

Forschungszentrum Karlsruhe
Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte
FZKA 6091

Meßsystem zur Bestimmung der
individuellen Exposition des Menschen
durch niederfrequente elektrische und
magnetische Felder (Personendosimeter)

Elmar Huber

Hauptabteilung Sicherheit

Von der Fakultät für Elektrotechnik der Universität Fridericiana Karlsruhe
genehmigte Dissertation

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe
1998

Zusammenfassung:

In der vorliegenden Arbeit wird ein elektronisches Personendosimeter zur potentialfreien Erfassung der räumlichen Vektorkomponenten elektrischer und magnetischer Felder vorgestellt. Im Unterschied zu herkömmlichen Feldstärkemeßgeräten werden nicht die ungestörten Feldstärken, sondern die über einen längeren Zeitraum am Menschen körpernah erfaßten inhomogenen Felder als Meßgrößen benützt (Dosimetrisches Konzept). Aus den Feldsignalen kann die Frequenzinformation gewonnen und aufgrund eines analytischen und numerischen "dosimetrischen" Modells zur weitergehenden Bewertung die innere mittlere Körperstromdichte geschätzt werden, die hier als "dosisrelevante" Größe angesehen wird. Anhand der Erfordernisse möglicher Einsatzgebiete im Arbeitsschutz werden Anforderungen an ein Dosimeter abgeleitet und Entwicklungsziele definiert. Zur Realisierung dieser Ziele dienen Untersuchungen und Eignungsprüfungen an elektrischen und magnetischen Feldsensoren hoher Sensitivität, die Entwicklung einer energetisch günstigen, aber dennoch leistungsfähigen Hardware und die Implementierung der digitalen Meßwertverarbeitung auf verschiedenen Plattformen. Die Charakterisierung möglicher Umgebungseinflüsse auf den realisierten Prototyp, die Ermittlung seiner technischen Eigenschaften unter diversen Randbedingungen und eine Fehleranalyse sind weitere wichtige Bestandteile dieser Arbeit. Die Kalibrierung des Meßsystems INPEDO (Individuelles Personendosimeter) in eigens dafür aufgebauten Kalibriereinheiten (Dreiaxige Helmholtzspulenanordnung für das magnetische und eine Plattenanordnung nach IEEE833 für das elektrische Feld) sowie erste Messungen unter realen Einsatzbedingungen bilden den Abschluß dieses Berichtes.

Abstract:

Measurement system for the determination of the individual exposure of low frequency electric and magnetic fields on humans (personal dosimeter)

The current doctorate introduces a free body electronic personal dosimeter for measuring the vector components of ELF-fields. In contrast to a conventional field strength meter not the undisturbed fields are used as a measure, but the inhomogeneous fields near the human body, measured over a long time (dosimetric concept). Based on an analytical and numerical "dosimetric" model, the field signal together with the frequency information can be transformed for further evaluation in the average inner body current density. Here the current density is considered as a dose relevant measure. According to demands in industrial safety, requirements for a dosimeter are derived and developmental goals defined. These goals are realized by investigations and proficiency testings of electric and magnetic highly sensitive field sensors, the development of low-power electronics with good performance and the implementation of digital data processing on different platforms. The characterization of the influence of possible environmental variables on the realized prototyp, the determination of the technical characteristics under various boundary conditions and an error analysis are further important parts of this work. The calibration of the INPEDO (individual personal dosimeter) measurement system in special calibration facilities (three axis helmholtz coils for the magnetic and parallel plates according the IEEE833-standard for the electric field) as well as first measurements taken under real operating conditions conclude this report.

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
1.1	Allgemeine Vorbemerkungen	1
1.1.1	Überprüfungsbedarf von Grenzwerten	1
1.1.2	Notwendigkeit von Expositionsmessungen bei epidemiologischen Studien	2
1.2	Klassifikation von Meßsystemen zur Erfassung der Feldexposition	3
1.3	Entwicklungsstand bei portablen Meßsystemen	6
	Literatur	9
2	Aufgabe, Anforderungen und Konzeption eines Personendosimeters	11
2.1	Aufgabenstellung	11
2.2	Anforderungsprofil	12
2.3	Konzeption und Entwicklungsziele des Prototyps	17
2.3.1	Struktur des Meßsystems	18
2.3.2	Potentialfreie Messung oder Messung gegen Bezugspotential?	18
2.3.3	Rückwirkung und Sensorgeometrie	20
2.3.4	Gewinnung des Informationsparameters Frequenz	23
2.3.5	Wahl der Meßgröße: Feldmessung oder Erfassung der zeitlichen Änderung?	25
2.3.6	Technische Lösungskonzepte	25
2.4	”Projektplanung”	28
	Literatur	30
3	”Dosimetrie” elektromagnetischer Felder	31
3.1	Dosisbegriff und Wirkungen ionisierender Strahlung	31
3.2	Dosisbegriff und Wirkungen nichtionisierender Strahlung	32
3.2.1	Dosis bei hochfrequenten Feldern und Mikrowellen	33
3.2.2	Dosis und ”dosisrelevante Größe” bei niederfrequenten Feldern	35
3.3	Effekte schwacher niederfrequenter elektrischer und magnetischer Felder	41
3.3.1	Einflüsse niederfrequenter Felder auf biologische Zellen	42
3.3.2	Beziehungen felderzeugter Stromdichten zur Expositionsgröße	42
3.4	Dosiskonzepte und Dosiswirkungsbeziehungen	44
3.5	Dosimetrisches Modell (Modellbildung)	47
3.5.1	Körpermodelle	47
3.5.2	Analytische Modellierung mit allgemeinem Ellipsoid	51
3.5.3	Implementiertes dosimetrisches Modell	63

Literatur	65
4 Modellierung der Feldverhältnisse in Körpernähe	70
4.1 Körpermodell	70
4.2 Modellierung des Dosimeters	72
4.3 Ergebnisse:	73
4.3.1 Dosimeter im Potentialkasten	73
4.3.2 Richtungssensitivität im inhomogenen Körperfeld	76
4.4 Schätzung der ungestörten elektrischen Feldstärke	78
4.4.1 Schätzung anhand der Differenzsignale	80
4.4.2 Schätzung mit der Maximum-Likelihood-Methode	81
4.4.3 Anwendung für kapazitiven Feldsensor: Schätzung der ungestörten Feldstärke	82
4.5 Einfluß von Körperhaltungen und Bewegungen	87
4.6 Gewinnung dosimetrischer Daten aus hochauflösenden anatomischen Kör- permodellen	87
4.6.1 Magnetische Exposition	87
4.6.2 Elektrische Exposition	91
Literatur	93
5 Elektrischer Feldsensor	95
5.1 Physikalische Grundlagen kapazitiver E-Feldsensoren	95
5.1.1 Der Verschiebungsstrom	95
5.1.2 Elektrische Modellierung und Ersatzschaltbilder	97
5.1.3 Die wirksame Fläche	99
5.1.4 Feldüberhöhungsfaktoren und Oberflächenladungsdichte	101
5.1.5 Isotropie von Feldsonden	102
5.2 Spärliche kapazitive Sensoren und deren Segmentierung	102
5.2.1 Einflußfaktoren: Form, Ladung und Potentialverhältnisse	103
5.2.2 Optimierungskriterien	103
5.2.3 Konfigurierung der Sensorelektrodenflächen	105
5.2.4 Isolationsspalt	115
Literatur	118
6 Ladungsverteilung auf den Kugelsegmenten	120
6.1 Influenzerscheinungen einer Punktladung	120
6.1.1 Influenzierung einer leitenden Kugel durch eine Punktladung	120
6.1.2 Ladungsdichteverteilung auf kugelschalenförmigen Segment	123
6.1.3 Leitendes Kugelflächenstück im Feld einer Punktladung	124
6.1.4 Influenzladungsverteilung auf einer leitenden Ebene durch eine Punkt- ladung	124
6.1.5 Leitende Kugel auf einer geerdeten Platte	125
6.2 Potential einer Kugelkappe	127
Literatur	128

7	Magnetfeldsensor	129
7.1	Untersuchung verschiedener Magnetfeldsensoren	129
7.2	Induktionsspule	135
7.3	Der Fluxgatesensor als benutzerspezifischer Sensor	138
7.3.1	Fluxgateverfahren	139
7.3.2	Kerngeometrien und Modellierung einer Doppelstiftsonde	139
7.3.3	Herstellung des dreiachsigen Fluxgatesensors	141
7.3.4	Fluxgateelektronik	146
	Literatur	148
8	Technische Realisierung	151
8.1	Die "Datenlogger"-Einheit	151
8.2	Der "Sensorkopf"	151
8.3	Eingangsstufe des E-Feldsensors	154
8.4	Potentialfreie Energieversorgung des Meßsystems	156
8.4.1	Ladekontrolle des wiederaufladbaren Energiespeichers	157
8.4.2	Zustandsüberwachung der Akkumulatoren	157
8.5	Optische Übertragungstrecke	158
8.5.1	Die Hardware der Übertragungstrecke	158
8.5.2	Das Übertragungsprotokoll	159
8.6	Softwarestruktur des Meßsystems INPEDO	163
8.7	Meßwertverarbeitung mit Mikrocontroller	165
8.7.1	Zahlenformat des Datenloggers	165
8.7.2	Gewinnung der Frequenzinformation mit einer FFT	166
	Literatur	168
9	Kalibrierung des Meßsystems	169
9.1	Kalibriersysteme	169
9.1.1	Dreiachsiges Helmholtzspulensystem für Magnetfeldsensoren	169
9.1.2	Kalibriereinrichtung für elektrische Felder	172
9.2	Genauigkeit der Kalibriereinrichtungen	172
9.2.1	Genauigkeit der Magnetfeldkalibrierung	174
9.2.2	Genauigkeit der elektrischen Kalibrieranordnung	175
9.3	Kalibrierergebnisse	177
9.3.1	Kalibrierfaktoren der Magnetfeldsensoren	177
9.3.2	Kalibrierfaktoren des elektrischen Feldsensors	178
	Literatur	180
10	Technische Daten und Meßfehlerbestimmung (Fehleranalyse)	181
10.1	Ergebnisse der untersuchten Einflußgrößen	181
10.1.1	Einflüsse auf die E-Feldmeßeinrichtung	181
10.1.2	Einflüsse auf die Magnetfeldmeßeinrichtung	190
10.1.3	Abschätzung des Gesamtfehlers des Meßgeräts	193
10.1.4	Meßunsicherheit des Meßverfahrens	193
10.2	Technische Daten des Prototyps	194
	Literatur	198
10.3	Meßergebnisse aus der Praxis	199

10.3.1	Einsatz von Inpedo als Feldstärkemeßgerät unter Freifeldbedingungen	199
10.3.2	Einsatz von Inpedo als Dosimeter	199
A	Anhang A	203
A.1	Metallisierung von Kunststoffen	203
A.1.1	Eigenschaften einiger Kunststoffe	203
A.1.2	Metallisierungsverfahren	203
A.2	Schirmwirkung dünner leitfähiger Schichten auf Kunststoffhalbschalen . . .	206
A.2.1	Theorie	206
A.2.2	Meßergebnisse: Grenzfrequenzen abhängig von der Leitfähigkeit und Schichtdicke	211
B	Anhang B	215
B.1	Koordinatensysteme für sphärische kapazitive Senoren	215
B.1.1	Kartesisches Koordinatensystem	215
B.1.2	Kugelkoordinatensystem	215
B.1.3	Toroidales Koordinatensystem	215
B.1.4	Degeneriertes bispärisches Koordinatensystem	216
B.2	Abschätzung der Rückwirkung für den E-Feldsensor	216
B.2.1	Rückwirkung 2. Art:	216
B.2.2	Bestimmung ellipsoidaler Flächen und Stromdichteparameter	217
B.2.3	Zerlegung eines beliebig einfallenden E-Felds in seine Komponenten E_x, E_y, E_z	221
B.2.4	Bestimmung der Vektorkomponenten des ungestörten Feldes	221
B.2.5	Abhängigkeit der Koeffizienten vom Inhomogenitätsgrad	224
C	Anhang C	226
C.1	Relatives Dosiskonzept für eine Risikoabschätzung	226
D	Schaltpläne	227
E	Modell und Systemmatrizen	235
E.1	Sektoreneinteilung	235
E.2	Systemmatrizen	235
E.2.1	Modellmatrizen	235
	Literatur	237
	Verzeichnisse	238
	- Formelzeichen und Symbole	239
	- Abkürzungen	243
	- Begriffe und Definitionen	243
	Literatur	248
	Abbildungsverzeichnis	249
	Tabellenverzeichnis	252
	Sachverzeichnis	253

1 Einführung

1.1 Allgemeine Vorbemerkungen

Zwangsläufig ist in unserer Zivilisation jeder Mensch natürlicher oder technisch bedingter elektromagnetischer Strahlung ausgesetzt. Innerhalb des elektromagnetischen Frequenzspektrums existieren große Unterschiede in den physikalischen und biologischen Wirkungen auf Lebewesen. Diese Wirkungen können sowohl nützlicher Natur (z. B. therapeutisch wirksam), als auch schädigend für den Organismus sein. Wie eine solche Wirkung für das Individuum bewertet werden kann, hängt im allgemeinen von den physikalischen Parametern des Strahlungsfeldes (Frequenz, Intensität, Energie, ...), der Expositionsdauer ab, aber auch personenspezifische Parameter wie Alter, Geschlecht, Körpergröße und der individuelle Ausgangszustand (Vorschädigung, Gesundheitszustand, Umgebungsfaktoren etc.) spielen eine Rolle. Hinsichtlich der Wirkungen gilt es, spezifisch für die jeweiligen Frequenzbereiche die wichtigen Fragen aus dem Bereich der Dosimetrie zu beantworten, wie: Gibt es Schwellwerte für Wirkungen? Können irreversible Veränderungen oder Schäden auftreten? Existiert eine Abhängigkeit zur Dosis (Produkt von Strahlungsintensität und Expositionsdauer)? Kummulieren sich die Wirkungen bei Langzeitexpositionen? Der Beantwortung solcher Fragestellungen wird seit langem für ionisierende und hochfrequente elektromagnetische Strahlung nachgegangen und bestehende Grenzwerte werden durch langjährige Routineuntersuchungen durch den Arbeits- und Strahlenschutz überwacht. Im Niederfrequenzbereich sind solche dosimetrischen Betrachtungen weniger verbreitet und werden erst neuerdings zunehmend diskutiert. Ein Problem hierbei ist, daß man den Dosisbegriff der ionisierenden Strahlung (Energiedosis) nicht direkt auf den niederfrequenten Bereich übertragen kann. Hier ist man auf andere Kenngrößen zur Beschreibung der Wirkungen angewiesen. Charakteristisch für den Niederfrequenzbereich ($f \leq 30 \text{ kHz}$) ist ferner dessen weitgehende Entkopplung der elektrischen und magnetischen Feldkomponenten. Deshalb ist es notwendig, beide Feldkomponenten unabhängig voneinander zu erfassen. Elektrische Felder werden durch die Anwesenheit des Beobachters selbst sehr stark beeinflusst (Rückwirkung). Wegen dieser Rückwirkung sind solche Feldmessungen relativ aufwendig, wenn große Meßfehler vermieden werden sollen. Es ist daher äußerst wichtig, eine gründliche Fehlerabschätzung für ein neuentwickeltes Meßsystem durchzuführen.

1.1.1 Überprüfungsbedarf von Grenzwerten

Um mögliche Gefahren durch elektromagnetische Strahlung für die Bevölkerung abzuwenden gibt es auf nationaler und internationaler Ebene Richtlinien, Grenzwerte und Vereinbarungen. Auf internationaler Ebene ist die IRPA (International Radiation Pro-

tection Association) für ionisierende Strahlung zuständig und die ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection), eine Unterorganisation der IRPA, bringt Richtlinien für nichtionisierende Strahlung heraus, die von den einzelnen Nationen in geltendes Recht umgewandelt werden können. In Deutschland ist dies kürzlich durch die 26. Bundesimmissionsschutzverordnung (26. BImSchV) [2] geschehen, die sich stark an bisher bestehende Normen wie der DIN VDE0848 und europäischen Vorgaben anlehnt (z. B. der CENELEC [5]). In den letzten Fassungen der DIN VDE0848 und CENELEC wird zwischen beruflich exponierten Personen und der Allgemeinbevölkerung unterschieden. Diese bewährte Unterscheidung zwischen beruflicher und allgemeiner Exposition findet sich ebenfalls in der neuesten ICNIRP-Richtlinie [14] wieder. Diese Richtlinie ist der erstmalige Versuch mittels vollständigen Grenzwertverläufen für das elektrische und magnetische Feld sowie die Körperstromdichten im Frequenzbereich von 1 Hz bis 300 GHz international zu regeln. Um möglichen Langzeitwirkungen entgegenzuwirken, wurden in DIN VDE0848 und CENELEC Grenzwerte im Niederfrequenzbereich festgelegt, die sich unter anderem nach der Expositionsdauer richten. Bei diesen Festlegungen liegt also ein dosimetrisches Konzept zugrunde. Die Überprüfung von Grenzwerten und Untersuchungen von Langzeitexpositionen mit einem dosimetrischen Konzept sind mit bisheriger Meßtechnik nur unzureichend zu bewerkstelligen. Ziel dieser Arbeit ist daher, die Basis für ein neuartiges Meßsystem zu schaffen, mit welchem sich solche Abschätzungen und Überprüfungen durch den Arbeitsschutz einfacher gestalten.

1.1.2 Notwendigkeit von Expositionsmessungen bei epidemiologischen Studien

Im Jahre 1979 publizierten **Nancy Wertheimer und Edward Leeper** [21] eine epidemiologische Studie über mögliche Zusammenhänge zwischen Leukämieerkrankungen von Kindern und deren langfristigen Aufenthalt in der Nähe von stromführenden Leitungen. Sie nahmen eine indirekte Expositionsabschätzung vor, indem sie ihre Krebsfälle nach einem von ihnen aufgestellten Kriterienkatalog ('Wertheimer-Leeper wire code') folgenden zwei Kategorien zuordneten: 'high current configurations' und 'low current configurations'. Ihr Ergebnis ergab ein Risikofaktor (OR) zwischen 1,6 und 2,2 für Kinder, welche sich - im Gegensatz zu einer Kontrollgruppe - in der Nähe von Leitungsanordnungen mit hohen Strömen ('high current wire configurations') aufhielten und hierdurch vermutlich hohen 60 Hz Magnetfeldern ausgesetzt waren. Die Autoren fanden darüber hinaus eine Dosis - Wirkungs - Beziehung zwischen der abgeschätzten magnetischen Expositionsfeldstärke und der Wirkung in Form von Krebsfällen.

Die Studie von Wertheimer war Auslöser zahlreicher Folgestudien unter Einbeziehung von immer mehr Kofaktoren. In diesen Folgestudien wurden zahlreiche Verbesserungen bei der Expositionsabschätzung (z. B. [17]) vorgenommen. Weiterentwickelte Untersuchungen, wie die von Savitz [20] oder Feychting [8], bei denen der magnetische Fluß direkt gemessen wurde, ergaben bedeutend geringere Korrelationen zwischen Magnetfeldern und auftretenden Krebsfällen. Die von Wertheimer gefundene klare "Dosis-Wirkungs-Beziehung" konnte von diesen neueren Studien nicht bestätigt werden. Andererseits finden aber auch sie Trends, d. h. statistisch nicht signifikante Auswirkungen, die die These von Wertheimer, daß Magnetfelder krebsbegünstigend sein könnten, eher stützen als widerlegen. Diese epidemiologischen Studien zeigen, wie wichtig eine direkte Messung der Felder ist, denen der Mensch tatsächlich im Alltag zuhause oder an seinem Arbeitsplatz ausgesetzt

ist. Eine reine Abschätzung der Feldstärken anhand der Quellen ist im Bereich der Forschung über die Wirkungsweisen von elektromagnetischen Feldern unzulänglich. Dies gilt vor allem dann, wenn es um die Erforschung von Langzeit- und Spätfolgen sowie funktionalen Zusammenhängen zwischen einer niederfrequenten elektromagnetischen Exposition und deren Wirkung geht.

1.2 Klassifikation von Meßsystemen zur Erfassung der Feldexposition

In diesem Abschnitt werden die verschiedenen Möglichkeiten der Feld- und Expositionserfassung aufgezeigt und eine Klassifizierung der Meßsysteme vorgenommen. Anhand der vorgenommenen Einteilung der Meßsysteme wird der funktionelle Unterschied zwischen den herkömmlichen Feldstärkemeßgeräten und einem "Dosimeter", das im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde, deutlich. Die begriffliche Einordnung was hier unter einem "Dosimeter für niederfrequente elektrische und magnetische Felder" verstanden wird, ist Gegenstand des Kapitels "Dosimetrie elektromagnetischer Felder" (Kap. 3). Unter Vorwegnahme der dort stattfindenden Klärung und Abgrenzung dieses Begriffs wird bereits an dieser Stelle die Vereinbarung getroffen, daß im folgenden Text die Anführungszeichen entfallen können.

Gemäß ihrer Meßaufgabe können Meßsysteme zur Ermittlung der elektrischen und magnetischen Feldexposition in Feldstärkemeßgeräte, Handgeräte, Indikatoren und Personendosimeter eingeteilt werden. Die Aufgaben der einzelnen Geräteklassen werden folgendermaßen charakterisiert:

Feldstärkemeßgerät: Ermittelt die ungestörte Feldstärke möglichst rückwirkungsfrei und charakterisiert das Feld im Zeit- und/oder Frequenzbereich. Dreiachsige Systeme sind in der Lage, den Feldvektor zu erfassen. Als Ergebnisse einer solchen Messung erhält man typischerweise die momentane Feldstärke, Frequenzspektren, räumliche Feldstärkeprofile oder Feldsignale im Zeitbereich. Zu dieser Kategorie von Meßgeräten gehören: Meßempfänger, Antennenanordnungen, spezielle Geräte und Einrichtungen für elektrische Feldmessungen im Bereich der Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV), elektrostatische Feldstärke- und Zustandsmesser (ESD, Atmosphärische Elektrizität) und spezielle Referenzfeldstärkemeßgeräte (Kalibrierfeldstärkemeßgeräte), bei dem für eine korrekte Messung die Richtung des Feldes vor der Messung bekannt sein muß. Im weiteren Sinne können zur Felderfassung auch allgemeine Laborgeräte genutzt werden, wie der Spektrumanalyzer, Datenerfassungseinheiten ("data recorder") z. B. Lastschreiber, etc.

Handgerät : Ein Handgerät ermittelt als portables Meßsystem durch einfache Punktmessungen ("point-in-time" measurement) die Feldstärkeexposition am Aufenthaltsort von Lebewesen, Pflanzen oder unbelebter Materie. Mit ein und demselben Gerät können zwei unterschiedliche Ziele verfolgt werden: Zum einen kann es das Ziel sein, die Einhaltung der Grenzwerte, die bisher fast ausschließlich als ungestörte Feldstärken festgelegt sind, zu überprüfen. Zu Überwachungszwecken durchgeführte Messungen sollen möglichst unkompliziert sein und schnell durchgeführt werden können ("Field survey instruments"). Durch die Anwesenheit des Menschen wird die Bedingung der Ungestörtheit bei elektrischen Feldstärkemeßgeräten verletzt und läuft der Forderung nach einer hohen

Genauigkeit zuwider. Portable Handgeräte dienen weiterhin sehr oft zur Abschätzung der Feldexposition ξ . Sie werden deshalb vom Menschen in seiner häuslichen oder beruflichen Umgebung über eine längere Erfassungszeit getragen. Meßgeräte, welche vor allem das letztere Ziel verfolgen, werden deshalb oft als "personal exposure meter" bezeichnet. Das Resultat der Messung sind vor allem die primären Feldgrößen, Feldstärkeamplitude- oder Frequenzklassen, und zeitlich integrale Expositionsanzeigen, wie

$$\xi = \int_0^t \vec{F} dt \quad (1.1)$$

mit den Feldstärken bzw. Flußdichten $\vec{F} = \vec{E}, \vec{B}, \vec{H}, \vec{D}, \dots$

Indikatoren: Sie geben bei Überschreitung eines bestimmten Schwellwertes (z. B. Grenzwert) einen Warnton aus. Solche Indikatoren wurden bisher nur für hochfrequente und gepulste Felder entwickelt. Solche Indikatoren gibt es mit festem oder variablem Schwellwert.

Personendosimeter: Ein Personendosimeter hat die Aufgabe, eine Bewertung der individuellen Exposition gemäß eines Bewertungskriteriums (Bewertungsfunktion) in Abhängigkeit der gemessenen Feldstärkeverhältnisse vorzunehmen. Die Bewertungskriterien können wie im Falle von Grenzwertkurven vorgegeben sein oder auf biophysikalisch begründeten Funktionen (Dosis-Wirkungsbeziehungen) basieren. Da es derzeit keine allgemeingültige und eindeutige funktionale Zusammenhänge zwischen Feldstärken und deren biologischen Wirksamkeit (Dosis-Wirkungsfunktion) gibt, ist es sinnvoll, zur Bewertung Basisgrößen (abgeleitete Zwischengrößen) heranzuziehen, deren Wirksamkeit bekannt ist bzw. abgeschätzt werden kann. Diese Abschätzung geschieht anhand eines dosimetrischen Modells. Eine solche Basisgröße ist beispielsweise die im Körper vom elektrischen oder magnetischen Feld induzierte Stromdichte. Die Ermittlung der zur Bewertung herangezogenen abgeleiteten Größen und das dazugehörige dosimetrische Modell befinden sich im 3. Kapitel. Zur Bewertung der individuellen Exposition müssen von einem Personendosimeter ebenfalls Information über den Träger und die Einsatzbedingungen des Dosimeters verarbeitet werden (z. B. Species, Alter, Geschlecht, Sondergruppen: z. B. Träger von Herzschrittmachern, Größe, Gewicht; Forschung, Arbeitsschutz oder allgemeiner Personenschutz, Langzeit-/Kurzzzeitmessungen). Ein solches elektronisches Dosimeter welches personenspezifische Daten mitberücksichtigt und im dosimetrischen Modell mitverarbeitet wird hier als **individuelles Personendosimeter** bezeichnet.

Für die vorgenommene Einteilung lassen sich typische Merkmale dieser Geräte und Systeme finden. Die wichtigsten Meßgeräte zur Erfassung der elektrischen und magnetischen Feldstärke können vier Klassen zugeordnet werden (Tab. 1.1).

Das Fragezeichen in Abbildung 1.1 soll darauf hinweisen, daß die letzte Rubrik im Niederfrequenzbereich bisher nicht entwickelt wurde. Auch Pegelwächter bzw. Indikatoren für niederfrequente Felder wurden - im Gegensatz zum hochfrequenten Bereich - bisher nicht kommerziell angeboten. Bei Pegelwächtern dürfte sich diese Situation jedoch spätestens dann ändern, wenn die Grenzwerte international verbindlich festgeschrieben wurden. Dafür, daß die letzten zwei Kategorien "Indikatoren" und "Personendosimeter" für den Niederfrequenzbereich praktisch nicht belegt sind, gibt viele Gründe. Einige der grundlegenden Schwierigkeiten seien im folgenden kurz angesprochen:

	Feldstärkemeßgeräte	Handgeräte	Pegelwächter (Indikatoren)	Dosimeter
Zweck (Aufgabe, Funktion)	Messung der Feldstärke und Frequenzspektrum	Abschätzung der Feldexposition ("Exposimeter")	Schwellwertdetektion und Warnung	Qualitative Aussage über die Bewertung der unmittelbar am Körper herrschenden Feldverhältnisse
Aufbau	Feldsensoren oder Antennen, meist aufwendige Signalverarbeitung (z. B. Filter, Synchrongleichrichter, etc.), Anzeige	Portables Meßsystem für ein- oder mehrachsige Feldstärkeerfassung, relativ einfache Signalverarbeitung (z. B. Filter) mit diversen Anzeigemöglichkeiten	Schwellwertdetektor mit Warntongebener	Meßsystem für Feldstärke und Frequenz, "intelligente" Auswerteeinheit
Bedienmerkmale	komplex	meist einfache Bedienung	ein/aus	einfache Bedienung für den Benutzer; komplexe Auswertung (Fachleute)
Information (Form des Ergebnisses)	Feldstärke als Funktion des Ortes oder der Zeit, Frequenzspektrum, Effektivwert, Spitzenwert	Feldstärke (z. B. Effektivwert), Frequenzspektrum	Schwellwertüberschreitung: ja/mein	Primäre Größen, abgeleitete Größen, bewertete Größe: z. B. Prozentualer Wert des Grenzwertes
Verschiedene Geräte und Ausführungsformen	Meßempfänger, Spektrumanalysatoren, Feldanalysatoren, Referenzfeldstärkegeräte (Kalibriergeräte)	Teslameter, Feldmonitoren, elektrische Feldsonden, Antennen	Pegelwächter	individuelles Personendosimeter
Typische Anwendungsbereiche	Elektrische Feldmessung an ausgedehnten Hochspannungselektroden, EMV, Forschung	Arbeitsplatzuntersuchungen, Expositionsabschätzungen für biologische Experimente, Forschung	Arbeitsschutz, Überwachung, (bisher ausschließlich im HF-Bereich angewendet)	Arbeitsschutz, Überwachung, Epidemiologische Langzeituntersuchungen
Preis	hoch	mittel	niedrig	mittel

Tab. 1.1: Merkmale und Klassifikation von Meßsystemen zur Erfassung niederfrequenter elektrischer und magnetischer Felder

- Niederfrequente elektrische Felder sind schwer zu messen (Problem der Rückkopplung des Meßsystems und des Menschen auf das zu messende elektrische und magnetische Feld und problematische Kalibrierung)
- Vorhandensein von Bewegungseinflüssen des Meßsystemträgers ("Statische" gegen "dynamische" Messung)
- Zur Implementierung einer Warnfunktion muß neben der Amplitude- die Frequenzinformation gewonnen werden. Nur beide Informationen kombiniert erlauben eine korrekte Bewertung (Gewichtung) der vorliegenden Exposition.
- Die Grenzwerte sind derzeit nicht international endgültig verabschiedet.
- Dosis-Wirkungsbeziehungen und Schwellwertbetrachtungen sind noch Gegenstand derzeitiger Forschung.
- Es besteht ein hoher Entwicklungsaufwand.
- Einbeziehung von Personendaten zur individuell angepaßten Ermittlung einer geeigneten abgeleiteten Meßgröße
- Stark unterschiedliche Einsatzbedingungen (allgemeiner Personenschutz, Arbeitsschutz, Forschung, ...) und Umgebungen mit zahlreichen Fremdeinflüssen und Störungen

Klasse	Feldstärkemeßgerät	Handgerät	Pegelwächter (Indikatoren)	Dosimeter
Eingangsgrößen	Feldstärke (möglichst ungestört durch Benutzer)	Feldstärke (durch Benutzer beeinträchtigt)	Feldstärke (durch Benutzer beeinträchtigt)	Feldstärke incl. Rückwirkung des Benutzers Personendaten
Typische Realisation				
Ausgabe	Feldinformation (primäre Größen) Amplitude, Spektrum, Feldverlauf, ...	Feldinformation (primäre Größen) Expositionsabschätzung	Schwellenüberschreitung: ja/nein	Bewertete Größe (% vom Grenzwert) Features: Primäre Größe, abgeleitete Größe

Abb. 1.1: Klassifikation von Meßsystemen für Feld- und Expositionsmessungen gemäß ihrer Meßaufgabe

1.3 Entwicklungstand bei portablen Meßsystemen

Trotz der eben genannten Schwierigkeiten bei der Realisation von kleinen portablen Meßsystemen zur Ermittlung der Feldexposition gibt es auf diesem Gebiet einige Arbeiten, die

sich bereits mit der Lösung von Teilaspekten dieser Problematik befaßt haben. Zum Thema "portable Feldstärkemeßgeräte für den Niederfrequenzbereich" wurde eine Literaturrecherche durchgeführt. Als Ergebnis fanden sich zu diesem Forschungsgebiet zahlreiche Veröffentlichungen über portable Meßsysteme. Bei den meisten der realisierten Geräte handelte es sich um Prototypen zu diversen Forschungszwecken. Nur einige wenige dieser Meßgeräte wie beispielsweise das derzeit in vielen epidemiologischen Studien eingesetzte EMDEX-II (Enertech Consultants) sind kommerziell erhältlich. Das EMDEX-II ist in seiner Konzeption das wohl bisher in Richtung Expositionsabschätzung am weitesten entwickelte Gerät. Durch eine umfangreiche Analysesoftware auf einem PC fällt es am ehesten in die Kategorie "Dosimeter". Eine große Schwäche dieses Gerätes liegt jedoch an dessen eingeschränkter Frequenzbandbreite von nur 350 Hz bei der Erfassung des Magnetfeldes und dem Fehlen eines vernünftigen elektrischen Feldsensors, obgleich dafür bereits ein externer Anschluß vorgesehen ist. Die folgende Liste soll einen kurzen Überblick über die Vielfalt der denkbaren Innovationen auf diesem Gebiet geben:

1. Speicherung der induzierten elektrischen Ladung einer Metallweste in einer elektrolytischen Zelle, Messung des Entladestromes über der Zeit (Ladungsmessung) [7]
2. Entwicklung eines portablen, batteriebetriebenen magnetischen Feldstärkemeßgeräts mit einer einachsigen Spule als Sensor [10]
3. Messung der Flußdichte in drei orthogonale Achsen mit Hallgeneratoren [9]
4. Magnetostatisches Exposimeter [4]
5. Frequenzselektive Messung mit Spulen [18]
6. Messung niederfrequenter elektrischer und magnetischer Felder und isotrope Erfassung von hochfrequenten transienten Feldern; dosimetrischer Ansatz [12]
7. Ermittlung der kumulativen magnetischen Feldexposition [15], [31]
8. Weitere Entwicklungsprojekte und einige teilweise kommerziell erhältliche "Dosimeter" zur Abschätzung der magnetischen Exposition ("exposure meter"): EMDEX C, IREQ, AMEX-3D (Effektivwertexposimeter) und EMDEX-Lite, eine reduzierte Form des bereits erwähnten EMDEX-II [19]
9. Referenzfeldstärkegerät (5-500 V/m, 1 kHz - 100 MHz) [1]
10. Breitbandige elektrooptische Messung des elektrischen Feldes (10 Hz bis 200 MHz) und Magnetfeldmessung mittels eines induktiven Aufnehmers [11]

In Tabelle 1.2 sind die Eigenschaften von kleinen portablen Meßsystemen mit ähnlichen Anforderungen in einem Überblick zusammengestellt. Darunter sind ebenfalls Systeme zu finden, welche auf ersten dosimetrischen Ansätzen basieren [7], [12], [31].

Meßgröße:	Meß- und Frequenzbereich	Auflösung und Diskretisierung	Sensortyp und Sensitivität	Energieverbrauch der Elektronik	Größe und Gewicht	Referenz, Projektbezeichn.
$B_x, B_y, B_z, \frac{dB}{dt}$	ein Meßbereich mit: 100 μT - 0,2 T oder 1 μT - 2 T; statische und langsam veränderliche Felder	10 - 4 T, 1,33 $\frac{mT}{s}$; 12 bit-A/D	3 Hallsensoren mit 4-8 mW, 120 $\frac{mV}{T}$	50 mW	1,1 kg (Prototyp), 417 g (Endgerät)	[9]
\vec{B}	1 mT - 1 T, < 1 Hz	1 mT, 12 bit A/D	3 Hallsensoren mit 50 - 200 $\frac{mV}{T}$	ca. 1 W < 100 mA (shutdown)	250g	[4]
I, t E	54 $\frac{V}{m}$ - 6,7 $\frac{kV}{m}$; 60 Hz	3 Amplitudenklassen	Metallweste: 7.75 $\frac{\mu A}{kV/m}$	k. A.	k. A.	[7]
E	0 - 36 $\frac{kV}{m}$; 60 Hz	9 Amplitudenklassen	Kapazitiver Sensor (C=120 pF)	k. A.	13 \times 56 \times 70 mm; 118 g	[5], EMFM
B_x, B_y, B_z	2 Meßbereiche: 2 nT-1 μT , 1 μT -60 μT , nur 60 Hz	12-bit A/D	3 Spulen mit je N=500 und Phase-Lock-Loop, 6,8 V/T	10 h mit 3-3,9 V Lithium-batterie	k. A.	[18]
$B_x, B_y, B_z, E, E \times B $	3 nT-50 μT , 0,6 V/m - 10 kV/m; 10 - 3 kHz, 20 - 5 kHz, 5 - 20 Mhz	16 Amplitudenklassen (4 bit)	3 Spulen N=2000, ein kapazitiver Sensor (C=100 pF), Transistor mit CMOS-Zähler	14,4 mW bei 1 Sample/min 1,125 mW (standby)	263 g	[13],[12]
$\int B_{eff} dt$ mit $B_{eff} = \sqrt{B_x + B_y + B_z}$	0,02 -15 μT ; 25 - 1,2 kHz		3 Spulen mit elektrolytischer Zelle kombiniert	k. A.	27 \times 51 \times 102 mm, 120 g	[31] AMDEX
B_x, B_y, B_z	10nT-1.279 μT , 0,70 - 20,46 μT , 11,2 - 327,4 μT ; 40 - 800 Hz	10 nT, 10-bit A/D	3 orthogonale Spulen mit Ferritkern	147,6 mW, 72 mW (standby), min. 25 h (9 V Alkalie)	165 \times 65 \times 4 mm, 341 g	EMDEXII

Tab. 1.2: Übersicht über portable Meßsysteme mit ähnlicher Zielsetzung

Literatur

- [1] Bahmeier G. (1994) Feldsonden für Kalibrierzwecke und zur Bestimmung von Betrag und Richtung der elektrischen Feldstärke, VDI-Fortschrittsberichte, Reihe 8, Nr. 438, Düsseldorf
- [2] 26. BImSchV (1996): Sechszwanzigste Verordnung zur Durchführung des Bundes-Immissionsschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder), Bundesgesetzblatt Teil I Nr.66, 20. Dezember 1996, Bonn
- [3] Cavagnetto F. et al. (1993): A personal dosimeter prototype for static magnetic fields, Health Physics, Vol. 65, Iss. 2, p.172-177
- [4] CENELEC (1995): Human exposure to electromagnetic fields, Low frequency (0 Hz to 10 kHz), European Prestandard ENV50166-1, CENELEC, Brussels
- [5] Chartier V. L. et al. (1985): BPA study of occupational exposure to 60-Hz electric fields, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 3, p. 733-744
- [6] Deadman J. E. et al. (1988): Occupational and residential 60-Hz electromagnetic fields and high-frequency electric transients: Exposure Assessment using a new dosimeter, Am. Ind. Hyg. Assoc. J., Vol. 49, No. 8, p. 409-419
- [7] Deno D. W., Silva M. (1984): Method for evaluating human exposure to 60 Hz electric fields, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 7, p.1699-1706
- [8] Feychting M., Ahlbom (1992) Magnetic fields and cancer in people residing near Swedish high voltage power lines. IMM-rapport 6/92, Institute for milomedicin, Karolinska institute
- [9] Fujita T. Y., Tenforde T. S. (1982): Portable magnetic field dosimeter with data acquisition capabilities, Rev. Sci. Instrum. Vol. 53 (3), p. 326-331
- [10] Fulcomer P. M. (1985): Ambient magnetic field meter for measurement and analysis of low-level power frequency magnetic fields in air, National bureau of standards (NEL), NBSIR-86/3330, Gaithersburg, USA
- [11] Gaussmann F. (1995): Elektrooptischer Sensor für die isotrope Messung des elektrischen und magnetischen Feldes, Dissertation ETH Zürich, 1995
- [12] Hèroux P. (1991): A dosimeter for assessment of exposures to ELF-fields, Bioelectromagnetics Vol. 12, p. 241-257

- [13] Hèroux P. (1992): Pair of electrically shielded triaxial magnetic sensors for determination of electric currents in conductors in air with distance and angle compensation, US-Patentschrift Nr. US005151649
- [14] ICNIRP (1998) Guidelines for limiting exposure to time-varying electric magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz), ICNIRP Guideline (CLC/TC211 (SEC) 16, März 1998), Health Physics, Vol. 74, No. 4, 32 pages
- [15] Kaune W. T. et al. (1987): Residential magnetic and electric fields, Bioelectromagnetics, Vol. 8, p. 315-335
- [16] Kaune W. T. et al. (1992): Small integrating meter for assessing long-term exposure to magnetic fields, Bioelectromagnetics, Vol. 13, p. 413-427
- [17] Kaune W., Savitz D. (1994) Simplification of the Wertheimer-Leeper Wire Code, Bioelectromagnetics Vol.15, p.275-282
- [18] Lo C. C. et al. (1986): A wide dynamic range portable 60-Hz magnetic dosimeter with data acquisition capabilities, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol. 33, No. 1, p. 643-646
- [19] Olsen R. et al. (1991) An evaluation of instrumentation used to measure AC power system magnetic fields, A Report of the IEEE Magnetic Field Task Force, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 1, p. 373-383
- [20] Savitz D. A. (1987) Case-control study of childhood cancer and residential exposure to electric and magnetic fields, New York State Power Lines Project, Final report, Wadsworth Center, Albany, New York
- [21] Wertheimer N., Leeper E. (1976): Electric wiring configurations and childhood cancer; American Journal of Epidemiology, Vol. 109 S.273 - 284

2 Aufgabe, Anforderungen und Konzeption eines Personendosimeters

Zweck dieses Kapitels ist die Beschreibung der Aufgabe ein geeignetes Personendosimeter zur Expositionsabschätzung niederfrequenter elektrischer und magnetischer Felder zu realisieren. Vor dem Hintergrund möglicher Einsatzgebiete im Arbeitsschutz wurde für die Entwicklung ein Anforderungsprofil an dieses Meßgerät festgelegt. Die geforderten und gewünschten Eigenschaften und Spezifikationen werden in elf Punkten konkretisiert, die verschiedenen konzeptionellen Möglichkeiten kurz erörtert und schließlich hieraus die erforderlichen Entwicklungsziele abgeleitet.

2.1 Aufgabenstellung

Die Hauptaufgabe des Personendosimeters ist, wie im vorigen Kapitel bereits gezeigt wurde, die Abschätzung der niederfrequenten elektrischen und magnetischen Feldexposition und die Gewinnung einer einzigen Kenngröße, die die Exposition hinreichend gut repräsentiert. Diese Größe wird in dieser Arbeit als "dosisrelevante" Größe bezeichnet und wird durch die innere elektrische Stromdichte repräsentiert. Um zuverlässige Aussagen über mögliche Korrelationen von biologischen Wirkungen und niederfrequenter Feldstärken zu erhalten, sollte dieses elektronische Personendosimeter über einen längeren Zeitraum direkt am Körper getragen werden können. Da ein weiteres mögliches Einsatzgebiet in der Überwachung vorgegebener Grenzwerte durch den Arbeitsschutz gesehen wird, soll dieses Personendosimeter gleichzeitig eine Warnfunktion (eigentlich Funktionalität eines Pegelwächters) beinhalten. Da es derzeit noch keine Pegelwächter für niederfrequente Felder gibt, erschien es sinnvoll, diese Funktion zusätzlich zu realisieren. Da Grenzwertkurven frequenzabhängig sind, bedeutet diese Funktionalität, daß das Personendosimeter in der Lage sein muß, die Frequenzinformation der Felder zu ermitteln.

Das Dosimeter muß für eine Expositionsanalyse folgende Informationen liefern:

1. Effektiv- und Spitzenwerte von Feldstärken, Frequenzspektrum des elektrischen und magnetischen Feldes (primäre Größen)
2. Vektorkomponenten aller drei Richtungen
3. Basisgröße (abgeleitete Größe, "dosisrelevante Größe"): Stromdichte

4. prozentualer Wert vom Grenzwert (Bewertete Größe)
5. Warnung bei möglicher Gefährdung (Warnfunktion)
6. Zeitzuordnung (Echzeituhr)

Schematisch läßt sich die Aufgabe und Funktionalität dieses Meßsystems anhand eines Strukturbildes (Abb. 2.1) darstellen: Die Eingangsgrößen bilden die Amplitude und Frequenz des elektrischen und magnetischen Feldes. Daneben wirken diverse Stör- und Umwelteinflüsse auf dieses Meßsystem ein, die es zu untersuchen gilt. Dem Personendosimeter werden zur Expositionsbewertung personen- und arbeitsplatzspezifische Daten zugeführt und verarbeitet. Das Meßsystem wirkt zusammen mit dem Dosimeterträger auf das messende Feld zurück. Diese Rückwirkung ist im Falle des elektrischen Feldes durch die Feldverzerrung der Person besonders stark ausgeprägt. Diese gilt es in das Modell mit einzubeziehen.

