 1997c] berichtet.

5 Einfluss von hochfrequenten elektromagnetischen Feldern auf humane periphere Lymphozyten

5.1 Einleitung

Dieses Kapitel fasst die Berechnungsergebnisse zur Konzipierung der Hochfrequenz-Expositionsanlagen für das Verbundprojekt „Analysen an menschlichen Lymphozyten in Kultur“ [Antonopoulos et al. 1998] zusammen. Ziel dieses Projekts ist, den möglichen Einfluss von Mobilfunkfeldern auf Mutationen menschlicher Blutzellen zu untersuchen. Die Blutzellen waren mit einer Nährlösung in Probengefäße aus Acrylglas gemäß Bild 5.1 abgefüllt. Die Expositionseinrichtungen wurden an der Bergischen Universität – Gesamthochschule Wuppertal entworfen und numerisch modelliert und an der Technischen Universität Braunschweig erstellt. Die Exposition und die genetischen Untersuchungen der Blutproben erfolgten an der Universität – Gesamthochschule Essen.

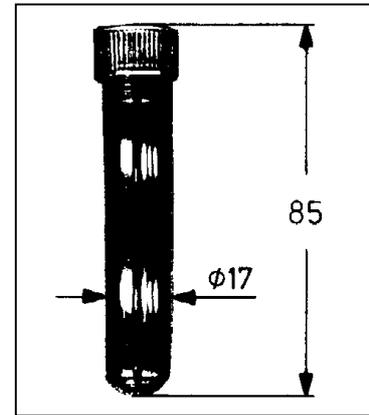


Bild 5.1: Probengefäß

5.2 Spezielle Anforderungen an die HF-Expositionseinrichtungen

Die in Abschnitt 4.3 geschilderten allgemeinen Anforderungen an Expositionsanlagen gelten sinngemäß auch für dieses Projekt. Es werden daher hier nur die zusätzlichen projektspezifischen Randbedingungen formuliert.

5.2.1 Zugänglichkeit der Probe

Die Gefäße mit den Proben sollten bequem austauschbar sein. Ferner ist ein ständiger Durchfluß eines Wärmemittels zu gewährleisten. Es sind also verschiedene Zugangsmöglichkeiten zu der Expositionseinrichtung vorzusehen.

5.2.2 Feldvariation in den Proben

Es sollen gleichzeitig mehrere Proben (Nährlösung mit Blutzellen) von je 5 cm³ Volumen untersucht werden; die Probengefäße sind zur Temperaturstabilisierung auf 37°C in einem Wärmetauscher unterzubringen.

Da sich die Aufenthaltsorte der zu untersuchenden Blutzellen in den Probengefäßen während eines Experiments ständig verändern, wäre eine homogene Exposition des gesamten Probenvolumens wünschenswert. Da dies innerhalb der vorgegebenen zylindrischen Probengefäße nicht zu erfüllen ist, sollte die Anzahl und Position der Einzelproben im Hinblick auf eine möglichst gleichförmige Belastung gewählt werden.

5.3 Lösungskonzept

5.3.1 Versuchsaufbau mit HF-Exposition

Um die Anforderungen von genetischer und technischer Seite zu erfüllen, kann auch in diesem Projekt das Konzept der Hohlleitungs-Messzelle mit rechteckigem Querschnitt verwendet werden, wobei die Probengefäße aus Platzgründen hintereinander in der hochkant gestellten Messzelle anzuordnen sind.

Für die durchzuführenden Experimente hat es sich durch Voruntersuchungen als sinnvoll herausgestellt, den als Probenhalter ausgebildeten Wärmetauscher für maximal sechs Probengefäße auszulegen (vgl. Bild 5.2).

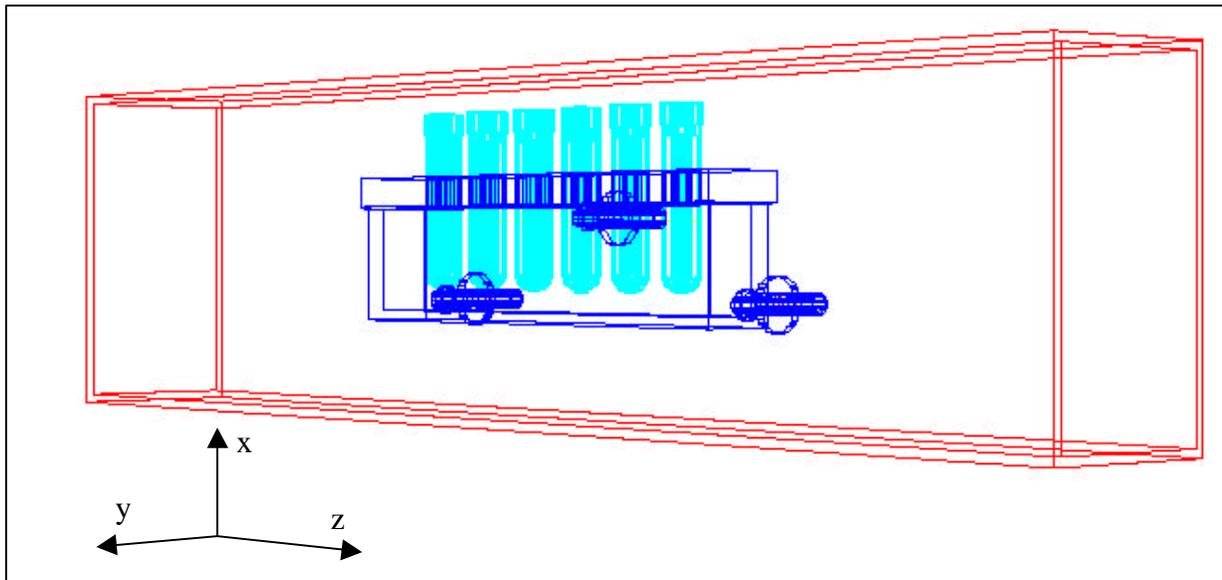


Bild 5.2: Probenanordnung in der E-Netz-Messzelle

5.3.2 Dimensionen und Betriebsdaten der Messzellen

Die Festlegung der Abmessungen der benötigten Messzellen erfolgt nach den bereits in Abschnitt 4.4.2 verwendeten Kriterien unter Berücksichtigung des stabilen Frequenzbereichs der Grundmode, der hinreichenden Unterdrückung von Störmoden und der durch die Probenabmessungen bedingten Bauhöhen. Tabelle 5.1 gibt die Innenmaße (vgl. Bild 4.2) und die wesentlichen Betriebseigenschaften der leeren Hohlleitungs-Messzellen an. Das Seitenverhältnis hat bei beiden Hohlleitungen den Standardwert von $b/a = 1:2$.

Messzelle	Maß a in cm	Maß b in cm	Länge L in cm	Grenz- frequenz f_c in MHz	Frequenz- bereich in MHz *)	Störmoden- dämpfung in dB **)	Feldstärke bei 1W in V/m ***)
D-Netz	25,9	12,95	130	579	724 - 1100	> 40	242
E-Netz	15,8	7,9	130	949	1187 - 1803	> 20	377

Tabelle 5.1: Innenmaße und Betriebseigenschaften der konzipierten Messzellen

Bemerkungen: *) $1,25 f_c \leq f \leq 1,9 f_c$;

***) bei 960 MHz (D-Netz) bzw. 1875 MHz (E-Netz);

****) Scheitelwert bei 900 MHz bzw. 1800 MHz auf der Hohlleitungsachse

Die Grenzfrequenz f_c der E-Netz-Messzelle mußte mit 949 MHz ungewöhnlich niedrig gewählt werden, um eine ausreichende Bauhöhe für die Unterbringung der Proben zu erreichen. Trotzdem ist ein Betrieb auch bei 1875 MHz noch mit mehr als 20 dB Störmodendämpfung möglich.

5.3.3 HF-Einspeisung

Zur Ein- und Auskopplung der HF-Signale werden auch hier Koppelvorrichtungen benötigt, die einen möglichst reflexions- und verlustarmen Übergang von einer 50Ω -Koaxialleitung in die Messzelle und umgekehrt gewährleisten. Die Konzeption einer Koppelvorrichtung sieht

wieder ein dreiteiliges Koppellement mit Koaxialbuchse, Flansch und Koppelkörper sowie eine am Ende kurzgeschlossene Stichleitung der Länge L_S vor. Damit stehen mehrere Parameter zur Verfügung, die zur Optimierung der Einkopplung variierbar sind (Länge L_S , Flansch-Innendurchmesser D , Form des Koppelkörpers, Eintauchtiefe T). Durch numerische Modellrechnungen lassen sich diese Parameter für eine gegebene Hohlleitung abschätzen (s. Bild 5.3). Dabei kommt insbesondere der Geometrie des Koppelkörpers eine wesentliche Bedeutung zu. Der mechanische Feinabgleich, beispielsweise der Eintauchtiefe, muss aber unter messtechnischer Kontrolle des Reflexionsfaktors erfolgen, was im vorliegenden Projekt Aufgabe der TU Braunschweig war. Die Maßangaben in Bild 5.3 (in mm) wurden für eine Normhohlleitung R 18 abgeschätzt und sollten den Projektpartnern als Anhaltspunkt dienen.

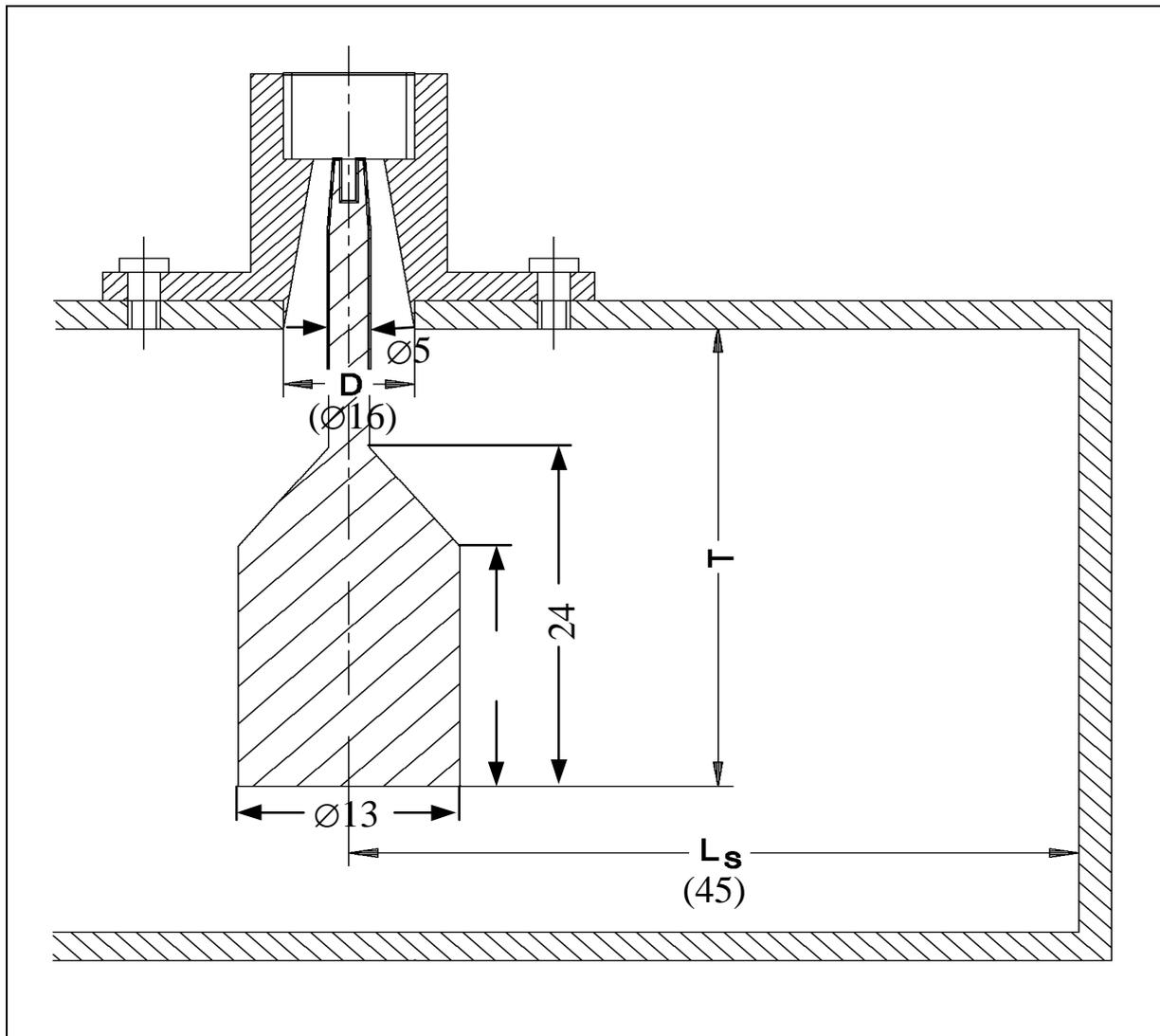


Bild 5.3: Dimensionierung des Übergangs Koaxialkabel – E-Netz-Hohlleitung

5.4 Numerische Feldberechnungen

5.4.1 Vorgehensweise

Die Öffnungen für die Schlauchdurchführungen in der Hohlleitungswand und der Wärmetauscher mit den Probengefäßen einschließlich ihrer Füllungen modifizieren den von der leeren Hohlleitung bekannten Feldverlauf. Es müssen numerische Verfahren eingesetzt werden, um die Feldstärken und die Spezifischen Absorptionsraten im Probenvolumen zu ermitteln.

5.4.2 Materialparameter

Die elektrischen Materialparameter der zu modellierenden Struktur sind für 900 MHz und 1800 MHz in Tabelle 5.2 eingetragen.

Material	Frequenz	Permittivität ϵ_r'	Leitfähigkeit κ	Quelle
Acrylglas (Probengefäße)	900 MHz	2,6	0,002 S/m	[Neibig 1996]
	1800 MHz	2,6	0,0039 S/m	
PVC, grau (Wärmetauscher)	900 MHz	2,5	0,0050 S/m	Messung
	1800 MHz	2,4	0,0095 S/m	
Weißöl, 37 °C (Wärmemittel)	900 MHz	2,2	0,0017 S/m	[Neibig 1996]
	1800 MHz	2,2	0,0033 S/m	
McCoy's-5A, 37 °C (Nährlösung)	900 MHz	72,5	2,00 S/m	Messung
	1800 MHz	72,5	2,49 S/m	

Tabelle 5.2: Elektrische Daten der für die Rechnersimulationen angenommenen Materialien.

5.4.3 Feldverteilungen und SAR - Abschätzung in den Proben

Das für die E-Netz-Hohlleitungsmesszelle verwendete Rechenmodell ist bereits aus Bild 5.2 bekannt. In Bild 5.4 ist der Betrag der elektrischen Feldstärke in der xz-Ebene durch die Mitte der Hohlleitung dargestellt. Man erkennt eine geringe Stehwelligkeit vor dem Wärmetauscher und eine deutliche Dämpfung der H₁₀-Welle durch die Proben.

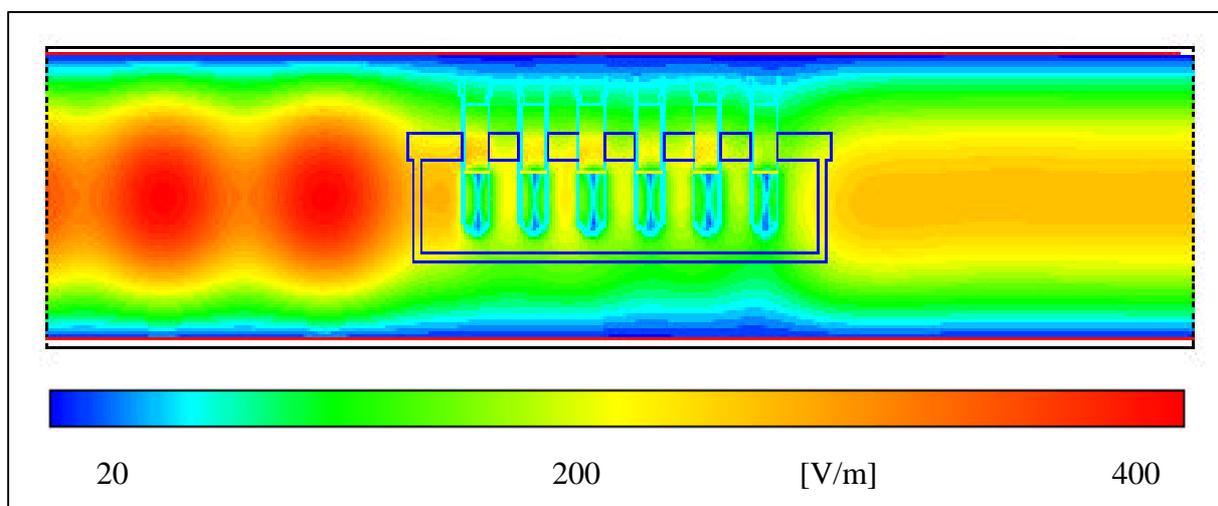


Bild 5.4: Betrag der elektrischen Feldstärke in der E-Netz-Messzelle im Längsschnitt (xz-Ebene) durch die Achse der Probengefäße; P = 1 W

Auch innerhalb einer Einzelprobe fällt eine starke Feldvariation auf (vgl. Bild 5.5). Entsprechend schwankt der Wert für die lokale Spezifische Absorptionsrate.

Die Auswertung für jede Probe nach elektrischer Feldstärke und SAR im Probenvolumen ist in Tabelle 5.3 für eine eingespeiste Dauerstrich-Leistung von 1 W angegeben. Zusätzlich wurde über die in der jeweiligen Probe umgesetzte Joulesche Verlustleistung P_v ein räumlich gemittelter SAR-Wert berechnet.

Aus den genannten Daten kann die Variation der Feldstärke und der SAR-Werte über alle Proben ermittelt werden (s. Tabelle 5.4).

Während die SAR-Werte innerhalb einer Probe sehr stark streuen (SAR_{max}/SAR_{min} in Tabelle 5.3), weichen die mittleren SAR-Werte der Einzelproben nur um maximal 30% vom Mittelwert des gesamten Probenvolumens ab (SAR_{mittel} in Tabelle 5.4).

Bild 5.6 veranschaulicht dies in Form eines Balkendiagramms. Eine homogenere Belastung der Proben ließe sich nur durch eine deutliche Änderung der Form der Probengefäße erreichen, was aber bei diesen Experimenten aus Gründen der Handhabbarkeit und der Sterilität nicht möglich war.

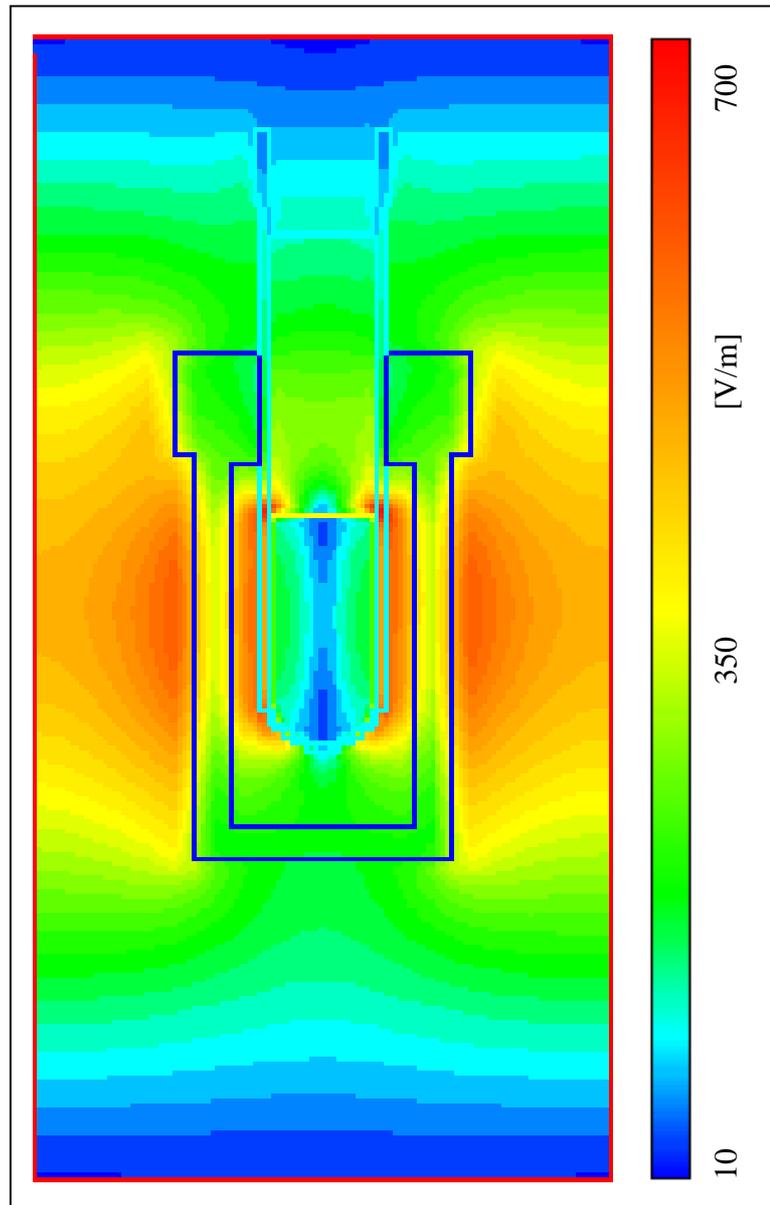


Bild 5.5: Elektrische Feldverteilung im Hohlleitungsquerschnitt (xy-Ebene) durch Probe Nr. 1 aus Bild 5.4; $P = 1 \text{ W}$

Probe	E_{min}	E_{max}	SAR_{min}	SAR_{max}	P_v	SAR_{mittel}
Nr.	[V/m]	[V/m]	[W/kg]	[W/kg]	[mW]	[W/kg]
1	25,9	172,8	0,833	37,2	105,0	21,0
2	22,3	165,3	0,622	34,0	96,4	19,3
3	22,2	154,7	0,613	29,8	83,4	16,7
4	20,6	149,3	0,531	27,8	78,9	15,8
5	18,5	128,4	0,426	20,5	58,7	11,7
6	18,1	130,1	0,410	21,1	57,9	11,6

Tabelle 5.3: Feldstärke und SAR in den Einzelproben der E-Netz-Messzelle; eingespeiste HF-Leistung: 1 W

E_{min}	18,1 V/m
E_{max}	172,8 V/m
SAR_{min}	0,41 W/kg
SAR_{max}	37,2 W/kg
SAR_{mittel}	15,8 W/kg
SAR_{max}/SAR_{min}	90,7
SAR_{mittel, max}/SAR_{mittel, min}	1,8

Tabelle 5.4: Feldstärken und Spezifische Absorptionsraten über alle sechs Proben in der E-Netz-Messzelle; eingespeiste HF-Leistung: 1 W

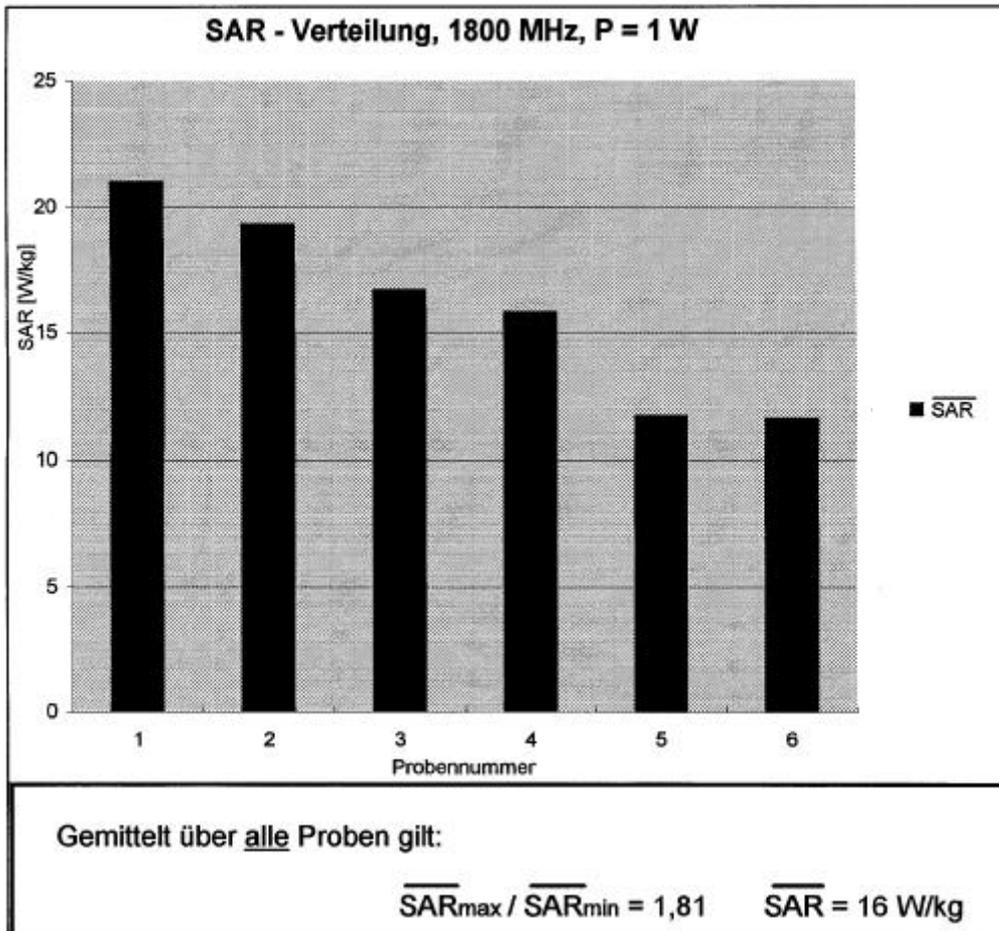


Bild 5.6: Verteilung der mittleren Spezifischen Absorptionsrate in der E-Netz-Messzelle

Die Ergebnisse für die D-Netz-Messzelle fallen in dieser Hinsicht günstiger aus. Im Rechenmodell wurden gegenüber Bild 5.2 lediglich die Abmessungen der Hohlleitung verändert; das Diskretisierungsgitter zur Feldsimulation besteht nun aus ca. 2,2 Millionen Gitterpunkten. Tabelle 5.5 zeigt die in den Proben umgesetzten Verlustleistungen und die mittleren SAR-Werte, Bild 5.7 das entsprechende SAR-Balkendiagramm.

Das Verhältnis $\overline{SAR_{max}} / \overline{SAR_{min}}$ über alle Proben liegt bei 1,05, d. h., die Abweichung der Mittelwerte für die Einzelproben vom mittleren SAR-Wert für das gesamte Probenvolumen $\overline{SAR_{mittel}} = 0,293 \text{ W/kg}$ beträgt nur noch maximal 3%.

Im Vergleich zu der E-Netz-Messzelle ist dies durch die größeren Querschnittsabmessungen und die niedrigere Betriebsfrequenz bedingt; allerdings liegt bei gleicher eingespeister Leistung der mittlere SAR-Wert für die D-Netz-Messzelle um mehr als eine Größenordnung niedriger als beim E-Netz. Auch an der Feldverteilung in Bild 5.8 wird die homogenere Probenbelastung bei 900 MHz deutlich.

Tabelle 5.5: Verlustleistung und SAR in den Einzelproben der D-Netz-Messzelle; HF-Leistung: 1 W

Probe Nr.	P_v [mW]	$\overline{SAR_{mittel}}$ [W/kg]
1	1,46	0,292
2	1,44	0,288
3	1,48	0,296
4	1,50	0,300
5	1,47	0,295
6	1,43	0,285

5.5 Zusammenfassung

Es wurden zwei Hohlleitungs-Messzellen für die Feldexposition von Blutzellen bei Mobilfunkfrequenzen konzipiert. Durch Rechnersimulationen wurden die während eines Experiments zu erwartenden Feldverteilungen und Spezifischen Absorptionsraten bestimmt. Der Anwender hat damit die Möglichkeit, durch Wahl der eingespeisten Leistung die gewünschten SAR-Werte in den Proben einzustellen.

Ein Teil der in Kap. 4 und 5 dargestellten Ergebnisse ist im VDE-Verlag unter dem Titel „Biologische Wirkungen hochfrequenter elektromagnetischer Felder des Mobil- und Polizeifunks“ publiziert [Streckert et al. 1997d].

6 Wirkungen schwacher hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf Melatoninsynthese und reproduktive Funktionen männlicher Dsungarischer Hamster

6.1 Einleitung und Übersicht

Ziel dieses gemeinsam mit Biologen und Medizinern der Universität Münster geplanten Projektes ist die Klärung der Frage, ob eine Langzeit-Exposition von Versuchstieren mit typischen Mobilfunksignalen biologische Parameter verändert: In Anlehnung an in Münster beobachtete Effekte von 50 Hz - Magnetfeldern mit Flussdichten um 450 μT auf die Veränderung von Zellen in den Hoden von Dsungarischen Hamstern [Niehaus et al. 1997] wurde diese gut charakterisierte Tierart auch für die Untersuchungen bei 900 MHz ausgewählt. Weitere Testparameter sind das Hormon Melatonin und die Entwicklung des Körpergewichts während der Versuchsdauer.

Nach einer Schilderung der Vorgaben von biologischer und technischer Seite (Abschnitt 6.2) wird in Abschnitt 6.3 geprüft, ob eine offene Expositionsanlage diese Anforderungen erfüllen könnte. Abschnitt 6.4 beschreibt die Vorteile einer geschlossenen Expositionseinrichtung und geht detailliert auf den Aufbau und die Eigenschaften der realisierten Anlage ein. Die wichtige Frage der Feld- und SAR-Verteilungen in den Versuchstieren wird in Abschnitt 6.5 behandelt. Eine zusammenfassende Bewertung und geplante Erweiterungen der Expositionseinrichtung werden in Abschnitt 6.6 angegeben.

6.2 Anforderungen an die Expositionsanlage

Für diese Experimente steht ein Hochbunker der Stadt Münster zur Verfügung, dessen Räume Flächen von ca. 5,5 x 5 m² bei einer Höhe von 2,2 m bieten.

Um eine hohe statistische Relevanz zu erzielen, sollen 120 Hamster gleichzeitig exponiert werden, von denen jeweils drei Tiere (Größe: ca. 7 cm lang, 4 cm \varnothing) in einer als Käfig dienenden Makrolon-Schale der Abmessungen (Höhe x Breite x Länge) 0,15 x 0,2 x 0,28 m³ mit einer gelochten Acrylglas-Abdeckung untergebracht werden. Außerdem enthält jeder Käfig Trockenfutter und einen Apfel zur Flüssigkeitsversorgung.

Die Experimente sollen als Doppelblindversuche mit einer ebenfalls aus 120 Tieren bestehenden Kontrollgruppe ausgeführt werden. Das bedeutet, dass die entsprechenden Expositionsvorrichtungen (ohne Peripheriegeräte wie Sender, Verstärker etc.) zweifach aufgebaut werden müssen, wobei für das die Betreuung der Tiere ausübende Personal nicht erkennbar sein darf, welche Anordnung (Exposition oder Scheinexposition) exponiert wird. Die Anordnungen müssen hinsichtlich der Expositionsfelder um mindestens – 60 dB voneinander entkoppelt sein.

Die Auswahl von 240 etwa gleich großen und schweren Hamstern stellt kein Problem dar, zumal die Universität Münster mit bis zu 2000 Tieren über eine der weltweit größten Kolonien dieser Spezies verfügt.

Da die Versuchsanlage, bedingt durch die Größe und Anzahl der Versuchstiere und unabhängig von der konkreten Konstruktion der Expositionseinrichtung, derart voluminös werden wird, dass sich Exposition und Scheinexposition nicht in einem Raum unterbringen lassen, werden zwei Räume verwendet, die so auszurüsten sind, dass hinsichtlich aller Expositionsparameter identische Bedingungen erzielt werden können. Dabei sind neben den hochfrequenztechnischen Parametern auch alle anderen zu beachten, wie Temperatur, Raumfeuchte, Belüftung, Beleuchtung und Exposition durch externe, insbesondere 50 Hz-Felder. Durch die ca. 3 m starken Stahlbetonwände des Luftschutzbunkers ergeben sich zwei günstige Konsequenzen:

1. Temperatur und Luftfeuchtigkeit sind nahezu konstant in einem für Experimente mit dieser Tierart günstigen Bereich.
2. Externe elektromagnetische Felder sind stark abgeschirmt.

Um die Tiere während der 60-tägigen Versuchsdauer regelmäßig wiegen und mit Nahrung versorgen zu können, muss ein bequemer Zugang zu den Käfigen gewährleistet sein.

Für die zu exponierenden Hamster soll möglichst gleichmäßig eine mittlere Spezifische Absorptionsrate um 80 mW/kg erzielt werden; lokale Werte von 2 W/kg dürfen nicht überschritten werden. Der letztere, auch von der International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection [ICNIRP 1998] empfohlene Wert wurde hier als SAR-Obergrenze gewählt, um lokale Erwärmungseffekte im Gewebe sicher auszuschließen.

Die Expositionseinrichtung ist für eine Frequenz von 900 MHz auszulegen. Die hochfrequenten elektromagnetischen Felder sollen mit Mobilfunk-typischen Signalen moduliert werden.

Die wichtigste Anforderung an die Expositionseinrichtung ist auch hier, dass die auf die Testobjekte einwirkenden elektromagnetischen Felder bestimmt werden können. Daher ist es notwendig, ein eindeutig definiertes und stabiles Expositionsfeld auszuwählen, das einfach reproduziert werden kann.

Um sicher zu stellen, dass ein beobachteter Effekt nur durch die beabsichtigte Exposition hervorgerufen wurde, müssen Interferenzen und externe oder andere parasitäre Felder vermieden werden.

6.3 Konzept einer offenen Expositionseinrichtung

6.3.1 Vorbetrachtung

Der angestrebte SAR-Wert von 80 mW/kg lehnt sich an den in der Personenschutznorm DIN VDE 0848 Teil 2 (April 1993) [DIN 1993] genannten Grenzwert für den Expositionsbereich 2 (allgemein zugänglicher Bereich) bei Ganzkörper-Exposition von mehr als 6 Minuten Dauer an. Die dort ebenfalls für 900 MHz angegebenen Grenzwerte für die elektrischen und magnetischen Feldstärken (41 V/m bzw. 0,11 A/m) und für die mittlere Leistungsflussdichte (4,5 W/m²) im Expositionsbereich 2 gestatten es, eine vorläufige Leistungsbilanz der hier beabsichtigten Experimente durchzuführen:

Unter der Voraussetzung, dass die Käfige von der 0,15 x 0,2 m² großen Stirnseite her bestrahlt werden sollen, ergibt sich bei 40 Käfigen eine insgesamt zu exponierende Fläche von

$$F_{\text{Käfig}} = 40 \times 0,15 \times 0,2 \text{ m}^2 = 1,2 \text{ m}^2.$$

Im Idealfall, d.h. wenn die gesamte HF-Leistung bei einem 100prozentigen Wirkungsgrad allein auf diese Nutzfläche verteilt werden könnte, wäre demzufolge unter zusätzlicher Berücksichtigung des GSM-typischen Tastverhältnisses von 1:8 eine Gesamtleistung im HF-Burst bei 900 MHz von $P_{900} = 43 \text{ W}$ zur Erzielung der Grenzwerte aus der Personenschutznorm erforderlich.

Im realen Fall wird die Leistung von diesem Wert abweichen und möglicherweise nach oben tendieren, wenn nicht bei der Konstruktion der Expositionseinrichtung konsequent darauf geachtet wird, dass

- die exponierte Gesamtfläche nicht wesentlich größer als $F_{\text{Käfig}}$ ist,
- die Anpassung der verlustarmen Speiseleitung an die Expositionseinrichtung optimiert wird,
- keine Leistung infolge von Stehwelligkeiten des Feldes durch Reflexionen ungenutzt bleibt.

Darüberhinaus ist die obige Leistungsbilanz nur dann auf die geplanten Experimente übertragbar, wenn die SAR-Werte bei den angenommenen Feldstärkewerten im System „Hamster“ etwa auf dem gleichen Niveau liegen wie im System „Mensch“. Genauere Zusammenhänge lassen sich nur durch numerische Simulationsrechnungen bestimmen, die in Abschnitt 6.5 beschrieben werden.

6.3.2 Prinzipieller Aufbau

Nach den Vorstellungen der Projektpartner von der biologischen Seite sollen die 40 Käfige mit je 3 Tieren in 4 Etagen angeordnet werden, um zu einer möglichst kompakten Anordnung des zu exponierenden Arrays zu gelangen. Dabei sieht der Vorschlag wegen der erforderlichen Belüftung, Beleuchtung und Zugänglichkeit einen vertikalen Käfigabstand (Mitte - Mitte) von 0,4 m, also eine Lücke zwischen den Käfigen von 0,25 m vor. Damit ergibt sich eine Höhe des Aufbaues von etwa $H = 1,35$ m und eine Breite von ca. $B = 2$ m, insgesamt also eine mindestens zu exponierende Fläche von

$$F_{\text{exp}} = 2,7 \text{ m}^2.$$

Es liegt auf der Hand, zunächst eine Expositionseinrichtung zu diskutieren, bei der diese Fläche gemäß Bild 6.1 in einem geeigneten Abstand R zylinderförmig um eine zentrale Strahlungsquelle angeordnet wird. Die Ausleuchtung von F_{exp} könnte über eine Sektorantenne erfolgen, wobei die Richtcharakteristik der gewählten Antenne eine möglichst homogene Leistungsdichte über dem Käfigarray zu gewährleisten hätte. Um definierte Feldverhältnisse zu erhalten, müssten Fernfeldbedingungen hergestellt werden. Außerdem wäre sowohl hinter den Käfigen als auch hinter der Antenne ein möglichst großer Abstand zu den mit Absorbern zu verkleidenden Wänden notwendig, um Störungen durch Reflexionen zu vermeiden.

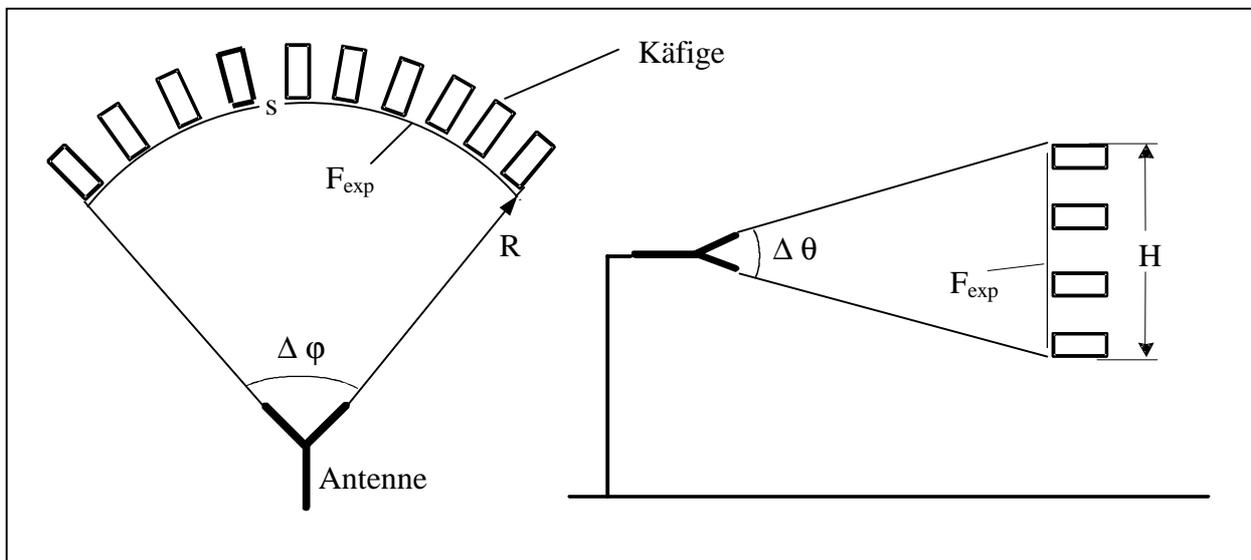


Bild 6.1: Offene Expositionsvorrichtung

6.3.3 Dimensionierung einer offenen Expositionsvorrichtung

Die Optimierung der in Bild 6.1 dargestellten prinzipiellen Anordnung würde die Anpassung der Richtcharakteristik der Sendeantenne an die Höhe H und an die Bogenlänge $s = B$ der Fläche F_{exp} sowie an den Radius R erfordern. Legt man als Fernfeldbedingung bei 900 MHz für einen Aперturstrahler etwa einen Mindestabstand von $R = 1,8$ m zwischen Antenne und Käfigen zugrunde,

so würde eine Antenne benötigt, die in Hauptstrahlrichtung einen Winkelbereich von $\Delta\varphi \approx 64^\circ$, $\Delta\theta \approx 44^\circ$ möglichst homogen ausleuchtet. Sowohl bei der Entwicklung einer speziellen Antennenanordnung als auch bei Verwendung von kommerziell verfügbaren Basisstationsantennen mit Segmentausleuchtung, auf die man aus Kostengründen natürlich zurückgreifen würde, stünde man nun vor dem Problem, dass

- a) ein schmales Richtdiagramm mit einer starken Feldinhomogenität in der Expositionsfläche verbunden ist,
- b) eine breite Strahlungscharakteristik dagegen zwar mit einer relativ homogenen Intensitätsverteilung, dafür jedoch mit einer deutlichen Überstrahlung des Expositionsbereichs einhergeht, was die Leistungsbilanz drastisch verschlechtern würde.

In gewissen Grenzen könnte man zwar die Exposition im Fall a) durch Wahl unterschiedlicher Abstände der einzelnen Käfige zur Antenne gleichmäßiger gestalten, würde damit jedoch, weil bereits für den geringsten Abstand die Fernfeldbedingung gelten muss, für die am weitesten von der Antenne entfernt liegenden Käfige den Abstand zu den Wänden verringern, womit der Einfluss von Reflexionen der Wände größer würde.

Die Feldhomogenität bereits des leeren Raums (d.h. vor Einbringen der Käfige mit den Tieren) würde wesentlich durch das Reflexionsverhalten von Wänden, Decken und Boden bestimmt. Stahlbetonwände, insbesondere wenn sie feucht sind (die Luftfeuchtigkeit im Bunker ist relativ hoch), besitzen einen Reflexionsfaktor von bis zu 0,9, d.h. es würden sogar Mehrfachreflexionen auftreten. Stellt man die Wirkung der Wände vereinfacht durch Spiegelquellen dar, dann ist offensichtlich, dass bei Fernfeldexposition sowohl starke konstruktive als auch destruktive Interferenzen und damit entsprechend starke Feldschwankungen innerhalb des zu nutzenden Bereichs entstehen würden. Diese wären lokal nicht einfach bestimmbar und hingen stark von zufälligen Gegebenheiten ab. Damit wäre die Erzeugung eines reproduzierbaren Feldverlaufs gefährdet. Im Prinzip kann das Problem der Wandreflexionen dadurch verringert werden, dass der gesamte Raum mit Absorbern ausgekleidet würde, wobei die Verbesserung der Raumqualität durch aufwendige Simulationsrechnungen belegt werden müsste. Dies ist jedoch unter Kostengesichtspunkten völlig unrealistisch. Technisch gesehen wären selbst mit einer solch aufwendigen Maßnahme keine idealen Feldverhältnisse bezüglich der Homogenität an den Käfigen erreichbar; es ist aus der Literatur bekannt (z.B. [Garn et al. 1996]), dass auch in eigens für Messzwecke errichteten Absorberräumen örtliche Feldschwankungen als normal akzeptiert werden, die deutlich über 4 dB liegen. Damit scheidet erst recht als Lösung aus, Absorberplatten nur im Bereich unmittelbar in Hauptstrahlrichtung und im Bereich der Hauptreflexionszonen an den Seitenwänden und an Decke und Boden anzubringen.

6.3.4 Schirmung des Raumes

Da die Außenwände des Bunkers aus 3 m dicken Stahlbetonwänden bestehen, ist voraussichtlich ausreichend Schirmung gegenüber externen Quellen vorhanden, was durch Messungen zu bestätigen wäre. Zusätzliche Schirmung wäre bei offenen Expositionseinrichtungen dennoch erforderlich, da Exposition und Scheinexposition in benachbarten Räumen durchgeführt werden und dabei eine Mindestentkopplung von 60 dB erreicht werden muss. Alle sich anbietenden Maßnahmen, beispielsweise

- a) beide Räume an ihren Innenwänden mit Abschirmfolie zu bekleben, Versorgungsleitungen und ggfs. Installationsrohre gesondert abzuschirmen oder

b) innerhalb der Räume mit Hilfe von Holzkonstruktionen Raumbereiche abzuteilen (Bild 6.2), wodurch sich die abzuschirmende Fläche verringern würde, und nur die unbedingt für die Versuchsdurchführung benötigten Versorgungsleitungen abzuschirmen, stellen sich bei näherer Betrachtung als sehr kostenintensiv heraus.

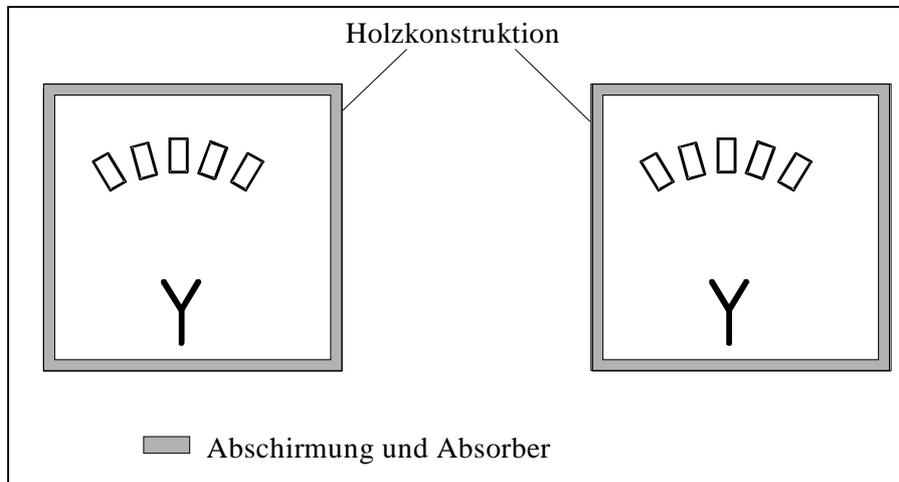


Bild 6.2: Abgeschirmte Teilräume

6.3.5 Beurteilung des Konzepts der offenen Expositionseinrichtung

Als Fazit zu den bisherigen Ausführungen des Abschnitts 6.3 ist anzumerken, dass eine offene Expositionsanlage wesentliche Nachteile aufweisen würde:

1. Ungleiche Feldexposition der Tiere, die auch mit hohem Aufwand hinsichtlich der Raumgestaltung und des Antennenausleuchtungsbereichs nur bedingt verbessert werden kann.
2. Ungleiche Versuchsbedingungen für die Tiere bezüglich des Aufenthaltsorts (am Rand der Anordnung oder in der Mitte zwischen den Käfigen, unterschiedlich hoch vom Fußboden, unterschiedliche Beleuchtung usw.).
3. Aufwendige Schirmung des Raumes einschließlich der Türöffnungen; Verschlechterung der Entkopplung von Exposition und Scheinexposition über Lichtleitungen und andere Installationseinrichtungen.
4. Aufwendige Auskleidung des Raumes mit Absorbieren.
5. Da es sich um eine offene Expositionsanordnung handelt, müsste das Bedienungspersonal unter Umständen das Antennenfeld betreten. Es könnten deshalb nur Expositionsfeldstärken nach DIN VDE 0848 Teil 2 [DIN 1993] verwendet werden oder das Feld müsste für die Zeit der Wartung abgestellt werden. Der Zutritt für Implantatträger müsste geklärt werden.
6. Es wären hohe Sendeleistungen erforderlich. Selbst bei der Idealannahme einer völlig gleichmäßigen Exposition der Fläche F_{exp} ohne Überstrahlung lägen die erforderlichen Leistungen aufgrund der speziellen Käfiganordnung um den Faktor $F_{\text{exp}}/F_{\text{Käfig}} = 2,25$ höher als die in Abschnitt 6.3.1 genannten, für 900 MHz also nahezu bei 100 W. Erfahrungsgemäß ist für die unvermeidbare Überstrahlung des Expositionsgebiets aufgrund der Antennen-Richtcharakteristik und des Ausgleichs von Feldinhomogenitäten (vgl. Punkt 1) mindestens noch ein Reservefaktor von 2 - 3 vorzusehen. Damit würden die Kosten für HF-Leistungsverstärker überproportional zu Buche schlagen.
7. Aufwendige Bestimmbarkeit der Felder ohne und insbesondere mit den Käfigen. Wegen des großen Raumvolumens wäre die rechnerische Simulation extrem aufwendig. Eine messtechnische

nische Bestimmung der Raumqualität würde eine feine Auflösung erfordern, da Vielfachreflexionen an den Wänden zu erwarten sind. Schätzungen der Expositionsfeldstärken könnten notwendigerweise nur sehr grob vorgenommen werden.

Alle diese Punkte müssten bei Verwendung einer offenen Expositionsvorrichtung in Kauf genommen werden. Es kann aber eine Expositionsvorrichtung vorgeschlagen werden, die die genannten Nachteile weitgehend vermeidet. Diese wird im folgenden Abschnitt 6.4 beschrieben.

6.4 Planung und Aufbau einer geschlossenen Expositionseinrichtung

6.4.1 Vormerkungen

Die in Abschnitt 6.3.5 aufgeführten Nachteile 1 und 2 vermeidet man mit einer Anordnung, die eine sehr hohe Symmetrie aufweist, die Nachteile 3 bis 7 mit Hilfe einer geschirmten Anordnung,

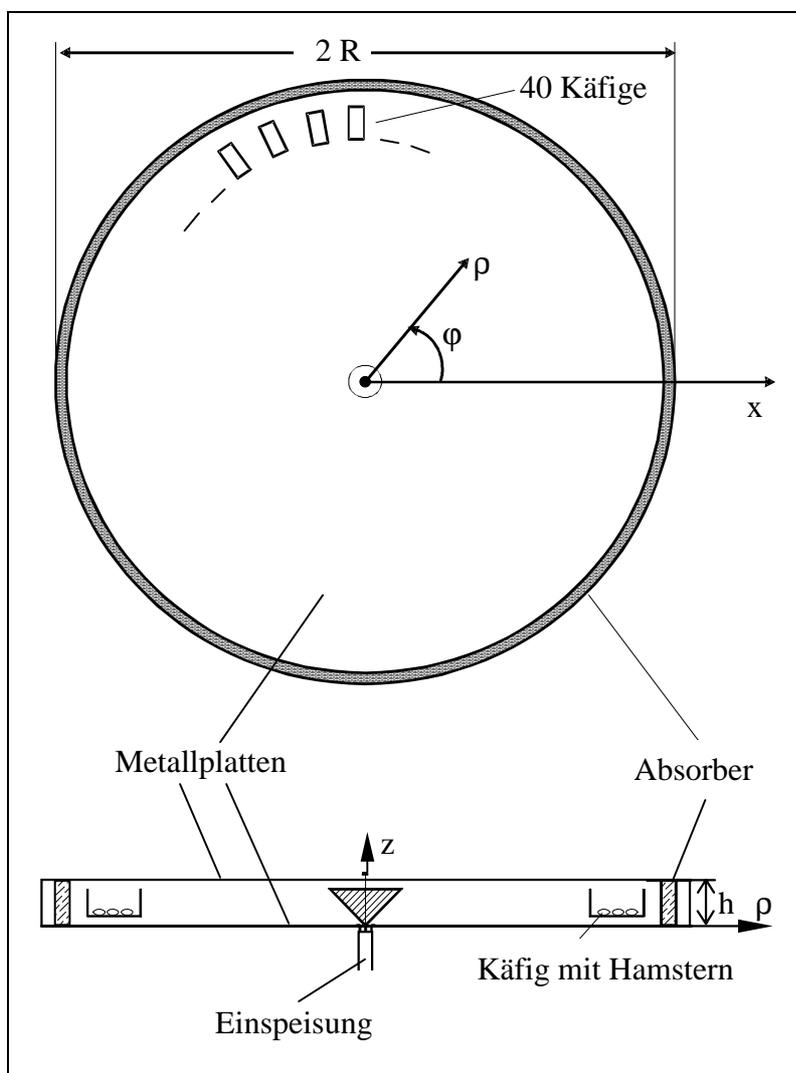


Bild 6.3: Radiale Parallelplattenleitung

bei der die exponierten Bereiche möglichst klein gehalten werden. Da kugelsymmetrische Anordnungen sowohl aus feldtheoretischen (es gibt keinen isotropen Strahler) als auch aus praktischen Gründen ausfallen, bietet sich eine zylindersymmetrische Anordnung an, wie sie prinzipiell in Bild 6.3 dargestellt ist. Sie besteht im Wesentlichen aus einer radialen Parallelplattenleitung, die im Zentrum gespeist wird und am Ende mit Hilfe von Absorbern (nahezu) reflexionsfrei abgeschlossen wird. Es ist offensichtlich, dass die Feldexpositionsbedingungen, aber auch die Bedingungen hinsichtlich aller weiteren Parameter mit relativ geringem mechanischen Aufwand extrem symmetrisch gestaltet werden können, wobei eine Reihe einzelner, insbesondere praktischer Fragen im Folgenden noch geklärt werden muss.

Im nächsten Abschnitt werden zunächst einige Eigenschaften der Wellenausbreitung in radialen Parallelplattenleitungen kurz dargestellt.

6.4.2 Prinzip der radialen Parallelplattenleitung

Die radiale Parallelplattenleitung ist eine inhomogene Wellenleitung (im Gegensatz zur längshomogenen Parallelplattenleitung, der homogenen Hohlleitung, usw.). In ihr können TE_{mn}^z - und TM_{mn}^z -Moden bezüglich der z-Richtung (vgl. Bild 6.3) existieren. Diese Bezeichnung deutet an, dass die Herleitung aus den Vektorpotentialen A_z und F_z erfolgt [Balanis 1989; Unger 1981]. Speziell die TM_{00}^z -Welle ist ein TEM-Wellentyp bezüglich der radialen Richtung; sie besitzt also keine Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung ρ . Die Ortsabhängigkeit der nach außen laufenden Wellen wird durch Hankelfunktionen 2. Art der Ordnung m beschrieben gemäß

$$\vec{E}, \vec{H} \sim H_m^{(2)}(k_\rho \rho), \quad m = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$\text{mit } k_\rho = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - k_z^2}$$

$$\text{und } k_z = \frac{n\pi}{h}, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

und h gleich dem Abstand der Platten.

Damit ergibt sich die interessante Eigenschaft dieser inhomogenen Wellen, dass sie einen „Grenzradius“ als Funktion der Geometrieparameter, der Frequenz und der Indizes m, n besitzen. Innerhalb des Grenzradius ist das Feld im Wesentlichen evaneszent, der Übergang zum Ausbreitungsbereich ist allmählich. Entsprechend ist der Feldwellenwiderstand für $\rho \ll \lambda_0$ zunächst weitgehend imaginär und wird für größere ρ -Werte zunehmend reell. Für $\rho > \lambda_0$ nimmt er den Wert des freien Raums von 377Ω an. Dort ist die Feldverteilung des TEM-Wellentyps mit in z - und ϕ -Richtung konstanten elektrischen und magnetischen Feldamplituden und einer $1/\sqrt{\rho}$ -Charakteristik in radialer Richtung lokal gleich der einer ebenen homogenen Welle im freien Raum und somit geeignet, die Feldverhältnisse in der Umgebung von Mobilfunk-Basisstationen zu simulieren. Das elektrische Feld ist in z -Richtung polarisiert.