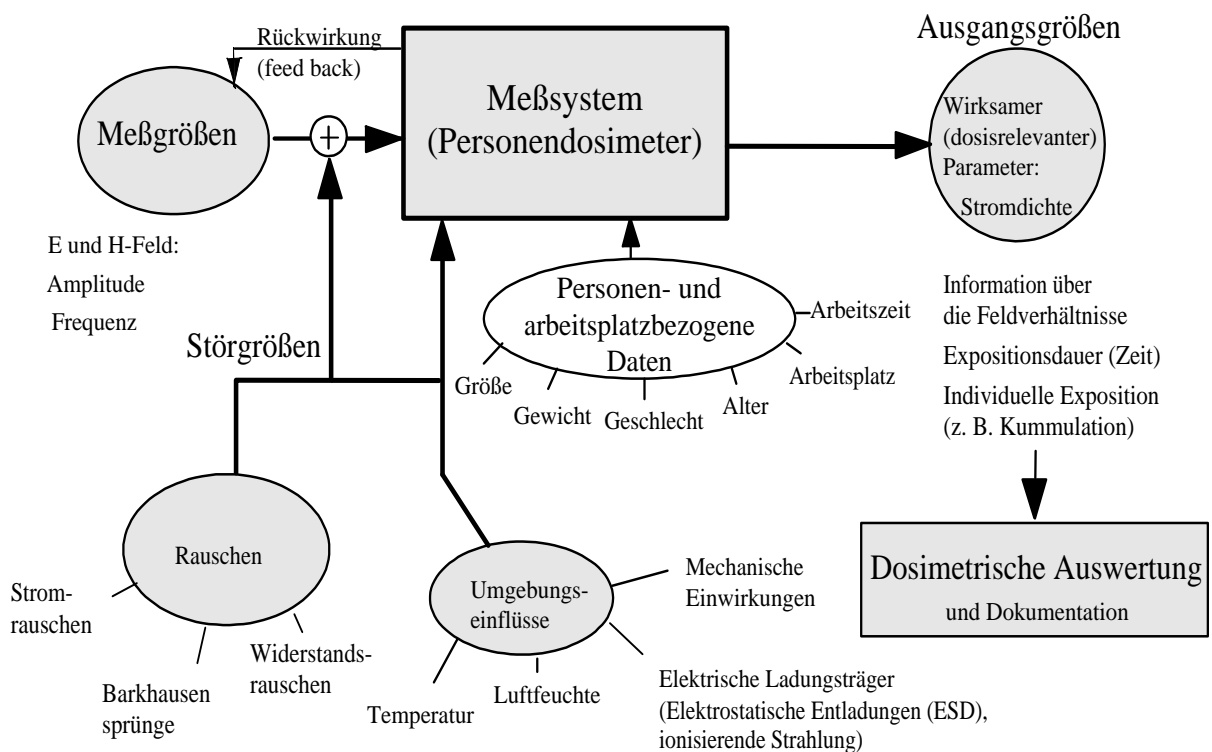


Abb. 2.1: Das Meßsystem (Personendosimeter) mit seinen Eingangs-, Stör- und Ausgangsgrößen

2.2 Anforderungsprofil

Die Kriterien zur Festlegung der technischen Anforderungen an das System orientieren sich an Gerätestandards von herkömmlichen Feldstärkemeßgeräten wie [6], [5], an Grenzwertkurven, an physikalischen Gegebenheiten (Machbarkeitsgrenzen) und schließlich den Erfordernisse des Einsatzes in rauen Umgebungen der Arbeitswelt (Arbeitsschutz). Im einzelnen sind dies die folgenden Systemspezifikationen:

1. Erfassung des elektrischen und magnetischen Feldes

Im Niederfrequenzbereich besteht bekanntlich keine Kopplung des elektrischen und magnetischen Feldes. Darum werden beide Feldanteile getrennt erfaßt. Beide Feldarten können Ströme in Lebewesen erzeugen. Folglich müssen für eine vollständige Expositionsanalyse beide Feldanteile getrennt in Betracht gezogen werden.

2. Erforderlicher Frequenzbereich

Hier lautet die allgemeine Forderung, eine möglichst hohe Bandbreite zu erzielen, d. h. den kompletten Niederfrequenzbereich abzudecken. Die Forderung einer hohen Bandbreite ist notwendig, um niederfrequente Felder inklusive deren Oberwellen zu messen. Da bei Standardmeßgeräten meist mit Induktionsspulen gearbeitet wird, arbeiten diese erst ab ca. 10 Hz aufwärts. Dies hat den günstigen Nebeneffekt, daß Bewegungsartefakte ausgeschlossen werden. Ähnliches gilt auch bei kapazitiven Feldsonden, wo es gilt, elektrostatische Aufladungen auszuschließen. Bei einem Personendosimeter kann die Erfassung von Induktionsspannungen durch Bewegungen durchaus erwünscht sein (vgl. magnetostatisches Dosimeter [4]). Falls diese erfaßt werden, sollten jedoch bewegungsinduzierte Anteile von einer Ruheexposition klar unterscheidbar sein. "Low power"-Halbleiterbauelementen wie Verstärkern, Mikrocontrollern und A/D-Wandlern sind jedoch bezüglich der erreichbaren Bandbreite physikalische Grenzen gesetzt. Eine Einschränkung der Bandbreite ergibt sich beispielsweise durch eine geringe Taktfrequenz, die wiederum zur Erreichung eines niedrigen Energiebedarfs gefordert werden muß. Neben den Halbleiterbauelementen unterliegt die Sensorik ebenfalls Beschränkungen der erreichbaren Bandbreite (z. B. Resonanzfrequenz bei Induktionsspulen). Für das hiesige Meßsystem wurde folgender Frequenzbereich festgelegt:

$$f = 10 \text{ Hz bis } 30 \text{ kHz}$$

Die untere Grenzfrequenz ist gerade so hoch, daß statische Felder von ruhenden Raumladungen ausgeschlossen werden und 30 kHz ist häufig als obere Grenzfrequenz des Niederfrequenzbereiches definiert.

3. Erforderlicher Intensitätsbereich

Die Intensität richtet sich nach den Feldstärken, die durch typische Quellen an Arbeitsplätzen und im Haushalt hervorgerufen werden können. So werden beispielsweise in 30 cm Entfernung von einer Glühlampe ca. $2 \frac{\text{V}}{\text{m}}$ gemessen. Unter einer 380 kV-Drehstrom-Hochspannungsleitung treten im maximalen Durchhang ungestörte Feldstärken von 7 bis $10 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ auf. Durch die Feldüberhöhung des Menschen können lokal diese Felder auf bis zu $100 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ ansteigen. Daher erschien als Obergrenze $100 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ sinnvoll. Noch höhere Feldstärken werden nur in unmittelbarer Nähe von Hochspannungsanlagen (z. B. Umschaltanlagen) erreicht. Monteure in spezieller Schutzkleidung arbeiten noch in solchen Umgebungen unter Feldstärken von maximal $500 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$. Bei Magnetfeldern ist es schwierig in elektrifizierten Umgebungen Orte zu finden, wo die magnetische Flußdichte weniger als 10 nT beträgt. Solche Werte werden nur auf dem freien Feld in sehr großer Entfernung zu stromführenden Leitungen erreicht. Felder von 10 mT werden von industriellen Anlagen erreicht, wie Induktionsöfen oder Elektrolyseanlagen mit sehr hohen Strömen (>100 kA).

Fließt beispielsweise ein Strom von 1 kA durch einen Einzelleiter mit einem Radius von 2 cm, so werden 10 mT an dessen Oberfläche erreicht. Die Forderung eines großen Intensitätsbereiches muß vor allem von der Sensorik erfüllt werden, hat jedoch ebenfalls einen großen Dynamikbereich der Analogelektronik zur Folge. Die kleinen Feldstärken erfordern von den elektrischen und magnetischen Feldsensoren eine hohe Sensitivität. Bezüglich den Intensitäten erschienen also folgende Bereiche als sinnvoll:

$$E : 10 \frac{V}{m} \dots 100 \frac{kV}{m}$$

$$B : 10 \text{ nT} \dots 10 \text{ mT}$$

Falls es zu einer Bereichsüberschreitung des größten Meßbereichs kommt ("Overflow"), so muß diese registriert werden. Das Dosimeter sollte nach kurzer Einschwingzeit in der Lage sein, erneut Meßwerte aufzunehmen, falls die Intensität wieder geringer wird. Hierbei gilt es zu beachten, daß die spezifizierten maximal zulässigen Felder nicht überschritten werden, da ansonsten mit einer Zerstörung des Meßgerätes gerechnet werden muß.

4. Forderungen zur Erfassung der Vektorkomponenten

Das elektrische und magnetische Feld muß in allen drei Richtungen erfasst werden, da die induzierten Ströme je nach Orientierung des Feldes zum Menschen sich stark ändern. Hierzu werden die Vektorkomponenten mit drei orthogonal ausgerichteten Sensoren für jede Raumrichtung gemessen. Zur Ermittlung des Vektorbetrages muß eine vektorielle Addition vorgenommen werden:

$$E_{ersatz} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \text{ bzw. } B_{ersatz} = \sqrt{B_x^2 + B_y^2 + B_z^2}$$

Die Erfassung des Vektorbetrags erfolgt nahezu **richtungsunabhängig (Isotropie)**, falls für die elektrische Ersatzfeldstärke E_{ersatz} bzw. die magnetische Flußdichte $B_{ersatz} = \text{const}$ für alle Einfallswinkel gilt. Bei "herkömmlichen" Feldstärkemeßgeräten ist eine gute Isotropie bei der Messung des elektrischen und magnetischen Vektorbetrags ein wichtiges Merkmal. Sie kann erreicht werden, indem beim Entwurf der Sensoranordnung Spiegelungs- und Achsensymmetrie beachtet werden. Erfolgt die Messung der elektrischen Feldstärke durch ein Dosimeter in unmittelbarer Nähe des Menschen, so überlagert sich das unsymmetrische dipolähnliche Feld des Menschen mit dem des Dosimeters. Dies führt zwangsläufig zu einer Richtungsabhängigkeit. Die Isotropie wird also notwendigerweise von einem am Körper getragenen Dosimeter verletzt. Das Dosimeter an sich kann isotrop messen, muß dies jedoch nicht notwendigerweise tun. Der Vorteil eines weitgehend isotropen Dosimeters besteht darin, dieses ebenfalls als "klassisches" Feldstärkemeßgerät benutzen zu können. Falls eine Richtungsabhängigkeit des Dosimeters besteht, muß diese untersucht und berücksichtigt werden. Für die Erfassung der magnetischen Ersatzflußdichte ist eine hinreichend gute Isotropie konstruktiv einfacher erreichbar. Die Genauigkeit der Vektorbetragsbildung hängt dort wesentlich von Fertigungstoleranzen bei der Einhaltung der Orthogonalität, der Güte der elektronischen Korrektur unterschiedlicher Sensorsensitivitäten (Kalibrierung) und asymmetrischer Feldverzerrung durch die elektronischen Komponenten (Leiterplatte mit Bauteilen) ab. Diesbezügliche Untersuchungen sind im 10. Kapitel auf S. 181 ff bei der Fehleranalyse zu finden.

5. Forderung an die Frequenzinformation

Die Erfassung der Frequenzanteile der Felder ist aus zwei Gründen notwendig:

1) Quellen, wie Halbwellengleichrichter (erzeugen dominante erste Oberwelle), phasenschnittgesteuerte Verbraucher (Motoren, Dimmer, ...), Verbraucher, welche periodisch in die Sättigung getrieben werden (erzeugen geradzahlige Oberwellen; z. B. Kreissägen) und andere nichtharmonische Signalquellen erzeugen **Felder mit ausgeprägten Oberwellenanteilen**. Bei energietechnischen Feldern kann die erste Oberwelle in der Praxis Intensitäten von bis zu 30 % der Grundschwingung erreichen. Die weiteren Harmonischen fallen jedoch sehr schnell ab. Bei den meisten Haushalts- und Geräten an Arbeitsplätzen können Anteile oberhalb der 5. Oberwelle vernachlässigt werden. Allerdings gibt es auch Ausnahmen: So kann das Frequenzspektrum von sägezahnförmigen Ablenkspannungen eines Bildschirms noch Anteile bei der 12. Oberwelle von bis zu 5 % der Grundwellenamplitude aufweisen.

2) Es kann eine Superposition von **Feldern verschiedener Herkunft mit unterschiedlichen Betriebsfrequenzen** vorliegen. Grenzwertvorgaben [5], [2] fordern daher die Einhaltung von Summenkriterien wie

$$\sum \frac{E_i}{E_{i,grenzw}} \leq 1, \quad \sum \frac{B_i}{B_{i,grenzw}} \leq 1 \quad (2.1)$$

oder die strengere Bedingung

$$\sum \left(\frac{E_i}{E_{i,grenzw}} + \frac{B_i}{B_{i,grenzw}} \right) \leq 1 \quad (2.2)$$

Was in diesen Bestimmungen bisher nicht näher spezifiziert wird, ist eine Angabe dazu, mit welcher Auflösung und Bandbreite eine solche meßtechnische Überprüfung in der Praxis zu geschehen hat.

Bei diesem Personendosimeter wird im unteren Bereich (DC bis 500 Hz) eine Auflösung von 1 Hz gefordert. Damit können die ersten zehn Harmonischen gut erfaßt werden. An das breitbandigere Spektrum (DC bis 20 kHz) wird als Forderung eine Auflösung von mindestens 40 Hz erhoben.

6. Forderungen für Langzeitmessungen

Ein wichtiges Kriterium an ein elektronisches Dosimeter ist eine ausreichend **hohe Betriebsdauer und Verfügbarkeit**. Diese Forderung ist wichtig, um das Gerät für Langzeitmessungen einsetzen zu können. Als sinnvolle Mindestzeiten werden hier 8 Stunden für Untersuchungen an Arbeitsplätzen und 24 Stunden für den Einsatz für epidemiologische Studien angesehen. Technisch gesehen resultieren hieraus **strenge energetische Forderungen** an die Elektronik und die verwendeten Energiespeicher. Außerdem impliziert ein Langzeiteinsatz Forderungen an die **Langzeitstabilität** (1 h, 8 h, 24 h - Stabilität) der analogen Sensorelektronik.

7. Forderungen an die Meßgenauigkeit des Systems

An ein Meßgerät, welches im Personen- und Arbeitsschutz eingesetzt werden soll, sollte die Meßunsicherheit der Ermittlung der Feldstärken maximal $\pm 5\%$ im oberen 2/3 des

günstigsten Meßbereichs betragen. Dieser Wert richtet sich nach der derzeit für herkömmliche Feldstärkemesser bestehenden europäischen Gerätenorm CLC/TC111 [6]. Diese Forderung stellt besonders für die Messung der elektrischen Felder eine hohe Anforderung dar. Die angegebene Genauigkeit sollte alle Unsicherheiten erfassen, die bezüglich einer Feldmessung unter normalen Einsatzbedingungen von Seiten des Meßsystems her bestehen können. Sie gilt also nur bei Betrieb unter den spezifizierten Bedingungen. Extreme Feuchte, Temperatur, Staub, Schmutz, ... etc. außerhalb des Spezifikationsbereiches müssen ausgeschlossen werden. Das Verhalten des Meßsystems auf diverse Umgebungseinflüsse muß daher qualitativ untersucht und eine Fehleranalyse zur Bestimmung der totalen Meßunsicherheit durchgeführt werden. Um die Meßunsicherheit im geforderten Rahmen zu halten, werden Forderungen an die einzelnen Fehlermöglichkeiten erhoben:

- Ausreichende digitale Auflösung (Amplitudenauflösung): 8 Bit
- Horizontaler Frequenzgang (Flachheit): $< \pm 2 \%$ im jeweiligen Meßbereich
- Drift der Analogelektronik: < 1 LSB (2 mV Offset)
- Einfluß stochastischer Vorgänge (Rauschen): Signal-Rausch-Abstand bei der kleinsten Intensität (10 nT , $10 \frac{\text{V}}{\text{m}}$) $\geq 10 \text{ dB}$
- Orthogonalitätsfehler und Kopplungen (Übersprechen)

8. Forderungen an die verschiedenen Einflußgrößen (Querempfindlichkeiten)

Die folgenden Umwelteinflüsse gilt es zu untersuchen, deren Verhalten auf die Meßergebnisse zu spezifizieren und in folgenden Grenzen zu halten:

- Kreuzempfindlichkeit: E auf B-Feld und umgekehrt, ESD: $< 20 \text{ nT}$ bei $20 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$, $< 1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$ bei 1 mT
- Funktionstüchtigkeit bei Anwesenheit von HF- und Mikrowelleneinstrahlung mit zulässiger Intensität (Schutzeinrichtung)
- Temperatureinfluß: Funktionstüchtigkeit von -10 bis $+60^\circ \text{ C}$; Temperaturempfindlichkeit: $< \pm 10 \%$ für 5% bis 95% rel. Luftfeuchte, Stabilität gegen Temperaturgradienten und Temperatursprünge
- Feuchte: Funktionstüchtigkeit von 5 bis 95% rel. Luftfeuchte; $< \pm 3 \%$ für 25% bis 80% für elektrische Feldmessung; $< \pm 1 \%$ für 25% bis 80% für magnetische Feldmessung

9. Forderungen für eine hohe Akzeptanz

Damit das Personendosimeter eine hinreichend gute Akzeptanz beim Anwender finden kann, muß primär an den Träger gedacht werden. Die Tragebereitschaft eines Dosimeters ist stark von dessen **Größe und Gewicht** des Meßsystems abhängig. Daher wird eine möglichst kleine Bauform für den portablen Anteil des Systems gefordert. Erfahrungen im Arbeits- und Strahlenschutz zeigen, daß am Körper getragene Geräte nur akzeptiert werden, die die Größe eines Taschenrechners oder einer Zigarettenschachtel nicht wesentlich übersteigen. Weiterhin ist für die Benutzer eine gute **Bedien- und Handhabbarkeit** wichtig. Hierzu zählen unter anderem folgende Punkte:

- Gut ablesbare Anzeige (Beleuchtung, Größe der Ziffern)
- Einfache Steuerung der benötigten Funktionen (z. B. Menuesteuerung, wenig Bedienknöpfe)
- Gespeicherte Voreinstellungen und Default-Werte
- Manuelle und Automatische Auslösung der Messung
- Unempfindlichkeit gegen mechanische Einflüsse (Vibration, Druck, ...)

10. Warnfunktion

Wie bereits erwähnt, fordert die Warnfunktion automatisch das Vorliegen der Frequenzinformation. Wird diese durch eine Frequenzanalyse gewonnen, so sind kurze Verarbeitungszeiten zu beachten, damit das Dosimeter bei einer Schwellenüberschreitung (Grenzwertüberschreitung) schnell reagiert. Tolerierbar sind hier Zeiten, die im Sekundenbereich liegen.

11. Korrekturmöglichkeit systematischer Fehler

Das Meßsystem muß Korrekturmöglichkeiten der wichtigsten systematischen Fehler der Linearität, des Offsets und Frequenzgangs bieten. Es müssen Abgleichmöglichkeiten durch Hard- und Software (Multiplikative und additive Anteile) vorgesehen sein. Der Linearitätsfehler der Amplitude sollte kleiner ± 1 % sein. An die elektrischen und magnetischen Kalibriereinrichtungen selbst wird eine Unsicherheit durch Feldinhomogenität und Fehler der Strom- bzw. Spannungsmessung zur Bestimmung der Feldstärken jeweils kleiner ± 1 % im magnetischen und ± 2 % im elektrischen Fall gefordert.

2.3 Konzeption und Entwicklungsziele des Prototyps

Um möglichst allen der eben aufgestellten Forderungen gerecht zu werden, mußten vor dem Entwicklungsbeginn einige Grundsatzentscheidungen für die Realisierung eines Prototyps getroffen und zu den einzelnen Anforderungen technische Lösungsvorschläge erarbeitet werden. Dies betraf folgende Punkte:

- Struktur des Meßsystems (Welche Funktionseinheiten soll es geben? Wie arbeiten diese zusammen?)
- Potentialfreie Messung oder Messung gegen Bezugspotential?
- Welche Sensorgeometrien lassen minimale Rückwirkungen erwarten? Welche Materialien sind hierfür geeignet?
- Auf welchem Wege wird die Frequenzinformation gewonnen?
- Welche physikalische Größen sollten erfaßt werden? (Messung der Feldstärke oder zeitliche Änderung des Feldes?)
- Welche technischen Lösungskonzepte gibt es, welche müssen entwickelt werden?

2.3.1 Struktur des Meßsystems

Das vom Benutzer zu tragende Personendosimeter wurde in die zwei Bestandteile "Sensorkopf" und "Datenlogger" aufgeteilt. Die Aufgabe des Sensorkopfes ist die Erfassung der elektrischen und magnetischen Feldkomponenten mittels entsprechender Feldsensoren. Auf manuelle oder automatische Anforderung des Datengeräts ("Datenlogger") hin reagiert der Sensorkopf gemäß der Anfrage des Datenloggers und erfaßt die gewünschte Feldinformation. Diese Information liefert die Sensorkopf-Einheit dem Datenlogger über eine bidirektionale Übertragungstrecke zurück. Anschließend geht der Sensorkopf sofort in einen energiesparenden passiven Zustand (sog. "Idle Mode") über. In der "Datenlogger-Einheit" findet die digitale Signalverarbeitung, Steuerung der portablen Einheit und nichtflüchtige Speicherung der gesammelten Daten statt. Die im Datenlogger vorverarbeiteten Expositions- und Personendaten können zur genaueren Analyse über eine serielle Schnittstelle auf einen PC übertragen werden. Obgleich bereits auf dem Datenlogger alle wesentlichen Informationen über die Exposition abrufbar sind, ermöglicht erst der PC eine komfortablere Darstellung, umfangreiche Auswertungen und eine Dokumentation der Ergebnisse. Zur langjährigen Archivierung der aufgenommenen Expositions- und Personendaten können diese in einer Datenbank auf einem zentralen Server abgelegt werden. Letzteres bietet größeren Unternehmen die Möglichkeit, diese Daten zusammen mit ihren anderweitig durchgeführten Erhebungsmeßdaten zu führen. Gerade im Hinblick auf epidemiologische Studien könnte dies zukünftig die Suche nach Kofaktoren ("Confounders") wesentlich erleichtern.

Ein Überblick über die wesentlichsten Bestandteile des realisierten Prototyps mit dem Namen INPEDO (Individuelles Personendosimeter) ist in Abbildung 2.2 zu sehen.

2.3.2 Potentialfreie Messung oder Messung gegen Bezugspotential?

Ob für ein Personendosimeter zwingend die Notwendigkeit besteht, potentialfrei zu messen und welche Vor- und Nachteile ein potentialfreier Sensor für ein Dosimeter hat, ist Gegenstand der folgenden Ausführungen.

Zuleitungen zum Sensor können das äußere Feld erheblich verändern. Die Stärke dieser Störung ist abhängig davon, wie gut die Zuleitungen entlang einer Äquipotentialfläche geführt werden können. Um Beeinflussungen durch die Zuleitungen zu verhindern, gibt es unter anderem folgende Methoden, um Potentialfreiheit einer Sonde herbeizuführen:

1. Optische Übertragungstrecke zum Informationsaustausch zwischen Sonde und informationsverarbeitender Einheit (Lichtwellenleiter)
2. Telemetrische Übertragung der Meßwerte und Steuerbefehle (Funkübertragung)
3. Kompensation des Sensorpotentials durch zusätzliche Kompensationsflächenelemente mittels einer externen Quelle ("Pseudopotentialunabhängigkeit") [1]
4. Hochohmige Übertragungstrecke (Übertragung über kohlenstoffimprägnierte Plastikabel mit Frequenzen über 500 kHz) [8]

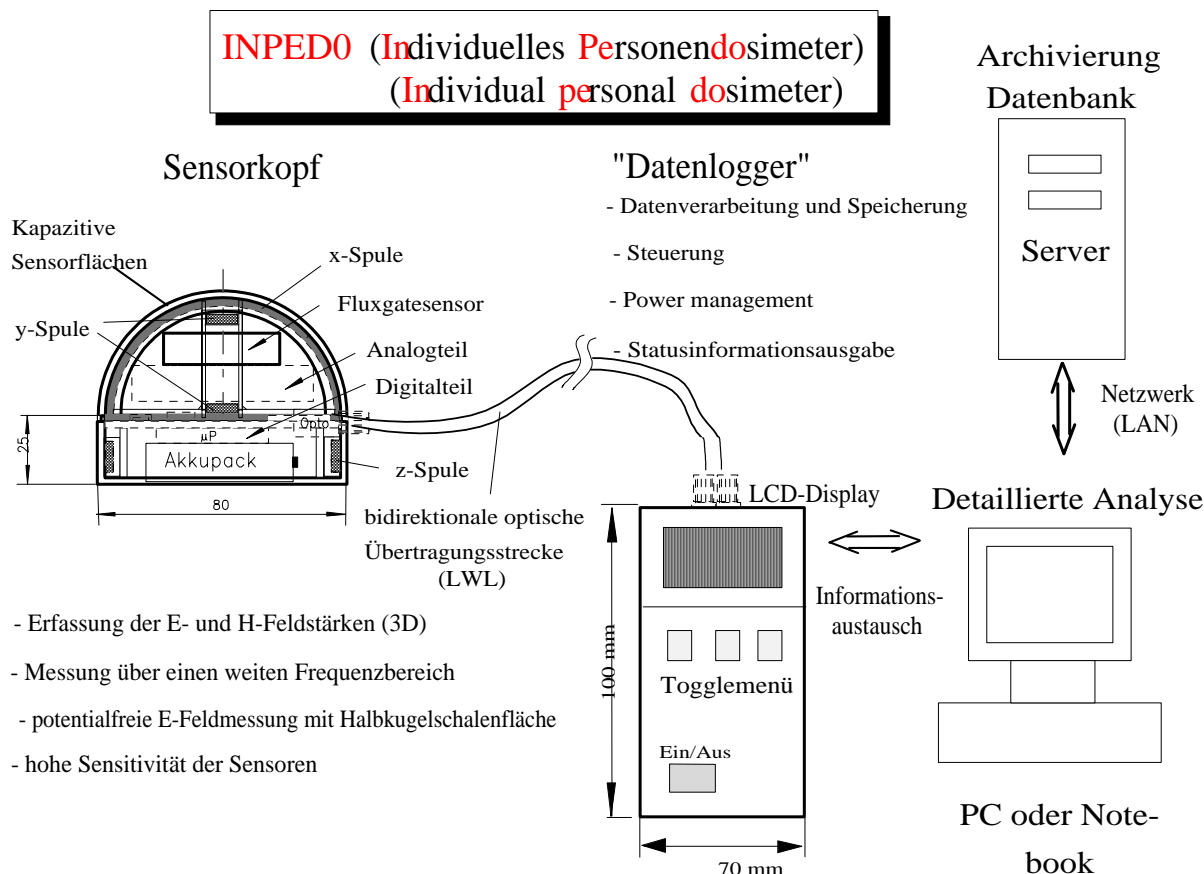


Abb. 2.2: Komponenten des Meßsystems INPEDO (Individuelles Personendosimeter)

Bei elektrischen Feldstärkemeßgeräten ist es heute Stand der Technik geworden, potentialfrei über eine Lichtleiterstrecke zu messen. Diejenige Person, welche die Messung vornimmt, steht bei einer elektrischen Feldmessung mit der Auswerte-, Speicher- und Steuereinheit in ausreichender Entfernung (ca. 10 m) von der Meßsonde, um das zu messende Feld nicht unzulässig zu beeinflussen. Bei der direkten Messung der elektrischen Feldexposition eines Menschen ist der Träger des Meßsystems (Dosimeter) zwangsläufig anwesend und muß daher miteinbezogen werden. Ein elektromagnetisches Dosimeter, dessen primäre Aufgabe darin besteht, die Exposition des Körpers durch elektrische Felder zu erfassen und die im Körperinneren fließenden Ableitströme abzuschätzen, muß nicht zwangsläufig potentialfrei sein. Der Auswirkung von Störungen durch Zuleitungen zwischen Sensor und Auswerteeinheit könnte prinzipiell durch eine eng am Körper (Äquipotentialfläche) anliegende symmetrische Kabelzuführung realisiert werden. Weiterhin ist es denkbar, dem Sensorkopf das Körperpotential als Bezugspotential zuzuführen. Hierbei bestehen jedoch folgende Schwierigkeiten:

- 1) Der Körper ist kein idealer Leiter, so daß auf der Körperoberfläche kleine Potentialunterschiede von einigen mV bei äußeren Feldstärken von ca. $1 \frac{kV}{m}$ entstehen (Bezugspotentialschwankungen). Zur Bezugspotentialbildung (mittleres Potential) müßten am Körper mehrere Elektroden angebracht oder größere Flächen bedeckt werden.
- 2) Das Körperpotential ist stark abhängig von der Isolationsimpedanz. Alle Schwankun-

gen der Isolation und des Erdpotentials gehen in eine Messung der elektrischen Feldstärke mit ein. Bezüglich einer Abschätzung der inneren Körperströme mag dies wünschenswert erscheinen, da infolge einer guten Isolation tatsächlich weniger Körperströme fließen. Andererseits können bei guter Isolation hohe Feldexpositionen vorliegen, ohne daß diese mit dem Verfahren der Körperpotentialzuführung zuverlässig registriert würden. Da bisher jedoch nicht geklärt ist, ob neben der Auswirkung der Stromdichten im Niederfrequenzbereich direkte Feldeinwirkungen mit biologischer Relevanz (z. B. Kraftwirkungen) eine Rolle spielen können, erscheint der Verzicht auf die Feldstärkeinformation für ein Dosimeter, das universell in der Sicherheitsforschung einsetzbar sein soll, nicht gerechtfertigt.

Die Anwendung einer potentialfreien Messung bei einem Personendosimeter bringt einige Vorteile mit sich: Ein solches Meßsystem kann neben dem Einsatz als Dosimeter ebenfalls für „klassische“ Feldmessungen genutzt werden. Hierdurch werden Vergleichsmessungen zwischen dem durch den Körper veränderten Feld und dem ungestörten Feld möglich. Die durch eine optische Übertragungsstrecke automatisch gegebene Potentialtrennung des Sensors von der Auswerteeinheit ist bei „klassischen“ Feldmessungen in Hochspannungstechnik aus sicherheitstechnischen Gründen ungemein wichtig. Weiterhin ergibt sich bei einer fiberoptischen Meßwertübertragung eine Störunempfindlichkeit gegen starke elektromagnetische Felder. Ein Nachteil der optischen Meßwertübertragung ist der relativ hohe Energiebedarf der Sendediode im aktiven Betriebszustand.

Als Resultat dieser Evaluierung überwiegen die Vorteile einer potentialfreien Messung. Daher wurde eine kurze optische Übertragungsstrecke mit Übertragungsprotokoll und digitaler Fehlererkennung unter den vorgegebenen energetischen Randbedingungen entwickelt. Weitere Details zur Übertragungsstrecke sind in Abschnitt 8.5 auf S. 158 zu finden.

2.3.3 Rückwirkung und Sensorgeometrie

Feldsensoren verändern bereits alleine durch ihre Anwesenheit die zu messende Feldgröße. Wird hierdurch die Feldenergie lediglich umverteilt, so liegt eine **Rückwirkung erster Ordnung** vor. Nach dem allgemeingültigen Prinzip der negativen Entropie (Negentropie) ist zwangsläufig mit jeder Beobachtung bzw. jedem Meßvorgang ein Energieentzug der Meßgröße durch Energieumwandlung verbunden. Macht sich dieser Energieentzug bemerkbar, so spricht man von einer **Rückwirkung zweiter Ordnung**.

2.3.3.1 Rückwirkung bei E-Feldsensoren

Elektrostatische Berechnungen der Sensorgeometrie ergeben Aussagen über die Rückwirkung erster Ordnung. Zur Wahl einer geeigneten Sensorgeometrie wurden derartige analytische und numerische Berechnungen für eine Minimierung der Rückwirkung durchgeführt. Als Vergleichs- und Optimierungskriterien wurde der Betrag der maximalen Feldstärke, die Lage des Körpers zum Feld und der maximale Abstand von der Oberfläche zu einer Isohomogenitätlinie herangezogen. Die Ergebnisse dieses Vergleichs sind in den Tabellen 2.1 und 2.2 zusammengefaßt. Als Schlußfolgerung dieser Untersuchungen ergab sich, daß die Kugel als optimale Geometrie betrachtet werden kann, falls die Einfallrichtung des Feldes unbekannt ist. Werden hingegen Annahmen bezüglich der Einfallrichtung gemacht, so bringen flachere Bauformen hinsichtlich der Rückwirkung günstigere Ergebnisse

als eine Kugel. So weist das von Bahmeier [2] entwickelte flache Kalibrierfeldstärkemeßgerät beispielsweise eine Feldstärketüberhöhung von nur 1,27 gegenüber 3,0 einer Kugel und 4,23 eines Würfels auf.

$E_0 = 2,667 \text{ kV/m}$	Kugel			Zylinder	Würfel
	analytisch	20 Segm.	40 Segm.		
max. Feldstärke (kV/m)	8,0	9,1389	7,9639	10,944	9,8354
in Ebene $x = 0 \text{ mm}$	8,0	9,1389	7,9639	6,3283	7,5797
in Ebene $x = 5 \text{ mm}$	6,928	5,9249		5,9578	5,4236
in Ebene $x = 10 \text{ mm}$	3,444	3,2791		10,944	9,8354
in Ebene $x = 20 \text{ mm}$	2,792	2,9422		2,9549	2,9552
in Ebene $y = 0 \text{ mm}$	2,667	3,1030		3,1018	3,0265

Tab. 2.1: Maximalwerte einer Kugel $d=20 \text{ mm}$ mit 20 und 40 Kugelsegmenten modelliert, ein 20 mm langer Zylinder $d=20 \text{ mm}$, Würfel mit Kantenlänge $a=20 \text{ mm}$ in verschiedenen Schnittebenen

Abweichung in %	Entfernung in mm von der Oberfläche					
	Kugel			Zylinder	Würfel	
	analytisch	(20)	(40)			Diagonale
-10	11,5	11,8	11,2	13,0	18,7	13,2
-8	13,3	13,6	13,0	15,5	21,1	14,9
-6	15,5	15,5	15,5	17,9	24,7	17,5
-4	19,2	19,1	19,1	22,3	29,8	21,1
-2	26,8	26,7	26,4	31,1	40,3	28,5
-1	36,4	35,5	34,2	40,3	51,7	36,6
+1	48,5	48,8	—	44,8	—	—
+2	36,4	37,3	40	34,9	49,4	34,9
+4	26,8	27,3	29,4	26,6	42,2	29,8
+6	22,2	23,3	24,4	22,1	33,8	23,9
+8	19,2	20,8	20,6	19,2	27,6	19,5
+10	17,1	18,0	18,5	16,8	23,2	16,4

Tab. 2.2: Maximale Entfernungen von der Oberfläche eines Körpers bis bestimmte prozentuale Abweichungen von der Homogenfeldstärke unterschritten werden; in der Spalte "Diagonale" wurden die Entfernungen um den Faktor $\sqrt{2}$ verringert, da der Würfel mit einer Kantenlänge von 20 mm in der betrachteten Ebene eine maximale Ausdehnung von $\sqrt{2} \cdot 20 \text{ mm}$ hat.

Bei der Wahl der Sensorgeometrie wurde ein Kompromiß zwischen beiden Fällen eingegangen. Da der Sensor auf dem Körper angebracht wird, erschien eine Halbierung des Raumwinkels für den zu erwartenden Feldeinfall als zweckmäßig. Das Resultat war eine Halbkugelschale auf einem Zylinder. Diese Geometrie wurde weiter untersucht. Entsprechende Ergebnisse finden sich in Abschnitt 4.2 S.72.

Die Stärke des Energieentzugs, d. h. die Rückwirkung zweiter Ordnung hängt von der Eingangsimpedanz der am E-Feldsensor angeschlossenen Meßelektronik und dem benutzten Meßverfahren ab. Wird beispielsweise an einem kapazitiven E-Feldsensor eine Spannungsmessung durchgeführt, so muß dessen Eingangsimpedanz maximiert, im Falle einer Strommessung minimiert werden, um die Intensität des Energieentzugs so klein wie

möglich zu halten. Zur quantitativen Beschreibung der Rückwirkung der 2. Art kann ein geeignetes Volumen definiert werden, in dem die Feldenergie vor- und während der Messung berechnet wird. Als solches Volumen V bietet sich beispielsweise ein Würfel mit einer Kantenlänge von 10 mal der größten Sensorabmessung an. Zur Berechnung der Rückwirkung 2. Ordnung sind im Anhang (S. 216) die entsprechenden Formeln mit einem Zahlenbeispiel zu finden. Es zeigt, daß die Rückwirkung der 2. Art unter der Voraussetzung entsprechender Dimensionierung gegenüber der Rückwirkung 1. Art vernachlässigt werden kann.

Bei der stark ausgeprägten Rückwirkung des Menschen auf das elektrische Feld handelt es sich um eine Rückwirkung der 1. Art, was die elektrostatische Feldveränderung eines ungeerdeten Körpers betrifft. Die Erdungsverhältnisse des Menschen gehören zur Rückwirkung der zweiten Art. Die vom Menschen hervorgerufene Rückwirkung wird in Abschnitt 3.5 S.47 ff behandelt.

2.3.3.2 Rückwirkung bei Magnetfeldsensoren

Im Gegensatz zum elektrischen Feld beeinflußt die Anwesenheit des Menschen (Rückwirkung 1. Art) das magnetische Feld nicht, da für die makroskopische Permeabilität von biologischem Gewebe in guter Näherung $\mu_r = 1$ gilt. Bezüglich der Rückwirkung kann der Mensch also außer Betracht gelassen werden, sofern dieser nicht gleichzeitig Materialien mit einer hohen Permeabilität trägt (Transport metallischer Meßgeräte, Implantate, metallischer Schutzkleidung, Werkzeug, ...).

Beim Magnetfeldsensor und dessen Elektronik kann ebenfalls zwischen einer Rückwirkung erster und zweiter Art unterschieden werden. Die durch die Anwesenheit elektronischer Komponenten ohne anliegende Versorgungsspannung bedingte Rückwirkung ist eine der 1. Art und wird normalerweise durch die Kalibrierung des Sensors berücksichtigt. Konzentrische und orthogonale Sensoranordnungen erweisen sich hier als vorteilhaft.

Durch den Betrieb der Elektronik fließen zwangsläufig Ströme, die ihrerseits Gleich- und Wechselfelder erzeugen, die sich beim Messen von niedrigen Intensitäten störend auswirken können. Hier liegt also eine Rückwirkung der 2. Art vor, welche durch gezielte Maßnahmen beim Schaltungs- und Layoutentwurf minimiert werden können (Filter, EMV-Analyse auf Leiterplatten, kurze orthogonale Leiterbahnführung, zusätzliche Masselflächen, etc.). Bei multiplen Sensorkanälen kann sich die Veränderung des Magnetfeldes durch den Sensor in einer wechselseitigen Beeinflussung (Übersprechen) äußern und zu Fehlern bei der Vektorbetragbildung führen. Diese Effekte sind stark vom jeweils verwendeten Sensortyp und dessen Konstruktionsparameter abhängig und müssen jeweils für jeden Magnetfeldsensor in der benutzten Konfiguration gesondert untersucht werden. Ergebnisse dieser Untersuchungen sind im Abschnitt 10.1.2.5 S. 192 f zu finden.

2.3.3.3 Schirmung und Dämpfung des magnetischen Feldes

Bei dem hiesigen Konzept befinden sich die Magnetfeldsensoren innerhalb des E-Feldsensors. Diese Anordnung bietet den Vorteil, daß die Magnetfeldsensoren leicht durch die sowieso vorhandene leitfähige Massefläche des E-Feldsensors vor der unerwünschten Einwirkung des elektrischen Feldes (Kreuzsensitivität) und hochfrequenten Störungen (HF, Mikrowellen) auf den Magnetfeldsensor geschützt werden kann. Andererseits bewirken diese leitfähigen Flächen des kapazitiven E-Feldsensors eine Dämpfung des zu messenden Magnetfeldes. Die Kenntnis der Dämpfungscharakteristik technologisch geeigneter Schichten

und deren Parameter (Anzahl der Schichten, Leitfähigkeit, Schichtdicke, Beschichtungstechnologie) sind daher wichtig. Die Charakteristik wurde im Anhang A.2.1 auf S. 206ff theoretisch für einen Kugelschirm berechnet und der Frequenzgang meßtechnisch für Beschichtungen unterschiedlicher Metallisierungsverfahren ermittelt. Wie das Ergebnis einer solchen rechnerischen und meßtechnischen Untersuchung zeigt, bietet sich für die geforderte Grenzfrequenz von 30 kHz eine Beschichtung mit 30 bis 40 μm Silberleitlack an. Einzelheiten zu der Schichtdimensionierung sind im Anhang A.2.1.2 S. 211f zu finden.

2.3.4 Gewinnung des Informationsparameters Frequenz

Zur Bewertung der Exposition benötigt man zwingend Information über die vorliegende Signalfrequenz. Hierfür gibt es grundsätzlich mehrere Methoden:

1) Konventionelle Verfahren:

Zu den konventionellen Verfahren der Frequenzmessung gehören elektronische Zähler [10], Abstandsmessung der Nulldurchgänge, Ausnutzung kalibrierter Resonanzkreise, etc. Mit diesen Methoden wird in der Regel die Frequenz des intensivsten Signals (Basisfrequenz) bestimmt. Um mit solchen Verfahren ebenfalls Oberwellen auswerten zu können, sind bislang aufwendige frequenzanaloge Meßverfahren und Abgleichsprozeduren erforderlich [12].

2) Gleichzeitige Auswertung und Verrechnung des zeitabhängigen und dem von der Zeitabhängigkeit befreiten Signal (differenzierte und undifferenzierte Sensorsignale):

Für elektrische und magnetische Feldsensoren ist diese Möglichkeit am Beispiel des kapazitiven und induktiven Feldsensors in der Tabelle 2.3 näher ausgeführt.

	Kapazitiver Feldsensor	Induktiver Feldsensor
differenziertes Signal	Spannungsmessung: $U_m = \frac{Q}{C_s} = \frac{\epsilon_0 A}{C_s} E$	Nach dem Integrator: $U_{int} = -NAB$
undifferenziertes Signal	Strommessung: $I_{ind} = j\omega\epsilon_0 A E$	Direkt an der Spule: $\dot{U}_{ind} = -j\omega\Phi = -j\omega NAB$
Frequenz	$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_s} \left \frac{I_{ind}}{U_m} \right $	$f = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left \frac{\dot{U}_{ind}}{U_{int}} \right $
Struktur		

Tab. 2.3: Methode der Basisfrequenzbestimmung beim kapazitiven und induktiven Feldsensor

Bei der Realisierung eines solchen Systems ist mit folgenden Schwierigkeiten zu rechnen:

a) Die vorkommende Division ist bei einer analogen Realisierung relativ umfangreich (z. B. zwei Logarithmierglieder, Differenzschaltung und Entlogarithmierstufe) und bringt einen hohen Abgleichaufwand mit sich. Bei einer digitalen Realisierung sind zwei A/D-Wandlereingänge erforderlich. Die Division kann im Mikrocontroller durchgeführt werden.

b) Beim kapazitiven Feldsensor ist eine ständige Umschaltung zwischen hoch- und niederohmiger Messung (Spannungs- oder Strommessung) erforderlich (Nachteil: zeitliche Diskrepanz, Beachtung von Einschwingvorgängen). Alternativ könnte prinzipiell mit zwei parallel aufgebauten Feldsensoreinheiten gearbeitet werden (Nachteil: Sensoren liegen zwangsläufig räumlich auseinander).

c) Wichtigster Nachteil der direkten Frequenzmessung ist deren Versagen bei Vorliegen von Frequenzgemischen. Da in der Praxis eine Analyse der Frequenzanteile erwünscht ist, wurde auf die Realisierung dieses Verfahrens zugunsten einer Frequenzanalyse verzichtet.

3) Analoge oder digitale Filterbank:

Unter der Voraussetzung einer Beschränkung der Analyse auf eine kleinere Anzahl von typischerweise vorkommenden technischen Frequenzen erscheint die Realisation einer analogen oder digitalen Filterbank interessant. Die Anzahl der analysierbaren Frequenzen wird bei einer analogen Realisierung durch den Platzbedarf der Filterkomponenten und den Abgleichaufwand beschränkt. Bei der digitalen Variante mit einem Mikrocontroller oder digitalen Signalprozessor (DSP) bestimmt die Rechenzeit die obere Grenze.

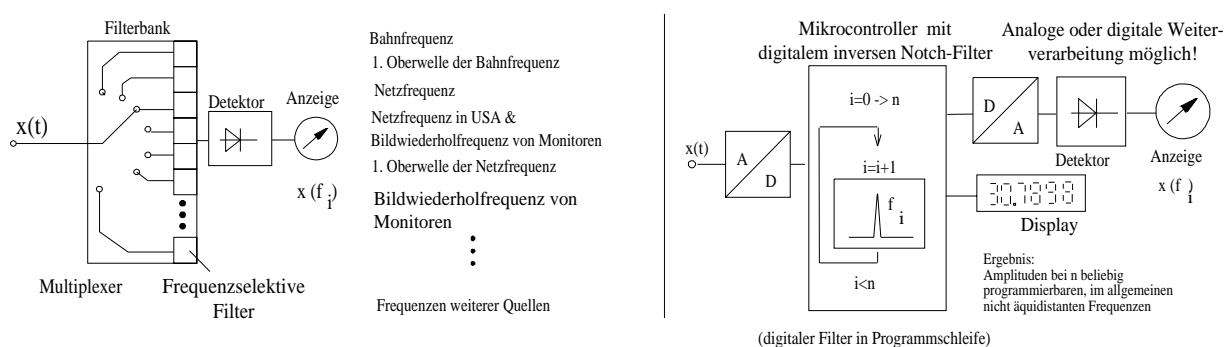


Abb. 2.3: Analoge Filterbank für ausgewählte technische Frequenzen und die entsprechende digitale Variante mit einem Mikrocontroller oder DSP

4) Spektralanalyse mit Mikrocontroller oder digitalem Signalprozessor?