Äußerst vorteilhaft ist es, dass die HF-Leistung auf das Volumen zwischen den Platten der Leitung konzentriert bleibt. Wenn die Leitung am Außenrand reflexionsarm abgeschlossen wird, kann ein hochsymmetrisches, in Richtung der Käfige langsam abklingendes Feld und eine Leistungsausbeute nahe 100 % erreicht werden.

6.4.3 Dimensionierung der radialen Parallelplattenleitung und der Einspeisung

Die Dimensionierung erfolgt zunächst anhand der feldtheoretischen Eigenschaften des gewünschten Wellentyps, der TEM-Welle, und der nicht erwünschten höheren Wellentypen der leeren Leitung.

Bei geeigneter Wahl des Plattenabstandes h ($k_z < \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$) können Moden höherer Ordnung mit einer Ortsabhängigkeit des Feldes in z -Richtung nicht auftreten. Bei 900 MHz beträgt diese "Grenzhöhe" der Leitung ca. 16,7 cm. Um auch im Falle von lokalen Diskontinuitäten durch spätere Modifikationen der Leitung eine hohe Störmodenunterdrückung zu gewährleisten, wurde der Plattenabstand auf $h = 14$ cm festgesetzt. Die ursprüngliche Höhe der Makrolon-Käfige konnte nach Rücksprache mit den Biologen problemlos verringert werden.

Da in der Leitung 40 Käfige in gleichem Abstand von der zentralen HF-Einspeisung unterzubringen sind und hinter den Käfigen noch Platz für einen Wellensumpf in Form eines ringförmigen Flachabsorbers vorgesehen werden muss, wird ein Leitungsdurchmesser von ca. 4,5 m eingeplant. Die genauen Maße werden in Abschnitt 6.4.4 angegeben.

Die Anregung von prinzipiell ausbreitungsfähigen höheren Moden mit azimuthaler Ortsabhängigkeit ($m \neq 0$) muss durch eine symmetrische Einspeisung vermieden werden.

Dies geschieht durch ein keiskegelförmiges Antennensystem im Leitungszentrum, das außerdem eine gute Anpassung an den 50Ω - Wellenwiderstand der Speiseleitung gewährleisten soll (Bild 6.4).

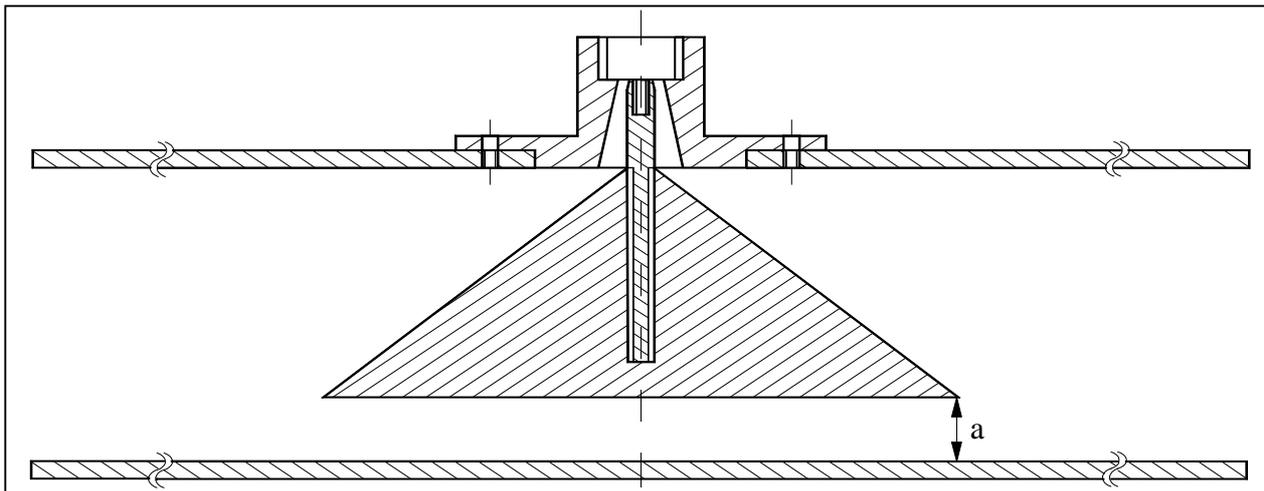


Bild 6.4: HF-Einspeisesystem

Die Einspeisung wurde mit Hilfe von Rechnersimulationen dimensioniert. Bild 6.5 zeigt die Abhängigkeit des Eingangsreflexionsfaktors vom Abstand a in der Anordnung aus Bild 6.4. Der Anregungswirkungsgrad liegt demnach bei über 92 % (-22 dB Reflexionsfaktor). Eine weitere Optimierung des Einkoppelsystems wurde nicht vorgenommen, da mit diesem Leistungstransmissionsfaktor die Generatorleistung gut ausgenutzt wird und im Gegensatz zu den bidirektional aufgebauten Hohlleitungsmesszellen aus Kap. 4 und 5 das Stehwellenverhältnis innerhalb der Messzelle hier nicht durch die Koppellemente, sondern durch den Absorber am Rand der Leitung bestimmt wird.

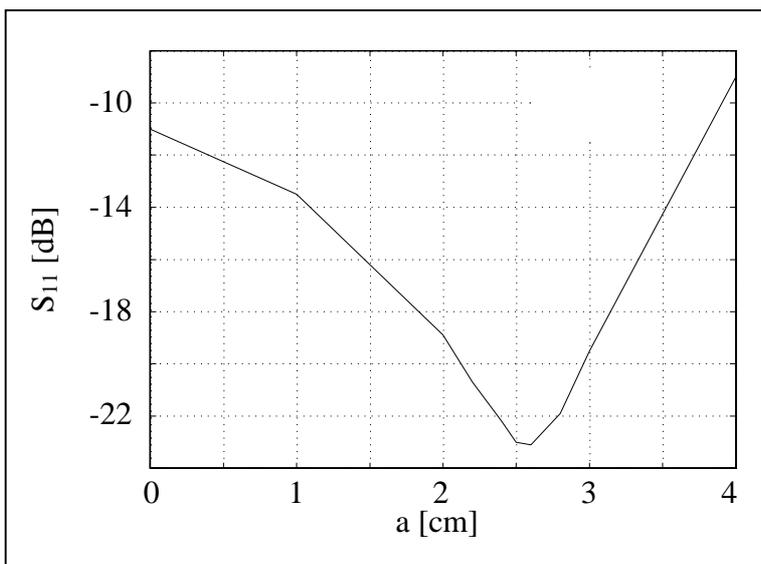


Bild 6.5: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} als Funktion des Kegelastrahlungsabstands a (vgl. Bild 6.4)

Im nächsten Abschnitt werden numerische Rechenergebnisse für die Feldverteilung innerhalb der leeren Leitung unter Berücksichtigung eines Speisekegels und eines Absorbers vorgestellt.

6.4.4 Feldverteilung im radialen Wellenleiter

Weil das Volumen der Leitung gegenüber einer offenen Expositionsvorrichtung drastisch verkleinert ist, kann eine numerische Analyse der kompletten Anordnung durchgeführt werden. Die in diesem Abschnitt erläuterten Berechnungen zur Feldverteilung in der leeren Expositionseinrichtung sollen der Kontrolle dienen, ob das zugrunde liegende Konzept des Radialwellenleiters auch unter praktischen Gesichtspunkten (Einspeisung, Absorber) zu der theoretisch vorhergesagten zylindersymmetrischen Feldstruktur führt.

Zur Reduzierung des Diskretisierungsaufwands ist es zulässig, nur einzelne Segmente der Leitung zu analysieren und diese durch entsprechende Symmetriebedingungen zu begrenzen. Hier wurde nur ein 90° -Sektor der Leitung betrachtet. Um tatsächlich einen Ausschnitt aus dem Feld der kompletten Leitung zu erhalten, wurde das Rechenmodell des Quadranten mit Randbedingungen abgeschlossen, die keine unbeabsichtigte Rückwirkung auf das zu ermittelnde Feld ausüben. An den beiden Flächen $\varphi = 0^\circ$ und $\varphi = 90^\circ$ sind dies ideale magnetische ($H_{\tan} = 0$), bei $z = 0$ und $z = h$ zur Nachbildung der Metallplatten des Wellenleiters ideal elektrische ($E_{\tan} = 0$) und bei $\rho = 2$ m absorbierende Randbedingungen.

Da der Rand der Leitung kreisförmig ist, die zur Verfügung stehenden FDTD-Computer-Codes aber nur Randbedingungen auf kartesischen Koordinatenflächen zulassen, wurde ein ringförmiger Schicht-Absorber programmiert, der bei 900 MHz einen Reflexionsfaktor von -20 dB simuliert.

Die Ergebnisse für die elektrische Feldkomponente E_z sind in Bild 6.6 dargestellt. Erwartungsgemäß wird ein kleiner Teil des Feldes vom Absorber in den Wellenleiter reflektiert und überlagert sich dem Feld der hinlaufenden Welle, was dazu führt, dass im Vergleich zur ideal fortschreitenden Welle der $1/\sqrt{\rho}$ -Abfall des Feldes durch eine Stehwelligkeit von $E_{\max}/E_{\min} = 1,22$ gestört ist. Die Feldverteilung in azimuthaler Richtung ist sehr homogen. Wellentypen höherer Ordnung werden nicht angeregt. Die vier anderen Feldkomponenten sind auch in der numerischen Simulation gleich Null.

Die einzig vorhandene magnetische Feldkomponente der Grundmode H_φ besitzt denselben räumlichen Verlauf.

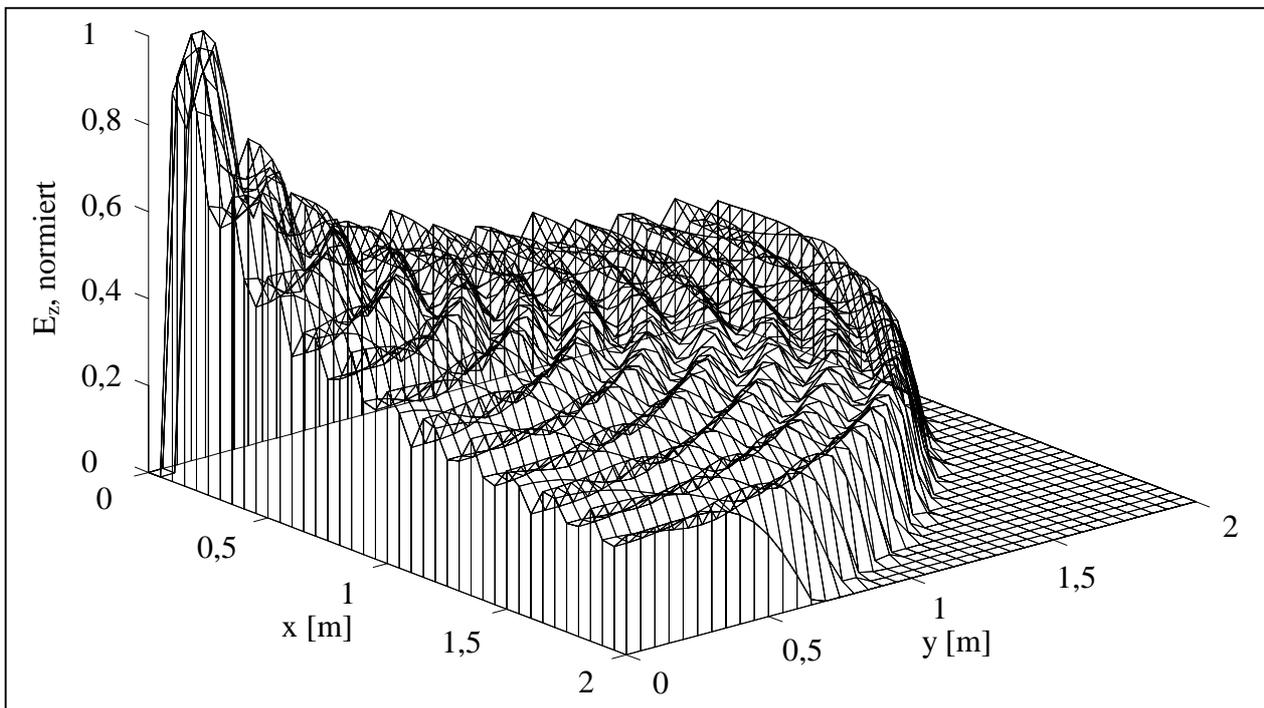


Bild 6.6: z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der leeren Parallelplattenleitung

6.4.5 Aufbau der radialen Parallelplattenleitung

Die in Bild 6.2 skizzierte einfache Leitungsgeometrie muss in mehrfacher Hinsicht modifiziert werden, um allen in Abschnitt 6.2 aufgeführten Anforderungen an eine funktionstüchtige Expositionsanlage zu genügen.

Zunächst müssen die ca. 4,5 m großen Platten der Leitungen aus Gründen der Handhabbarkeit segmentiert werden. Bild 6.7 zeigt eine Aufsicht der realisierten Leitung. Jede Platte besteht aus 10 aneinanderstoßenden trapezförmigen Aluminium-Segmenten von 5 mm Dicke und einem ringförmigen Zentralelement zur Aufnahme des Speisesystems, das gemäß Bild 6.4 mit einem Anschluss der Speiseleitung an die untere Platte realisiert wurde. Der voluminöse Aluminiumkegel wurde durch Stützen aus Styropor gesichert.

Da der TEM-Wellentyp nur radiale Stromkomponenten besitzt, muss an die Qualität der Verbindung der Segmente keine hohe Anforderung gestellt werden; sie können deshalb einfach verschraubt werden. Auch die Verbindung zwischen der Kreisplatte und den Segmenten ist nicht kritisch, da nur Störungen der Kreissymmetrie vermieden werden müssen.

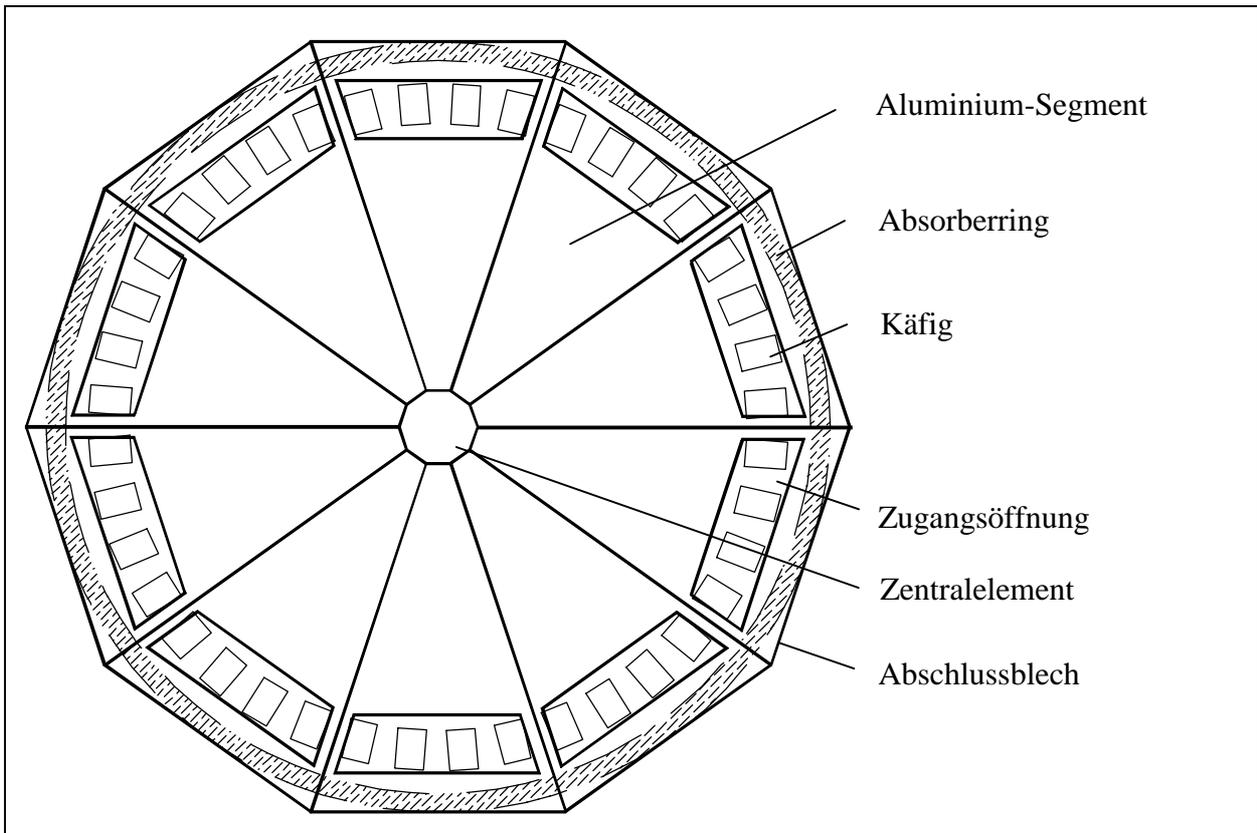


Bild 6.7: Aufbau der radialen Parallelplattenleitung

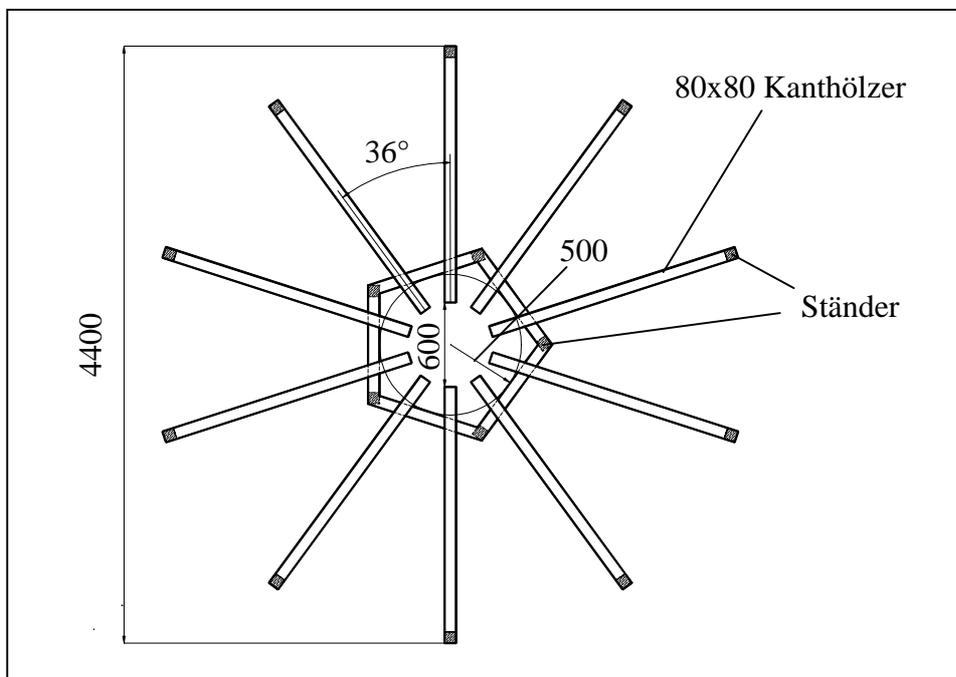


Bild 6.8: Holzbalken-Untergestell für die Expositionseinrichtung;
Maße in mm; Höhe Oberkante: 86 cm

Die Segmente der unteren Platte wurden direkt auf ein Holzgestell (Bild 6.8) geschraubt, das für ein Gesamtgewicht von ca. 500 kg ausgelegt wurde und die Leitung auf eine bequeme Arbeitshöhe (ca. 100 cm) bringt. 14 cm hohe Blöcke aus Styropor dienen als Abstandshalter für die oberen Plattensegmente, die durch Flachprofile aus Aluminium miteinander verbunden werden. Verbleibende Schlitz zwischen den Segmenten wurden mit Alu-Klebeband ("electrical tape") abgedeckt, um die Transmission von HF-Strahlung zu minimieren.

Jedes der oberen Plattensegmente wurde mit einer trapezförmigen Öffnung (ca. 1 m x 0.4 m) versehen, durch die jeweils 4 Käfige in die Leitung eingesetzt werden können. Jeder Käfig wird mit seiner Längsachse auf das Leitungszentrum ausgerichtet. Der seitliche Abstand der Käfige beträgt an ihrer Vorderseite ca. 3 cm. Zur Gewährleistung einer reproduzierbaren Positionierung werden die Käfige auf 2 cm dicke Styroporblöcke gestellt, die auf der unteren Platte der Leitung fixiert sind.

Die Öffnungen können durch Deckel verschlossen werden, in die Netze aus feinmaschigem Draht eingelassen sind. Diese sind mit einer Maschenweite von $g = 1$ mm so dimensioniert, dass zusätzlich zur Wellenführung eine Schirmwirkung nach außen zustande kommt (vergleichbar mit dem Sichtschutz eines Mikrowellenofens), aber gleichzeitig eine ausreichende Licht- und Luftzufuhr für die Tiere stattfinden kann. Die Transmission durch das Drahtnetz wurde bei Messungen mit einem Netzwerkanalysator an einer Rechteck-Hohlleitung zu -50 dB ermittelt. Dieser Wert stimmt gut mit Angaben aus [White 1980] überein, wo über die Formel

$$a[\text{dB}] = 20 \log\left(\frac{150}{g[\text{mm}]f[\text{GHz}]}\right)$$

eine Schirmdämpfung von 44 dB abgeschätzt wird. Um Störungen der TEM-Welle gering zu halten, wurde nach Vorversuchen an einer Rechteck-Hohlleitung auf eine sorgfältige Ausführung der Kantenverbindungen der Netze mit der oberen Platte des Wellenleiters geachtet.

Hinter dem Bereich der Käfige ist vor dem Außenrand der Leitung ein ca. 11 cm breiter ringförmiger Flachabsorberring aus Schaumstoff eingebaut, der die Höhe zwischen den Platten vollständig ausfüllt. Er wurde aus kurzen, auf Gehrung geschnittenen Segmenten angefertigt, die aus Standard-Absorberplatten ausgesägt (Emerson & Cuming, AN-79) und auf der Rückseite jeweils durch Aluminiumbleche metallisch abgeschlossen wurden. Der Absorber hat guten thermischen Kontakt mit den Aluminiumplatten des Wellenleiters, sodass die umgesetzte Wärmeenergie problemlos an den Außenraum abgegeben werden kann und keine messbare Temperaturerhöhung im Bereich der Versuchstiere auftritt.

Laut Datenblatt des Herstellers weist dieser Absorber bei 900 MHz einen Reflexionsfaktor von unter -21 dB auf, was in Anbetracht der Ergebnisse der Simulation (Bild 6.6) als akzeptabel angesehen wurde, zumal flachbauende Absorber für 900 MHz mit besseren Reflexionseigenschaften¹ kommerziell nicht erhältlich sind und die Platzverhältnisse in den Testräumen den Einbau von Pyramidenabsorbern nicht zulassen. Zur zusätzlichen mechanischen Stabilisierung der gesamten Leitung wurden die oberen und unteren Plattensegmente am Außenrand durch Aluminiumbleche miteinander verbunden.

Bild 6.9 zeigt ein Foto der aufgebauten Parallelplattenleitung. Die Verschlussdeckel mit den feinmaschigen Netzen sind gut zu erkennen.

¹ Ferritabsorber, die relativ gute Reflexionseigenschaften bei 900 MHz aufweisen, kommen für gekrümmte Flächen wie hier nicht in Betracht, da die notwendige fugenfreie Verarbeitung der als Einzelkacheln angebotenen Absorber nicht möglich ist und kein geeignetes Füllmaterial existiert.



Bild 6.9: Aufgebaute Expositionseinrichtung für 120 Versuchstiere

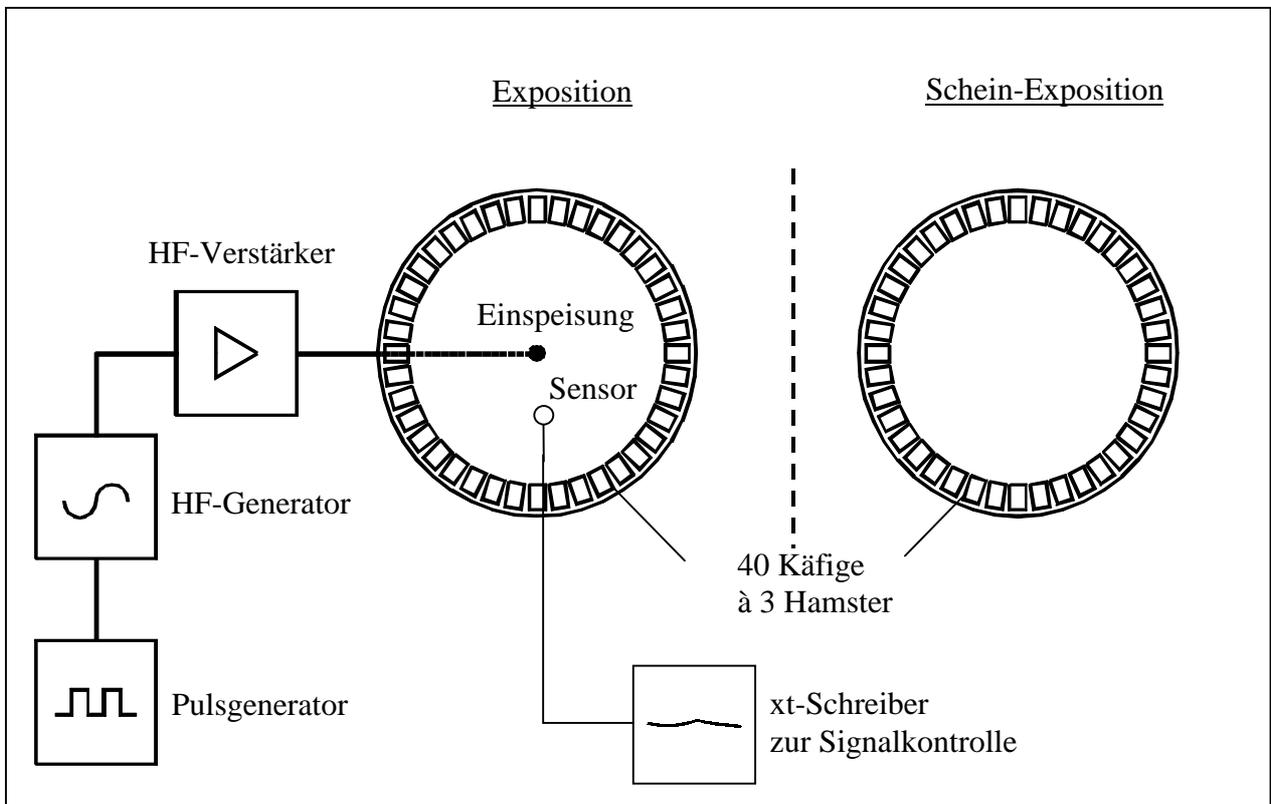


Bild 6.10: Schema der gesamten Expositionsanlage

6.4.6 Eigenschaften der realisierten Expositionsanlage

Bild 6.10 zeigt das Schema der kompletten Expositionsanlage mit den beiden identischen radialen Parallelplattenleitungen für Exposition und Scheinexposition.

Die beiden Wellenleiter sind in übereinanderliegenden, zum benachbarten Treppenhaus hin offenen Räumen des Hochbunkers in einem vertikalen Abstand von ca. 5 m untergebracht. Die Beton-Zwischendecken sind ca. 20 cm dick. Die Messung des Kopplungsfaktors zwischen Expositions- und Scheinexpositions-Anlage ergab für die eingesetzte Frequenz von 900 MHz einen Wert von unter -75 dB.

Zur Erzeugung des Expositionssignals wurde ein Mess-Sender, bestehend aus einem HF-Signalgenerator (Rohde & Schwarz SMT 06), einem externen Bitmustergenerator (Eigenentwicklung Lehrstuhl für Messtechnik, BUGH Wuppertal) und einem schmalbandigen 900 MHz-Verstärker (SSB PA 9100) mit 40 dB Verstärkung und 100 W Maximalleistung, installiert.

Der Bitmustergenerator stellt das zur Pulsmodulation des HF-Trägers benötigte Signal zur Verfügung, wobei im Gegensatz zu der in Kap. 4 beschriebenen Nachbildung des sog. 'uplink'-Kanals (Verbindung Handy – Basisstation) hier auf geänderten Wunsch des Auftraggebers ein gemischtes Modulationssignal appliziert werden soll, das neben den typischen 'downlink'-Frequenzen 1733 Hz und 217 Hz auch die 2 Hz- und 8,3 Hz-Komponenten der sog. 'DTX'-Betriebsart eines GSM-Handgerätes enthält (Bild 6.11).

Ein unkalibrierter Sensor, der durch eine kleine Bohrung in der unteren Platte das Feld in ca. 1 m Abstand vom Zentrum abtastet, ist über eine Detektordiode mit einem xt-Schreiber verbunden, um die Leistung während der Experimente zu kontrollieren.

Alle Geräte wurden in der Mitte unter der Expositionseinrichtung platziert und mit dem gleichen Sichtschutz wie die Schein-Expositionseinrichtung umgeben, damit die Forderung nach „Blindauswertung“ erfüllt wird. Aus dem gleichen Grund musste unter der nicht HF-gespeisten Anlage ein Ventilator zur Nachahmung der Gebläsegeräusche des Mess-Senders aufgestellt werden.

Vor Beginn der Experimente wurden Feldmessungen in den Testräumen durchgeführt. Externe Hochfrequenz-Felder im Bereich von 10 kHz bis 2,2 GHz waren mit einem Spektralanalysator (Anritsu MS 2601A) nicht nachweisbar (Empfindlichkeit des Mess-Systems: -90 dBm). Die magnetische Induktion der durch die netzbetriebenen Geräte im Aufenthaltsbereich der Versuchstiere hervorgerufenen 50 Hz-Felder liegt unter 500 nT und ist damit im Vergleich zu den Flussdichten, die als Auslöser für biologische Effekte vermutet werden (s. Abschnitt 6.1), vernachlässigbar klein.

Mit einem zuvor in einer Rechteck-Hohlleitung mit bekannter Feldverteilung kalibrierten Mess-System, bestehend aus dem Spektralanalysator und einer kurzen Sonde (Bild 6.12), wurden an der leeren Expositionseinrichtung Kontrollmessungen des elektrischen Feldes im späteren Aufenthaltsbereich der Hamster durchgeführt. Die Sonde (Konversionsfaktor $U/E = 0,855$ mV/(V/m)) wurde durch Löcher mit 4 mm Durchmesser von unten in die Leitung eingeführt. Die Löcher wirken wie Dämpfungskamine mit einer Feldabschwächung um ca. 40 dB, sodass die während der Kontrollmessungen abgestrahlte Leistung vernachlässigbar ist. Vor der späteren Exposition der Tiere wurden die Bohrungen sicherheitshalber mit leitfähigem Klebeband verschlossen.

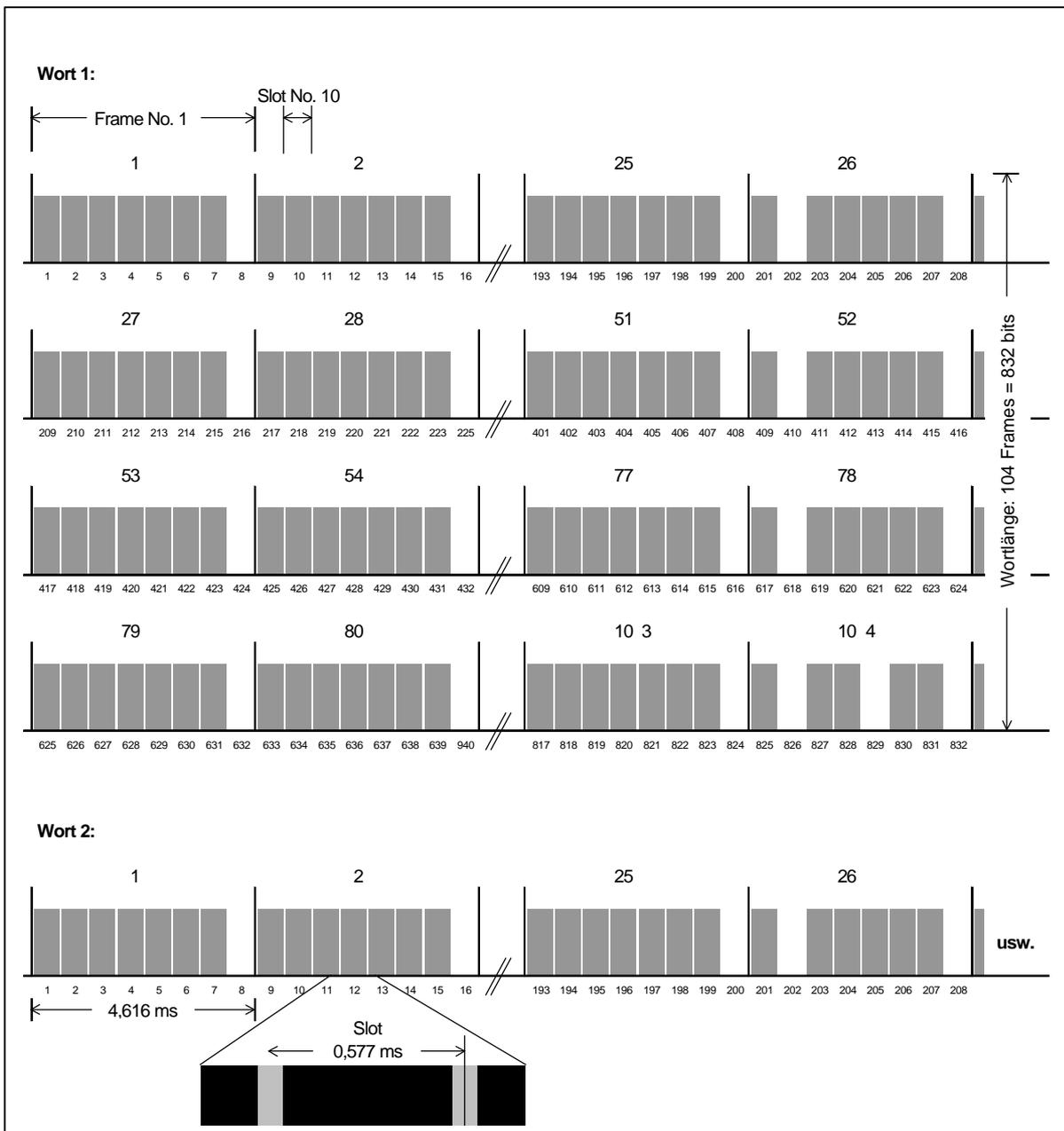


Bild 6.11: Synthetisches Mobilfunksignal (Bitmuster)

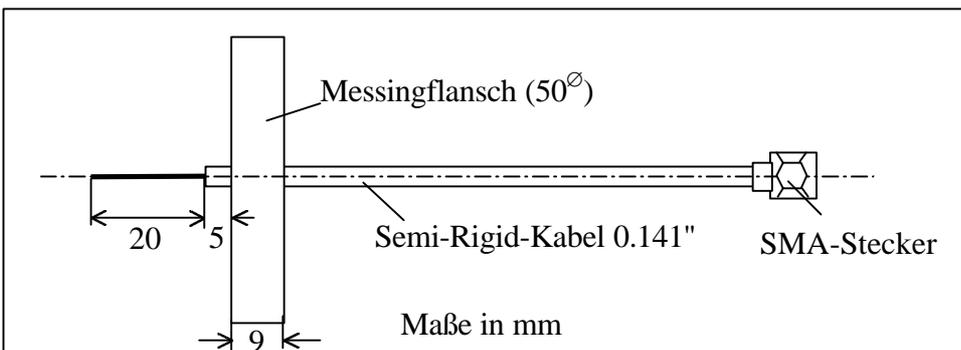


Bild 6.12:
Sonde zur Messung
der Feldstärke in
der Plattenleitung

Die Bilder 6.13 und 6.14 zeigen beispielhaft die in radialer Richtung aufgenommenen Messdaten für zwei verschiedene Expositionsbereiche. An den unterschiedlichen Stehwelligkeiten des Feldes lässt sich ablesen, dass der Absorber keinen einheitlichen Reflexionsfaktor aufweist.

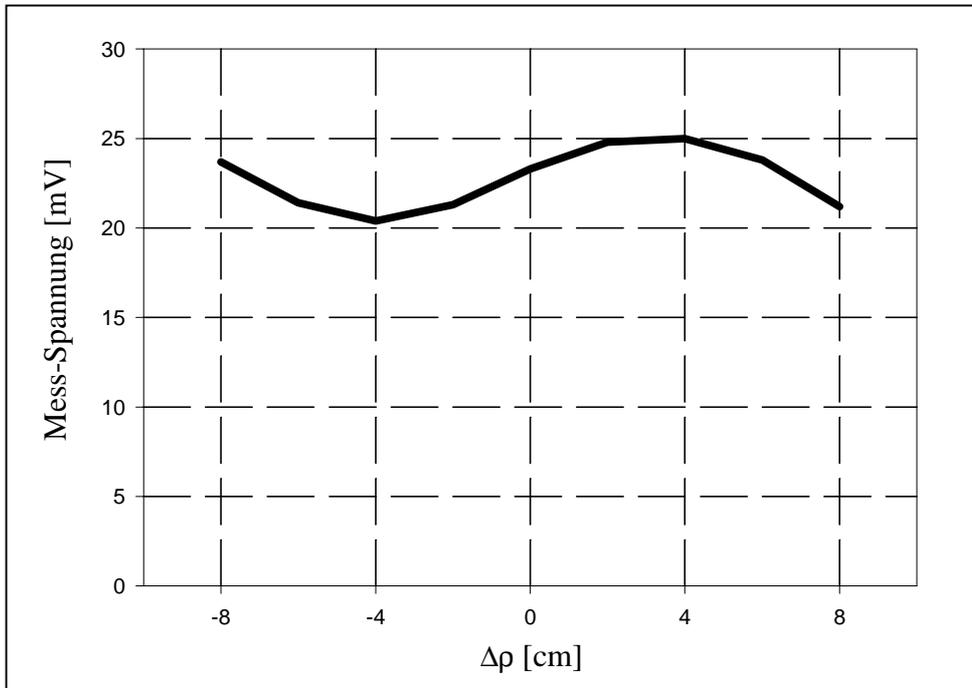


Bild 6.13: Radiale Verteilung der Feldamplitude im Bereich des Käfigs Nr. 10

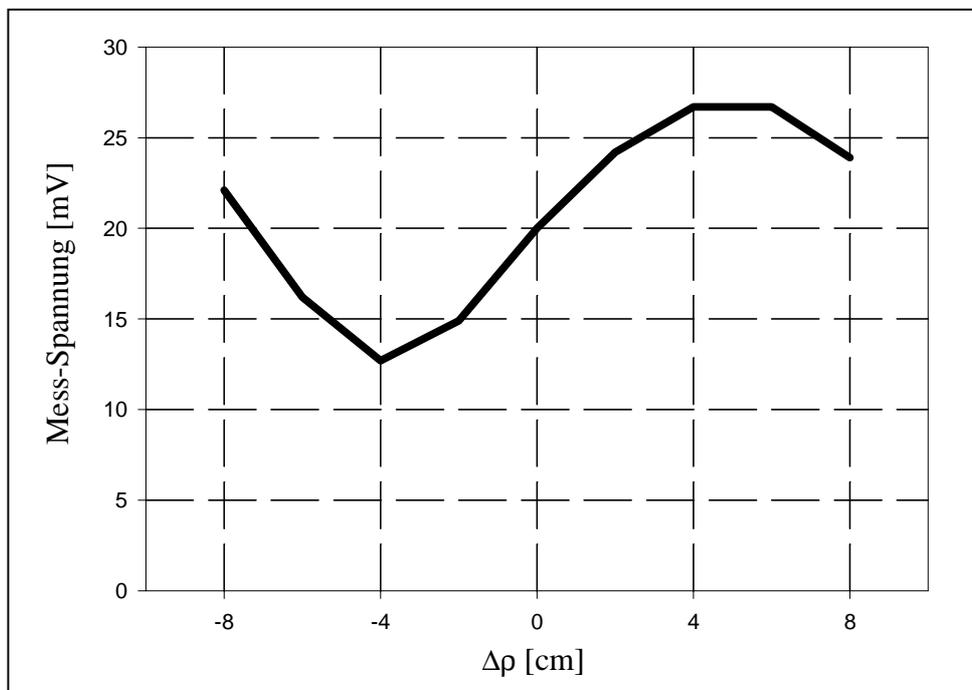


Bild 6.14: Radiale Verteilung der Feldamplitude im Bereich des Käfigs Nr. 19

Der aus allen Messreihen resultierende mittlere Stehwelligkeitsfaktor betrug $\langle s \rangle = 1,44$ mit einer Standardabweichung von $\sigma_s = 18\%$. Damit sind die Feldinhomogenitäten stärker, als aufgrund der vom Hersteller spezifizierten Absorberdaten ($s < 1,2$) zu erwarten war. Wegen der nicht zirkularsymmetrischen Eigenschaften des Absorbers ergeben sich auch leichte Schwankungen der mittleren Feldstärke in azimuthaler Richtung mit einer Standardabweichung σ_E von 7%. Da kein besserer Absorber für diesen Frequenzbereich erhältlich war, sind die in der leeren Expositionseinrichtung gemessenen Feldvariationen zunächst hinzunehmen. Es muss jedoch betont werden, dass die Abweichung von einer vollständigen Homogenität des Feldes im Vergleich zu anderen Expositionseinrichtungen für Versuchstiere [Bornkessel et al. 1998; Repacholi et al. 1997] und technische Systeme [Garn et al. 1996] äußerst gering ist. Die realen Feldeigenschaften wurden bei den dosimetrischen Berechnungen zur Leistungsabsorption in den Versuchstieren berücksichtigt (s. Abschnitt 6.5). Es kann bereits vorweg genommen werden, dass die Variationen der mittleren Spezifischen Absorptionsrate nicht so stark ausgeprägt sind, wie man nach den gemessenen Feldvariationen erwarten könnte.

Aus den Messdaten lässt sich ferner errechnen, dass bei einer eingespeisten HF-Leistung von 1 W der Mittelwert der elektrischen Feldstärke $\langle E \rangle = 22$ V/m und die zeitlich gemittelte Leistungsdichte $0,64$ W/m² beträgt.

Es wird eine Leistungsausbeute (vgl. Abschnitt 6.3.2) von

$$F_{\text{Käfig}}/F_{\text{exp}} \approx 60 \%$$

erzielt; dieser Wert bezieht sich auf die in Abschnitt 6.4.5 beschriebene Anordnung der Käfige bei einer Käfighöhe von 10 cm und 14 cm Plattenabstand. Eine Reduzierung des Plattenabstands auf die Käfighöhe würde zwar die Leistungsausbeute erhöhen, numerische Untersuchungen der Feldverteilung in der unmittelbaren Umgebung der Versuchstiere haben aber gezeigt, dass ein gewisser Abstand der Hamster von den Platten der Leitung vorteilhaft für die Feldstruktur ist. Die Rechnersimulationen werden im folgenden Abschnitt vorgestellt.

6.5 Feldverteilung, Dosimetrie und SAR-Variation in den Testobjekten

6.5.1 Simulationsmodelle für die Versuchstiere

Es ist zu erwarten, dass die in die Expositionseinrichtung eingebrachten Versuchstiere (in geringerem Maße auch die Makrolonkäfige) ihrerseits die lokale elektromagnetische Feldverteilung und damit die in ihren Körpern erzeugten SAR-Werte entscheidend mitbestimmen. Messtechnische Vorgehensweisen scheiden bei lebenden und zudem beweglichen Testobjekten von vornherein aus, sodass eine zuverlässige Bestimmung der zur Erzielung gewünschter SAR-Werte erforderlichen Leistungen und Feldstärken nur durch aufwendige numerische Computersimulationen erfolgen kann. Ausgehend von der in der leeren Expositionseinrichtung herrschenden Feldverteilung sind dabei nicht nur die durch ein einzelnes Tier hervorgerufenen Feldstörungen von Interesse, sondern auch die durch unterschiedliche relative Positionen der Tiere zueinander bedingten Feldüberhöhungs- und -abschattungseffekte.

Zur Anwendung der für die Simulationsrechnungen verwendeten Finite Differenzen Codes im Zeitbereich mussten geeignete numerische Rechenmodelle der Versuchsanordnung in Form von räumlichen Verteilungen der Permittivität ϵ und der elektrischen Leitfähigkeit κ entwickelt werden. Für die Hamster wurde mit drei verschiedenen Modellen unterschiedlicher Detailgenauigkeit gearbeitet. Dies war notwendig, weil das Verhältnis vom insgesamt analysierbaren zum räumlich auflösbaren Volumen, also die Anzahl der Punkte des Diskretisierungsgitters, begrenzt ist, was in der endlichen Speicherkapazität verfügbarer Rechenanlagen und in den hohen CPU-Zeiten be-

gründet liegt. So ist beispielsweise bei einer Feldberechnung für das gesamte Volumen der Plattenleitung eine gleichzeitige hochdifferenzierte Analyse des einzelnen Tiermodells nicht möglich.

1. Daher wurde für Untersuchungen des globalen Verhaltens des Feldes in der mit 120 Tieren bestückten Leitung ein kugelförmiges Hamstermodell (Durchmesser 4 cm) mit elektrischen Daten für ein künstliches Mischgewebe ($\epsilon = 50$; $\kappa = 1,25 \text{ S/m}$) verwendet.
2. Die Berechnung der Feldverteilung innerhalb des Expositionsbereichs mit einem Käfig und drei Tieren erfolgte unter Verwendung homogener Ellipsoid-Modelle (4 cm x 4 cm x 7 cm), die die äußere Form der Hamster besser approximieren.
3. Für eine weitergehende Analyse der Feld- und SAR-Verteilung innerhalb eines Tieres wurden von den Projektpartnern aus der Biologie über Kernspintomographie gewonnene Schichtbildaufnahmen eines Hamsters zur Verfügung gestellt, aus denen u. a. Form und Lage innerer Organe entnommen werden können, und nach Gewebearten getrennt gekennzeichnet. Auf der Basis dieser NMR-Rohdaten (Nuclear Magnetical Resonance) konnte ein detailliertes dreidimensionales Rechenmodell für die elektrische Materialstruktur eines Hamsters erstellt werden (Bild 6.15). Die räumliche Auflösung beträgt im gesamten Modell 1 mm^3 , 22 verschiedene Gewebematerialien können unterschieden werden.

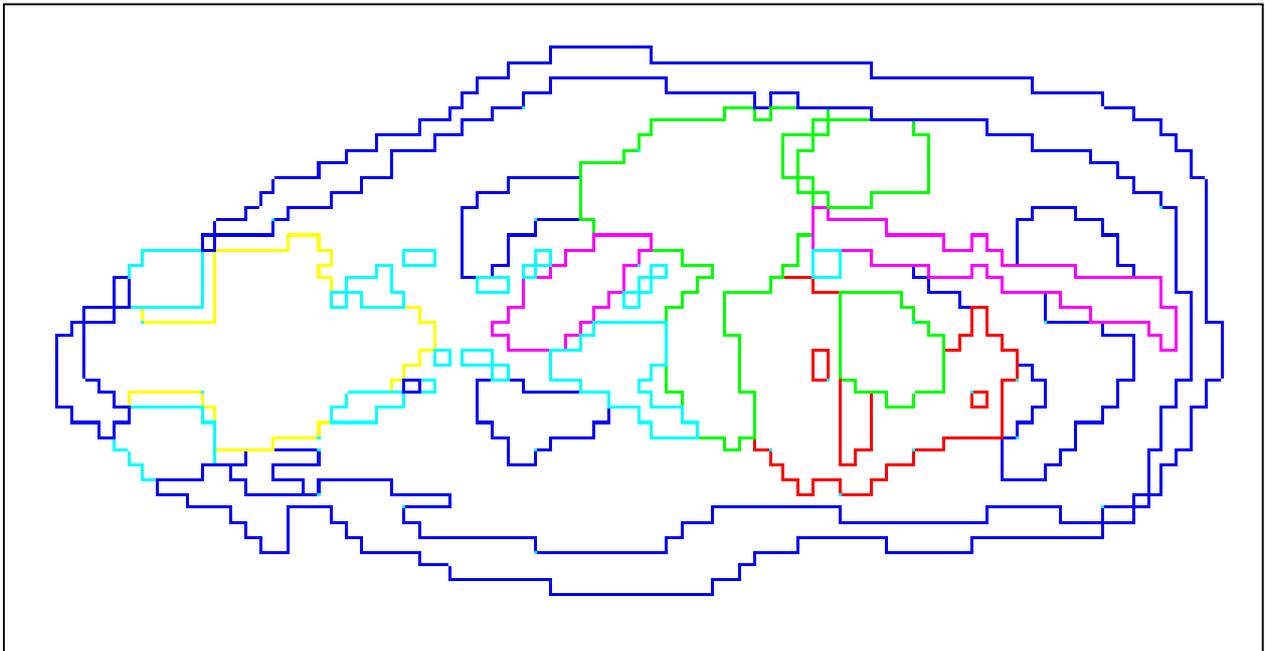


Bild 6.15: Aus NMR-Aufnahmen eines Hamsters entwickeltes Strukturmodell

In Tab. 6.1 sind die für die Modellierung verwendeten Materialparameter zusammengestellt. Wenn in der Literatur keine Materialdaten für bestimmte Organe bei der hier interessierenden Frequenz gefunden werden konnten, wurden die Parameter von artverwandten Gewebetypen verwendet.

Modell	Material	Permittivität ϵ_r'	Leitfähigkeit κ [S/m]
homogenes Kugelmodell	künstliches Mischgewebe	50	1,25
homogenes Ellipsoidmodell	künstliches Mischgewebe	50	1,25
detailliertes NMR-Modell	Haut	10	0,20
	Fett	15	0,35
	Lunge	1,5	0,01
	Blut	63	1,1
	Knochen	10	0,18
	Muskel	57	1,27
	Hirn	56	1,1
	Augen	67	1,6
	Niere	52	1
	Leber	48	0,93
	Milz	50	1
	Darm	55	1,3
	Wirbelsäule = Knochen	10	0,18
	Schilddrüse = Fett	15	0,35
	Magen	55	1,3
	Hoden	37	0,92
	Bauchspeicheldrüse	55	1,3
	Herz	57	1,27
Harnblase	61	1,31	
Speiseröhre = Luft	1	0	
Luftröhre = Luft	1	0	
Venen = Blut	63	1,1	

Tab. 6.1: Elektrische Daten der zur Modellierung bei 900 MHz verwendeten Materialien; Quelle: [Duck 1990; Gabriel et al. 1996]

6.5.2 Feldmodifikationen durch die Testobjekte

In Bild 6.16 ist das Simulationsergebnis für den Betrag der elektrischen Feldstärke in einem 90° -Sektor der radialen Parallelplattenleitung mit 30 kugelförmigen Hamstermodellen dargestellt (Schnitt bei $z = 4$ cm). Die dielektrischen Kugeln befanden sich bei $2 \text{ cm} < z < 6 \text{ cm}$ und waren im Bereich $1,6 \text{ m} < \rho < 1,9 \text{ m}$ unregelmäßig verteilt angeordnet. Aus Vergleichsgründen wurde derselbe Absorber wie in Bild 6.6 für die leere Leitung verwendet. Es zeigt sich, dass das Gesamtfeld durch das Einsetzen der Hamster nur leicht modifiziert wird. Die Reflexionen an den Testobjekten lassen die Stehwelligkeit in radialer Richtung auf ca. 1,4 ansteigen. Die Abweichungen von der Homogenität in azimuthaler Richtung sind gering. Offensichtlich liegen stärkere Beeinflussungen des Feldes nur lokal in unmittelbarer Umgebung der Testobjekte vor. Insbesondere ist die Anregung höherer Wellentypen, die die Feldverteilung in der gesamten Leitung verändern könnten, vernachlässigbar klein. Dies wird auch durch die Bilder 6.17 und 6.18 belegt, die die bei der Grundmode nicht vorhandenen ρ -Komponenten von elektrischer und magnetischer Feldstärke, normiert auf die jeweilige Haupt-Feldkomponente, zeigen. Diese Störkomponenten treten merklich nur in der Nähe der Testobjekte auf.

Viel stärkere Feldstörungen wurden für einen radialen Wellenleiter mit geringerer Höhe berechnet, bei dem zudem die Versuchsobjekte in direktem Kontakt zu einer Platte angeordnet waren (Bild 6.19). Dies ist der Grund, weshalb der Plattenabstand 4 cm größer als die Käfighöhe gewählt und die Käfige 2 cm über der Plattenebene platziert wurden.

Da die jeweils drei Hamster sich innerhalb ihrer Käfige frei bewegen können, müssen diverse Konfigurationen der Tiere berücksichtigt werden, die zu unterschiedlichen Feldverteilungen innerhalb der Käfige und damit zu unterschiedlichen SAR-Belastungen der Hamster führen können. Trotz dieses Nachteils hinsichtlich einer einheitlichen Exposition wird die Verwendung frei beweglicher Tiere wegen der Vermeidung überlagerter Stresswirkungen bevorzugt gegenüber fixierten Subjekten, wie z. B. Ratten in [Burkhardt 1997].

Bild 6.20 zeigt für vier repräsentative Konfigurationen eines Hamstertripels den Betrag der elektrischen Feldstärke in einem 9° -Sektor der Parallelplattenleitung bei $z = 6$ cm. Allen Fällen gemeinsam ist, dass gegenüber dem Feld der leeren Leitung ein deutlicher Feldstärkeeinbruch im Testobjekt auftritt, der sich aus dem großen Sprung der Dielektrizitätskonstanten erklärt. Die sonstigen Unterschiede in den Feldverteilungen sind offensichtlich.