Eine schnelle Fouriertransformation (FFT) zur Frequenzanalyse auszuführen, gehört zu den Standardverfahren der digitalen Signalverarbeitung [9]. Für viele Anwendungen werden seit dem Aufkommen von Rechenanlagen verschiedene Algorithmen und Softwaremodule angeboten [7], [13], [11]. Durch die Leistungsfähigkeit heutiger Rechenanlagen bringen solche Algorithmen meist hinreichend schnell das Ergebnis der FFT. Für Echtzeitleösungen bieten sich digitale Signalprozessoren an. Trotz jüngsten Anstrengungen digitale Signalprozessoren mit geringem Strombedarf für tragbare Geräte zu fertigen, erschien ihr derzeitiger Energiebedarf mit unseren Anforderungen nur bedingt vereinbar. Aus energetischer Sicht käme beispielsweise nur ein DSP mit Festkommaarithmetik in Frage. Ein in CMOS-Technologie gefertigter 16-bit-DSP der neusten Generation wie beispielsweise der Festkomma-DSP TMS320C5x von Texas Instruments benötigt durchschnittlich 250 mW bei einer Taktfrequenz von 12 MHz. Im "Standby"-Modus verbraucht dieser DSP nur noch 50 mW. Damit liegt dieser Prozessor nur wenig höher als ein Mikrocontroller mit vielen Ein- und Ausgabeports und einer Multiplikations- und Divisionseinheit (MDU). Die

Schwierigkeit bei der Anwendung eines Festkomma-DSPs ist, daß deren Fähigkeit, Signale schnell verarbeiten zu können, mit aufwendigeren Softwarelösungen bei Steuerungsaufgaben und der Skalierung des Festkommazahlenformats (Nachteil bei großem Dynamikbereich) erkauft werden muß. Für umfangreiche Steuerungsaufgaben und Interruptanfragen von peripheren Komponenten sind derzeit herkömmliche Mikrocontroller besser geeignet. Die Lösung, auf Anforderung eine Frequenzanalyse mit einem Mikrocontroller mit MDU auszuführen, der gleichzeitig für umfangreiche Steuerungsaufgaben geeignet ist, wurde im Rahmen dieser Arbeit verfolgt. Da diese Methode kaum verbreitet ist, konnte hier nicht auf bereits bestehende Softwaremodule zurückgegriffen werden. Näheres zur implementierten Fouriertransformation und zum verwendeten Gleitkommazahlenformat steht auf S. 165.

2.3.5 Wahl der Meßgröße: Feldmessung oder Erfassung der zeitlichen Änderung?

Beide, der elektrische und magnetische Feldanteil induzieren Körperströme und Stromdichten, deren Intensität direkt von der zeitlichen Änderung der Feldgröße, d. h. von der Frequenz abhängt:

$$\text{Elektrisches Feld} : I_K = \varepsilon_0 \frac{d}{dt} \iint_A \vec{E}_S d\vec{a} \quad (2.3)$$

$$\text{Magnetisches Feld} : \vec{J} = -\frac{\bar{\kappa}}{\oint d\vec{s}} \frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} d\vec{a} \quad (2.4)$$

Daher gibt es zwei Vorgehensmöglichkeiten zur Expositionsabschätzung: Erstens das elektrische und magnetische Feld wird direkt gemessen, d. h. die mittels eines integrativen Elements (selbstintegrierender Sensor oder Integrator) von der Frequenzabhängigkeit befreite Feldstärke oder Flußdichte dient als Eingangsgröße, die sofort als Expositionsgröße zur Anzeige gebracht werden kann. Zur Abschätzung der Stromdichten wird die aus der Signalanalyse (FFT) vorliegende Frequenzinformation benutzt. Die zweite Möglichkeit besteht darin, die zeitliche Änderung der Felder zu erfassen und zur Ermittlung der Feldstärken eine numerische Integration durchzuführen. Der Vorteil des ersten Verfahrens liegt darin, daß die Feldgröße direkt gemessen wird und nicht eine berechnete Größe wie beim zweiten Verfahren ist. Demgegenüber ist das zweite Verfahren direkter in Bezug auf die Abschätzung der Körperstromdichte. Beide Verfahren benötigen einen gleichgroßen Dynamikbereich. Das Verfahren mit der numerischen Integration deckt jedoch nicht den vollen Intensitätsbereich über der Frequenz ab, d. h. es können keine großen Feldstärken im oberen Frequenzbereich erfaßt werden.

2.3.6 Technische Lösungskonzepte

Zur weitgehenden Erfüllung der geforderten Punkte mußten verschiedene technische Lösungskonzepte untersucht werden. Das Hauptproblem bestand darin, eine mit allen Anforderungen abgestimmte Gesamtlösung zu finden, ohne bedeutende Einschränkungen im Hinblick auf die einzelnen Forderungen hinnehmen zu müssen.

2.3.6.1 Lösungskonzept der Energieversorgung

Ein hoher Stellenwert wurde der Problemlösung der Energieversorgung eingeräumt. Trotz steigendem Angebot an immer neuen Bauelementen mit reduziertem Energiebedarf sind dieser Entwicklung insbesondere in der Analogtechnik Grenzen gesetzt. Bei Meßsystemen verbietet sich der Einsatz von zu niedrigen Versorgungsspannungen vor allem wegen der einhergehenden Verminderung des Rausch- und Störabstands und des eingeschränkten Aussteuerbereiches verstärkender Elemente (z. B. Operationsverstärker). Außerdem werden in der Meßtechnik oft Bauelemente benötigt, welche aus physikalischen Gründen eine relativ hohe Versorgungsspannung benötigen und einen hohen Strombedarf aufweisen. Hierzu gehören beispielsweise optoelektronische Bauelemente deren Wirkungsgrad wegen dem Wechsel zwischen verschiedenen Energieformen dürftig ausfällt. Wird eine hohe Funktionalität der Elektronik gefordert, so müssen neben der Komponentenauswahl weitere Maßnahmen zur Energieeinsparung angewendet werden. Bei diesem Dosimeter kamen die folgenden Methoden zur Anwendung: Aufwärtswandler und Ladungspumpen mit hohem Wirkungsgrad, Batterie- und Lademanagement im Datenlogger, Abschaltung von nichtbenötigten Komponenten ("Shut Down"), Ausnützung von energetisch günstigeren Zuständen bei teilaktivem Betrieb ("Idle-Modi"), Maßnahmen bei der Schaltungsentwicklung (hochohmige Dimensionierung, ...), geregelte unsymmetrische Versorgungsspannung (5 V-"single supply"). Details zur realisierten Energieversorgung sind auf Seite 156 zu finden.

2.3.6.2 Suche nach geeignetem Sensor

An die Sensoren wurden ebenfalls Anforderungen gestellt, welche sich aus den Forderungen des Gesamtsystems ergaben:

- hohe Sensitivität: (10 nT, $1\frac{V}{m}$)
- großer, möglichst linearer Dynamikbereich (E-Sensor: 100 dB, B-Sensor: 120 dB)
- Frequenzbereich: $16\frac{2}{3}$... 30 kHz
- Energieverbrauch: max. 100 mW aktiv
- Gewicht: max. 100 g
- kleine Bauform: geringe Abmessungen von wenigen cm
- Rauschen: 20 dB Rausch-Signalabstand bei geringster Intensität
- gute Langzeitstabilität über 24 h
- geringe Kreuzsensitivität
- geringe Sensitivität gegen Störeinflüsse (Temperatur, Feuchte, Drift...)
- geringe Richtungssensitivität
- nur schwache Kopplungen (Übersprechen) zwischen den Kanälen

Wie die Messungen und Tests mit elektrischen und diversen magnetischen Feldsensoren zeigten, gibt es im Hinblick auf diese Applikation keinen "idealen" Sensor, d. h. ein Sensor welcher alle obigen Anforderungen erfüllt (vgl. Abb. 7.1 S. 131). Die Schwierigkeit bei niederfrequenten elektrischen Feldsensoren besteht darin, daß es aufgrund der geringen Anzahl von nutzbaren physikalischen Effekten nur wenige Arten einsetzbarer E-Feldsensoren gibt. Für das elektronische Personendosimeter kam nur der kapazitive Feldsensor und die Ausnutzung von Feldeffekttransistoren in Frage. Hierfür mußten Eingangsstufen entwickelt werden, die den oben aufgeführten Anforderungen genügen. Beim

magnetischen Feldsensor hingegen sind eine Vielzahl von verschiedenen Sensortypen mit den unterschiedlichsten Eigenschaften erhältlich. Viele der mit Halbleiterprozessen hergestellte Magnetfeldsensoren (Halleffekt, Magnetoresistiv) zeigten eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit, brachten unbefriedigende Ergebnisse im Hinblick auf die Sensitivität oder hatten als aktive Bauelemente einen zu hohen Stromverbrauch (vgl. Meßergebnisse auf S. 131 ff). Als Lösung aus diesem "Dilemma" wurde der Einsatz mehrerer Sensortypen (**Multisensorkonzept**) eingeplant. Basissensor zur magnetischen Wechselfeldmessung bilden drei orthogonale Induktionsspulen, die je nach gewünschtem Intensitäts- und Frequenzbereich flexibel durch einen "benutzerspezifischen Sensor" an einem separaten Eingang ergänzt werden kann. Wünscht man beispielsweise den oberen Intensitätsbereich über 10 mT zu erfassen, so genügt es, einen sehr unempfindlichen Magnetfeldsensor anzuschließen (z. B. magnetoresistiver Sensor). Als Magnetfeldsensor, der den unteren Intensitätsbereich bei niedrigen Frequenzen bis herab zu Gleichfeldern abzudecken vermag, könnte eine Saturationskernsonde (Fluxgatesensor) zum Einsatz kommen. Weil dieser in ersten Untersuchungen eine hohe Langzeitstabilität, Temperaturunempfindlichkeit und hohe Sensitivität aufwies, wurde ein solcher Fluxgatesensor in Dickfilm- und Hybridtechnik aufzubauen. Hierzu sei auf die Ergebnisse in Abschnitt 7.3 auf S. 138 verwiesen.

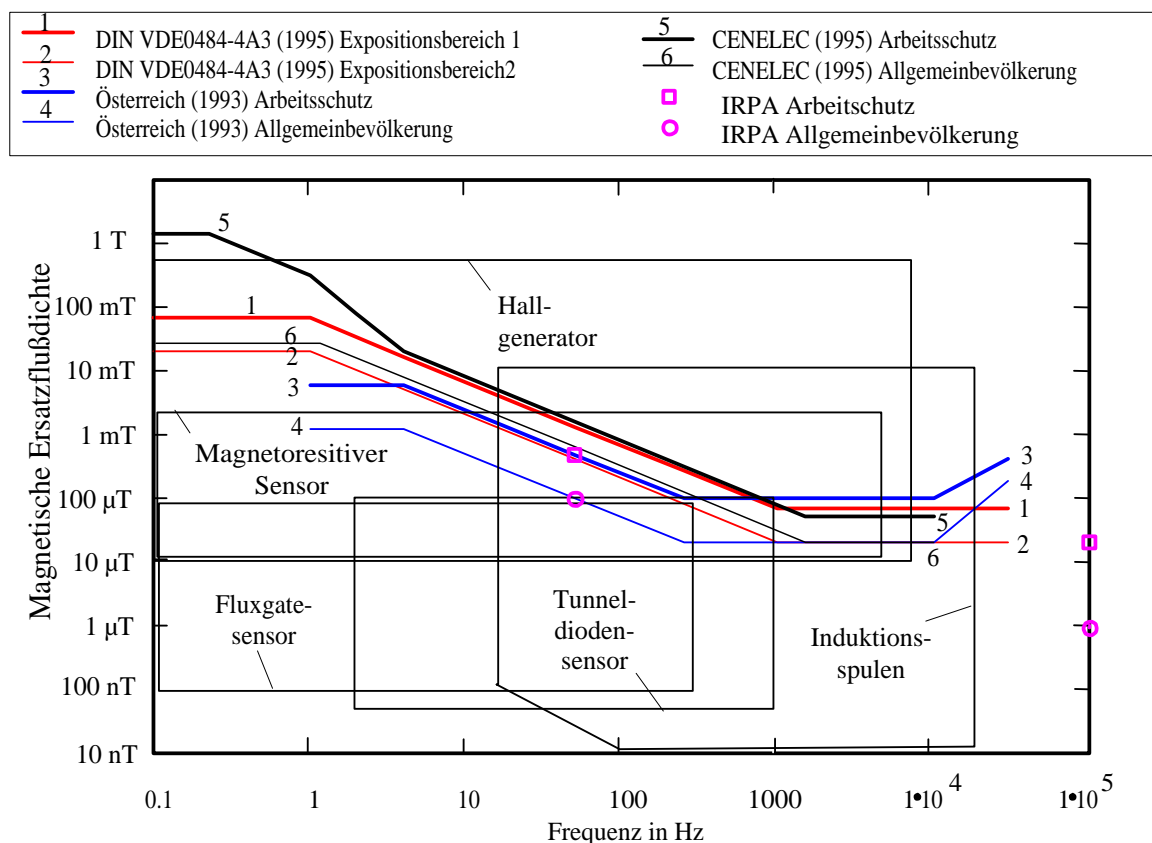


Abb. 2.4: Lage der Nutzungsbereiche getesteter Sensortypen abgebildet in ein doppeltlogarithmisches Diagramm mit den Grenzwerten aus Deutschland, Österreich, Europa und der IRPA

2.3.6.3 Lösung des Dynamikproblems

Die Forderung einer großen Dynamik erschwert es, einen geeigneten Sensor zu finden. Ist ein solcher gefunden, so ist bei einem linear arbeitenden System ein **Betrieb in verschiedenen Meßbereichen** unumgänglich. Eine Meßbereichsumschaltung benötigt wiederum eine Steuerschaltung. Da vom Sensorkopf automatisch der günstigste Meßbereich ausgewählt werden soll (Autoranging), befindet sich dort ebenfalls ein Mikrocontrollersystem. Dieses löst die Steuerungsaufgaben auf Anforderung vom Datenlogger. Die realisierte Dynamik von 120 dB liegt an der Grenze, die mit der eingesetzten Technologie (CMOS-Verstärker, SMD-Bestückung) erreichbar ist. Bei höherer Verstärkung muß unbedingt mit Schwingen gerechnet werden. Weitere Meßbereiche würden ebenfalls die benötigte Zeit der Bereichsauswahl verlängern. Die ermittelten Einschwingzeiten bei einer Meßbereichsumschaltung liegen bei einer Sekunde und könnten nur noch mit einer aktiven Entladung der beteiligten Kapazitäten verkürzt werden.

2.4 "Projektplanung"

Zur Realisierung eines Personendosimeters wurde das Gesamtvorhaben in fünf Einheiten (Block A bis E) untergliedert. Die ersten beiden Blöcke A und B decken die Verwirklichung der Hard- und Software des portablen Meßgerätes ab. Der Block A beinhaltet Arbeiten zur Sensorik und Meßwertaufnahme und B befaßt sich mit dem Aufbau eines Mikrocontrollersystems zur digitalen Meßwertverarbeitung als portables Datengerät. In der Gruppe C geht es um Softwareentwicklung auf einem Personalcomputer zur komfortablen Bedienung des Datenloggers, Datenanalysierung und Archivierung. Dosimetrische Expositionsabschätzungen und Erstellung von Modellen zur Behandlung dosimetrischer Fragestellungen wurden Block D zugeordnet. Die in diesem Bereich durchgeführten Berechnungen bilden die theoretische Basis für die Verfolgung des dem Meßsystem zugrundegelegten dosimetrischen Konzepts. Arbeiten, die das Meßsystem und Verfahren als Ganzes betreffen, bilden den letzten Teil E dieser Arbeit. Hierzu gehört die Kalibrierung, notwendige Untersuchungen von Umgebungseinflüssen auf das entwickelte Meßsystem und die Abschätzung der Meßunsicherheit. Die Arbeiten innerhalb der Gruppen A und B, C und D konnten weitgehend parallel erfolgen.

A. Sensorkopf

1. Untersuchungen verschiedener elektrischer und magnetischer Feldsensoren auf Eignung
2. Entwicklung, Simulation und Test einer geeigneten Eingangsstufe für kapazitive Feldsensoren (Feldeffekttransistoren oder geeignete Operationsverstärker), dynamische Rückkopplung
3. Entwicklung einer optischen Übertragungsstrecke mit geringem Energieverbrauch, Definition eines Übertragungsprotokolls mit Fehlererkennung

4. Rauscharme Spannungsversorgung für die Analogelektronik
5. Verstärkungselektronik mit einem großen Dynamikbereich bei einfacher 5V Betriebsspannung ("Single-Supply")
6. Entwurf energetisch günstiger Analogfilter
7. Digitalteil: Mikrocontrollersystem zur Datenzwischenspeicherung, Vorverarbeitung, Steuerung der Meßbereichsumschaltung (Autoranging), etc. mit dazugehöriger Software in Maschinensprache (Assembler)
8. Hybridaufbau eines dreiachsigen Fluxgatesensors zur Messung niederfrequenter Komponenten

B. Datenlogger

1. Energieversorgung: Batteriemanagementsystem mit Schnellladeeinheit inklusive unterbrechungsfreier Umschaltung und Kapazitätserfassung (True Gauge)
2. Entwicklung und Realisierung eines Mikrocontrollersystems mit nichtflüchtigem Speicher (Flash)
3. Definition eines Zahlenformates und Speichersegmentierung zur komprimierten Datenspeicherung
4. Softwareentwicklung: Betriebssystem zur Steuerung der Hardwarekomponenten (Toggle-Menü)
5. Signalverarbeitung: FFT auf Mikrocontroller
6. Expositionsabschätzung: Maximum-Likelihood-Schätzverfahren

C. Personalcomputer

1. Softwareentwicklung: Windowsprogramm zur Remote-Bedienung und Datenanalyse
2. Lokale und dezentrale Datenbank auf ORACLE-Basis (Archivierung)

D. Dosiskonzept und Dosimetrie

1. Körpermodell: Ellipsoidales Körpermodell (analytisch), anthropomorphes Volumenmodell für MAXWELL (numerisch), hochauflösendes Modell zur Ermittlung der inneren Körperstromdichten (Visible Man Projekt)
2. Expositionsabschätzung an dosimetrischen Modellen (ELF-Dosimetrie) und Expositionsstatistik

E. Charakterisierung des Meßsystems

1. Berechnung und Aufbau von Kalibriereinrichtungen für elektrische und magnetische Feldsensoren
2. Ermittlung der technischen Daten
3. Fehleranalyse und Korrektur systematischer Fehler
4. Kalibrierung des Meßsystems

Die wichtigsten Ergebnisse aus den eben genannten Aufgaben werden in den nun folgenden Kapiteln vorgestellt. Zunächst wird mit Block D, d. h. mit der Dosimetrie elektromagnetischer Felder begonnen, anschließend folgen Aspekte der Sensorik und Meßwertverarbeitung (Block A und B), und schließlich wird die Kalibrierung und technischen Daten des Meßsystems (Block E) beschrieben. Weitere technische Details zu dem realisierten Prototyp finden sich im Kapitel "Technische Realisierung" (S. 151 ff).

Literatur

- [1] Aksel'rod V. S., Schervud L. Ja. (1989) Entwicklung eines Verfahrens zur Messung des Vektorbetrages der räumlichen elektrostatischen Feldstärke an Arbeitsplätzen von Bedienungspersonal in Hochspannungsanlagen, Empfehlungen der Wissenschaftlich-technischen Produktionsvereinigung "Variant", Leningrad 1989 (Russisch)
- [2] Bahmeier G. (1994) Feldsonden für Kalibrierzwecke und zur Bestimmung von Betrag und Richtung der elektrischen Feldstärke, VDI-Fortschrittsberichte, Reihe 8, Nr. 438, Düsseldorf
- [3] Bailey et al. (1997) Summary and evaluation of guidelines for occupational exposure to power frequency electric and magnetic fields, Review Paper, Health Physics, Vol. 73, No. 3, p. 433 - 453
- [4] Cavagnetto F. et al. (1993): A personal dosimeter prototype for static magnetic fields, Health Physics, Vol. 65, Iss. 2, p.172-177
- [5] CENELEC (1995): Human exposure to electromagnetic fields, Low frequency (0 Hz to 10 kHz), European Prestandard ENV50166-1, CENELEC, Brussels
- [6] CLC/TC111 (SEC) 61 (1995): Definitions and methods of low frequency magnetic and electric fields with particular regard to exposure of human beings, Draft 2-Aug. 1995
- [7] Cooley J. W., Tukey J. W. (1965) An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series, Math. Comp., Vol. 19, p. 297-301
- [8] Johnson M., Bronaugh E. (1982) Small electromagnetic sensor system - an overview, IEEE International symposium on electromagnetic compatibility, Santa Clara Valley, Cal., 8.-10.9.1982, p. 140-145
- [9] Kammeyer K. D., Kroschel K. (1996) Digitale Signalverarbeitung - Filterung und Spektralanalyse, Teubner-Verlag, Stuttgart
- [10] Kartaschoff P. (1978) Frequency and time; Frequency and period measurement by means of counters (chap. 5), S. 136-158, Academic press, London New York
- [11] Lu I., Lee Ph. (1994) Use of mixed radix FFT in electric power system studies, IEEE Transactions on Power Delivery, p. 1276 - 1280
- [12] Novickij P. V., et al. (1975): Frequenzanaloge Meßeinrichtungen, Verl. Technik (VEB-Verlag), Berlin, S. 22 - 57
- [13] Singleton R. (1968) An Algorithm for Computing the Mixed Radix Fast Fourier Transform, IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, p. 93 - 156

3 ”Dosimetrie” elektromagnetischer Felder

”Dosimetrie ist die physikalische Quantifizierung von biologisch wirksamen Parametern am Ort der Interaktion”. Diese Quantifizierung kann prinzipiell durch Rechnung oder Messung der biophysikalisch wirksamen Größen geschehen. An dieser Stelle erhebt sich die Frage, welches bei Vorliegen eines physikalischen Effektes der dazu korrespondierende biologisch wirksame Parameter ist. Hierzu muß geklärt werden, auf welcher Wirkungsebene der ”Ort der Interaktion” lokalisiert werden kann. Bei elektromagnetischen Feldern sind Wechselwirkungen auf der makroskopischen, zellulären, molekularen, atomaren oder quantenmechanischen Ebene möglich. Ist über einen physiologisch relevanten Einfluß und dessen Wirkungsmechanismus nur wenig bekannt, so ist es notwendig die Reaktion auf die Exposition (”exposure response”) zu untersuchen. Hier gilt es die Dynamik des Prozesses auf Zeitkonstanten, Amplituden- und Frequenzfenster, mögliche Schwellwerte oder Reaktionszeitfenster hin zu untersuchen.

3.1 Dosisbegriff und Wirkungen ionisierender Strahlung

Im Falle ionisierender Strahlung sind die Dosisgrößen in internationalen Vereinbarungen festgelegt [29]. Die wichtigste Dosisgröße bei Strahlungsfeldern ist die Energiedosis D_e . Sie ist definiert durch die einem Masselement dm zugeführte Energie dW :

$$D_e = \frac{dW}{dm} = \frac{dW}{\rho dV} \quad (3.1)$$

Unter der Voraussetzung eines homogenen Strahlungsfeldes ist die Dosis die gesamte absorbierte Strahlungsenergie pro Masseneinheit mit der speziellen Einheit Gray (Gy)

$$1 \text{ Gy} = 1 \frac{\text{J}}{\text{kg}} .$$

Zur näheren Spezifizierung wurden weitere Begriffe wie beispielsweise die Äquivalentdosis (Energiedosis und dimensionsloser Bewertungsfaktor), Ortsdosis (Äquivalentdosis an einem bestimmten Ort), Personendosis (Äquivalentdosis, gemessen an einer repräsentativen Stelle der Körperoberfläche), Ganzkörper- und Teilkörperdosis eingeführt. Ort der Interaktion ist in der Personendosimetrie im allgemeinen das menschliche Gewebe (meist Weichgewebe). Dort können Wechselwirkungen der ionisierenden Strahlung mit den Atomen oder Molekülen zur Ionisation und Radikalbildung führen. Die Ionen und Radikale

nehmen wiederum Einfluß auf biochemische Reaktionen und führen möglicherweise zu einer Schädigung des Organismus.

Die auftretenden Wirkungen ionisierender Strahlung können durch direkte oder indirekte Mechanismen hervorgerufen werden. Bei der direkten Wirkung ist die primäre physikalische Wechselwirkung identisch mit dem biologischen Effekt (z. B. Mutation durch Ionisation eines Makromoleküls). Indirekte Wirkungen sind biologische Veränderungen, die durch Strahlungsprodukte (z. B. Radikale) ausgelöst werden. Hinsichtlich ihres zeitlichen Auftretens werden die Schäden in Akut- und Spätschäden eingeteilt. Diese können wiederum von einem einzelnen Ereignis (singuläre Realisierung) oder von mehreren Ereignissen (multiple Realisierung) ausgelöst werden. Hierbei spielen mindestens drei Ebenen eine Rolle [20]: ”

1. Auf der molekularen Mikroebene, indem Radikalbildung und Milieufaktoren zusammen zur Reaktion hinleiten oder
2. auf einer intrazellulären ”Makroebene”. Diese multifaktorielle Wirkungsweise kann auf verschiedenste Weise durch Schädigungen von biologischen Strukturen das beobachtete Ereignis auslösen.
3. Das besonders für nicht-stochastische Wirkungen interessanteste Geschehen ist multizellulärer Natur. Nur der Schaden einer Anzahl von Zellen, z. B. , oder in einer Anzahl von Zellen führt zu einem beobachtbaren Effekt.”

Für den Strahlenschutz ist zur Beschreibung der Wirkungen die Kenntnis der Dosisabhängigkeit wichtig. Diese Abhängigkeit wird Dosis-Wirkungsbeziehung genannt. Die Eintrittshäufigkeit dieses Effektes und die Intensität der Wirkung (Schadensschwere) können gegen die Dosis aufgetragen werden (Abb. 3.1). Man erhält hierdurch eine sogenannte Dosis-Effekt-Kurve (Dosis-Wirkungs-Kurve). Wirkungen, die erst auftreten, wenn eine bestimmte Schwelle (Mindestdosis) überschritten ist, sind **nichtstochastische Wirkungen**. Zu solchen Wirkungen gehören Hautverbrennungen, das akute Strahlensyndrom, Schädigung der Keimzellen (Sterilität) und Linsentrübung des Auges. Demgegenüber gibt es **stochastische Wirkungen**, bei denen kein Schwellwert nachgewiesen werden kann. Die Eintrittshäufigkeit steigt proportional mit der Dosis an. Zu dieser Gruppe von Wirkungen ionisierender Strahlung gehören alle Entweder-Oder-Ereignisse, wie die Krebsentstehung (Kanzerogenität) und die Mutationsinduktion.

3.2 Dosisbegriff und Wirkungen nichtionisierender Strahlung

Im Unterschied zu ionisierenden Strahlen sind nichtionisierende Strahlen nicht in der Lage, die Quantenenergie aufzubringen, um Materie zu ionisieren. Daher rufen elektromagnetische Felder keine genetische Schäden, d. h. keine Schäden mit erblichen Eigenschaften der Zelle und des Individuums durch Umprägung der Gene hervor: Somatische Schäden, d. h. strahleninduzierte Schäden durch unspezifische Veränderung von Chromosomen sind hingegen denkbar. Da die Wirkungen elektromagnetischer Felder stark vom jeweiligen Frequenzbereich abhängig sind, ist auch beim Dosisbegriff eine solche Klassifikation hinsichtlich der Frequenz sinnvoll.

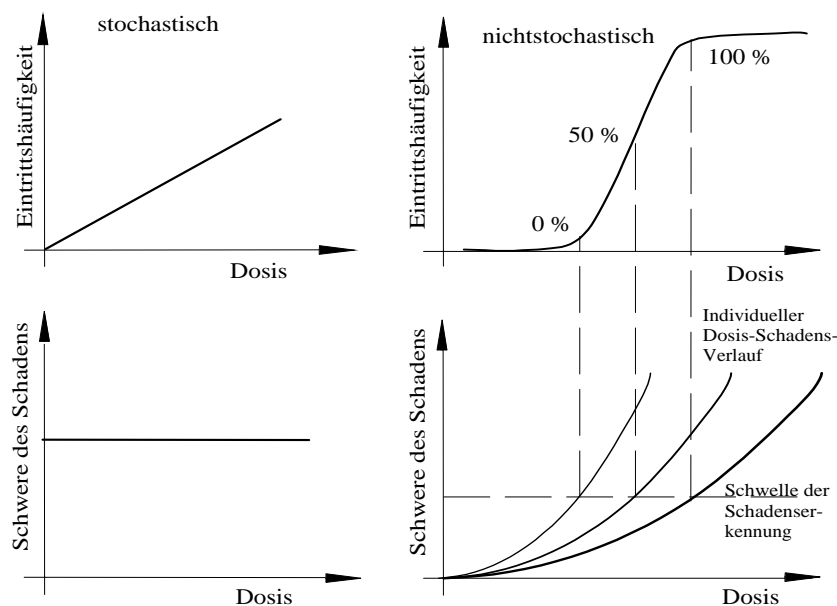


Abb. 3.1: Verlauf von Eintrittshäufigkeit und Schwere eines Schadens für stochastische und nichtstochastische Schäden [33]

3.2.1 Dosis bei hochfrequenten Feldern und Mikrowellen

Mit hochfrequenten Feldern (HF und Mikrowellen) können - vor allem aufgrund der guten polarisierenden Eigenschaft von Wasser - große Energiemengen ins Gewebe transferiert werden. Diese Energieabsorption führt im Gewebe zur Wärmeentwicklung. Je nach Intensität und Zustand, in welchem sich das biologische System befindet, sind diese Wirkungen erwünscht oder unerwünscht (thermischer Einfluß auf biochemische Abläufe). Die absorbierte Wärme macht sich bemerkbar, wenn diese in die Größenordnung der Wärmeleistung des Grundumsatzes kommt. Die Wärmeleistungsproduktion infolge des Grundumsatzes beträgt für den ganzen Körper $1,1 \frac{W}{kg}$ für einen Erwachsenen, $1,7 \frac{W}{kg}$ für Kinder. Lokal erzeugt das Gehirn $11 \frac{W}{kg}$ und das Herz $33 \frac{W}{kg}$ Wärmeleistung [19]. Die Gefahr einer Schädigung des Organismus durch Hyperthermie ist besonders groß, wenn die Wellenlänge dieser Felder in die Größenordnung des Körpers oder dessen Gliedmaßen kommt (Resonanzeffekt). Die typischen Resonanzfrequenzen liegen für den gesamten Körper bei ungefähr 70 bis 80 MHz (Erwachsener in aufrechter Position), für den Kopf bei 375 MHz und für Thorax bei 900 MHz [48]. Fokussierungseffekte durch Reflektionen an Gewebeschichten (Ausbildung von stehenden Wellen) können zudem zu lokalen Überhitzungen oder Verbrennungen führen ("hot spots"). Da die thermischen Wirkungen mit der Absorption elektromagnetischer Energie korrelieren, wurde hier - analog der Energiedosisleistung bei ionisierenden Strahlen - die Dosisgröße "Spezifische Absorptions-Rate" (SAR) mit der Einheit $\frac{W}{kg}$ definiert:

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) = \frac{d}{dt} \left[\frac{dW}{\rho(dV)} \right] = f(x, y, z, t) = \frac{J_{eff}^2}{\rho\kappa} = \frac{\kappa}{\rho} E_{i,eff}^2 \quad (3.2)$$

mit

dW: Element absorbierter Energie

dm: Massenelement

κ : elektrische Gewebeleitfähigkeit

ρ : Dichte des Gewebes

$E_{i,eff}$: innere elektrische Feldstärke (Effektivwert)

J_{eff} : innere Stromdichte (Effektivwert)

Die spezifische Absorptionsrate kann bei Kenntnis der Gewebeleitfähigkeit κ und deren Dichte ρ ebenfalls in die induzierte effektive Stromdichte J_{eff} oder der direkt im Gewebe herrschenden inneren elektrischen Feldstärke $E_{i,eff}$ umgerechnet werden. Für Frequenzen über 100 MHz bis hin zu Mikrowellen ist zu beachten, daß die mit der Absorption verbundene Wärmezeugung wegen der geringen Eindringtiefe δ vor allem an der Oberfläche stattfindet. Die spezifische Absorption berechnet sich in diesem Falle zu [19]:

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) = -\frac{1}{\rho} \frac{dS}{dx} = -\frac{1}{\rho} \left(-S_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \right) = \frac{S}{\rho \cdot \delta} \quad (3.3)$$

mit

δ : Eindringtiefe; für $\varepsilon_r \ll \frac{\kappa}{\omega}$ ist $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \kappa \mu}}$

S: einfallende Strahlungsleistung in $\frac{W}{m^2}$

Weitere physikalische Zusammenhänge der SAR sind auf S. 244 zu finden.

Kurze sinusförmige Pulse können zudem schnelle thermoelastische Gewebeausdehnungen verursachen, die zu Höreffekten führen ($SA = 10 \frac{mJ}{kg}$, $t_p = 30 \mu s$, $f = 200 \text{ MHz bis } 6 \text{ GHz}$) [30].

Neben den bekannten thermischen Effekten gibt es Zellmembraneffekte bei gepulster HF sehr hoher Intensität (Gewebefeldstärke: $>100 \text{ kV/m}$). Seit geraumer Zeit werden ebenfalls weitere athermische Effekte bei normalen Intensitäten postuliert und Modelle über deren Mechanismen erstellt [5].

Die spezifische Absorptionsrate ist streng genommen nur für alle thermischen Effekte eine Dosisgröße. Für athermische Effekte, sofern es solche bei niedrigen Expositionswerten im hochfrequenten Bereich überhaupt gibt, ist die spezifische Absorptionsrate keine Dosisgröße, sondern lediglich ein Maß für die Exposition im Inneren des Gewebes (hier nicht identisch mit dem Ort der Interaktion!). Der spezifischen Absorptionsrate kann zudem eine äquivalente Expositionsgröße zugeordnet werden. Als eine Expositionsgröße bei hochfrequenten Feldern bietet sich die äquivalente Leistungsdichte P_{eq} einer ebenen Welle an. Hier wird der Unterschied zwischen einer Dosisgröße und Expositionsgröße sehr gut deutlich. Die Dosisgröße ist unmittelbar mit der Wirkung verknüpft und wird am "Ort des Geschehens" (Ort der Interaktion) erfaßt. Die Expositionsgröße ist vom Ort des Geschehens separiert und bildet gewissermaßen eine idealisierte Größe, die die Wirkung am Ort der Interaktion nicht berücksichtigt. Die Exposition macht nur eine Aussage über den Zustand des Expositionsraumes, impliziert jedoch nicht wie die Dosis die Bedingungen für die Wirkung selbst.

3.2.2 Dosis und "dosisrelevante Größe" bei niederfrequenten Feldern

Eine physikalische Größe kann zu Recht als "dosisrelevant" bezeichnet werden, wenn

1. die Wirksamkeit dieser Größe nachgewiesen ist,
2. mit dieser Größe eine Beurteilung des Ausmaßes des Effektes vorgenommen werden kann (Klassifizierung und Skalierung der Wirksamkeit),
3. die Relevanz hinreichend groß ist. Die Bedeutung dieser dosiswirksamen Größe ist umso größer, je mehr unterschiedliche Ursachen mit dieser Größe physikalisch eindeutig verknüpft sind.

Bezüglich dieser Kriterien für "Dosisrelevanz" werden nun die Intensitätsparameter SAR, \vec{J} , \vec{E} , \vec{B} , Q auf ihre Tauglichkeit als Dosisgröße untersucht:

3.2.2.1 Bedeutung der Spezifischen Absorptionsrate im Niederfrequenzbereich

Prinzipell kann die spezifische Absorptionsrate ebenfalls für niederfrequente elektromagnetische Felder berechnet werden. Die Berechnungsmethoden aus dem HF-Bereich sind für die spezifische Absorptionsrate unter der Voraussetzung eines homogenen Körpermodells bis herunter zur Netzfrequenz gültig [27], [16], [24]. Allerdings besitzt die spezifische Absorptionsrate nicht die gleiche Aussagekraft bezüglich der Wirksamkeit der Felder wie im hochfrequenten Bereich. Dies liegt daran, daß die spezifische Absorptionsrate eine räumlich und zeitlich integrale Größe ist, die folgenden Einschränkungen unterliegt:

- Die SAR gilt streng genommen nur für Fernfeldbedingungen, d. h. die Feldstärken E und H sind nicht unabhängig voneinander ($\frac{E}{H} = 377 \Omega$)
- Nichtthermische Wirkungen z. B. Kraftwirkungen werden nicht erfaßt.
- Die Richtungsinformation des E-Feldes geht verloren. Sie spielt bei vielen biologischen Effekten eine wichtige Rolle.
- Vernachlässigung von möglichen Effekten des Magnetfeldes, da die Permeabilität von Luft für den ganzen Körper angenommen wurde.
- Modulationseffekte der Felder werden nicht berücksichtigt.
- Die spezifische Absorptionsrate basiert auf der Annahme von homogenen elektrischen Verhältnissen.

Da die spezifische Absorptionsrate auftretende Wirkungen elektrischer und magnetischer Felder bei Niederfrequenz nicht ausreichend beschreiben kann, ist diese folglich nicht als Dosisgröße geeignet. Daher muß das Dosiskonzept modifiziert werden, d. h. eine andere physikalische Größe als "dosisrelevante" Größe eingeführt werden. Gleichung F.7 zeigt, daß die spezifische Absorptionsrate in die induzierten effektiven Körperstromdichten J_{eff} , welche an den verschiedenen Gewebeimpedanzen mit der Leitfähigkeit σ - abhängig von der Dichte ρ des Gewebes - Wärme erzeugen, umgerechnet werden kann. Im Niederfrequenzbereich ($f < 30$ kHz) dominieren jedoch athermische Effekte (z. B. Reizwirkungen).

3.2.2.2 Die Stromdichte als "dosisrelevante Größe"

Die Stromdichte ist eine physikalische Größe, welche infolge magnetischer Induktion, elektrischen Verschiebungsströmen (Influenzladungsverschiebungen) oder direkter Stromspeisung mit Hilfe von Elektroden auftritt. Das Betragsquadrat der Stromdichte ist mit Wärmewirkungen verbunden und es ist daher für thermische Wirkungen ein Zusammenhang zur spezifischen Absorptionsrate gegeben (vgl. S. 244). Im Gegensatz zur spezifischen Absorptionsrate ist die Stromdichte jedoch eine vektorielle Größe, die geeignet ist, richtungsabhängige Effekte (anisotrope Erscheinungen) zu beschreiben. Allerdings ist die Stromdichte nicht mehr direkt mit der absorbierten Energie verknüpft und demzufolge im strengen Sinne keine "Energiedosis" bzw. "Energiedosisleistung" mehr. Da die Stromdichte andererseits sehr unmittelbar mit vielen biologischen Wirkungen verknüpft zu sein scheint, trägt sie einen "dosisrelevanten" d. h. die biologische Wirkung beschreibenden Charakter.

Die innere Stromdichte \vec{J}_i ist eine Funktion $f(\vec{E}, \vec{B}, f)$ der elektrischen Feldstärke \vec{E}_i die im Inneren des Menschen herrscht, der magnetischen Flußdichte \vec{B} und der vorkommenden Signalfrequenzen f_k (Grund- und Oberwellen).

$$\vec{J}_i = \sum_{k=0}^n f(\vec{E}_i, \vec{B}, f_k) \quad (3.4)$$

Welche Wirkungen mit dieser Größe verbunden sind und was für Zusammenhänge mit der äußeren ungestörten Feldstärke (Expositionsgröße) bestehen, ist Gegenstand des folgenden Abschnitts.

Wirksamkeit von Körperstromdichten Grundsätzlich muß zwischen felderzeugten und mittels Elektroden direkt applizierten Stromdichten unterschieden werden, da dies einen erheblichen Einfluß auf die innere Stromdichteverteilung hat. Für die Wirksamkeit auf zellulärer Ebene ist die Herkunft der Stromdichten jedoch unwesentlich. Dies läßt sich beispielsweise anhand des Frequenzverlaufes der sogenannten "Elektro-" (d. h. direkt applizierte Stromdichten) und "Magnetophosene" (d. h. induzierte Stromdichten) belegen. Aus der Literatur wurden in Tabelle 3.1 gut bestätigte Wirkungen zusammengetragen. Die angegebenen Werte stimmen im wesentlichen mit den von der deutschen Strahlenschutzkommission und WHO herausgegebenen Übersicht überein [56].

Klassifizierung der Schwellwerte Zur Klassifizierung und Skalierung einer dosisrelevanten Größe ist es nützlich, den Grad der Wirkung in Form eines qualitativen oder quantitativen Maßes zu kennen. Hierbei können stetige oder diskontinuierliche Übergänge auftreten. Bei den angegebenen Werten der wichtigsten thermischen und athermischen Wirkungen (Reizwirkungen des erregbaren Gewebes und die Beeinflussung biologischer Prozesse auf zellulärer Ebene) ist zu beachten, daß diese von Individuum zu Individuum streuen können (typische biologische Varianz der Reizschwellen: Faktor ≤ 3) und daneben von zahlreichen Variablen beeinflusst werden. Zu diesen Variablen gehören beispielsweise die Elektrodengröße, Übergangsimpedanz, Lage der Elektroden, Hauttemperatur und Feuchtigkeit, Expositionsposition, Art des Stimulus (Frequenz, Amplitude, Form, Polarität, Wiederholungsrate, Applikationsdauer, ...).

Stromdichte		Effekt	Referenz
$0,1 \frac{\mu A}{cm^2}$	$1 \frac{mA}{m^2}$	Ruhestromdichte des Encephalogramms (Membranströme des EEGs)	[61], [4]
$0,75 \frac{\mu A}{cm^2}$	$7,5 \frac{mA}{m^2}$	Unterschwellige Reizung einer erregbaren Zelle ("lokale Antwort"), Endogene Stromdichten	[39] S. 79, [49]
$1 \frac{\mu A}{cm^2}$	$10 \frac{mA}{m^2}$	Basisgrenzwert der IRPA; Elektrophosphene; mögliche Reaktionen im Gehirn, Änderung von Enzymaktivitäten; Schwelle zur Stimulation von Schrittmacherzellen (0,8 Hz); Wahrnehmung von 0,5 % der Personen	[39] S. 77, 81, [41]
$10 \frac{\mu A}{cm^2}$	$100 \frac{mA}{m^2}$	Erregungsschwelle des Gehirns; Änderung evozierter Potentiale (VEP); induzierte Stromdichten für beschleunigte Knochenheilung (1 bis $20 \frac{\mu A}{cm^2}$)	[19] S. 89, [42]
$20 \frac{\mu A}{cm^2}$	$200 \frac{mA}{m^2}$	Induzierte Phosphene (Magnetophosphene) bei 15 mT, 50 Hz	[19]
$40 \frac{\mu A}{cm^2}$	$400 \frac{mA}{m^2}$	Stimulationsschwelle von Schrittmacherzellen bei 50 Hz	[39] S. 81
$50 \frac{\mu A}{cm^2}$	$500 \frac{\mu A}{cm^2}$	sensorische Schwelle bei Gleichstrom	[18] S. 116
$100 \frac{\mu A}{cm^2}$	$1 \frac{A}{m^2}$	Stimulationsschwelle des Herzens (Gefährdung), Nerven- und Muskelstimulation, endogene extrazelluläre Oberflächenstromdichten an erregbaren Zellen	[2] S.442, [39] S.79, [61]
$300 \frac{\mu A}{cm^2}$	$3 \frac{A}{m^2}$	Ansprechen der Schmerzrezeptoren	[19] S. 171
$500 \frac{\mu A}{cm^2}$	$5 \frac{A}{m^2}$	Durchschnittliche Herzkammerflimmerschwelle (Minimum: $2 \frac{A}{m^2}$)	[2] S. 442
$1 \frac{mA}{cm^2}$	$10 \frac{A}{m^2}$	"Standard"-Stimulationsstromdichte (Rechteck, $t_p = 120 \mu s$), Nekrose an implantierten Edelstahlelektrode (Hydroxylionen) bei monophasischer Stimulation	[30], [47]
$1,3 \frac{mA}{cm^2}$	$13 \frac{A}{m^2}$	Reizschwelle für Skelettmuskulatur, Loslaßschwelle	[51]

Tab. 3.1: Auftretende makroskopische Effekte und Wirkungen in Abhängigkeit der elektrischen Durchströmung

Relevanz der Stromdichte Beide, das elektrische und das magnetische Feld, erzeugen Körperströme. Obwohl die Ströme unterschiedlicher Natur sind (Ladungsverschiebung der influenzierten Ladung durch das elektrische Feld und wirbelhafte Ströme durch das Magnetfeld), bildet die herrschende Stromdichte eine gemeinsame physikalisch vorhandene und eindeutig wirksame Größe. Die zentrale Bedeutung der inneren Stromdichte innerhalb der von niederfrequenter Feldexposition hervorgerufenen Wirkungskette wird in Abb. 3.2 deutlich. Dort ist ersichtlich, daß eine Quelle über eine galvanische, kapazitive, induktive und Strahlungskopplung auf den menschlichen Körper einwirken kann. Expositionsgrößen sind das von Leck- und Berührungsströmen herrührende Strömungsfeld, die ungestörte elektrische Feldstärke, die magnetische Flußdichte und das einfallende elektromagnetische Strahlungsfeld. Alle diese Expositionsgrößen bewirken **unmittelbar** eine resultierende innere Stromdichte J_i , welche **thermische und athermische Wirkungen** im Gewebe verursachen können. Diese Primär- und Sekundärwirkungen lassen sich wiederum auf der zellulären Ebene in ihre biochemischen Reaktionen und physiologischen Zellantworten weiterverfolgen. Beachtenswert ist, daß viele zellphysiologischen und chemischen Vorgänge (untere Ebene) sehr **unterschiedliche Reaktionszeiten** aufweisen. Während die Zeitkonstanten für das Auswirken von elektrolytischen Zersetzungs- und Konvektionsvorgängen im Minutenbereich liegen, erfolgt eine Reaktion auf eine Stimulation bereits in wenigen Mikro- oder Millisekunden. Biochemische und hormonelle Vorgänge können Stunden oder Tage benötigen, deren makroskopische Folgewirkungen womöglich erst nach Wochen oder Jahren festgestellt werden können (Langzeitauswirkungen).