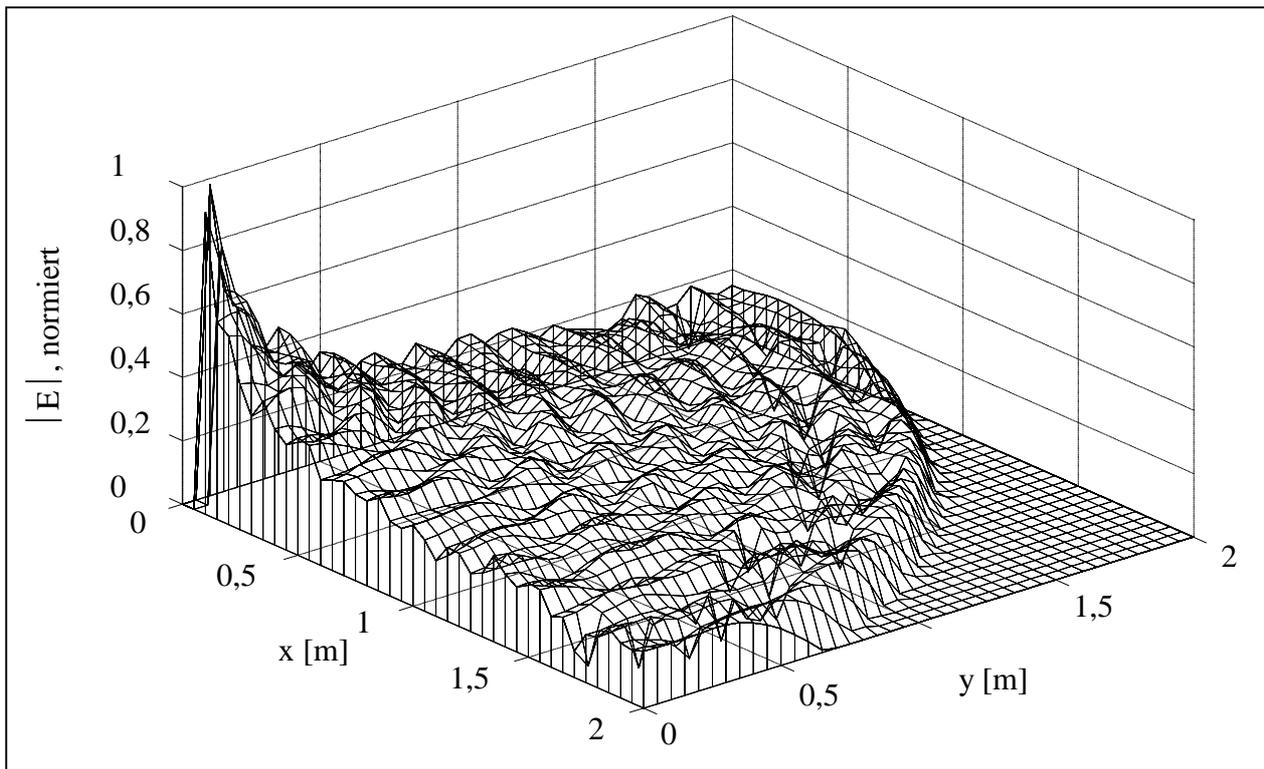


Bild 6.16: Betrag der elektrischen Feldstärke in der mit Versuchstieren bestückten radialen Parallelplattenleitung

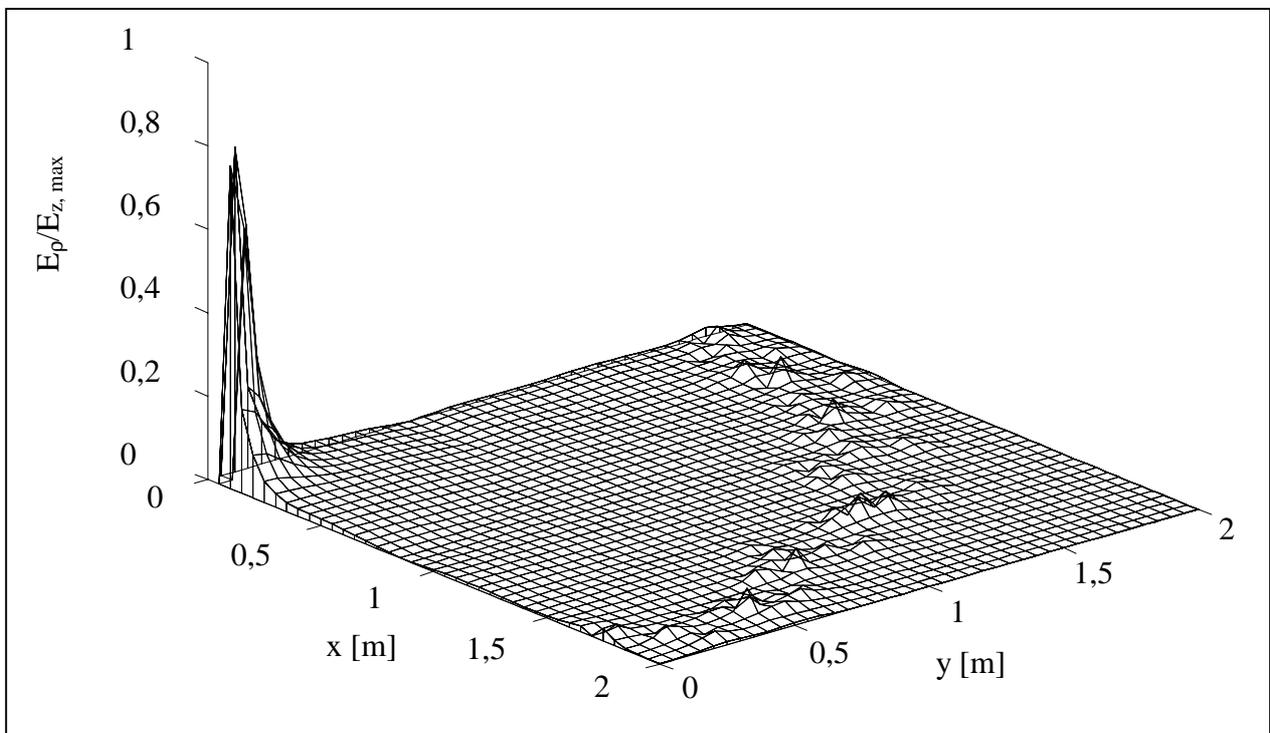


Bild 6.17: ρ -Komponente der elektrischen Feldstärke in der mit Versuchstieren bestückten radialen Parallelplattenleitung

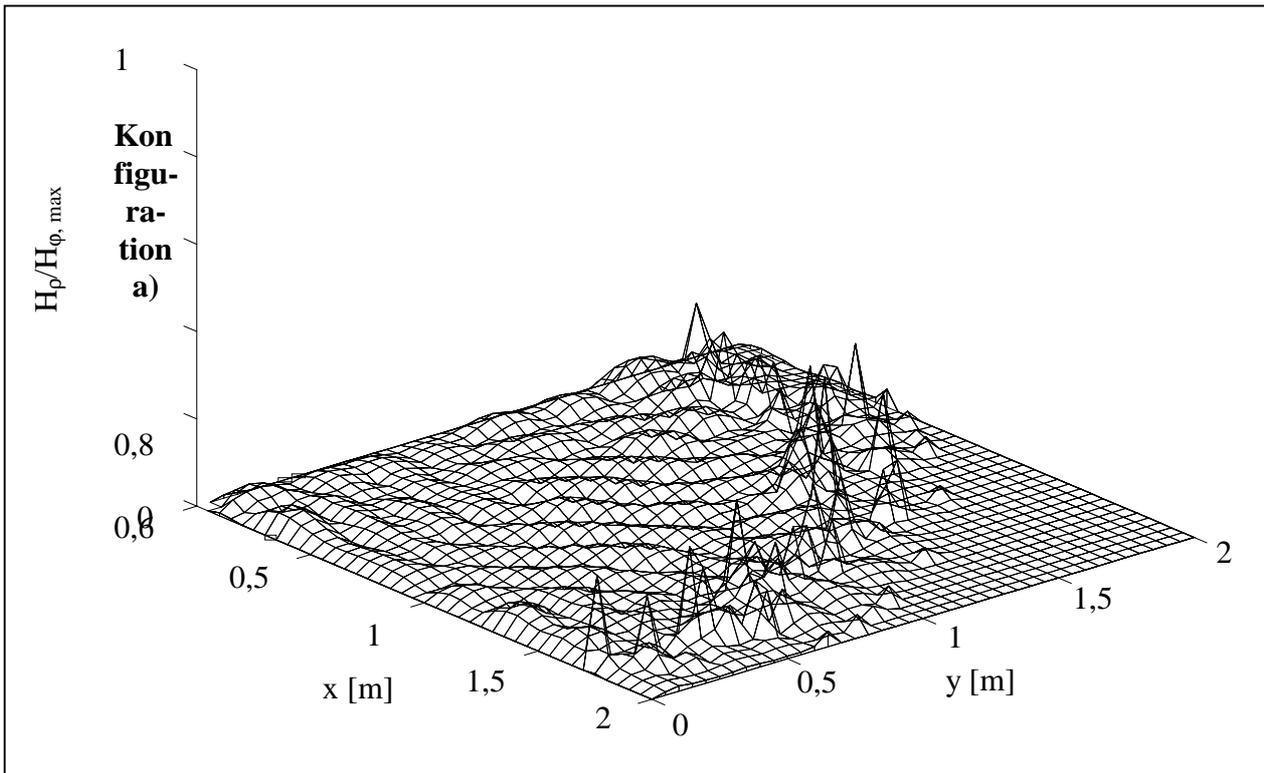


Bild 6.18: ρ -Komponente der magnetischen Feldstärke in der mit Versuchstieren bestückten radialen Parallelplattenleitung

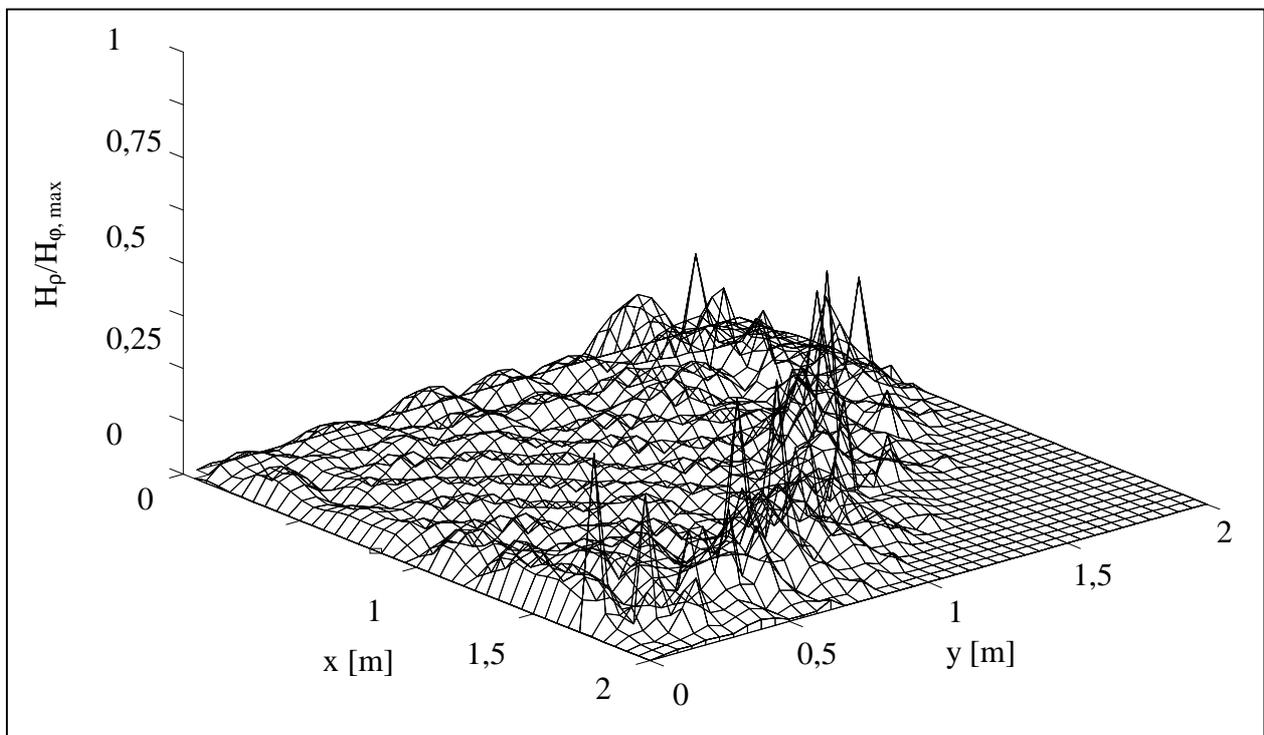


Bild 6.19: ρ -Komponente der magnetischen Feldstärke in einer mit Versuchstieren bestückten flacheren radialen Parallelplattenleitung

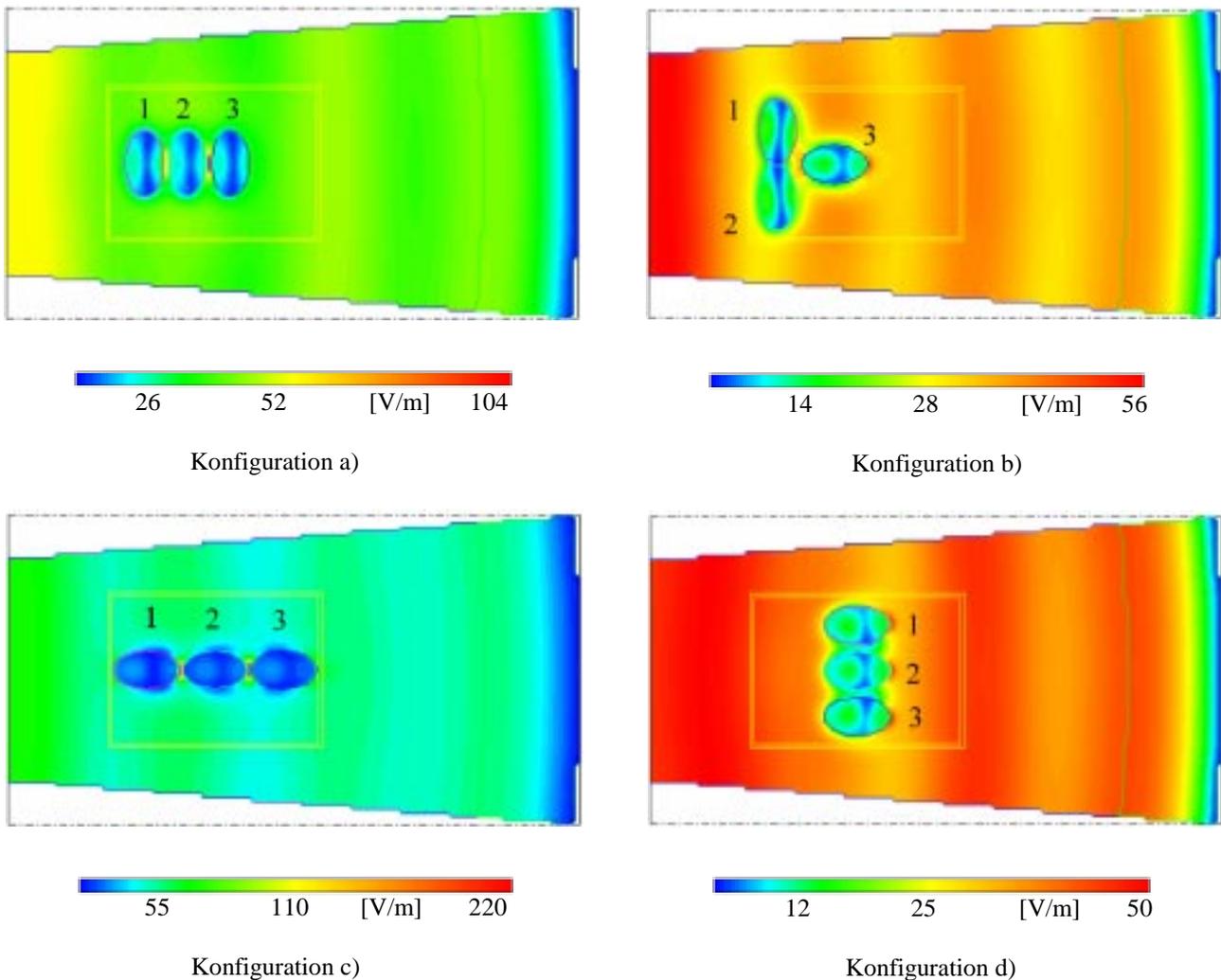


Bild 6.20: Betrag der elektrischen Feldstärke im Bereich der Käfige für verschiedene Konfigurationen der Versuchstiere; Leistung pro Segment: 0,1 W

Für diese Berechnungen wurden die Ellipsoidmodelle benutzt. Der Makrolon-Käfig wurde mit $\epsilon = 2,6$ und einer geringen Leitfähigkeit von $\kappa = 0,002 \text{ S/m}$ modelliert. Die Eingangsleistung pro Segment betrug 100 mW. Als Abschluss hinter den Käfigen diente ein Absorber, dessen Reflexionsfaktor mit -15 dB der messtechnisch gefundenen mittleren Stehwelligkeit von $\langle s \rangle = 1,44$ (Abschnitt 6.4.6) entspricht. Durch Wahl von idealen magnetischen Randbedingungen auf den Seitenflächen des betrachteten 9° -Sektors wird aufgrund der periodischen Spiegelung eigentlich das Feld einer Anordnung mit 40 Käfigen (aufgeteilt in 2×20 identische Konfigurationen) simuliert. In der Realität können die Versuchstiere dagegen von Käfig zu Käfig völlig unterschiedlich gruppiert sein, und im Prinzip ist auch eine Beeinflussung der Felder in einem Käfig durch weiter entfernt liegende Störobjekte denkbar. Entsprechende Kontrolluntersuchungen an einem 90° -Sektor der Leitung, in dem die oben beschriebene Symmetrie aufgehoben war, erbrachten aber nur sehr geringfügige Abweichungen von den Ergebnissen für einen 9° -Sektor. Dies ist angesichts des nur lokalen Charakters der Feldstörungen auch nicht überraschend.

Aus den in Bild 6.20 gezeigten Feldverteilungen in den Testobjekten wurden die mittleren Spezifischen Absorptionsraten bestimmt. Tab. 6.2 gibt die entsprechenden Werte für jedes einzelne Hamstermodell, den Mittelwert über ein Tripel, den Gesamtmittelwert $\langle \text{SAR} \rangle$ sowie die SAR-Streuung σ_{SAR} an. Die mittlere Stehwelligkeit bedingt durch den Absorber und der grundsätzliche $1/\sqrt{\rho}$ – Abfall des Feldes sind darin über die Modellbildung bereits berücksichtigt.

Konfiguration	Mittelwert pro Hamster	Mittelwert pro Tripel	Gesamtmittelwert	Streuung
	SAR [mW/kg]	$\langle \text{SAR} \rangle_{\text{Tripel}}$ [mW/kg]	$\langle \text{SAR} \rangle$ [mW/kg]	σ_{SAR} [mW/kg]
a)	1: 156 2: 92 3: 108	119	110	26,94 (24,5 %)
b)	1: 116 2: 116 3: 88	107		
c)	1: 160 2: 104 3: 128	131		
d)	1: 88 2: 76 3: 88	84		

Tab. 6.2: Mittlere Spezifische Absorptionsrate in den Tieren bei einer HF-Leistung von 100 mW pro Segment

Um im Mittel über alle 120 Tiere eine mittlere SAR von 80 mW/kg zu erzielen, muss in die Expositionseinrichtung eine Gesamtleistung von 2,9 W (CW) eingespeist werden. Da das in Bild 6.11 skizzierte Modulationssignal ein Tastverhältnis von etwa 7:8 aufweist, ist die HF-Leistung im Burst auf 3,32 W einzustellen.

Zur Bestimmung der gesamten Variation des SAR muss die in Tab. 6.2 genannte Streuung des mittleren SAR-Wertes noch leicht erhöht werden, um der durch den realen Absorber bedingten azimutalen Feldvariation σ_E und der Streuung des Stehwelligkeitsfaktors σ_s Rechnung zu tragen. Während das SAR sich proportional zum Quadrat der elektrischen Feldstärke verhält, schlägt sich eine Änderung der Stehwelligkeit nur sehr indirekt im SAR-Wert nieder. Es wurden daher weitere Modellrechnungen mit unterschiedlich stark reflektierenden Absorbern durchgeführt. Daraus wurde abgeschätzt, dass die Gesamtstreuung bei etwa $\sigma_{\text{SAR}} = 30\%$ liegt.

Mit der eingestellten Leistung von 3,3 W sieht die SAR-Statistik damit folgendermaßen aus:

Bei einem mittleren SAR von 80 mW/kg muss mit einer effektiven Schwankung im Intervall $56 \text{ mW/kg} \leq \text{SAR} \leq 104 \text{ mW/kg}$. gerechnet werden. Damit kann die Belastung der Versuchstiere im Vergleich zu Expositionseinrichtungen anderer Bauform immer noch als äußerst gleichmäßig angesehen werden.

Im Gegensatz zur räumlich gemittelten Spezifischen Absorptionsrate in den Hamstern hängen die lokalen SAR-Werte von den anatomischen Einzelheiten der Tiere ab.

Auf der Grundlage des hochdifferenzierten Körpermodells wurde die SAR-Verteilung mit einer Ortsauflösung von 1 mm^3 berechnet, um die maximal auftretenden SAR-Werte zu kontrollieren. In Bild 6.21 ist eine SAR-Verteilung für ein Hamstermodell gezeigt, das bei einer Positionierung in der Mitte eines Käfigs einen SAR-Mittelwert von 80 mW/kg aufweist. Der höchste SAR-Wert lag bei 600 mW/kg , gemittelt über 1 g Gewebemasse. Damit wird der für eine nicht-thermische Belastung noch als zulässig angesehene Grenzwert von 2 W/kg pro 10 g Gewebemasse mit einem hinreichenden Sicherheitsabstand unterschritten, der für Unwägbarkeiten in der Modelldiskretisierung und im Rechenverfahren selbst einkalkuliert werden sollte.

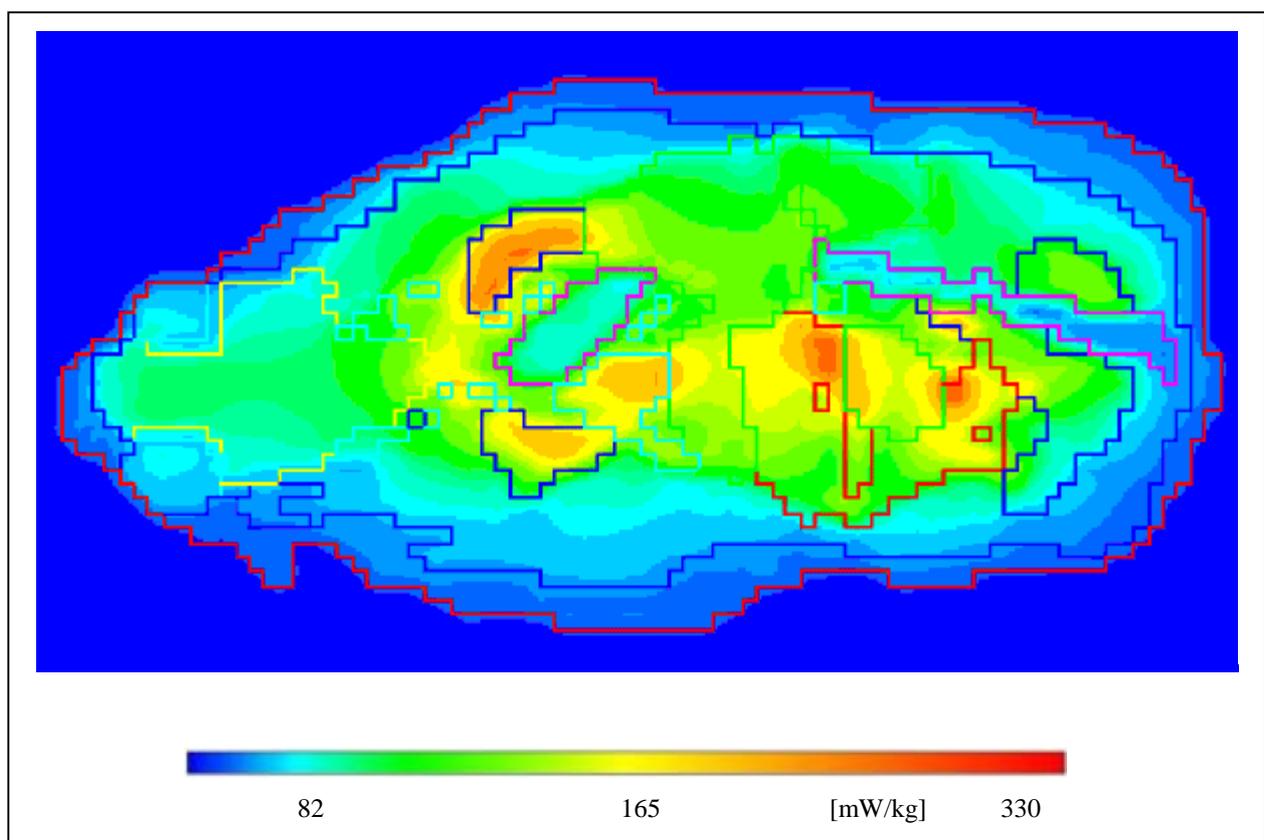


Bild 6.21: Verteilung der Spezifischen Absorptionrate im Hamstermodell, positioniert in Käfigmitte, bei einer eingespeisten Gesamtleistung im Burst von $3,3 \text{ W}$.

6.6 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde eine Expositionsanlage zur Untersuchung von Langzeiteffekten auf Hamster unter dem Einfluss von GSM-modulierten 900 MHz-Mobilfunksignalen konzipiert und aufgebaut. Sie besteht aus zwei vollständig gegeneinander abgeschirmten radialen Parallelplattenleitungen zur simultanen Exposition und Scheinexposition von 240 Tieren. Mit einer mittleren Gesamtleistung von nur 2,9 W wird bei einer Streuung von maximal 30% eine mittlere Spezifische Absorptionsrate in den Tieren von 80 mW/kg erreicht.

Das Konzept der Anlage hat sich in der ersten, über zwei Monate bereits durchgeführten Versuchsreihe vollständig bewährt. Störungen traten weder im gerätetechnischen noch im mechanischen Teil der Anlage auf. Die biologischen Untersuchungen an den Versuchstieren sind noch nicht abgeschlossen; auch soll die Vorstellung der Ergebnisse natürlich zunächst den Projektpartnern vorbehalten sein. Es kann aber schon angedeutet werden, dass bei der exponierten Tiergruppe eine zwar geringe, aber statistisch signifikante Zunahme des Körpergewichts festgestellt wurde.

Erste Veröffentlichungen über die erstellte Expositionsanlage und experimentelle Ergebnisse erfolgten in [Hansen et al. 1998; Lerchl et al. 1998a; Lerchl et al. 1998b; Streckert et al. 1998c].

Für die weiteren Experimente ist geplant, die Anlage auf eine Frequenz von 383 MHz (Anwendung bei Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben (BOS), TETRA25-Standard) umzurüsten bzw. eine neue Anlage für 1800 MHz (Mobilfunk E-Netz, DCS1800-Standard) zu erstellen. Abgesehen von anderen benötigten Modulatoren und Verstärkern sind die erforderlichen Veränderungen an den Expositionseinrichtungen nicht ganz trivial.

Bei der Frequenz 383 MHz wird vor allem der Absorber schlechter sein, dessen Reflexionsverhalten schon bei 900 MHz Anlass zu Kritik bot. Da weder der Leitungsdurchmesser vergrößert noch die Anzahl der Käfige unter Inkaufnahme einer kleineren statistischen Relevanz so weit verkleinert werden kann, dass Pyramidenabsorber eingesetzt werden könnten, wird momentan versucht, auf der Basis des bekannten Prinzips von Folienabsorbern eine Eigenbau-Lösung zu finden. Der Flächenwiderstand der im Abstand einer viertel Wellenlänge vor einer leitenden Querschnittsebene aufgespannten Folie muss den Wellenwiderstand der TEM-Mode von 377Ω möglichst gut nachbilden, um einen kleinen Reflexionsfaktor zu erhalten. Das praktische Problem besteht nun darin, verfügbare Folien mit einem mittleren Flächenwiderstand von $60 - 70 \Omega$ und einer relativ großen Streubreite durch geometrische Formgebung so im Widerstand zu verändern, dass auf einem 14 cm hohen Ring von ca. 10 m Umfang Anpassung erzielt wird.

Bei der Frequenz 1800 MHz funktioniert der vorhandene Schaumstoff-Absorber voraussichtlich besser als bei 900 MHz, allerdings ist die Leitung grundsätzlich mehrmodig, weil die Grenzfrequenz für die höheren Wellentypen bezüglich der z-Richtung überschritten ist (vgl. Abschnitt 6.4.3). Da eine Reduzierung der Höhe wegen des erforderlichen Platzes für die Käfige nicht in Frage kommt, soll durch eine weitere Optimierung der Anregung ein Grundmodenbetrieb der Leitung begünstigt bzw. durch den Einbau von Modenfiltern versucht werden, den höheren Wellentypus zu unterdrücken. Dazu sollen Simulationsrechnungen und Messungen beispielsweise mit in die Leitung parallel zum elektrischen Feldvektor der Störmode eingebrachten leitenden Segmenten durchgeführt werden.

7 Erstellung eines Konzepts und Aufbau einer Expositionsvorrichtung für EEG-Experimente bei 900 MHz

7.1 Einleitung

7.1.1 Projektziel

Ziel der Experimente, die an der Klinik für Psychiatrie und Psychotherapie der Universität Kiel durchgeführt werden, ist die "Untersuchung von Kurz- und Langzeitauswirkungen elektromagnetischer Hochfrequenzfelder auf die Qualität des menschlichen Schlafes und der hieraus resultierenden Tagesbefindlichkeit". Dazu werden Elektroenzephalogramme von schlafenden Testpersonen aufgenommen, die gleichzeitig einem definierten elektromagnetischen Mobilfunkfeld ausgesetzt sind. In der Literatur [Mann 1996] wird über Veränderungen bestimmter Schlafphasen bei ähnlichen Versuchen berichtet. Diese Ergebnisse sollen gegebenenfalls bestätigt und durch weiterführende Tests ergänzt werden.

Seitens der Elektrotechnik waren die Ausstattung des Versuchsraums, die Konfiguration und die Position der Antennen, die Signalform und die Sendeleistung so festzulegen, dass eine reproduzierbare und möglichst effektive Exposition des Kopfes zustande kommt.

7.1.2 Vorbedingungen

Für die Experimente steht ein normales Patientenzimmer im Klinikum der Universität Kiel zur Verfügung, das allerdings fernab von Klinikeinrichtungen mit möglichen Störstrahlern bzw. hohem Energiebedarf und den zugehörigen Versorgungsleitungen liegt. Boden, Wände und Decken bestehen aus Stahlbeton, was für die Abschirmung externer Felder günstig, für interne Reflexionen ungünstig ist. Das einzige Fenster des Raums kann während der Versuchszeiten durch eine metallische Außenjalousie verschlossen werden.

Die Ausstattung des Raums beschränkt sich auf ein Klinikbett, Beleuchtungskörper an Wand und Decke, eine Fernsehkamera mit Infrarotleuchte zur Patientenüberwachung sowie eine Anschlussbox für die Kabel der EEG-Ableitelektroden.

Letztere ist über ein Sammelkabel mit der Aufnahme- und Auswertearratur verbunden, die in einem Nachbarraum installiert ist, sodass der Versuchsraum selbst keine Strahlungsquellen wie PC's, Monitore oder Registriergeräte enthält.

Das Klinikbett wurde nach Rücksprache mit den Projektpartnern gegen ein metallfrei aufgebautes Holzbett ausgetauscht, um Reflexionen und Verzerrungen des Expositionsfeldes vorzubeugen

7.2 Konzept der Expositionseinrichtung

7.2.1 Festlegung der Expositionsbedingungen

Um kontrollierte und nachvollziehbare Versuchsbedingungen zu erreichen, ist es notwendig, die vom Sender erzeugte Feldstärke vor allem an dem Ort zu kennen, wo sich während der Exposition der Kopf der Testperson befindet. Grundlage ist dabei die Amplitude der elektrischen Feldstärke in den Sendeimpulsen des nachzubildenden Mobilfunksignals. Wie in den Expositionsversuchen des Projekts mit den Hamstern (Kap. 6) wurde eine Signalform gewählt, die die charakteristischen Frequenzkomponenten eines GSM900-Mobilfunksignals (2 Hz, 8,3 Hz, 217 Hz und 1733 Hz) enthält (vgl Bild 6.11).

Da der Proband auch während des Schlafs die Lage seines Kopfes verändert, war anzustreben, durch eine geeignete Antennenkonfiguration eine Feldverteilung zu erzeugen, deren 3 dB-Breite in der Horizontalebene des Kopfes in Querrichtung mindestens 50 cm beträgt.

Weil einerseits zur Aufdeckung von Effekten mit einer möglichst hohen Spezifischen Absorptionsrate gearbeitet werden soll, andererseits aber Grenzwerte für SAR und Feldstärken existieren, wurde entschieden, den in den Richtlinien der International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection [ICNIRP 1998] festgeschriebenen Teilkörper-Basisgrenzwert für den Kopf von 2 W/kg pro 10 g Gewebemasse als angestrebten Wert zugrunde zu legen. Zugleich darf die über den gesamten Körper gemittelte SAR von 80 mW/kg nicht überschritten werden.

Schließlich sind im Gegensatz zu "in vitro"-Expositionsversuchen mit biologischem Material bei Versuchen mit Personen auch im Hinblick auf die technische Planung psychologische Aspekte zu bedenken. So muss beispielsweise eine tatsächliche oder auch nur durch den optischen Eindruck der Expositionsanlage entstehende scheinbare räumliche Einengung vermieden werden.

7.2.2 Wahl und Optimierung der Antennenkonfiguration

In Vorstudien wurden als Antennen ein $\lambda/2$ -Dipol (lineare Polarisierung), ein Kreuzdipol (zirkuläre Polarisierung) und verschiedene Dipolgruppen auf ihre Eigenschaften hin getestet.

Für die Positionierung der Antenne zum Kopf bieten sich prinzipiell vier Varianten an:

- a) Antenne oberhalb des Bettes
- b) Antenne unter der Kopfauflage
- c) Antenne seitlich vom Kopf in Kopfhöhe
- d) Antenne hinter dem Kopf in Kopfhöhe.

Position a) ermöglicht sowohl günstige zirkuläre als auch lineare Expositionen. Für die praktische Handhabung ist jedoch zu bedenken, dass sich durch Heben des Kopfes oder beim Aufrichten des Oberkörpers der Abstand zur Antenne verringert. Um zu vermeiden, dass dadurch vorgeschriebene Expositions- Grenzwerte überschritten werden, muss eine zu starke Annäherung des Kopfes an die Antenne, z. B. durch eine Verkleidung mit Styropor, verhindert werden. Es ist offensichtlich, dass sich die Versuchsperson dadurch eingeengt fühlen könnte.

Auch Position b) wird verworfen, da das Expositionsfeld die Matratze durchlaufen müsste, deren Durchgangsdämpfung von der Feuchtigkeit (Transpiration der Versuchsperson) abhängt und damit zeitvariant ist.

Bei Position c) ergibt sich das gleiche Problem wie bei Anordnung a), sodass die seitliche Bewegungsfreiheit des Kopfes einzuschränken wäre.

Es wurde daher vorgeschlagen, die Antenne hinter dem Kopf auf der gedachten Verlängerung der Körperachse zu positionieren. Um starke Feldstörungen zu vermeiden, muss dafür Sorge getragen werden, dass die Antennenumgebung - z. B. durch eine Verlängerung der Matratze - möglichst homogen gestaltet ist.

Bild 7.1 zeigt den Verlauf der von einem einzelnen $\lambda/2$ -Dipol und von einer Dreiergruppe im freien Raum generierten elektrischen Feldstärke als Funktion des Abstandes z von der Antenne, jeweils für eine insgesamt abgestrahlte Leistung von 1 W. Die Lage der z -Achse entspricht der späteren Position der Körperachse. Der Scheitel des Kopfes des Probanden wird dann etwa im Bereich $30 \text{ cm} < z < 35 \text{ cm}$ liegen. Es ist eindeutig, dass mit der Dipolgruppe eine bessere Homogenität des Feldes als mit einem einzelnen Dipolstrahler erreicht werden kann. In Bild 7.2 sind die zugehörigen Feldverteilungen in Querrichtung y für einen Abstand $z = 30 \text{ cm}$ von der Antennenkonfiguration dargestellt. Die Dipolgruppe, deren Verhalten hier bereits für ihre optimierte Form mit einem Abstand der Nachelemente von 29 cm und gleichphasiger Anregung angegeben wird, erzeugt ein Nahfeld (Fernfeldabstand ca. $2 \times (2 \times 29 \text{ cm})^2 / \lambda \approx 2 \text{ m}$), dessen elektrische Feldstärke im Bereich $-25 \text{ cm} < y < 25 \text{ cm}$ bei $z = 30 \text{ cm}$ um maximal 2 dB variiert, womit die in Abschnitt 7.2.1 festgelegten maximalen Schwankungen des Feldes eingehalten werden. Anhand der Feldberechnungen zu Bild 7.3, das den Betrag der elektrischen Feldstärke in der Ebene $y = 0$ zeigt, wurde die räumliche Feldvariation im Volumen

$-10 \text{ cm} < x < 10 \text{ cm}$, $-25 \text{ cm} < y < +25 \text{ cm}$, $30 \text{ cm} < z < 60 \text{ cm}$ zu $\sigma_E = 24 \%$ (Streuung) ermittelt. Dieser Wert ist allerdings nicht sehr aussagekräftig, da letztlich die Belastung des Kopfes, beschrieben durch die Spezifische Absorptionsrate, entscheidend ist und die ursprüngliche Feldverteilung durch das Einbringen der Versuchsperson in das Expositionsvolumen stark verändert wird. Die im Kopf eines Probanden entstehenden SAR-Werte werden in Abschnitt 7.2.4 diskutiert.

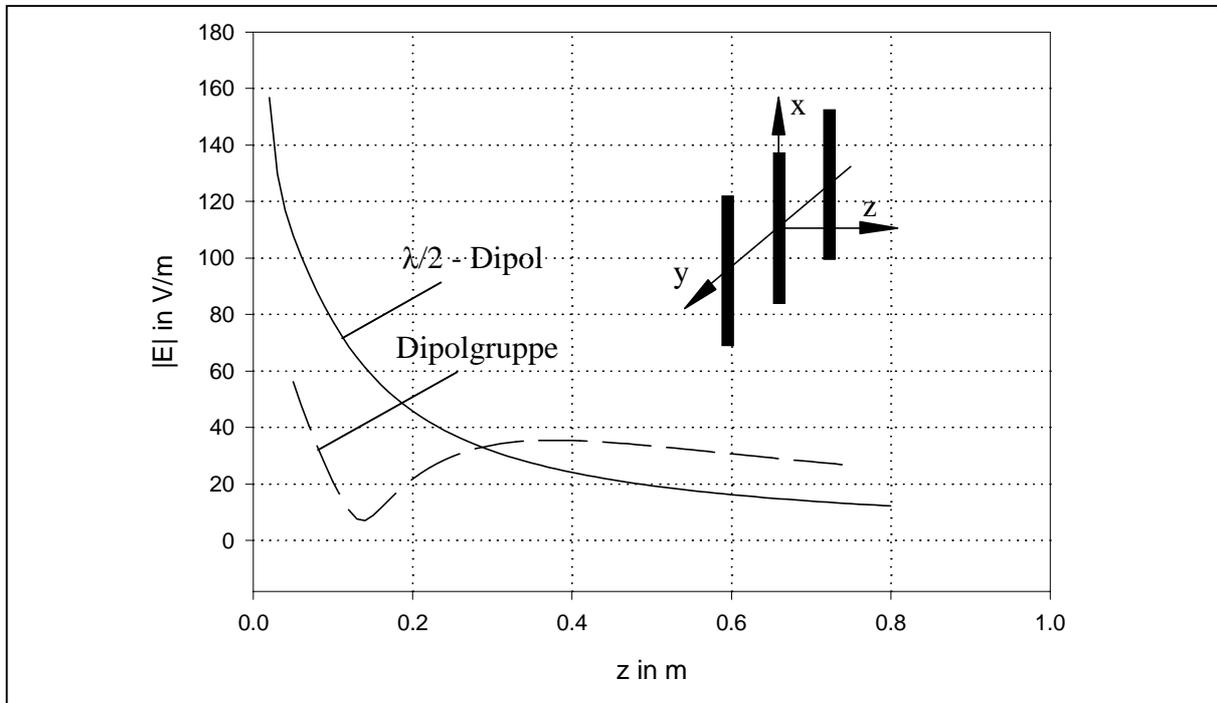


Bild 7.1: Verlauf des Betrags der elektrischen Feldstärke (Scheitelwert) längs der z-Achse für einen Einzeldipol und eine Dipolgruppe bei $z = 0$; Sendeleistung: 1 W

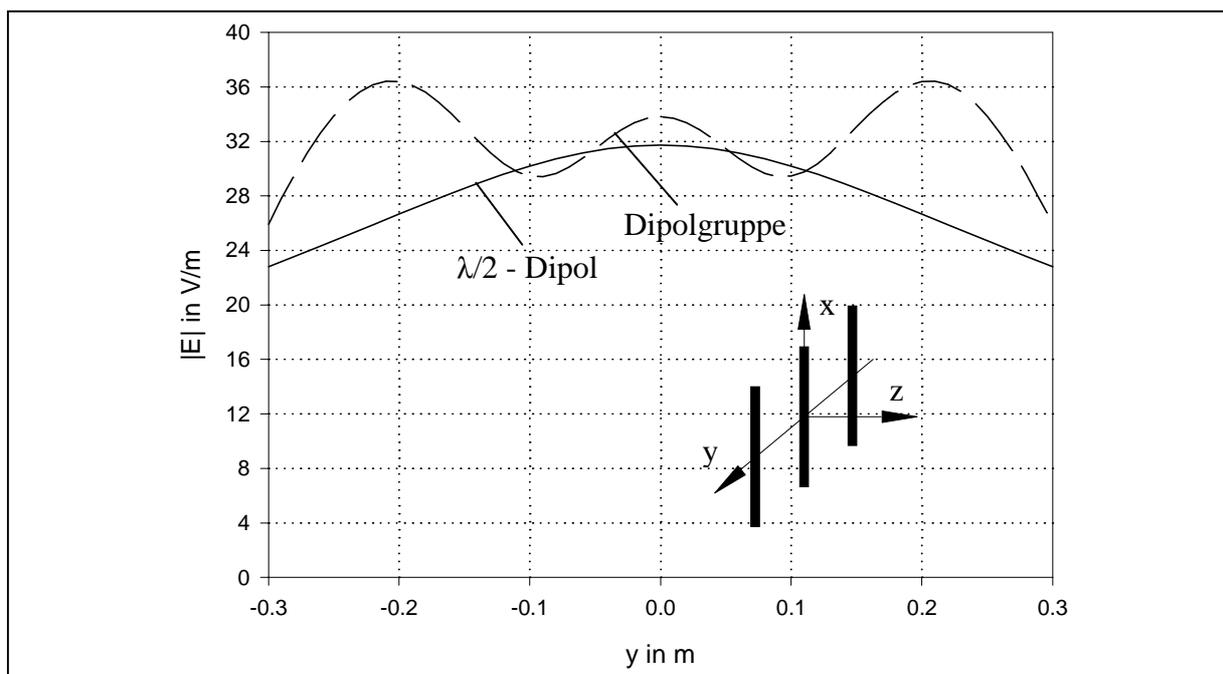


Bild 7.2: Verlauf des Betrags der elektrischen Feldstärke (Scheitelwert) für einen Einzeldipol und für eine Dipolgruppe als Funktion von y bei $z = 30 \text{ cm}$; Leistung: 1 W

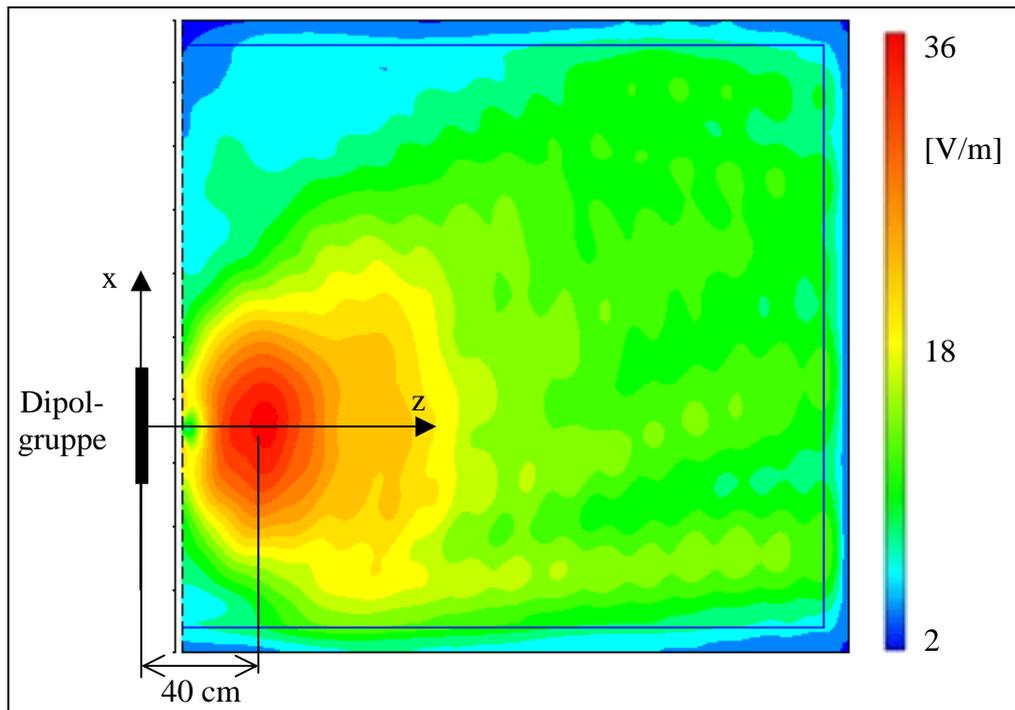


Bild 7.3: Betrag der elektrischen Feldstärke (Scheitelwert) in der Ebene $y = 0$ für eine Dipolgruppe bei $z = 0$; Sendeleistung: 1 W

7.2.3 Simulationsmodell der Versuchsanordnung

Die numerischen Antennenberechnungen des vorigen Abschnitts wurden sowohl mit dem Programm Mininec [MiniNec 1995], das die Antennen durch Stäbe endlicher Dicke modelliert, als auch zur Absicherung mit dem am Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik entwickelten Hybrid-Verfahren [Eibert 1997b] durchgeführt. Letzteres beschreibt die Antennen durch schmale Flächenströme und erlaubt auch die Einbindung von Strukturdetails des Versuchsaufbaus, die als planare Schichten (wie z. B. das Holzbett mit der Matratze) oder durch Bereiche mit Finiten Elementen (wie z. B. ein einfaches Kugelmodell für den Kopf) dargestellt werden können. Zur Berücksichtigung eines detaillierteren Modells für den menschlichen Körper in den Berechnungen wurden allerdings Finite Differenzen-Verfahren im Zeitbereich verwendet, wobei sorgfältig darauf geachtet wurde, dass die bereits optimierten Felder für den leeren Raum durch diese weiterführenden Programme reproduziert werden konnten. Bevor die endgültigen Feldberechnungen vorgestellt werden, wird in diesem Abschnitt das Rechenmodell für die Expositionseinrichtung entwickelt. Die Simulationrechnungen müssen alle wesentlichen Bestandteile der Expositionsanordnung berücksichtigen. Im Einzelnen sind dies: Die Antenne, der Bettrahmen, die Matratze, die Testperson und der umgebende Raum. Insbesondere der Einfluss eines mit Betonwänden begrenzten Raumes auf das Expositionsfeld erweist sich als äußerst kritisch. Als Beispiel zeigt Bild 7.4 die numerisch berechnete elektrische Feldverteilung in einem 8 m x 4 m x 5 m großen Raum mit einer stirnseitigen Zugangstür, die sich für einen in Raummitte befindlichen Dipolstrahler (hier in x-Richtung polarisiert; Dipolmoment: 1 Am) unter Zugrundelegung folgender Materialdaten [Lebherz et al. 1990] in 1 m Höhe ergibt:

Boden und Decke	$\epsilon_r' = 7$; $\epsilon_r'' = 0,8$	(Stahlbeton)
Seitenwände	$\epsilon_r' = 1,5$; $\epsilon_r'' = 0,2$	(Gasbeton)
Tür	$\epsilon_r' = 2$; $\kappa = 0,005$ S/m	(Holz)

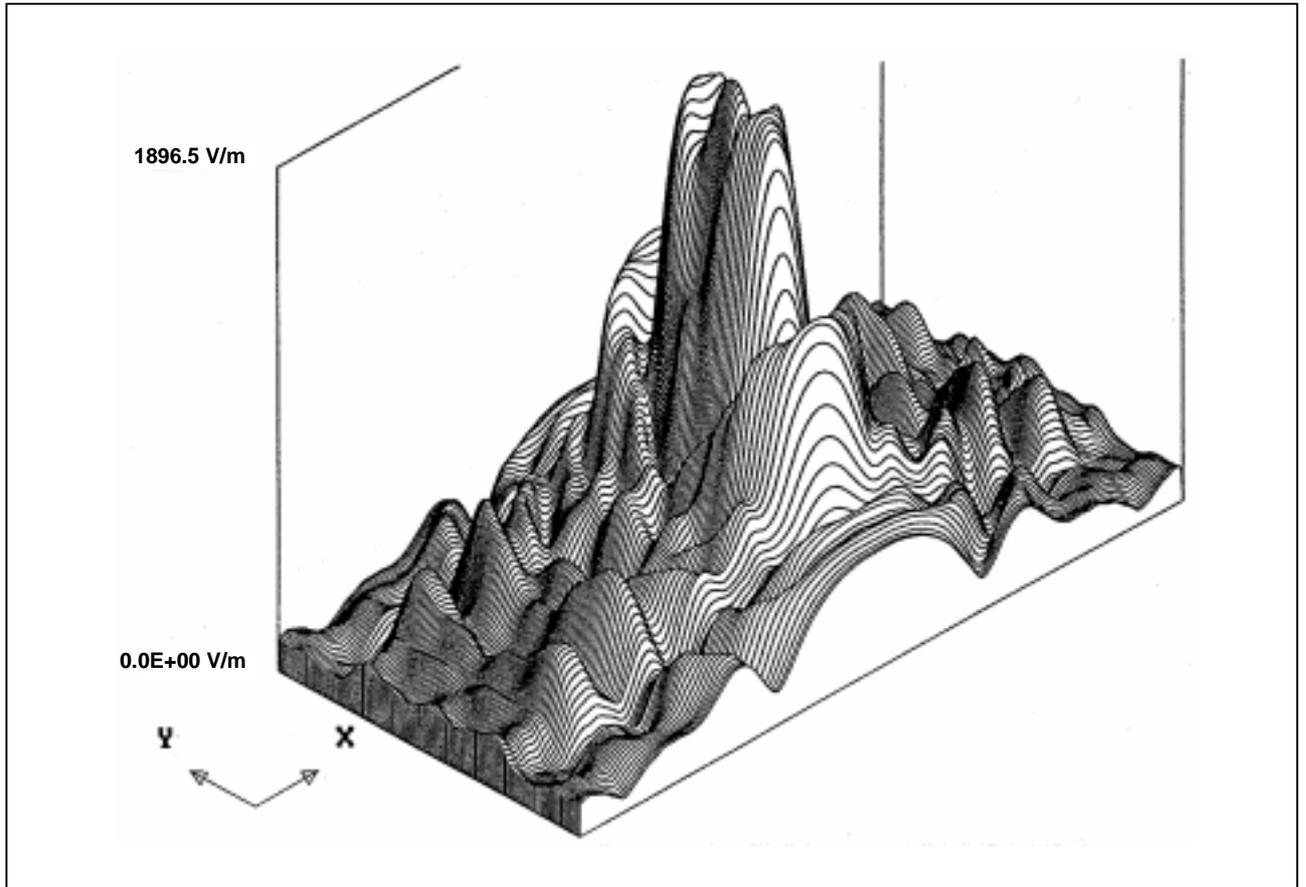


Bild 7.4: Elektrisches Feld in einem Raum mit Wänden, Decke und Boden aus Beton für einen Einzeldipol in Raummitte

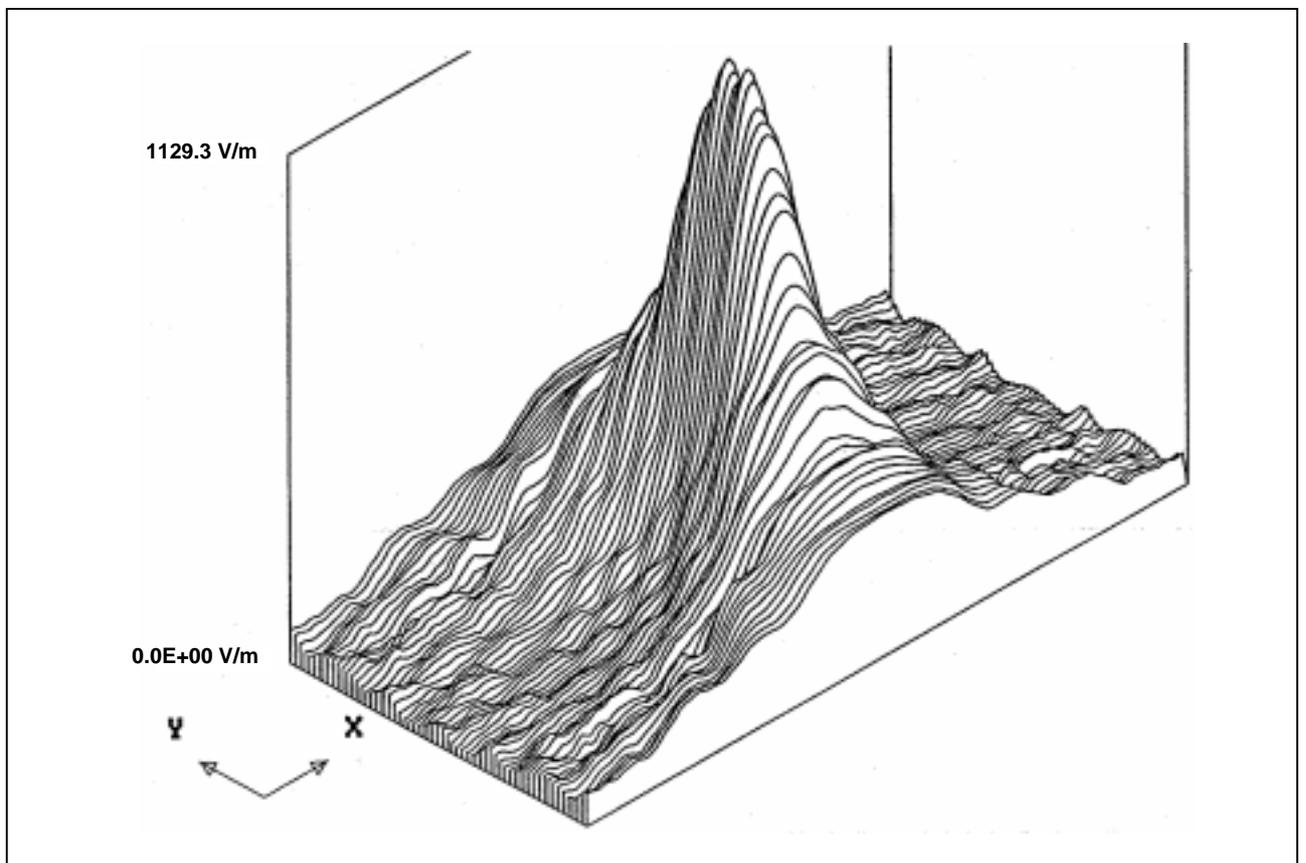


Bild 7.5: Elektrisches Feld für den mit 20 dB – Absorbern ausgekleideten Raum aus Bild 7.4

Durch die reflexionsbedingten Interferenzen entstehen so starke Stehwelligkeiten, dass keine reproduzierbare Expositionsfeldstärke garantiert werden kann. Im Fall der Kieler Experimente, wo auch die Seitenwände aus Stahlbeton bestehen und der Raum kleiner ist, sind noch stärkere Effekte zu erwarten. Daher ergab sich die Notwendigkeit, den Expositionsraum durch HF-Absorber abzugrenzen, um die unerwünschten Interferenz- und Resonanzeffekte zu dämpfen. Bild 7.5 demonstriert die Auswirkungen einer Absorberverkleidung im Vergleich zu Bild 7.4. Die absorbierenden Wände wurden dabei so modelliert, dass für senkrechten Einfall einer ebenen Welle ein Reflexionsfaktor von -20 dB erreicht wird. Die Glättung des Feldes ist evident; die Einflüsse der Umgebung sind weitgehend unterdrückt.

Aus diesem Grund wird für das Simulationsmodell eine geschlossene Hülle aus 20 dB-Absorbern vorgesehen. Die Gesamt-Konfiguration ist in Bild 7.6 skizziert.

Die Matratze besteht aus Polyurethan-Schaum mit einem Bezug aus gleichem Material mit festerer Konsistenz. Zur Modellierung wurden zunächst die Daten $\epsilon_r' = 1,5$ und $\kappa = 2,5 \cdot 10^{-4}$ S/m zugrunde gelegt, die aber im Vergleich zu den späteren Messergebnissen zu starke Feldstörungen ergaben. Die im nächsten Abschnitt vorgestellten endgültigen Feldberechnungen gehen daher von elektrischen Matratzeigenschaften entsprechend Luft aus.

Da vom Körper der Testperson, abgesehen vom Kopfbereich, nur ein globaler Einfluss auf das Feld erwartet wird, fiel die Entscheidung zugunsten eines mit den Materialdaten $\epsilon_r' = 50$ und $\kappa = 1,25$ S/m versehenen homogenen Modells einfacher geometrischer Gestalt (Bild 7.7), das ausführlicher in Kap. 8 erläutert wird. Das eingesetzte Modell für den Kopf mit der Nachbildung einzelner Organe (Bild 7.8) erlaubt im Prinzip eine Unterscheidung verschiedener Gewebearten, wurde hier aber homogen mit einem Material der Daten $\epsilon_r' = 43,5$ und $\kappa = 0,9$ S/m gefüllt. Dadurch ist nach den Ergebnissen aus [Hombach et al. 1996], wo die SAR-Belastung durch ein Handy für unterschiedlich differenziert strukturierte Kopfmodelle abgeschätzt wird, gewährleistet, dass der tatsächlich erreichte SAR-Wert kleiner als der berechnete ist.

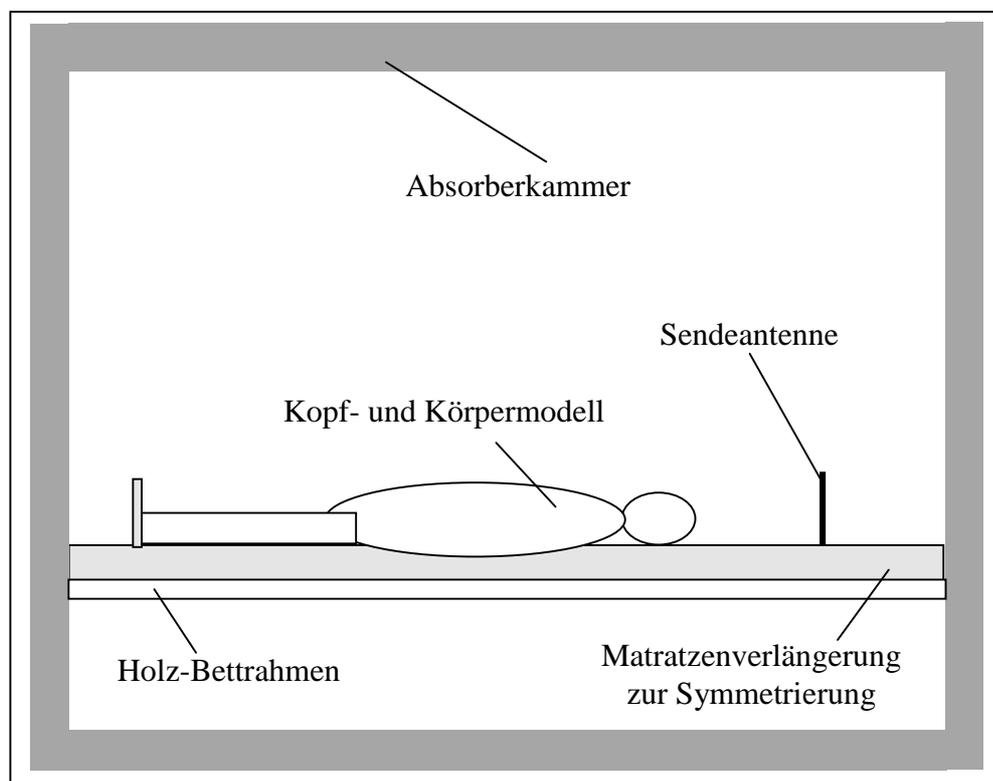


Bild 7.6: Skizze des Simulationsmodells der Expositionseinrichtung

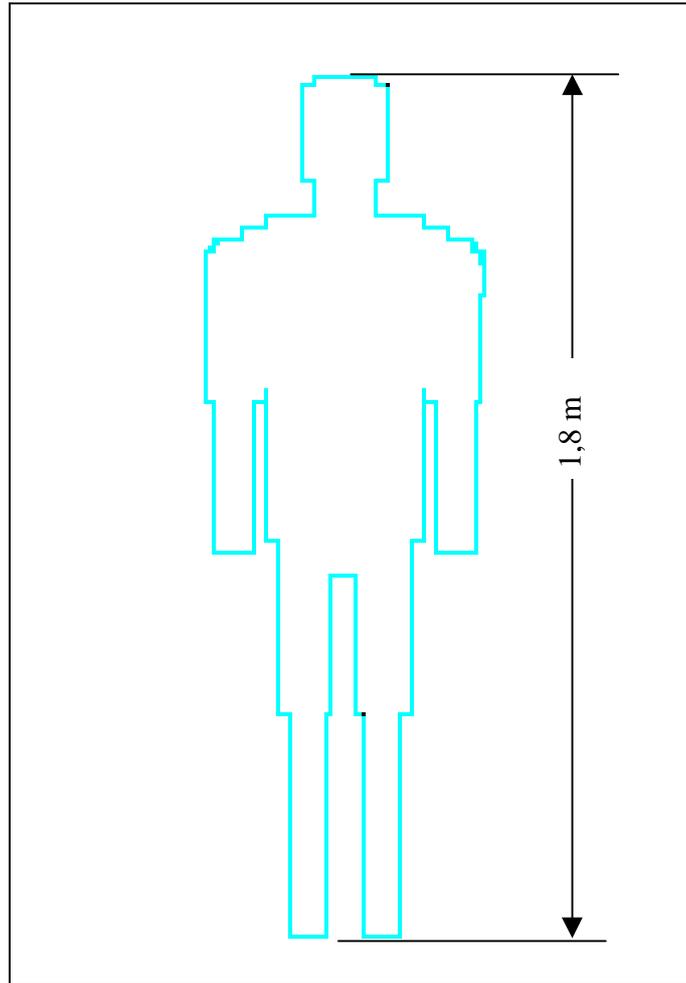


Bild 7.7: Simulationsmodell für den Körper der Testperson

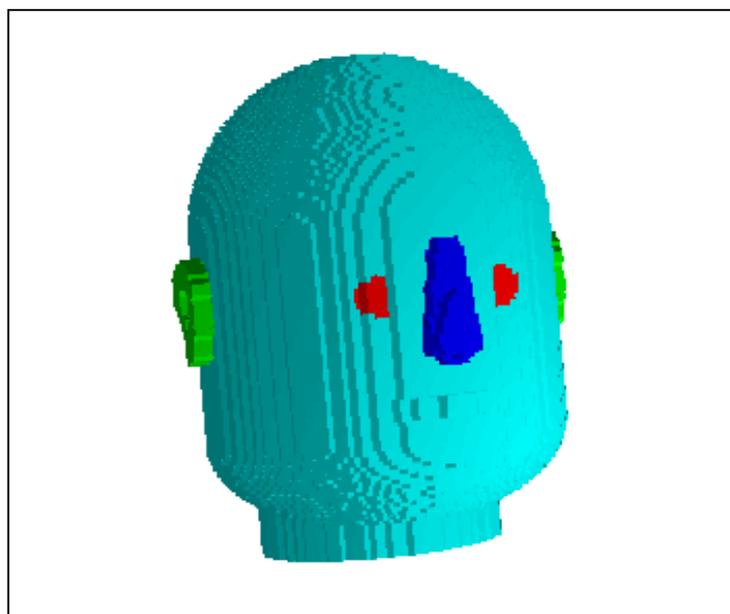


Bild 7.8: Simulationsmodell für den Kopf der Testperson

7.2.4 Feldberechnungen und Leistungsabschätzung

Zur Bestimmung der letztlich interessierenden SAR-Verteilung im Kopf wurde eine Analyse der Expositionsbedingungen anhand der in Abschnitt 7.2.3 beschriebenen Modelle durchgeführt. Diese Analyse war die Grundlage für die Überprüfung durch die zuständige Ethikkommission und für die Festlegung des erforderlichen HF-Leistungsverstärkers; sie war deshalb sehr sorgfältig durchzuführen.

Die Polarisation des elektrischen Feldes ist bei der gewählten Antennengruppe linear in x-Richtung. Die Polarisation hat gewisse Auswirkungen auf den Einkoppelmechanismus in das Körpergewebe. Da bei den geplanten Experimenten aber keinerlei Präferenz hinsichtlich der Richtung der Feldvektoren bestand, wurden andere Fälle hier nicht untersucht.

Bild 7.9 gibt im direkten Vergleich zu Bild 7.3 den Feldverlauf in der mit dem Körpermodell belasteten Expositionseinrichtung wieder. Wie gewünscht liegt der Kopf im Feldmaximum, allerdings dringt nur ein sehr geringer Teil des Feldes in das Gewebe ein. Dies ist der von allen hochbrechenden biologischen Materialien her bekannte Effekt. Die Absorption durch den Körper macht sich dadurch bemerkbar, dass die Amplitude des Strahlungsfeldes in z-Richtung deutlich rascher abnimmt als in der leeren Absorberkammer.

Der Kopfbereich des Körpermodells wurde einer genaueren Feldanalyse unterzogen, aus der die SAR-Verteilung berechnet wurde. Die Bilder 7.10 und 7.11 zeigen die lokale Spezifische Absorptionsrate für die Kopf-Längsschnitte bei $x = 0$ und bei $y = 0$. Die Werte außerhalb des Kopfes sind null, weil dort keine Verlustleistung entstehen kann. Die größten relativen Belastungen treten in der Schädeldecke/Hirnrinde bzw. an hervorstehenden Organen (im vorliegenden Fall in der Nase und in den Ohren) auf. In gewissen Grenzen lässt sich dieser Effekt anschaulich durch die Stetigkeit der Tangentialkomponente des E-Feldes erklären.

Eine quantitative Auswertung der SAR-Verteilung im Kopf ergab, dass der Maximalwert tatsächlich im Bereich der Nase vorliegt. Bei einer für die Rechnung angenommenen Sendeleistung von 1 W beträgt der über quaderförmige Volumenbereiche von 15 mm^3 (15 mg) gemittelte maximale SAR-Wert 40 mW/kg in der Nase und maximal ca. 26 mW/kg im Gehirn.

Die laut ICNIRP-Guidelines [6.1] empfohlene Mittelung über 10 cm^3 (10 g) Körpergewebe ist im Bereich stark differenzierter Körperteile, wie Nase oder Ohr, nicht sinnvoll, weil bei Verwendung entsprechender Quader (Kantenlänge 2,15 cm) eine Mittelung auch über große Luftbereiche erfolgen bzw. die Einführung eines nicht quaderförmigen Volumens zu beliebig willkürlichen SAR-Werten führen würde; um hier aussagefähige SAR-Werte zu erhalten, ist es also notwendig, über kleinere Volumina zu mitteln.

Hier wurde daher für solche Bereiche des Kopfes zusätzlich auf die ANSI-Norm [ANSI 1992] zurückgegriffen, die quaderförmige Bereiche von 1 g zugrunde legt (auch dies kann in manchen Fällen schon kritisch sein) und einen maximal zulässigen SAR-Wert von $1,6 \text{ W/kg}$ vorsieht. Der in dem hier verwendeten Kopfmodell bei 1 W HF-Leistung erreichte, über 1g gemittelte maximale SAR-Wert liegt bei 35 mW/kg ; um diesen Wert auf den erlaubten Grenzwert der lokalen SAR anzuheben, wäre eine Sendeleistung von knapp 46 W einzustellen.

Da aufgrund unterschiedlicher Kopfformen und -haltungen der Probanden aber mit gewissen Abweichungen von den Simulationsergebnissen gerechnet werden muss, sollte zwischen den abgeschätzten und den zulässigen SAR-Werten ein Sicherheitsabstand von etwa einem Faktor 2 eingehalten werden. Um dies zu gewährleisten, wurde für die geplanten Experimente festgesetzt, mit einer mittleren Sendeleistung von ca. 25 W, beziehungsweise einer maximalen HF-Leistung von 29 W im Modulationspuls (Tastverhältnis 7:8), zu arbeiten.

Auf der Grundlage der vom ICNIRP festgelegten Vorgaben erhält man damit einen rechnerischen SAR-Wert von 600 mW/kg im Bereich der Nase (vgl. Tab. 7.1). Allerdings ist es nach den obigen Ausführungen nicht zu verantworten, die Sendeleistung soweit zu erhöhen, dass dieser Wert auf 1 W/kg , entsprechend 50 % des Maximalwertes nach ICNIRP-Guidelines, angehoben wird.

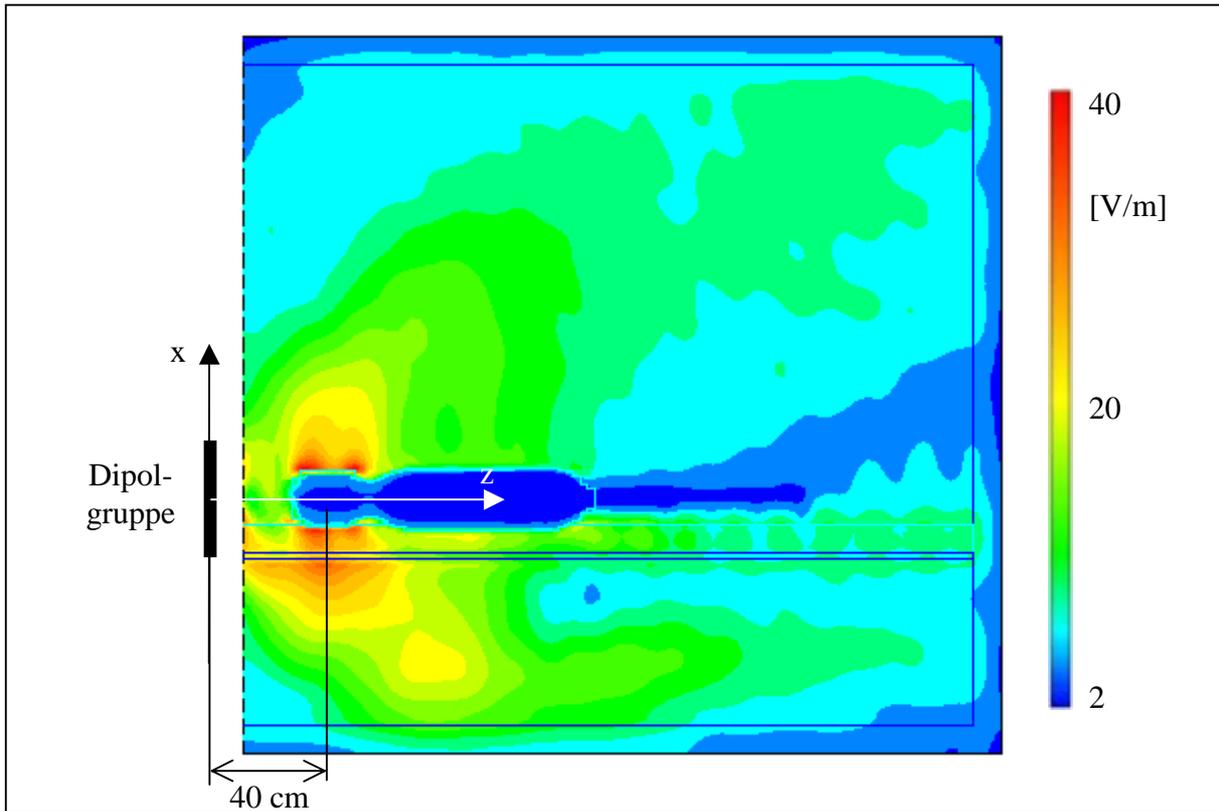


Bild 7.9: Betrag der elektrischen Feldstärke in der Ebene $y = 0$ für die Versuchsanordnung mit Testperson; Sendeleistung: 1 W

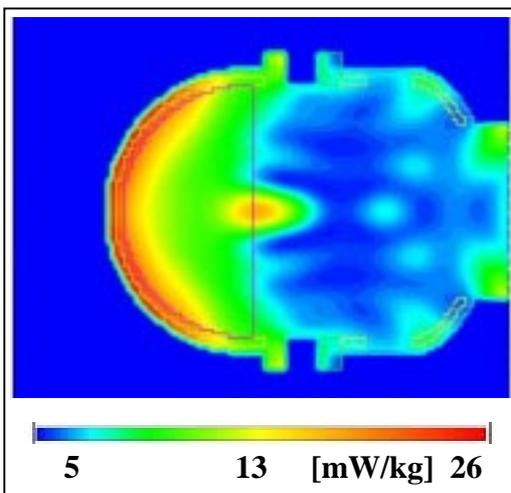


Bild 7.10: Spezifische Absorptionsrate im Kopf in der Ebene $x = 0$; Sendeleistung: 1 W

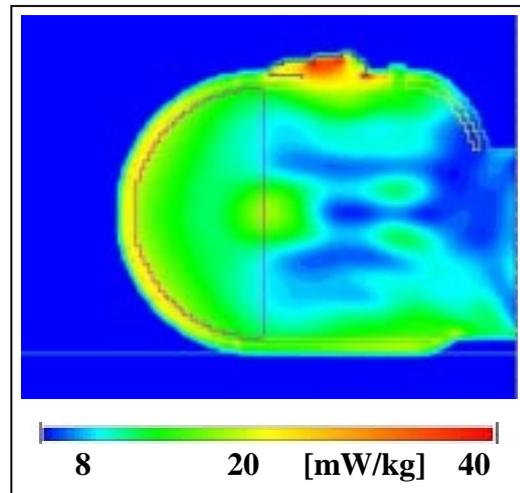


Bild 7.11: Spezifische Absorptionsrate im Kopf in der Ebene $y = 0$; Sendeleistung: 1 W

P_{HF}	SAR_{max}^{15mg}	SAR_{max}^{1g}	SAR_{max}^{10g}
25 W	1 W/kg (Nase)	875 mW/kg (Nase)	600 mW/kg (Nase)

Tab. 7.1: Gegenüberstellung der maximalen SAR-Werte im Kopfmodell bei einer Mittelung über 15 mm^3 (15 mg), 1 cm^3 (1 g) und 10 cm^3 (10 g) Körpergewebe für eine mittlere HF-Sendeleistung von 25 W

Die über das gesamte Körpervolumen gemittelte Spezifische Absorptionrate bleibt auch bei der jetzt avisierten mittleren Sendeleistung von 25 W mit 24 mW/kg deutlich unter dem ICNIRP-Grenzwert von 80 mW/kg. Wenn man allerdings die in Bild 7.3 für 1 W gegebenen Feldstärken in der leeren Expositionseinrichtung umrechnet auf 25 W, so werden mit Effektivwerten von bis zu 130 V/m selbst die in [DIN 1993] und [ICNIRP 1998] für kontrollierte Bereiche genannten abgeleiteten Grenzwerte (bzw. 'reference values') von 90 V/m bei 900 MHz weit übertroffen. Dies ist hier aber statthaft, weil beide Empfehlungen den ausdrücklichen Hinweis enthalten, dass eine Überschreitung erlaubt ist, wenn trotzdem die Einhaltung der sogenannten Basisgrenzwerte für die SAR sichergestellt wird.

7.3 Aufbau der Expositionseinrichtung

7.3.1 Versuchsraum

In Analogie zu den durchgeführten Simulationsrechnungen wurde um das Bett für die Probanden eine ca. 3,1 m x 1,8 m x 2,4 m (L x B x H) große Absorberkammer errichtet, um die Stehwelligkeit des Feldes im Raum zu unterdrücken (Bild 7.12). Aus Platzgründen wurden Flachabsorber (Typ: Emerson & Cuming ECCOSORB AN-79; Abmessungen: 61 cm x 61 cm x 11,5 cm, Gewicht: ca. 3 kg, spezifizierter Reflexionsfaktor: -21 dB @ 900 MHz) verwendet, die an einem (teilweise verschiebbaren) Holzlattengerüst aufgehängt wurden. Der Boden wurde mit lose verlegten Platten verkleidet, ein Teil der Kammerdecke wurde offen gelassen, um einen Einblick für die Überwachungskamera zu schaffen. Eine vorübergehende vollständige Schließung der Decke mit Absorbern während der Kontrollmessungen (s. Abschnitt 7.3.3) ergab keine Veränderung des Feldes im Expositionsbereich.

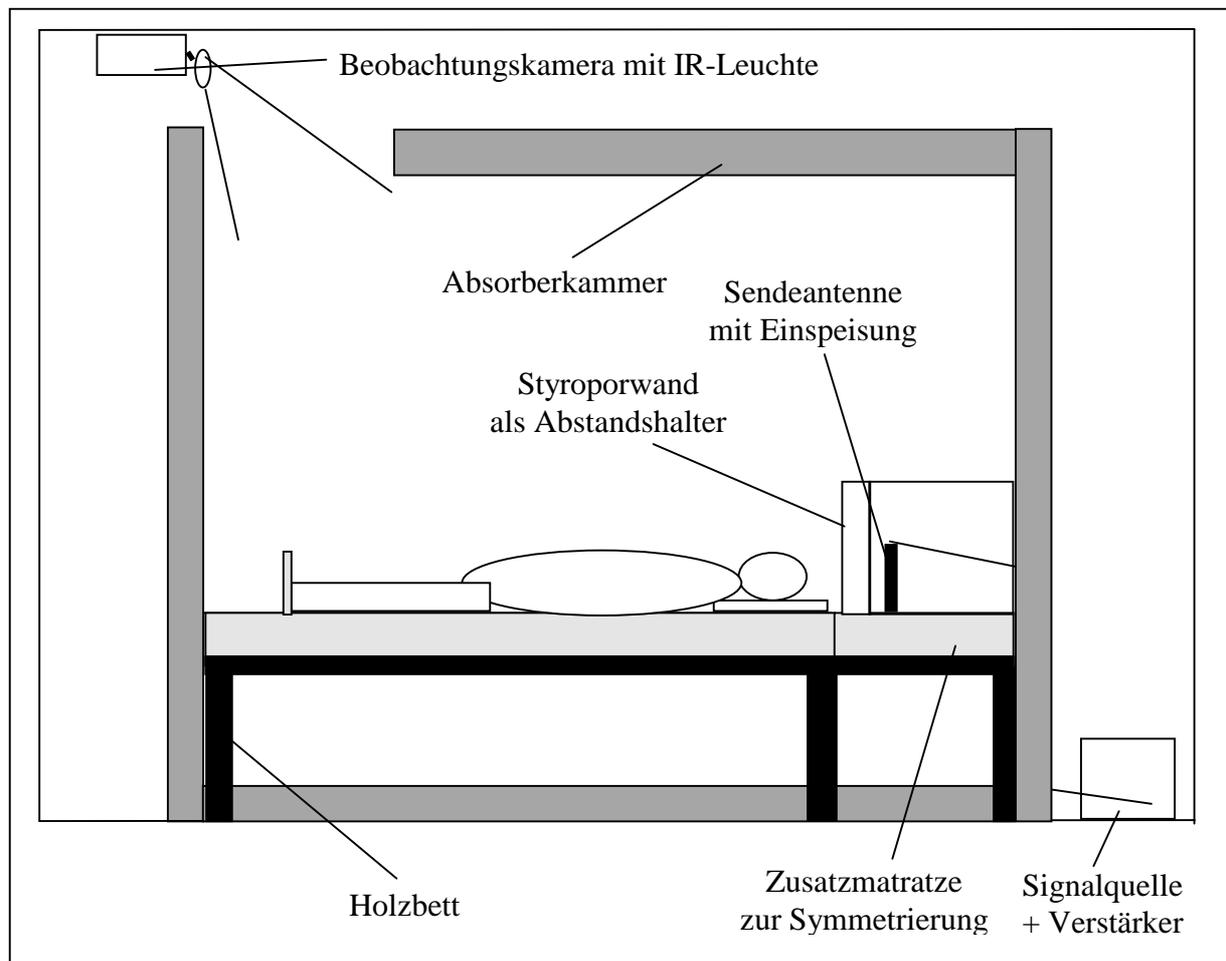


Bild 7.12: Prinzipielle Anordnung der Expositionseinrichtung

Bei den im Testraum befindlichen Gegenständen wurde soweit wie möglich darauf geachtet, dass sie nur aus Materialien bestehen, deren Dielektrizitätskonstanten nahe dem Wert 1 von Luft liegen. Aus diesem Grund wurde auch das Klinikbett mit Metallrahmen durch ein Holzbett ersetzt. Die Antennenkonfiguration, die unvermeidbar Metallteile enthält, wurde in eine Halterung aus Holz und Styropor eingepasst (Bild 7.13), die mit PVC-Seilen am Bettrahmen befestigt ist. Diese Halterung übernimmt gleichzeitig die Funktion eines Sichtschutzes und Abstandhalters, sodass der Kopf der Testperson nicht näher als 30 cm an die Sendeantennen gelangen kann.

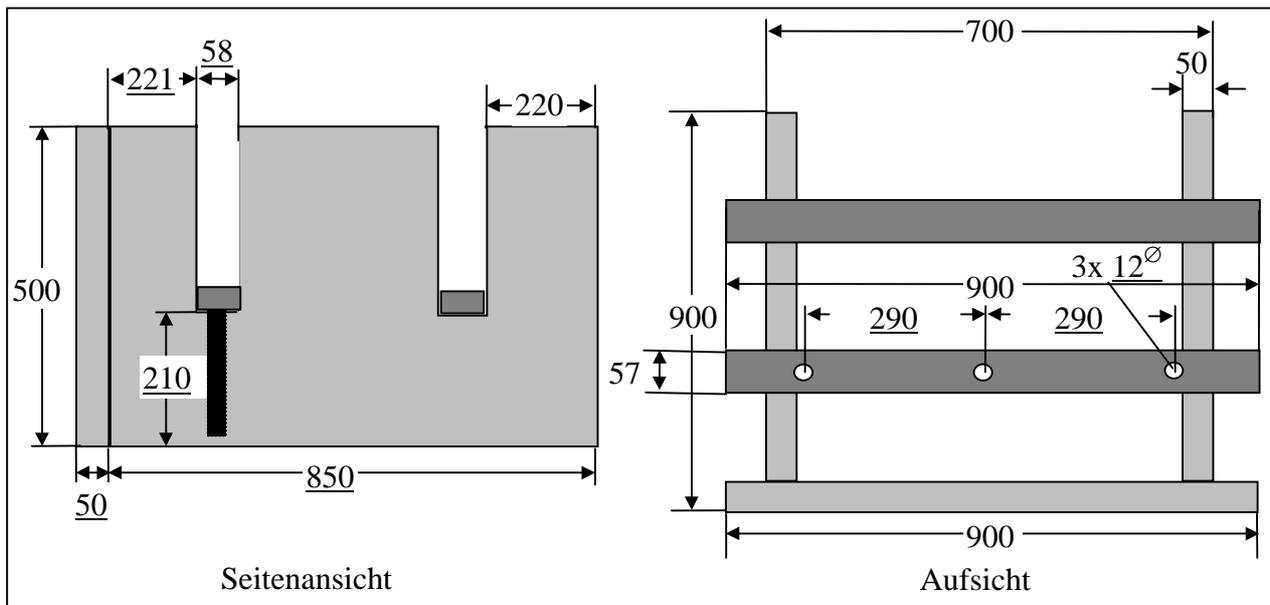


Bild 7.13: Holz-Halterung für 3 Dipolantennen und Styropor-Abdeckung

7.3.2 Sendeanlage

Die Sendeanlage besteht aus einem HF-Mess-Sender (Fa. Rohde & Schwarz, SME 03), einem NF- Testsignalgenerator (Eigenentwicklung Lehrstuhl für Messtechnik, BUGH Wuppertal, BS 825F) zur Ansteuerung des in den Mess-Sender eingebauten Pulsmodulators mit dem in Abschnitt 7.2.1 spezifizierten GSM-Signal, einem schmalbandigen 900 MHz-Verstärker (Fa. SSB, PA 9100) mit 40 dB Verstärkung bei 100 W Maximalleistung und dem Antennensystem. Für die Antennenkonfiguration wurden drei handelsübliche $\lambda/2$ -Mobilfunkantennen ausgewählt (Fa. Kathrein, Indoor Omnidirectional Antenna 737 031), die über einen 1:3-Leistungsteiler (Fa. Kathrein, Power Splitter K 63 20 63 1) gespeist werden. Die HF-Verbindungen Mess-Sender – Verstärker – Leistungsteiler werden über 0,5 m bzw. 1,5 m lange doppelt geschirmte Koaxialkabel RG214/U mit konfektionierten N-Steckern hergestellt; die Dämpfung der Kabel von ca. 1 dB kann vernachlässigt werden.

Die Geräte zur Signalerzeugung wurden außerhalb der Absorberkammer aufgestellt.

Die Kontrolle der HF-Leistung während der Experimente erfolgt mit Hilfe eines $\lambda/2$ -Dipols (Eigenbau) auf der rückwärtigen Seite der Antennenanordnung; das Empfangssignal wird mit einem HF-Detektor (Fa. Hewlett-Packard, Crystal Detector 8472A) gleichgerichtet und über einen freien Kanal des EEG-Aufnahmegerätes zusammen mit den anderen Messdaten aufgezeichnet.

7.3.3 Kalibrierung und Funktionskontrolle

Zur Einstellung der Leistung wurden Messungen der elektrischen Feldverteilung in der Absorberkammer durchgeführt.

Dazu wurde zunächst ein $\lambda/2$ -Dipol (Eigenbau) im bekannten Feld einer einzelnen $\lambda/2$ -Antenne geeicht, indem die Feldverteilung längs der z-Achse abgetastet und durch Vergleich der Mess-Spannung mit dem bekannten Feldstärkeverlauf im Bereich $z > \lambda$ ein Konversionsfaktor bestimmt wurde. Dieser beträgt bei 900 MHz $k = U/E = 9,8 \text{ mV}/(\text{V}/\text{m})$. Bei einer Sendeleistung von 1 W ergibt sich damit der in Bild 7.14 dargestellte Vergleich zwischen berechnetem und gemessenem Feldverlauf.

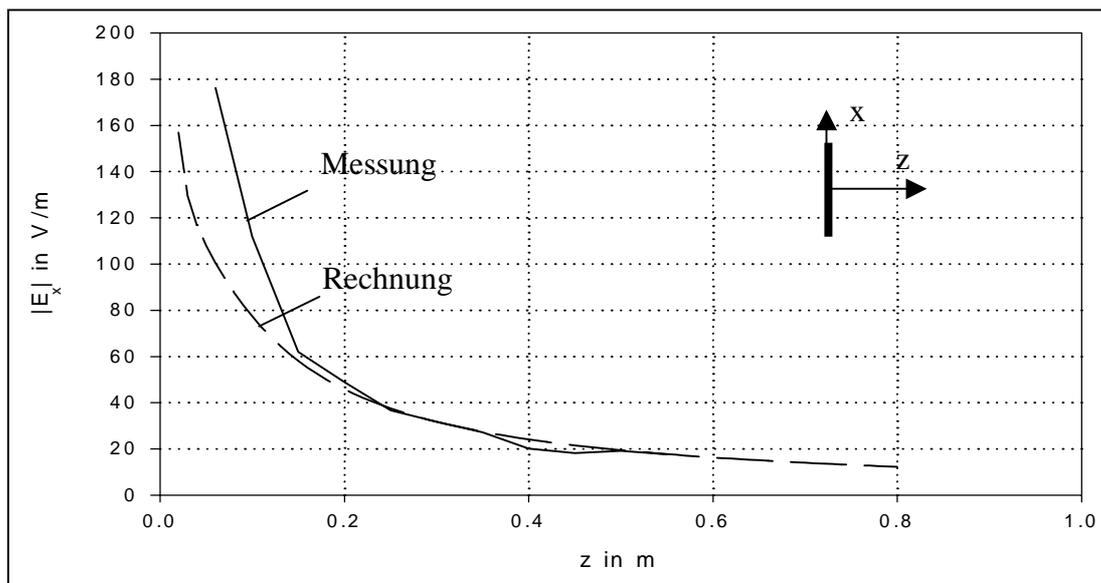


Bild 7.14: Verlauf der berechneten und gemessenen elektrischen Feldstärke (Scheitelpunkte) für einen Einzeldipol längs der z-Achse; Sendeleistung: 1 W

Mit der so geeichten Feldsonde erfolgten Kontrollmessungen des durch die Dipolgruppe erzeugten Expositionsfeldes. Die Ergebnisse sind in den Bildern 7.15 und 7.16 gezeigt. Die Übereinstimmung von Rechnung und Messung ist zufriedenstellend.

Aus den Messungen wurde für den Punkt $x = 0, y = 0, z = 30 \text{ cm}$ (dort liegt später der Scheitelpunkt des Kopfes) ein $(\text{Feldstärke})^2/\text{Leistungs-Verhältnis}$ von $1122 \text{ (V/m)}^2/\text{W}$ ermittelt. Somit konnte über die Messung der Feldstärke die erforderliche Leistung eingestellt werden.

Mit Hilfe eines Probe-EEG's mit einer Testperson wurde eine Funktionskontrolle der gesamten Versuchsanordnung vorgenommen. Da das Messprinzip zur Erstellung eines EEGs mit der "offenen" Anbringung der Ableitelektroden kaum eine Verhinderung der direkten Einkopplung des Expositionssignals in den Messwertempfänger gewährleistet, sollten damit vor allem auch die Auswirkungen des Expositionsfeldes auf den Messvorgang erfasst werden, um dann zu überprüfen, ob eventuell vorhandene Störungen während der Signalverarbeitung aus den Nutzsensoren herausgefiltert werden können.

Weder der Zeitverlauf noch die spektrale Leistungsdichte der EEG-Signale im Frequenzintervall von 0 Hz bis 30 Hz ließ jedoch unter Versuchsbedingungen Störungen aufgrund des Expositionssignals erkennen.

Bei einem früheren EEG-Projekt in der Universitätsklinik Bochum-Langendreer [Eibert 1997a] waren bei Abtastfrequenzen des EEG-Gerätes von 250 Hz starke Störungen am oberen Rand des Nutzbereichs des EEG's durch Unterabtastung von höherfrequenten Komponenten

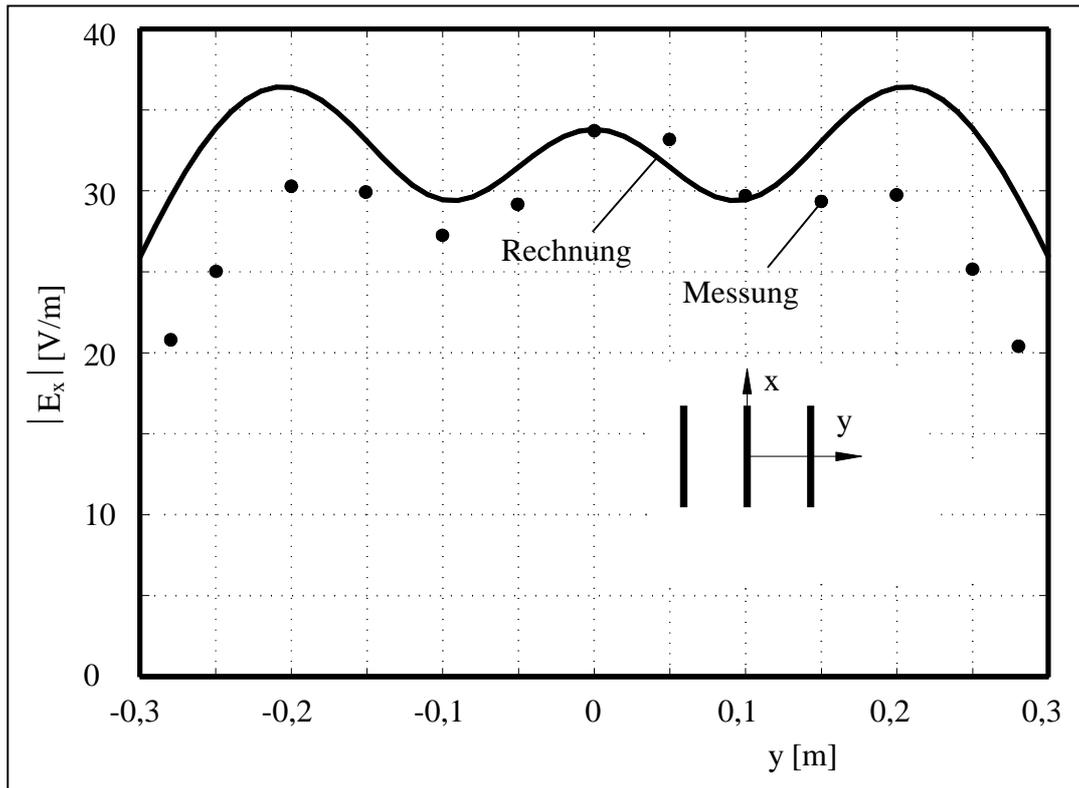


Bild 7.15: Vergleich der berechneten und gemessenen elektrischen Feldstärke (Scheitelwerte) für die Dipolgruppe als Funktion von y bei $z = 30$ cm; Sendeleistung: 1 W

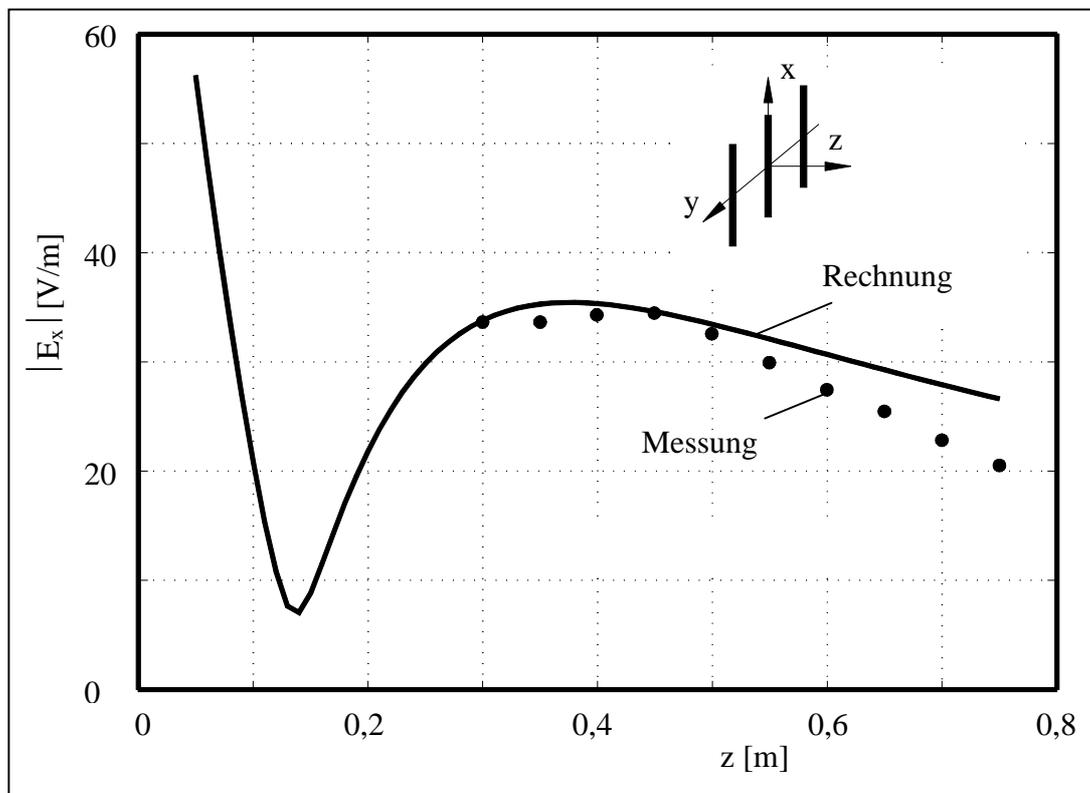


Bild 7.16: Vergleich der berechneten und gemessenen elektrischen Feldstärke (Scheitelwerte) für die Dipolgruppe längs der z -Achse; Sendeleistung: 1 W

des Expositionssignals (Modulationsfrequenz 217 Hz) aufgetreten, die erst durch Erhöhung der Abtastfrequenz auf 500 Hz vermieden werden konnten. Bei den Kieler EEG-Experimenten wird ein Aufnahmegerät mit einer Abtastrate von 1000 Hz eingesetzt, sodass ein störungsfreier Betrieb der Versuchsapparatur erwartet werden konnte.

7.3.4 Fremdfelder

Zur genaueren Prüfung der Eignung des Versuchsraums wurden bei dem früheren Projekt vor Beginn der Experimente Messungen eventueller externer Störfelder im Frequenzbereich von 5 Hz bis 3 GHz durchgeführt, um festzustellen, ob bei einzelnen Frequenzen unzulässig hohe Störfeldstärken auftreten. Eine gewisse Störfeldstärke auf geringem Niveau (z. B. durch Rundfunksender) kann so lange hingenommen werden, wie die Feldstärke sehr viel kleiner als die Feldstärke des Expositionsfeldes ist und damit keine schädlichen Einflüsse auf die Versuchsergebnisse zu erwarten sind.

Während der Durchführung der Messungen war die Sendeanlage eingeschaltet. Die Messantennen wurden in der Mitte des Absorberraumes aufgebaut. Die Montage der Antennen erfolgte ohne metallische Teile. Folgende Antennen wurden für die Messung der Störfelder benutzt:

Frequenz	Antennenart	Typ	Hersteller
5 Hz – 10 MHz	Geschirmte kalibr. Mess-Spule	HZ-10	Rohde & Schwarz
9 kHz – 30 MHz	Aktive Monopolantenne	HFH2-ZI	Rohde & Schwarz
30 MHz – 300 MHz	Doppelkonusantenne	BBA 9106	G. Schwarzbeck, Schönau
300 MHz – 1 GHz	Log.-periodische Antenne	BN 1500203	Rohde & Schwarz
1 GHz - 3 GHz	Log.-periodische Antenne	CA-LPR	Polarac Electronic Instr.

Die Messung der Magnetfelder wurde mit der Spule HZ-10 für eine Ausrichtung auf maximale magnetische Durchflutung vorgenommen. Die Messungen mit den anderen Antennen wurden für vertikale Polarisierung durchgeführt. Für die Erfassung der Mess-Signale wurde ein Spektrumanalysator (Fa. Hewlett-Packard, 4195A, 50 Ω -Eingang) verwendet.

In diesem Abschnitt werden nur die Messaufzeichnungen wiedergegeben, die nach Sichtung aller Messungen besonders prägnante Pegelspitzen aufweisen. Diesen Pegelspitzen wird mit Hilfe von Konversionsfaktoren für die einzelnen Antennen eine elektrische Feldstärke bzw. eine magnetische Flussdichte zugeordnet. Zur Umrechnung der an 50 Ω abfallenden Messspannungen waren für alle Antennen vom Hersteller spezifizierte Konversionsfaktoren verfügbar.

Für die Darstellung der Messergebnisse werden ausschließlich Spitzenwerte verwendet.

Bild 7.17 zeigt das Ergebnis der Magnetfeld-Messung im Bereich $5 \text{ Hz} < f < 100 \text{ Hz}$. Es ist besonders die durch das Energieversorgungsnetz verursachte 50-Hz-Spitze zu erkennen. Die bei anderen Frequenzen mit der Spule gemessenen Flussdichten waren deutlich kleiner.

Im Frequenzbereich 9 kHz bis 30 MHz traten die höchsten elektrischen Feldstärken im Bereich einiger Mittelwellenfrequenzen auf (Bild 7.18).

Die größten Feldstärken im VHF-Bereich weisen die Signale in Bild 7.19 auf. Hier sind insbesondere im Flugfunkbereich von 112 MHz bis 136 MHz drei starke Träger erkennbar. Eine weitere Spitze bei 148 MHz liegt in einem Frequenzbereich, der von Taxifunkdiensten (nicht

öffentlicher beweglicher Landfunk) und Kommunikationsdiensten im Bereich öffentlicher Verkehrsmittel genutzt wird.

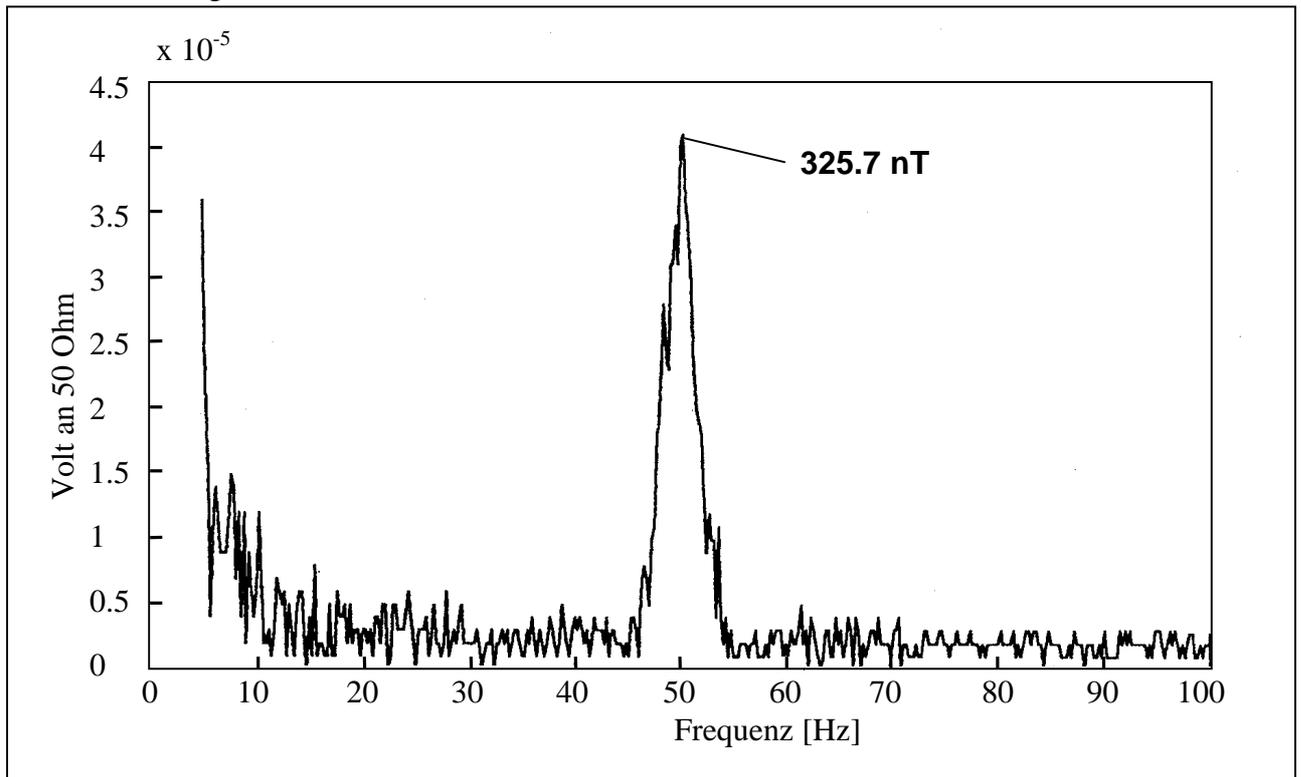


Bild 7.17: Magnetische Flussdichte-Messung: Spannung an 50Ω für die Mess-Spule HZ-10 im Frequenzbereich $5 \text{ Hz} < f < 100 \text{ Hz}$

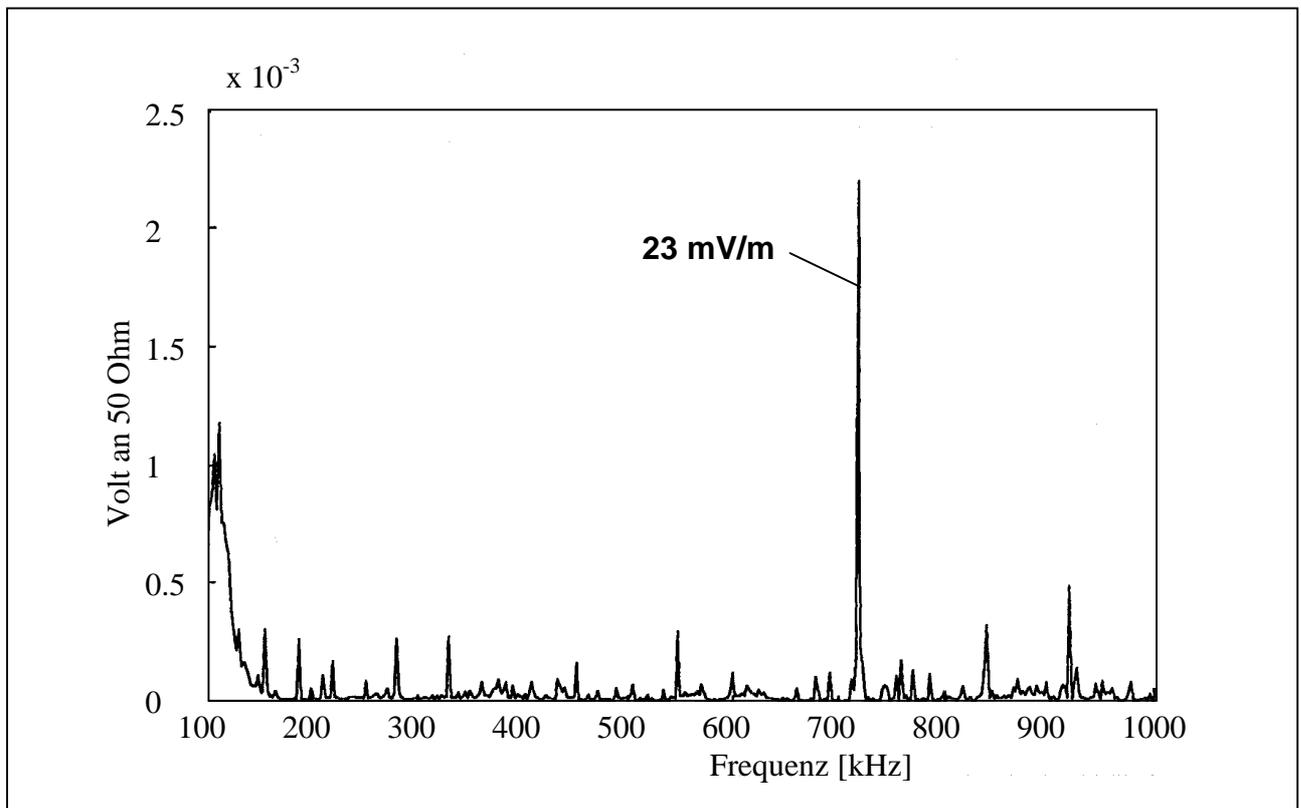


Bild 7.18: Elektrische Feldstärke-Messung: Spannung an 50Ω für die Monopolantenne HFH2-ZI im Frequenzbereich $100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$

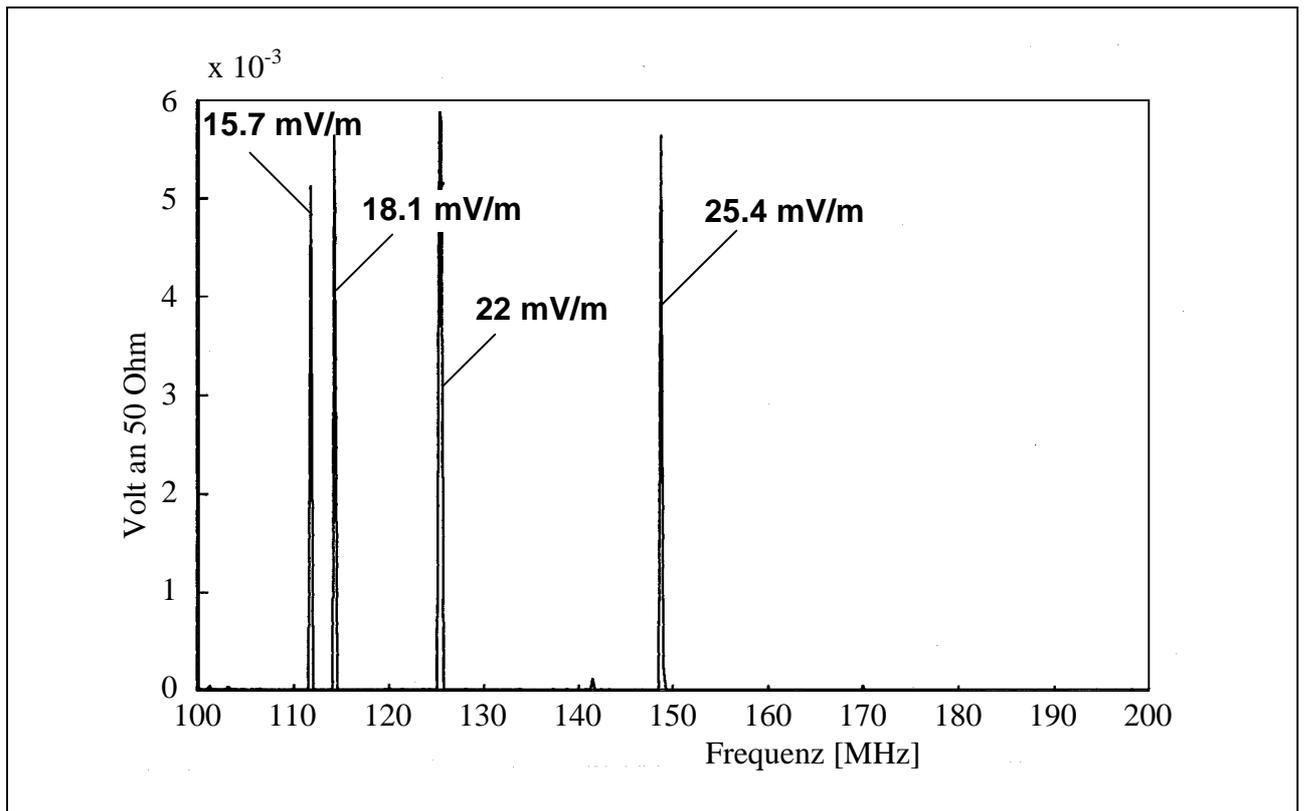


Bild 7.19: Elektrische Feldstärke-Messung: Spannung an 50Ω für die Doppelkonusantenne BBA 9106 im Frequenzbereich $100 \text{ MHz} < f < 200 \text{ MHz}$

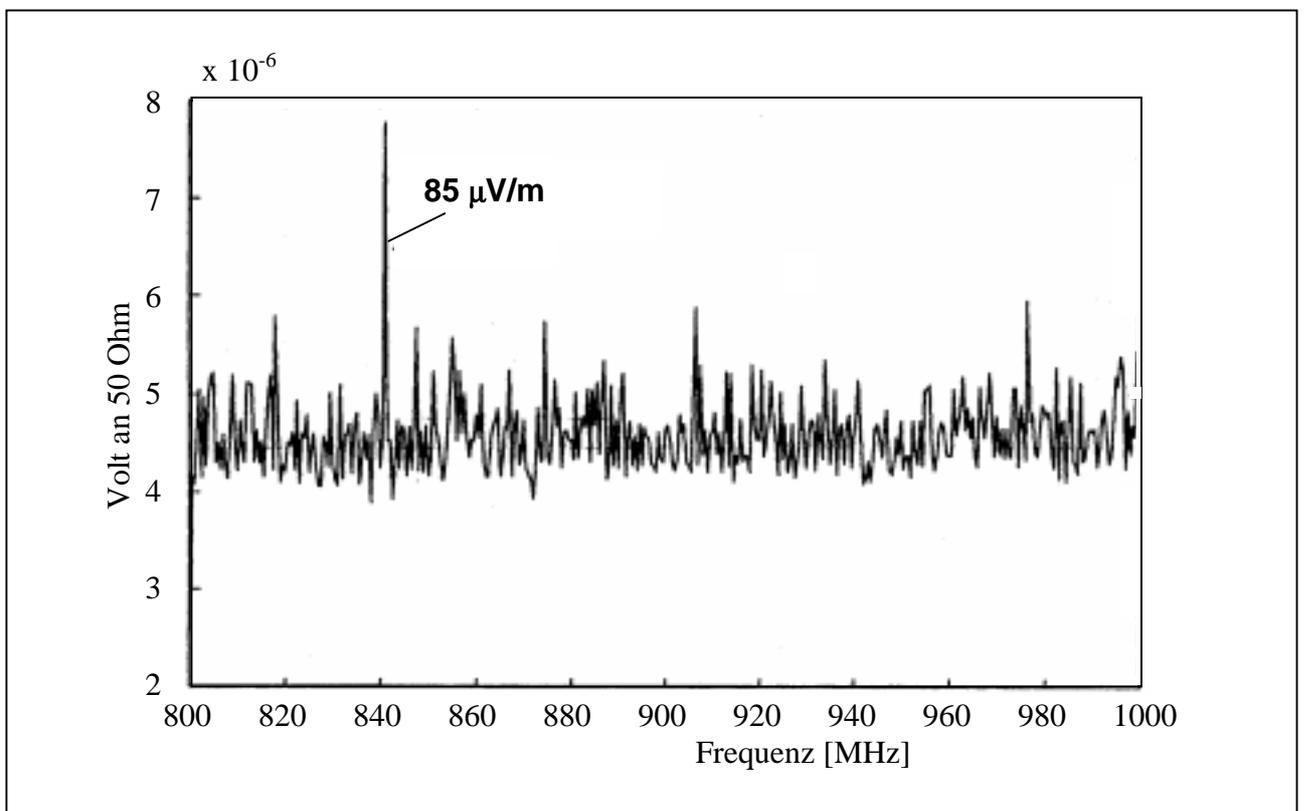


Bild 7.20: Elektrische Feldstärke-Messung: Spannung an 50Ω für die log.-periodische Antenne BN 1500203 im Frequenzbereich $800 \text{ MHz} < f < 1 \text{ GHz}$

Im Bereich oberhalb von 300 MHz waren bis zu Frequenzen von etwa 800 MHz noch einige schwache Träger mit maximal 282 $\mu\text{V}/\text{m}$ zu erkennen. Darüber sind bis zu der höchsten betrachteten Frequenz von 3 GHz keine weiteren Störquellen erkennbar, deren Felder aus dem Rauschen hervortreten. Bild 7.20 stellt die Ergebnisse für den hier besonders wichtigen Frequenzbereich um die Expositionsfrequenz von 900 MHz dar. Die Sendeanlage wurde für diese Aufnahme ausgeschaltet. Das Signal mit 85 $\mu\text{V}/\text{m}$ ist gegenüber dem dominanten Träger bei eingeschalteter Exposition vernachlässigbar.