Schwierigkeiten der inneren Stromdichte Die Stromdichte hat den Vorteil, ein von der Elektroden- und Einwirkungsfläche unabhängiges Intensitätsmaß zu sein. Sie ist also ein informativerer Intensitätsparameter als die Stromstärke. Für eine hinreichend genaue Abschätzung sind jedoch Einschränkungen der Flächenproportionalität bei Anwendung von Elektroden wegen der Überhöhung an den Elektrodenrändern, nichtlineare elektrische Hauteigenschaften für $J > 2 \frac{mA}{cm^2}$ und Varianz der Übergangsimpedanz (Feuchte, Anhaftdruck, ...) zu beachten. Außerdem ist es meist schwierig, die genauen Strompfade (Zellporen, Schweißporen, ...) zu kennen. Abhängig von der Packungsdichte der Zellen kommt es zu Verengungen des Extrazellulärraumes (Interstitium). Dies führt zu durchschnittlichen Überhöhungen der lokalen Stromdichte um Faktor 10 bis 100.

3.2.2.3 Die elektrische Feldstärke

Die innere, durch Induktion und elektrische Verschiebung hervorgerufene Stromdichte \vec{J}_i steht durch die Materialgleichung

$$\vec{J}_i = \kappa \cdot \vec{E}_i \quad (3.5)$$

mit der Gewebeleitfähigkeit κ und inneren elektrischen Feldstärke \vec{E}_i in direkter Beziehung. Der Vorteil der inneren Stromdichte als dosisrelevante Größe gegenüber der inneren Feldstärke liegt darin, daß die Gewebeeigenschaften in der Stromdichte implizit bereits enthalten sind. Die exakte Bestimmung der inneren elektrischen Feldstärke und deren Verteilung unterliegt der gleichen Problematik wie die der elektrischen Stromdichten. Besondere Bedeutung kommt der transversalen Komponente (z-Komponente) der elektrischen Feldstärke bei der Auslösung eines Aktionspotentials an einem Nervenstrang

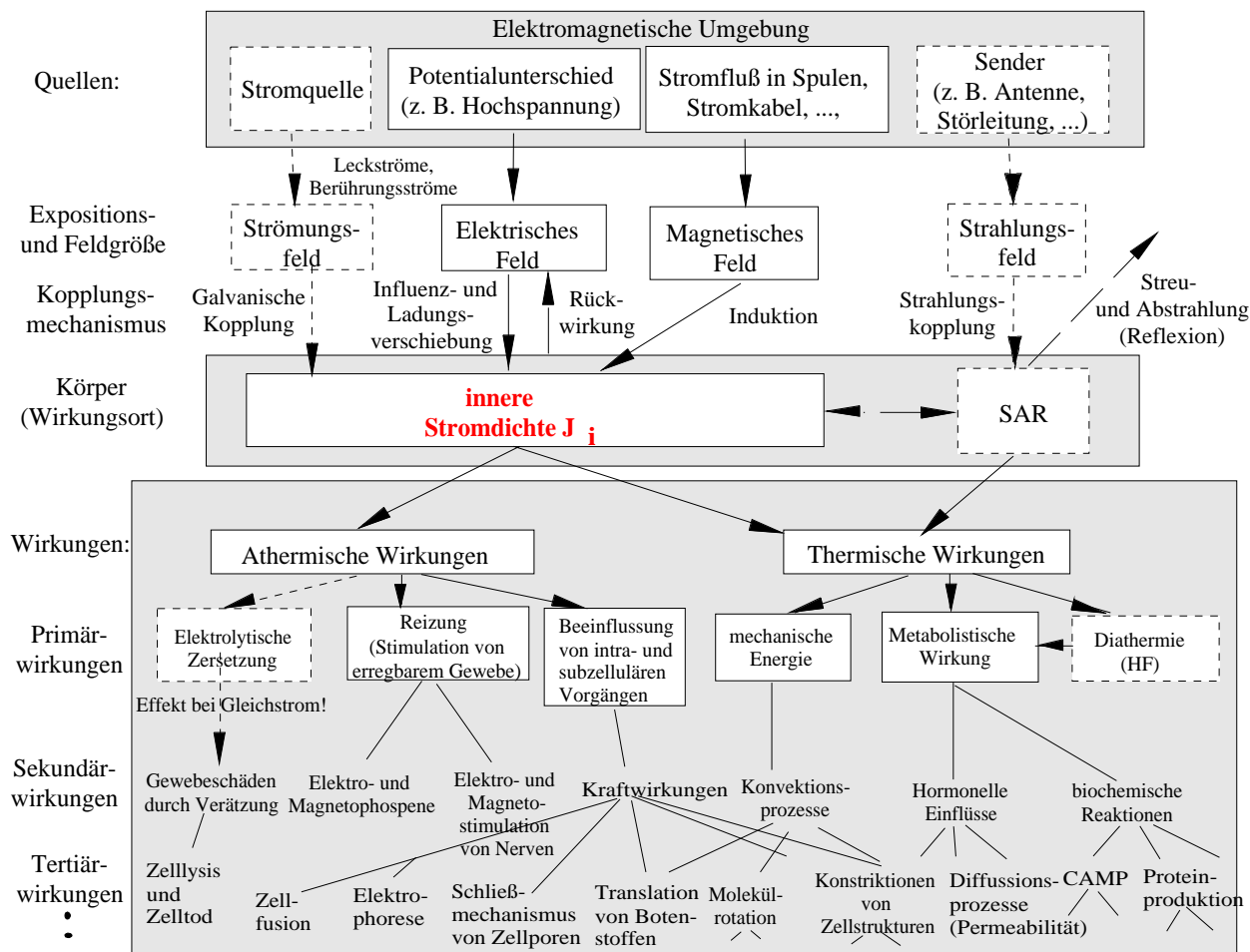


Abb. 3.2: Zusammenhänge ausgehend von der elektromagnetischen Quelle bis hin zur biophysikalischen Wirkung

zu

$$\vec{E}_{i,z} = - grad_z \Phi_m = \frac{\partial \Phi_m}{\partial t} \frac{\partial t}{\partial z} = \frac{1}{v} \frac{\partial \Phi_m}{\partial t} \tag{3.6}$$

mit dem Transmembranpotential φ_m und der Fortleitungsgeschwindigkeit v .

Wirkung	Elektrische Feldstärke	Referenz
Thermisches Rauschen an Spermoid ($r=10 \mu\text{m}$, $d=5 \text{ nm}$)	$E_i = 0,17 \frac{\text{V}}{\text{m}}$	[1]
Anregung der Osteogenese (Knochenheilung)	$E_i = 0,1 \dots 1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$	[18] S. 240
Wahrnehmbarkeitsschwelle des elektrischen Feldes (frequenzunabhängig bei niedrigen Frequenzen)	$E_0 = 4,5 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @50 \text{ Hz}$	[39] S. 66
Belästigung (3 % der Personen)	$E_0 = 10 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @50 \text{ Hz}$	
Schockwirkung durch Funkenentladung von Bussen	$E_0 = 24 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @50 \text{ Hz}$	[39]

Tab. 3.2: Wirkungen externer und interner elektrischer Felder

3.2.2.4 Die Ladung

Ähnlich wie im Falle der elektrischen Feldstärke gibt es bekannterweise auch für die Ladung eine einfache Beziehung zur Stromdichte:

$$\vec{J}_i = A \cdot I = A \cdot \frac{dQ}{dt} = A \cdot C \cdot \frac{dU}{dt} \quad (3.7)$$

Die Ladung bietet sich als Intensitätsgröße bei einmaligen oder repetitiven Entladungsvorgängen an, bei denen die beteiligten Kapazitäten bekannt sind. Die Kapazität eines geerdeten Menschen der Größe h beträgt ca. $75 \text{ pF} \cdot \frac{h}{[m]}$. Die Wirksamkeit der Ladung läßt sich ebenfalls in Form von Schwellenintensitäten ausdrücken (Skalierung). Beispielsweise wurden für monophasische Reize und Kurzzeitentladungen mit einer Elektrode von 1 cm^2 an Finger und Hand folgende Schwellwerte ermittelt: Wahrnehmung: $0,23 \text{ } \mu\text{C}$, Unbehagen: $0,53 \text{ } \mu\text{C}$, Schmerz: $0,81 \text{ } \mu\text{C}$, Toleranzschwelle: $1,63 \text{ } \mu\text{C}$ [51]. Wie im folgenden Abschnitt gezeigt wird, ist die Ladung bzw. die Ladungsdichte für sehr kurze Reize eine dosisrelevante Größe.

3.2.2.5 Stromdichte als physiologischer Reizparameter im linearen Intensitäts-Zeitdauer-Modell:

Für Reizimpulse geringer Reizdauer, d. h. für $\frac{\tau}{\Delta t} < 1$ ist die injizierte Ladungsmenge Q bzw. die Flächenladungsdichte σ zur Charakterisierung der Erregung die geeignete Größe, für eine große Reizdauer, d. h. $\frac{\tau}{\Delta t} > 1$ ist dies der Strom I bzw. die Stromdichte J . Die benötigte Energie des Stimulus ist - wie in Abb. 3.3 ersichtlich - zur Beschreibung der Erregbarkeitsschwellen keine eindeutige Größe. Wird die Ladungs- und Stromdichte mit der Leitfähigkeit κ des inneren Mediums multipliziert, so kann analoges für die inneren elektrischen Gewebefeldstärken abgeleitet werden: Die innere Feldstärke $E_i = \frac{J}{\kappa}$ ist zusammen mit der **inneren Stromdichte J_i der geeignete Parameter, um langsame Erregungsstimuli zu charakterisieren**, während die innere Feldstärke $E_i \cdot \Delta t = \frac{\rho}{\kappa}$ für kurze Reizimpulse relevant ist. Weil die Chronaxiennormalwerte $\tau < 1 \text{ ms}$ sind, gilt für die Grenzfrequenz f_g der Reizimpulse:

$$f_g > 1 \text{ kHz}$$

Als Fazit kann hieraus geschlossen werden, daß für Frequenzen unter 1 kHz mit den inneren Feldstärken bzw. Stromdichten ein geeigneter Parameter gefunden ist, um Reizwirkungen zu beschreiben, die dem linearen Intensitäts-Zeitdauer-Modell genügen. Im Übergangsbereich von 1 kHz bis $12,5 \text{ kHz}$ genügt die Angabe der Feldintensität alleine bei langsamen Nervenfasern nicht mehr. Hier muß zur Beurteilung des Abstands zur Erregungsschwelle neben der Intensität noch die Puls- bzw. Signalfrequenz des Stimulus bestimmt werden. Die Signalform selbst spielt im Bereich von $\frac{\tau}{\Delta t} \geq 1$ für die Erregungswirkung eine nur untergeordnete Rolle. Für $\frac{\tau}{\Delta t} \leq 1$ hat die Anstiegszeit des Signals einen großen Einfluß auf die Lage der Schwelle (um Faktor 1.5 bis 3 höher durch Einschleicheffekt aufgrund der Akkommodation des Nerven).

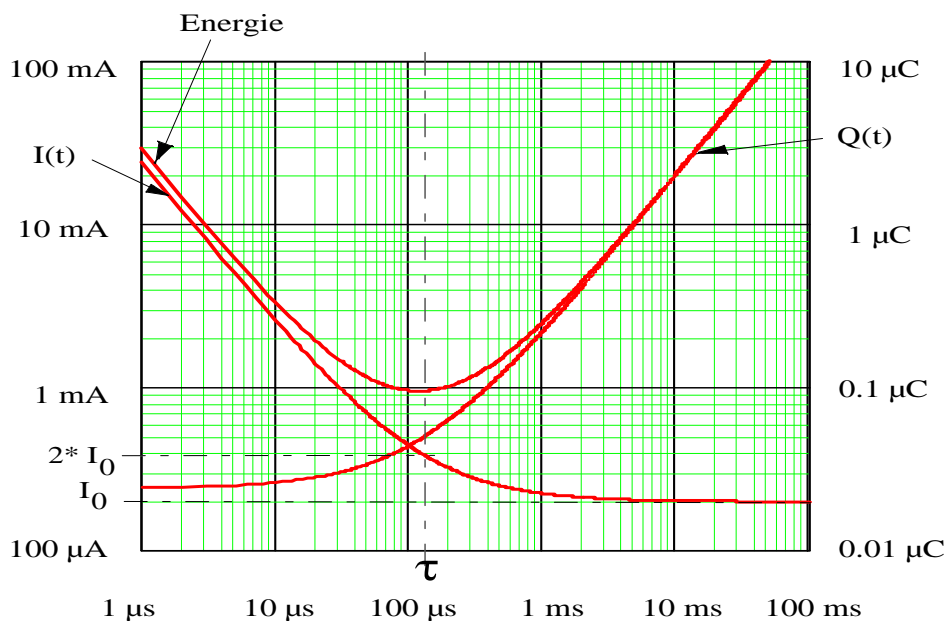


Abb. 3.3: Intensitäts-Reizdauer-Diagramm für monophasische Einzelimpulsreizung (Rechteck) eines myelinisierten Nerven mit dem Durchmesser $d = 20 \mu\text{m}$ inklusive der injizierten Ladungsmenge und applizierten Energie, $\kappa = 0,2 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ (berechnet in Anlehnung an [51])

3.3 Effekte schwacher niederfrequenter elektrischer und magnetischer Felder

Niederfrequente elektrische und magnetische Felder können anhand der Intensität der im Gewebe erzeugten inneren elektrischen Feldstärke und Stromdichte in schwache, moderate, starke und ultrastarke Felder eingeteilt werden. Von Untersuchungen über Wirkungen moderater und starker Felder und deren Mechanismen wurde binnen der letzten zwei Dekaden viel berichtet. Von schwachen Feldern ist bekannt, daß keinerlei akute Schädigungen oder Gefahren ausgehen. Bezüglich Wirkungen von Langzeitexpositionen über Monate und Jahre hinweg gibt es jedoch kaum Erkenntnisse, die eine ähnliche Aussage zulassen. Epidemiologische Studien können hier nur Anhaltspunkte geben, unter welchen Bedingungen statistische Häufungen und Korrelationen auftraten. Sie vermögen jedoch keine physikalischen Zusammenhänge aufzudecken. Hierzu sind physikalische, physiologische und biologische Experimente und theoretische Betrachtungen notwendig. Ein typisches Beispiel, welcher Art solche Langzeituntersuchungen sein könnten, ist der Versuch von Wever [62]. Dieser vor 30 Jahren durchgeführte Versuch ergab einen beschleunigenden Einfluß auf die circadiane Periodik des Menschen mit rechteckförmigen elektrischen 10 Hz-Feldern der Feldstärke $2,5 \frac{\text{V}_{\text{ss}}}{\text{m}}$. Es wurde davon ausgegangen, daß das elektrische Feld hier als synchronisierender Zeitgeber fungiert. Obgleich die Phänomenologie der circadianen Periodik ihren festen Platz in der Physiologie hat, z. B. [58] S.147 ff, ist ein Reproduktionsversuch des wohl längst in Vergessenheit geratenen Experiments von Wever dem Autor nicht bekannt. Dies ist erstaunlich, da Assoziationen zu den jüngsten im Rahmen der "Melatonin"-Hypothese [52] durchgeführten Versuche bestehen. Prinzipiell muß festgestellt werden, daß über eindeutige, Replikationen standhaltende Wirkungen

schwacher Felder noch wenig bekannt ist. Dies betrifft Kurz- und Langzeituntersuchungen beidermaßen.

3.3.1 Einflüsse niederfrequenter Felder auf biologische Zellen

Eine Zusammenstellung der vielfältigen biologischen und biochemischen Reaktionen von Zellen auf die Exposition niederfrequenter, schwacher und moderater elektrischer und magnetischer Felder ist in [3] zu finden. Zu den untersuchten Zellreaktionen gehören unter anderem das Zellwachstum, ihre Proliferation und Differenzierung, die Zellatmung, metabolistische Effekte, Einwirkung auf die Zellregulation und Funktion (z. B. Beeinflussung von "second messenger"-Systemen), Änderung von Enzymaktivitäten und der Genexpression ("epigenetische Effekte"). Einige Effekte treten nur in bestimmten Intensitäts- oder Frequenzbereichen auf. Solche Effekte mit einer Optimalintensität oder Frequenz werden in der Biophysik als "Windoweffekte" bezeichnet. Ein solcher Fenstereffekt tritt beispielsweise bei der Aktivierung der Na/K- und Ca-ATPase in menschlichen Erythrozyten (rote Blutkörperchen) auf. Die Optimalfrequenzen (Resonanzfrequenz) liegen hier spezifisch für die beteiligten Ionen zwischen 1 kHz und 1 MHz und deren Optimalintensitäten zwischen 20 und 30 $\frac{V}{cm}$ [60]. Die bei der Na/K-ATPase auftretende Schwelle liegt bei 0,5 $\frac{mV}{m}$ für das elektrische Feld im Medium und die erforderliche Flußdichte wird mit 0,2 bis 0,3 $\mu T @ 60$ Hz beziffert. Bei magnetischen Gleichfeldern trat kein Effekt auf [6].

3.3.2 Beziehungen felderzeugter Stromdichten zur Expositionsgröße

Für einige "klassische" Expositionssituationen wie beispielsweise für einen unter einer Hochspannungsleitung auf Nullpotential stehenden Menschen wurden bereits früh anhand einfacher Modelle Abschätzungen durchgeführt, um die inneren Ströme und Feldstärken zu berechnen. Primär ging es dabei zunächst um die Ermittlung der Größenordnung der im Körper erzeugten Ströme in Abhängigkeit der Frequenz, Körpergröße, Leitfähigkeit, gespeicherten Ladungsmenge, etc.

3.3.2.1 Induzierte Stromdichte

Die durch magnetische Felder hervorgerufenen Wirbelstromdichten können für harmonische Felder sehr einfach aus der 2. Maxwell'schen Gleichung

$$\oint_C \vec{E}_i d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \vec{B} d\vec{a} \quad (3.8)$$

für zirkuläre Strompfade mit dem Radius r (Kugelmodell) bestimmt werden zu:

$$\vec{J}_i = \kappa \vec{E}_i = -\frac{\omega \kappa r}{2} B \cdot (\vec{e}_r \times \vec{e}_B) \quad (3.9)$$

Wie in dieser Gleichung ersichtlich, sind die maximalen Stromdichtebeträge wegen der Radiusabhängigkeit an den Rändern des leitfähigen Bereiches zu erwarten. Unter Zugrundelegung eines Radius von $r = 13,5$ cm, einer Leitfähigkeit $\kappa = 0,25 \frac{S}{m}$ und einer magnetischen Flußdichte von 1 mT läßt sich damit die maximal induzierte Stromdichte

im Rumpf zu $0,53 \frac{\mu A}{cm^2}$ bestimmen. Für den Herzbereich kann der Radius mit $r = 6$ cm und die Leitfähigkeit mit $\kappa = 0,25 \frac{S}{m}$, für das Gehirn ca. $r = 8$ cm und $\kappa = 0,1 \frac{S}{m}$ angesetzt werden. Dies ergibt für das Herz eine Stromdichte von $0,24 \frac{\mu A}{cm^2}$ und das Gehirn $0,13 \frac{\mu A}{cm^2}$.

3.3.2.2 Ströme durch elektrische Feldexposition

Aufgrund der relativ zur Luft sehr guten elektrischen Leitfähigkeit des Körpers wird die ungestörte elektrische Feldstärke (Expositionsgröße) durch den Körper stark verändert. Verglichen mit dem magnetischen Fall ist es daher bedeutend schwieriger, die induzierte elektrische Feldstärke abzuschätzen. Eine sehr leicht zugängliche Größe ist jedoch der sogenannte "Kurzschlußstrom" I_K . Dieser Strom ist die Summe aller auf der Körperoberfläche erzeugten Verschiebungsströme, die gegen Erdpotential gemessen werden können, falls der Mensch auf einer isolierenden Matte steht. Mit dieser Meßmethode wurde eine empirische Formel für den Kurzschlußstrom gewonnen ([7], Deno u. Zaffanella, EPRI 1982):

$$I_K = 0,09 \cdot h^2 f \cdot \frac{\mu A}{kV/m} \quad (3.10)$$

Diese Kurzschlußstromformel mit der ungestörten elektrischen Feldstärke von $1 \frac{kV}{m}$ als Bezugsgröße besitzt für Menschen mit einer Körpergröße h zwischen 1 und 2 m Gültigkeit. Als Modelle für diese empirische Kurzschlußformel kann das Kegelmodell von Deno [14] oder das Zylindermodell von Reilly [51] nach entsprechender Parameteranpassung Verwendung finden (vgl. Tab. 3.6). Basierend auf dem Kegelmodell ergibt sich der Kurzschlußstrom zu:

$$I_K = A_{Kegelbasis} \cdot \omega \varepsilon_0 E_0 = \omega \varepsilon_0 \pi h^2 \cdot \tan^2 \vartheta \cdot E_0 \quad (3.11)$$

mit

$A_{Kegelbasis} = \pi \cdot r^2 = \pi \cdot (h \cdot \tan \vartheta)^2$: effektive Oberfläche repräsentiert durch die Basisfläche des Kegels (identisch mit effektiver Einzugsfläche A_w) ($5,08 \text{ m}^2$)

$r = h \cdot \tan \vartheta$: Radius der Grundfläche eines Kegels

ϑ : Halbwinkel des Kegels ($35,7^\circ$)

h : Körpergröße (1,77 m)

ω : Kreisfrequenz des applizierten Feldes

Der Kurzschlußstrom ist als integrale Intensitätsgröße nicht in der Lage, detaillierte Aussagen über die Feld- und Stromverteilung innerhalb des Körpers zu treffen. Messungen der Feldstärke- und Stromdichteverteilung wurden an ional leitfähigen Körperphantomen (z. B. physiologische Kochsalzlösung) durchgeführt. Diese stimmen gut mit berechneten Stromdichten überein, welche für eine vertikale Exposition mit $10 \frac{kV}{m}$ im Bereich von $0,4 \frac{\mu A}{cm^2}$ bis $3 \frac{\mu A}{cm^2}$ @ $\kappa = 0,2 \frac{S}{m}, 60 \text{ Hz}$ liegen. Der entsprechende innere Feldstärkebereich reicht von $0,02 \frac{V}{m}$ bis $0,15 \frac{V}{m}$ @ $10 \frac{kV}{m}, \kappa = 0,2 \frac{S}{m}$. Die durchschnittliche Oberflächenfeldstärke beträgt $27 \frac{kV}{m}$, was ein **durchschnittlicher Feldüberhöhungsfaktor von 2,7** ergibt. Die über die horizontale Schnittfläche gemittelte axiale Stromdichten \bar{J}_z am Hals, Brust, Abdomen und Fußknöchel betragen in der genannten Reihenfolge: $\bar{J}_z = 458, 158, 208, 1666 \frac{nA}{cm^2}$ @ $10 \frac{kV}{m}, 50 \text{ Hz}$. Für detailliertere Betrachtungen müssen jedoch zusätzlich die Erdungsverhältnisse mitberücksichtigt werden. Aus Tabelle 3.3 geht hervor, daß bei Potentialfreiheit des exponierten Körpers die inneren Stromdichten je nach Lokalisation um

20 bis 61 % vermindert werden. Konstitutionsabhängig kann die Stromdichte in der Brust- und Gehirnregion um Faktor 2 variieren [16]. Im Gegensatz zum magnetischen Feld wurden haltungsbedingte Variationen in der Stromverteilung durch numerische Rechnungen nicht durchgeführt.

$1 \frac{kV}{m}, 60 \text{ Hz}, (10 \frac{S}{m}!!)$	$J_{i,z}$ geerdet	$J_{i,z}$ ungeerdet	$\frac{J_{i,z} \text{ geerdet}}{J_{i,z} \text{ ungeerdet}}$
Nacken	$43 \frac{nA}{cm^2}$	$26 \frac{nA}{cm^2}$	0,61
Knie	$126 \frac{nA}{cm^2}$	$27 \frac{nA}{cm^2}$	0,21
Fußknöchel	$200 \frac{nA}{cm^2}$	$39 \frac{nA}{cm^2}$	0,20
Achselhöhle	$48 \frac{nA}{cm^2}$	-	-
Brust	$38 \frac{nA}{cm^2}$	-	-

Tab. 3.3: In geerdeten und ungeerdeten Personen induzierte Stromdichte

3.4 Dosiskonzepte und Dosiswirkungsbeziehungen

Einer der ersten, der versuchte ein Dosiskonzept für das elektrische Feld zu definieren und auf eine meßtechnische Basis zu stellen war **Deno** [14]. Er maß die an der Körperoberfläche induzierten Ströme mit Hilfe einer Kupferfolie als Sensor und bestimmte deren Abhängigkeit von verschiedenen Körperpositionen. Seine Ergebnisse lieferten wichtige praktische und theoretische Grundlagen zur Definition der Dosis D als Maß für die elektrische Feldexposition. Während Deno anfangs noch von der intuitiv festgelegten integralen Dosisdefinition

$$D = \int_0^T E_0 dt \quad (3.12)$$

ausging, berücksichtigte er bei seinen späteren Untersuchungen den Einwand von Bridges [9], daß viele biologische und physikalische Vorgänge Schwellwerte besitzen. E_0 ist hierbei die ungestörte Feldstärke, d. h. die Expositionsgröße des Feldes.

Zur Berücksichtigung dieser Schwellwerte teilte Deno [15] die Feldstärke in verschiedene Amplitudenklassen ein und führte innerhalb dieser Intervalle weiterhin eine zeitliche Integration aus. Mathematisch läßt sich eine solche differenzierte Bewertung mit Hilfe von Gewichtungsfaktoren g_i vornehmen:

$$D = \sum_{i=1}^n \begin{cases} g_n \int_0^t E_0 dt & \text{für } E_{n-1} < E_0 < E_n \\ \dots & \dots \\ g_2 \int_0^t E_0 dt & \text{für } E_1 < E_0 < E_2 \\ g_1 \int_0^t E_0 dt & \text{für } 0 < E_0 < E_1 \end{cases} = \sum_{i=1}^n g_i \int_0^t E_0 dt \text{ für } E_{i-1} < E_0 < E_i \quad (3.13)$$

Zur Erfassung dieser so definierten "Dosis" realisierte Deno ein niederfrequentes elektrisches "Dosimeter", indem er nicht das elektrische Feld direkt, sondern den auf einer leitenden Fläche erzeugten Verschiebungstrom als Meßhilfsgröße heranzog. Wie Deno selbst hierzu anmerkte, gibt ein solches Vorgehen nur für eine statische Körperposition

Spezies	Kurzschlußstrom I_K in mA
Mensch	$15 \cdot 10^{-8} f \cdot m^{\frac{2}{3}} E_{0z}$
Pferd	$8,5 \cdot 10^{-8} f \cdot m^{\frac{2}{3}} E_{0z}$
Kuh	$8,6 \cdot 10^{-8} f \cdot m^{\frac{2}{3}} E_{0z}$
Schwein	$7,7 \cdot 10^{-8} f \cdot m^{\frac{2}{3}} E_{0z}$
Meerschweinchen	$4,2 \cdot 10^{-8} f \cdot m^{\frac{2}{3}} E_{0z}$
Ratte	$4,0 \cdot 10^{-8} f \cdot m^{\frac{2}{3}} E_{0z}$

Tab. 3.4: Kurzschlußströme (Gesamtströme) I_K geerdeter Spezies hervorgerufen durch ein vertikales elektrisches Feld mit der Frequenz f in Hz, der ungestörten elektrischen Feldstärke E_{0z} in $\frac{V}{m}$ und der Masse m der Lebewesen in Gramm [31]

korrekte Werte. Ist diese Voraussetzung jedoch nicht gegeben, so müssen für eine genauere Analyse die induzierten Ströme in den verschiedenen Körperteilen und deren Lage zum Feld gesondert betrachtet und gewichtet werden. Die Antwort auf die Frage, wie eine solche Gewichtung vorgenommen werden muß, blieb er schuldig.

Die Gewichtung ist neben dem zugrundegelegten Dosiskonzept eine Frage des verwendeten Körpermodells (Kenngrößen des Körpers wie Höhe, Gewicht, Abmessungen, Haltung etc.). Auf diesem Gebiet publizierten besonders William **Kaune** und seine amerikanischen Kollegen grundlegende Arbeiten [31], [59]. Sie bestimmten wie Deno die induzierten Kurzschlußströme I_K an geerdeten Tier- und Menschenmodellen, drückten dies jedoch in Abhängigkeit des Körpergewichts G (Modellparameter), der Signalfrequenz f (1 Hz bis 100 kHz) und der ungestörten Feldstärke (Expositionsgröße) aus. Siehe hierzu Tab. 3.4.

Dosis-Wirkungsbeziehungen:

Eine im Rahmen eines Workshops stattgefundene Untersuchung [46], welchem Dosis-Wirkungsmodell die festgestellten biologischen Feldeffekte genügen, ergaben keine klare Präferenz für ein Dosismodell. In Betracht gezogen wurden folgenden Möglichkeiten:

- Momentanwert der modifizierten Feldstärke oder Stromdichte (verzerrte innere Feldstärke oder Stromdichte):

$$D := F(t)$$

mit der allgemeinen Expositionsgröße (elektrische oder magnetische Feldstärke, Stromdichte) $F(t)$

- Mittelwert der Expositionsgröße (ungestörte Feldstärke F_0):

$$D := \overline{F_0(t)} = \left(\int_0^T dt \right)^{-1} \int_0^T F_0(t) dt$$

- Kumulative Feldstärke oder Stromdichte: $D := \int_0^T F_0(t) dt$

Zu diesem Dosiskonzept gehört auch das von Latarullo [37] für elektrische Felder vorgeschlagene Dosisdefinition:

$$D = \int_0^T I_K dt \quad (3.14)$$

mit dem Kurzschlußstrom $I_K = \omega \varepsilon_0 \iint_A \vec{E}_m d\vec{A} = J_{avg} A_{\text{Oberfl.}}$.

Dieses auf induzierten Kurzschlußströmen basierende Modell beruht nicht mehr direkt auf der Expositionsgröße. Die Kurzschlußströme I_K sind bereits eine transformierte Größe der Expositionsgröße E_0 . Sie sind also eine Funktion $I_K(E_0)$ der ungestörten Feldstärke E_0 oder der gemittelten Expositionsfeldstärke E_m auf der Körperoberfläche $A_{\text{Oberfl.}}$.

- Anzahl der Schwellenüberschreitungen: $D := N(F_0(t) > F_{\text{Schwelle}})$
- Schaltrate (Exposition F_0 : ein/aus): $D := \frac{\partial N}{\partial t}$ und N : Anzahl der Einschaltvorgänge
- Expositionszeit innerhalb eines Intensitätsintervalls ("Intensitätsfenster", "Resonanzkurve"):

$$D := \int_0^T w[F(t)] dt \text{ mit } w[F(t)] = \begin{cases} 0 \\ 1 \text{ für } F_{\text{low}} < F(t) < F_{\text{high}} \end{cases}$$
- Expositionszeit innerhalb eines Frequenzintervalls ("Frequenzfenster"):

$$D := \int_0^T w(f) dt \text{ mit } w(f) = \begin{cases} 0 \\ 1 \text{ für } f_{\text{low}} < f_0 < f_{\text{high}} \end{cases}$$
- Dosis-Wirkungsmodell, welches berücksichtigt, daß der Effekt ein zusätzliches Agens benötigt (z. B. DC-Feld der Zyklotrontheorie, Kooperatives Rauschen beim Phänomen der stochastischen Resonanz, Felder und freie Radikale, ...)
- Alternative funktionale Zusammenhänge: Dosis-Wirkungs-Theorie mehrstufiger biochemischer Systeme mit verschiedenen Prozeßkonstanten (Modell für Windowseffekt) [40]

Grundsätzlich können alle oben aufgeführten Dosis-Wirkungsmodelle mit oder ohne Schwelle(n) einen linearen oder nichtlinearen Verlauf der Dosis-Wirkungskennlinie aufweisen. Dies wurde in Abb. 3.4 veranschaulicht.

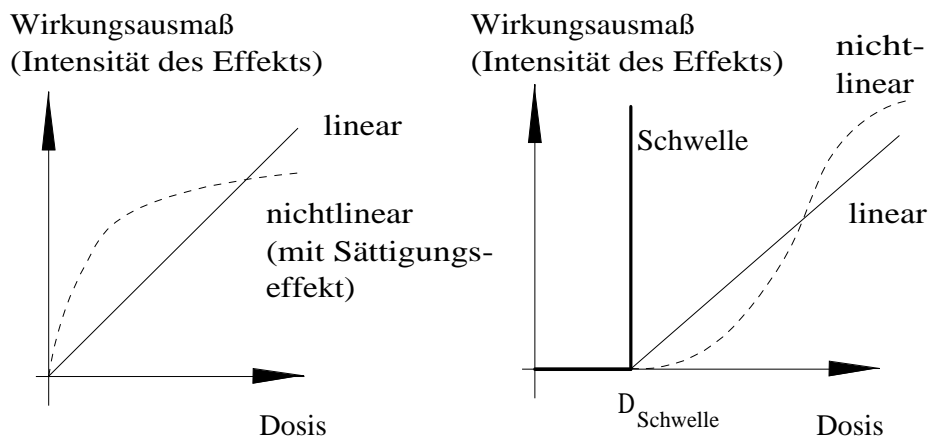


Abb. 3.4: Lineare und nichtlineare Dosis-Wirkungsbeziehungen mit und ohne Schwelle

Für bestimmte nichtlineare Prozesse kann es sinnvoll erscheinen, die einfachen integralen Dosisdefinitionen (Gl. 3.12 u. Gl. 3.13) mittels der Potenzfunktion zu verallgemeinern.

So können beispielsweise energieabhängige Prozesse (z. B. Wärmeentstehung bei höheren Frequenzen) mit der zweiten Potenz $n = 2$ beschrieben werden.

$$D = \int_0^t E^n dt; \quad n = 1 \dots 4 \quad (3.15)$$

Unter Berücksichtigung der bereits eingeführten Klasseneinteilung und Gewichtungsfaktoren wird hieraus:

$$D = \sum_{i=1}^n g_i \begin{cases} \int_0^t E^n dt & : & 0 < E^n < E_1^n \\ \int_0^t E^n dt & : & E_1^n < E^n < E_2^n \\ \dots & : & \dots \\ \dots & : & \dots \\ \int_0^t E^n dt & : & E_{n-1}^n < E^n < E_n^n \end{cases} ; \quad \sum_{i=0}^n g_i = 1 \quad (3.16)$$

3.5 Dosimetrisches Modell (Modellbildung)

Bei der analytischen und numerischen Modellierung von Expositionssituationen ist die Wahl eines geeigneten Körpermodells wichtiger Bestandteil der Lösung des Feldproblems. Bei der Nachbildung der Realität müssen sowohl bei analytischer, als auch numerischer Lösung des Feldproblems bestimmte Modellannahmen getroffen werden. Die Wahl der Systemgrenzen, die Festlegung von Gültigkeitsbereichen und die Vernachlässigung von Sekundäreinwirkungen führen zwangsläufig zu Vereinfachungen und Einschränkungen bei der Beschreibung des physikalischen Sachverhaltes. Die analytische Berechnung kann nur mit sehr einfachen geometrischen Gebilden mit vertretbarem Aufwand durchgeführt werden. Die Güte einer solchen Abschätzung wird daher in erster Linie davon abhängen, wie gut das System und die Quellen von mathematisch behandelbaren Gebilden eingehüllt und hierdurch beschrieben werden können. Die Einführung mathematischer Approximationen, wie sie eventuell zur Vereinfachung der Differential- oder Integralgleichung notwendig werden, sind demgegenüber vernachlässigbar. Der eingegangene Fehler läßt sich zudem oft mathematisch abschätzen. Trotz der großen Fehler bei der Strukturnachbildung liefern analytische Berechnungen nützliche Referenzergebnisse für die Abschätzung des absoluten Fehlers durch die Diskretisierung und Auflösung numerischer Berechnungen. Da analytische Betrachtungen das Verständnis der physikalischen Zusammenhänge fördern, ist es sinnvoll, zuerst analytische Abschätzungen durchzuführen. Spätestens bei Vorliegen von komplexeren Körpern und Quellen (Modellierung kompletter Arbeitsplätze) muß auf die numerische Feldberechnung zurückgegriffen werden. Zur Lösung des vorliegenden "dosimetrischen" Problems wurden beide Wege verfolgt.

3.5.1 Körpermodelle

Die Modellierung des Spezies Mensch wird im Rahmen dieser Arbeit zunächst mit homogenen und isotropen Körpermodellen durchgeführt. Bei Zugrundelegung eines homogenen Körpermodells kann mit einem Ganzkörperdurchschnitt für NF-Felder mit dem Leitfähigkeitswert $\kappa = 0,2 \frac{S}{m}$ gerechnet werden. Wie die Tabelle 3.5 zeigt, differiert die Leitfähigkeit des menschlichen Gewebes um bis zu zwei Größenordnungen. Da das Blut mit seiner elektrolytischen Eigenschaft eine hohe Leitfähigkeit besitzt, weisen gut durchblutete Organe eine höhere Leitfähigkeit auf als weniger gut versorgte Gebiete. Da die

Gewebeart	Leitfähigkeit κ in S/m	rel. Dielektrizitätskonstante ϵ_r	Dichte ρ in $\frac{g}{cm^3}$
Fettgewebe	0,02 ... 0,06	$1,5 \cdot 10^5$	0,92...0,97
Lunge (expir.)	0,04 ... 0,092	$3,6 \dots 4,5 \cdot 10^5$	0,33...0,5
Knochen (kompakt)	0,013 (Schädel) ... 0,04	3800	1,08...(1,7)...1,85
Herzmuskel	0,11 ... 0,28	$8,2 \cdot 10^5$	1,03...1,1
Haut	0,01 ... 0,11		1,0
Gehirn	0,06 ... 0,12		1,02..1,05
Leber	0,13 ... 0,17	$8,5 \cdot 10^5$	1,03
Niere, Milz	0,16 ... 0,35		1,02..1,03
Blut (ruhend)	0,6 ... 0,7	$3 \cdot 10^3$	1,00
Bindegewebe	0,1 ... 0,17		1,0
Skelettmuskel	$\kappa_x = 0,068 \dots 0,076$; $\kappa_y = 0,068 \dots 0,076$; $\kappa_z = 0,52 \dots 0,86$; $\bar{\kappa} = 0,35$	$\epsilon_x = 3,2 \cdot 10^5$; $\epsilon_y = 3,2 \cdot 10^5$; $\epsilon_z = 1,1 \cdot 10^6$; $\bar{\epsilon} = 8 \cdot 10^5$	1,04...1,05
Luft	$1,8 \cdot 10^{-14} \dots 2,8 \cdot 10^{-14}$	1,0005 (trocken)	$0,001293 \frac{g}{cm^3}$
Gesamt (Mittel)	0,15 ... 0,25	$7 \cdot 10^5$	$1,05 \frac{g}{cm^3}$

Tab. 3.5: Dichte und elektrische Eigenschaften von verschiedenen Organen und Gewebearten für 100 Hz [22],[11],[32],[13],[23]

Skelettmuskelfasern vor allem von longitudinalen Blutgefäßen umgeben sind, erklärt sich hierdurch das ausgeprägte anisotrope Verhalten von Muskelgewebe. Bei der relativen Dielektrizitätszahl kann bei einer Frequenz von 100 Hz als Ganzkörperdurchschnitt ein Wert von $\epsilon_r = 7 \cdot 10^5$ zugrundegelegt werden [32]. Die Dielektrizitätszahl ist stark frequenzabhängig. Bei höheren Frequenzen fällt die hohe Dielektrizitätszahl stufenförmig ab (Relaxation). Dieses Verhalten wurde für biologisches Gewebe eingehend von H. P. Schwan untersucht [53]. Die erste, bei Muskelgewebe oberhalb 100 Hz liegende Relaxation wird α -Relaxation genannt. Für diese werden mehrere zelluläre und mikrostrukturelle Ursachen angenommen: geladene Zelloberflächen mit den dazugehörigen Gegenladungen im Extrazellulärraum, Zellmembranveränderungen durch Ionenkanäle ("gating channels") und Polarisationsmechanismen äußerer und innerer geladener Zellmembranstrukturen.

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird der heterogene Körperaufbau keine Berücksichtigung mehr finden, da die lokalen Variationen der im Körperinneren induzierten Körperstromdichten aufgrund der anatomischen Gegebenheiten weitgehend bekannt sind. Da sich das Gewebe in den hier betrachteten Bereichen linear verhält, lassen sich die lokalen Stromdichten anhand einer Gewebeklassifikation gut abschätzen. Die Zielsetzung der hiesigen Modellbildung besteht darin, ein geeignetes Modell zu entwickeln mit dem sich die Einflüsse der Körpergröße, Oberfläche, Gestalt, Haltung und Standort des Menschen relativ zum elektrischen Feld nachbilden lassen. Anhand dieses homogenen Körpermodells wird gleichzeitig die resultierende influenzierte Gesamtstromdichte als "dosimetrische Größe" abgeleitet. Als dosimetrisches Modell muß es geeignet sein, eine Person durch die Angabe einiger weniger, in der Praxis leicht ermittelbarer Parameter, zu beschreiben. Um mit diesem Modell Expositionsabschätzungen in homogenen und inhomogenen Expositionsfeldern (verschiedene Quellenkonfigurationen und Randbedingungen) in rea-

litätsnahen Umgebungen betreiben zu können, muß insbesondere die Rückwirkung des Probanden berücksichtigt und Gegenstände der unmittelbaren Umgebung in dieses Modell miteinbezogen werden können.

Zur analytischen Beschreibung des Körpers bieten sich je nach Körperform und Haltung folgende geometrische Gebilde als Körpermodell an:

- **Kugel (sphere)** mit dem Radius r : Die leitfähige und/oder dielektrische Kugel bzw. Kugelschale ist das einfachste analytisch behandelbare Volumenmodell. Anhand eines solchen homogenen isotropen Körpermodells wurden die ersten Grenzwertverläufe für elektrische und magnetische Felder analytisch begründet [4]. Im Anhang der vorliegenden Arbeit wird ein Kugelschalenmodell benützt, um die Schirmwirkung der Sensorhülle zu berechnen (siehe Kap. A.2.1 S. 206 ff). Dieses Modell kann ebenfalls zur Abschätzung der Schirmwirkung von leitfähiger Arbeitsschutzkleidung, wie sie von Radar- und Antennenmonteuren getragen wird, dienen. Die Kugel kann als einfachster Spezialfall eines Ellipsoiden mit gleichlangen Halbachsen $a = b = c = r$ betrachtet werden.
- **Abgeplattetes Rotationsellipsoid (prolate spheroid)** mit $a=b>c$: Das abgeplattete Rotationsellipsoid liefert noch geschlossene analytische Ausdrücke. Es ist für vierbeinige Primaten wie Mäuse, Ratten, Schweine, etc. brauchbar.
- **Gestrecktes Rotationsellipsoid (oblate spheroid)** mit $a=b<c$: Das gestreckte Rotationsellipsoid dient der Modellierung von aufrecht stehenden, länglichen Gebilden. Es eignet sich gut für eine Beschreibung der Feldexposition eines stehenden Menschen mit normaler Konstitution.
- **Allgemeines Ellipsoid (ellipsoidal model)** mit $a<b<c$: Das allgemeine Ellipsoid liefert im Gegensatz zum Rotationsellipsoid keine geschlossenen mathematischen Ausdrücke mehr, sondern führt auf numerisch zu lösende elliptische Integrale. Durch eine Anpassung der Halbachsen a, b, c besitzt es einen sehr universellen Charakter. Insbesondere ist es tauglich, um Menschen unterschiedlicher Konstitutionstypen zu modellieren.
- **Zylinder und Kegel(-stumpf)**: Mit diesen Volumenkörper ist eine Modellierung von Leiteranordnungen und Streukapazitätsabschätzungen möglich. Die Modellierung des Menschen mittels eines Zylindermodells kann für Abschätzungen innerhalb weit ausgedehnten Elektrodenanordnungen verwendet werden. Bei der Parameterwahl $\frac{h}{r} = 12$ ergeben sich mit dem Zylindermodell für ein Normotyp die in der Praxis meßbaren Kurzschlußströme durch elektrische Einkopplung [51]. Eine ähnliche Modellierung führte Deno [14] mit einem Kegel für einen geerdeten Menschen im elektrischen Homogenfeld durch. Er ermittelte als Modellparameter für einen Normotyp einen Halbwinkel ϑ von $35,7^\circ$.

Zu diesen Modellkörpern wurden für homogene elektrische und magnetische Felder die resultierenden Gesamtströme in Tab. 3.6 und 3.7 zusammengestellt.