Wie aufgrund der Lage und Ausstattung des Versuchsraums zu erwarten war, liegen signifikante Komponenten der magnetischen Feldstärke bei der Versorgungsfrequenz 50 Hz und einzelne Spektrallinien der elektrischen Feldstärke bei Rundfunkfrequenzen und im Frequenzbereich von mobilen Funkdiensten vor. Im GHz-Bereich treten keine markanten Frequenzen auf.

Die Flussdichten der gemessenen Magnetfelder im unteren Frequenzbereich liegen durchweg auf relativ niedrigem Niveau. Die höchsten elektrischen Feldamplituden wurden einmal von dem Mittelwellensender in Bild 7.18 sowie von lokalen Funkdiensten im Bereich von 100 MHz bis 200 MHz verursacht. Bei den lokalen Funkdiensten treten die Träger dabei immer nur kurzzeitig und mit wechselnden Frequenzen auf. Die Feldstärken mit Werten bis zu etwa 25 mV/m liegen um mehr als drei Größenordnungen unterhalb der Expositionsfeldstärken am Ort des Kopfes der Testperson.

Im Fall der Kieler Experimente sind die Verhältnisse für den Versuchsraum unmittelbar vergleichbar. Daher wurden nur Stichprobenmessungen in der Art der oben beschriebenen ausführlichen Untersuchungen vorgenommen. Als weiterer günstiger Faktor kommt hinzu, dass die Untersuchungen nachts durchgeführt werden, wenn manche Feldquellen nicht in Betrieb sind.

7.4 Zusammenfassung

Für EEG-Untersuchungen zur Auswirkung niederfrequent gepulster HF-Felder auf die Hirntätigkeit während des menschlichen Schlafes wurde eine Expositionsanlage zur Erzielung vorgegebener Spezifischer Absorptionsraten im Kopf schlafender Testpersonen erstellt. Dabei standen insbesondere die Erzeugung eines wohldefinierten HF-Feldes als auch die Vermeidung unerwünschter HF-Störungen im Vordergrund.

Simulationsrechnungen für den vorgesehenen Versuchsraum ergaben, dass ohne besondere Dämpfungsmaßnahmen keine eindeutige Feldverteilung erreicht werden kann, da die vorhandenen Wandreflexionen zu starken Stehwelligkeiten führen würden. Aus diesem Grund wurde der Expositionsraum weitgehend mit HF-Absorbern umgeben, um eine Entkopplung von den Wandeinflüssen zu gewährleisten. Entsprechende Simulationsrechnungen des Raumes mit Absorbern zeigen, dass die so erzielte Feldverteilung hinreichend glatt ist.

Die Sendeantenne besteht aus drei Einzeldipolen, die so angeordnet und gespeist sind, dass im Kopfbereich, auch unter Berücksichtigung auftretender Lageänderungen, eine einheitliche Exposition zustande kommt. Anhand von umfangreichen numerischen Simulationsrechnungen für die gesamte Expositionseinrichtung wurde die HF - Sendeleistung so eingestellt, dass eine Überschreitung von zulässigen SAR-Grenzwerten im Körper der Testpersonen ausgeschlossen ist.

Störfeldmessungen in einem großen Frequenzbereich ergaben, dass keine unerwarteten Störfelder vorliegen, die für die durchzuführenden Experimente kritisch sein könnten.

Einkopplungen des Expositionssignals in die EEG-Messapparatur konnten bei Kontrollaufnahmen nicht beobachtet werden.

8 Simulationsrechnungen zur Ermittlung der Störspannung am Eingang implantierter Herzschrittmacher im Fernfeld einer Mobilfunk-Basisstation des D-Netzes

8.1 Einleitung

In einem Projekt mit der Fa. Mannesmann Mobilfunk GmbH sollte die Frage geklärt werden, ob die in der DIN VDE 0848 Teil 2 [DIN 1993] abgeleiteten und auf der direkten Wirkung des elektromagnetischen Feldes basierenden Grenzwerte (Expositionsbereich 2, Aufenthaltsdauer > 6 Minuten) geeignet sind, den Schutz von Herzschrittmacherträgern zu gewährleisten, wenn diese sich im Fernfeld einer Mobilfunk-Basisstation des D-Netzes aufhalten, oder ob andere maximal zulässige Feldstärken festgelegt und damit neue Sicherheitsabstände bestimmt werden müssen.

Die Untersuchungen umfassen ausschließlich Simulationsrechnungen zur Ermittlung der induzierten Störspannungen am Eingang implantierter Herzschrittmacher. Im Gegensatz zur messtechnischen Behandlung der Fragestellung bietet diese Vorgehensweise die Vorteile, dass sehr viel mehr Expositionssituationen mit unterschiedliche Rahmenbedingungen behandelt werden können, als dies aus Kostengründen bei Messungen möglich wäre, dass anstelle der bei Messungen üblicherweise eingesetzten, anatomisch nur bedingt realistischen Körperphantome deutlich bessere Rechenmodelle für den Körper verwendet werden können und dass hier nicht die Gefahr einer unbeabsichtigten gegenseitigen Beeinflussung verschiedener Versuchsparameter besteht. Insgesamt wurden während der Vertragslaufzeit über 2000 Störspannungsberechnungen unter variierenden Bedingungen durchgeführt.

Nach einer Darstellung des prinzipiellen Konzepts der Störspannungsberechnung (Abschnitt 8.2) wird in Abschnitt 8.3 das für den D-Netz-Frequenzbereich verwendete Rechenmodell für den menschlichen Körper angegeben. Die Beschreibung der Eingangsparameter zur Bestimmung der unter Fernfeldbedingungen im Körper herrschenden elektromagnetischen Felder wird beispielhaft um einige Feldbilder als Ergebnis der numerischen FDTD-Berechnungen ergänzt (Abschnitt 8.4). In Abschnitt 8.5 folgt die im Wesentlichen graphische Schilderung der verschiedenen modellierten Herzschrittmacher-Konfigurationen und ihrer Positionen im Körpermodell. Repräsentativ ausgewählte Einzelresultate der Störspannungsberechnungen werden in Abschnitt 8.6 genannt, interpretiert und - falls möglich - mit Literaturwerten verglichen. In Abschnitt 8.7 wird die Bewertung der Ergebnisse im Hinblick auf das Vertragsziel vorgenommen. Abschnitt 8.8 schließt den Bericht mit einer kurzen Zusammenfassung ab.

8.2 Prinzipielles Konzept

8.2.1 Allgemeine Problemstellung

Von verschiedenen Störmechanismen, die infolge äußerer elektromagnetischer Felder auf einen implantierten Herzschrittmacher einwirken können, ist die Induzierung hochfrequenter Ströme auf der als „Empfangsantenne“ wirkenden leitenden Herzschrittmacher-Elektrode am kritischsten, weil diese sich den gewünschten Signalen direkt überlagern, sodass unter Umständen am Eingang des Herzschrittmachers eine Störspannung entsteht, deren Amplitude den Herzschrittmacher beschädigen kann oder deren Zeitverlauf die Elektronik falsch interpretieren und zu Störungen (beispielsweise die Abgabe keiner oder zusätzlicher Stimulationsimpulse) veranlassen kann. Dabei müssen insbesondere niederfrequent gepulste Signale, die hochfrequenten Trägern aufmoduliert sind, berücksichtigt werden (z. B. Mobilfunksignale), weil die Eingangsfilter vieler Herzschrittmacher häufig nicht ausreichend hochfrequenzfest dimensioniert sind und dahinter an Nichtlinearitäten niederfrequente Demodulationsprodukte entstehen können.

Die kritischen Amplituden von Störspannungen am Eingang konkreter Herzschrittmacher werden mit Hilfe von Prüfverfahren, wie sie z. B. in der Herzschrittmachernorm [VDE 1992] für Frequenzen bis 30 MHz festgelegt sind, für bestimmte Signalklassen messtechnisch ermittelt. Für amplitudenmodulierte Felder sind in [DIN 1993] Spannungswerte der Beeinflussungsschwellen als Basisgrenzwerte für den Frequenzbereich 50 kHz - 50 MHz angegeben. Für andere Frequenzen liegen zur Zeit keine offiziellen Werte vor.

Aufgrund von neueren Störfestigkeitsuntersuchungen an einer Vielzahl von kommerziellen Herzschrittmachern [Meckelburg et al. 1996], die auch den Mobilfunkfrequenzbereich umfassten, wurde ein Wert von $U_{SS} = 4 \text{ V}$ bei 900 MHz als sicherer Grenzwert vorgeschlagen, bei dem der Herzschrittmacher noch nicht in einen undefinierten Störbetrieb übergeht. Dieser Basisgrenzwert dient im Rahmen des vorliegenden Berichtes zur Beurteilung der berechneten Störspannungen am Herzschrittmacher-Eingang.

8.2.2 Charakterisierung der elektromagnetischen Felder

Selbst bei einer Beschränkung auf Fernfeldbedingungen ist es völlig ausgeschlossen, die unendliche Vielzahl der möglichen Expositionssituationen eines Herzschrittmacher-Trägers, die durch Überlagerungen verschiedener Strahlungsanteile, beispielsweise nach Reflexionen wie in Bild 8.1, zustande kommen können, durchzurechnen.

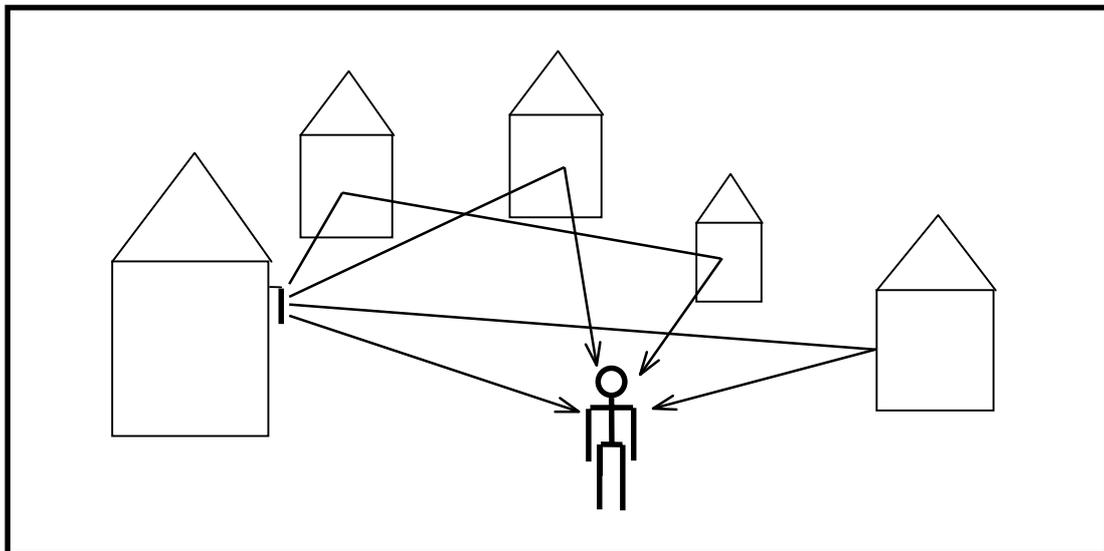


Bild 8.1: Beispiel einer Expositionssituation

Daher wird hier ein Konzept verwendet, das auf einer Zerlegung des Einfallsfeldes in „Bausteine“ basiert und in abgewandelter Form bereits erfolgreich bei niedrigeren Frequenzen angewendet wurde [Hansen et al. 1996b]; während die Feld-„Bausteine“ bei der Methode nach [Hansen et al. 1996b] durch eine relativ komplizierte Taylor-Entwicklung gewonnen wurden, werden hier homogene ebene Wellen unterschiedlicher Ausbreitungs- und Polarisationsrichtungen benutzt, die lediglich durch ihre Amplituden charakterisierbar sind, weil im Sinne einer „worst case“-Abschätzung als Phasenbeziehung zwischen verschiedenen Wellen immer der konstruktive Interferenzfall angenommen wird. Wenn die Auswirkung vieler normierter homogener ebener Wellen auf die Störspannung am Herzschrittmacher-Eingang bekannt ist, kann die Gesamt-Störspannung für jedes aktuelle Fernfeld auf einfache Weise durch Superposition der mit den Feldamplituden gewichteten Einzelspannungen bestimmt werden, ohne dass die Berechnung der Körperfelder und der von ihnen erzeugten Störspannungen nochmals durchgeführt werden muss. Die Normierung der Feldamplituden erfolgt derart, dass die elek-

trische Feldstärke der im luftgefüllten Raum (also noch ohne Anwesenheit einer Person) sich ausbreitenden homogenen ebenen Welle zu 1 V/m angenommen wird.

Die Feldverteilung, die sich nach Einbringen des menschlichen Körpers in das Feld der homogenen ebenen Welle einstellt, wird mit Hilfe numerischer Feldlöser im Zeitbereich unter Verwendung eines dreidimensionalen Körpermodells (vgl. Abschnitt 8. 3) berechnet und abgespeichert.

8.2.3 Störspannungsberechnung

In einem weiteren Schritt werden aus den so ermittelten Feldern im Körper jeweils die am Eingang des Herzschrittmachers erzeugten Störspannungen mit Hilfe der Momentenmethode berechnet, indem für geeignete Herzschrittmacher-Modelle über die Integralgleichung

$$\left[\int \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') \vec{n}(\vec{r}') I(\vec{r}') ds' + \vec{E}_K(\vec{r}) \right] \cdot \vec{n}(\vec{r}) = \begin{cases} 0 & \text{auf ideal leitenden} \\ & \text{Oberflächen} \\ Z_S \frac{I(\vec{r})}{2\pi r_e} & \text{auf isolierten Oberflächen} \end{cases} \quad (8.2.1)$$

- mit $\vec{G}(\vec{r}, \vec{r}')$ Greensche Funktion des Mediums
- $I(\vec{r})$ gesuchter Strom auf der Herzschrittmacher-Elektrode
- $\vec{E}_K(\vec{r})$ elektrisches Feld im Körper (eingepägt)
- $\vec{n}(\vec{r})$ Einheitsvektor in Stromrichtung
- Z_S Oberflächenimpedanz der isolierten Elektrode
- r_e Radius der Elektrode

der in den Herzschrittmacher fließende Strom $I(\vec{r}_{HSM})$ ermittelt und dieser mit der Eingangsimpedanz Z_{HSM} multipliziert wird. Z_{HSM} wurde im Sinne einer „worst case“-Abschätzung zu 100 k Ω gewählt, um ein Maß für die Leerlaufspannung U_{SS} zu erhalten. Die Wahl der Eingangsimpedanz erfolgte aufgrund umfangreicher Voruntersuchungen der Abhängigkeit $U_{SS} = f(Z_{HSM})$. Werte in derselben Größenordnung (30 k Ω) wurden in der Literatur auch für niederfrequente Untersuchungen verwendet [Silny et al. 1989]. Position und Lage von Herzschrittmachergehäuse und -elektrode können weitgehend beliebig variiert werden (vgl. Abschnitt 8. 5).

8.2.4 Vorteile des Konzepts

Die wesentlichen Vorteile des beschriebenen Konzepts bestehen einerseits in der Zerlegung des Einfallsfeldes in einzelne „Bausteine“, aus denen konkrete Expositionsfälle oder auch „worst case“-Fälle zusammengesetzt werden können, und andererseits in der Vernachlässigung der Rückwirkung des Herzschrittmachers auf die Quelle. Dass diese Vorgehensweise selbst ohne die Annahme der Fernfeldexposition zulässig wäre, kann anschaulich sofort nachvollzogen werden:

Da der Herzschrittmacher in stark verlustbehaftetes Gewebe eingebettet ist, ist die Rückwirkung eines Menschen mit Herzschrittmacher und desselben Menschen ohne Herzschrittmacher auf die Quelle nahezu identisch, auch wenn sich die Quelle, z. B. ein Handy, nahe am Körper befindet. Die Aussage lässt sich selbstverständlich exakt nachweisen, indem man das Feld der auf der Herzschrittmacherelektrode und dem Gehäuse induzierten Ströme ausrechnet. Dieses führt zwar lokal zu einer starken Feldstärkeänderung, die auch bei einer entkoppelten Rechnung voll erfasst wird, aber nicht zu einer merklichen Veränderung des Feldes außerhalb des Körpers. Damit ist ihre Wirkung auf die Quelle, z.B. auf die Eingangsimpedanz der Antenne, in keiner Weise relevant.

Der Vorteil einer solchen Vorgehensweise ist offensichtlich: Das besonders aufwendige und kaum sinnvoll reduzierbare Problem der Einkopplung des von der Quelle erzeugten Feldes in den Körper ist entkoppelt von der Berechnung der im Herzschrittmacher induzierten Störspannung. Man kann deshalb zu einer einmal berechneten Feldverteilung im Körper beliebig viele Variationen von Herzschrittmacherpositionen und -beschaffenheiten analysieren, was den Rechenaufwand deutlich reduziert.

8.3 *Körpermodell*

In dem für Mobilfunk-Basisstationen des D-Netzes festgelegten Frequenzbereich von 935 MHz bis 960 MHz beträgt die Freiraumwellenlänge etwa 30 cm. Mit den elektrischen Materialdaten von Muskelgewebe, das bei Berechnungen und Messungen im Frequenzbereich unter 100 MHz meistens nachgebildet wird, um den Einfluss des Körpers auf die Feldverteilung zu simulieren, lassen sich für den D-Netz-Bereich Wellenlängen innerhalb des Körpers von ca. 4 cm abschätzen. Für die Modellierung des Körpers sind daher folgende Gesichtspunkte zu erwägen:

Auf der einen Seite kann angestrebt werden, das Modell so differenziert aufzubauen, wie es die Rechnerkapazität ermöglicht. Da Herzschrittmacher heute insbesondere alten Menschen, aber auch Erwachsenen im mittleren Lebensalter und in Einzelfällen sogar Kindern implantiert werden, variiert bereits die äußere Körperform sehr stark. Das trifft noch mehr für den inneren Aufbau, z.B. die Dicke der Haut und des Unterhautfettgewebes, Größe und Lage der Organe usw., zu. Weiter ist festzustellen, dass die die einzelnen Gewebearten beschreibenden Materialdaten für ϵ_r sehr stark streuen, wobei die Daten außerdem noch von dem augenblicklichen physiologischen Zustand, z. B. von der Stärke der Durchblutung, abhängen. Falls es sich als zwingend erweisen würde, mit differenziert aufgebauten Körpermodellen zu arbeiten, würde daraus notwendigerweise folgen, dass auch entsprechend viele unterschiedliche Modelle zu betrachten wären.

Die gesuchte Größe, die Störspannung am Herzschrittmachereingang, erhält man aus der Feldverteilung im Körper typischerweise durch die Lösung einer Integralgleichung. Das Ergebnis ist deshalb, wie anhand vieler Rechnungen bereits belegt wurde und auch sofort nachvollziehbar ist, relativ unabhängig von den örtlichen Schwankungen des Feldverlaufs, wie sie bei Verwendung eines differenzierten Körpermodells ermittelt werden. Das betrifft insbesondere auch lokale Feldsprünge an Grenzflächen zwischen unterschiedlichen Gewebearten. Es findet somit durch die Lösung der Integralgleichung eine Mittelung statt, durch die eine aufwendig berechnete, differenzierte Feldkenntnis wieder verlorengeht. Auf der anderen Seite haben früher durchgeführte Rechnungen an einem planaren Körpermodell ergeben, dass die Schichtenfolge von Haut mit hohem ϵ_r , Fett mit niedrigem ϵ_r und Muskel/Blut/Lungengewebe mit hohem ϵ_r besonders im hier relevanten Frequenzbereich das Eindringen des Feldes deutlich beeinflusst.

Dementsprechend wurde ein Körpermodell entworfen, dessen Dimensionen sich an der Körpergröße eines männlichen Erwachsenen orientieren (Bild 8.2) und das im Brustbereich aus einer etwa 4 mm dicken Hautschicht, einer ca. 8 mm starken Fettschicht, einem Knochenbereich und einer homogenen Füllung mit Muskelgewebe (Bild 8.3) aufgebaut ist. Außerhalb des Oberkörpers, also in Regionen, von denen nur ein globaler Einfluss auf die Veränderung des Einfallsfeldes zu erwarten ist, besteht die Füllung des Modells einheitlich aus Muskelgewebe. Da der Gitterabstand des Diskretisierungsnetzes klein gegenüber der Wellenlänge sein muss, wird er im Bereich des Oberkörpers in allen Richtungen zu 4 mm und in den anderen Körperteilen in z-Richtung zu 1 cm gewählt (Bild 8.4).

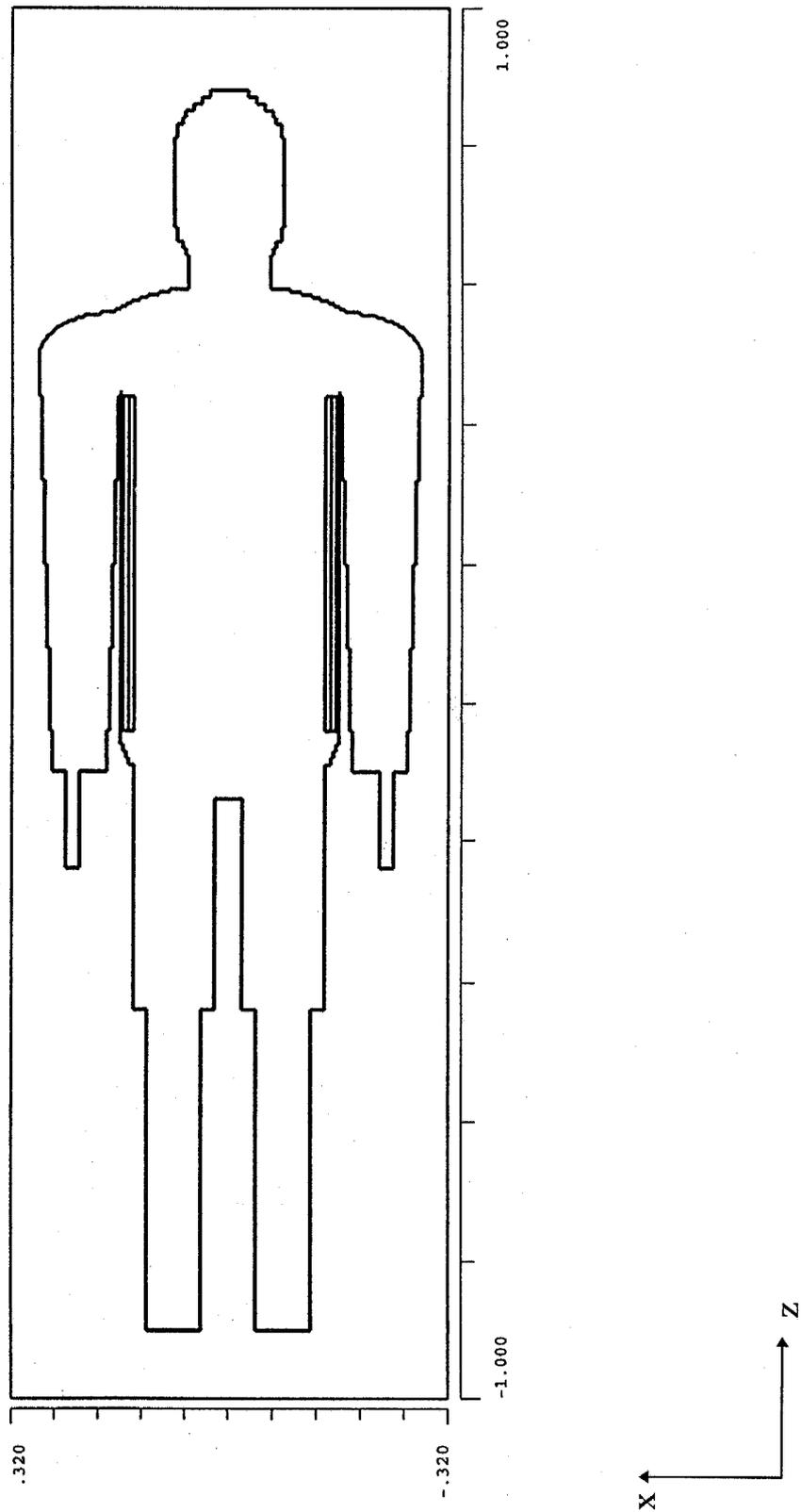


Bild 8.2: Längsschnitt durch das Körpermodell

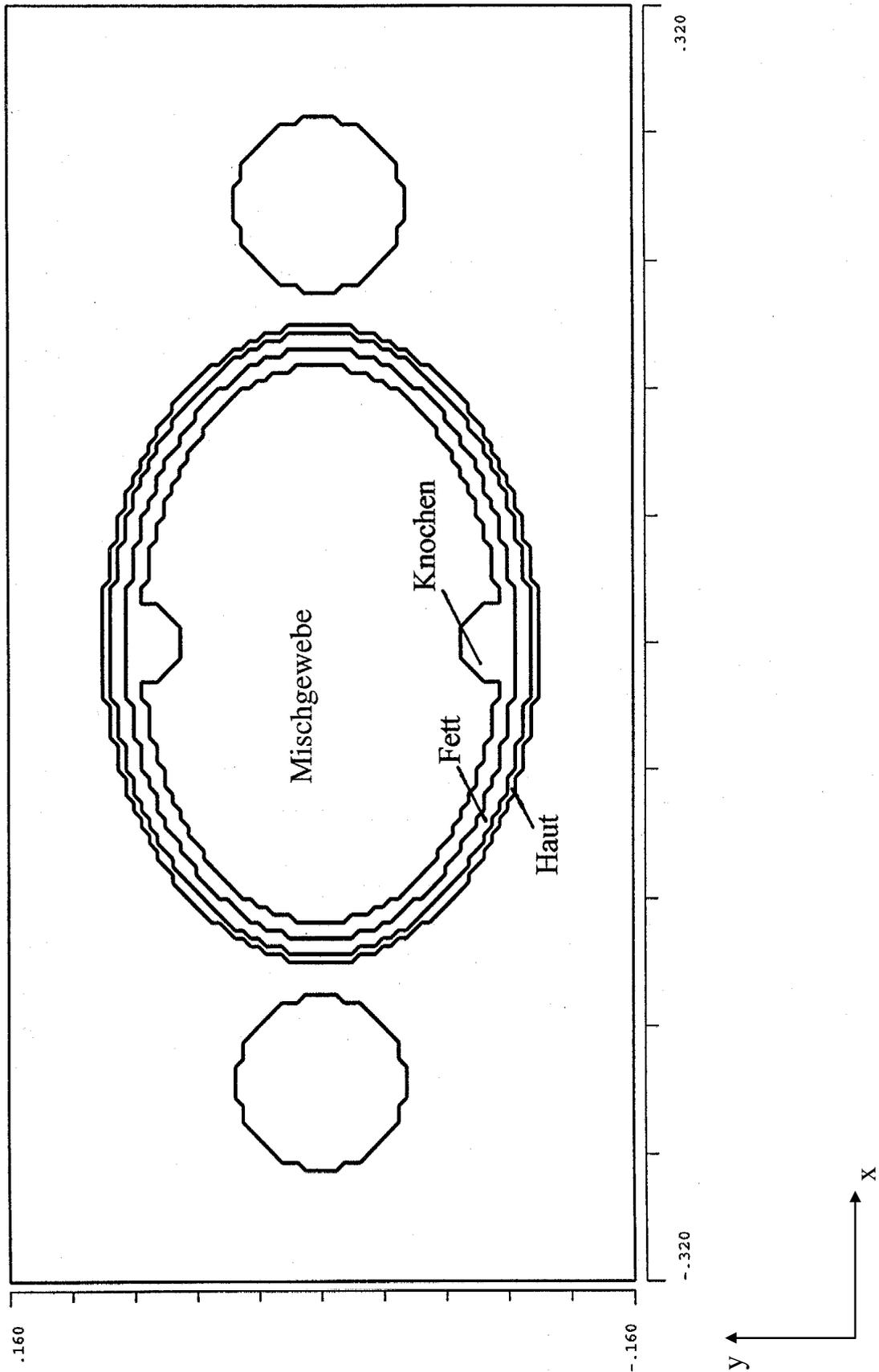


Bild 8.3: Querschnitt durch den Oberkörper des Körpermodells

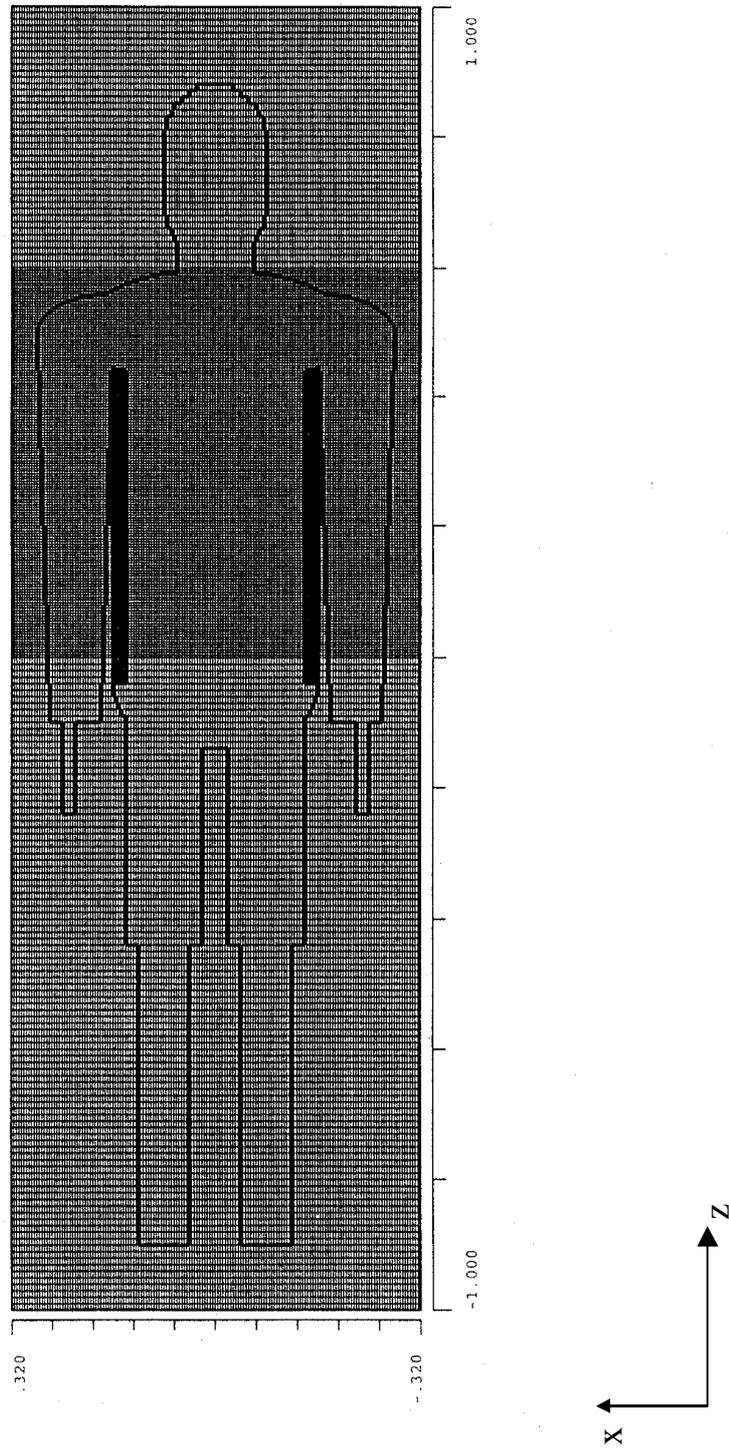


Bild 8.4: Diskretisierungsnetz des Körpermodells

Trotz dieser aus anatomischer Sicht stark vereinfachenden Modellierung beträgt die Anzahl der Gitterpunkte bereits über 3.790.000, was zu Rechenzeiten für die Bestimmung des Körperfeldes für nur einen Expositionsfall von ca. 10 Stunden führt. Um die Anzahl der zu unterscheidenden Einfallrichtungen zu reduzieren, wurde das Körpermodell um die yz- und die xz-Ebene symmetriert; dies betrifft insbesondere die als Platten modellierten Füße und den Thorax, bei dem Brustbein und Wirbelsäule von der Form her nicht unterschieden wurden (vgl. Bild 8.5 und Bild 8.3).

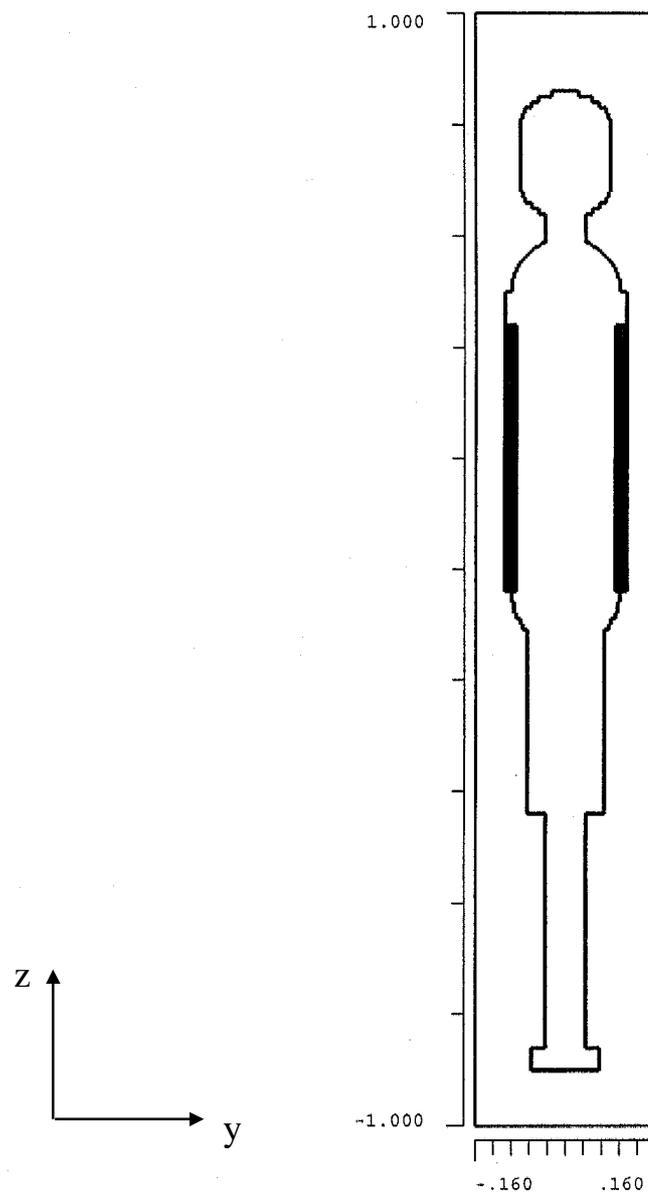


Bild 8.5: Symmetriertes Körpermodell in der Seitenansicht

Die aus Literaturdaten ausgewählten elektrischen Parameter der verschiedenen Materialien bei 935 MHz bzw. 960 MHz sind in Tabelle 8.1 bzw. 8.2 beispielhaft angegeben. Die relative Permeabilität ist immer Eins.

	Misch- gewebe	Fett	Haut	Knochen
Dielektrizitätszahl ϵ_r'	51,5	6,0	44,2	6,0
Leitfähigkeit κ [S/m]	1,3940	0,08843	1,0819	0,08843

Tabelle 8.1: Elektrische Eigenschaften von Körpermaterialien bei 935 MHz

	Misch- gewebe	Fett	Haut	Knochen
Dielektrizitätszahl ϵ_r'	51,5	6,0	44,2	6,0
Leitfähigkeit κ [S/m]	1,4313	0,09079	1,1109	0,09079

Tabelle 8.2: Elektrische Eigenschaften von Körpermaterialien bei 960 MHz

Weitere Detailangaben zur Geometrie des Körpermodells finden sich im Anhang 8.9.

8.4 *Feldberechnung im Körpermodell*

Die Berechnung der elektromagnetischen Felder im Körperinneren wird mit Hilfe eines Finite-Differenzen-Verfahrens im Zeitbereich vorgenommen. Zur Anwendung dieser Methode stehen verschiedene kommerziell erhältliche Software-Pakete zur Verfügung (z. B. [Remcom 1996]). Aufgrund der feinen Diskretisierung des Körpermodells müssen die zeitlichen Schrittweiten klein gewählt werden, was zusammen mit der für ein Durchlaufen des Körpers notwendigen Periodenzahl von 25 bis 40 (je nach Richtung des Einfallsfeldes) zu dem bereits angesprochenen CPU-Zeitaufwand führt. Für jede Frequenz und für jede gewählte Ausbreitungs- bzw. Polarisationsrichtung der auf den Körper treffenden homogenen ebenen Welle muss eine separate Berechnung durchgeführt werden. Eingangsparameter für eine Feldberechnung sind also neben einer Frequenz zwischen 935 und 960 MHz und der elektrischen Feldamplitude von 1 V/m die beiden Winkel θ und φ (s. Bild 8.6) sowie der Parameter $e\chi$ für die Polarisationsrichtung der homogenen ebenen Welle.

$\varphi \backslash \theta$	0°	45°	90°	135°	180°
0°	p00t000ep p00t000et	p00t045ep p00t045et	p00t090ep p00t090et	p00t135ep p00t135et	p00t180ep p00t180et
45°		p45t045ep p45t045et	p45t090ep p45t090et	p45t135ep p45t135et	
90°		p90t045ep p90t045et	p90t090ep p90t090et	p90t135ep p90t135et	

Tabelle 8.3: Kennzeichnung der Datensätze durch Parameter des Einfallsfeldes

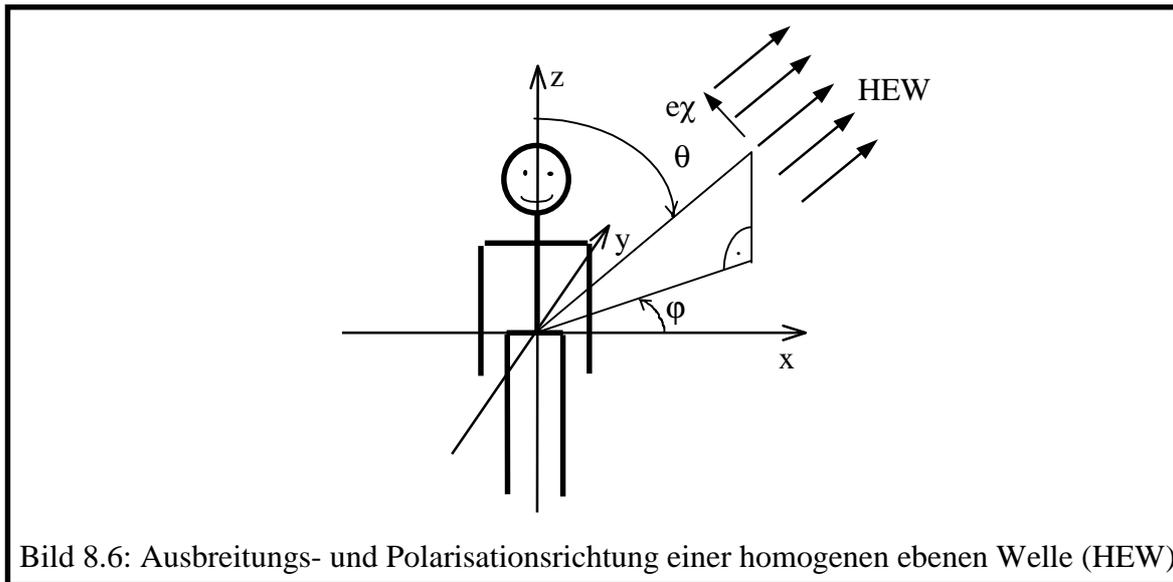


Bild 8.6: Ausbreitungs- und Polarisationsrichtung einer homogenen ebenen Welle (HEW)

In den durchgeführten Einzelberechnungen wurde die Polarisation der elektrischen Feldstärke entweder in θ - oder in φ -Richtung ($e_\chi = e_\theta$ oder $e_\chi = e_\varphi$) gewählt, die Winkel variierten in den Intervallen $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ und $0 \leq \varphi \leq 180^\circ$, wodurch alle Expositionssituationen im symmetrierten Körpermodell beschrieben werden können. Alle Parameter für die Beschreibung des Einfallsfeldes wurden in der Form $\rho\varphi\theta e_\chi$ zusammengefasst. Die Zuordnung zu den Winkeln θ und φ bei einem Standarddatensatz kann Tabelle 8.3 entnommen werden.

Es gelten somit die Verknüpfungsvorschriften

$$\theta = \angle(\theta\theta\theta)$$

und

$$\varphi = \angle(\varphi\varphi\varphi).$$

Zunächst wurden für alle in Tabelle 8.3 genannten Ausbreitungs- und Polarisationsrichtungen die Felder im Körper bei den Frequenzen 935 und 960 MHz ermittelt. Da jeweils 6 Feldkomponenten ($E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$) nach Real- und Imaginärteil berechnet werden müssen, war die anfallende Datenmenge in Anbetracht der notwendigen räumlichen Diskretisierung enorm groß. Aus Kapazitätsgründen wurden nur diejenigen Feldwerte gesichert, die für die spätere Störspannungsberechnung relevant sind, im Wesentlichen also solche, die Gitterpunkten innerhalb des Brustbereichs zuzuordnen sind.

Nach der Bestimmung der durch die Felder gemäß Tabelle 8.3 induzierten Störspannungen an verschiedenen Herzschrittmachern (s. Abschnitt 8.5) wurden nochmals einige Berechnungen der Felder und Spannungen für Zwischenwerte der Einfallswinkel und der Frequenz durchgeführt, um sicherzustellen, dass keine besonders kritische Konstellation übersehen wurde. Dabei stellte sich heraus, dass die mit dem Standarddatensatz erzeugten Felddaten ausreichen, um zuverlässige Aussagen über die „worst case“-Situation machen zu können.

Im Folgenden werden einige Feldbilder beispielhaft gezeigt:

Die Bilder 8.7 bzw. 8.8 stellen den Realteil des Phasors der elektrischen Feldstärke im Querschnitt des Thorax für die Fälle dar, dass die homogene ebene Welle senkrecht ($\rho\theta\theta e_\varphi$) bzw. schräg von vorn ($\rho\theta\theta e_\theta$) auf das Körpermodell einfällt. Eine Abnahme der Feldstärke beim Eindringen in den Körper ist offensichtlich, ebenso die Unsymmetrie des Körperfeldes im Fall von Bild 8.8; weitere Interpretationen sind anhand derartiger Felddarstellungen fragwürdig, selbst wenn zusätzlich der Imaginärteil des Feldes ausgedrückt würde.

Um die Felder besser auswerten zu können, wurden die Beträge und Phasen einzelner Komponenten in Ebenen untersucht, in die später der Herzschrittmacher eingesetzt wird. Die verschiedenen Ebenen sind in Bild 8.9 angedeutet.

Beispielhaft zeigen die Bilder 8.10 bis 8.12 die Beträge der Komponenten der Körperfelder für das Einfallsfeld $p_{90t090et}$ in der Ebene 2 im Muskelgewebe. Da das anregende Feld in diesem Fall nur eine E_z -Komponente besitzt, ist diese Komponente erwartungsgemäß auch im Körper am größten. Allerdings weicht die Phasenverteilung (Bilder 8.13 (x-Komponente) und 8.14 (z-Komponente)) deutlich von derjenigen einer homogenen ebenen Welle ab.

In analoger Weise erklären sich die in den Bildern 8.15 bis 8.18 dargestellten Feldverteilungen (y-Komponente nicht gezeigt) für den Fall $p_{90t090ep}$, bei dem das Einfallsfeld nur eine E_x -Komponente aufweist.

Die Bilder 8.19 bis 8.23 zeigen für die gleichen Expositionsfälle die Beträge einiger Komponenten der Körperfelder in der Ebene 5 (Fettgewebe).

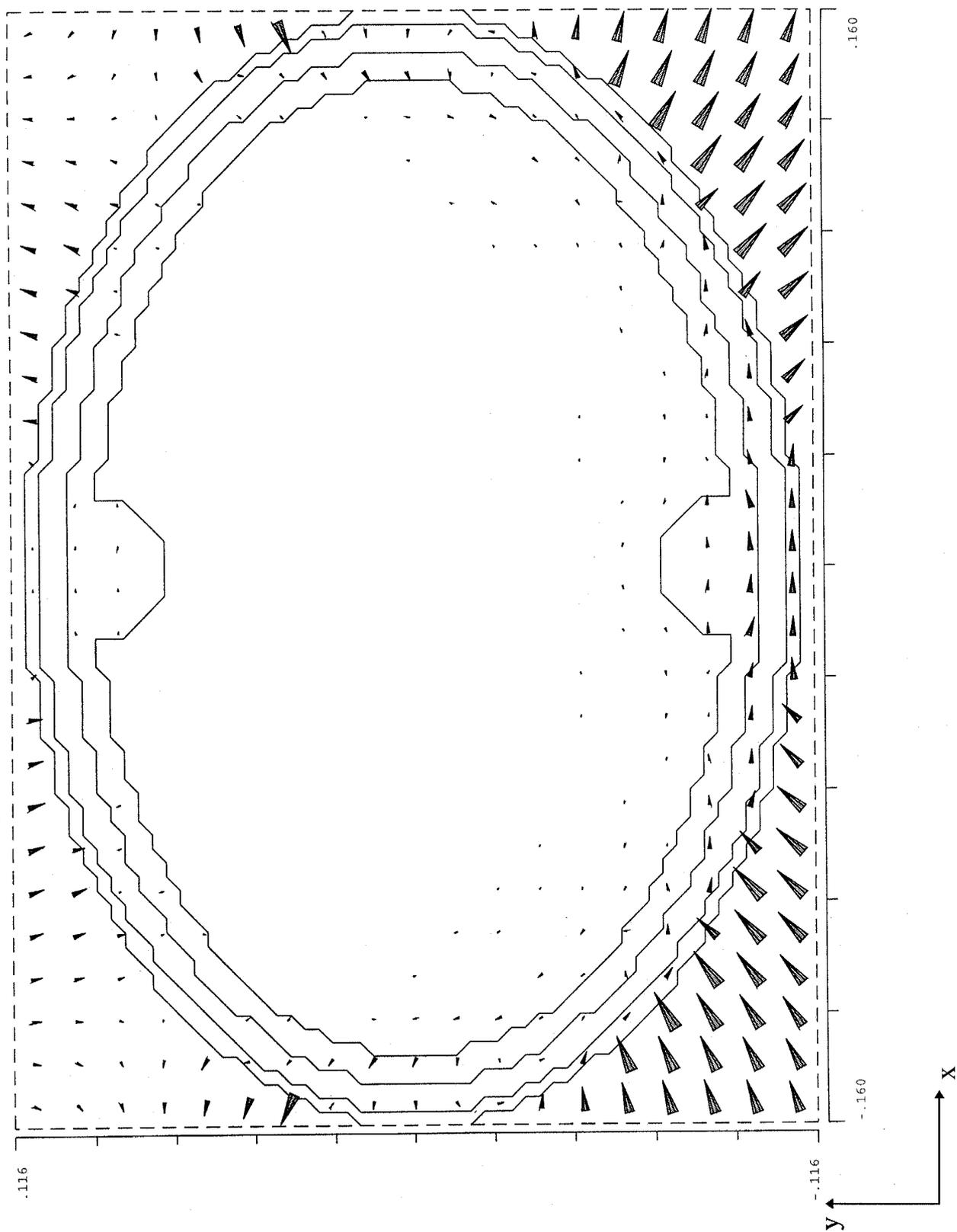


Bild 8.7: Elektrische Feldverteilung im Thoraxquerschnitt des Körpermodells für das Einfallsfeld p90t090ep

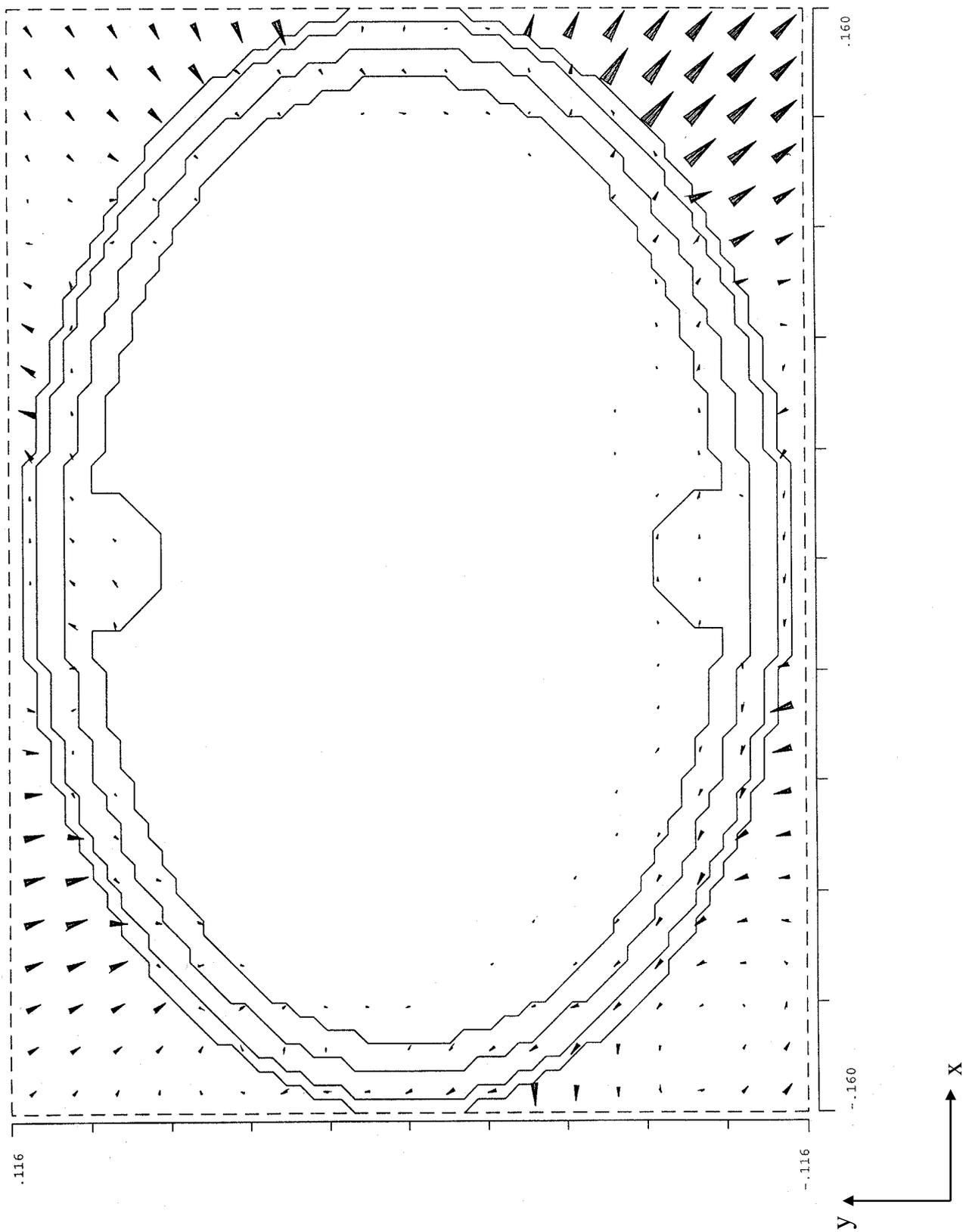


Bild 8.8: Elektrische Feldverteilung im Thoraxquerschnitt des Körpermodells für das Einfallsfeld p45t090ep

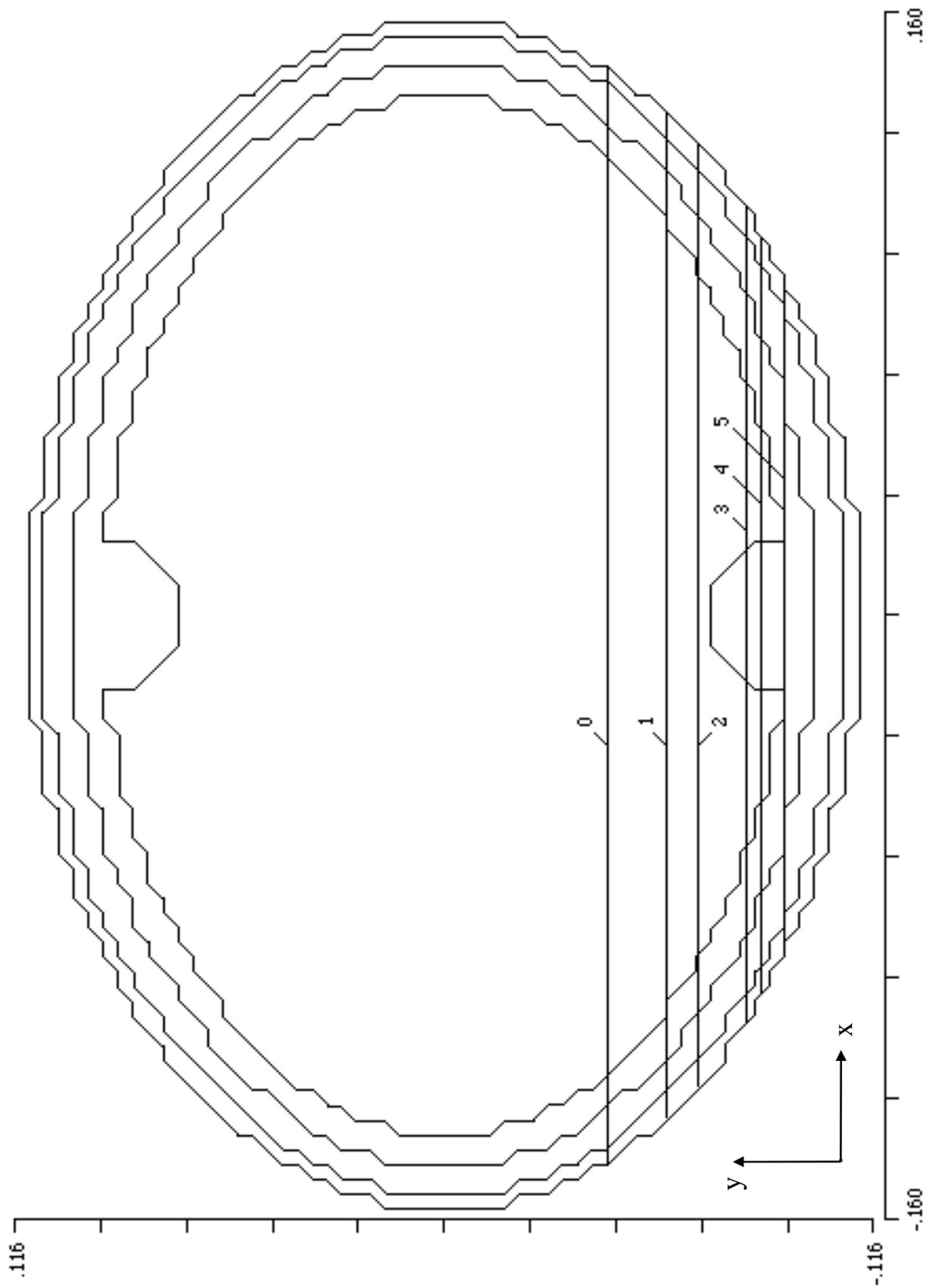


Bild 8.9: Lage und Bezeichnung verschiedener Implantationsebenen

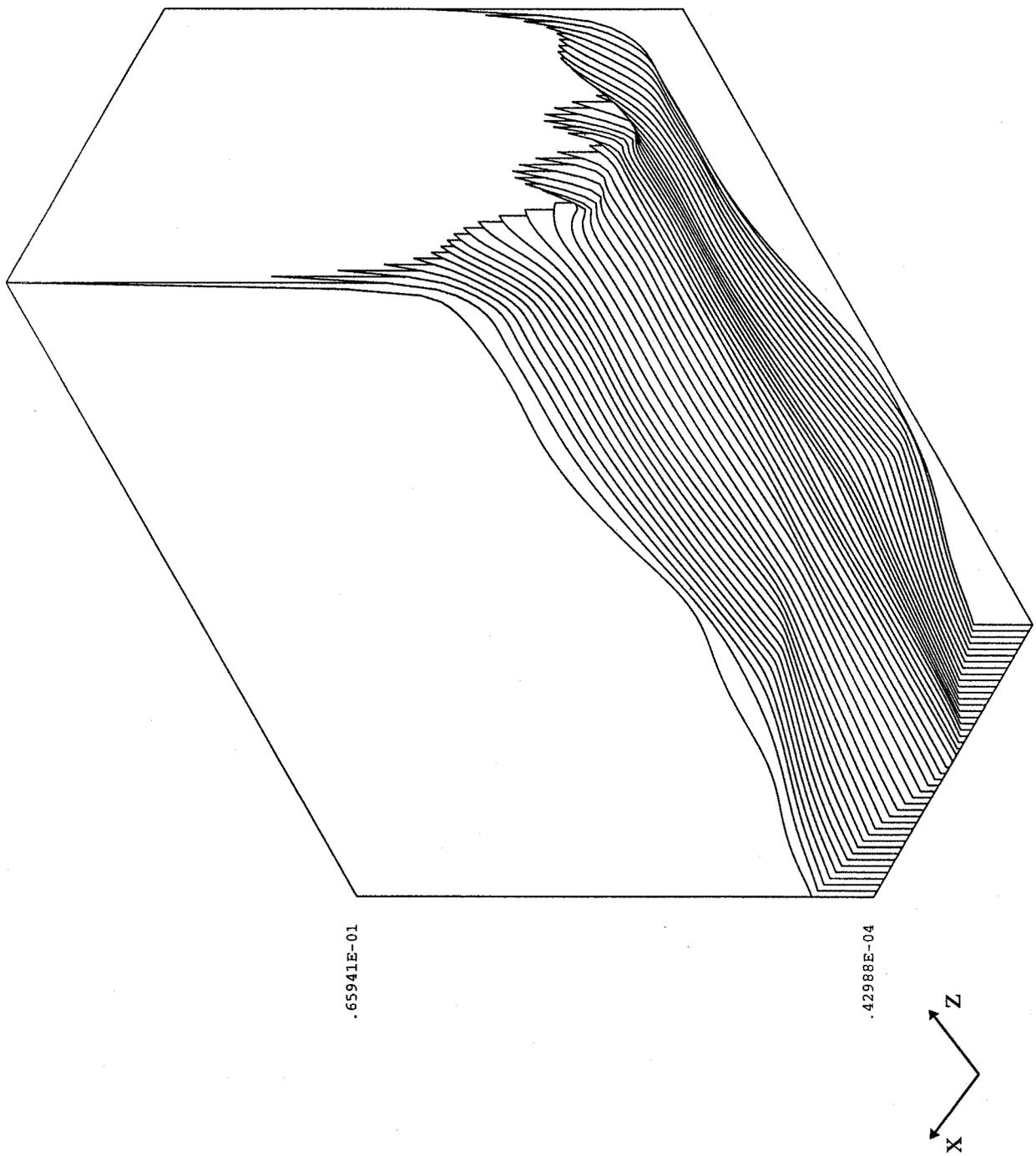


Bild 8.10: Betrag der x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090et

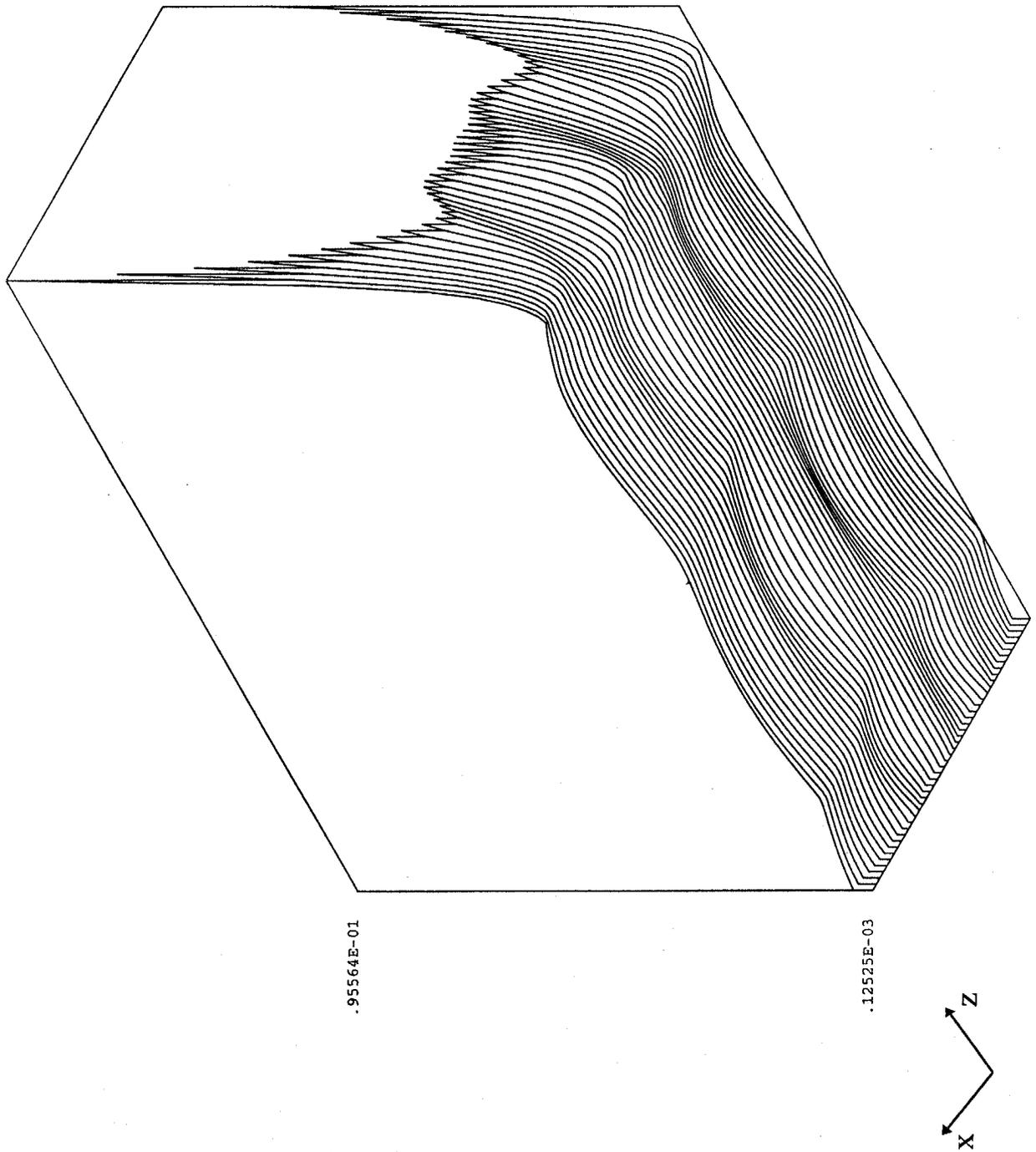


Bild 8.11: Betrag der y-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090et

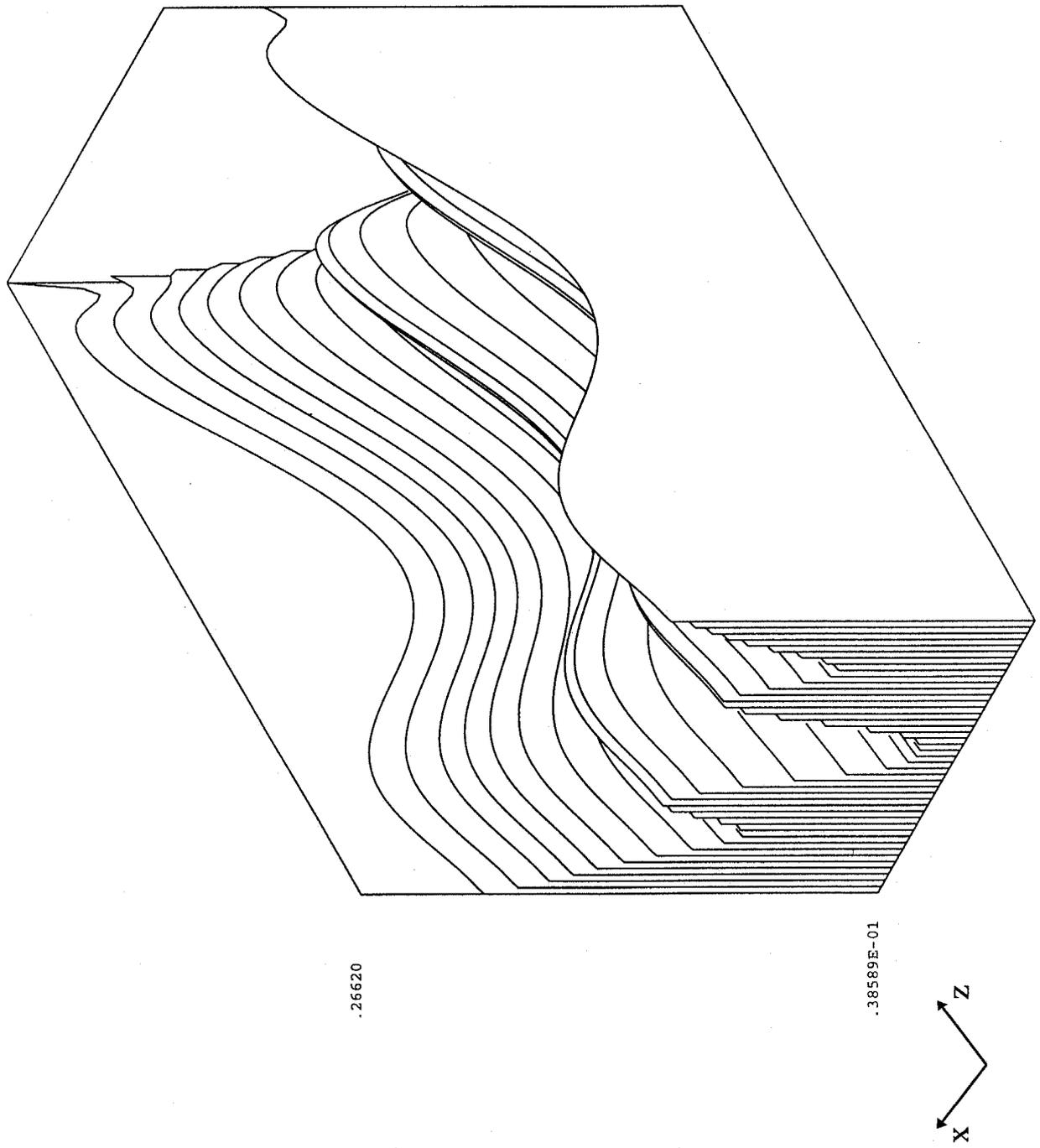


Bild 8.12: Betrag der z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090et

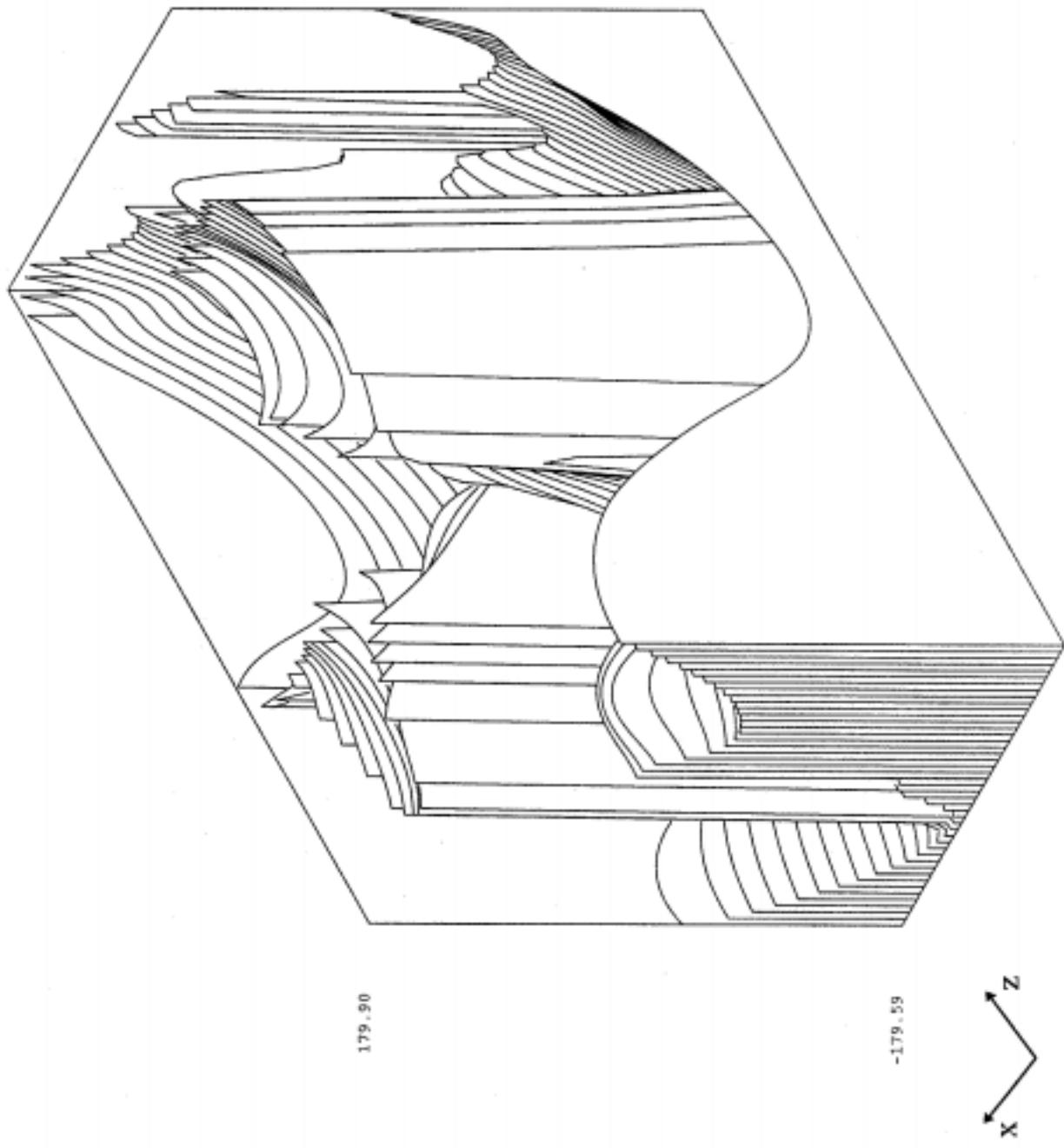


Bild 8.13: Phase der x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090et

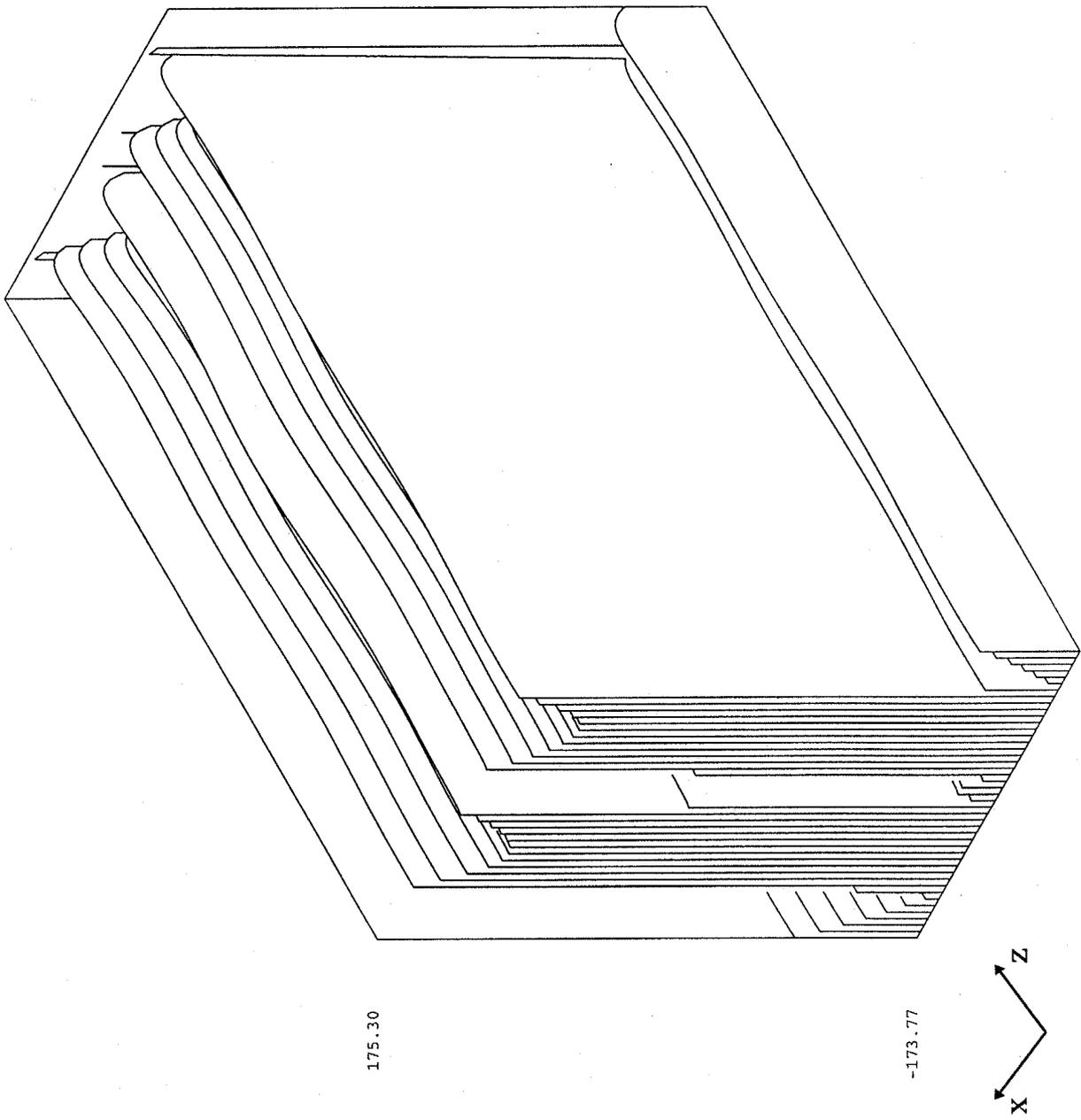


Bild 8.14: Phase der z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090et

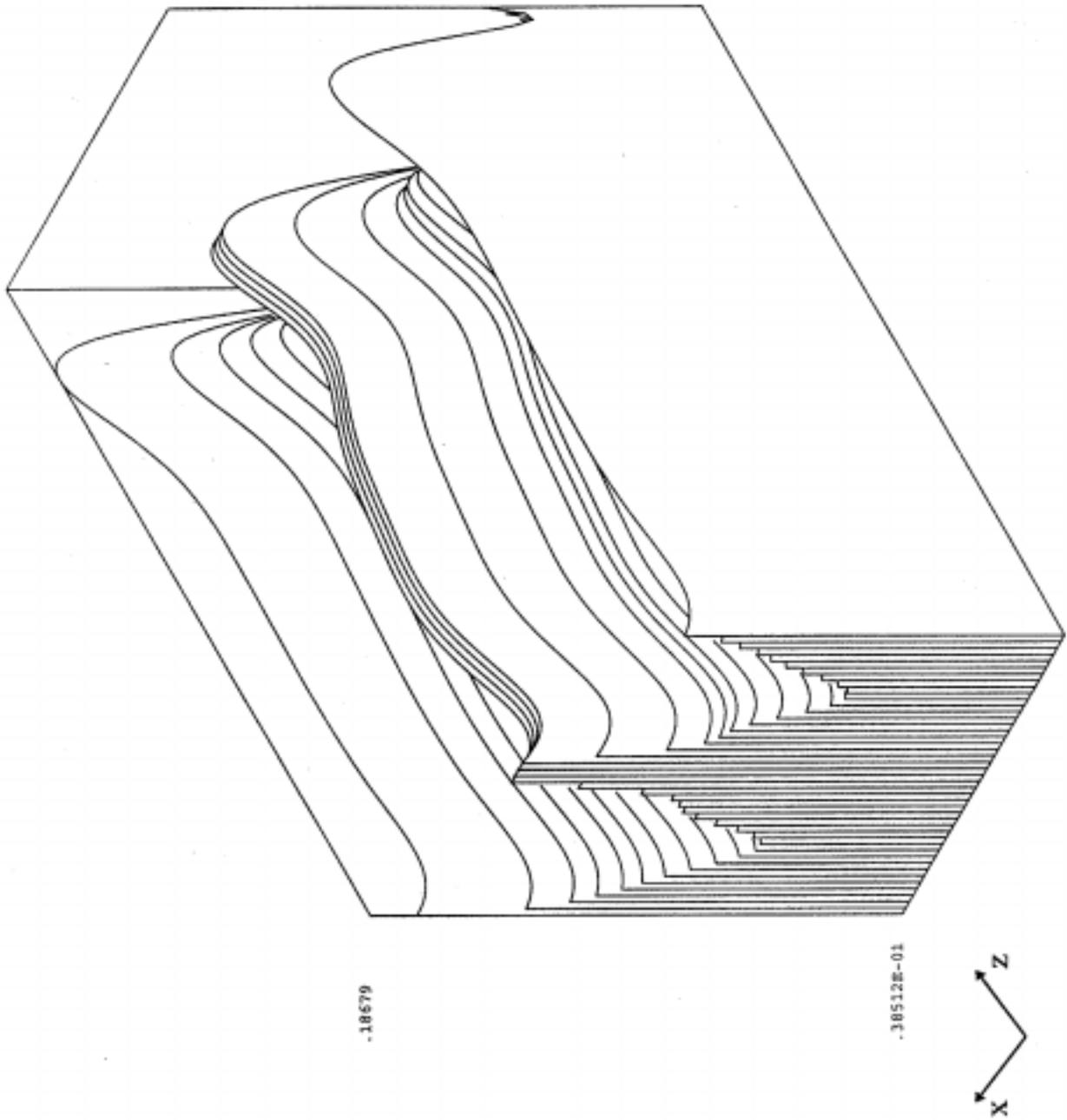


Bild 8.15: Betrag der x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090ep

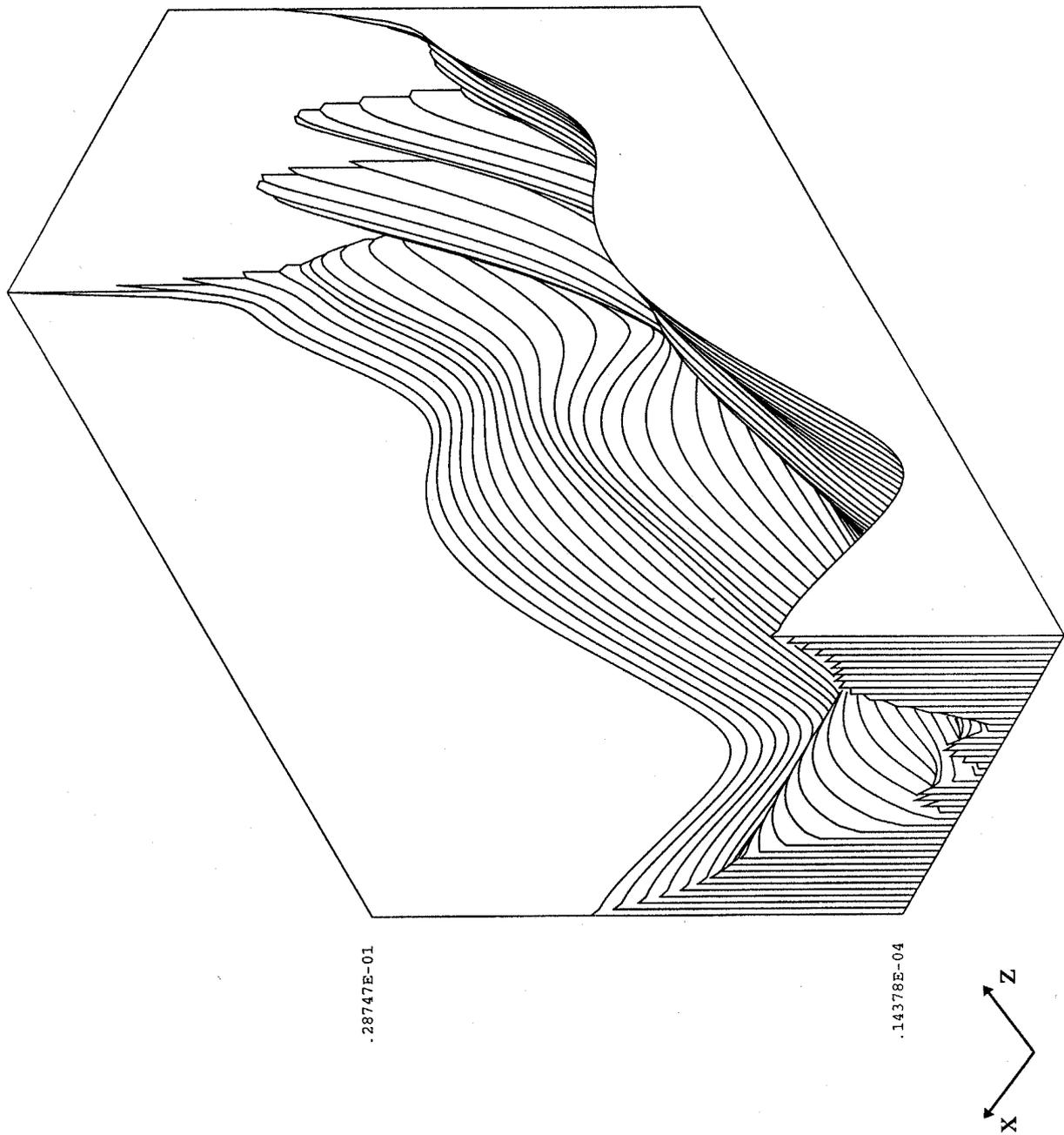


Bild 8.16: Betrag der z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090ep

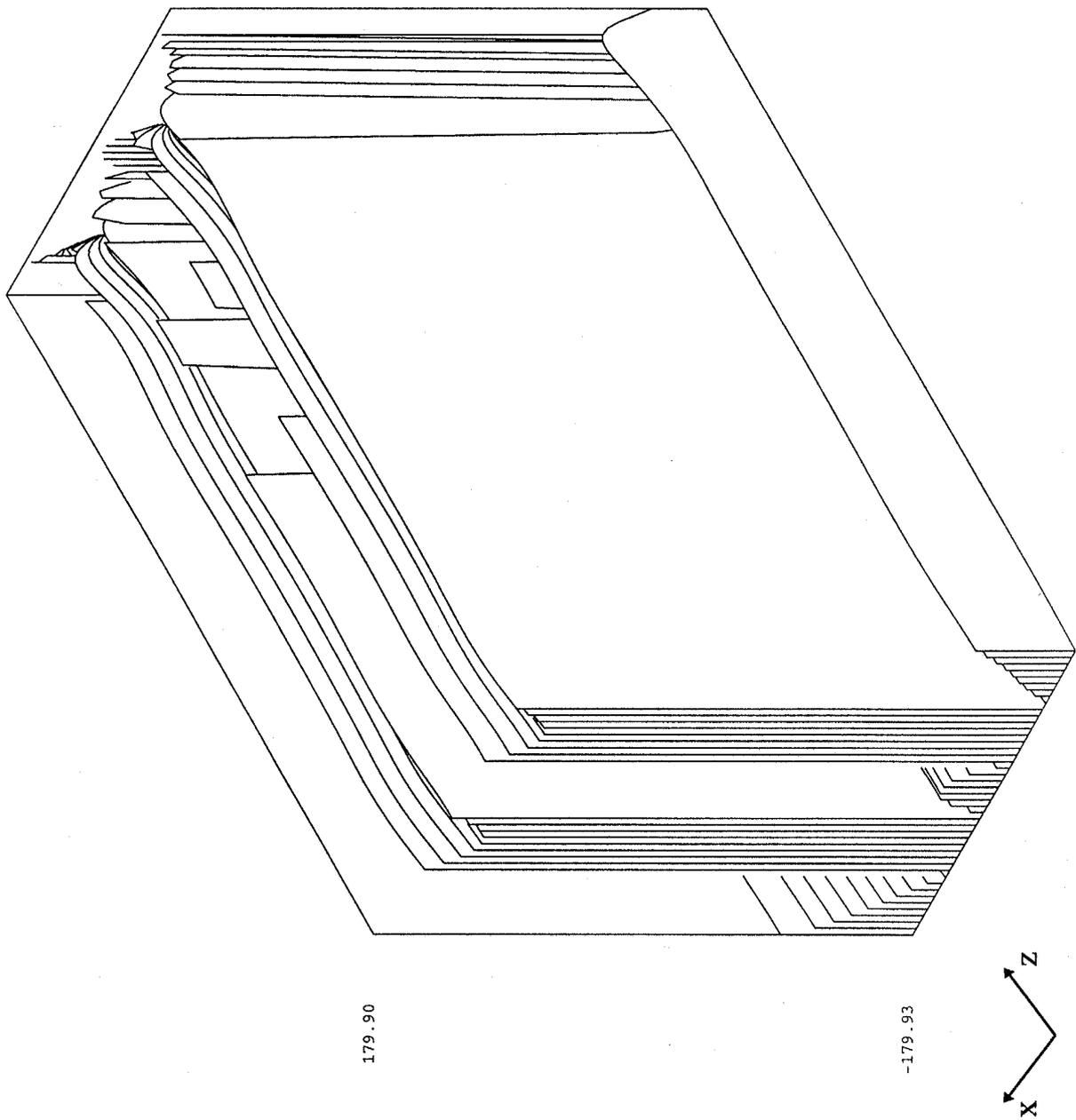


Bild 8.17: Phase der x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090ep

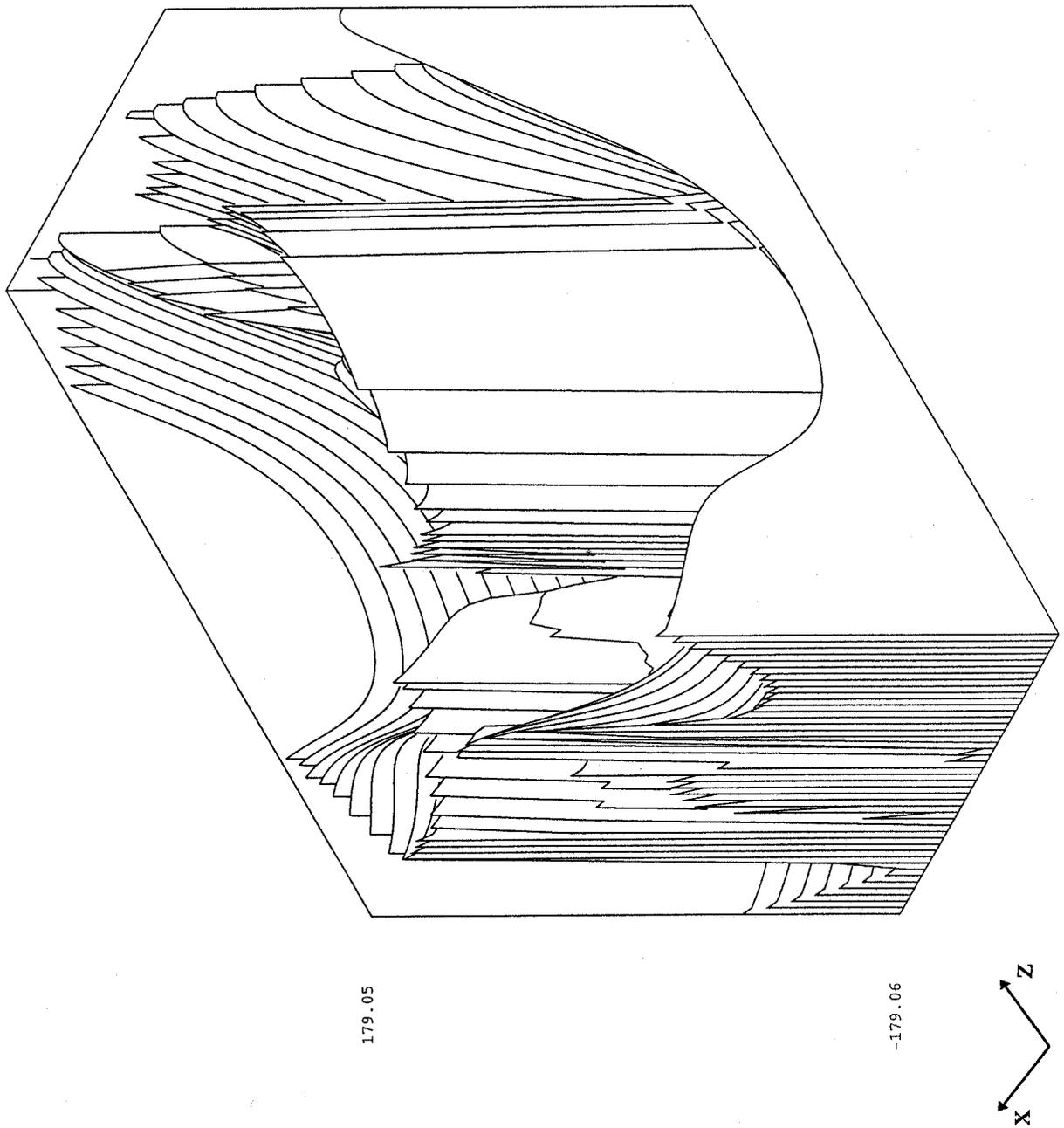


Bild 8.18: Phase der z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 2 für das Einfallsfeld p90t090ep

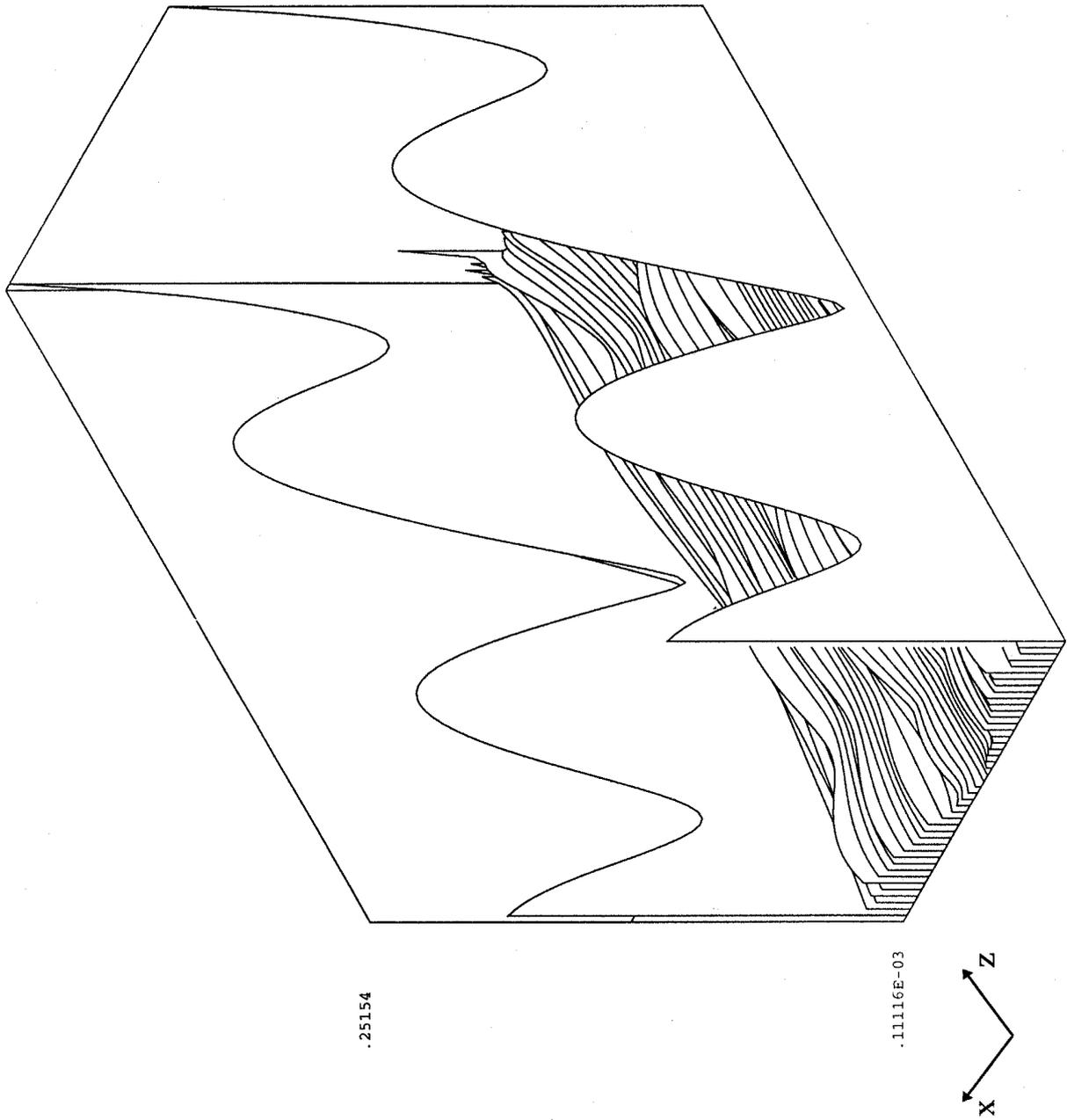


Bild 8.19: Betrag der x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 5 für das Einfallsfeld p90t090et

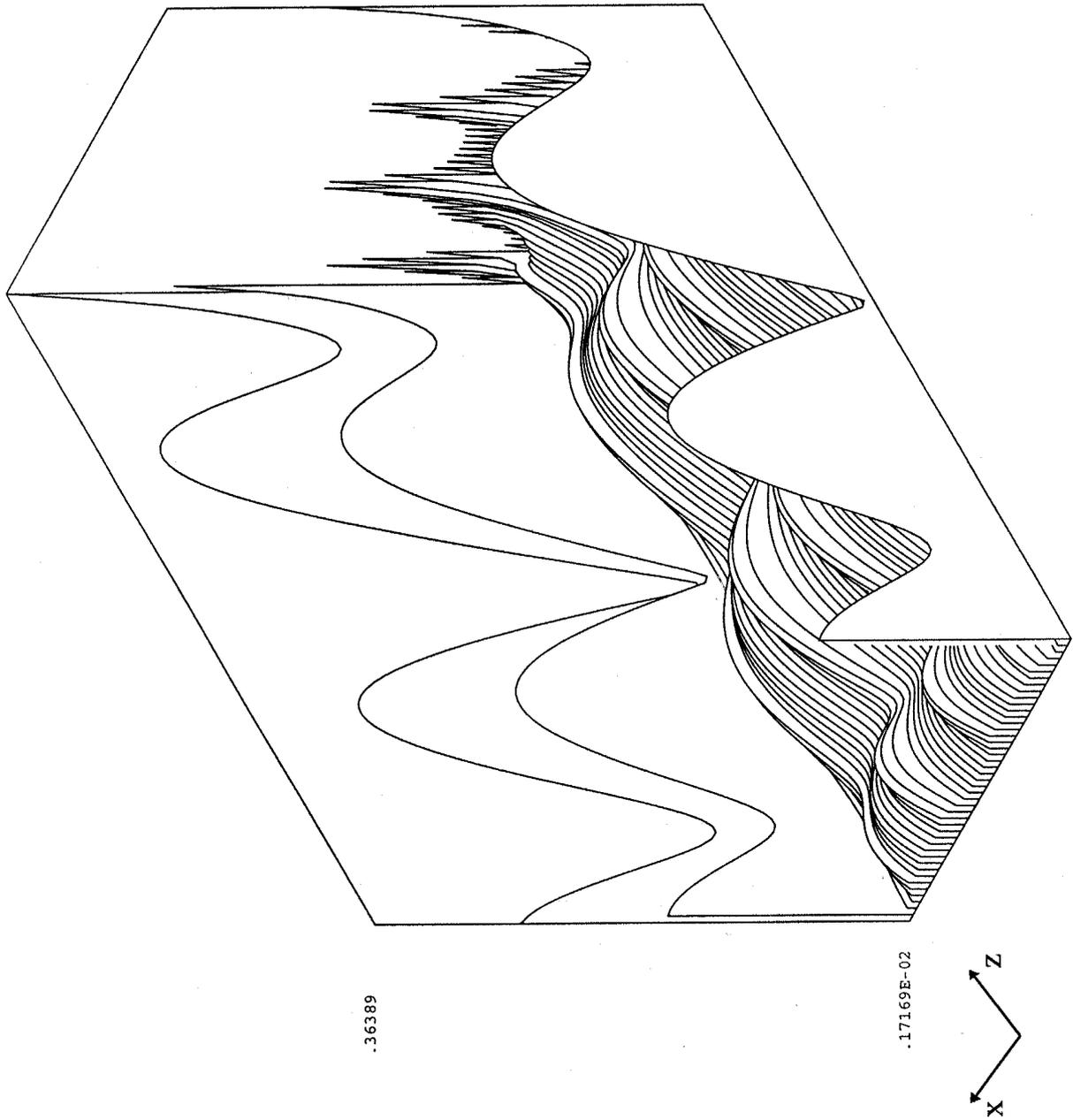


Bild 8.20: Betrag der y-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 5 für das Einfallsfeld p90t090et

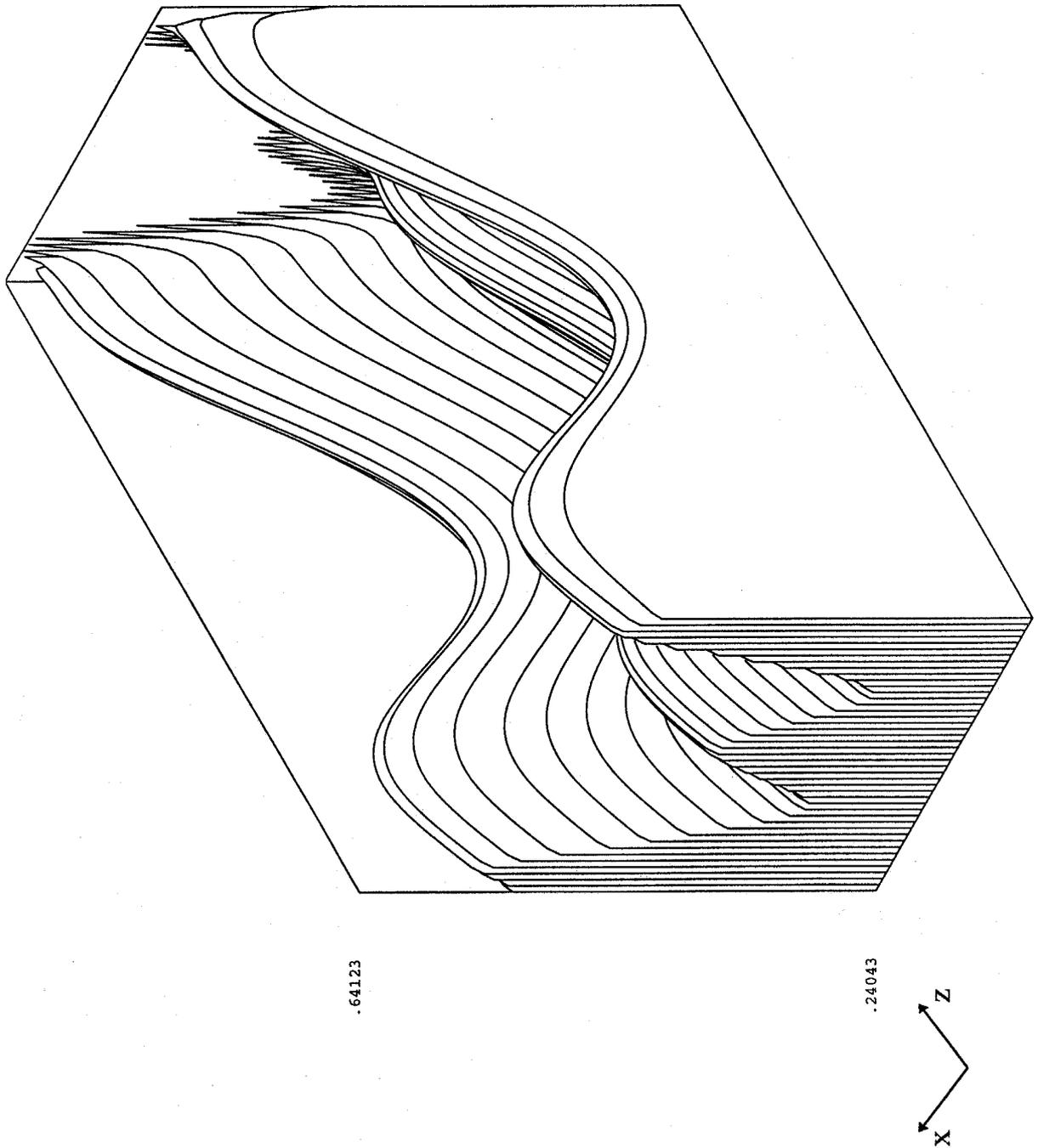


Bild 8.21: Betrag der z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 5 für das Einfallsfeld p90t090et

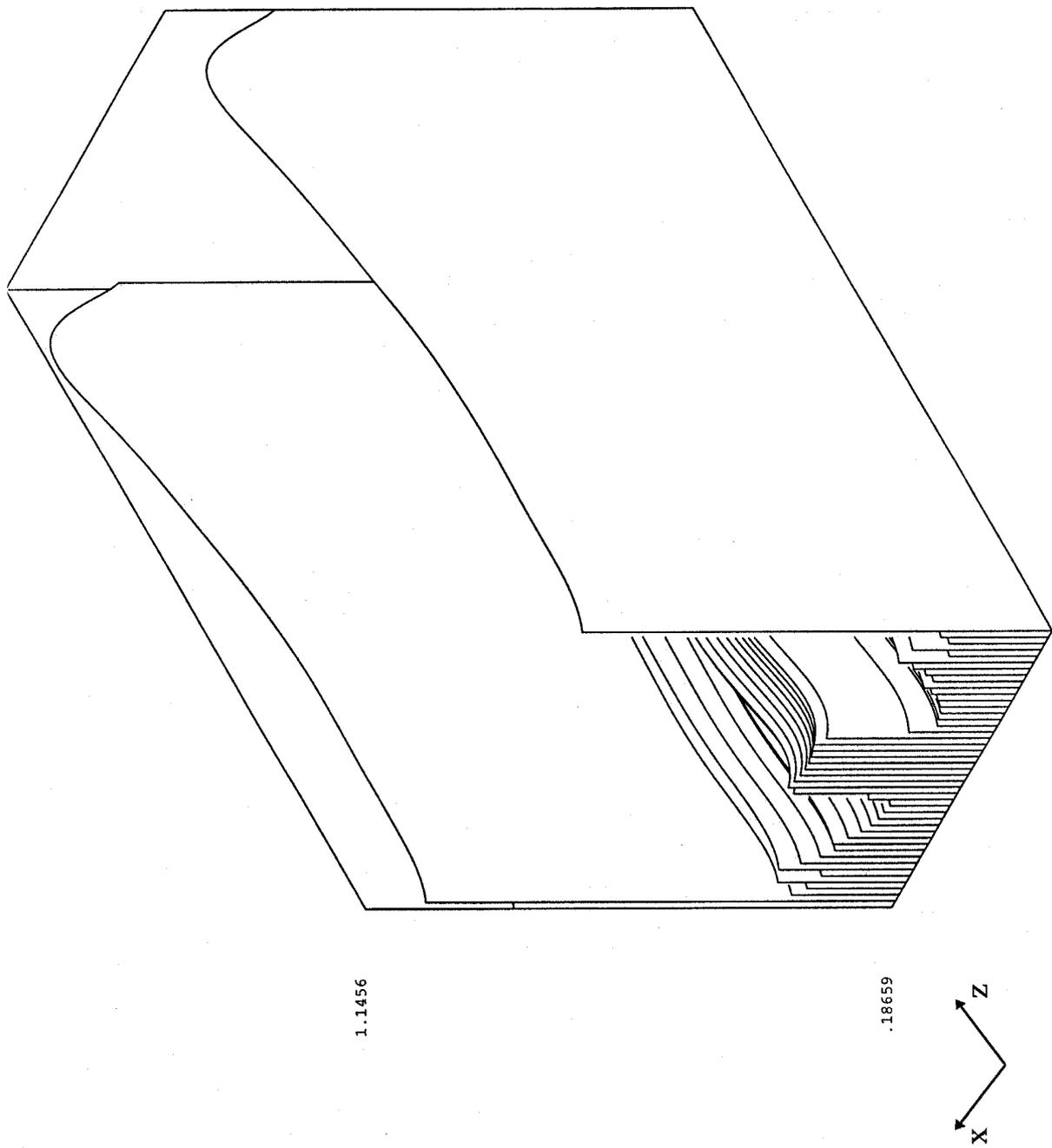


Bild 8.22: Betrag der x-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 5 für das Einfallsfeld p90t090ep

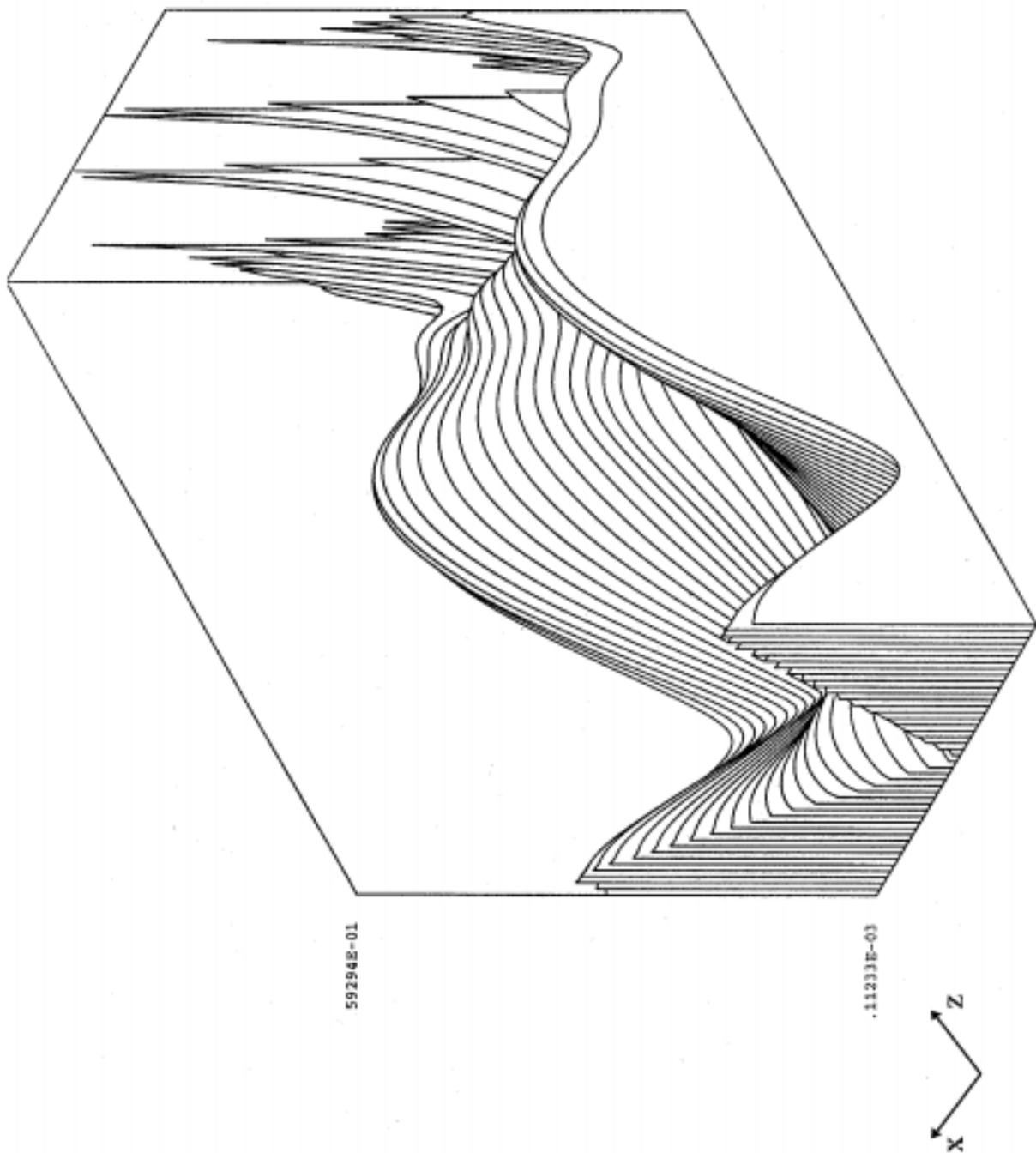


Bild 8.23: Betrag der z-Komponente der elektrischen Feldstärke in der Ebene 5 für das Einfallsfeld p90t090ep

8.5 Herzschrittmachermodelle

Zur Berechnung der induzierten Störspannungen wurden verschiedene Rechenmodelle für den Herzschrittmacher entworfen. Grundsätzlich bestehen alle Modelle (mit Ausnahme der aus der Norm [DIN 1993] übernommenen, aber insgesamt als unrealistisch anzusehenden Rahmenkonfiguration (Nr. 4 in Bild 8.25)) aus einem ideal leitenden Gehäuse praxisrelevanter Abmessungen, das für die Berechnungen durch ein Drahtgittermodell simuliert wird, und einer Elektrode, die als isolierter Draht idealer Leitfähigkeit ausgeführt ist. Bild 8.24 zeigt einen Herzschrittmacher mit Elektrodenanschluss und ein elektrisches Ersatzschaltbild mit der Eingangsimpedanz Z_{HSM} .