Modellkörper	Elektrische Einkopplung	Magnetische Einkopplung
Kugel [57]	$E_i = 3 \left(\frac{\varepsilon_a}{\varepsilon_i + 2 \cdot \varepsilon_a} \right) E_0;$ $E_{a,\max} = 3 \left(\frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_i + 2 \cdot \varepsilon_a} \right) E_0$	$E_{ind} = -\frac{1}{2}j\omega r B$
Kugel- schale [12]	$\vec{E}_i = \frac{9 \varepsilon_{r,s} (1-d)}{9 \varepsilon_{r,s} - (2+\varepsilon_{r,s})(1+2\varepsilon_{r,s}) d} \vec{E}_0;$ <p>$\varepsilon_{r,s}$: rel. Dielektrizitätskonstante der Schale; d : Schalendicke</p>	$E_{ind} = -\frac{1}{2}j\omega r B$
Kegel [14]	$I_K = \frac{1}{2}\omega \cdot \tan^2 \vartheta \cdot h^2 \cdot E_0;$ <p>$\vartheta = 35,7^\circ$ (Halbwinkel für ein Normotyp)</p>	$E_{ind} = -\frac{1}{2}j\omega r B$ $E_{\max}(z)$ $= -\frac{1}{2}\omega \cdot (z - h) \cdot \tan \vartheta \cdot B$
Zylinder [51]	$I_K = \frac{\pi \varepsilon_0 \omega l^2}{\ln\left[\left(\frac{l}{r}\right) \sqrt{\frac{4d+l}{4d+3l}}\right]} E_0$ <p>aufrechter Zylinder mit Länge l, Radius r, Abstand d zur Masse- fläche ($V_0 = 0$)</p>	$E_{ind} = -\frac{1}{2}j\omega r B$

Tab. 3.6: Modellkörper zur analytischen Beschreibung der Einwirkung vertikaler elektrischer und magnetischer Homogenfelder

Modellkörper	Elektrische Einkopplung	Magnetische Einkopplung
stehendes Rotationsellipsoid ($c > b = a$) [57]	$E_{i,z} = \left[1 + \frac{abc}{2 \cdot \underline{\varepsilon}_a} (\underline{\varepsilon}_i - \underline{\varepsilon}_a) \cdot A_z \right]^{-1} E_{0,z}$ $= \frac{\underline{\varepsilon}_a}{[\underline{\varepsilon}_a + (\underline{\varepsilon}_i - \underline{\varepsilon}_a) \cdot \frac{abc}{2} A_z]} E_{0,z}$ $A_z = 2 \cdot (a^2 - c^2)^{-\frac{3}{2}} \times$ $\times \left(\frac{\sqrt{a^2 - c^2}}{c} - \arctan \frac{\sqrt{a^2 - c^2}}{c} \right)$ $N = (\alpha^2 - 1) (\alpha \cdot \operatorname{arccoth} \alpha - 1)$ $\alpha = \frac{c}{\sqrt{c^2 - a^2}}$	$\vec{E}_{ind} =$ $-j\omega \begin{pmatrix} 0 & \frac{-b^2 z}{c^2 + b^2} & \frac{c^2 y}{c^2 + b^2} \\ \frac{b^2 z}{c^2 + b^2} & 0 & \frac{-c^2 x}{c^2 + b^2} \\ \frac{1}{2} y & -\frac{1}{2} x & 0 \end{pmatrix} \vec{B}$ <p>mit: $\vec{B} = (B_x, B_y, B_z)$</p>
Halbrotationsellipsoid ($c > b = a$)	$E_{i,z} = \frac{\underline{\varepsilon}_a}{\underline{\varepsilon}_a + (\underline{\varepsilon}_i - \underline{\varepsilon}_a) \cdot N_z} E_{0,z}$ $N_z = \frac{1}{2} abc \cdot F; F = \int_0^\infty \frac{ds}{(c^2 + s) R_s}$ $E_{a,max} = \frac{\underline{\varepsilon}_i}{\underline{\varepsilon}_a} E_i$	$E_{\max, Oberfl.} = -j\omega \frac{a^2 b}{a^2 + c^2} B$
Allg. Ellipsoid ($c > b > a$) [57]	<p>Leitendes Ellipsoid: Feldüberhöhungsfaktor $f_{\ddot{u}}$ eines leitenden Ellipsoids: $f_{\ddot{u}} = \frac{2}{abc \cdot F} = \frac{1}{N_{\ddot{u}}}$ mit: $F = \int_0^\infty \frac{ds}{(c^2 + s) R_s}$</p> <p>Dielektrisches Ellipsoid: innere Feldstärkekomponente in λ-Richtung ($\lambda = x, y, z$): $E_{i,\lambda} =$</p> $\left[1 + \frac{(\underline{\varepsilon}_i - \underline{\varepsilon}_a) abc}{\underline{\varepsilon}_a} \underbrace{\frac{1}{2} A_\lambda}_{N_\lambda} \right]^{-1} E_{0,\lambda}$ $A_x = \int_0^\infty \frac{ds}{(a^2 + s) \cdot R_s}; A_y = \int_0^\infty \frac{ds}{(b^2 + s) \cdot R_s}$ $A_z = \int_0^\infty \frac{ds}{(c^2 + s) \cdot R_s}; N_\lambda = \frac{abc}{2} A_\lambda$ $R_s = \sqrt{(s + a^2)(s + b^2)(s + c^2)}$ <p>Volumen $V = \frac{4}{3} \pi abc$</p>	$\vec{E}_{ind} : \text{Gl. 3.74 bis 3.76}$ <p>auf S. 61,</p> $\vec{J}_i : \text{Gl. 3.83 bis 3.85}$ <p>auf S. 62</p>
Halbellipsoid ($c > b > a$)	$I_K = \varepsilon_0 \omega E_0 f_{\ddot{u}} \cdot \pi ab$	

Tab. 3.7: Allgemeine und spezielle Ellispoide zur Modellierung der Einwirkung elektrischer und magnetischer Homogenfelder

3.5.2 Analytische Modellierung mit allgemeinem Ellipsoid

Der Ellipsoid bietet sich zur analytischen Nachbildung des Menschen besonders an, da durch entsprechende Variation seiner Halbachsen die Körpergröße und Fülle gut nachgebildet werden können. Daher wird am Beispiel eines allgemeinen Ellipsoiden

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1 \quad (c > b > a) \quad (3.17)$$

mit den Halbachsen a , b und c das grundsätzliche Vorgehen einer solchen analytischen Modellierung dargestellt. Das Ellipsoid ist im kartesischen Koordinatensystem gemäß Abbildung 3.6 orientiert.

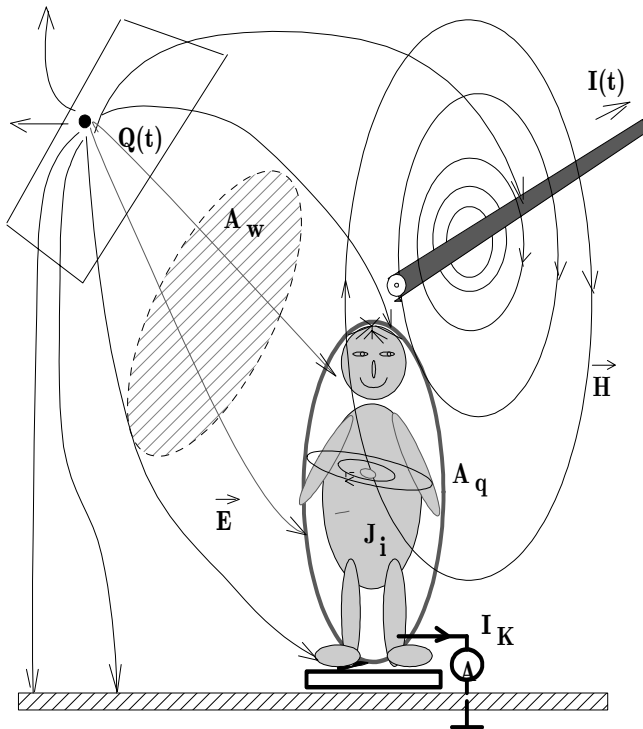


Abb. 3.5: Feldeinkopplung auf einen ellipsoidförmig nachgebildeten Menschen inklusive den wichtigsten abgeleiteten Größen wie äquivalente wirksame Fläche A_w , Querschnittsfläche A_q , innere Stromdichte \vec{J}_i und Kurzschlußstromstärke I_K

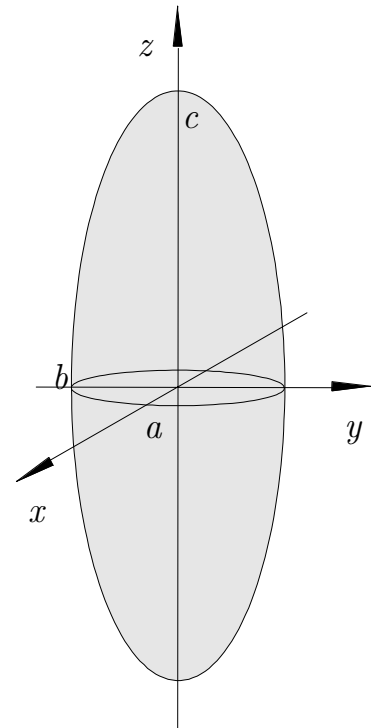


Abb. 3.6: Lage des Ellipsoids mit seinen Halbachsen im kartesischen Koordinatensystem

Die Ausgangsgleichungen bilden die Maxwell'schen Gleichungen. In differentieller Form lauten diese:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial}{\partial t} \vec{D} \quad (3.18)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{B} \quad (3.19)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \eta \quad (3.20)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (3.21)$$

Zur vollständigen Beschreibung eines Feldproblems müssen die sogenannten Materialgleichungen

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (3.22)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.23)$$

$$\vec{J} = \kappa \vec{E} \quad (3.24)$$

und Randbedingungen hinzugenommen werden. Durch die Zugrundelegung eines homogenen anisotropen Körpermodells kann das Feldproblem in zwei Feldbereiche aufgeteilt

werden. Der erste Bereich erstreckt sich über das Körperinnere mit der mittleren dielektrischen Eigenschaft $\varepsilon_{r,ges}$, der Permeabilität von Vakuum μ_o (makroskopische Betrachtung und Ausschluß von metallischen Implantaten) und der mittleren Leitfähigkeit κ_{ges} :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_{r,ges}; \quad \mu = \mu_o; \quad \kappa = \kappa_{ges}. \quad (3.25)$$

Der zweite Bereich ist die den Menschen umgebende Luft mit seiner elektrischen und magnetischen Eigenschaft:

$$\varepsilon = \varepsilon_0; \quad \mu = \mu_o; \quad \kappa_{Luft} \approx 0. \quad (3.26)$$

Die Wellenlänge λ der betrachteten niederfrequenten Felder ($f < 30$ kHz) ist gegenüber den Abmessungen des menschlichen Körpers so groß, daß diese Felder als entkoppelt betrachtet werden dürfen. Dies bedeutet, daß die sekundär von den Körperströmen erzeugten Magnetfelder gegenüber den Feldgrößen der externen Quellen vernachlässigt werden dürfen. Daher ist es möglich, die Einwirkung der Felder entsprechend deren kapazitiven und induktiven Kopplungsmechanismus separat zu behandeln. Das elektrische Feld im Körperinneren \vec{E}_i und an der Oberfläche setzt sich zusammen aus einem durch elektrische Kopplung hervorgerufenen Feld \vec{E}_e und einem elektrischen Feldanteil \vec{E}_m , welcher durch das magnetische Wechselfeld induziert wird:

$$\vec{E}_i = \vec{E}_e + \vec{E}_m \quad (3.27)$$

Ziel der folgenden Rechnung ist nun, die aufgrund der elektrischen und magnetischen Kopplung im Körper hervorgerufene mittlere Stromdichte zu berechnen. Ist diese zentrale Größe bekannt, so lassen sich hieraus leicht weitere zur Beurteilung der Feldexposition bestimmen. Hierzu gehören der im Falle eines geerdeten Körpers im homogenen elektrischen Feld hervorgerufene Gesamtstrom (sog. Kurzschlußstrom), Stromdichteprofile und die Energieabsorption im Gewebe (Spezifische Absorptionsrate: SAR).

3.5.2.1 Einkopplung des elektrischen Feldes

Zur Berechnung der durch die elektrische Feldeinkopplung influenzierten Körperströme und Felder bleibt im ersten Schritt die Zeitabhängigkeit des Feldes unberücksichtigt, d. h. es wird erst einmal von rein elektrostatischen Verhältnissen ausgegangen. Erst im zweiten Schritt wird die Zeitabhängigkeit mit einbezogen. Die hierdurch gewonnene Lösung ist für langsam veränderliche Felder gültig.

Elektrostatisches Problem zur Lösung des externen Problems eines ideal leitenden Körpers Zur Lösung dieses Randwertproblems wird weiterhin von einem ideal leitfähigen Körper ausgegangen. Diese Annahme darf zur Betrachtung des externen Feldraumes getroffen werden, da aufgrund der hohen Permittivität des Körpers ($\varepsilon_r \approx 10^6$) die gleiche äußere Feld- und Ladungsverteilung erzeugt wird, wie bei einem ideal leitenden Ellipsoiden. Ohne Vorhandensein eines externen elektrischen Feldes kann die Feld- und Ladungsverteilung auf einem Ellipsoiden mit der aufgetragenen freien Ladung Q mit Hilfe der Laplaceschen Gleichung

$$\Delta\phi = 0$$

bestimmt werden. Diese Gleichung kann für einen Ellipsoiden am einfachsten durch Einführung der Abkürzung

$$R_s = \sqrt{(s+a^2)(s+b^2)(s+c^2)}, \quad (s = \xi, \eta, \zeta) \quad (3.28)$$

in ellipsoidalen Koordinaten ξ, η, ζ ausgedrückt werden [57], [54]:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \Phi = & \frac{4}{(\xi-\eta)(\xi-\zeta)(\eta-\zeta)} \left[(\eta-\zeta) R_\xi \frac{\partial}{\partial \xi} \left(R_\xi \frac{\partial \Phi}{\partial \xi} \right) \right. \\ & \left. + (\zeta-\xi) R_\eta \frac{\partial}{\partial \eta} \left(R_\eta \frac{\partial \Phi}{\partial \eta} \right) + (\xi-\eta) R_\zeta \frac{\partial}{\partial \zeta} \left(R_\zeta \frac{\partial \Phi}{\partial \zeta} \right) \right] = 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Aufgrund der Orthogonalitätseigenschaft sind alle metrischen Koeffizienten g_{ij}

$$g_{ij} = \frac{\partial x^1}{\partial u^i} \frac{\partial x^1}{\partial u^j} + \frac{\partial x^2}{\partial u^i} \frac{\partial x^2}{\partial u^j} + \frac{\partial x^3}{\partial u^i} \frac{\partial x^3}{\partial u^j} \quad (3.30)$$

mit $i \neq j$ identisch Null. Es verbleiben nur die Elemente der Hauptdiagonalen:

$$h_1 = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{(\xi-\eta)(\xi-\zeta)}}{R_\xi}; \quad h_2 = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{(\eta-\zeta)(\eta-\xi)}}{R_\eta}; \quad h_3 = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{(\zeta-\xi)(\zeta-\eta)}}{R_\zeta} \quad (3.31)$$

Zur Transformation in kartesische Koordinaten sind die folgenden Beziehungen wichtig:

$$x^2 = \frac{(\xi+a^2)(\eta+b^2)(\zeta+c^2)}{(b^2-a^2)(c^2-a^2)}; \quad y^2 = \frac{(\xi+a^2)(\eta+b^2)(\zeta+c^2)}{(c^2-b^2)(c^2-a^2)}; \quad z^2 = \frac{(\xi+a^2)(\eta+b^2)(\zeta+c^2)}{(a^2-c^2)(b^2-c^2)} \quad (3.32)$$

Als Lösung der Laplace Gleichung erhält man das nur von ξ abhängige Potential:

$$\Phi(\xi) = \frac{Q}{8 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0} \int_\xi^\infty \frac{d\xi}{R_\xi} \quad (3.33)$$

An der Oberfläche herrscht die Flächenladungsdichte σ_s :

$$\sigma_s = -\varepsilon \left(\frac{\partial \Phi}{\partial n} \right)_{\xi=0} = -\varepsilon_0 \left(\frac{1}{h_1} \frac{\partial \Phi}{\partial \xi} \right)_{\xi=0} = \frac{Q}{4 \pi \sqrt{\eta \zeta}} \quad (3.34)$$

Mit Gl. 3.32 ergibt sich aus Gl. 3.34 die Oberflächenladungsdichte σ_s mit den kartesischen Koordinaten an der Oberflächenhülle x_s, y_s und z_s zu:

$$\sigma_s(x_s, y_s, z_s) = \frac{Q}{4\pi abc \sqrt{\frac{x_s^2}{a^4} + \frac{y_s^2}{b^4} + \frac{z_s^2}{c^4}}}$$

Die gesamte Oberflächenladung Q setzt sich zusammen aus der elektrostatischen Vorladung Q_V und dem durch ein äußeres Feld influenzierten Anteil Q_{infl} :

$$Q = Q_V + Q_{\text{infl}} \quad (3.35)$$

Die Oberflächenladungsverteilung $\sigma_s(x_s, y_s, z_s)$ eines dreiaxigen leitenden Ellipsoiden im homogenen, aus beliebiger Richtung einfallenden elektrischen Feld kann sehr kompakt mit Hilfe der Formfaktoren N_λ ausgedrückt werden [38]:

$$\sigma_s = \frac{1}{4\pi} \left(\frac{n_x}{N_x} E_x + \frac{n_y}{N_y} E_y + \frac{n_z}{N_z} E_z \right) \quad (3.36)$$

mit den in die Hauptachsen zerlegten Komponenten n_λ des Normaleneinheitsvektors \vec{n}_e :

$$n_x = \left[\frac{1}{h_1} \frac{\partial x}{\partial \xi} \right]_{\xi=0} = \left[\frac{x}{2a^2 h_1} \right]_{\xi=0} = \frac{x}{a^2 \sqrt{\frac{x^2}{a^4} + \frac{y^2}{b^4} + \frac{z^2}{c^4}}}, \quad (3.37)$$

$$n_y = \frac{y}{b^2 \sqrt{\frac{x^2}{a^4} + \frac{y^2}{b^4} + \frac{z^2}{c^4}}}, \quad n_z = \frac{z}{c^2 \sqrt{\frac{x^2}{a^4} + \frac{y^2}{b^4} + \frac{z^2}{c^4}}}, \quad (3.38)$$

und den Formfaktoren (auch "Depolarisations-" oder "Entelektrisierungsfaktoren" genannt) N_λ :

$$N_x = \frac{1}{2} abc \int_0^\infty \frac{ds}{(s+a^2) R_S}, \quad N_y = \frac{1}{2} abc \int_0^\infty \frac{ds}{(s+b^2) R_S}, \quad N_z = \frac{1}{2} abc \int_0^\infty \frac{ds}{(s+c^2) R_S} \quad (3.39)$$

Die Gl. 3.36 kann nun ausführlich angeschrieben werden zu:

$$\sigma_s = \frac{1}{4\pi} \frac{2}{abc \sqrt{\frac{x^2}{a^4} + \frac{y^2}{b^4} + \frac{z^2}{c^4}}} \left(\frac{x E_{0,x}}{a^2 \int_0^\infty \frac{ds}{(s+a^2) R_S}} + \frac{y E_{0,y}}{b^2 \int_0^\infty \frac{ds}{(s+b^2) R_S}} + \frac{z E_{0,z}}{c^2 \int_0^\infty \frac{ds}{(s+c^2) R_S}} \right) \quad (3.40)$$

Integrale Abschätzung der inneren Stromdichte Aufgrund dem Gesetz der Ladungserhaltung gilt für den Kurzschlußstrom I_K und dem elektrischen Verschiebungsstrom I_V :

$$I_K + I_V = \frac{dQ}{dt} + \iint_{A_{\text{Basis}}} \kappa \vec{E}_i d\vec{A} = 0 \quad (3.41)$$

Im Gegensatz zu obigen elektrostatischen Gleichungen ist in Gl. 3.41 die Zeitabhängigkeit impliziert. Die zeitliche Variation des Feldes bewirkt an der Oberfläche eine ständige Umverteilung der influenzierten Oberflächenladung Q . Hervorgerufen durch diese Ladungsumverteilungen an der Körperoberfläche, entstehen in Richtung des Körperinneren oberflächennahe Ausgleichsströme, deren Intensität mittels einer integralen Betrachtung bestimmt werden kann.

Durch Anwendung des Satzes vom elektrischen Hüllenfluß

$$\Psi_{el} = \oiint_{(A)} \vec{D} d\vec{a} = \iint_A \sigma dA = Q_{ges} \quad (3.42)$$

mit

Ψ_{el} : elektrischer Fluß

kann die gesamte, gegen Erde abfließende freie Ladung Q berechnet werden. Hierzu wird das Hüllenintegral über die elektrische Flußdichte \vec{D} gebildet. Das Hüllenintegral kann in ein Flächenintegral über die exponierte Fläche A_{expo} und die Basisfläche A_{Basis} aufgeteilt werden:

$$Q = \oiint_{(f_H)} \vec{D} d\vec{a} = \iint_{A_{\text{expo}}} \varepsilon \vec{E}_s d\vec{A} + \iint_{A_{\text{Basis}}} \varepsilon \vec{E}_i d\vec{A} \quad (3.43)$$

Einsetzen von Gl. 3.43 in Gl. 3.41 und $\frac{d}{dt} \mapsto j\omega$ ergibt:

$$\iint_{A_{\text{Basis}}} (\kappa + j\omega\varepsilon) \vec{E}_i d\vec{A} + \iint_{A_{\text{expo}}} j\omega\varepsilon_0 \vec{E}_s d\vec{A} = 0 \quad (3.44)$$

Hieraus läßt sich die Stromstärke I_K bestimmen:

$$I_K = \iint_{A_{\text{Basis}}} (\kappa + j\omega\varepsilon) \vec{E}_i d\vec{A} = -j\omega\varepsilon_0 \iint_{A_{\text{expo}}} \vec{E}_s d\vec{A} \quad (3.45)$$

Hier wird ersichtlich, daß der Kurzschlußstrom I_K nichts anderes ist, wie der auf der exponierten Körperoberfläche erzeugte Verschiebungsstrom I_V mit umgekehrtem Vorzeichen, da der Normalenvektor $\vec{n} = \frac{d\vec{A}}{A}$ definitionsgemäß immer nach außerhalb der Hülle f_H zeigt. Aus Gl. 3.45 läßt sich ferner ablesen, daß der Verschiebungsstrom direkt mit der inneren elektrischen Feldstärke \vec{E}_i verknüpft ist. Falls die durch freie Ladungsträger getragene Stromdichte $\kappa\vec{E}_i$ diejenige durch elektrische Polarisierung generierte Stromdichte $j\omega\varepsilon\vec{E}_i$ deutlich übersteigt, bildet der Kurzschlußstrom als integrale Größe die inneren Körperströme direkt ab. Bei höheren Frequenzen muß jeweils geprüft werden, ob der Polarisationsanteil vernachlässigt werden darf, d. h. ob die Bedingung

$$2\pi f\varepsilon_r(\omega)\varepsilon_0 \ll \kappa \quad (3.46)$$

gilt. Bei netzfrequenten Strömen ist diese Vernachlässigung auf jeden Fall für alle Gewebearten zulässig. In Abbildung 3.7 sind die Leitfähigkeiten für Skelettmuskel über der Frequenz aufgetragen. Hieran läßt sich erkennen, daß der Anteil des Polarisationsstromes bei Skelettmuskulatur bei 1 kHz nur 2,3 %, bei 10 kHz 8 % und 12,7 % bei 100 kHz beträgt. Erst bei Frequenzen oberhalb von 100 MHz kommen die Polarisationsströme für Muskelgewebe in die gleiche Größenordnung wie die Stromanteile welche von freien Ladungsträgern und Ionen getragen werden.

Nach räumlicher Mittelung der Stromdichte über die Basisfläche A_{Basis} läßt sich aus Gl. 3.45 eine gemittelte Stromdichte ableiten, die im folgenden als mittlere Basisstromdichte $\vec{J}_{i,\text{Basis}}$ bezeichnet wird:

$$\vec{J}_{i,\text{Basis}} = \frac{-j\omega\varepsilon_0 \iint_{A_{\text{expo}}} \vec{E}_s d\vec{A}}{(1 + j\omega\frac{\varepsilon}{\kappa}) \cdot A_{\text{Basis}}} = \frac{(\omega\frac{\varepsilon}{\kappa} - j) \cdot \omega\varepsilon_0}{(1 + (\omega\frac{\varepsilon}{\kappa})^2) \cdot A_{\text{Basis}}} \iint_{A_{\text{expo}}} \vec{E}_s d\vec{A} \quad (3.47)$$

Falls $\kappa \gg 2\pi f\varepsilon$ gilt, strebt $\frac{\varepsilon}{\kappa} \mapsto 0$, womit sich Gl. 3.47 vereinfacht zu:

$$\vec{J}_{i,\text{Basis}} = \frac{-j\omega\varepsilon_0 \iint_{A_{\text{expo}}} \vec{E}_s(x_s, y_s, z_s) d\vec{A}}{A_{\text{Basis}}} \quad (3.48)$$

Die mittlere Basisstromdichte $\vec{J}_{i,\text{Basis}}$ kann also ermittelt werden, wenn die Feldstärkeverteilung auf der Körperoberfläche bekannt ist. Grundsätzlich kann diese Feldverteilung $\vec{E}_s(x_s, y_s, z_s)$ an der Körperoberfläche Punkt für Punkt gemessen und aufintegriert werden. Das hier entwickelte Dosimeter mißt hingegen die Oberflächenfeldstärke in drei

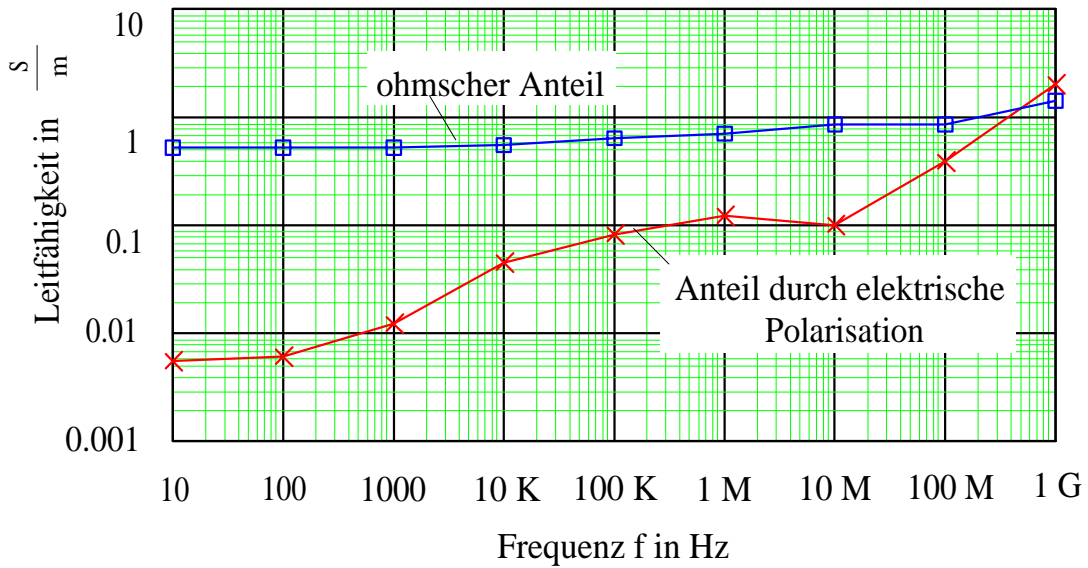


Abb. 3.7: Anteile der inneren elektrischen Stromdichte getragen von freien Ladungsträger (ohmscher Anteil) und Polarisationsströmen (dielektrischer Anteil) bei Muskelgewebe

Richtungen an einer repräsentativen Stelle $\vec{r}(x_{s,0}, y_{s,0}, z_{s,0})$. Die an einer Stelle auf der Körperoberfläche repräsentativ gemessene Feldstärke $\vec{E}_s(x_{s,0}, y_{s,0}, z_{s,0})$ ist zwangsläufig nicht mehr von der Fläche abhängig, so daß die Integration über die Verteilung durch einfache Multiplikation mit der exponierten Oberfläche ersetzt werden kann. Zum Ausgleich dafür, daß die Feldstärke lediglich auf einer räumlich kleinen Fläche erfaßt wird, müssen tragepositionsabhängige Ausgleichsfaktoren $(g_{x_s}, g_{y_s}, g_{z_s})$ eingeführt werden:

$$\bar{J}_{i,Basis} \cong -j\omega\varepsilon_0 \frac{(g_{x_s}, g_{y_s}, g_{z_s}) \cdot \vec{E}_s(x_{s,0}, y_{s,0}, z_{s,0})}{A_{Basis}} \iint_{A_{expo}} d\vec{A} \quad (3.49)$$

Die mittlere Stromdichte eines Halbellipsoiden ergibt sich bei vertikaler Feldexposition zu:

$$\bar{J}_{i,Basis} \cong -j\omega\varepsilon_0 (g_{x_s}, g_{y_s}, g_{z_s}) \cdot \vec{E}_s(x_{s,0}, y_{s,0}, z_{s,0}) \frac{A_{Halbellipsoid}}{\pi ab} \quad (3.50)$$

mit der exponierten Halbellipsoidfläche $A_{Halbellipsoid}$, dessen Herkunft im Anhang S. ?? näher ausgeführt ist.

$$A_{Halbellipsoid} = 2 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} [ab + c^2 (b^2 \cos^2(x) + a^2 \sin^2(x))] \cdot \quad (3.51)$$

$$\cdot \ln\left(\frac{\sqrt{b^2 a^2 - c^2 a^2 \sin^2(x) - c^2 b^2 \cos^2(x)} + ba}{c \sqrt{b^2 \cos^2(x) + a^2 \sin^2(x)}}\right) \cdot \quad (3.52)$$

$$\left. \cdot \frac{1}{\sqrt{b^2 a^2 - c^2 a^2 \sin^2(x) - c^2 b^2 \cos^2(x)}} \right] dx \quad (3.53)$$

Die Faktoren $(g_{x_s}, g_{y_s}, g_{z_s})$ müssen experimentell und numerisch für die vorgesehene Tragposition ermittelt werden. Vergleiche hierzu die meßtechnischen Resultate auf S. 199 und die numerischen/modellanalytischen Ergebnisse in Abschnitt 4.4.3 auf S. 83. Die Basisstromdichte $\bar{J}_{i,Basis}$ kann als eine konservative Abschätzung der mittleren Körperstromdichte \bar{J}_i aufgefaßt werden.

$$\bar{J}_{i,Basis} > \bar{J}_i \quad (3.54)$$

Abhängigkeit der inneren Körperströme von der ungestörten elektrischen Feldstärke Bei aufrechter Position wird auf dem Kopf die maximale Feldstärke $E_{s,max} = E_s(x_{s,0}, y_{s,0}, z_{s,0}) = E_s(0, 0, c)$ erreicht. Aus Sensitivitätsgründen ist daher der Kopfbereich besonders geeignet, um die Feldexposition zu messen. Hier läßt die gemessene Feldstärke über den bekannten Feldüberhöhungsfaktoren $f_{\ddot{u}}$ Rückschlüsse auf die ungestörte Feldstärke E_0 zu. Es gilt

$$E_{s,max} = f_{\ddot{u},\lambda} E_0$$

mit dem Feldüberhöhungsfaktor für einen allgemeinen Ellipsoiden [8]

$$f_{\ddot{u},\lambda} = \frac{2}{abcF_\lambda} = \frac{2}{abc \int_0^\infty \frac{d\lambda}{(u^2+\lambda)R_\lambda}} \quad (3.55)$$

$\lambda = x, y, z$ und $u=a,b,c$. Die Überhöhungsfaktoren in Gl. 3.55 lassen sich unter Verwendung des Moduls $k = \sin(\sqrt{\frac{c^2-a^2}{c^2-a^2}})$ und des Winkels $\varphi = \arcsin(\frac{1}{c}\sqrt{c^2-a^2})$ auf unvollständige elliptische Integrale $E(k,\varphi)$ und $F(k,\varphi)$ in Legendresche Normalform überführen:

$$f_{\ddot{u},x} = \frac{1}{N_x} = \frac{1}{a \cdot b \cdot c} \left[\frac{b}{a \cdot c(b^2 - a^2)} - \frac{E(k, \varphi)}{(b^2 - a^2)\sqrt{c^2 - a^2}} \right]^{-1} \quad (3.56)$$

$$f_{\ddot{u},y} = \frac{1}{N_y} = \frac{1}{a \cdot b \cdot c} \left[\frac{\sqrt{c^2 - a^2} \cdot E(k, \varphi)}{(b^2 - a^2)(c^2 - b^2)} - \frac{F(k, \varphi)}{(c^2 - b^2)\sqrt{c^2 - a^2}} - \frac{a}{c \cdot b(b^2 - a^2)} \right]^{-1} \quad (3.57)$$

$$f_{\ddot{u},z} = \frac{1}{N_z} = \frac{1}{a \cdot b \cdot c} \frac{(c^2 - b^2) \sqrt{c^2 - a^2}}{[F(k, \varphi) - E(k, \varphi)]} \quad (3.58)$$

Da mit $f_{\ddot{u}}$ die Überhöhungsfaktoren für ein leitendes Ellipsoid bekannt sind, gelingt es auf dieser Grundlage, die ungestörten Feldstärken zu errechnen. So ergeben sich beispielsweise für einen stehenden Menschen (Normotyp), welcher durch ein leitendes Ellipsoid mit den Halbachsen $c = 1,75$ m, $b = 0,27$ m, $a = 0,135$ m modelliert wird, die in Tab. 3.8 aufgeführten Ergebnisse. Die Überhöhungsfaktoren sind in Richtung der drei Koordinatenachsen x, y und z bestimmt. Ein beliebig einfallendes Feld wird in diese drei orthogonalen Feldkomponenten zerlegt und das Endresultat durch Superposition gewonnen. Weiterhin sind in Tab. 3.8 die Schnittflächen $A_{q,\lambda}$ und die wirksamen Fläche $A_{w,\lambda}$ berechnet. Die effektive Fläche $A_{w,\lambda}$ ist die Einzugsfläche derjenigen Feldlinien, die auf dem Körper enden. Die beiden Flächen sind mit dem Feldüberhöhungsfaktor eines leitenden Körpers verknüpft:

$$A_{w,\lambda} = f_{\ddot{u},\lambda} A_{q,\lambda} \quad (3.59)$$

Die Einführung dieser effektiven Fläche A_w erlaubt den Kurzschlußstrom I_K mit einer einfachen Beziehung mit der ungestörten Feldstärke auszudrücken:

$$I_K = -j\omega\varepsilon_0 E_{0,\lambda} A_{w,\lambda} \quad (3.60)$$

Zusammen mit Gl. 3.59, Gl. 3.45 und Gl. 3.47 ergibt sich die Abhängigkeit des Kurzschlußstroms I_K und der Basisstromdichte $\bar{J}_{i,Basis}$ von der ungestörten elektrischen Feldstärke E_0 :

$$I_K = -j\omega\varepsilon_0 E_{0,\lambda} A_{w,\lambda} = -j\omega\varepsilon_0 E_0 f_{\bar{u},\lambda} A_{q,\lambda} = -j\omega\varepsilon_0 \iint_{A_{\text{expo}}} \vec{E}_s d\vec{A} \quad (3.61)$$

$$\bar{J}_{i,Basis} = \frac{-j\omega\varepsilon_0 \iint_{A_{\text{expo}}} \vec{E}_s d\vec{A}}{(1 + j\omega\frac{\varepsilon}{\kappa}) \cdot A_{\text{Basis}}} = \frac{-j\omega\varepsilon_0 E_0 f_{\bar{u},\lambda} A_{q,\lambda}}{(1 + j\omega\frac{\varepsilon}{\kappa}) \cdot A_{\text{Basis}}} \quad (3.62)$$

	Halbachsen	$A_{q,\lambda} =$	F_λ	$f_{\bar{u},\lambda} = \frac{2}{abc \cdot F_\lambda}$	$A_{w,\lambda} = f_{\bar{u},\lambda} A_{q,\lambda}$
x-Achse	a = 0,135 m	$A_{q,y} = \pi ac$ = 0,2363 m ²	$\int_0^\infty \frac{dx}{(b^2+x)R_x}$	1,528	0,630 m ²
y-Achse	b = 0,27 m	$A_{q,x} = \pi bc$ = 0,4725 m ²	$\int_0^\infty \frac{dy}{(a^2+y)R_y}$	3,096	0,732 m ²
z-Achse	c = 1,75 m	$A_{q,z} = \pi ab$ = 0,1145 m ²	$\int_0^\infty \frac{dz}{(c^2+z)R_z}$	44,372	5,07 m ²

Tab. 3.8: Überhöhungsfaktoren und effektive Fläche für ein leitendes einen Normotyp repräsentierendes Ellipsoid

Das Modell des leitfähigen Halbellipsoiden spiegelt natürlich die realen Verhältnisse nur unvollkommen wieder. In der Praxis werden niedrigere Feldüberhöhungsfaktoren erreicht. Unter Laborverhältnissen werden beispielsweise nach [34] für einen geerdeten, 1,85 m großen stehenden Menschen $f_{\bar{u}} = 24,2$, für einen sitzenden Menschen ($h = 1,35$ m) 16,9 erreicht. Ein Vergleich mit den unter einer Freileitung ermittelten Werten von 7 im sitzenden Fall und 15 für einen stehenden Menschen ergibt deutlich geringere Werte. Die Erniedrigung der Feldbelastung im Kopfbereich hängt bei Freifeldversuchen mit den Erdungsverhältnissen und der Feldhomogenität zusammen.

Exponierte Körperoberfläche Aus der Anschauung und gemäß den Gleichungen 3.61 und 3.62 kommt der exponierten Körperoberfläche bei elektrischer Feldexposition eine fundamentale Bedeutung zu. Eine möglichst genaue Kenntnis der menschlichen Körperoberfläche ist ebenfalls für metabolische Betrachtungen in der klinischen Kalorimetrie wichtig. Da diese Größe einer direkten Messung schwer zugänglich ist, bestand unter Medizinern und Physiologen bereits frühes Interesse, diese Größe aus leichter zu ermittelnden Körperparametern zu gewinnen. So fand Meeh (1879) [17] in seinen Untersuchungen, daß die Oberfläche ähnlicher Körper proportional zu einer Potenz von $\frac{2}{3}$ des Volumens V ist:

$$A_{\text{Oberfl.}} = k \cdot V^{\frac{2}{3}}. \quad (3.63)$$

Durch statistische Messungen ermittelte er den Proportionalitätsfaktor k für folgende Bevölkerungsgruppen:

$k=12.3$ für Erwachsene und ältere Kinder (7 % Genauigkeit)

$k=11.9$ für Kinder

$k=10.3$ für Babys

$k=9-10$: für sehr korpulente Erwachsene

Hierauf folgten Arbeiten von Miva, Stölzer (1898), die die Körperoberfläche in Abhängigkeit von der Körpermasse m und dem Brustumfang U auf Achselhöhe ausdrückten:

$$A_{\text{Oberfl.}} = 4.5335 \cdot U^{\frac{2}{3}} m^{\frac{1}{3}} h^{\frac{1}{3}} \quad (3.64)$$

Die in der Literatur als "DuBois-Formel" bekannte empirische Beziehung dient der Bestimmung der Körperoberfläche $A_{\text{Oberfl.}}$ in cm^2 , falls das Gewicht m in kg und die Größe h in cm der Person bekannt ist [17]:

$$A_{\text{Oberfl.}} = 71,84 \cdot m^{0,425} \cdot h^{0,725} \simeq 167,2 \cdot \sqrt{m \cdot h}$$

Die Körperoberfläche eines durchschnittlichen Mannes (Normotyp) beträgt $1,85 \text{ m}^2$ und die einer Frau $1,4 \text{ m}^2$.

Der Flächeninhalt A_{cap} einer ellipsoidförmigen Kappe ist (Rechnung siehe Anhang S. 217)

$$A_{\text{cap}} = \iint_{(\Gamma)} b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} \sqrt{\frac{1 - k^2 t^2}{1 - t^2}} dt dz \quad (3.65)$$

mit der Substitutionsvariablen t und k :

$$t = \frac{1}{b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}}} y; \quad k = \sqrt{\frac{(1 - \frac{a^2}{b^2})(1 - \frac{z^2}{c^2})}{1 + \frac{1}{c^2} (\frac{a^2}{c^2} - 1) z^2}}. \quad (3.66)$$

Als Maß für die Übereinstimmung des ellipsoidalen Modells mit der tatsächlichen Gegebenheit läßt sich der Quotient der Fläche eines allgemeinen Ellipsoiden mit der "realen", über die "DuBois" Beziehung ermittelten Fläche bilden:

$$\frac{A_{\text{Ellipsoid(Modell)}}}{A_{\text{DuBois(real)}}} = \frac{8 \cdot \int_0^c \int_0^{\frac{\pi}{2}} b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} \cdot \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} d\varphi dz}{0,2025 \cdot m^{0,425} \cdot h^{0,725}} \quad (3.67)$$

mit

h : Körperhöhe in m

m : Masse m in kg

Modell	Halbellipsoid	Vollellipsoid	DuBois
Parameter	$a, b, c = \frac{h}{2}$	$a, b, c = h$	h in m, m in kg
Masse m	$\frac{2}{3} \pi abc \cdot \rho$	$\frac{4}{3} \pi abc \cdot \rho$	m in kg
Fläche A	$\frac{A_{\text{ellipsoid}}}{2}$	$A_{\text{ellipsoid}}$	$0,2025 \cdot m^{0,425} \cdot h^{0,725}$
Normotyp: $a = 0,135\text{m}; b = 0,27\text{m}$ $c = 1,75\text{m}; m = 70 \text{ kg}$	$1,81 \text{ m}^2$	$1,83 \text{ m}^2$	$1,85 \text{ m}^2$

Tab. 3.9: Oberflächenberechnung eines Normotyps mit Voll- und Halbellipsoid und der "DuBois" - Formel im Vergleich

3.5.2.2 Einkopplung des magnetischen Feldes

Die Einwirkung des magnetischen Feldes beschreibt die zweite Maxwellsche Gleichung

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt}. \quad (3.68)$$

Die induzierte Umlaufspannung $\overset{\circ}{U}_{ind}$ kann hieraus nach Ausführung einer Integration über die "Schleifenfläche" und durch Anwendung des Stokeschen Satzes auf die geschlossene Randkurve $\overset{\circ}{s}$ berechnet werden. Es ergibt sich das Faradaysche Induktionsgesetz:

$$\overset{\circ}{U}_{ind} = \oint \vec{E} d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iint \vec{B} d\vec{a} \quad (3.69)$$

Die relativ gute ohmsche Leitfähigkeit κ des Gewebes ermöglicht einen Stromfluß mit der Stromdichte

$$\vec{J} = \kappa \vec{E}. \quad (3.70)$$

Die mittlere Stromdichte innerhalb des Körpers erhält man durch eine räumliche Integration über das Körpervolumen:

$$\vec{J}_{i,mittel} = \frac{1}{V} \iiint_V \vec{J}(x, y, z) dV \quad (3.71)$$

Für einen ellipsoidförmigen Modellkörper läßt sich dieses Volumenintegral nach ([2] S. 339) ausführen. Zusammen mit Gl. 3.70 und dem Körpervolumen

$$V = \frac{4}{3}\pi abc \quad (3.72)$$

ergibt sich die mittlere Stromdichte zu:

$$\vec{J}_{i,mittel} = \frac{3}{4\pi abc} \int_{-a-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}} \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \kappa \vec{E}_i dz dy dx \quad (3.73)$$

Die induzierten inneren elektrischen Feldstärken hängen neben der zeitlichen Flußdichteänderung lediglich von geometrischen Faktoren ab. Die induzierten inneren Feldstärkekomponenten wurden von mehreren Autoren für einen leitfähigen Ellipsoiden unter verschiedenen Randbedingungen abgeleitet z. B. [43] (Exposition durch Langwellen), [35], [36] (ellipsoidförmiges Schalenmodell), [55] (Rotationsellipsoid). Hierbei ist zu beachten, daß diese Autoren meist andere Koordinatensysteme verwenden. Im hiesigen Koordinatensystem drücken sich die inneren elektrischen Felder für einen allgemeinen Ellipsoiden in der zur einfallenden kartesischen Flußdichtekomponente senkrechten Ebene folgendermaßen aus:

$$E_i(z, y) = -\frac{dB_x}{dt} (b^2 + c^2)^{-1} (c^2 y \vec{e}_z - b^2 z \vec{e}_y) \quad (3.74)$$

$$E_i(x, z) = -\frac{dB_y}{dt} (a^2 + c^2)^{-1} (a^2 z \vec{e}_x - c^2 x \vec{e}_z) \quad (3.75)$$

$$E_i(x, y) = -\frac{dB_z}{dt} (a^2 + b^2)^{-1} (a^2 y \vec{e}_x - b^2 x \vec{e}_y) \quad (3.76)$$

Für vorstehende Formeln existiert eine hilfreiche Regel zur zyklischen Vertauschung zwischen den Koordinaten und den Halbachsen: Im Nenner treten nur quadrierte Halbachsen auf, die orthogonal zur Einfallrichtung stehen. Im Zähler ist dies ebenso bei den Koordinaten. Die Koordinate wird schließlich noch mit einem Summanden aus dem Nenner multipliziert, der nicht zur entsprechenden Koordinate im Zähler gehört.

Nun kann nach den Einheitsvektoren komponentenweise sortiert werden:

$$\vec{E}_x = - \left(\frac{dB_y}{dt} \frac{a^2 z}{(a^2 + c^2)} + \frac{dB_z}{dt} \frac{a^2 y}{(a^2 + b^2)} \right) \cdot \vec{e}_x \quad (3.77)$$

$$\vec{E}_y = \left(\frac{dB_x}{dt} \frac{b^2 z}{(b^2 + c^2)} + \frac{dB_z}{dt} \frac{b^2 x}{(a^2 + b^2)} \right) \cdot \vec{e}_y \quad (3.78)$$

$$\vec{E}_z = \left(\frac{dB_y}{dt} \frac{c^2 x}{(a^2 + c^2)} - \frac{dB_x}{dt} \frac{c^2 y}{(b^2 + c^2)} \right) \cdot \vec{e}_z \quad (3.79)$$

Durch Einsetzung der inneren Feldstärkenkomponenten in Gl. 3.73 und Projektion der Flußdichteänderung in die Hauptebenen

$$\text{Frontalebene (x-Richtung)} : \frac{dB_{yz}}{dt} = \frac{dB_z}{dt} \frac{1}{\cos \beta_1} \text{ mit } \beta_1 = \arctan \frac{B_y}{B_z}, \quad (3.80)$$

$$\text{Sagittalebene (y-Richtung)} : \frac{dB_{xz}}{dt} = \frac{dB_z}{dt} \frac{1}{\cos \beta_2} \text{ mit } \beta_2 = \arctan \frac{B_x}{B_z}, \quad (3.81)$$

$$\text{Horizontalebene (z-Richtung)} : \frac{dB_{xy}}{dt} = \frac{dB_y}{dt} \frac{1}{\cos \beta_3} \text{ mit } \beta_3 = \arctan \frac{B_x}{B_y} \quad (3.82)$$

ergeben sich nach einiger Umrechnung [44] die einzelnen Stromdichtekomponenten. Mit Einführung der Richtungskoeffizienten $k_{xz} = \frac{B_z}{B_x}$, $k_{yx} = \frac{B_x}{B_y}$ und $k_{zy} = \frac{B_y}{B_z}$ reduzieren sich diese zu:

$$\bar{J}_x = \frac{3a\kappa}{4\pi bc} \sqrt{\frac{1}{1+k_{zy}^2}} \int_{-a-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \left| \frac{y}{a^2+b^2} - k_{zy} \frac{z}{a^2+c^2} \right| dz dy dx \cdot \frac{dB_{yz}}{dt} \quad (3.83)$$

$$\bar{J}_y = \frac{3b\kappa}{4\pi ac} \sqrt{\frac{1}{1+k_{xz}^2}} \int_{-a-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \left| \frac{z}{b^2+c^2} - k_{xz} \frac{x}{a^2+b^2} \right| dz dy dx \cdot \frac{dB_{xz}}{dt} \quad (3.84)$$

$$\bar{J}_z = \frac{3c\kappa}{4\pi ab} \sqrt{\frac{1}{1+k_{yx}^2}} \int_{-a-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^a \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \left| \frac{x}{a^2+c^2} - k_{yx} \frac{y}{b^2+c^2} \right| dz dy dx \cdot \frac{dB_{xy}}{dt} \quad (3.85)$$

3.5.3 Implementiertes dosimetrisches Modell

Zur Bestimmung der dosisrelevanten Stromdichte aus den Feldsignalen aller drei Raumrichtungen wird im elektrischen Fall von Gl. 3.49 ausgegangen. Die entsprechenden Komponenten im Zeitbereich lauten dann:

$$|\bar{J}_{i,\lambda}| \cong \varepsilon_0 g_\lambda \frac{A_{\text{expo}}}{A_{\text{Basis}}} \frac{dE_\lambda}{dt} \quad \text{mit } \lambda = x, y, z \quad (3.86)$$

Da im elektrischen Feld fast alle Stromdichtekomponenten vertikal zur Erde gerichtet sind, wird für jede Komponente mit derselben Basisfläche A_{Basis} gerechnet. Für die exponierte Fläche kann wahlweise die Fläche eines Voll- oder Halbellipsoiden mit den entsprechenden Halbachsen a, b, c als Körperparameter gewählt werden.

Die Ausführung der Differentiation geschieht numerisch über die Bildung des Differenzenquotienten $\frac{dE_\lambda}{dt} \Big|_{t=t_i} \approx \frac{E_\lambda(t_{i+1}) - E_\lambda(t_i)}{t_{i+1} - t_i}$. Damit mit den Signalen genauso gerechnet werden kann wie mit anderen Grund-Datentypen (z. B. gewöhnlichen Float Zahlen) wurde auf einem PC eine Klasse "Signal" gebildet (objektorientierte Programmierung). Neben der Differentiation wurden Funktionen zur Effektivwertbildung, zur Bildung der Stammfunktion und Integration als C++-Module implementiert. Weil diese mächtigen objektorientierten Operationen recht zeitkritisch sind, wurden diese bei der Berechnung der Ellipsoidoberfläche vermieden. Aus demselben Grund wurde zur Lösung des Dreifachintegrals für die Berechnung der vom Magnetfeld induzierten Stromdichten darauf weitgehend verzichtet und folgende Methode eingeschlagen:

Im magnetischen Fall wird von den Gleichungen Gl. 3.83 bis 3.85 ausgegangen. Die Stromdichtekomponenten setzen sich aus einem geometrie- und feldrichtungsabhängigen Anteil K_λ und der zeitlichen Änderung des resultierenden Feldsignals (z. B. für die x-Komponente dem Feld B_{yz} in der xy-Ebene) zusammen:

$$J_{x(t)} = K_x \cdot \frac{dB_{yz}}{dt}, \quad J_{y(t)} = K_y \cdot \frac{dB_{xz}}{dt}, \quad J_{z(t)} = K_z \cdot \frac{dB_{xy}}{dt} \quad (3.87)$$

mit den Faktoren

$$K_x = \frac{3a\kappa}{4\pi bc} \sqrt{\frac{1}{1+k_{zy}^2}} \int_{-a}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^{\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}} \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \left| \frac{y}{a^2+b^2} - k_{zy} \frac{z}{a^2+c^2} \right| dz dy dx, \quad (3.88)$$

$$K_y = \frac{3b\kappa}{4\pi ac} \sqrt{\frac{1}{1+k_{xz}^2}} \int_{-a}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^{\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}} \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \left| \frac{z}{b^2+c^2} - k_{xz} \frac{x}{a^2+b^2} \right| dz dy dx, \quad (3.89)$$

$$K_z = \frac{3c\kappa}{4\pi ab} \sqrt{\frac{1}{1+k_{yx}^2}} \int_{-a}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^{\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}} \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} \left| \frac{x}{a^2+c^2} - k_{yx} \frac{y}{b^2+c^2} \right| dz dy dx \quad (3.90)$$

Zur Berücksichtigung der Richtungsabhängigkeit wird der Effektivwert der Signale mit der Effektivwertfunktion $\text{Eff}(\cdot)$ gebildet und die Richtungsfaktoren $k_{zy} = \frac{\text{Eff}(B_z(t))}{\text{Eff}(B_y(t))}$, $k_{yx} =$

$\frac{Eff(B_{x(t)})}{Eff(B_{y(t)})}$ und $k_{zy} = \frac{Eff(B_{y(t)})}{Eff(B_{z(t)})}$ bestimmt. Die direkte numerische Lösung des Dreifachintegrals benötigt für 100 Stützstellen des Einfachintegrals bereits 3 Millionen Fließkommaoperationen (Rechenzeit ca. 5 Sekunden auf einem schnellen Pentium-Computer). Da dieses Integral für jedes Signal neu berechnet werden muß, stößt diese Methode schnell an ihre Grenzen. Obige Dreifach-Integrale besitzen jedoch eine gemeinsame Form, so daß diese Funktion nur einmal realisiert zu werden braucht. Sie lautet:

$$I = \int_{-a}^a \int_{-\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}}^{\frac{b}{a}\sqrt{a^2-x^2}} \int_{-c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}}^{c\sqrt{1-\frac{x^2}{a^2}-\frac{y^2}{b^2}}} |P_x \cdot x + P_y \cdot y + P_z \cdot z| dz dy dx \quad (3.91)$$

Das innere Integral hat als Integranden eine Geradengleichung, die gelöst werden kann:

$$\int_{-i}^i |P_x \cdot x + P_y \cdot y + P_z \cdot z| dz dy dx = \begin{cases} |P_x x + P_y y| \cdot 2i & \text{falls } P_z = 0 \\ |P_x x + P_y y| \cdot 2i & \text{falls } P_z \neq 0 \wedge |Z_0| > |i| \\ |(Z_0^2 + i^2) \cdot P_z| & \text{falls } P_z \neq 0 \wedge |Z_0| < |i| \end{cases} \quad (3.92)$$

mit

$Z_0 = -\frac{P_x x + P_y y}{P_z}$: Nullstelle der Geradengleichung für $P_z \neq 0$

i : Integrationsgrenze; hier ist $i = c\sqrt{1 - \frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2}}$

Durch diese Maßnahme läßt sich der Rechenaufwand von $O(n^3)$ auf $O(n^2)$ reduzieren. Mit 300 Stützstellen ist dieses Dreifachintegral auf einem Pentium-Computer unter einer Sekunde auswertbar.

Literatur

- [1] Adair R. (1991) Constraints on biological effects of weak extremely-low-frequency electromagnetic fields, *Physical review A*, Vol. 43, No. 2, p.1039-1048
- [2] Bailey W., et al. (1997) Summary and evaluation of guidelines for occupational exposure to power frequency electric and magnetic fields, *Review pager, Health physics*, Vol. 73, p. 433-453
- [3] Berg H. (1993) Electrostimulation of cell metabolism by low frequency electric and electromagnetic fields, *Bioelectrochemistry and Bioenergetics*, Vol. 31, p. 1-25
- [4] Bernhardt J. H. (1979) The direct influence of electromagnetic fields on nerve- and muscle cells of man within the frequency range of 1 Hz to 30 MHz, *Radiation and environmental biophysics*, Vol. 16, p. 309-323
- [5] Bernhardt J. H., Matthes R., Repacholi M. H. (1996) Non-thermal effects of RF electromagnetic fields, *Proceedings of the international seminar on Biological effects of non-thermal pulsed and amplitude modulated RF electromagnetic fields and related health risks*, 20 - 21. November, ICNIRP 3/97, München
- [6] Blank M., Soo L. (1997) Frequency dependence of NaK-ATPase function in magnetic fields, *Bioelectrochemistry and bioenergetics*, Vol. 42, p. 231-234
- [7] Bracken T. D. (1976) Field measurements and calculations of electrostatic effects of overhead transmission lines, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-95, No. 2, p. 494-503
- [8] Brambilla R. (1985) Mathematical models of bodies exposed to ELF fields and scaling criteria, in: Grandolfo et al. *Biological effects and dosimetry of nonionizing radiation*, plenum press, London, New York, p. 167-182
- [9] Bridges J. E. (1977) Dose Considerations *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96, Nr.5, S.1526
- [10] Bronstein I. N., Semendjajew K. A. (1985): *Taschenbuch der Mathematik*, 22. Auflage, BSB B. G. Teubner-Verlag, Leipzig
- [11] Brucher R., Meyer-Waarden K. (1985) *Rechnergestützte Ermittlung gefährlicher Gesamtströme im menschlichen Körper*, Medizinisch-Technischer Bericht, Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik, Köln

- [12] Caola R. et al. (1983) Measurements of electric and magnetic fields in and around homes near a 500 kV transmission line, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 102, No. 10, p. 3338 - 3347
- [13] Dawson T. W. et al. (1997) Influence of human model resolution on computed currents induced in organs by 60 Hz magnetic fields, *Bioelectromagnetics* Vol. 18, p.478-490
- [14] Deno D. (1977) Currents induced in the body by high voltage transmission line electric field - measurement and calculation of distribution and dose; *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96, Nr. 5, S. 1517 - 1527
- [15] Deno D. (1979) Monitoring of Personnel Exposed to a 60-Hz electric field. In: Phillips, R. D. et al.(1979) *Biological Effects of ELF EM-Fields*; Proceedings of the 18-th Handford Life Science Symposium, Richland, Washington, Oct. 1978; CONF-781016. Springfield, Virginia: National Technical Information Service
- [16] Dimbylow P. J. (1988) The calculation of induced currents and absorbed power in a realistic, heterogenous model of the lower leg for applied electric fields from 60 Hz to 30 MHz; *Phys. Med. Biol.* Vol. 33, No. 12, S. 1453 - 1468
- [17] Dubois E. F., Dubois D. (1916) A formula to estimate the approximate surface area if height and weight be known, *Arch. International Med.*, Vol. 17 p. 863
- [18] Edel H. (1991) *Fibel der Elektrodiagnostik und Elektrotherapie*, 6. Auflage, Verlag Gesundheit, Berlin, S.30 - 37
- [19] Eichmeier J. (1991) *Medizinische Elektronik*, 2. Aufl., Springer-Verlag, Heidelberg, S. 92-93
- [20] Fitz-Niggli H. (1988) *Strahlengefährdung/Strahlenschutz*, 2. Aufl., Huber-Verlag, Bern; Stuttgart; Toronto, S. 61-S.65
- [21] Fraser-Smith C., Bowen M. (1992) The natural background levels of 50/60 Hz Radio Noise, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 34, No. 3, p.330-337
- [22] Foster K. R., Schwan H. P. (1986) Dielectric properties of tissues, in: Polk C., Postow E. (eds.) *CRC Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, CRC Press Inc, Boca Raton, Florida, p. 27-96
- [23] Gandhi O. et al. (1992) Specific absorption rates and induced current distributions in an anatomically based human model for plane-wave exposures, *Health physics*, Vol. 63(3), p. 281-290
- [24] Gandhi O., Chen, J. (1992) Numerical Dosimetry at Power-Line Frequencies Using Anatomically Based Models; *Bioelectromagnetics Supplement 1*, S. 43 - 60
- [25] Graham C., Cook M., Cohen H., Gerkovich M. (1994) Dose Response Study of Human Exposure to 60 Hz Electric and Magnetic Fields; *Bioelectromagnetics* 15: S. 447 - 463
- [26] Grandolfo et al. (1985) Biological effects and dosimetry of nonionizing radiation, - Mathematical models of bodies exposed to ELF fields and scaling criteria (Brambilla R.) -, Plenum press, New York - London, p. 167 - 182

- [27] Guy A. (1987) Dosimetry associated with exposure to non-ionizing radiation: very low frequency to microwaves; *Health Physics*, Vol. 53, No. 6, p. 569-584
- [28] Hart F. X. (1992) Numerical and analytical methods to determine the current density distributions produced in human and rat models by electric and magnetic fields, *Bioelectromagnetics Supplement Vol. 1*, p. 27-42
- [29] ICRU Report 51 (1993): Quantities and units in radiation protection dosimetry, International commission on radiation units and measurements, Bethesda, U. S. A.
- [30] Jokela K. (1997) Electrophysiological considerations relevant to the limiting of pulsed electric and magnetic fields, *Health physics*, Vol. 72, No. 3, p.408-417
- [31] Kaune W., Anderson L. (1990) Physical Aspects of ELF Electric and Magnetic Fields: Measurements and Dosimetry in Wilson, Stevens, Anderson *Extremely Low Frequency Electromagnetic Fields: The question of cancer*; Battle press, Columbus-Richland, S.17 - 45
- [32] Kaune W. et al. (1997) Comparison of coupling of humans to electric and magnetic fields with frequencies between 100 Hz and 100 kHz, *Bioelectromagnetics Vol. 18*, p.67-76
- [33] Kiefer H., Koelzer W. (1992) *Strahlen und Strahlenschutz*, 3. Aufl., Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York; S. 109-119
- [34] Kühne B. (1980) Einfluß elektrischer 50 Hz-Felder hoher Feldstärke auf den menschlichen Organismus, *Medizinisch-Technischer-Bericht*, Berufsgenossenschaft der Feinmechanik und Elektrotechnik, Köln, S. 14-17
- [35] Lattarulo F., Mastronardi G. (1981) Equivalence criteria among man and animals in experimental investigations of high voltage power frequency exposure hazards, *Appl. Math. Modelling*, Vol. 5, p. 92 - 96
- [36] Lattarulo F. (1982) On the possibility of linemen's protection against magnetic fields at power frequency, *Appl. Math. Modelling*, Vol. 6, p. 49 - 54
- [37] Lattarulo F. (1985) Dosimetric probes and concept of dose for power frequency electric field exposures, in Grandolfo et al. *Biological effects and dosimetry of static and ELF-EM-Fields*, New York, London, p. 183 - 186
- [38] Landau L. D., Lifshitz E. M. (1960) *Electrodynamics of continous media*, Pergmon Press, Oxford - London - New York - Paris, p. 20 - 29
- [39] Leitgeb N. (1992) Elektromog als Gefährdung des Menschen? *Biologische Effekte von elektromagnetischen Feldern*, Technische Rundschau, Heft 4, S. 34
- [40] Litovitz T., Montrose C., Wang W. (1992): Dose-response implications of the transient nature of electromagnetic-field-induced bioeffects: Theoretical hypotheses and predictions; *Bioelectromagnetics Supplement 1*: S. 237 - 246
- [41] Lövsund P. (1980) Magneto- and electrophosphenes: a comparative study, *Med. Biol. Eng. Comput.*, Vol. 19, p. 679-685

- [42] MacGinitie L. (1995) Streaming and Piezoelectric Potentials in Connective Tissues, in: Blank, Electromagnetic Fields, Biological Interactions and Mechanisms, p. 125 - 142
- [43] Massoudi H. et al. (1977) Long-wavelength analysis of plane wave irradiation of an ellipsoidal model of man, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT-25, No. 1, p. 41-52
- [44] Masin V. et al. (1998) Metrologische Analyse eines Meßsystems zur Bestimmung der Exposition des Menschen in niederfrequenten elektrischen und magnetischen Feldern, Wissenschaftlicher Bericht FZKA6090, Forschungszentrum Karlsruhe
- [45] Miller (1996) Miniature-probe measurements of electric fields induced by 60 Hz magnetic fields in rats, Bioelectromagnetics 17:167 - 173
- [46] Morgan G., Nair I. (1992) Alternative Functional Relationships between ELF Field Exposure and Possible Health Effects: Report on an Expert Workshop, Bioelectromagnetics, Vol. 13, p. 335-350
- [47] Mortimer Th. (1981) Motor prostheses, in: Brookhardt J. M., Mountcastle et. al., Handbook of Physiology, Sec. I, Chapter 5, Am. Physiol. Soc., Bethesda, M. D., p. 155-187
- [48] Moseley H. (1988) Non-ionising radiation, Mirowaves, ultraviolet and laser radiation, Adam Hilger, Bristol, England
- [49] Nuccitelli R. (1995) Endogenous electric fields measured in developing embryos, in: Blank (1995) Electromagnetic fields - Biological interactions and mechanisms, Advances in chemistry series 250, Washington DC, S. 110-124
- [50] Presman A. S. (1970) Electromagnetic fields and life, Plenum Press, New York, S. 89
- [51] Reilly P. J. (1992) Electrical stimulation and electropathology, University press, Cambridge
- [52] Reiter R. (1994) The pineal gland and melatonin synthesis: Their responses to manipulations of static magnetic fields, in: Carpenter D., Ayrapetyan, Biological effects of electric and magnetic fields, sources and mechanisms, p. 261-285
- [53] Schwan H. P. (1957) Electrical Properties of Tissue and Cells; in: Advances in Biological and Medical Physics; Academic press Inc.; New York
- [54] Simony K. (1989) Theoretische Elektrotechnik, 9. Auflage, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, S. 283-285; S. 535
- [55] Spiegel R. J. (1977) Magnetic coupling to a prolate spheroid model of man, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 96, No. 1, p.208-212
- [56] Strahlenschutzkommission {SSK} (1994) Wirkungen niederfrequenter Felder, Symposium des Bundesamtes für Strahlenschutz und der Strahlenschutzkommission, Band 28, Gustav-Fischer-Verlag, Stuttgart, S.128
- [57] Stratton J. A. (1941) Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, New York - London, p. 207-211

- [58] Schmidt R. F., Thews G. (1986) *Physiologie des Menschen*, 24. Auflage, Springer, Berlin - Heidelberg, S. 21-44
- [59] Tenforde T. S., Kaune W. T. (1987) Interaction of extremely low frequency electric and magnetic fields with humans *Health Physics*, Vol. 53 p. 585 - 606; Pergamon Journals Ltd., U.S.A.
- [60] Tsong T., Gross C. (1994) Electric Activation of Membran Enzymes, in: Carpenter D., Ayrapetyan S., *Biological Effects of Electric and Magnetic Fields, Sources and Mechanisms*, Vol. 1, Academic Press, San Diego, New York, London, p. 143-164
- [61] Wachtel H. (1992) Bioelectric background fields and their implications for ELF dosimetry, *Bioelectromagnetics Supplement*, Vol. 1, p. 139-145
- [62] Wever R. (1968) Einfluß schwacher elektromagnetischer Felder auf die circadiane Periodik des Menschen, *Zeitschrift der Naturwissenschaften*, Heft 1, S. 29-32

4 Modellierung der Feldverhältnisse in Körpernähe

Die Berechnung und Simulation der Feldverhältnisse am Sensor im Nahbereich des Körpers können im wesentlichen nur numerisch erfolgen. Zur numerischen Lösung von Feldproblemen existieren kommerziell erhältliche Computerprogramme, welche auf einer der zahlreichen Feldberechnungsmethoden wie die Finite Differenzen (FD), Finite Elemente (FE), Ersatzladungsverfahren, Finite Integrationstechnik (FIT), etc. beruhen. Die Vorzüge und Nachteile dieser numerischen Verfahren werden im Hinblick auf Feldberechnungen am menschlichen Körper in [8] diskutiert. Im Rahmen dieser Arbeit wird mit einem Finite Elemente (FE) Programm gearbeitet. Die FE-Methode ist gut geeignet, recht komplexe Geometrien und inhomogene Gebiete nachzubilden, da eine hohe Flexibilität bei der Zerlegung des Lösungsraums besteht. Die Schwäche dieser, wie auch der FD und FIT-Methode liegen in der Behandlung sehr ausgedehnter Lösungsräume (Freifeldbedingungen). Wegen der Diskretisierung der kompletten Struktur steigt bei einer adäquaten Auflösung der Rechenaufwand erheblich an.

Das hier benutzte FE-Feldberechnungsprogramm MAXWELL (Ansoft) [?] verfügt über Algorithmen, welche eine äußerst flexible, automatische und adaptive Netzgenerierung ermöglicht. Trotzdem sollte die Auflösung mehr als drei Größenordnungen nicht überschreiten. Das Programm weist einen klar strukturierten Aufbau auf. Es besteht aus einem 3D-Modeller (Solid-Modeller), Löser und umfangreichen "Postprozessor"-Funktionen. Der in den "Postprozessor" integrierte Feldrechner ("field calculator") erlaubt, diverse vektoranalytische Operationen auf die Feldlösung anzuwenden. Hiervon wird bei der Berechnung der induzierten Verschiebungsströme auf die einzelnen Sensoroberflächen Gebrauch gemacht. Darüber hinaus bietet das Feldberechnungsprogramm einige Softwareschnittstellen. Mit Hilfe dieser Schnittstellen können andere "Softwaretools" aus dem CAD-Bereich oder eigene benutzerspezifische Programme eingesetzt werden. Die Abbildung 4.1 zeigt die Softwarestruktur einer Umgebung, wie sie zur Lösung der hiesigen Feldprobleme eingesetzt wurde.

4.1 Körpermodell

Um die Feld- und Potentialverhältnisse am menschlichen Körper simulieren zu können, wurden verschiedene anthropomorphe Körpermodelle aus Volumenkörperelementen (Solid-Modell im ACIS-Format [2]) für das Feldberechnungsprogramm MAXWELL erstellt [13]. Die verschiedenen Elemente dieses Volumenmodells sind beweglich und den einzelnen Gliedmaßen können unterschiedliche Materialeigenschaften (linear/nichtlinear, isotrop/anisotrop,

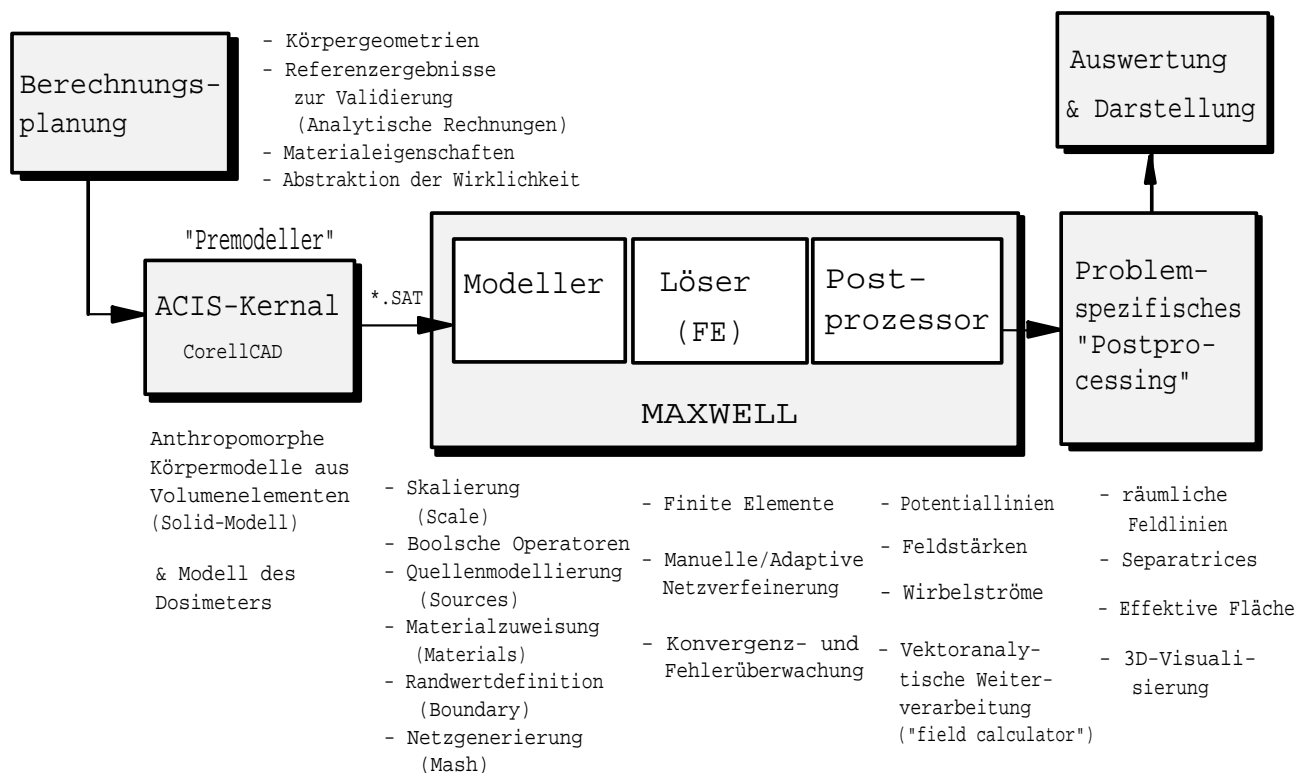


Abb. 4.1: Ablauf und Softwarestruktur der Simulation der Feldexposition zur Untersuchung dosimetrischer Fragestellungen

frequenzabhängig) zugeordnet werden. Bei diesen Modellen wurde versucht, die Tetraederanzahl des finiten Netzes ("Mash") so gering wie möglich zu halten, um die Lösung noch mit einem PC bewältigen zu können. Da Rundungen zu einem starken Anstieg der Tetraederanzahl führen, wurde auf diese wo möglich verzichtet. Wie die nachfolgenden Ergebnisse zeigen, lassen sich mit einem solchen relativ einfachen Körpermodell bereits zahlreiche Parameter untersuchen, wie:

- Einflüsse von Erdungs- und Potentialverhältnissen (eingeführte Widerstandsmatte),
- Beeinflussung des elektrischen Feldes durch Gliedmaßenbewegungen und verschiedene Körperhaltungen,
- Eignung möglicher Tragepositionen,
- Ladungs-, Feldstärke- und Oberflächenfeldverteilung des Dosimeters,
- Felderfassungsbereich (Richtungssensitivität),
- Auswirkung des Inhomogenitätsgrades auf die Meßgröße des Dosimeters (Fehlerabschätzung).

Dieses Modell liefert praktisch keine Aussagen über Felder innerhalb des Körpers. Die Erstellung von hochauflösenden Körpermodellen zur Berechnung endogener Felder und Körperströme sind Gegenstand von Arbeiten wie [6], [9], [4], [16].

Konfiguration	Feldüberhöhungsfaktor am Scheitelpunkt	Bemerkungen
Leitende Kugel auf einer geerdeten Platte	4,211676 E_0	analytisches Ergebnis [6]
Leitende Halbkugel auf geerdeter Platte	3 E_0	analytisches Ergebnis; ebenfalls für eine leitende Kugel im freien Raum gültig (Spiegelungsmethode)
Leitende Halbkugel auf Zylinder mit der Höhe $h=\frac{r}{2}$ auf geerdeter Platte	3,614 E_0	Numerisches Ergebnis mit Genauigkeit: <1 %
Leitende Halbkugel auf Zylinder mit der Höhe $h=\frac{r}{2}$ im freien Raum	2,28 E_0	(numerisches Ergebnis)
Leitender Rotationsellipsoid mit $h=\frac{3}{2}r$ auf geerdeter Platte	4,292187 E_0	analytisches Ergebnis; ebenfalls für leitenden Ellipsoid im freien Raum gültig

Tab. 4.1: Feldüberhöhungsfaktoren verschiedener leitfähiger Vollkörper

4.2 Modellierung des Dosimeters

Der Sensorkopf des Meßsystems verzerrt im Nahbereich das elektrische Feld. Für einfallendes elektrisches Feld entsteht eine lokale Feldüberhöhung. Die Ausprägung dieser Überhöhung ist abhängig von der geometrischen Form, den Materialeigenschaften der Elemente des Sensorkopfes und den Erdungsverhältnissen (Randbedingungen). Zur Abschätzung der Größenordnung dieser Feldüberhöhung wurden zunächst mit numerischen und analytischen Methoden die Feldüberhöhungsfaktoren am Scheitelpunkt von leitfähigen Vollkörpern im homogenen Vertikalfeld berechnet. Die in Tabelle 4.1 aufgeführten Ergebnisse bilden Referenzwerte, mit denen der absolute Fehler der numerischen Feldrechnung bestimmt werden kann.

Zur Berechnung der Richtungssensitivität mußte der Sensorkopf detaillierter nachgebildet werden. Hierzu wurde das Dosimeter als dreischichtiges Schalenmodell inklusive kapazitiven Dreibeinelektroden aus Silber ausgeführt. Weil die kapazitiven Elektroden sehr hochohmige Eingänge besitzen, konnte diesen schwebende Randwertbedingungen zugewiesen werden ("floating boundary conditions"). Dieses Dosimeter befindet sich in einem ausgedehnten Potentialkasten auf einer geerdeten Platte. Das gesamte Modell, wie es in Abbildung 4.2 zu sehen ist, wird in der ersten Initialisierungsphase der adaptiven Netzgenerierung durch das Feldberechnungsprogramm mit ungefähr 6500 Tetraedern vernetzt. Mit dem Schalenmodell läßt sich die influenzierte Oberflächenladung Q mittels einer numerischen Integration über die einzelnen Sensorelektrodenoberflächen über die kartesischen Normalenvektorkomponenten der elektrischen Flußdichte \vec{D}_n bestimmen:

$$Q = \iint_{A_{\text{Sensorfläche}}} \sqrt{D_{x,n}^2 + D_{y,n}^2 + D_{z,n}^2} dA \approx \sum_i \sum \sqrt{D_{x,n}^2 + D_{y,n}^2 + D_{z,n}^2} \Big|_i \Delta A_i \quad (4.1)$$

Für quasistationäre Felder lassen sich hieraus die induzierten Verschiebungsstromdichten

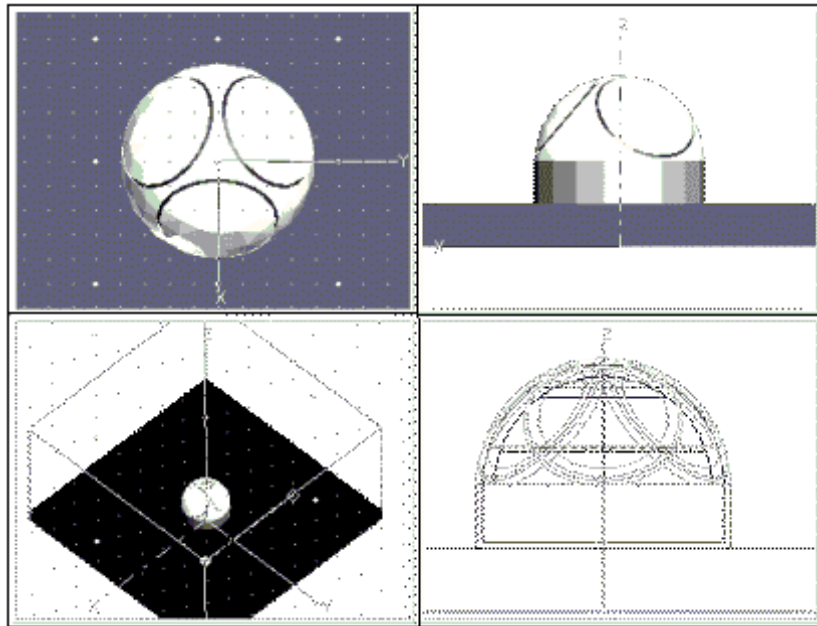


Abb. 4.2: Modell des Sensorkopfes: Drauf- und Seitenansicht der Dreibeinelektroden (oben), Potentialkasten (unten links), Schalenmodell (unten rechts)

auf den Sensorelektroden ableiten:

$$J = \frac{\frac{d}{dt} \iint_A \vec{D} \, d\vec{a}}{A_{Sensor}} = \frac{\frac{d}{dt} \iint_A D_n \, da}{A_{Sensor}} = \frac{\frac{d}{dt} Q}{A_{Sensor}} \quad (4.2)$$

Für harmonische Signale ergibt der Stromdichtebetrag sich im Frequenzbereich zu:

$$|J| = \frac{\omega Q}{A_{Sensor}} \quad (4.3)$$

4.3 Ergebnisse:

4.3.1 Dosimeter im Potentialkasten

4.3.1.1 Im homogenen Vertikalfeld:

Die Konfiguration des Sensorkopfes besitzt eine Feldüberhöhung im Scheitelpunkt von 3,42 (Genauigkeit ca. 1 %). Die Berechnung mit dem Schalenmodell ergab für die Feldüberhöhung an der Spitze verglichen mit dem metallischen Vollkörpermodell der gleichen Gestalt nur einen um 5,3 % kleineren Wert. Aus Symmetriegründen müssen sich für die Ladung Q jeweils bei allen drei Sensorelektroden die gleichen Werte ergeben. Der Ladungsunterschied zwischen diesen Elektroden spiegelt daher die Genauigkeit der numerischen Lösung in der Umgebung der Elektroden wieder. Der relative Fehler ist hier kleiner als 0,2 %.

- Elektrode 1 (x' -Achse, $\varphi = 0$): $Q_1 = 6,793 \cdot 10^{-11} C$
- Elektrode 2 ($\varphi = 120^\circ$): $Q_2 = 6,812 \cdot 10^{-11} C$

θ	Ladung auf der e ₁ -Elektrode (x-Richtung)	normiert auf max. Sensitivität	Ladung auf der e ₂ und e ₃ -Elektrode
-75°	$0,72 \cdot 10^{-11} C$	0,19	$1,46 \cdot 10^{-11} C$
-60°	$1,17 \cdot 10^{-11} C$	0,31	$2,27 \cdot 10^{-11} C$
-45°	$1,47 \cdot 10^{-11} C$	0,38	$2,73 \cdot 10^{-11} C$
-30°	$1,98 \cdot 10^{-11} C$	0,52	$3,09 \cdot 10^{-11} C$
-15°	$2,32 \cdot 10^{-11} C$	0,61	$3,01 \cdot 10^{-11} C$
0°	$2,71 \cdot 10^{-11} C$	0,71	$2,70 \cdot 10^{-11} C$
15°	$3,44 \cdot 10^{-11} C$	0,90	$2,54 \cdot 10^{-11} C$
25°	$3,65 \cdot 10^{-11} C$	0,93	$2,34 \cdot 10^{-11} C$
30°	$3,82 \cdot 10^{-11} C$	1	$2,27 \cdot 10^{-11} C$
35°	$3,75 \cdot 10^{-11} C$	0,98	$2,13 \cdot 10^{-11} C$
45°	$3,63 \cdot 10^{-11} C$	0,95	$1,89 \cdot 10^{-11} C$
60°	$3,01 \cdot 10^{-11} C$	0,79	$1,44 \cdot 10^{-11} C$
75°	$2,00 \cdot 10^{-11} C$	0,52	$0,89 \cdot 10^{-11} C$

Tab. 4.2: Richtungsabhängigkeit der Sensitivität; elektrische Quelle mit $r = 40$ mm, Abstand von Basisfläche: 180 mm; relative Genauigkeit: $< 0,7\%$

- Elektrode 3 ($\varphi = 240^\circ$): $Q_3 = 6,789 \cdot 10^{-11} C$
- Masselektrode: $Q_m = 1,225 \cdot 10^{-10} C$

Auf der Kugelkappenfläche $A = \pi (r_{cap}^2 + h^2) = 22,2 \text{ cm}^2$ einer Sensorelektrode verursacht das elektrische Feld bei 50 Hz eine Verschiebungsstromdichte von $\frac{21,36 nA}{22,2 \text{ cm}^2} = 0,96 \frac{nA}{\text{cm}^2}$.

4.3.1.2 Richtungssensitivität des Dosimeters ohne Körperfeld

Ziel der folgenden Simulation ist die Ermittlung der Feld- und Oberflächenladungsverteilung auf dem Sensor unter richtungsabhängigem Feldeinfall. In dieser Anordnung wird zunächst das inhomogene Feld des menschlichen Körper nicht berücksichtigt (bzw. als homogen angenommen), um das ungestörte Verhalten eines potentialfreien Dosimeters charakterisieren zu können. Hierzu wird neben der Bestimmung der Ladungsverteilung eine numerische Integration nach Gl. 4.1 auf den Elektroden vorgenommen, um die influenzierte Ladung zu berechnen. Das Ergebnis kann in Polardiagrammen dargestellt werden. Hierzu wurde der Sensorkopf durch ein elektrisches Feld einer leitfähigen Zylinderscheibe ($d=80$ mm) mit dem Potential von 200 V exponiert und der Höhen- und Azimutwinkel der Quelle variiert. Die Grundfläche modelliert eine flache Körperoberfläche und trägt daher Erdpotential. Das Ergebnis dieser Feldrechnungen ist in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Die Abbildungen 4.3 und 4.4 zeigen den Betrag der elektrischen Feldstärke an den Sensoroberflächen und in deren unmittelbaren Umgebung für $\theta = 0^\circ$ und 45° .

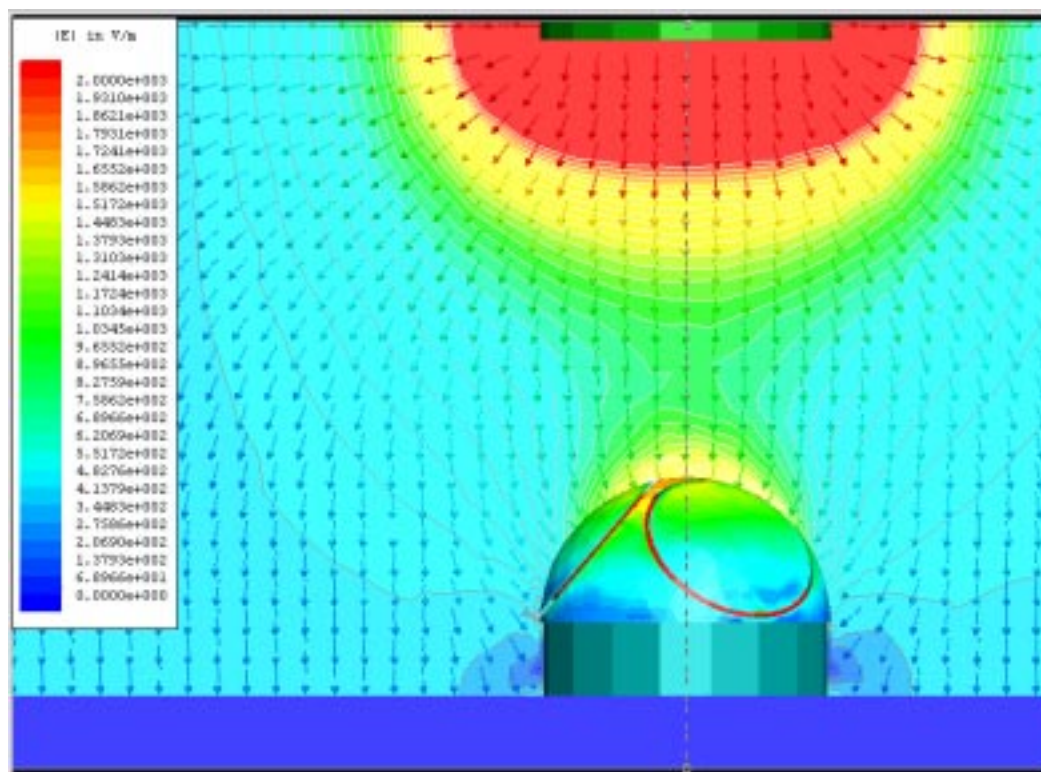


Abb. 4.3: Betrag der elektrischen Feldstärke auf der Oberfläche und in der unmittelbaren Umgebung des Sensors für $\theta = 0^\circ$.

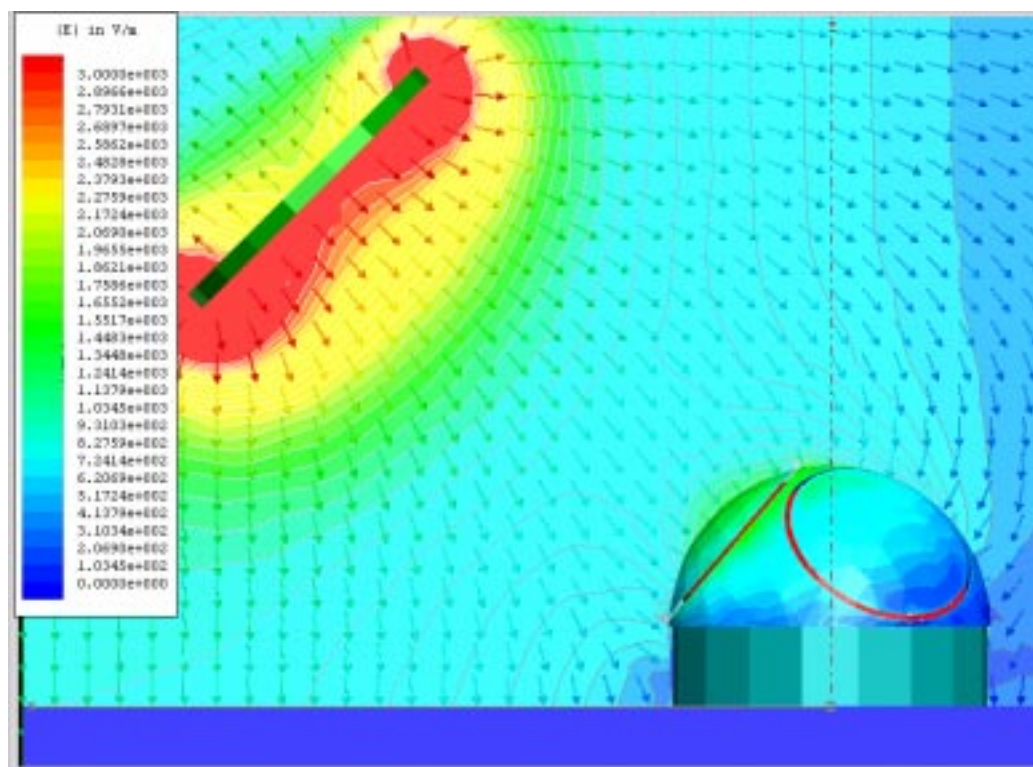


Abb. 4.4: Betrag der elektrischen Feldstärke auf der Oberfläche und in unmittelbarer Umgebung für $\theta = 45^\circ$.

In Abbildung 4.5 sind die Ergebnisse der richtungsabhängigen Sensitivität in der xz-Ebene dargestellt. Es ist das Vertikaldiagramm der räumlichen Richtcharakteristik. Im Unterschied zu der in der Antennentechnik üblichen normierten Darstellung wurden die absoluten Werte aufgetragen. Die in Polarkoordinaten dargestellten Kurven sind Schnitte durch die räumliche Richtcharakteristik des Dreibeinsensors. Die Kurve des e1-Sensors im Vertikaldiagramm ist ein symmetrischer Schnitt durch die "Richtungskeule". Das Maximum liegt hier bei 30° . Die gestrichelte Kurve stellt ein Schnitt durch die Richtcharakteristik dar, die nicht in der Hauptausrichtung der zwei Keulen der Sensoren e2- und e3 liegen.