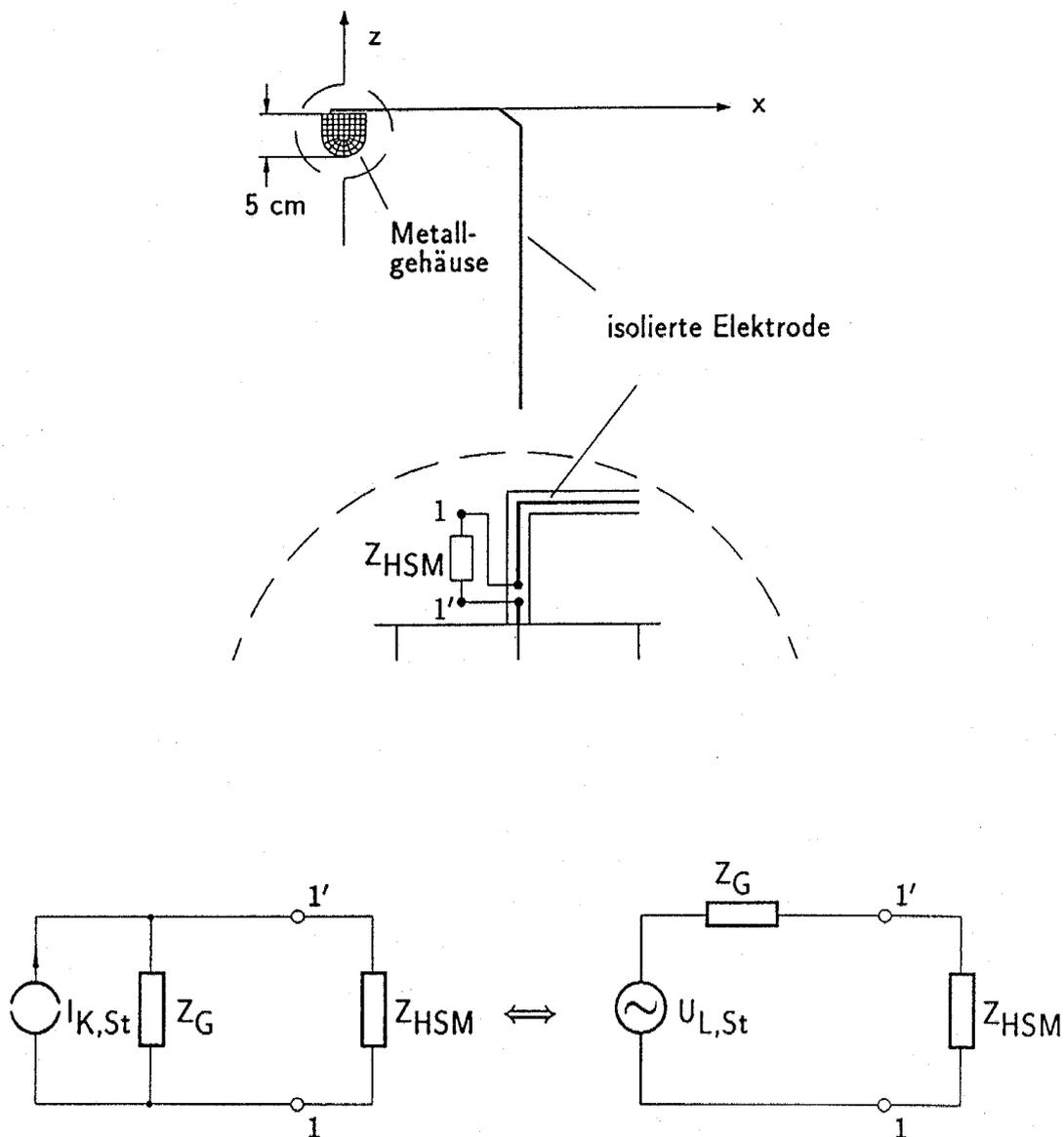


Bild 8.24: Antennenmodell und Ersatzschaltbild eines Herzschrittmachers

In den Bildern 8.25 und 8.26 sind die unterschiedlichen Konfigurationen skizziert, für die Störspannungsberechnungen im Rahmen dieses Projektes durchgeführt wurden. Neben den bereits in [Hansen et al. 1996b] verwendeten Standardmodellen (Bild 8.25) stehen inzwischen vier weitere Herzschrittmacher-Modelle zur Verfügung, die auf der Grundlage einer Originalausführung [Bossert et al. 1988] in Anlehnung an die heute meist verwendete Implantationstechnik bzw. aufgrund feldtheoretischer Erwägungen zur Ermittlung der „worst case“-Position ausgewählt wurden (Bild 8.26).

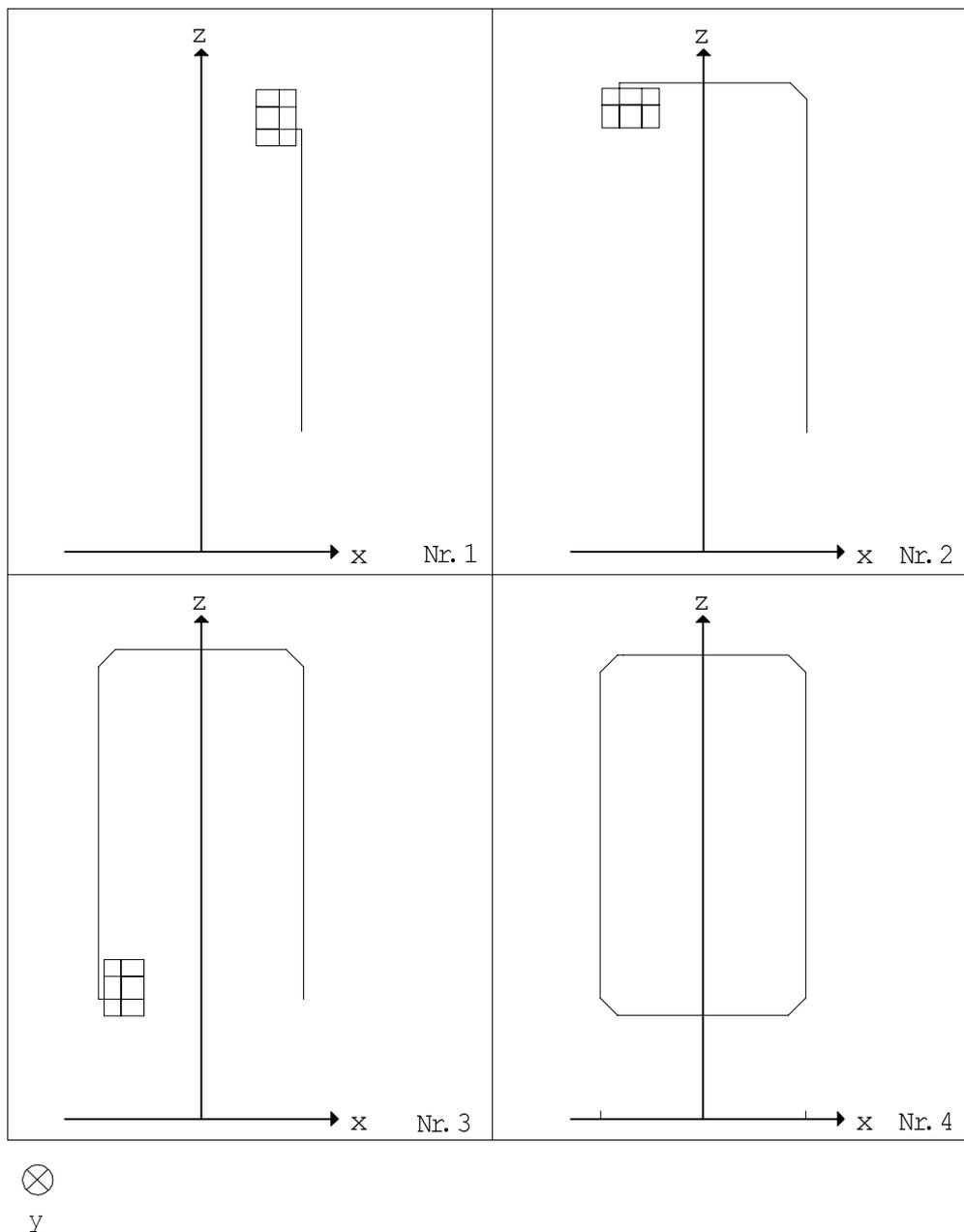


Bild 8.25: Herzschrittmacherkonfigurationen Nr. 1 bis Nr. 4

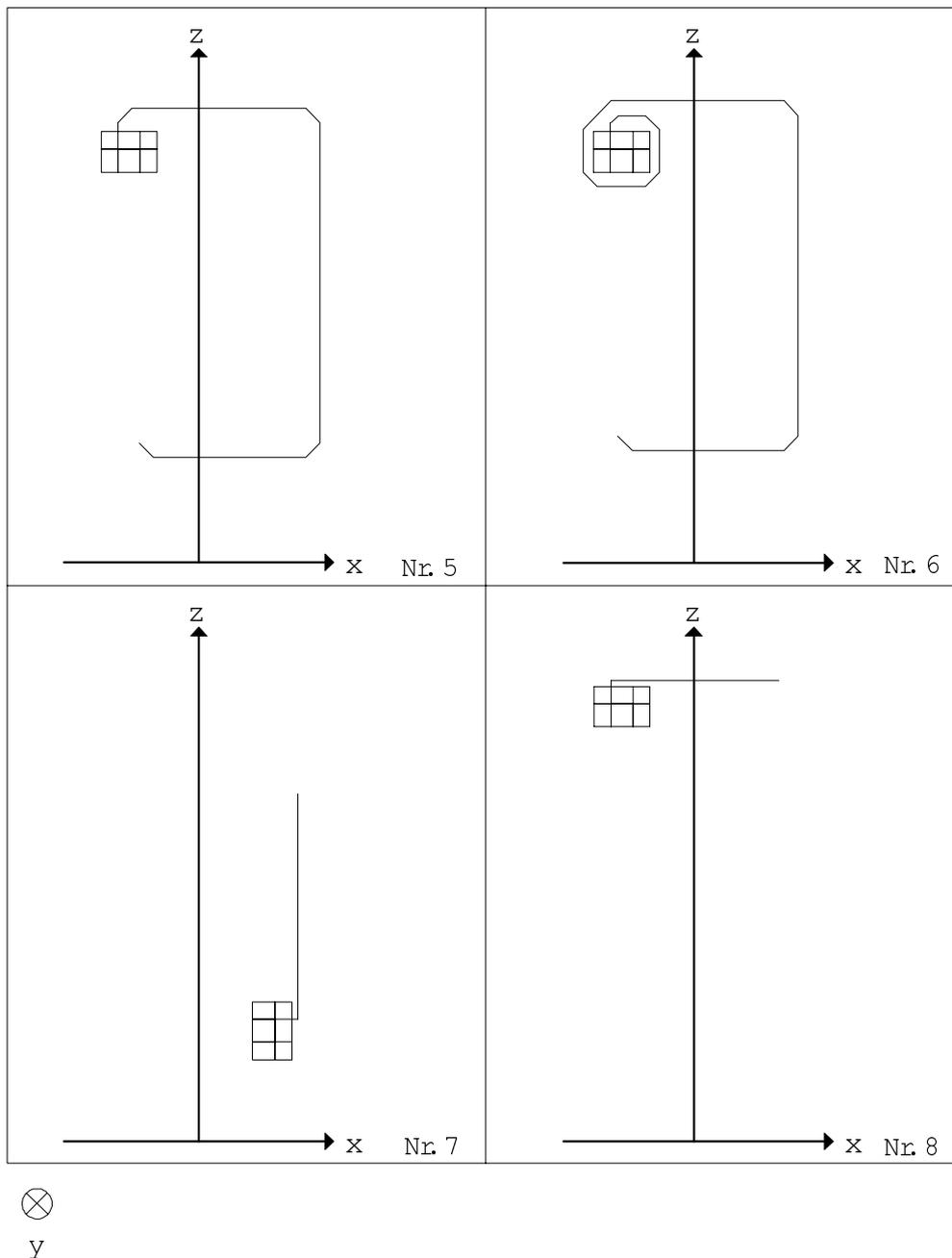


Bild 8.26: Herzschrittacherkonfigurationen Nr. 5 bis Nr. 8

Um mit Hilfe einer Momentenmethode zur Lösung von Gl. 8.1 die Störspannungen zu berechnen, mussten die skizzierten Herzschrittacher-Konfigurationen mit Drahtsegmenten von ca. 3 mm Länge modelliert werden. Bild 8.27 demonstriert dies am Beispiel der Konfiguration Nr. 6. Man beachte, dass die Maßstäbe in x- und y-Richtung unterschiedlich sind.

Der Drahtradius wurde zu 0,4 mm, der Durchmesser der Isolierung zu 1,65 mm bei einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r' = 2$ gewählt, sodass ihre Wirkung sehr effizient mit Hilfe eines Impedanzbelages beschrieben werden kann (vgl. Gl. 8.1). Die Festlegung der Durchmesser erfolgte, nachdem Variationen dieser Parameter einen nur geringen Einfluss auf die Höhe der Störspannungen ergeben hatten. Es wurden Berechnungen durchgeführt, bei denen die kom-

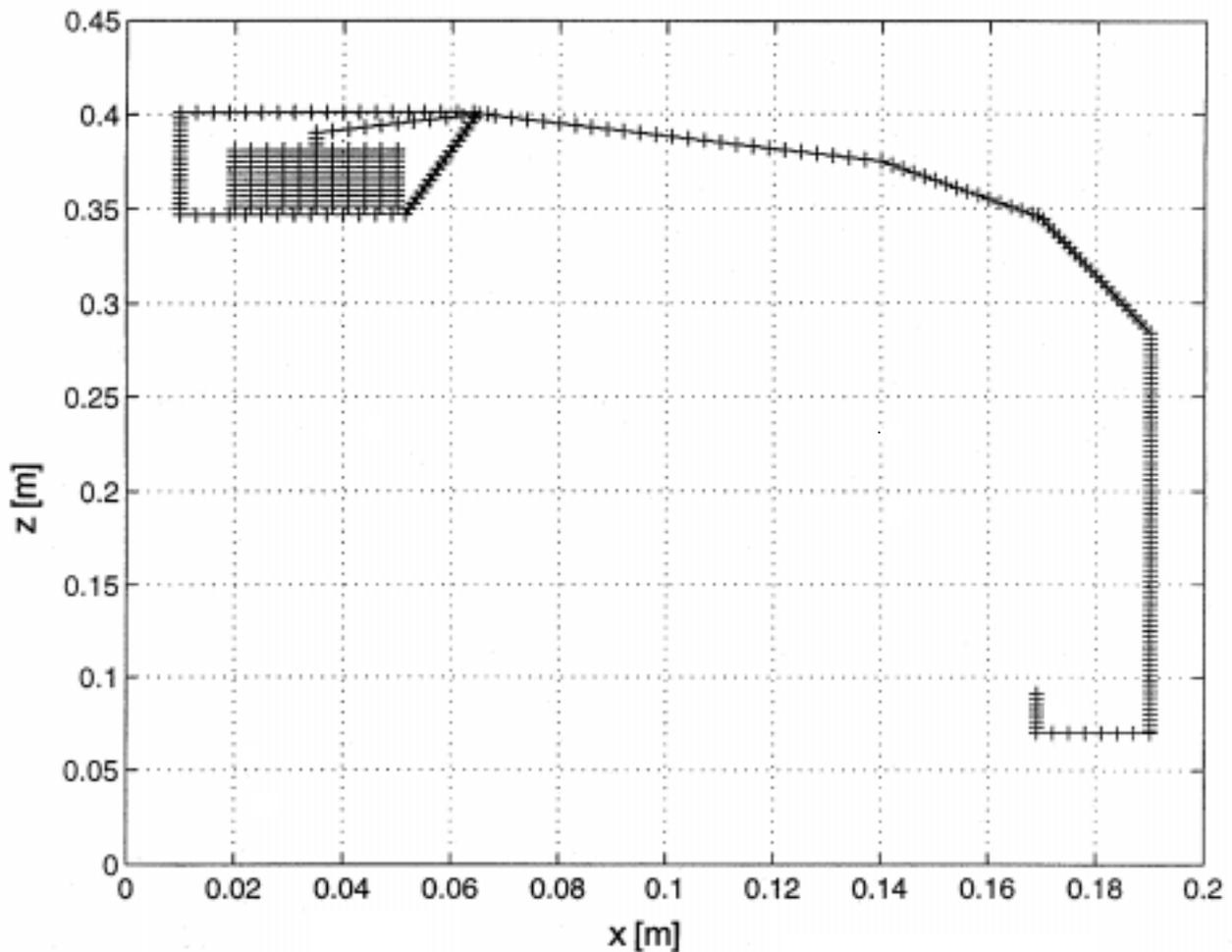


Bild 8.27: Diskretisierung des Elektrodendrahtes am Beispiel der Konfiguration Nr. 6

platte Elektrode isoliert war, und solche, bei denen die unmittelbare Umgebung der Elektrodenspitze abisoliert war.

Die modellierten Herzschrittmacher wurden in vielen unterschiedlichen Positionen im Körpermodell angeordnet. Die verschiedenen simulierten Implantationsebenen wurden bereits in Bild 8.9 gezeigt. Die genaue Lage der Herzschrittmacher innerhalb dieser Ebenen wurde anhand der berechneten Feldverteilungen (vgl. Abschnitt 8.4) festgelegt, um Fälle auszuschließen, bei denen die Elektrode nur durch Regionen niedriger Feldstärken verläuft.

8.6 Störspannungen am Herzschrittmacher-Eingang

Mit Hilfe des Oberflächenintegralgleichungsverfahrens nach Gl. 8.1, in die als eingeprägte elektrische Feldstärke das entsprechende in Abschnitt 8.4 beschriebene Feld im Körper einzusetzen ist, wurde für jeden Herzschrittmacher aus Abschnitt 8.5 in unterschiedlichen Positionen im Körpermodell die Störspannung ermittelt, um möglichst viele repräsentative Fälle abzudecken.

In diesem Abschnitt werden aus der Vielzahl der behandelten Fälle einige Ergebnisse der numerischen Berechnungen vorgestellt, die teilweise unmittelbar erklärt werden können, teilweise aufgrund der Komplexität der auf den Herzschrittmacher einwirkenden Felder im Körper aber keiner anschaulichen Interpretation zugänglich sind.

Für die Herzschrittmacher Nr. 1 - 6 aus den Bildern 8.25 und 8.26, positioniert in Ebene 1 (Muskelgewebe), ist in Tabelle 8.4 ein vollständiger Standarddatensatz (vgl. Tabelle 8.3) für die Beträge der Störspannungen angegeben, die hier grundsätzlich als Spitze-Spitze-Werte definiert sind. Beim Vergleich der berechneten Störspannungen für diese konkreten Beispiele lassen sich einige Erkenntnisse gewinnen, die im Grundsatz auch für andere Implantationsorte und Herzschrittmacher-Konfigurationen gelten:

1. Es liegt ein deutlicher Einfluss der Einfallrichtung des Feldes auf den Körper vor, obwohl die Störspannungsunterschiede weniger stark sind als ursprünglich vermutet. Aufgrund von Störspannungsberechnungen bei niedrigeren Frequenzen, die sich durch quasistatische Überlegungen noch recht gut interpretieren lassen, hätte man beispielsweise bei der Konfiguration Nr. 4 für das Einfallsfeld p00t090et (seitlicher Einfall) sehr viel höhere Werte erwartet als für das Feld p90t090et (Frontaleinfall). Bei den hier herrschenden kleinen Wellenlängen werden die Felder, insbesondere auch ihre Phasenverteilungen, aber in erheblich stärkerem Maße durch die Struktur des Körpers modifiziert als bei kleinen Frequenzen. Die direkte Anschauung versagt daher im Einzelfall. Dennoch lässt sich klar erkennen, dass in den meisten Fällen im Hinblick auf die Störeinkopplung am ungünstigsten die Exposition des Körpers von vorne ist. Dies gilt nahezu unabhängig von der konkreten Herzschrittmacherkonfiguration. In den wenigen Fällen, in denen auch eine andere Einfallrichtung eine große Störspannung liefert (z. B. p00t090ep bei Konfiguration Nr. 3), liegt diese maximal 40% höher als die Störspannung für den senkrechten Einfall auf den Thorax. Bild 8.28 zeigt beispielhaft eine Darstellung der Richtungsabhängigkeit der Störspannung ($U_{SS} = f(\theta)$ mit θ als Parameter) der Konfiguration Nr. 5 für die lineare Polarisation ep.
2. Die Polarisationsrichtung des Einfallsfeldes bei fester Ausbreitungsrichtung bestimmt unter Umständen wesentlich die Höhe der Störspannung. Allerdings lässt sich keine einheitliche Regel und erst recht keine anschauliche Erklärung für den Einfluss der Polarisation angeben. Dazu müsste in jedem Einzelfall das im Körper erzeugte Feld komponentenweise nach Betrag und Phase analysiert werden. Die in Abschnitt 8.4 gezeigten Feldbilder belegen, dass aufgrund der räumlichen Variationen ein direkter Rückschluss auf die induzierten Ströme und Spannungen auch dann nahezu unmöglich ist.
3. Verschiedene Herzschrittmacherkonfigurationen verhalten sich hinsichtlich der Höhe der induzierten Störspannung teilweise selbst bei Lage in derselben Implantationsebene sehr unterschiedlich (vgl. z. B. Nr. 1 und Nr. 3), während geometrisch ähnliche Konfigurationen etwa gleichwertige Störspannungen aufweisen (beispielsweise Nr. 2 und Nr. 5).

Einfallsfeld	Herzschrittmacher-Konfiguration					
	Nr. 1	Nr. 2	Nr. 3	Nr. 4	Nr. 5	Nr. 6
p00t000ep	0,45	2,09	2,18	2,09	2,07	2,88
p00t000et	0,21	3,74	10,27	14,24	3,09	4,03
p00t045ep	0,73	6,26	11,41	8,83	5,80	6,45
p00t045et	0,56	2,51	6,52	9,10	2,21	3,56
p00t090ep	0,53	7,41	12,54	8,78	7,11	3,76
p00t090et	0,48	1,05	5,13	5,47	0,78	4,66
p00t135ep	0,51	4,88	10,97	6,99	4,91	8,23
p00t135et	0,49	2,85	5,17	7,91	3,61	5,79
p00t180ep	0,35	1,43	3,41	4,16	2,10	5,89
p00t180et	0,29	4,77	4,64	7,74	5,56	4,08
p45t045ep	0,72	6,34	10,42	13,05	6,00	6,23
p45t045et	0,75	5,12	5,55	6,88	4,34	6,56
p45t090ep	0,78	8,63	10,37	15,89	8,96	4,47
p45t090et	0,94	2,77	6,65	11,77	1,92	8,78
p45t135ep	0,73	5,68	12,01	13,81	6,15	5,51
p45t135et	0,48	4,55	7,37	10,66	5,71	11,79
p90t045ep	0,50	8,91	7,88	11,65	7,64	10,89
p90t045et	0,65	4,94	4,04	7,45	3,58	5,93
p90t090ep	1,19	12,34	8,92	13,02	12,26	12,04
p90t090et	0,69	3,14	6,52	12,70	3,78	13,53
p90t135ep	0,74	9,17	8,83	11,72	9,84	5,99
p90t135et	0,50	3,15	6,22	10,56	4,31	11,54

Tabelle 8.4: Spitze-Spitze-Werte der Störspannungen U_{SS} in mV in Abhängigkeit vom Einfallsfeld bei 960 MHz für verschiedene Herzschrittmacher-Konfigurationen in Ebene 1

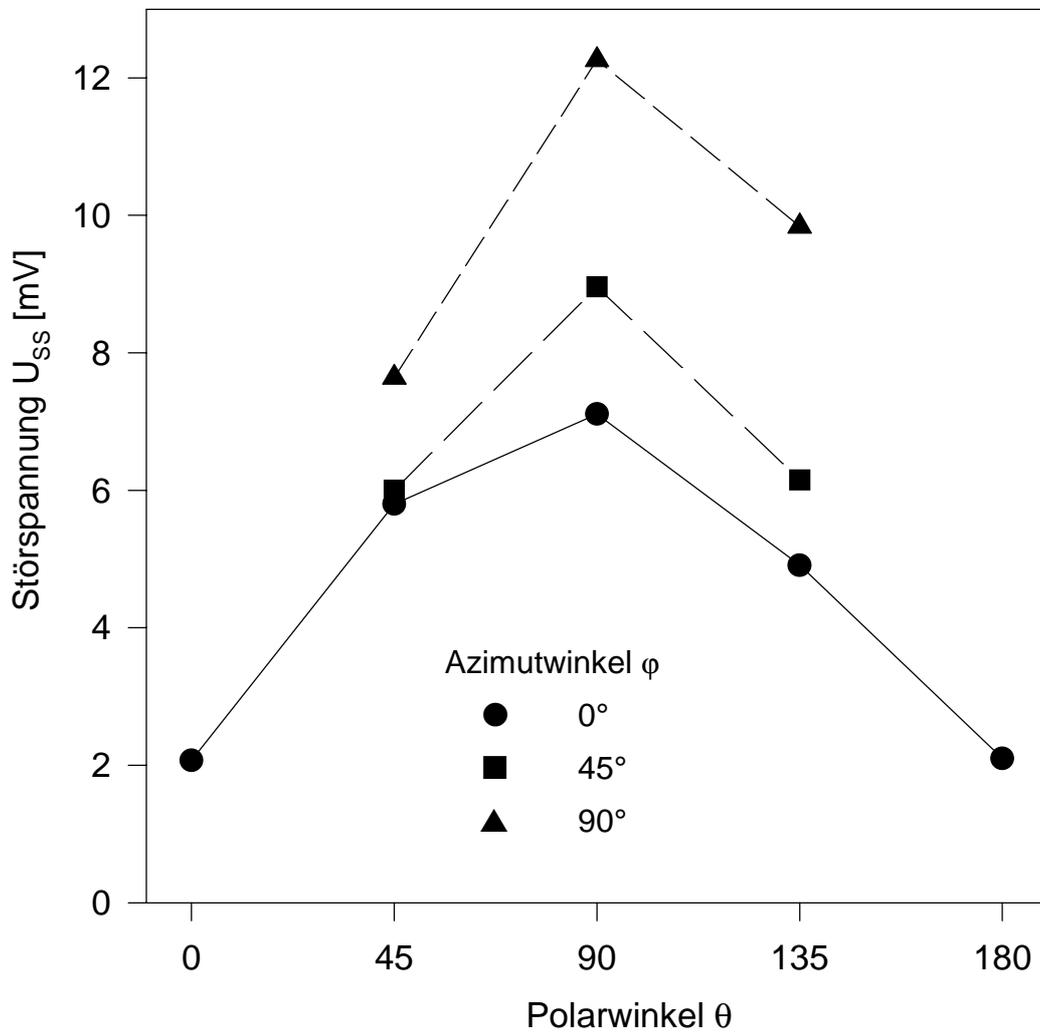


Bild 8.28: Störspannung (Spitze-Spitze-Wert) am Eingang des Herzschrittmachers Nr. 5 in Ebene 1 für die lineare Polarisierung e_p in Abhängigkeit vom Polarwinkel θ mit Azimutwinkel φ als Parameter

4. Es kann ferner festgestellt werden, dass die ermittelten Werte sich gut einfügen in die Größenordnung publizierter Rechenergebnisse [Hansen et al. 1996d] und Messdaten [Garbe et al. 1989; Gille et al. 1996].

In [Hansen et al. 1996d] wurde die im Fernfeld der Dipolantenne eines Handys bei 900 MHz an einem Herzschrittmacher induzierte Leerlaufspannung abgeschätzt, der sich in einem planaren Körpermodell gemäß Bild 8.29 befand. Der Spitze-Spitze-Wert der Störspannung lag, umgerechnet auf eine Amplitude der elektrischen Feldstärke in Luft von 1 V/m, bei ca. 2 mV.

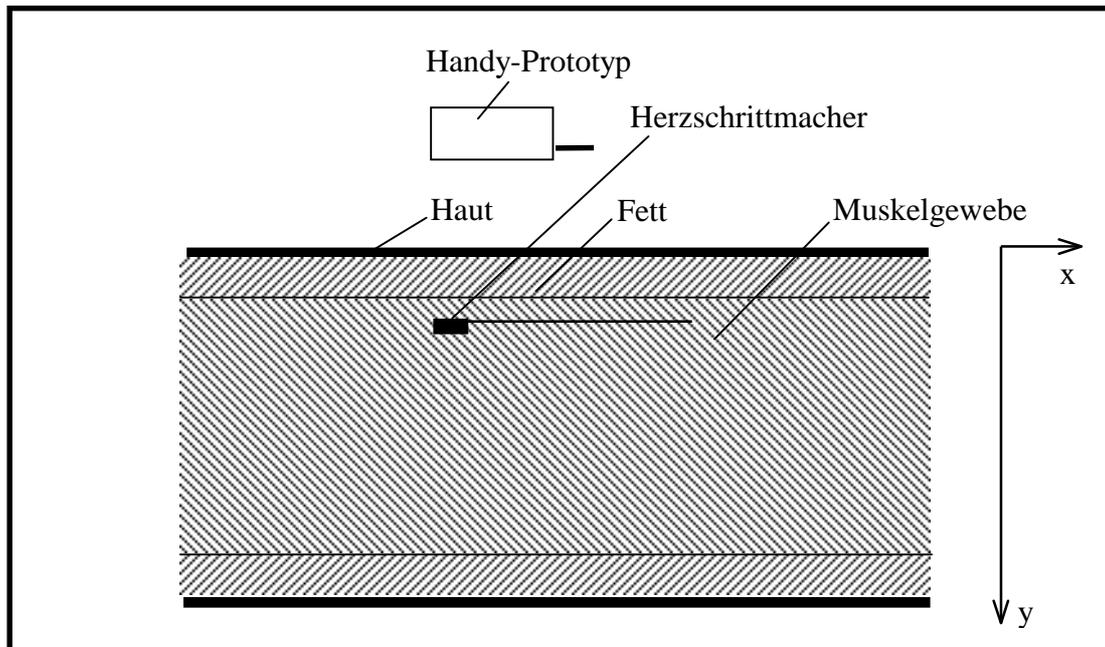


Bild 8.29: Planares Körpermodell aus [Hansen et al. 1996d]

Die in [Garbe et al. 1989] beschriebenen Messungen an einem in ein Körperphantom eingebetteten Herzschrittmacher ergaben bei 900 MHz und bezogen auf 1 V/m maximale Störspannungen um 6 mV.

Bei ähnlichen Untersuchungen in [Gille et al. 1996] wurde der Kurzschluss-Strom am Eingang eines Herzschrittmacher-Modells gemessen; bei 900 MHz betrug der Strom für ein Einfallsfeld von 1 V/m etwa 0,5 μA , was in Anbetracht der vielen unbekanntenen Randbedingungen (Lage des Herzschrittmachers im Körper, Scheitel- oder Spitze-Spitze-Wert des Stromes etc.) in guter Übereinstimmung mit typischen Elektrodenströmen der hier vorgestellten Berechnungen ist.

In dem hier interessierenden Frequenzbereich ist der Einfluss der Isolierung der Elektrodenpitze auf das Ergebnis vernachlässigbar. Daher wurde bei der weiteren Verfolgung des Projektziels stets eine Vollummantelung der Elektrode angenommen.

Desweiteren wurde untersucht, wie die Störspannungen sich verändern, wenn der Herzschrittmacher, wie auch meist in der Praxis, in hautnäheren Regionen implantiert wird. Wegen des aus den Bildern 8.7 und 8.8 bekannten Feldanstiegs zur Körperoberfläche hin wird auch ein Anwachsen der Störspannungen erwartet. Die folgenden Beschreibungen konzentrieren sich auf Ergebnisse, die für frontal einfallende homogene ebene Wellen und für die Konfigurationen Nr. 1 und Nr. 8 erzielt wurden, wobei die Konfiguration Nr. 8 durch Modifikation der Konfiguration Nr. 2 dadurch entstand, dass die Elektrode so weit gekürzt wurde, bis der verti-

nach unten verlaufende Draht wegfiel. In diesem Fall findet die Konfiguration auch in der relativ dünnen Fettschicht des verwendeten Körpermodells Platz.

Dass es im Frequenzbereich um 900 MHz statthaft ist, die Elektrode zu verkürzen, ohne die Störspannung am Anfang wesentlich zu verändern, belegen die folgenden Bilder: Bild 8.30 zeigt den Verlauf der Eingangs-Störspannung der Konfiguration Nr. 2 als Funktion der Elektrodenlänge in der Ebene 3. Bei kleinen Längen (um 4 cm) erkennt man eine deutliche Spannungsüberhöhung infolge einer Elektrodenresonanz, bei größeren Längen folgt ein langer stationärer Bereich.

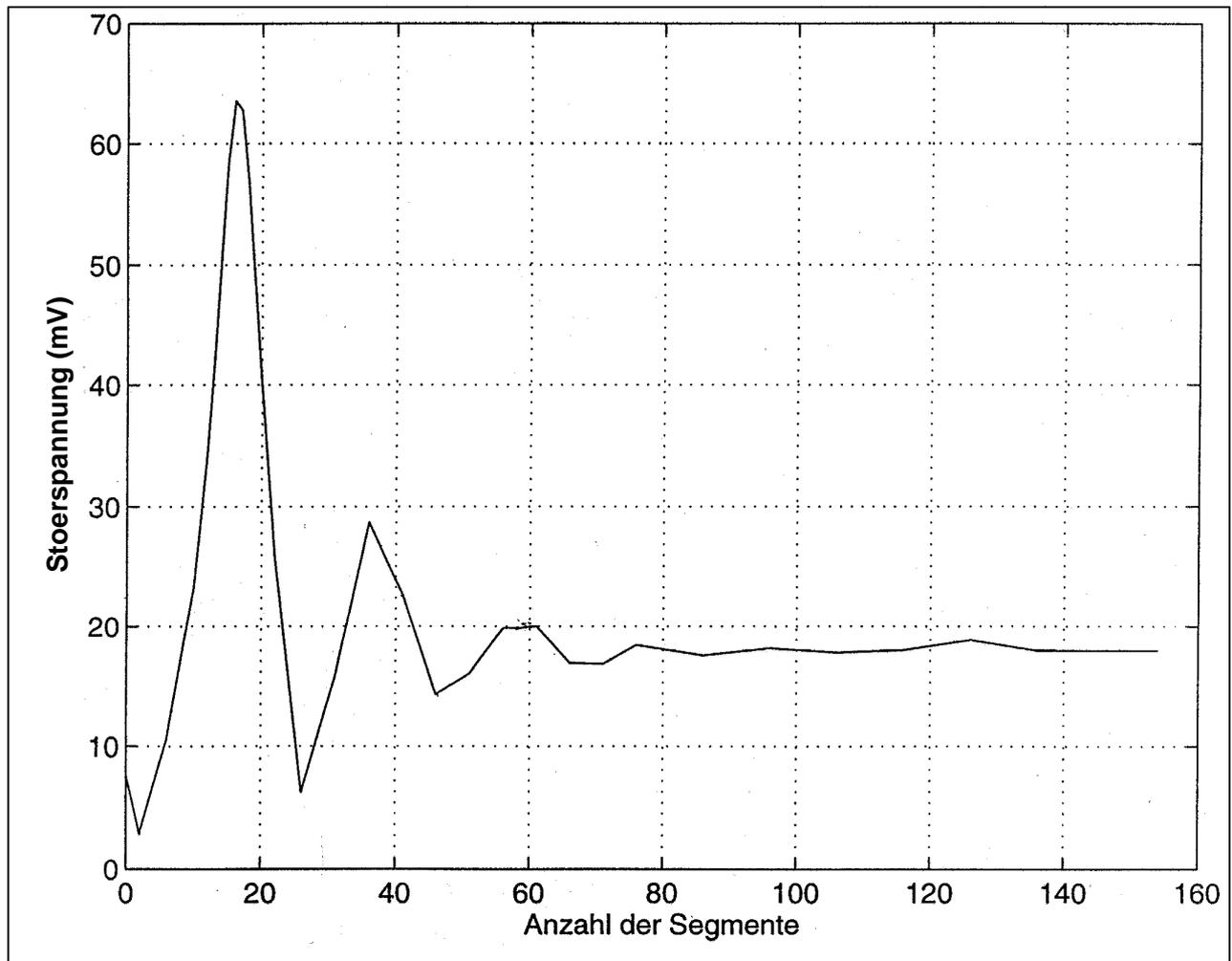


Bild 8.30: Störspannung $U_{SS}/2$ am Herzschrittmachereingang als Funktion der Elektrodenlänge für Konfiguration Nr. 2 in Ebene 3 (p90t090ep, 935 MHz)

Da diese Untersuchung für die Konfiguration Nr. 2 nur im Muskelgewebe, aufgrund ihrer großen Gesamtlänge aber nicht in Fett durchgeführt werden konnte, wurde ein analoger Fall für die Konfiguration Nr. 1 betrachtet. In Bild 8.31 ist eine der Implantation im Muskelgewebe entsprechende Kurve dargestellt. Bild 8.32 gibt die Längenabhängigkeit in der benachbarten Ebene 4 in Fett wieder. Es wird deutlich, dass eine Verkürzung der Elektrodenlänge in einem gewissen Bereich fast ohne Einfluss auf die Eingangs-Störspannung bleibt.

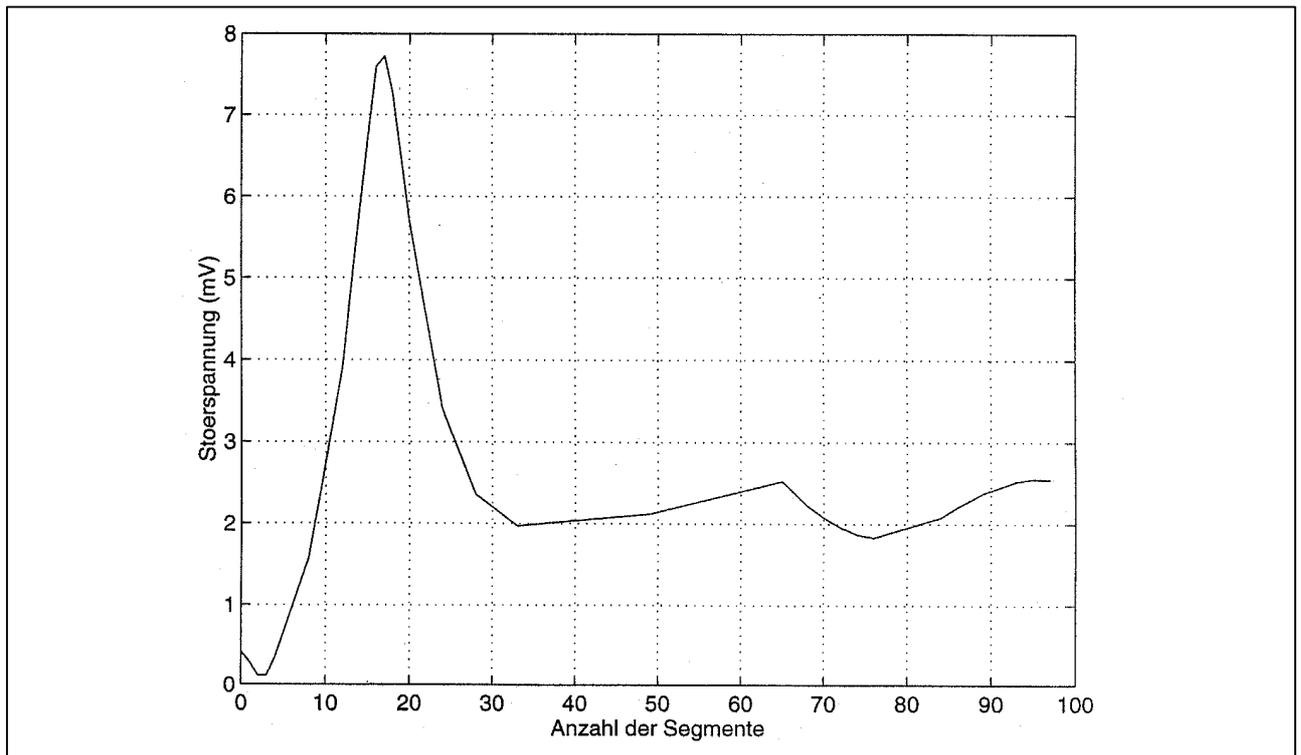


Bild 8.31: Störspannung $U_{SS}/2$ am Herzschrittmachereingang als Funktion der Elektrodenlänge für Konfiguration Nr. 1 in Ebene 3 (p90t090et, 960 MHz)

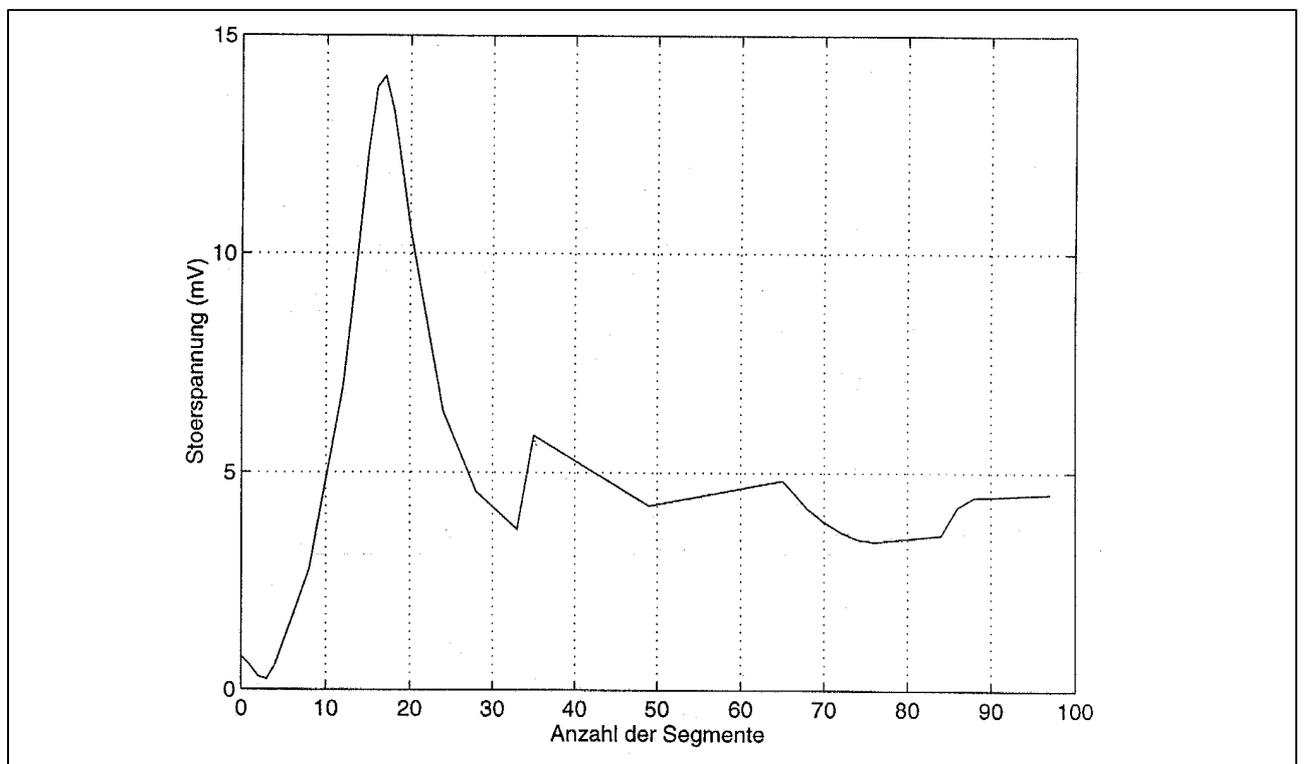


Bild 8.32: Störspannung $U_{SS}/2$ am Herzschrittmachereingang als Funktion der Elektrodenlänge für Konfiguration Nr. 1 in Ebene 4 (p90t090et, 960 MHz)

Tabelle 8.5 zeigt für das Einfallsfeld p90t090ep bei 935 MHz die in jeweils drei Implantationsebenen in Muskel- bzw. Fettgewebe (1, 2 und 5, vgl. Bild 3.4) berechneten Störspannungen.

Ebene	Herzschrittmacher-Konfiguration		
	Nr. 1	Nr. 2	Nr. 8
1 (Muskel)	1,82	31,9	9,0
2 (Muskel)	2,0	35,8	53,8
5 (Fett)	59,32	-	25,4

Tabelle 8.5: Spitze-Spitze-Werte der Störspannungen U_{SS} in mV für verschiedene Herzschrittmacher-Konfigurationen in unterschiedlichen Implantationsebenen (p90t090ep, 935 MHz)

Erwartungsgemäß liegen die Werte für die Spannungen in der hautnahen Position des Herzschrittmachers in der Regel höher. Es fällt jedoch auf, dass die Konfiguration Nr. 1 sich in der Fettschicht (Ebene 5) offensichtlich kritischer verhält als die Konfiguration Nr. 8, gerade umgekehrt zu den für den Muskelbereich gewonnenen Erkenntnissen. Eine anschauliche Erklärung dieses Sachverhalts ist nicht möglich.

Da die Ergebnisse in Abhängigkeit von der Polarisation des Einfallsfeldes ebenso unanschaulich sind - (vgl. Tabelle 8.6) bei einem zum Elektrodendraht parallel verlaufenden elektrischen Feld ist die Störspannung teils größer (Ebene 2, Fall et), teils aber auch deutlich kleiner als bei senkrecht orientiertem Einfallsfeld (Ebene 5, Fall et) - wurde zunächst ein Rechenfehler vermutet.

Ebene	Polarisation des Einfallsfeldes	
	et	ep
2 (Muskel)	8,86	2,00
5 (Fett)	23,98	59,32

Tabelle 8.6: Spitze-Spitze-Werte der Störspannungen U_{SS} in mV für Herzschrittmacher Nr. 1 in Ebene 2 und 5 bei unterschiedlichen Einfallspolarisationen (p90t090, 935 MHz)

Die Überprüfung der Stromverteilungen auf den Herzschrittmacherelektroden ergab dann aber, dass zu einer hohen tangentialen elektrischen Feldstärke - wie erwartet - auch ein induzierter Strom hoher Amplitude gehört. Die Bilder 8.33 bzw. 8.34 geben den Betrag des Stromes (Scheitelwerte) auf der Elektrode Nr. 1 wieder, die sich für den Fall p90t090et bzw. p90t090ep jeweils im Fettgewebe (Ebene 5) im Feld mit den aus den Bildern 8.19 bis 8.23 bekannten Verteilungen befindet. Die maximalen Stromstärken unterscheiden sich nahezu um eine Größenordnung.

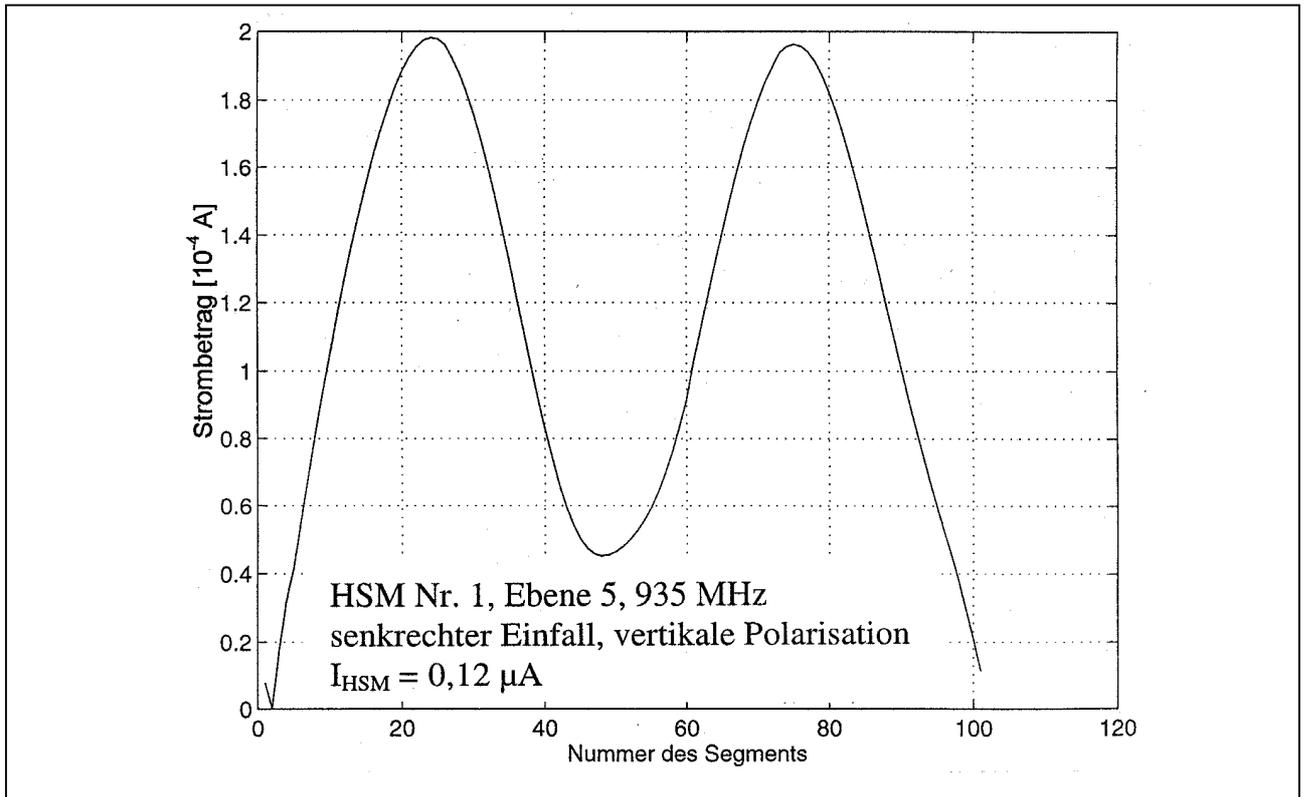


Bild 8.33: Betrag des Stromes (Scheitelwert) auf der Herzschrittmacherelektrode Nr. 1 (Ebene 5, Expositionsfall p90t090et, 935 MHz)

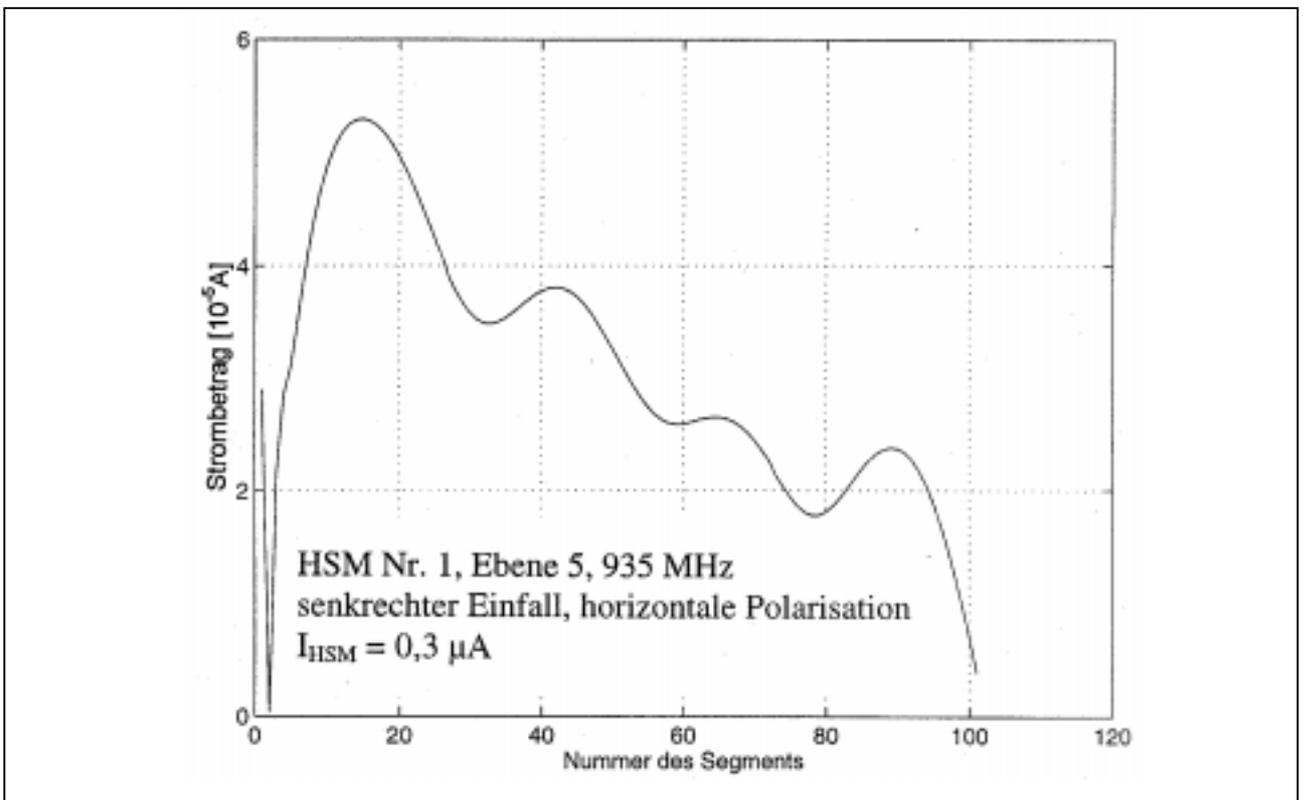


Bild 8.34: Betrag des Stromes (Scheitelwert) auf der Herzschrittmacherelektrode Nr. 1 (Ebene 5, Expositionsfall p90t090ep, 935 MHz)

Dennoch ergibt sich für den Fall von Bild 8.33 im Eingangsknoten, in dem die 100 k Ω -Impedanz liegt, ein kleinerer lokaler Strom (ca. 0,12 μ A) als im Fall von Bild 8.34 (ca. 0,3 μ A). Dies kann nur mit den unübersichtlichen Phasenverteilungen der Felder im Körper und damit der Ströme auf der Elektrode erklärt werden. Um auszuschließen, dass numerische Rundungsfehler bei den kleinen Stromwerten die Ergebnisse beeinflussen, wurde abweichend von der bisherigen „worst case“-Annahme die Eingangsimpedanz um einen Faktor 100 auf 1 k Ω verkleinert. Damit erhöhten sich die berechneten Ströme bei ansonsten nahezu unveränderter Stromverteilung (s. z. B. Bild 8.35) auch im Eingangsknoten etwa um diesen Faktor, während sich die Störspannungen für das obige Beispiel mit 21,4 mV und 52 mV nur wenig veränderten.

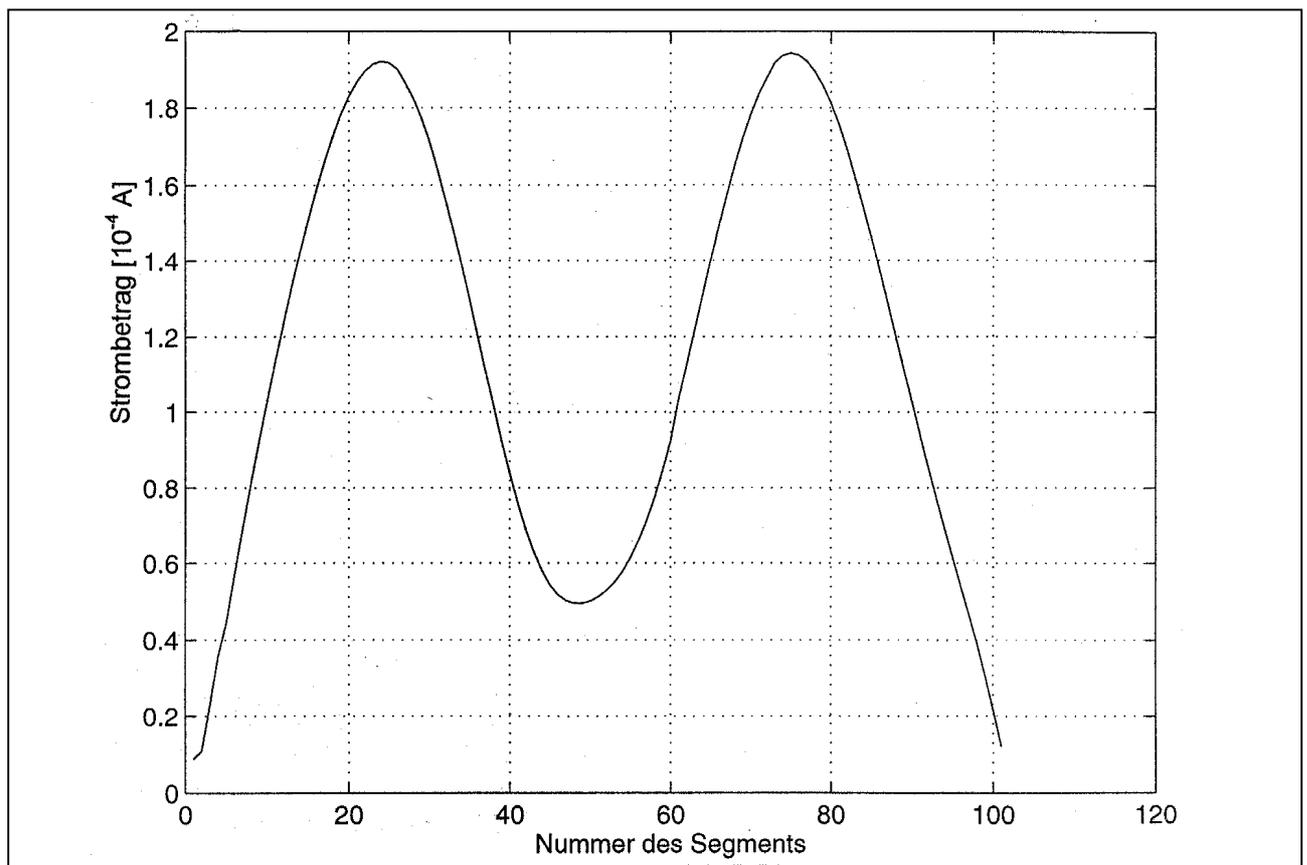


Bild 8.35: Betrag des Stromes (Scheitelwert) auf der Herzschrittmacherelektrode Nr. 1 für $Z_{HSM} = 1\text{k}\Omega$ (Ebene 5, Expositionsfall p90t090et, 935 MHz)

Die in Tabelle 8.5 für den im Fettgewebe dicht unterhalb der Hautoberfläche liegenden Herzschrittmacher Nr. 1 bei 935 MHz angegebene Störspannung von 59,32 mV stellt gleichzeitig den höchsten Wert dar, der bei allen durchgeführten Untersuchungen ermittelt wurde. Er lässt sich zusätzlich validieren durch relativ hohe Spannungswerte, die an gleicher Position für weitere Konfigurationen (Nr. 5*: 54,4 mV; Nr. 11: 52,12 mV) und die an benachbarten Positionen für den gleichen Herzschrittmacher bestimmt wurden (vgl. Bild 8.36). (*: Elektrode gekürzt).

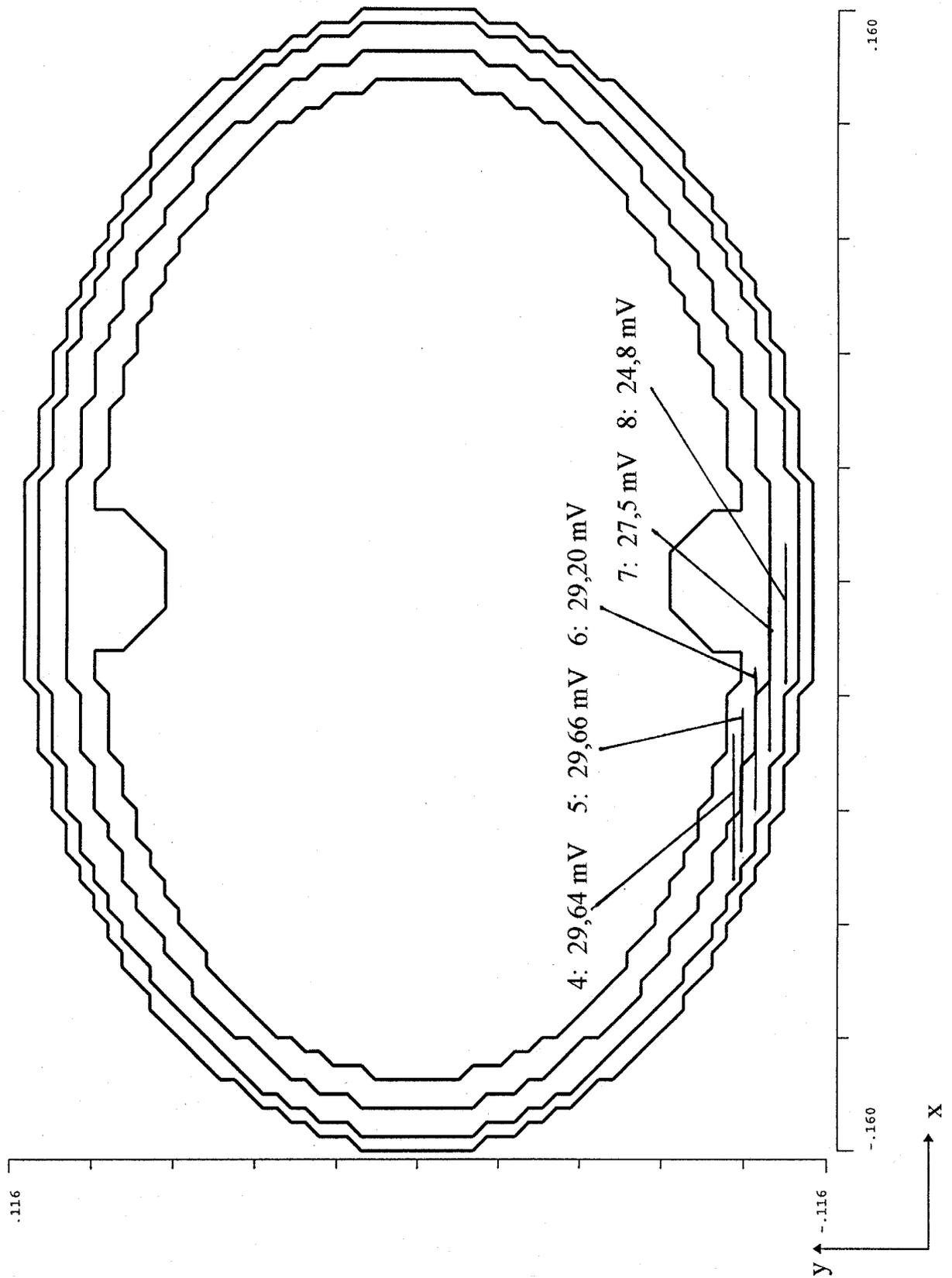


Bild 8.36: Störspannungen $U_{SS}/2$ für Herzschrittmacher Nr. 1 in Abhängigkeit von der Position (Expositionsfall p90t090ep, 935 MHz)

Zur sicherheitstechnischen Überprüfung der Exposition eines Herzschrittmacherträgers muss natürlich von der höchsten für möglich befundenen Störspannung ausgegangen werden, da der Körper jede (also auch die ungünstigste) Lage in Bezug auf die Strahlungs- und Polarisationsrichtung des einfallenden Feldes annehmen kann.

Eine getrennte Berücksichtigung der gleichzeitigen Exposition des Körpers aus unterschiedlichen Richtungen infolge von Mehrfachreflexionen des Strahlungsfeldes erscheint nach den vorliegenden Ergebnissen nicht mehr sinnvoll. Wenn beispielsweise der Herzschrittmacher in einer hautnahen Position implantiert ist, für die sich bei frontaler Exposition eine hohe Störspannung (z. B. 59,32 mV wie oben) ergibt, erhält man für alle anderen Einfallrichtungen kleinere Spannungswerte. Bei einem Auftreffen auf den Rücken ist die Störspannung sogar um mehr als eine Größenordnung reduziert (in obigem Beispiel auf 1,24 mV), selbst wenn die gleiche Amplitude des Feldes wie bei Frontaleinfall angenommen wird. Bei Herzschrittmachern, die unkritischer positioniert sind, ergeben sich nicht derart starke Richtungsabhängigkeiten, allerdings ist das Niveau der Störspannungen auch deutlich niedriger. Daher sollte die oben angegebene „worst case“ - Störspannung, bewertet mit der im Aufenthaltsbereich ermittelten Maximalfeldstärke, in allen Expositionsfällen ausreichen, um eine Beurteilung der eventuellen Gefährdung eines Herzschrittmacherträgers vorzunehmen.

Schließlich wurde für alle untersuchten Expositions- und Implantationsfälle die Frequenzabhängigkeit der Störspannung untersucht. Tabelle 8.7 gibt bei 935 und 960 MHz für die Konfiguration Nr. 7 in Muskel- und Fettgewebe berechnete Störspannungswerte in Abhängigkeit von verschiedenen Expositionsfällen wieder. Eine strenge Systematik der Spannungsänderungen mit der Frequenz kann nicht ermittelt werden. Die Unterschiede sind allerdings so gering, dass die Frequenzabhängigkeit der Störspannung im Intervall von 935 - 960 MHz im Hinblick auf das Vertragsziel vernachlässigt werden kann.

Einfallsfeld	Ebene 3 (Muskel)		Ebene 4 (Fett)	
	935 MHz	960 MHz	935 MHz	960 MHz
p90t045ep	7,74	8,32	6,82	6,84
p90t045et	16,74	16,30	15,92	14,64
p90t090ep	8,48	8,40	12,18	11,94
p90t090et	17,28	16,00	18,70	17,18
p90t135ep	10,28	10,34	7,78	7,48
p90t135et	12,88	10,22	11,08	11,06

Tabelle 8.7: Störspannungen U_{SS} in mV für Herzschrittmacher Nr. 7 in Ebene 3 und 4 bei unterschiedlichen Frequenzen

8.7 Bewertung der Störspannungen

Die in Abschnitt 8.6 vorgestellten Einzelergebnisse lassen teilweise systematische Muster erkennen, beispielsweise das Ansteigen der Störspannung mit abnehmender Implantationstiefe, entziehen sich teilweise aber auch einer direkten plausiblen Erklärung, was bei der Komplexität der elektromagnetischen Feldverteilungen im Körper und den in Anbetracht der relativ kleinen Materialwellenlängen unübersichtlichen Phasenbeziehungen einzelner Stromelemente auf der Herzschrittmacherelektrode nicht verwundern sollte. Wie im einleitenden Kapitel schon anklang, wären Ergebnisse, die man durch Messungen erhalten würde, aufgrund unzulänglicher Körpermodelle, überlappender Einflüsse vielfältiger Versuchsparameter und wegen des Kostenaufwands für umfangreiche Variationen der Expositions- und Implantationsbedingungen von vorneherein viel schwieriger in die Realität übertragbar. Hier besteht demgegenüber der Vorteil, dass durch die hohe Anzahl der durchgerechneten Einzelfälle eine sichere Aussage darüber getroffen werden kann, mit welchen Störspannungen im Extremfall gerechnet werden muss^{*)}. In der folgenden Bewertung der Störspannungen wird zunächst von dem höchsten aufgetretenen Wert ausgegangen, der bei rund

$$U_{SS} = 60 \text{ mV}$$

liegt. Wie bei allen durchgeführten Berechnungen betrug auch hierbei die Amplitude des elektrischen Feldes der einfallenden homogenen ebenen Welle vor Einfügung des Körpermodells 1 V/m (Scheitelwert). Legt man den in Abschnitt 8.2.1 vorgeschlagenen Basisgrenzwert für die Störspannung im D-Netz-Bereich von

$$U_{SS, \text{Basis}} = 4 \text{ V}$$

zugrunde, so darf der Effektivwert der elektrischen Feldstärke in einem Raumbereich in Abwesenheit des Herzschrittmacherträgers höchstens

$$E_{\text{eff, max}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_{SS, \text{Basis}}}{60 \text{ mV}} \frac{\text{V}}{\text{m}} = 47,1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$$

betragen, um eine Gefährdung nach Betreten dieses Bereichs auszuschließen.

Da bei den durchgeführten Störspannungsberechnungen für alle zu modellierenden Parameter grundsätzlich von „worst case“-Annahmen ausgegangen wurde, liegt die Feldstärke der tatsächlichen Gefährdung wahrscheinlich noch etwas höher. Wie die folgende Betrachtung zeigt, bietet aber auch das vorliegende Ergebnis schon einen ausreichenden Schutz für einen Herzschrittmacherträger. Nach der Personenschutznorm [DIN 1993] errechnet sich für den Effektivwert der elektrischen Feldstärke der Grenzwert E_G der unmittelbaren Gefährdung im Expositionsbereich 2 bei Ganzkörper-Exposition von mehr als 6 Minuten Dauer im Frequenzbereich von 400 - 2000 MHz nach

$$E_G = 1,37 \sqrt{f[\text{MHz}]} .$$

Bei der niedrigsten Basisstations-Sendefrequenz des D-Netzes von 935 MHz beträgt die maximal zulässige Feldstärke für die allgemeine Bevölkerung somit 41,9 V/m und liegt knapp unterhalb der oben errechneten möglichen Gefährdungsschwelle von implantierten Herzschrittmachern.

*) Zur Anzahl der durchgeführten Einzelrechnungen s. auch Anhang 8.9

Damit lässt sich die zur Untersuchung anstehende Frage dahingehend beantworten, dass - vorbehaltlich der Gültigkeit des in [Meckelburg et al. 1996] vorgeschlagenen Grenzwertes für die Störspannung $U_{SS, \text{Basis}}$ von 4 V - zur Gewährleistung der Sicherheit von Herzschrittmacherträgern im Fernfeld von Mobilfunk-Basisstationen des D-Netzes die in der allgemeinen Personenschutznorm festgelegten Grenzwerte ausreichen.

Die Definition spezieller Sicherheitsabstände für Herzschrittmacherträger erübrigt sich. Aus diesem Grund kann hier auch darauf verzichtet werden, Beispiele für die Ermittlung der Sicherheitsbereiche um Basisstations-Antennen anzugeben, da diese sich nicht von den üblicherweise durchgeführten Berechnungen auf der Grundlage der Personenschutznorm unterscheiden.

8.8 Zusammenfassung

Es wurden umfangreiche numerische Untersuchungen durchgeführt, um die maximalen Störspannungen zu bestimmen, die durch die Induktionswirkung eines externen elektromagnetischen Fernfeldes einer Mobilfunk-Basisstation am Eingang eines implantierten Herzschrittmachers erzeugt werden können.

Um das einfallende Feld zu charakterisieren, wurden homogene ebene Wellen unterschiedlicher Einfall- und Polarisationsrichtungen verwendet. Für diese Einfallfelder wurden die Feldstärkephasoren im Körper unter Zugrundelegung eines differenziert aufgebauten Körpermodells bei verschiedenen Frequenzen mit Hilfe eines FDTD-Algorithmus ermittelt. In diese komplex aufgebauten Feldverteilungen wurden dann Drahtmodelle für Herzschrittmacher, die sich insbesondere hinsichtlich ihres Elektrodenverlaufs unterschieden, an verschiedenen Implantationspositionen eingesetzt. Über ein Integralgleichungsverfahren für den Strom auf der Herzschrittmacherelektrode wurde unter der „worst case“ - Annahme einer Eingangsimpedanz von 100 k Ω jeweils die Störspannung am Eingang der Herzschrittmacher-Elektronik berechnet, die mit in der Literatur vorgeschlagenen Maximalwerten verglichen werden kann.

Der bei insgesamt über 2000 Einzelberechnungen ermittelte maximale Spitze-Spitze-Wert der Störspannung betrug ca. 60 mV bei 935 MHz und bei einem Scheitelwert der elektrischen Feldstärke der einfallenden Welle von 1 V/m.

In einem Feld, dessen Stärke durch den Effektivwert der zulässigen elektrischen Feldstärke aus der Personenschutznorm DIN VDE 0848 Teil 2 von ca. 42 V/m bei 935 MHz gegeben wäre, erhielte man damit eine Störspannung von etwa 3,6 V, die in der Literatur [Meckelburg et al. 1996] noch als sicher eingestuft wird.

Im Sendefrequenzbereich von D-Netz-Basisstationen ist es somit nicht erforderlich, für Herzschrittmacherträger andere Sicherheitsabstände festzulegen als für die Allgemeinheit.

8.9 Anhang

8.9.1 Körpermodell

Das in Bild 8.2 gezeigte Rechenmodell für den Körper ist aus geometrischen Figuren zusammengesetzt (vgl. Bild 8.37), die im Folgenden durch ihre Hauptabmessungen in cm beschrieben werden.

Dabei bedeuten ρ , ρ_1 und ρ_2 Kreisradien und - jeweils in x-, y- und z-Richtung - Δx , Δy und Δz Seitenlängen und a, b und c Längen von Ellipsen-Halbachsen.

Elliptischer Zylinder 1:	a = 8	b = 10	$\Delta z = 20$	(Kopf, Mittelteil)
Elliptischer Zylinder 2:	a = 16	b = 10	$\Delta z = 54$	(Rumpf, Mittelteil)
Elliptischer Zylinder 3:	b = 4	c = 10	$\Delta x = 2$	(Hände)
Elliptischer Zylinder 4:	a = 6	b = 8	$\Delta z = 40$	(Oberschenkel)
Elliptischer Zylinder 5:	a = 4	b = 6	$\Delta z = 42$	(Unterschenkel)
Halbellipsoid 1:	a = 8	b = 10	c = 8	(Kopf, Oberteil)
Halbellipsoid 2:	a = 8	b = 10	c = 8	(Kopf, Unterteil)
Halbellipsoid 3:	a = 22	b = 10	c = 10	(Rumpf, Oberteil)
Halbellipsoid 4:	a = 16	b = 10	c = 10	(Rumpf, Unterteil)
Viertelellipsoid:	a = 12	b = 6	c = 6	(Schultern)
Kreiszyylinder:	$\rho = 6$	$\Delta z = 6$		(Hals)
Zylinderkonus:	$\rho_1 = 4$	$\rho_2 = 6$	$\Delta z = 60$	(Arme)
Quader:	$\Delta x = 8$	$\Delta y = 12$	$\Delta z = 2$	(Füße)

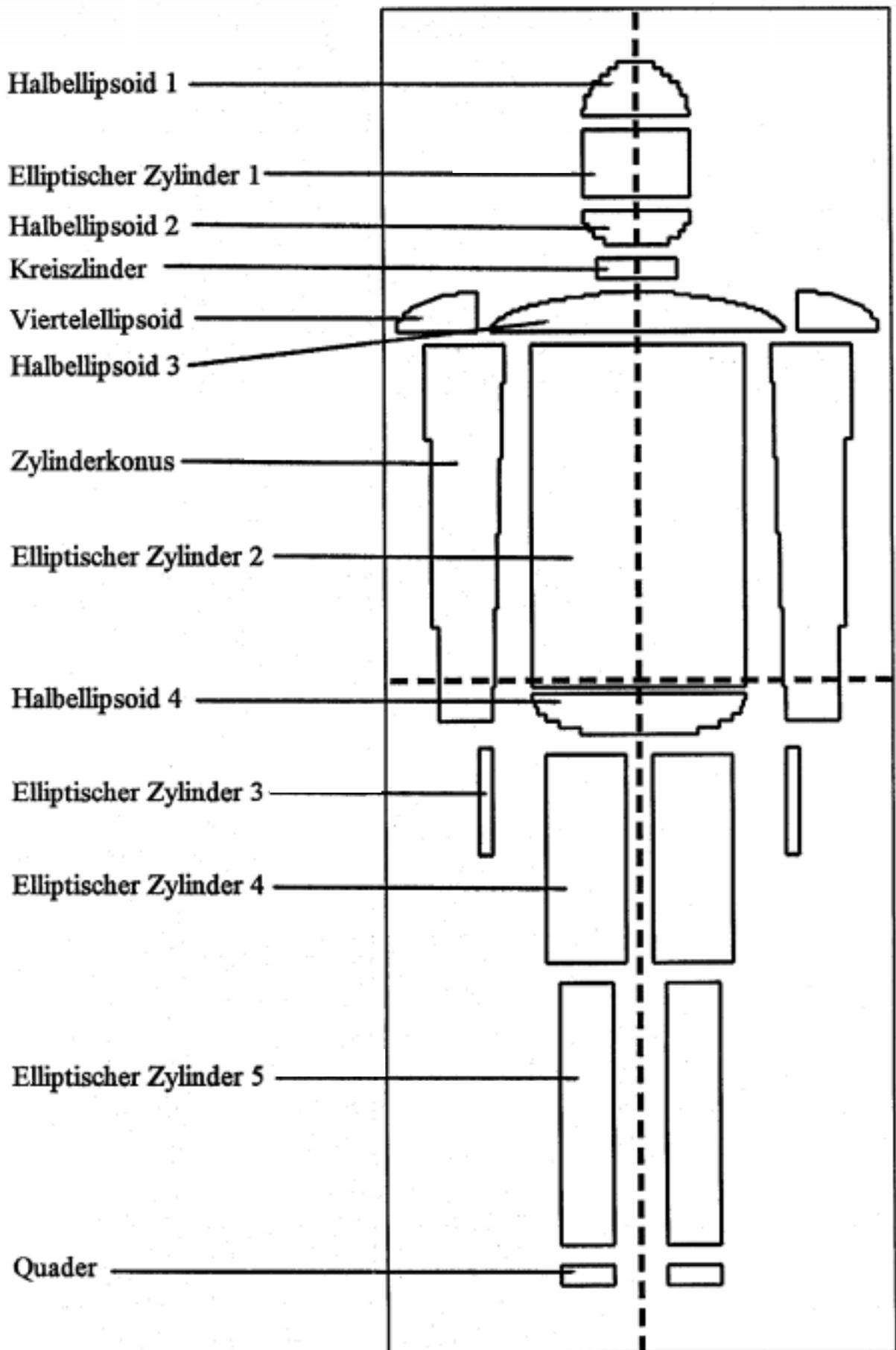


Bild 8.37: Einzelteile des Rechenmodells für den Körper. Die Zeichnung ist nicht maßstäblich. Die Positionen der einzelnen Fragmente ergeben sich aus der Gesamtansicht des Körpermodells (Bild 8.2).

8.9.2 Anzahl der Einzelrechnungen

Bei den durchgeführten Rechnersimulationen wurden folgende Parameter variiert:

Einfallfeld:

Frequenz	(2 Standardfälle)
Polarisationsrichtung	(2 Standardfälle)
Ausbreitungsrichtung	(11 Standardfälle)

Herzschrittmacher:

Elektrodenverlauf	(8 Standardfälle)
Implantationsebene	(8 Standardfälle)
transversale Position	(4 Standardfälle)
Eingangsimpedanz	(2 Standardfälle)

Die Berücksichtigung aller Kombinationen dieser Standardeinstellungen hätte die Berechnung von über 22.000 Einzelfällen bedeutet, obwohl die Anzahl der Ausbreitungsrichtungen gegenüber der ursprünglichen Absicht bereits deutlich reduziert wurde, indem anstelle eines Winkelinkrements von 15° in θ - und ϕ -Richtung eine Schrittweite von 45° angesetzt wurde; diese Maßnahme erwies sich im Verlauf der Berechnungen als viel eher tolerabel bei der Suche nach dem „worst case“-Szenario als beispielsweise der Verzicht auf die Modellierung weiterer, hautnah implantierbarer Herzschrittmachermodelle. Trotzdem mussten drastische Verringerungen der Rechenzeiten und vor allem der produzierten und auszuwertenden Daten vorgenommen werden. So konnte nach den Ergebnissen von Voruntersuchungen darauf verzichtet werden, in jedem Fall mit mehreren Frequenzen in dem ohnehin schmalen Intervall zu arbeiten. Auch wurde nur in wenigen exemplarischen Fällen die Eingangsimpedanz des Herzschrittmachers verändert, um damit bestimmte Zuverlässigkeitsuntersuchungen durchzuführen. Schließlich war es aufgrund der Geometrie des Körpermodells und der Größe des Schrittmachergehäuses gar nicht möglich, in allen Implantationsebenen bis zu 4 verschiedene Transversalpositionen zu realisieren.

Letztendlich wurden tatsächlich über 2000 Einzelberechnungen getätigt, die sich zunächst größtenteils aus Standardkombinationen zusammensetzten, bei der Kontrolle der sich abzeichnenden Maximal-Störspannung aber durch ausführliche Simulationen mit geänderten Parametereinstellungen ergänzt wurden.

9 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Exposition biologischer Systeme und mit der Störeinkopplung in implantierte Herzschrittmacher durch hochfrequente elektromagnetische Felder.

Insbesondere seit der Verbreitung der digitalen mobilen Kommunikationstechnik mit ihren im Frequenzbereich natürlicher Aktivitäten modulierten HF-Trägern haben Untersuchungen zu der Frage an Aktualität gewonnen, ob auch Hochfrequenzfelder niedriger Intensität, die keine thermischen Effekte bewirken, nachteilige Einflüsse auf biologische Prozesse und letztlich auf die menschliche Gesundheit haben können.

Grundlage dieser Arbeit sind verschiedene, gemeinsam mit Physiologen, Medizinern und Biologen geplante und durchgeführte Experimente zu diesem Themenkomplex.

Da im menschlichen Körper sehr viele komplexe Prozesse ablaufen, von denen vermutet wird, dass sie im Prinzip durch elektromagnetische Felder beeinflusst werden können, ist es unverzichtbar, solche Untersuchungen zunächst auf Teilprozesse oder zelluläre Subsysteme des Körpers zu beschränken und mit kultiviertem biologischen Material oder Versuchstieren spezifizierter Eigenschaften zu arbeiten.

Dementsprechend reichte die Spanne der Testobjekte bei den hier beschriebenen Experimenten von einzelnen Zellen mikroskopischer Abmessungen über Zellkulturen und lebende Kleintiere bis hin zu Versuchspersonen.

Konkreter Gegenstand der Untersuchungen waren der Ca-Ionentransport durch Zellmembranen, das Wachstumsverhalten menschlicher Blutzellen, die Melatoninsynthese von Hamstern und das Schlafverhalten menschlicher Probanden unter dem Einfluss von Mobilfunksignalen bei 900 MHz bzw. 1800 MHz, wobei die elektromagnetische Belastung der Testobjekte jeweils bis an die Grenze der nach internationalen Sicherheitsbestimmungen zulässigen Werte für elektrische und magnetische Feldstärken, Leistungsdichten und Absorptionsraten (SAR) reichen sollte.

Die Erzeugung der dazu erforderlichen elektromagnetischen Felder ist ein komplexes Problem, dessen Lösung von verschiedenen Parametern wie Anzahl, Größe, Form und innerer Struktur der Testobjekte, ihrer unmittelbaren Umgebung, den Eigenschaften des Versuchsaufbaus, der Expositionsfrequenz, usw. abhängt.

Entsprechend unterschiedlich waren die Anforderungen an die hier zu erstellenden Hochfrequenz-Expositionsanlagen, deren technische Konzipierung und Realisierung geschildert wird. Im Vordergrund der Arbeiten stand die Erzielung einer möglichst homogenen Exposition der an einer Versuchsreihe beteiligten Testobjekte, um eine hohe Qualität der späteren statistischen Auswertung zu gewährleisten.

Für Testobjekte kleiner Abmessungen wurden vorzugsweise geschlossene Messzellen verwendet, die als Wellenleiter dimensioniert waren. Benutzte Bauformen waren die Rechteckhohlleitung und die radiale Parallelplattenleitung. Für die mit Menschen durchgeführten Experimente wurde ein Absorberraum aufgebaut, in dem durch ein Antennensystem ein im Bereich des Kopfes der Testperson eindeutig definiertes Expositionsfeld erzeugt wurde.

Die Expositionseinrichtungen wurden mit Hilfe analytischer und numerischer Feldberechnungsverfahren konzipiert und optimiert und nach ihrem Aufbau durch Kontrollmessungen geeicht. Für die Testobjekte wurden geeignete Modelle entworfen, um die räumlichen Feld- und SAR-Verteilungen durch numerische Computer-Simulationen mit Hilfe Finiter-Differenzen-Verfahren im Zeitbereich ermitteln zu können.

Alle erstellten Expositionsanlagen kamen für die geplanten Experimente zum Einsatz und sind größtenteils auch zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit noch in Betrieb.

Die Einkopplung hochfrequenter elektromagnetischer Felder in den menschlichen Körper hat neben möglichen biologischen Effekten unter bestimmten Bedingungen störende Auswirkungen auf die Funktionsweise medizinischer Implantate. Am Beispiel eines Herzschrittmachers wird diese EMV-Problematik für Expositionsfelder, die typische Fernfeldsituationen von Mobilfunk-Basisstationsantennen des D-Netzes wiedergeben, behandelt.

Dazu wird nach numerischen Berechnungen der elektrischen Feldverteilungen in einem differenziert aufgebauten Körpermodell mit Hilfe eines Integralgleichungsverfahrens die Leerlaufspannung am Eingang der Herzschrittmacher-Elektronik bestimmt und mit aus der Literatur bekannten Grenzwerten verglichen. Die Expositionsfelder wurden in Frequenz, Polarisationsrichtung und Ausbreitungsrichtung bezüglich der Körperachse variiert. Der Herzschrittmacher wurde mit umfangreichen Parameterkombinationen im Hinblick auf die Implantationsposition und die Länge bzw. den Verlauf der Schrittmacher-Elektrode modelliert.

Literaturhinweise

- Adey, W. R. (1997): Bioeffects of mobile communications fields: possible mechanisms for cumulative dose. In Kuster, N., Balzano, Q., Lin, J. C. (Eds.): *Mobile Communications Safety*, Chapman & Hall, London, 95-123
- Al-Hakkak, M. J. (1969): Experimental investigation of the input-impedance characteristics of an antenna in a rectangular waveguide. *El. Lett.*, 5, 513-514
- ANSI (1992): IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz. IEEE Inc., New York, C95.1-1991
- Antonopoulos, A., Obe, G., Brinkmann, K., Eisenbrandt, H., Grigat, J. P., Elsner, R., Storbeck, W., Dehmel, W. (1998): Der Einfluß von hochfrequenten elektromagnetischen Feldern auf den Zellzyklus und auf die Frequenz von Schwesterchromatidaustauschen - Analysen an menschlichen Lymphozyten in Kultur. *Edition Wissenschaft*, 14, 3-13
- Azanza, M. J., del Moral, A. (1994): Cell membrane biochemistry and neurobiological approach to biomagnetism. *Prog. Neurobiol.*, 44, 517-601
- Balanis, C. A. (1989): *Advanced Engineering Electromagnetics*, J. Wiley & Sons, New York, 499-504
- Bao, J.-Z., Lu, S.-T., Hurt, W. D. (1997): Complex dielectric measurements and analysis of brain tissues in the radio and microwave frequencies. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-45, 1997, 1730-1741
- Barbaro, V.; Bartolini, P.; Donato, A.; Militello, C.; Altamura, G.; Ammirati, F.; Santini, M. (1995): Do European GSM mobile cellular phones pose a risk to pacemaker patients? *Pacing and Clinical Electrophysiology (PACE)* 18, 1218-1224
- Batz, L.; Irnich, W. (1995): Störbeeinflussung von Herzschrittmachern durch Identifikationssysteme. *Herzschrittmachertherapie & Elektrophysiologie* 5, 130-135
- Bawin, S. M., Adey, W. R., Sabbot, I. M. (1978): Ionic factors in release of $^{45}\text{Ca}^{2+}$ from chicken cerebral tissue by electromagnetic fields. *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*, 75, 6314-6318
- Blackman, C. F., Benane, S. G., House, D. E., Blanchard, J. P. (1998): Independent replication of the 12-mG magnetic field effect on melatonin and MCF-7 cells in vitro. 18th BEMS Annual Meeting, Victoria, Canada, 1
- Boheim, G. H., Wrobel, G., Hansen, V.W., Kammerer, H., Wilczewski, F. (1997): High Frequency Electromagnetic Fields Can Effect Ion Transport through Lipid Bilayer Membranes, Second World Congress for Electricity and Magnetism in Biology and Medicine, Bologna
- Bornkessel, C., Meier, W., Pan, S.-G., Kullnick, U. (1998): Conception and construction of an exposure setup for the investigation of the influence of pulsed electromagnetic rf fields on defined physiological parameters of rats. Final report des Instituts für Mobil- und Satellitenfunktechnik (IMST) im Auftrag der Forschungsgemeinschaft Funk e.V.
- Bossert, T.; Dahme, M. (1988): Beeinflussung von Herzschrittmachern durch leistungsstarke Funksender. In Schmeer, H. R. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit / EMV '88*, Heidelberg: Hüthig-Verlag, 545-554
- Burkhardt, M., Pokovic, K., Gnos, M., Schmid, T., Kuster, N. (1996): Numerical and experimental dosimetry of Petri dish exposure setups. *Bioelectromagnetics*, 17, 483-493
- Burkhardt, M., Spinelli, Y., Kuster, N. (1997): Exposure setup to test effects of wireless communications systems on the CNS. *Health Physics*, 73, 770-778
- Chen, Y.-L. (1993): Electromagnetic properties of materials. In Lo, Y. T., Lee, S. W. (Eds.): *Antenna Handbook*, vol. III, Van Nostrand Reinhold, New York, Appendix C
- Crawford, M. (1974): Generation of standard EM fields using TEM transmission cells. *IEEE TRans. EMC*, 16, 1974, 189-195

- CST GmbH (1994): The MAFIA Collaboration. User's guide Mafia Version 3.20, Darmstadt, 1994
- De Vita, R., Cavallo, D., Raganella, L., Eleuteri, P., Grollino, M. G., Calugi, A. (1995): Effects of 50 Hz magnetic fields on mouse spermatogenesis monitored by flow cytometric analysis. *Bioelectromagnetics*, 16, 330-334
- Dimbylow, P. J. (1988): The calculation of induced currents and absorbed power in a realistic, heterogeneous model of the lower leg for applied electric fields from 60 Hz to 30 MHz. *Phys. Med. Biol.*, 33, 1453-1468
- DIN VDE 0848 Teil 2 (1993): Sicherheit in elektromagnetischen Feldern; Schutz von Personen im Frequenzbereich 30 kHz bis 300 GHz. Deutsche Norm, April 1993
- Dodinot, B.; Godenir, J.-P.; Costa, A. B. (1993): Electronic article surveillance: a possible danger for pacemaker patients. *Pacing and Clinical Electrophysiology (PACE)* 16, 46-53
- Duck, F. A. (1990): *Physical Properties of Tissue – A comprehensive reference book*. Academic Press, London
- Durney, C. H., Iskander, M. F. (1993): Antennas for medical applications. In Lo, Y. T., Lee, S. W. (Eds.): *Antenna Handbook*, vol. III, Van Nostrand Reinhold, New York, Ch. 24
- Dutta, S. K., Ghosh, B., Blackman, C. F. (1989): Radiofrequency radiation-induced calcium ion efflux enhancement from human and other neuroblastoma cells in culture. *Bioelectromagnetics*, 10, 197-202
- Eberle, P., Erdtmann-Vourliotis, M., Diener, S., Finke, H.-G., Löffelholz, B., Schnor, A., Schröder, M. (1997): Zellproliferation, Schwesterchromatidenaustausche, Chromosomenaberrationen, Mikrokerne und Mutationsrate des HGPRT-Locus nach Einwirkung von elektromagnetischen Hochfrequenzfeldern (440 MHz, 900 MHz und 1,8 GHz) auf humane periphere Lymphozyten. In Brinkmann, K., Friedrich, G. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit biologischer Systeme*, Bd. 5, VDE-Verlag, Berlin, 134-155
- Eibert, T., Hansen, V., Kammerer, H., Vaupel, T., Spittler, J. F., Calabrese, P., Gehlen, W. (1997a): Untersuchung biologisch-zerebraler Effekte in niederfrequent gepulsten Hochfrequenzfeldern. *FREQUENZ*, 51, 276-279
- Eibert, T. (1997b): Verknüpfung der Methode der Finiten Elemente mit einem Integralgleichungsverfahren für ebene geschichtete Strukturen. Dissertation, BUGH Wuppertal
- Eichwald, C., Kaiser, F. (1995): Model for external influences on cellular signal transduction pathways including cytosolic calcium oscillations. *Bioelectromagnetics*, 16, 75-85
- Fitzner, R., Langer, E., Reitmeier, C., v. Bülow, J. (1997): Wachstumsverhalten von HL-60-Zellen unter Einfluß von hochfrequenten elektromagnetischen Feldern zur Prüfung auf krebspromovierende Effekte. In Brinkmann, K., Friedrich, G. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit biologischer Systeme*, Bd. 5, VDE-Verlag, Berlin, 178-203
- Foster, K. R., Lozano-Nieto, A., Riu, P. J., Ely, T. S. (1998): Heating of tissues by microwaves: a model analysis. *Bioelectromagnetics*, 19, 420-428
- Freude, G., Ullsperger, P., Eggert, S., Ruppe, I. (1998): Effects of microwaves emitted by cellular phones on human slow brain potentials. *Bioelectromagnetics*, 19, 384-387
- Gabriel, S., Lau, R., Gabriel, C. (1996): The dielectric properties of biological tissues: I, II, III. *Phys. Med. Biol.*, 41, 2231-2293
- Garbe, H.; Köster, D.; Hansen, D. (1989): Meßtechnische Ermittlung der Eingangsspannung bei Herzschrittmachern unter Einfluß von elektromagnetischen Feldern. ABB EMI-Control Center, Studie im Auftrag des FTZ der Deutschen Bundespost
- Garn, H., Kremser, R., Müllner, W. (1996): Untersuchung der Feldhomogenität bei Störfestigkeitsprüfungen nach ENV 50140. *EMV '96*, 551-558
- Gehlen, W., Spittler, J. F., Calabrese, P., Truong, M. K., Cohrs, U, Heinrich, M., Reinhard, A. (1996): Biologisch-zerebrale Effekte in niederfrequent gepulsten Hochfrequenzfeldern. *Edition Wissenschaft*, Nr. 12, 3-27

- Gille, A.; ter Haseborg, J. L. (1996): Störfestigkeitsmessungen an Herzschrittmachern für Störfelder über 50 MHz. In Schmeer, H. R. (Hrsg.): Elektromagnetische Verträglichkeit / EMV '96. Berlin, Offenbach: VDE-Verlag
- Hansen, V.; Meckelburg, H.-J. (1992): Wirkung elektromagnetischer Nahfelder auf Körper mit Implantaten. Kleinheubacher Berichte 36, 753-761
- Hansen, V., Kammerer, H., Wilczewski, F., Boheim, G. H., Meder, S., Wienand, A. (1996a): Untersuchungen zum Einfluß von modulierten Hochfrequenz-Feldern auf Zellmembranen, Kleinheubacher Berichte, Bd.40, 449-460
- Hansen, V.; Xu, X.; Kammerer, H.; Eibert, T. (1996b): Elektromagnetische Felder im Nahbereich im freien Raum und im biologischen Gewebe. Bundesanstalt für Arbeitsschutz (Hrsg.): Fb 733. Bremerhaven: Wirtschaftsverlag NW
- Hansen, V. (1996c): Leitfaden für Experimente zur Untersuchung der Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme - Hochfrequenztechnische Aspekte. Edition Wissenschaft, Forschungsgemeinschaft Funk, Nr. 11
- Hansen, V.; Vaupel, T. (1996d): Numerische Berechnung der Eingangsimpedanz von Herzschrittmachern. Edition Wissenschaft, 6, 9-22
- Hansen, V., Streckert, J., Xu, X. (1997a): Rechenprogramm zur Unterstützung und Auswertung von betrieblichen Messungen des elektromagnetischen Nahfeldes - 30 kHz bis 50 MHz, Schriftenreihe der Bundesanst. f. Arbeitsschutz Forschung, Ergänzender Nachtrag zu FB 733, Wirtschaftsverl. NW, Verl. f. Neue Wiss. Dortmund
- Hansen, V. W., Bitz, A. K., Streckert, J. R. (1998): A fully shielded setup for uniform exposure of 120 hamsters with radio frequency electromagnetic fields. BEMS Annual Meeting, St. Pete Beach, Florida, 11
- Harland, J. D., Liburdy, R. P. (1997): Environmental magnetic fields inhibit the antiproliferative action of tamoxifen and melatonin in a human breast cancer cell line. Bioelectromagnetics, 18, 555-562
- Hombach, V., Meier, K., Burkhardt, M., Kühn, E., and Kuster, N. (1996): The dependence of EM energy absorption upon human head modeling at 900 MHz. IEEE-MTT, vol. 44, 1865-1873
- ICNIRP (1998): Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz). Health Physics, vol. 74, 494-522
- IEC (1997): Measurement and assessment of human exposure to high frequency (10 kHz to 300 GHz) electromagnetic fields. IEC TC85 WG15 Draft
- Irnich, W.; Batz, L.; Krämer, E.; Tobisch, R. J., Tuleimat, M. S. (1989): Ein Beitrag zur Sicherheit von Implantaten. Bundesanstalt für Arbeitsschutz (Hrsg.): Fb 569. Bremerhaven: Wirtschaftsverlag NW
- Irnich, W.; Batz, L. (1992): Beeinflussungsschwelle von Herzschrittmachern bei statischen Magnetfeldern. Herzschrittmacher 12, 125-131
- Irnich, W. (1994): Wirkung niederfrequenter Felder auf elektrisch aktive Implantate. Herzschrittmacher 14, 4-13
- Irnich, W.; Batz, L.; Müller, R.; Tobisch, R. (1995): Störbeeinflussung von Herzschrittmachern durch Mobilfunkgeräte. Herzschrittmacher 15, 5-20 u. 45-49
- Kuster, N., Balzano, Q. (1997): Experimental and numerical dosimetry. In Kuster, N., Balzano, Q., Lin, J. C. (Eds.): Mobile Communications Safety, Chapman & Hall, London, 13-58
- Lebherz, M., Wiesbeck, W. (1990): Beurteilung des Reflexions- und Schirmungsverhaltens von Baustoffen. Bauphysik, 12
- Lerchl, A, Brendel, H., Streckert, J. R., Bitz, A. K., Hansen, V. W. (1998a): Investigations on the effects of 900 MHz electromagnetic fields on growth, melatonin, and testicular cell composition in Djungarian hamsters. BEMS Annual Meeting, St. Pete Beach, Florida, 97

- Lerchl, A., Brendel, Niehaus, M., Hansen, V., Streckert, J., Bitz, A. (1998b): 900 MHz electromagnetic fields: Exposure parameters and effects on Djungarian hamsters. NATO Advanced Research Workshop: Radio Frequency Radiation Dosimetry and its Relationship to the Biological Effects of Electromagnetic Fields. Gozd Martuljek, Slovenia
- Löscher, W., Mevissen, M. (1995): Linear relationship between flux density and tumor co-promoting effect of prolonged magnetic field exposure in a breast cancer model. *Cancer Lett.*, 96, 175-180
- Luebbers, R. (1998): FDTD for prediction of biological effects of portable electronic devices. Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility EMC '98, Rom, 1998, Tutorial C
- Mann, K., Röschke, J. (1996): Effects of pulsed high-frequency electromagnetic fields on human sleep. *Neuropsychobiology*, 33, 41-47
- Marco, D.; Eisinger, G.; Hayes, D. L. (1992): Testing of work environments for electromagnetic interference. *Pacing and Clinical Electrophysiology (PACE)* 15, 2016-2022
- Meckelburg, H.-J.; Jahre, K.; Matkey, K. (1996): Störfestigkeit von Herzschrittmachern im Frequenzbereich 30 kHz bis 2,5 GHz. *Edition Wissenschaft*, 5, 3-43.
- Meinke, H., Gundlach, F. W. (1992): Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Hrsg. K. Lange und K.-H. Löcherer, 5. Aufl., Springer-Verlag, Berlin
- Mevissen, M., Lerchl, A., Szamel, M., Löscher, W. (1996): Exposure of DMBA-treated female rats in a 50-Hz, 50 microTesla magnetic field: effects on mammary tumor growth, melatonin levels, and T lymphocyte activation. *Carcinogenesis*, 17, 903-910
- Meyer, R., v. Westphalen, C., Wolke, S., Streckert, J., Kammerer, H., Hansen, V. (1996): The influence of high-frequency electromagnetic fields on the membrane currents of isolated cardiac myocytes, BEMS Annual Meeting, Victoria, Canada
- Meyer, R., Wolke, S., Gollnick, F., v. Westphalen, C., Linz, K. W. (1997): Der Einfluß hochfrequenter elektromagnetischer Felder des Mobilfunkes auf die Kalziumhomöostase von erregbaren und nicht erregbaren Zellen. In Brinkmann, K., Friedrich, G. (Hrsg.): *Elektromagnetische Verträglichkeit biologischer Systeme*, Bd. 5, VDE-Verlag, Berlin, 204-253
- Mild, K. H., Oftedal, G., Sandström, M., Wilén, J., Tynes, T., Haugsdal, B., Hauger, E. (1998): Comparison of symptoms experienced by users of analogue and digital mobile phones: a Swedish-Norwegian epidemiological study. *Arbetslivsinstitutet Sweden*
- MiniNec Professional (1995), EM Scientific Inc.
- Neibig, U. (1996): Expositionseinrichtungen. *Edition Wissenschaft, Forschungsgemeinschaft Funk*, Nr. 3, 5-21
- Niehaus, M., Brüggemeyer, H., Behre, H. M., Lerchl, A. (1997): Growth retardation, testicular stimulation, and increased melatonin synthesis by weak magnetic fields (50 Hz) in Djungarian hamsters, *Phodopus sungorus*. *Biochem. Biophys. Res. Commun.*, 234, 707-711
- Niemann, F. L. (1948): Transitions from coaxial lines to waveguides. In Ragan G. L. (Ed.): *Microwave transmission circuits. Radiation laboratory series vol. 9*, McGraw Hill, New York, 314-361
- Remcom, Inc. (1996): XFDTD Vs. 3.05 Software Package, Calder Square, State College, PA
- Repacholi, M. H., Basten, A., Gebiski, V., Noonan, D., Finnie, J., Harris, A. W. (1997): Lymphomas in $E\mu$ -*Pim1* transgenic mice exposed to pulsed 900 MHz electromagnetic fields. *Radiation Research*, 147, 631-640
- Rogers, W. R., Reiter, R. J., Smith, H. D., Barlow-Walden, L. (1995): Rapid-onset/offset, variably scheduled 60 Hz electric and magnetic field exposure reduces nocturnal serum melatonin concentration in nonhuman primates. *Bioelectromagnetics*, 3, 119-122
- Silny, J. (1989): Zur Gefährdung der vitalen Funktion des Herzens im magnetischen 50-Hz-Feld und Störschwelle der implantierten Herzschrittmacher im niederfrequenten magnetischen Feld. *BG Feinmechanik und Elektrotechnik*, 36

- Stevens, R. G. (1987): Electric power use and breast cancer: a hypothesis. *Am. J. Epidemiol.*, 125, 556-561
- Stevens, R. G. (1993): Biologically based epidemiological studies of electrical power and cancer. *Environ. Health Perspect.*, 101 Suppl. 4, 93-100
- Stevens, R. G., Davis, S. (1996): The melatonin hypothesis: electric power and breast cancer. *Environ. Health Perspect.*, 104 Suppl. 1, 135-140
- Streckert, J., Kammerer, H., Hansen, V. (1997a): Entwicklung von Hochfrequenz- Expositionseinrichtungen für biologische Untersuchungen, MIOP '97, Sindelfingen, 531-535
- Streckert, J., Hansen, V. (1997b): Expositionseinrichtungen zur Untersuchung der Wirkung hochfrequenter elektromagnetischer Felder auf biologische Systeme, Biomedizinische Technik BMT '97, München, Band 42, Ergänzungsband 2, 105-106
- Streckert, J., Hansen, V. (1997c): Hochfrequenz-Expositionseinrichtungen für EMV- und EMVU-Messungen, ITG-Diskussionssitzung „Elektromagnetische Verträglichkeit EMV“, Schloß Reisenburg / Günzburg
- Streckert, J., Hansen, V. (1997d): Konzeption von Hochfrequenz-Expositionseinrichtungen für die Experimente in Bonn und Essen. In Brinkmann, K., Friedrich, G. (Hrsg.): Elektromagnetische Verträglichkeit biologischer Systeme, Bd. 5, VDE-Verlag, Berlin, 102-133
- Streckert, J., Hansen, V. (1998a): Prediction of rf field-induced interference voltages at implanted cardiac pacemakers, Proc. Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS 98), Nantes/France, 1256
- Streckert, J., Hansen, V. (1998b): Sind implantierte Herzschrittmacher durch eine Mobilfunk-Basisstation des D-Netzes beeinflussbar? ITG-Fachbericht „Antennen“, 149, 329-333.
- Streckert, J., Bitz, A., Hansen, V. (1998c): Non-thermal radio frequency exposure of humans, animals and other biological objects, Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility EMC '98, Rom, 1998, 194-199
- Su, C.-C. (1991): Analysis of TEM cells using the finite-difference technique and the conjugate gradient method. *IEE Proc.-H*, 138, 261-264
- Tan, D. X., Pöggeler, B., Chen, L. D., Chen, S., Manchester, L. C., Barlow-Walden, L.R., Reiter, R. J. (1993a): The pineal hormone melatonin inhibits DNA-adduct formation induced by the chemical carcinogen safrole in vivo. *Cancer Lett.*, 70, 65-71
- Tan, D. X., Chen, L. D., Pöggeler, B., Manchester, L. C., Reiter, R. J. (1993b): Melatonin: a potent, endogenous hydroxyl radical scavenger. *Endocr. J.*, 1, 57-60
- Unger, H.-G. (1981): Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik, Hüthig Verlag, Heidelberg, 168-173
- VDE 0750 Teil 9 A1(1992): Sicherheit implantierbarer Herzschrittmacher, Schutz gegen elektromagnetische Störungen, Deutsche Fassung EN 50061:1988/A1:1991. Entwurf August 1992
- Weiland, T. (1990): Maxwell's grid equations. *Frequenz*, 44, 9-16
- White, D. R. J. (1980): *Electromagnetic Shielding Materials and Performance*. Don White Consultants, Virginia
- Wilke, A.; Grimm, W.; Funck, R.; Maisch, B. (1995): Beeinflussen Funktelefone die Herzschrittmachertätigkeit? Eine prospektive Studie an 50 Trägern antibradykarder Schrittmacher. *Herzschrittmacher* 15, 72-74
- Wolke, S. (1995): Untersuchung des Einflusses von hochfrequenten elektromagnetischen Feldern auf die elektrischen Eigenschaften von Herzmuskelzellen. Dissertation, Universität Bonn
- Wood, A. W. (1993): Possible health effects of 50/60 Hz electric and magnetic fields: review of proposed mechanisms. *Australas. Phys. Eng. Sci. Med.*, 16, 1-21

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter bei Herrn Prof. Dr. V. Hansen am Lehrstuhl für Theoretische Elektrotechnik der Bergischen Universität – Gesamthochschule Wuppertal.

Herr Prof. Hansen gab mir in großzügiger Weise die Möglichkeit zur Anfertigung dieser Arbeit und hat ihren Fortgang mit Interesse verfolgt. Für seine Unterstützung und seine wertvollen Hinweise gilt ihm mein besonderer Dank.

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

Meinen Kollegen, allen voran Herrn Dipl.-Ing. A. Bitz, bin ich für ihre Hilfsbereitschaft und die vorübergehende Entlastung von Routineaufgaben zu großem Dank verpflichtet.

Auch bei Frau A. Rauhaus, die die Bearbeitung der Zeichnungen und Bilder übernahm, und bei den Herren M. Lüttke, K. Werner und L. Bernau von der Fachbereichs-Werkstatt, die engagiert am Aufbau der Expositionsanlagen arbeiteten und meine vielen Sonderwünsche mit Geduld erfüllten, möchte ich mich an dieser Stelle herzlich bedanken.

Schließlich danke ich meiner Frau, die durch ihre Unterstützung wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.