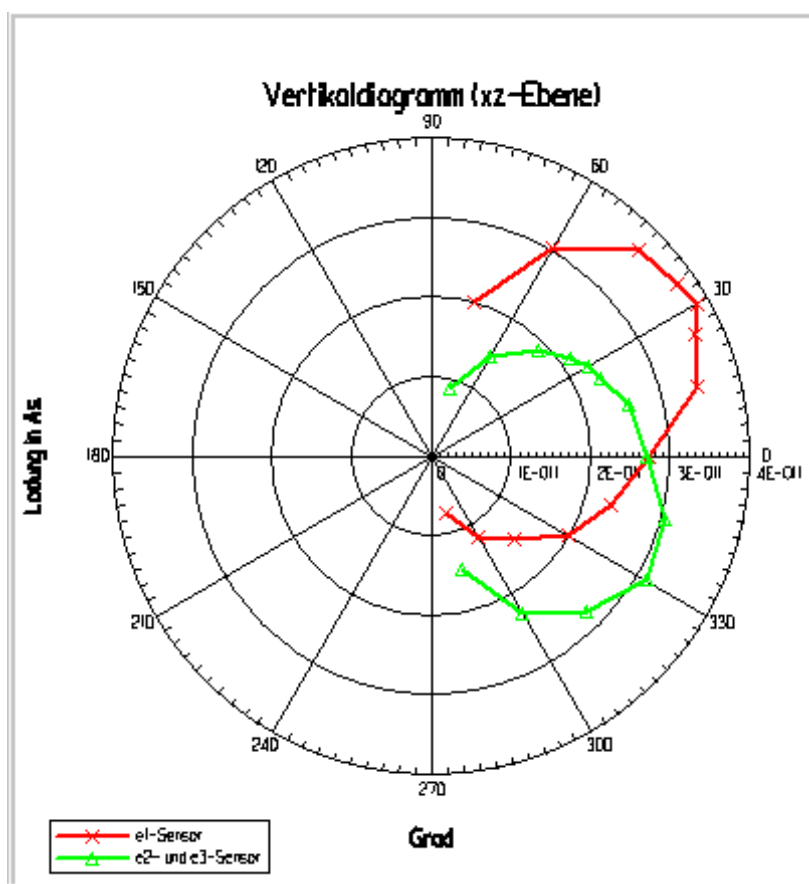


Abb. 4.5: Vertikaldiagramm der Richtungssensitivität des E-Feldsensors in der xz-Ebene

4.3.2 Richtungssensitivität im inhomogenen Körperfeld

Nachdem die vorherigen Untersuchungen zeigen, daß das potentialfreie Dosimeter mit seinen Dreibeinelektroden fähig ist, im ungestörten Fall die Richtung zu erfassen, muß dies nun ebenfalls innerhalb des stark verzerrten elektrischen Feldes an der Körperoberfläche nachgewiesen werden. Hierzu wurden für die Untersuchungen zwei typische Tragepositionen festgelegt: Zentral auf dem Thorax (sog. "Brustdosimeter") und auf dem "Kopf" (sog. "Kopfdosimeter"). Bei der letzten, zunächst vielleicht ungewöhnlich anmutenden Trageposition, muß man sich eine Integration in einen Arbeitsschutzhelm vorstellen. Die numerischen Berechnungen wurden anhand eines Volumenmodells eines stehenden Menschen (1,8 m großer "Normotyp" mit hängenden Armen) vorgenommen. Die Maße des

quaderförmigen Lösungsraums betragen $8\text{ m} \times 8\text{ m} \times 4\text{ m}$ und die feldverursachende Quelle besteht aus einer flachen Zylinderscheibe ($r = 25\text{ cm}$) mit einer Spannung von 1 kV gegenüber der Erde. Der Abstand der Quelle von der Körperachse beträgt ein Meter. Die Quelle wurde in der Azimutalebene in 15° -Schritten um den Körper gedreht. Nach einer Integration über die Elektroden wurde wieder die influenzierte Ladung bestimmt und in einem Horizontaldiagramm aufgetragen. Das Ergebnis ist für das auf dem Brustkorb getragene Dosimeter in Abb. 4.6 und für das "Kopfdosimeter" in Abb. 4.7 zu sehen.

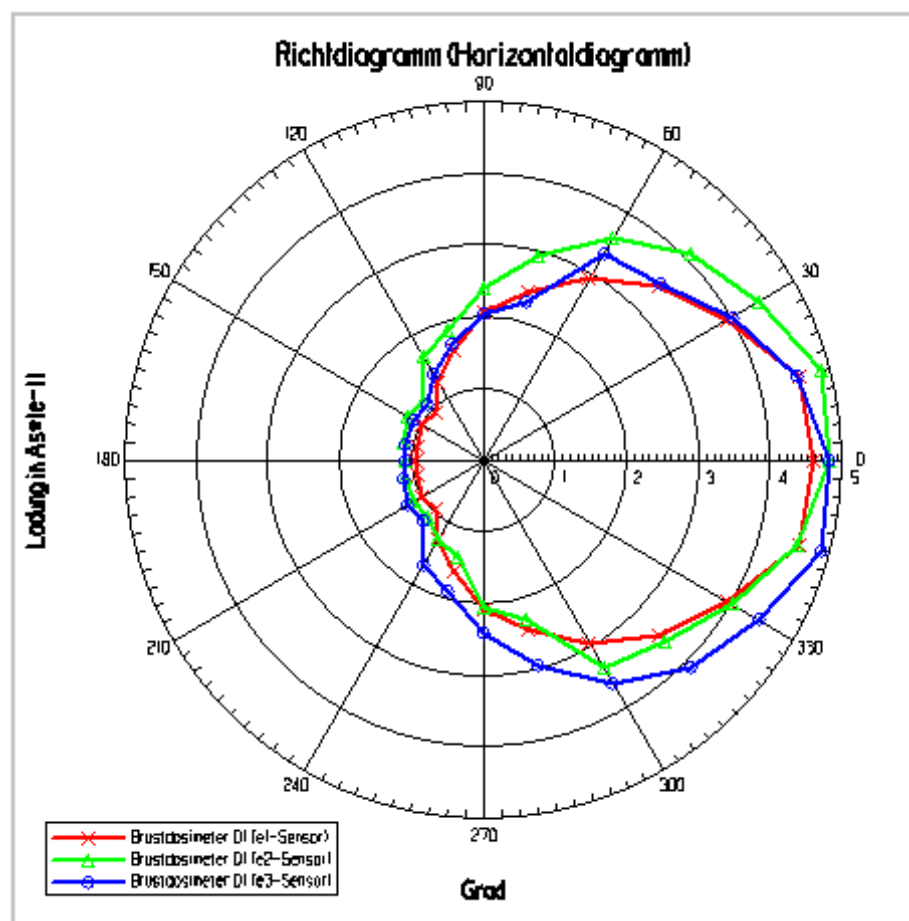


Abb. 4.6: Horizontaldiagramm des Brustdosimeters (Dreibein aus E-Feldsensoren)

Wie diesen Richtdiagrammen entnommen werden kann, weisen die Elektroden beider Tragepositionen nahezu die gleiche Richtungsabhängigkeit auf. Der Grund dafür, daß - im Unterschied zum potentialfreien Dosimeter auf geerdeter Platte - die Richtungsabhängigkeit nur schwach ausgeprägt ist, liegt darin, daß das inhomogene, dipolähnliche Körperfeld sich dem Quellenfeld überlagert und in der Umgebung des Dosimeters dominiert. Da die Feldlinien immer senkrecht auf der Körperoberfläche stehen, registrieren die kapazitiven Sensorelektroden jeweils eine Feldstärke, die alle in der gleichen Größenordnung liegen. Daß es gelingt, aus diesen geringen Unterschieden der Feldsignale die Richtungsinformation zu extrahieren, wird im folgenden Abschnitt gezeigt.

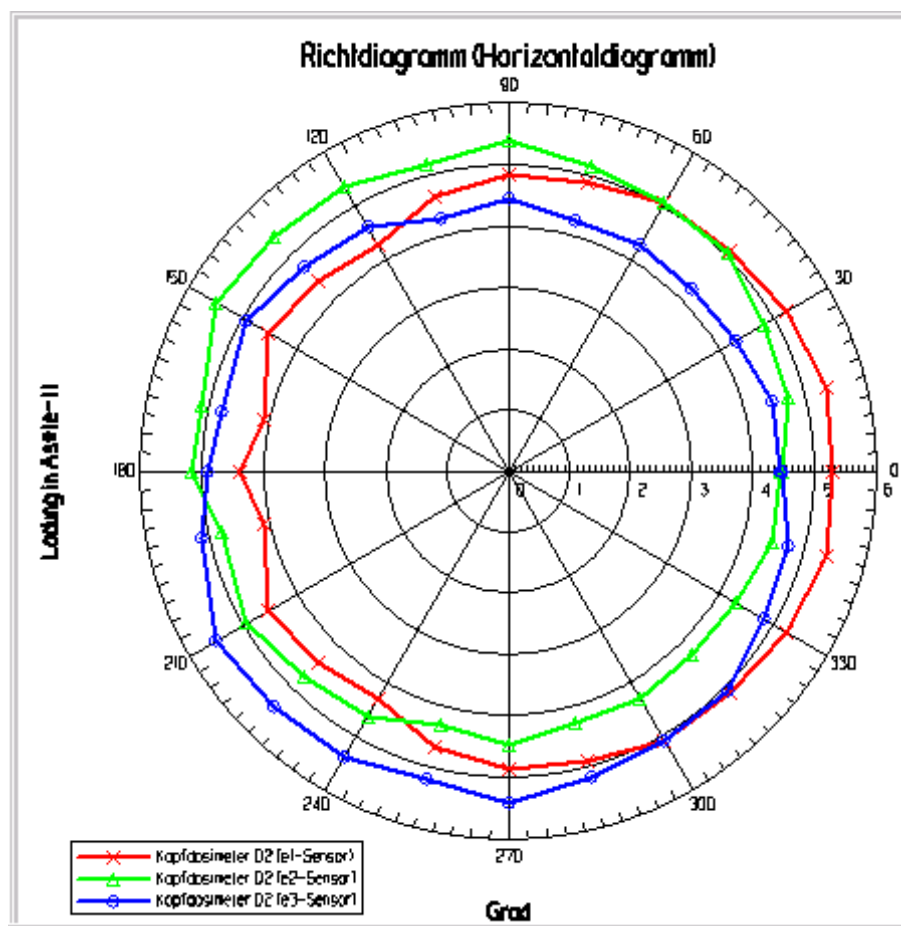


Abb. 4.7: Richtdiagramm eines auf dem Kopf getragenen Dosimeters

4.4 Schätzung der ungestörten elektrischen Feldstärke

Zur Bewertung der vorliegenden Exposition anhand definierter Grenzwerte ist die Kenntnis der äquivalenten ungestörten Feldstärken wichtig. Die vorausgehende analytische Modellierung mit einem Ellipsoiden (Abschn. 3.5.2) erlaubte die Zusammenhänge zwischen der inneren Stromdichte und den extern einwirkenden Feldern herzuleiten. Über die effektive Wirkungsfläche A_w und den Feldüberhöhungsfaktor $f_{\vec{v}}$ wurde eine Beziehung der Stromdichte sowohl zu den gestörten (inhomogenen Oberflächenfeldstärken) als auch ungestörten elektrischen Feldern gefunden. Nun werden zwei Verfahren betrachtet, die es erlauben, die Vektorkomponente der ungestörten Feldstärke, bestehend aus Richtung und Betrag, aus den registrierten Feldsignalen zu schätzen. Als Modelle dienen hier anthropomorphe Körpermodelle (Abb. 4.8, Abb. 4.9).

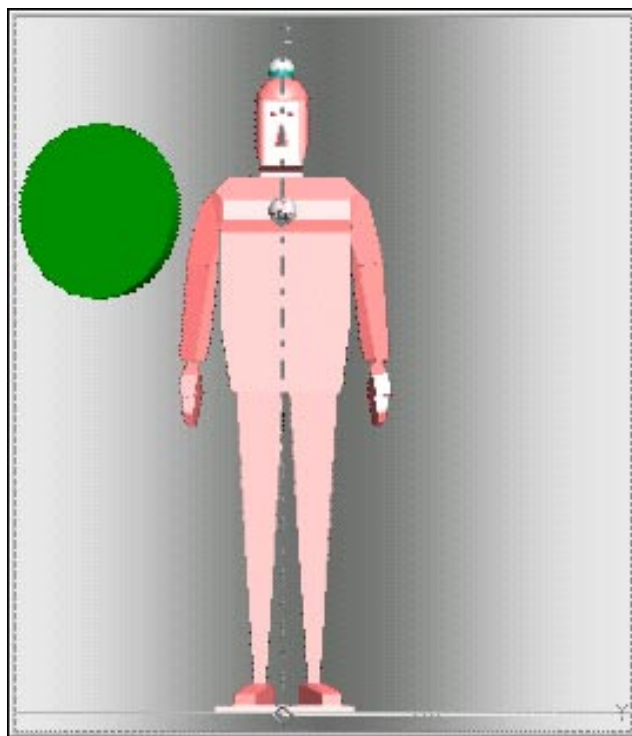


Abb. 4.8: Tragepositionen des Dosimeters auf dem Kopf und auf dem Thorax

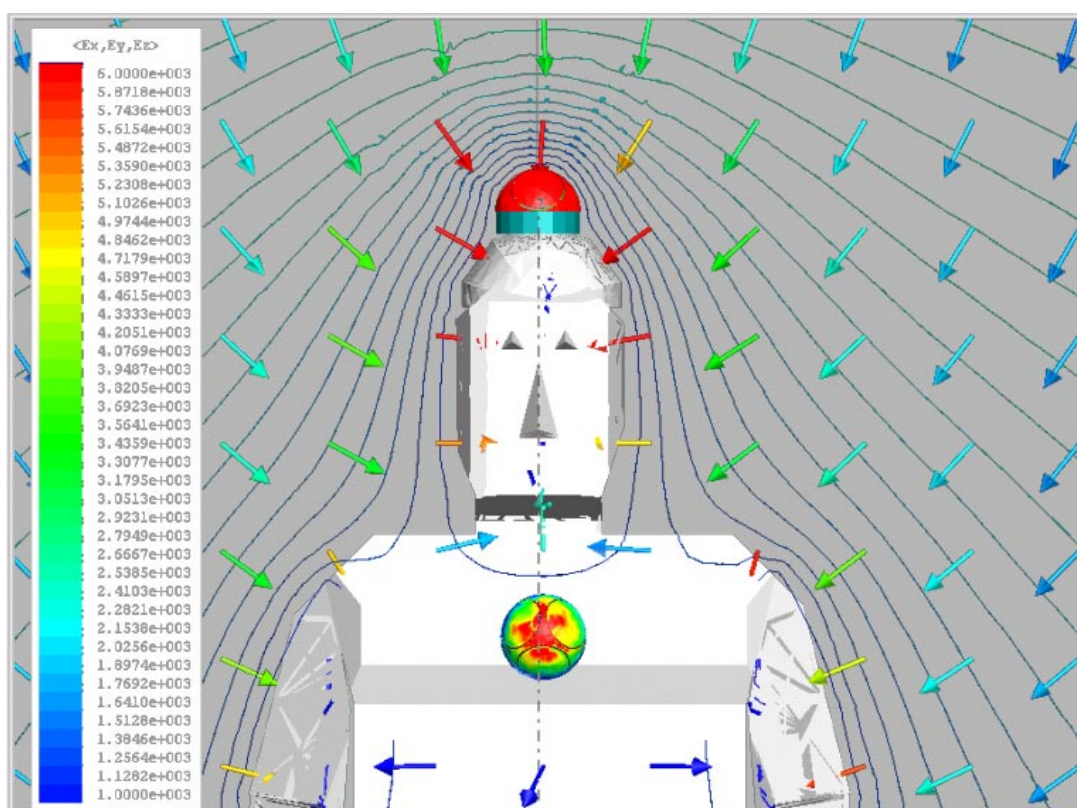


Abb. 4.9: Anthropomorphes Körpermodell inklusive zwei Dosimetern an den untersuchten Tragepositionen auf dem Helm und dem Thorax ($E_0 = 1 \frac{kV}{m}$)

4.4.1 Schätzung anhand der Differenzsignale

Durch Simulation konnte nachgewiesen daß die geringen Ladungsunterschiede, die die Elektroden im ausgeprägten Körperfeld registrieren, Richtungsinformation tragen. Daher wurde untersucht, ob die Differenz der Sensorsignale zur Richtungsdetektion herangezogen werden kann. Im Gegensatz zur Thoraxposition weisen die Differenzsignale des "Kopfdosimeters" in der Horizontalebene einen deutlich ausgeprägten sinusoidalen Charakter auf (Abb. 4.10). Diese sinusoidale Eigenschaft der Differenzsignale ist der Richtung zuzuschreiben. Die Phasenverschiebung von 120° entsteht konstruktionsbedingt durch die Dreibeinkonfiguration der kapazitiven Feldsensoren. Die Richtung kann in eindeutiger Weise bereits aus zwei Differenzsignalen abgeleitet werden. Trotzdem ist es empfehlenswert, redundant alle drei Differenzen auszuwerten, um Störungen zu unterdrücken. Auch in der yz-Vertikalebene weisen die simulierten Differenzsignale einen sinusförmigen Verlauf auf. Aus Symmetriegründen müßte das Differenzsignal der e1 und e3-Elektrode in dieser Ebene identisch Null sein. Tatsächlich ist in Abb. 4.11 eine leichte Verschiebung um die Nullage erkennbar. Sie rührt von einer leichten Unsymmetrie des Körpermodells her. Die nachträgliche Abrundung des Kopfes (Simulation eines Arbeitsschutzhelms) ist um 5 mm zur Symmetrieachse verschoben und bildet daher die Ursache für diesen "Offsetfehler". Die leichten Signalfuktuationen sind numerischen Ungenauigkeiten zuzuschreiben, auf welche die Differenzsignale besonders empfindlich reagieren. Die durchgezogenen Linien in beiden Diagrammen sind die Ergebnisse einer erweiterten Regressionsanalyse. Durch Vorgabe eines funktionalen Zusammenhangs wurde die Amplitude und Phase numerisch mit MATHCAD [12] bestimmt.

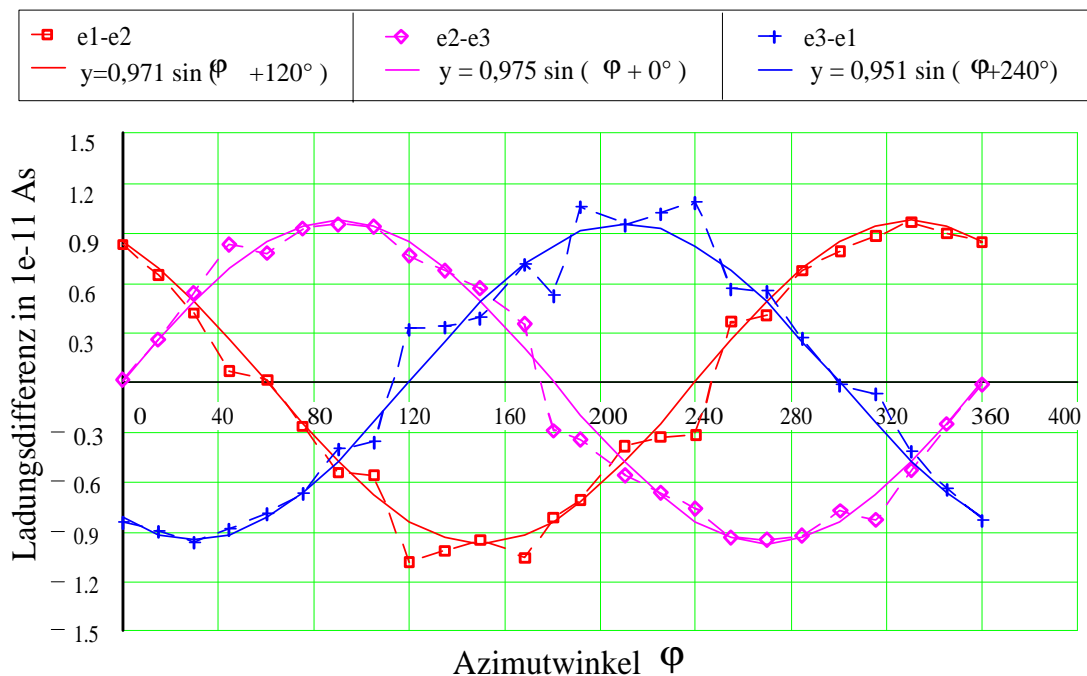


Abb. 4.10: Simulierte Differenzsignale der Kugelschalenelektroden eines "Kopfdosimeters" abhängig von der Einfallrichtung des Feldes in der Horizontalebene. Die durchgezogenen Linien sind das Ergebnis einer verallgemeinerten Regressionsanalyse.

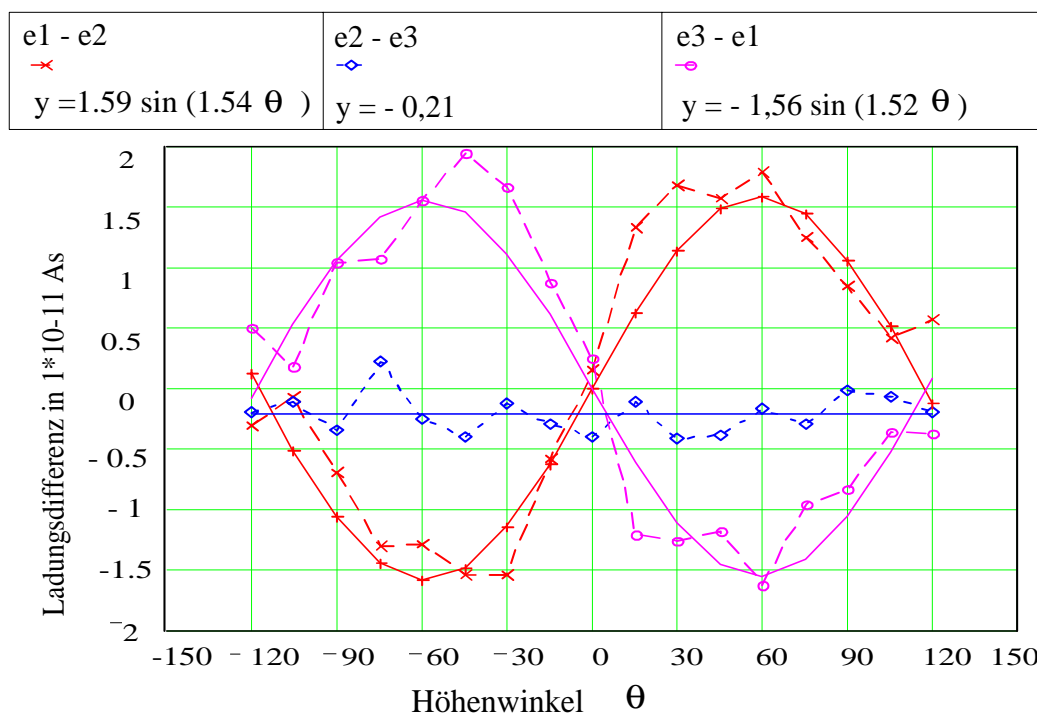


Abb. 4.11: Simulierte Differenzsignale der Kugelschalelektroden eines "Kopfdosimeters" abhängig von der Einfallsrichtung des Feldes in der Vertikalebene (yz -Ebene). Die durchgezogenen Linien sind das Ergebnis einer verallgemeinerten Regressionsanalyse.

4.4.2 Schätzung mit der Maximum-Likelihood-Methode

Die Maximum-Likelihood-Methode ist ein statistisches Verfahren zur Gewinnung von effektiven (d. h. wirksamen) Schätzfunktionen für Parameter einer statistischen Verteilung. Dieses auch als "Methode der maximalen Mutmaßlichkeit" bekannte Verfahren wurde bereits von C. F. Gauß (1880) für Spezialfälle angewendet. In seiner allgemeinen Form wurde diese Methode für die Statistik von R. A. Fischer (1912) entwickelt. Dieses Verfahren weist einem Parameter denjenigen Wert zu (Schätzvorgang), der bei einer Beobachtung mit der größten Wahrscheinlichkeit auftritt. Das Maximum-Likelihood-Verfahren hat den Vorteil, daß es keine Kenntnis über a priori-Wahrscheinlichkeitsdichten benötigt, sondern mit bedingten (a posteriori)-Wahrscheinlichkeitsdichten auskommt. Mit den A posteriori-Wahrscheinlichkeitsdichten $\varphi[y_i | \beta_1, \dots, \beta_m]$ der Ausgangsgröße y des Parametersystems β_k kann die sogenannte "Likelihood Funktion" L erstellt werden:

$$L(\beta_1, \dots, \beta_m | y_1, \dots, y_n) = \prod_{i=1}^n \varphi(y_i | \beta_1, \dots, \beta_m) \quad (4.4)$$

Ziel einer Maximum-Likelihood-Schätzung ist es, ein Parameter $\hat{\beta}$ zu finden, für welchen die Likelihood-Funktion maximal wird (Extremwertaufgabe). Hierzu werden die partiellen Ableitungen der Likelihood-Funktion gebildet, diese Null gesetzt,

$$\frac{\partial L}{\partial \beta_k} = 0 \quad (4.5)$$

und die Gleichung nach $\hat{\beta}_i$ aufgelöst. Falls die Verteilung eine Exponentialfunktion (z. B. Normalverteilung) beinhaltet, kann die Extremalaufgabe mit Hilfe des natürlichen Logarithmus gelöst werden, da durch das Logarithmieren die Lage des Extremums bestehen bleibt:

$$\frac{\partial \ln L}{\partial \beta_k} = 0 \quad (4.6)$$

Mit der Bayesschen Formel

$$\varphi(\beta | y_i) = \frac{\varphi(y_i | \beta) \varphi(\beta)}{\varphi(y_i)} \quad (4.7)$$

läßt sich zeigen, daß das Maximum der Likelihood-Funktion sowohl für posteriori-, als auch für A-priori-Wahrscheinlichkeiten gefunden werden kann, sofern eine gleichmäßige Wahrscheinlichkeitsdichte der Parameter $\varphi(\beta)$ angenommen wird.

Meist wird für Maximum-Likelihood-Schätzer im Zeitbereich die nicht immer zutreffende Annahme getroffen, daß die Meßsignale normalverteilt vorliegen

$$\text{Normalverteilung } N(y_i, \sigma^2) : N(y_i, \sigma^2) := \varphi(y_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(y_i - \bar{y})^2}{2\sigma^2}} \quad (4.8)$$

mit
 σ^2 : Varianz

Eine Verbesserung könnte nach [17] erreicht werden, wenn man die Schätzung der fourier-transformierten Meßsignale vornimmt, da die Spektren zumindest asymptotisch normalverteilt vorliegen. Nachteilig an der Methode im Frequenzbereich ist jedoch sein erhöhter Rechenaufwand. Ein großer Vorteil der Maximum-Likelihood-Methode besteht darin, daß dieses Schätzverfahren nicht nur auf lineare, sondern auch für nichtlineare Prozesse angewendet werden kann. Die Nutzbarkeit dieses Schätzverfahrens für nichtlineare Prozesse ist, wie durch die Applikation im Rahmen dieser Arbeit noch gezeigt wird, ein grundlegendes Kriterium.

4.4.3 Anwendung für kapazitiven Feldsensor: Schätzung der ungestörten Feldstärke

Nun sollen mit der oben vorgestellten Methode die Komponenten des ungestörten Feldstärkevektors \vec{E}_0 geschätzt werden. Die Meßgröße dieses Schätzers bilden die influenzierten Ladungen auf den drei Sensorflächen Q_1, Q_2, Q_3 eines kapazitiven Feldsensors. Diese Ladungen stehen über die körpernahe und daher gestörte elektrische Verschiebungsdichte \vec{D} mit den ungestörten äußeren Feldstärkekomponenten $E_{0,x}, E_{0,y}$ und $E_{0,z}$ in Beziehung. Der Zusammenhang zwischen den Ladungen und den ungestörten Feldkomponenten wird mit aus der Feldrechnung ("Simulationsexperiment") gewonnenen Koeffizienten K ausgedrückt (Beobachtungsmatrix). Die durch Messung (Gl. 5.63: $U_m = \frac{Q}{C_{\text{Sensor}}}$) oder numerischer Berechnung (Gl. 4.1: $Q \approx \sum_i \sum \sqrt{D_{x,n}^2 + D_{y,n}^2 + D_{z,n}^2} | \Delta A_i$) ermittelten Ladungen \vec{Q} unterliegen stochastischen Meß- oder Rechenfehlern (z. B. Streu- oder Diskretisierungsfehler). Diese Variabilität wird im Modell durch Zufallsvariablen (hier ein Vektor) \vec{e} Rechnung getragen.

Zunächst wird das Schätzproblem mit einem linearen Modell beschrieben. Bei linearem Ansatz kann auf folgende Weise in Matrixdarstellung dargestellt werden:

$$\vec{Q} = K\vec{E}_0 + \vec{e} \quad (4.9)$$

mit

$\vec{e} = (e_x, e_y, e_z)^T$: Versuchsfehler durch Variabilität der Messung ("Observation noise")

$X^T := K$: Beobachtungsmatrix (Koeffizienten bestimmt durch Feldrechnung)

$\vec{\beta} := \vec{E}_0 = (E_{0,x}, E_{0,y}, E_{0,z})^T$: elektrischer Feldvektor (Ergebnisvektor)

$\vec{y} := \vec{Q} = (Q_x, Q_y, Q_z)^T$: Ladungsvektor (Meßvektor)

Die Strukturmatrix X besteht aus beobachteten - oder wie hier durch Simulation bestimmte - Koeffizienten, welche einen Zusammenhang zwischen der gemessenen Ladung und der ungestörten elektrischen Feldstärkekomponente herstellt. Die Koeffizienten k_{ij} wurden durch numerische Feldrechnung mit MAXWELL ermittelt. Soll das Gleichungssystem lösbar sein, so muß die Strukturmatrix K eine reguläre Matrix sein. Die Regularität ist dann gegeben, wenn die Koeffizienten einer quadratischen (3x3)-Strukturmatrix aus 3 linear unabhängigen Feldvektoren bestimmt wird:

$$K = \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Als unabhängige Feldvektoren können beispielsweise folgende Basisvektoren

$$\begin{pmatrix} 1 \frac{kV}{m} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \frac{kV}{m} \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \frac{kV}{m} \end{pmatrix}$$

herangezogen werden. Durch jeden Basisvektor kann eine Spalte in der Strukturmatrix bestimmt werden. Die Strukturmatrix ist für ein Thorax- und "Kopfdosimeter" mit folgenden Werten besetzt:

Für einen Quellenabstand von 1 m:

$$K_{Thorax} = 10^{-14} \cdot \begin{pmatrix} 2,178 & 2,058 & 4,584 \\ 2,714 & 2,404 & 4,723 \\ 2,501 & 2,047 & 4,861 \end{pmatrix} As \quad (4.11)$$

$$K_{Kopf} = 10^{-14} \cdot \begin{pmatrix} 5,267 & 4,844 & 14,396 \\ 4,429 & 5,398 & 14,237 \\ 4,429 & 4,443 & 14,645 \end{pmatrix} As \quad (4.12)$$

Für einen Quellenabstand von 2 m:

$$K_{Thorax} = 2 \cdot 10^{-14} \cdot \begin{pmatrix} 1,569 & 1,260 & 1,455 \\ 1,701 & 1,146 & 2,702 \\ 1,710 & 2,787 & 5,946 \end{pmatrix} As \quad (4.13)$$

$$K_{Kopf} = 2 \cdot 10^{-14} \cdot \begin{pmatrix} 2,907 & 2,938 & 5,816 \\ 2,474 & 3,272 & 6,043 \\ 2,645 & 2,831 & 5,946 \end{pmatrix} As \quad (4.14)$$

Diese Strukturmatrizen gelten für einen aufrecht stehenden, geerdeten Dosimeterträger (Normotyp). Liegt eine reguläre Strukturmatrix K vor, so kann Gl.4.9 nach \vec{E}_0 aufgelöst werden, wobei die Variabilität der Messung durch die Kovarianzmatrix mitberücksichtigt werden muß. Aufgrund des stochastischen Prozesses (Rauschen und Feldverzerrungen durch diverse Umgebungseinflüsse) kann \vec{E}_0 nicht direkt erhalten, sondern nur ein Schätzwert $\hat{\vec{E}}_0$ gewonnen werden.

$$\hat{\vec{\beta}} := \hat{\vec{E}}_0 = (K^T V_e^{-1} K)^{-1} K^T V_e^{-1} \vec{Q} \quad (4.15)$$

mit
 $\hat{\vec{\beta}} := \hat{\vec{E}}_0$: Schätzwertvektor
 $K^T V_e^{-1} K$: reguläre, quadratische Matrix
 V_e : Kovarianzmatrix des Gleichungsfehlers
 K^T : transponierte Beobachtungsmatrix

Systeme, welche in der Lage sind, eine solche Schätzung vorzunehmen und den am häufigsten auftretenden Wert zu ermitteln, werden **Maximum-Likelihood- oder Minimumvarianzschätzer** genannt. Für den Fall, daß die Versuchsfehler e_1 , e_2 und e_3 statistisch unabhängig sind, hat die Kovarianzmatrix ebenfalls die Gestalt einer Diagonalmatrix. Nimmt man weiterhin für die Variabilität Normalverteilung an, so ergibt sich:

$$V_{e_i, e_k} = \mathcal{E}(e_i, e_k) = \sigma_i^2 \delta_{ik} \quad (4.16)$$

$$V(\vec{e}) = \sigma^2 I \quad (4.17)$$

mit
 $\mathcal{E}(e_i, e_k)$: Erwartungswert
 δ_{ik} : Kroneckersymbol ($i = k \mapsto 1; i \neq k \mapsto 0$)
 σ_i^2 : Varianzen von e_i
 $I = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$: Einheitsmatrix

Bei gegenseitiger Unabhängigkeit und gleichen Verteilungen, z. B. normal verteilt, gilt:

$$\mathcal{E}(e_i) = 0; V(e_i) = \sigma_i^2 \quad (4.18)$$

4.4.3.1 Beschreibung der inhomogenen Feldstruktur in der Strukturmatrix

Bisher wurden lediglich Koeffizienten aus den drei Hauptrichtungen verwendet. Die inhomogene und komplexe Feldverteilung an der Körperoberfläche machen es jedoch notwendig, weitere Information über die Feldstruktur hinzuzuziehen. Dies geschieht durch Einführung zusätzlicher Koeffizienten, die für weitere Einfallrichtungen ermittelt wurden. Dies führt notwendigerweise zu einer überbesetzten Strukturmatrix $K^{n \times m}$ (überbestimmtes LGS) und die geforderte Regularität dieser Matrix geht verloren.

Zur Lösung sind mehrere Vorgehensweisen denkbar. Ohne Anspruch auf Vollständigkeit sollen stichwortartig mögliche Varianten von Lösungsansätzen skizziert werden:

a) Lösung und Mittelung: Das LGS wird jeweils für ein Untersystem gelöst und anschließend zwischen diesen Koeffizienten gemittelt. Hier besteht jedoch das Problem, daß die Lösungskoeffizienten richtungsabhängig stark variieren, so daß eine Mittelung keine optimale Lösung erwarten läßt. Außerdem ist die Richtungsinformation selbst wiederum von den ungestörten Feldstärkekomponenten (also der Lösung!) abhängig:

$$\text{Für die Sagitalebene } (\varphi = 0): \quad \vartheta = \arctan \frac{E_{0,x}}{E_{0,z}} \quad (4.19)$$

$$\text{Für die Horizontalebene } (\vartheta = 0): \quad \varphi = \arctan \frac{E_{0,y}}{E_{0,x}} \quad (4.20)$$

$$\text{Für die Frontalebene } (\varphi = 90^\circ): \quad \vartheta = \arctan \frac{E_{0,y}}{E_{0,z}} \quad (4.21)$$

b) Lösung: Nichtlinearer Ansatz für Koeffizienten k_{ij}

1) Polynom $k_{ij}(\varphi, \vartheta)$: Eine Regressionsanalyse der ermittelten Koeffizienten k_{ij} liefert mit einem nichtlinearen Ansatz (z. B. Polynom) eine Approximation der richtungsabhängigen Funktion zwischen den Stützstellen. Bei Lösung wird wieder die Richtung benötigt und ein hoher Implementierungsaufwand ist zu erwarten.

2) Tabelle im EPROM: Bei dieser Methode wird die Gleichung sektorenweise vorgelöst. Die Richtungsinformation dient zur Auswahl der richtigen Lösungskoeffizienten.

3) Histogramme erstellen (wahrscheinlichster Koeffizient auswählen): Um auf dieser Basis einen guten Schätzwert zu gewinnen, sind sehr viele Messungen - bei möglichst gleichbleibenden Bedingungen - notwendig.

4) Iteratives Verfahren:

$$\hat{\vec{E}}_{0,n} = \left(K \left(\hat{\vec{E}}_{n-1} \right)^T V_e^{-1} K \left(\hat{\vec{E}}_{n-1} \right) \right)^{-1} K \left(\hat{\vec{E}}_{n-1} \right)^T V_e^{-1} \vec{Q} \quad (4.22)$$

Weil bei vielen Verfahren die Richtungsinformation benötigt wird, die selbst vom Schätzwert abhängt, ist der Gedanke naheliegend, ein iteratives Verfahren anzusetzen. Nach einer günstigen Initialisierung (z. B. häufigste Einfallsrichtung) ist eine hinreichend schnelle Konvergenz dieses Verfahrens zu erwarten, falls sich die Umgebungsbedingungen nicht zu häufig ändern. Es ist abzusehen, daß die Konvergenz stark von der Rechenleistung des Systems abhängt. Für ein einfaches Mikrocontrollingsystem ist es daher ungeeignet.

5) Differenz- und Summenbildung zur Richtungsbestimmung, dann Schätzverfahren (Minimum-Likelihood) für E-Feldbestimmung anwenden

6) Einführung einer Korrekturmatrix: Prinzipiell bestünde die Möglichkeit, die Differenzen der Schätzwerte richtungsabhängig zu korrigieren. Das Problem besteht hier darin, systematisch zu ermitteln, welche Werte eine Matrix haben müßte.

7) Kombinierte Verfahren: z. B. 4) mit 2)

Robustheit des Schätzers:

In der Praxis stimmt die Datenstruktur mit dem vorliegenden Modell nur unvollkommen überein. Toleriert ein Schätzer solche Abweichungen von der Wirklichkeit, so handelt es sich um einen robusten Schätzer. In der Regel gilt jedoch, daß ein genaueres Modell einen unrobusteren (empfindlicheren) Schätzer liefert, welcher allerdings bessere Resultate erzielt, sofern das Modell die Realität hinreichend gut beschreibt. Hier gilt es also

einen Kompromiß zwischen Robustheit und Verarbeitungsaufwand der benutzten a-priori-Informationen zu finden.

Zur Abschätzung der Genauigkeit dieses Schätzwertes, darf der Schätzwert selbst wiederum als Zufallsvariable aufgefaßt werden, dessen Kovarianzmatrix sich berechnet zu:

$$V(\hat{\vec{\beta}}) = \sigma^2 (X X^T)^{-1} \quad (4.23)$$

Fazit zu den Schätzmethoden: Bei der ersten Methode mit der Bildung der Differenzsignale handelt es sich um eine sehr einfache Methode um die resultierende Richtung des einwirkenden Feldsignals zu detektieren. Ihr Implementierungs- und Rechenaufwand ist relativ gering. Als Nachteil dieser Differenz-Methode muß ihre hohe Empfindlichkeit gegenüber Störungen genannt werden. Die Methode der Maximum-Likelihood-Schätzung verspricht, die effektivste Methode zu sein. Die Implementierung des vollständigen Lösungsalgorithmus erschien nicht möglich, da der notwendige Rechenaufwand (Lösung von Gleichungssystemen) die Leistungsfähigkeit eines Mikrocontrollersystems dieser Art bei weitem übersteigt. Ein Versuch, die Lösungsmatrizen gemäß dem Maximum-Likelihood-Algorithmus mit MATHCAD vorzulösen, die Lösungskoeffizienten im EPROM des Datenloggers abzulegen und sektorweise zuzuordnen, erbrachte jedoch letztendlich fragwürdige Resultate.

4.5 Einfluß von Körperhaltungen und Bewegungen

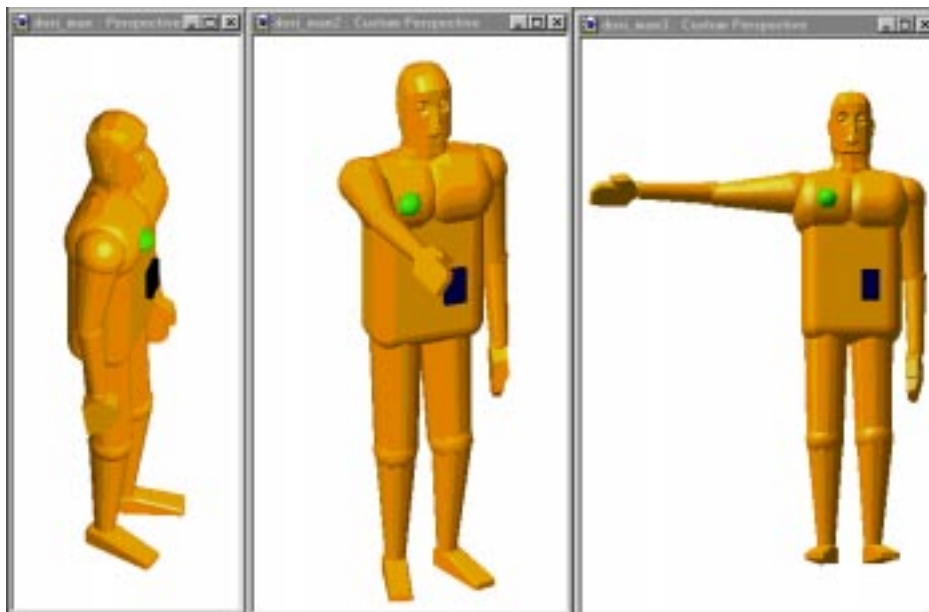


Abb. 4.12: Anthropomorphes Körpermodell eines Dosimeterträgers aus Volumenelementen (Solid-Modell im ACIS1.7-Format)

4.6 Gewinnung dosimetrischer Daten aus hochauflösenden anatomischen Körpermodellen

Im Rahmen des sogenannten "Visible Man"-Projektes der National Library of Medicine (U.S.A.) wurde 1989 eine männliche Leiche (1,872 m, 39 Jahre) scheibchenweise mit einer Auflösung von 1 mm seziiert und die Daten dieser Gewebewürfel (Voxel) weltweit zahlreichen Instituten zugänglich gemacht. Durch eine entsprechende Klassifikation des Gewebes konnte diesen Voxeln ihre elektrischen Eigenschaften zugewiesen werden [15]. Die Verfügbarkeit solcher feinatomischen Modelldaten ermöglicht, numerische Berechnungen der Stromdichten im Körperinneren durchzuführen.

4.6.1 Magnetische Exposition

Dawson [4] veröffentlichte kürzlich für die einzelnen Schichten (Dicke: 3.9 mm und 7.2 mm) die inneren Feldstärken und Stromdichten für magnetische Homogenfelder aus jeweils allen drei Raumrichtungen einfallend. Hierzu wurden für die einzelnen Organe und Gewebearten die mittleren und maximalen elektrischen Felder und Stromdichten berechnet. Dawson stellte freundlichweise seine Originaldatensätze zur Verfügung [5]. Nach einer Umskalierung der Dawsonschen Daten für 50 Hz wurden alle drei Stromdichteprofile inklusive ihrem Mittel in einem Diagramm dargestellt (Abb. 4.13). Aus diesen Daten lassen sich außerdem die wichtigen Faktoren zwischen den mittleren Stromdichten bei magnetischer

Expositionssituation	Mittel	Maximum
0,2 μT , homogen, 60 Hz	0,56 $\frac{\mu\text{A}}{\text{m}^2}$	4,2 $\frac{\mu\text{A}}{\text{m}^2}$
500 kV, 1000 A, 0,5 m entfernt	0,4 $\frac{\text{mA}}{\text{m}^2}$	2,8 $\frac{\text{mA}}{\text{m}^2}$
138 kV, 500 A, 0,5 m entfernt	0,24 $\frac{\text{mA}}{\text{m}^2}$	1,7 $\frac{\text{mA}}{\text{m}^2}$
elektrischer Föhn	–	0,1...8 $\frac{\mu\text{A}}{\text{m}^2}$
Rasierer	–	1,5...11 $\frac{\text{mA}}{\text{m}^2}$

Tab. 4.3: Induzierte Stromdichten innerhalb einer Person durch ein magnetisches 50 Hz-Feld unter verschiedenen Expositionsbedingungen

Feldexposition für die drei kartesischen Hauptrichtungen gewinnen:

$$k_x = 1 \quad (4.24)$$

$$k_y = 0,83 \quad (4.25)$$

$$k_z = 0,69 \quad (4.26)$$

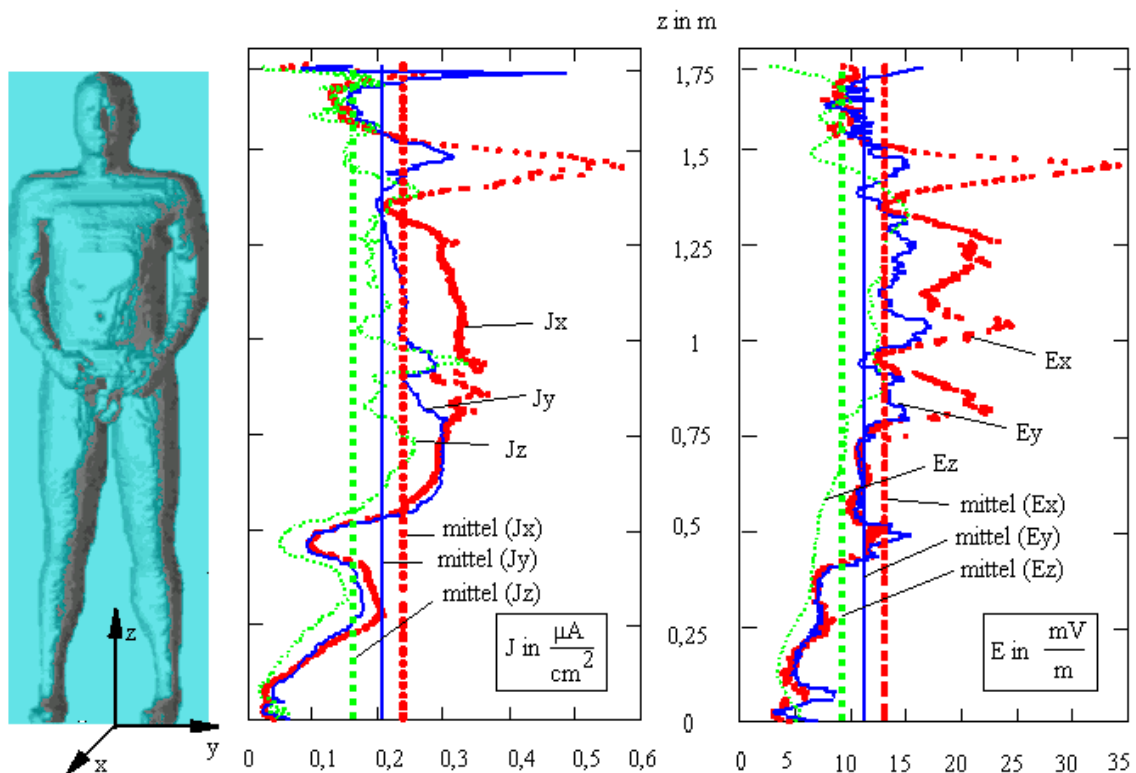


Abb. 4.13: Schichtweise gemittelte innere Stromdichten in $\frac{\mu\text{A}}{\text{cm}^2}$ und induzierte Feldstärken in $\frac{\text{mV}}{\text{m}}$ für eine frontale (x-Richtung), laterale (y-Richtung) und vertikale (z-Richtung) magnetische Feldexposition von 1 mT und 50 Hz. (Originaldatensätze mit Auflösung 3,6 mm von Dawson [5], neuaufbereitet und umskaliert)

Ein Vergleich dieser Werte mit Berechnungen anderer Autoren bringt eine recht gute Übereinstimmung. Die Berechnungsergebnisse magnetischer Feldexposition aus drei verschiedenen Richtungen sind in Tabelle 4.4 umgerechnet für eine Netzfrequenz von 50 Hz aufgeführt. Für eine magnetische Flußdichte von 1 mT ergibt sich für 50 Hz bei frontalem Feldeinfall eine maximale innere elektrische Feldstärke von $308 \frac{\text{mV}}{\text{m}}$.

B=1 mT @50 Hz	x-Richt. (<i>frontal</i>)	y-Richt. (<i>sagital</i>)	z-Richt. (<i>vertikal</i>)	Methode, Modell	Referenz
J_{mittel}	$0,88 \frac{mA}{m^2}$	$0,83 \frac{mA}{m^2}$	$0,72 \frac{mA}{m^2}$	FE-Methode, stehender Körper (Modellierung der Organe), 100.000 Tetra.	[9], [10]
Faktor	1	0,94	0,82		
J_{max}	$22 \frac{mA}{m^2}$				
J_{mittel}	$2,82 \frac{mA}{m^2}$	$2,32 \frac{mA}{m^2}$	$1,94 \frac{mA}{m^2}$	Impedanzmethode, Finite Differenzen	[18]
Faktoren	1	0,82	0,69		
J_{max}	$24,1 \frac{mA}{m^2}$	$16,6 \frac{mA}{m^2}$	$13,5 \frac{mA}{m^2}$		
Faktor	1	0,69	0,56		
J_{mittel}	$2,81 \frac{mA}{m^2}$	$2,32 \frac{mA}{m^2}$	$1,95 \frac{mA}{m^2}$	FE-Methode, "Visible Man" (Körpermodell mit 1,6 Mio. Tetraeder)	[4], [5]
Faktor	1	0,83	0,69		
J_{max}	$63,7 \frac{mA}{m^2}$	$64,4 \frac{mA}{m^2}$	$45,2 \frac{mA}{m^2}$		
Faktor	1	1,01	0,71		

Tab. 4.4: Induzierte Stromdichten für magnetische Flußdichten von 1 mT und 50 Hz jeweils für die drei Richtungen des Raumes

Eine andere Studie [14] gibt für einen Menschen (1,7 m, 70 kg) ähnliche Werte:

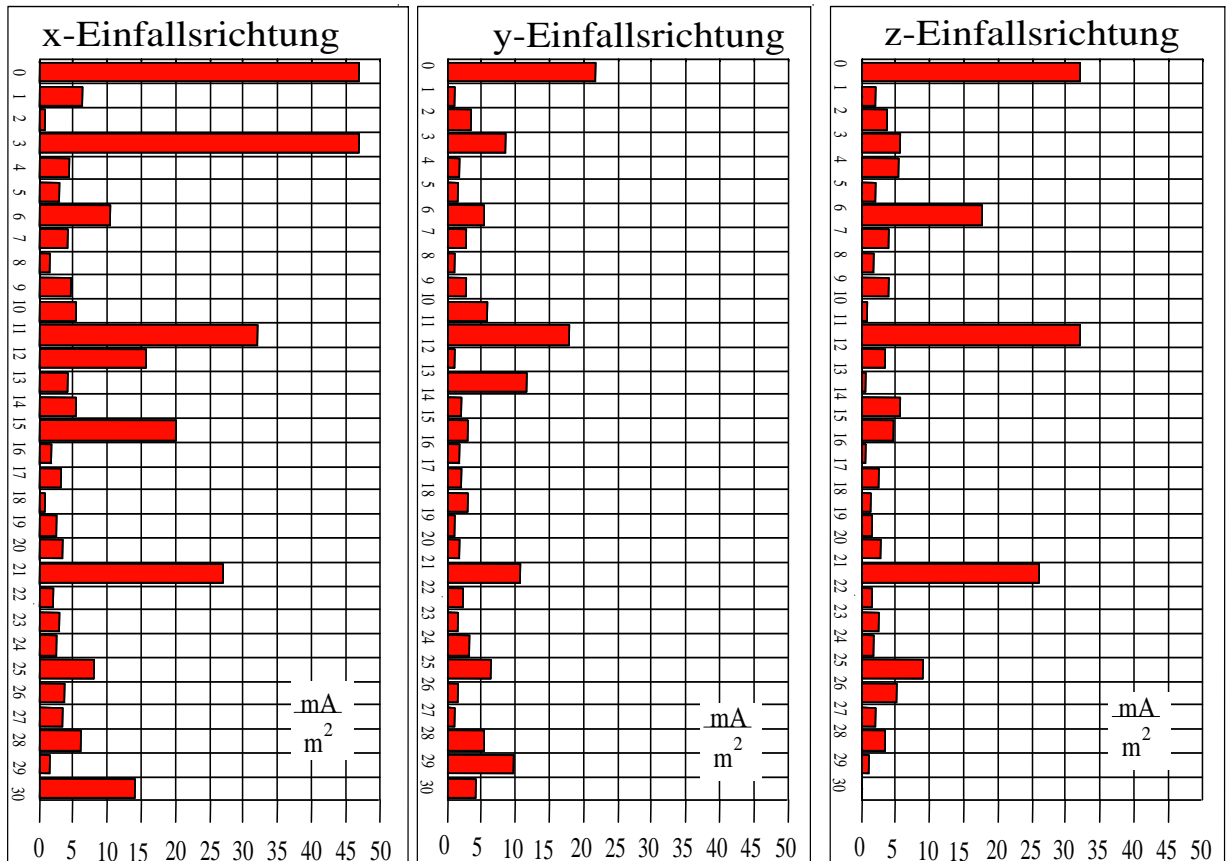
$$J_{mittel} = 1,3 \dots 1,9 \frac{mA}{m^2} \text{ (Ganzkörper); } J_{max} = 8(20)^* \frac{mA}{m^2};$$

$$E_i = 14 \dots 17,7 \frac{mV}{m} \text{ (Ganzkörper); } E_{i,max} = 161(296)^* \frac{mV}{m}$$

*) Rechnung mit höher aufgelöstem Modell

Es zeigt sich, daß eine höhere Modellauflösung praktisch keine wesentlichen Änderungen bei den mittleren Stromdichten ergeben. Eine höhere Modellauflösung führt bei den maximalen Stromdichten hingegen zu einer starken Erhöhung. Hier bestehen also große Unsicherheiten. Dies unterstreicht nochmals die Notwendigkeit, als "dosisrelevante" Größe mit der gemittelten Stromdichte zu arbeiten.

Es ist inzwischen möglich, mit solchen Stromdichtedaten hochauflösender Körpermodelle Rückschlüsse auf die "Dosen" einzelner Organe zu ziehen (Abb. 4.14). Dadurch ist es denkbar, mittels einer detaillierten Analyse einen eventuell aufgetretenen Effekt auf Organebene zurückzuverfolgen. Während Dawson in seiner Publikation die "Organdosen" für die maximal auftretenden Stromdichten veröffentlichte und daran deren Abhängigkeit von der Modellauflösung demonstrierte, soll hier den mittleren Stromdichten ein höherer Stellenwert eingeräumt werden. Dazu wurden diese mittleren Stromdichten aus den Originaldatensätzen von Dawson [5] extrahiert und dargestellt (Umrechnung auf 50 Hz, Körperachsen entsprechen den hier definierten, Umskalierung von 1 μ T auf 1 mT).



0: Ganzkörper	8: weiße Gehirnsubstanz	16: Herz	24: Prostata
1: Adrenalindrüse	9: Gehirn	17: Niere	25: Haut
2: Blase	10: Knorpel	18: Tränendrüse	26: Nervenstrang
3: Blut	11: Cerebrospinale Flüssigkeit (CSF)	19: Leber	27: Milz
4: Knochen	12: Speiseröhre	20: Lunge	28: Magen
5: Knochenmark	13: Augen	21: Muskel	29: Hoden
6: Därme	14: Fett	22: Bauchspeicheldrüse	30: Zirbeldrüse
7: graue Gehirnsubstanz	15: Gallenblase	23: Parotiddrüse	

Abb. 4.14: Mittlere Stromdichte in $\frac{mA}{m^2}$ organspezifisch für die drei magnetischen Expositionsrichtungen aufgetragen ($B_x=B_y=B_z=1$ mT, $f=50$ Hz, Koordinatensystem wie in dieser Arbeit durchgängig verwendet, aus den Originaldatensätzen von [5] extrahiert)

4.6.2 Elektrische Exposition

Für eine elektrische Feldexposition lagen keine solche Daten vor, so daß in Zusammenarbeit mit der Universität Karlsruhe (Institut für Biomedizinische Technik) eigene Rechnungen mit dem klassifizierten "Visible man"-Modell durchgeführt werden mußten. Hierzu wurde das Körpermodell auf eine leitende Ebene gestellt und die Quellenelektroden in das bereits vernetzte Modell eingefügt. Die Quellenkonfiguration entsprach derjenigen des Solidmodells in MAXWELL (Quellen: Zylinder: $r = 25$ cm, 1 m Abstand von der Körperachse). Als Ergebnis einer elektrostatischen Feldrechnung mit einem an der Universität Karlsruhe entwickelten Finite Elemente Programm ergab die folgenden, über 34 Schichten gemittelte, Faktoren (Ganzkörpermittelung) für die axialen Körperströme:

$$k_x = \frac{\bar{I}_x}{\bar{I}_z} = 0,74 \quad (4.27)$$

$$k_y = \frac{\bar{I}_y}{\bar{I}_z} = 0,77 \quad (4.28)$$

$$k_z = 1 \quad (4.29)$$

und die mittlere Stromdichten \bar{J}_i :

$$k_x = \frac{\bar{J}_x}{\bar{J}_z} = 0,84 \quad (4.30)$$

$$k_y = \frac{\bar{J}_y}{\bar{J}_z} = 0,84 \quad (4.31)$$

$$k_z = 1 \quad (4.32)$$

An den in Abbildung 4.15 dargestellten Stromprofilen läßt sich erkennen, daß der Kurzschlußstrom I_K kaum von der Elektrodenposition abhängt (100%, 91%, 96%). Dementgegen beeinflußt die Einfallrichtung die Verteilung in der oberen Körperpartie sehr deutlich. Im Kopfbereich betrug die Stromdichtekomponente $J_{i,z}$ bei frontaler oder seitlicher Exposition in dieser Konstellation lediglich ca. 43 % derjenigen bei vertikaler Exposition.

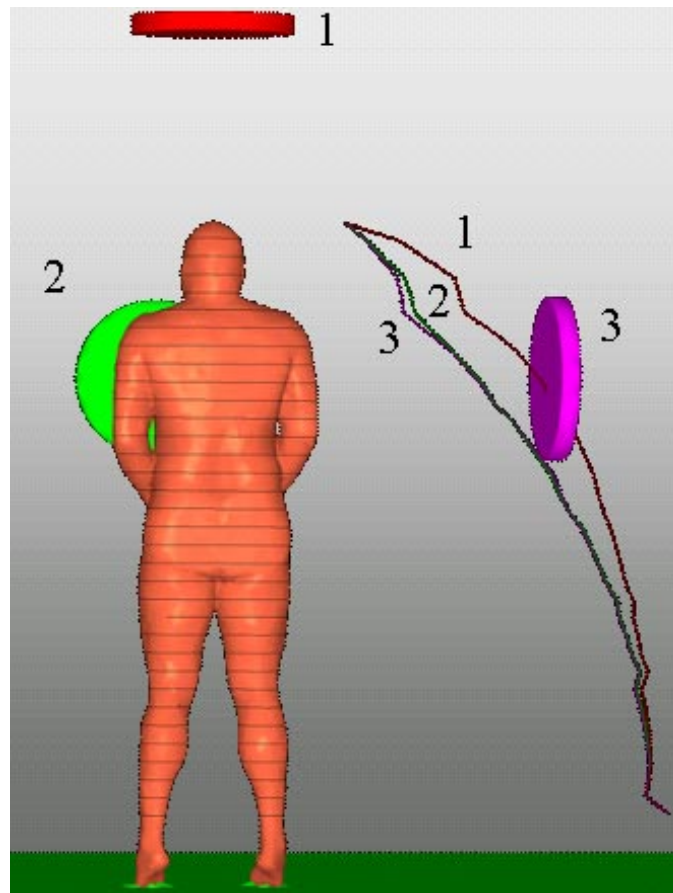


Abb. 4.15: Profile des axialen Körperstromes, hervorgerufen durch das Feld von drei Zylinder-
elektroden aus unterschiedlichen Richtungen (normierte Darstellung); Anzahl der Querschnitte:
34 Schichten

Literatur

- [1] Feldberechnungsprogramm MAXWELL Vers. 4.0.14, Fa. Ansoft Cor., Pittsburg, USA
- [2] ACIS ist ein CAD-Standard Format für Solidmodeller von Spatial Technology Inc., Boulder, USA
- [3] Bronstein I. N., Semendjajew K. A. (1985): Taschenbuch der Mathematik, 22. Auflage, BSB B. G. Teubner-Verlag, Leipzig
- [4] Dawson T. W. et al. (1997) Influence of human model resolution on computed currents induced in organs by 60 Hz magnetic fields, *Bioelectromagnetics* Vol. 18, p.478-490
- [5] Dawson T. W. (1997) Persönliche Mitteilung vom 28.10.97: Dosimetrische Daten für Organe und geschichtete Voxeldaten des Visible Man-Projektes, Universität of Victoria, British Columbia, Canada
- [6] Dimbylow P. J. (1988) The calculation of induced currents and absorbed power in a realistic, heterogenous model of the lower leg for applied electric fields from 60 Hz to 30 MHz; *Phys. Med. Biol.* Vol. 33, No. 12, S. 1453 - 1468
- [7] DiPlacido J., et al. (1978) Analysis of the proximity effects in electric field measurements, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. 97, No. 6, p.2167-2177
- [8] Hansen V., Eibert Th. (1993) Numerische Verfahren zur Berechnung der von elektromagnetischen Quellen im menschlichen Körper erzeugten Felder, Vortrag auf der VDE-Fachtagung "Biologische Wirkungen elektromagnetischer Felder" in Bad Nauheim, VDE-Fachbericht 45, S.99-108
- [9] Hutzler B. et al. (1994): Exposure to 50 Hz magnetic fields during live work, *Cigré*, No. 36-106, Paris, p. 1-9
- [10] Hutzler B. et al. (1993) Three dimensional computation of the electric fields induced in a human body by magnetic fields, *Techn. Rep. 93NV00013*, Electricité de France
- [11] Kronmüller H. (1991) *Digitale Signalverarbeitung*, Springer-Verlag, Heidelberg, S. 209ff
- [12] Mathcad 7 Professional, Math Soft, Inc., Cambridge, United Kingdom
- [13] erstellt in Kooperation mit: Medical Virtual Reality Studio GmbH, Lörrach
- [14] National Research Council (1997) *Possible Health Effects of Exposure to Residential Electric and Magnetic Fields*, National Academy Press, Washington, D. C.

- [15] Sachse F. et al. (1995) Erstellung von gewebeklassifizierten Modellen des menschlichen Körpers: numerische Feldberechnung basierend auf bildgebenden Verfahren in der Medizin, 29. Jahrestagung der Dt. Gesellschaft für Biomedizinischen Technik
- [16] Sachse F. (1998) Modelle des menschlichen Körpers zur Berechnung von physikalischen Feldern, Dissertation an der Universität Karlsruhe, Shaker Verlag, Aachen
- [17] Sandkühler U. (1987) Maximum-Likelihood-Schätzer zur Analyse stationärer Wellenfelder, Fortschrittsbericht Reihe 10 Nr. 75, VDI-Verlag, Düsseldorf
- [18] Stuchly M. A., Zhao S. (1996) Magnetic field-induced currents in the human body in proximity of power lines, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 11, p.102-108

5 Elektrischer Feldsensor

Im Gegensatz zur Erfassung des Magnetfeldes gibt es zur Messung der elektrischen Feldstärke nur wenige Effekte, die als Meßprinzipien zur elektrischen Feldmessung genutzt werden können. Einen Überblick über die Effekte und Meßprinzipien gibt Tabelle 5.1. Hierzu gehört beispielsweise die Kraftwirkung auf eine Probeladung (z. B. Elektronenstrahlableitung), elektrooptische Effekte wie der Pockels- und Kerreffekt, die Elektrostriktion, der Influenz- und Induktionseffekt (kapazitive Sensoren), Einwirkungen auf die Ladungsverteilung von Feldeffekttransistoren. Zur effektiven Beeinflussung der Ladungsträger in einem n dotierten Kanal eines MOSFET-Feldeffekttransistor vom Verarmungstyp kann ebenfalls von der kapazitiven Einkopplung Gebrauch gemacht werden. Im Zusammenhang dieser Arbeit wurden aus energetischen und Sensitivitätsgründen elektrische Feldsensoren auf der Basis von kapazitiven Feldsensoren entwickelt. Hierzu wurden zwei Eingangsschaltungen entwickelt: Die eine wurde diskret mit einem Feldeffekttransistor, die andere auf der Grundlage von integrierten CMOS-Verstärker.

5.1 Physikalische Grundlagen kapazitiver E-Feldsensoren

5.1.1 Der Verschiebungsstrom

Basierend auf der Influenzwirkung kommt es bei einem zeitlich sich ändernden elektrischen Feld zu Ladungsverschiebungen. Zwischen leitenden Flächen verursachen diese Verschiebungen Ausgleichsströme, die als Sensorstrom meßbar sind. Dieser Vorgang wird durch die erste Maxwellsche Gleichung beschrieben:

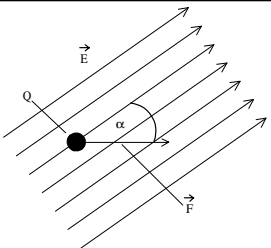
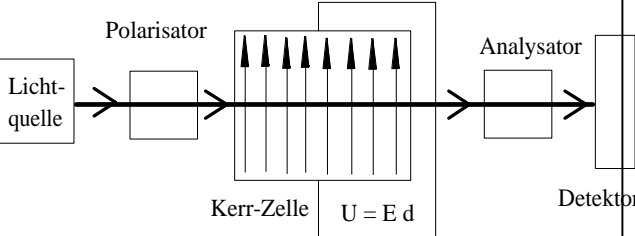
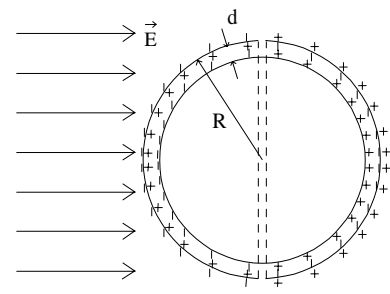
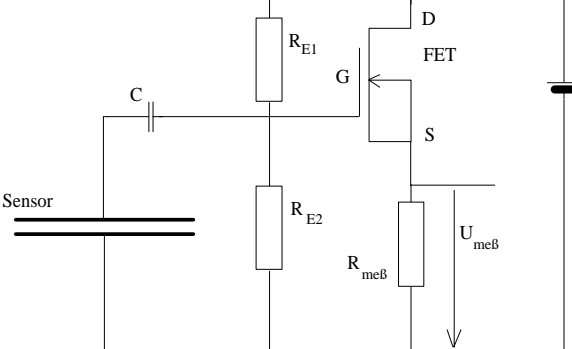
$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \iint_A \vec{J} d\vec{a} + \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D} d\vec{a} \quad (5.33)$$

Im Feldraum kann der Term $\iint_A \vec{J} d\vec{a} = \iint_A \kappa \vec{E} d\vec{a}$ wegen der niedrigen Leitfähigkeit κ der Luft vernachlässigt werden. Hierdurch erhält man für den Feldraum:

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D} d\vec{a} \quad (5.34)$$

Das Innere einer gut leitfähigen Sensorhüllfläche ist feldfrei. Daher gilt innerhalb des Sensors $\frac{d\vec{D}}{dt} = 0$. Die erste Maxwellsche Gleichung reduziert sich im Sensor zu:

$$\oint \vec{H} d\vec{s} = \iint_A \vec{J} d\vec{a} = I \quad (5.35)$$

Effekt	Meßprinzip	Realisierung (schematisch)
Kraftwirkung auf Ladungsträger	Elektronenstrahl- ablenkung	
Elektrooptischer Effekt	Pockels- und Kerrzellen	
Influenz- und Induktionseffekt	elektrostatische Generatoren ("Feldmühlen"), Kapazitive Feldsensoren	
Änderung der Ladungsverteilung	Feldeffekt- transistoren	

Tab. 5.1: Prinzipelle Möglichkeiten zur Messung eines elektrischen Feldes

Durch Gleichsetzen von Gl. 5.35 und 5.34 läßt sich mit $\vec{D} = \epsilon \vec{E}_s$ der Verschiebungsstrom I einer beliebig geformten Fläche A ableiten:

$$I = \iint_A \frac{d}{dt} \vec{D} \, d\vec{a} = \frac{d}{dt} \iint_A \epsilon \vec{E}_s \, d\vec{a} \quad (5.36)$$

mit

E_a : Elektrische Feldstärke an der Oberfläche

Die entsprechende komplexe Darstellung des Verschiebungsstromes \underline{I} lautet:

$$\underline{I} = j\omega\epsilon \iint_A \underline{\vec{E}}_s \, d\vec{a} \quad (5.37)$$

Unter der Bedingung daß die elektrische Oberflächenfeldstärke \underline{E}_s über die Fläche konstant ist, d. h. ein homogenes Feld vorliegt, vereinfacht sich Gl. 5.37 zu:

$$\underline{I} = j \omega \epsilon \underline{E}_s A = j (2\pi f) \epsilon \underline{E}_s A \quad (5.38)$$

Die Einführung des Sensors in das Homogenfeld führt zu Verzerrungen des elektrischen Feldes. Daher wird die obige Bedingung in nahezu allen Fällen verletzt. Trotzdem läßt sich die einfache Berechnung des Verschiebungsstromes beibehalten, wenn anstelle der tatsächlich vorhandenen Sensorfläche A mit der fiktiven „wirksamen Fläche“ A_w und statt der Oberflächenfeldstärke \underline{E}_s mit der Feldstärke des unverzerrten Feldes \underline{E}_0 gerechnet wird:

$$\underline{I} = j \omega \epsilon \underline{E}_0 A_w \quad (5.39)$$

Auf die wirksame Fläche A_w wird in Abschnitt 5.1.3 noch einmal ausführlich eingegangen.

5.1.2 Elektrische Modellierung und Ersatzschaltbilder

Die Netzwerktheorie kennt für lineare - durch unabhängige Generatoren erregte - Netzwerke das Théveninsche und Nortonsche Theorem. Durch Anwendung dieser Theoreme auf kapazitive Sensoren lassen die zwei in Abbildung 5.1 dargestellten äquivalente Ersatzschaltbilder gewinnen. „Das Thévenin-Nortonsche Theorem besagt nun, daß das ganze Netzwerk für die Belastung durch einen einzigen Spannungsgenerator (bzw. Stromgenerator) ersetzt werden kann, der mit dem deaktivierten Netzwerk - dieses als Zweipol betrachtet - in Reihe (bzw. parallel) geschaltet ist. Die Spannung des Spannungsgenerators (bzw. der Strom des Stromgenerators) ist durch die Leerlaufspannung (bzw. durch den Kurzschlußstrom) gegeben.“ [21] Das einzig zugängliche Klemmenpaar des

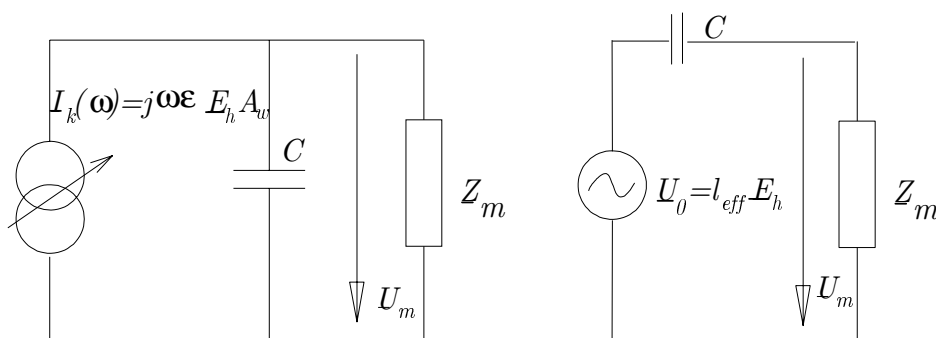


Abb. 5.1: Nortonsches und Théveninsches Ersatzschaltbild für kapazitive Sensoren

aktiven linearen Netzwerkes kann hierbei sowohl linear als auch nichtlinear belastet sein. Die Influenzwirkung an kapazitiven Sensoren mit der Sensorkapazität C_S wird mit einer frequenzabhängigen Stromquelle mit dem Kurzschlußstrom

$$\underline{I}_k(\omega) = j\omega\epsilon AE = j\omega C_S \underline{U}_0 \quad (5.40)$$

modelliert. Die Stromquelle im Nortonschen Ersatzschaltbild liefert einen Strom, der gleich dem durch das elektrische Feld auf den Sensorflächen generierten Verschiebungsstrom ist. Das Théveninsche Ersatzschaltbild findet unter anderem in der Antennentheorie seine Anwendung. In der Tat kann ein hochohmig abgeschlossener kapazitiver Sensor als entartete passive Mono- oder Dipolantenne aufgefaßt werden. Die Leerlaufspannung \underline{U}_0 berechnet sich aus der sogenannten „effektiven (wirksamen) Antennenhöhe“ l_w und dem Betrag der zur Antennenachse parallel anliegenden elektrischen Feldkomponente E .

$$\underline{U}_0 = l_w E = d_w E \quad (5.41)$$

Der kapazitive Sensor mit der Kapazität C_S wird mit der Impedanz \underline{Z}_m belastet. Diese setzt sich zusammen aus dem ohmschen Eingangswiderstand R_m , der Eingangskapazität C_{ein} der Verstärkerschaltung, den Kapazitäten des kapazitiven Spannungsteilers $C_{bereich}$ in den oberen Meßbereichen, und den Streukapazitäten C_{Str} durch die innere Elektronik, sowie der Spaltkapazität C_{Sp} zusammen. Die Verschaltung dieser vorhandenen und parasitären Komponenten ist in Abb. 5.2 skizziert. Da die Koppelkapazität C_K sehr groß gegenüber den parallel geschalteten sehr kleine Kapazitäten ist, kann diese in erster Näherung vernachlässigt werden. Somit berechnet sich die belastende Impedanz \underline{Z}_m :

$$\underline{Z}_m = R_m \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_{ein}} \right) \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_{Str}} \right) \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_{Sp}} \right) \parallel \left(\frac{1}{j\omega C_{bereich}} \right) \quad (5.42)$$

$$= \frac{R_m - j\omega R_m^2 (C_{ein} + C_{Str} + C_{Sp} + C_{bereich})}{1 + \omega^2 R_m (C_{ein} + C_{Str} + C_{Sp} + C_{bereich})} \quad (5.43)$$

Zusammen mit der Sensorkapazität C_S ergibt sich für dieses System Hochpaßverhalten mit der unteren Grenzfrequenz

$$f_u = \frac{1}{2\pi R_m \left(\underbrace{C_S + C_{ein} + C_{Str} + C_{Sp} + C_{bereich}}_{C_{ges}} \right)}. \quad (5.44)$$

Der Sensorstrom i_0 besteht im allgemeinen aus einem kapazitiven Anteil $i_c = C \frac{dU}{dt}$ und einem ohmschen Anteil $i_R = \frac{U}{R}$. Für einen niederohmig abgeschlossenen Sensor (Strommessung) gilt $i_R \gg i_c$ und es ergibt sich die Meßspannung U_m zu:

$$U_m = R_m \iint_A \frac{d\vec{D}}{dt} d\vec{a} = \epsilon A R_m \frac{d\vec{E}_a}{dt} = \epsilon A_w R_m \frac{d\vec{E}_h}{dt} \quad (5.45)$$

Das differenzierende Verhalten des Sensors muß noch mittels eines integrierenden Elementes (Integrator oder numerische Integration) kompensiert werden. Bei hochohmigem Abschluß (Spannungsmessung) gilt $i_C \gg i_R$. Die Sensorspannung ist in diesem Falle frequenzunabhängig und umgekehrt proportional zur gesamten Kapazität C_{ges} .

$$U_m = \frac{1}{C_{ges}} \iint_A \vec{D} d\vec{a} = \frac{\epsilon A_w}{C_{ges}} E_h = d_w E_h = l_w E_h \quad (5.46)$$

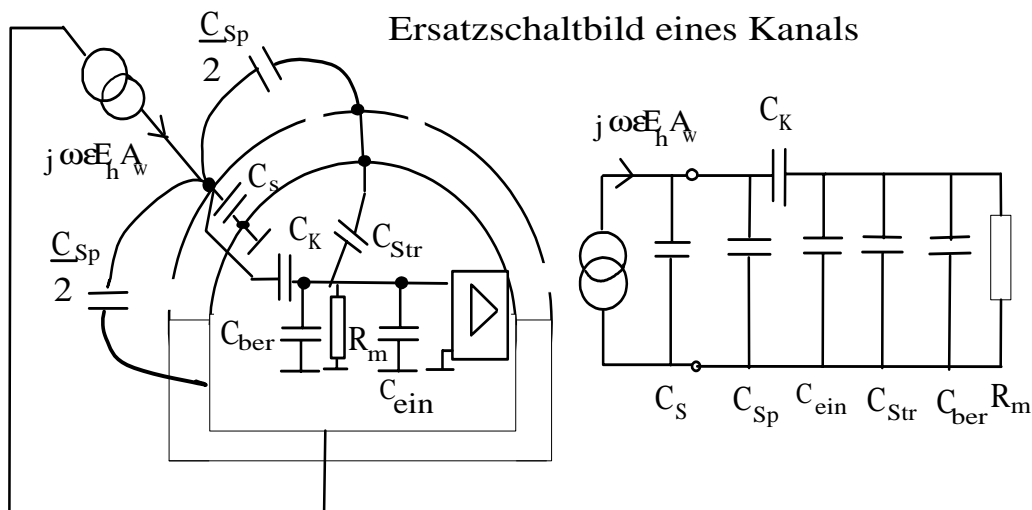


Abb. 5.2: Schematisches und vereinfachtes Ersatzschaltbild funktioneller und parasitärer Elemente eines kapazitiven Feldsensors

In Gleichung 5.46 ist erkennbar, daß der wirksame Plattenabstand d_w der wirksamen (oder effektiven) Antennenlänge aus der Antennentheorie l_w entspricht. Das durch eine Spannungsmessung gewonnene Meßsignal erfaßt direkt die elektrische Feldstärke. Das Signal braucht nicht erst wie im Falle der Strommessung durch eine Integration aufbereitet werden. Dies ist ein entscheidender Vorteil der hochohmigen Spannungsmessung. Daher wird dieser Sensortyp auch als "selbstintegrierender Sensor" bezeichnet. In Tabelle 5.2 sind die beiden Sensortypen mit ihren wesentlichsten Eigenschaften nochmals zusammenfassend gegenübergestellt.

Sensortyp	$\dot{\mathbf{D}}$ -Sensor	\mathbf{E} -Sensor
Meßverfahren	Strommessung	Spannungsmessung
Meßimpedanz	niederohmig	hochohmig
Meßspannung	$U_m = \epsilon A_w R_m \frac{d\vec{E}_h}{dt}$	$U_m = \frac{\epsilon A_w}{C_{ges}} \vec{E}_h = d_w \vec{E}_h$
untere Grenzfrequenz	durch Rauschspannung u_r begrenzt; $\omega_{gr,u} = \frac{u_r}{\epsilon A_w R_m E_h}$	$\omega_{gr,u} = \frac{1}{R_m C_{ges}}$
obere Grenzfrequenz	$\omega_{gr,o} = \frac{1}{R_m C_S}$	$\omega_{gr,o} = \frac{1}{\sqrt{L_S C_{ges}}}$

Tab. 5.2: Vergleich eines $\dot{\mathbf{D}}$ - mit einem \mathbf{E} -Feldsensor

5.1.3 Die wirksame Fläche

Die wirksame Fläche ist eine der Antennentheorie entlehnte Größe. Die wirksame Antennenfläche ist eine fiktive Fläche, mit der sich auf einfachem Wege die Empfangsleistung einer Antenne berechnen läßt (Tab. 5.3). Wird die wirksame Fläche einer Empfangsan-

tenne mit der Strahlungsdichte S (Betrag des Poyntingvektors)

$$S = \frac{1}{2}EH = \frac{1}{2}\frac{E^2}{Z_o} \quad (5.47)$$

des elektromagnetischen Feldes multipliziert, ergibt sich die dem Empfänger zugeführte Leistung. Diese Leistung wird dem Strahlungsfeld entnommen. Dieser Leistungsentzug führt zu einer Verzerrung des ursprünglichen Feldes.

Für kapazitive Feldsonden ist die wirksame Fläche A_w nach [2] folgendermaßen definiert: „Die Fläche, die der Verschiebungsstrom, der zu den Sensorelektroden gelangt, im ungestörten (homogenen) Bereich des Feldes senkrecht durchströmt, wird „wirksame Fläche A_w “ genannt.“

In Abbildung 5.3 sind die wirksamen Flächen am Beispiel einer Kugel und eines Würfels dargestellt. Die Begrenzung der wirksamen Fläche wird von der letzten Feldlinie gebildet, welche den Körper gerade noch berührt. Eine solche Grenzstromlinie heißt Separatrix.

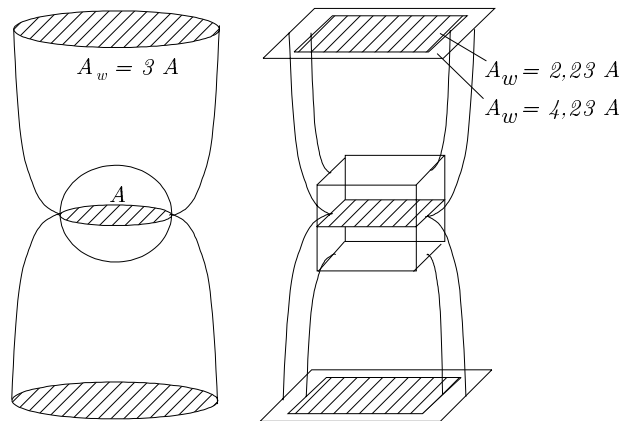


Abb. 5.3: „Wirksame Fläche“ eines kugel- und würfelförmigen E-Feldsensors (nach [2]); die Begrenzung der wirksamen Fläche werden durch die Separatrices (Grenzstromlinien) gebildet.

Neben der Sensorform spielt auch die Eingangsimpedanz der Sensoranordnung eine wichtige Rolle. Die Verzerrungen sind für kurzgeschlossene Sensorflächen stärker ausgeprägt wie für Flächen mit einer hohen Eingangsimpedanz. Daher führt Bahmeier [2] auch eine wirksame Fläche $A_{w,k}$ für kurzgeschlossene Sensorflächen ein, für die gilt:

$$A < A_w < A_{w,k} \quad (5.48)$$

Die „wirksame Fläche“ kommt unter Bezugnahme auf ein homogenes Plattenfeld zustande. Diese erlaubt die Ermittlung von Kalibrierfaktoren und die Beurteilung der Stärke der Verzerrung des homogenen Kalibrierfeldes durch die Einführung verschiedener Körper in eine Parallelplattenanordnung.

Neben dem Verhalten im homogenen Feld spielt bei Nahfeldmessungen die Beurteilung der Rückwirkung für inhomogene Felder eine wichtige Rolle. Ebenso hängt die wirksame Fläche von den verschiedenen Einfallswinkeln der elektrischen Felder ab. Daher soll

im nächsten Kapitel die oben gegebene Definition etwas erweitert und verallgemeinert werden.

	Empfangsantenne	Sensor
Sensierendes Element	Stabantenne (Mono- oder Dipolantenne)	Sensorfläche (Parallelplatten- oder sphärische kapazitive Sensoren)
induzierte Spannung	$U_m = l_w \vec{E}_h$	$U_m = d_w \frac{R_L}{R_L + \frac{1}{j\omega C_S}} \vec{E}_h$ $U_m = d_w \vec{E}_h$ für $R_L \gg \frac{1}{\omega C_S}$ (hochohmige Belastung, d. h. Spannungsmessung) $U_m = j\omega \varepsilon A_w R_L \vec{E}_h$ für $R_L \ll \frac{1}{\omega C_S}$ (niederohmige Belastung, d. h. Strommessung)
	Stromverteilung	Flächenladungsverteilung
wirksame Länge	effektive Antennenlänge l_w $l_w = \frac{\lambda}{4} \frac{1 - \cos \beta_0 l}{\sin \beta_0 l}$ für gerade Antennen im antennenparallelen Feld mit $\beta_0 = \omega \sqrt{L'C'}$	$d_w = \frac{\varepsilon A_w}{C_{ges}}$
Zusammenhänge mit anderen typischen Größen	mit Antennengewinn: $l_w = G_k \frac{\lambda^2}{4\pi}$	
wirksame Fläche A_w	wirksame Antennenfläche: $A_w = \frac{l_w^2 Z_0}{4R_r}$	wirksame Fläche A_w
Impedanz im Théveninschen Ersatzschaltbild:	für eine kurze (d. h. $\beta_0 h \ll 1$) Dipolantenne: $Z_A(\omega) \approx \frac{1}{j\omega C_A} = -jZ_0 \frac{[\ln(\frac{h}{r_A}) - 1]}{\pi \beta_0 h}$ mit dem Radius des leitenden Dipolstabes r_A [3]	$Z_A(\omega) \approx \frac{1}{j\omega C_S}$
Rückwirkung	Sekundärstrahlung (Rückstreuung)	Feldverzerrung (Rückwirkung)
Rauschfeldstärke	$E_n^2 = \frac{U_{0n}^2}{l_w^2} = p^2 \frac{4kTF_{Sys} \Delta f R_A}{l_w^2}$; $p = 2$ für Monopol; $p=1$ für Dipol	

Tab. 5.3: Vergleich von charakteristischen Größen von Antennen und kapazitiven Feldsensoren

5.1.4 Feldüberhöhungsfaktoren und Oberflächenladungsdichte

Analog den Betrachtungen zur elektrischen Feldverzerrung durch den menschlichen Körper (Kap. 3) verändert der Sensorkörper selbst ebenfalls das elektrische Feld. Dies kann analytisch auf ähnliche Weise behandelt werden. So ist die maximale Feldstärke im Zenit

des Sensorkörpers um den Faktor f gegenüber der ungestörten Feldstärke E_o überhöht:

$$E_{\max} = f E_o \quad (5.49)$$

Für eine ungeladene Kugel, Halbkugel und Zylinder ist die influenzierte Oberflächenladungsdichte

$$\sigma_s = \varepsilon_0 E_{\max} \cos \vartheta \quad (5.50)$$

nur vom Höhenwinkel ϑ abhängig. Ladungsumverteilungen durch das Wechselfeld erzeugen die Oberflächenstromdichte

$$J_s = \frac{d\sigma_s}{dt}. \quad (5.51)$$

Zur Berechnung des Feldüberhöhungsfaktors f kann wieder Gl. 3.55 auf S. 58 angewendet werden:

$$f = \frac{2}{a \cdot b \cdot c \cdot F_\lambda} = \frac{2}{a \cdot b \cdot c \cdot \int_0^\infty \frac{du}{(c^2+u)\sqrt{(a^2+u)(b^2+u)(c^2+u)}}} \quad (5.52)$$

Für ein Rotationsellipsoid mit den Halbachsen $a = b$ und $c > a$ ist es möglich, das spezielle elliptische Integral F_λ mit elementaren Funktionen auszudrücken ([4] S. 189). Nach einiger Umrechnung ergibt sich der Überhöhungsfaktor zu:

$$f = \frac{1}{\alpha^2 - 1} \frac{1}{\alpha \operatorname{arccoth} \alpha - 1} = \frac{1}{\alpha^2 - 1} \frac{1}{\frac{\alpha}{2} \ln \left(\frac{\alpha+1}{\alpha-1} \right) - 1} \quad (5.53)$$

mit

$$\alpha = \frac{c}{\sqrt{c^2 - a^2}} \quad (5.54)$$

Der Sensorkopf des Dosimeters (Halbkugel mit Zylinderdose) kann mit dem speziellen Rotationsellipsoid $c = 1,5 a$ nachgebildet werden. Hieraus resultiert ein Feldüberhöhungsfaktor von $f = 4,292187$.

5.1.5 Isotropie von Feldsonden

Isotropie (Richtungsunabhängigkeit) von Feldsonden liegt vor, wenn die Meßsignale $|U_m|_{i=x,y,z}$ der quadrierten Feldstärkekomponente aus den drei Raumrichtungen x, y und z aufsummiert eine konstante Größe ergeben, unabhängig davon, wie die Sonde gedreht wird [3].

$$\sum_{i=1}^n |U_m|_i = C \sum_{i=1}^n |E_i|^2 = \text{const} \quad (5.55)$$

5.2 Spärliche kapazitive Sensoren und deren Segmentierung

Für elektrische Felder, deren Einfallrichtung im voraus unbekannt ist, besitzt die Kugel bezüglich der Feldrückwirkung die günstigste Geometrie. Eine für minimale Rückwirkung

optimierte Sensorform (Gesamtanordnung) und Segmentierung (Anordnung von Sensorflächen) erfordert Gleichungen zur Berechnung der „wirksamen Fläche“, die Kenntnis der Potentialverläufe und die Lösung der Laplace-Gleichung in krummlinigen Koordinatensystemen. Ziel dieses Kapitels sind analytische Berechnungen und Untersuchungen verschiedener Sensorformen und Segmentierungsmöglichkeiten einer Kugel, Halbkugel und Kugelkappe.

5.2.1 Einflußfaktoren: Form, Ladung und Potentialverhältnisse

Feldtyp	Anordnung	Meßgröße	physikalischer Zusammenhang
elektrostatisches Feld	Elektrostatischer Wandler („Feldmühle“)	Strom durch erzwungene Änderung des elektrischen Flußes	$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{d}{dt} \iint_A \vec{D} \cdot d\vec{a} = \frac{dA}{dt} \epsilon E$
elektrische Wechselfelder (NF)	Spannungsmessung zwischen zwei Punkten oder Äquipotentialflächen	Potentialdifferenz	$U = V_2 - V_1 = d E$
elektrische Wechselfelder (NF)	Strommessung zwischen leitenden Flächen	Influenzierter Strom	$I = \omega A \epsilon E$

Tab. 5.4: Prinzipien zur Erfassung des elektrischen Feldes E mit Hilfe von kapazitiven Sensoren und physikalische Zusammenhänge zwischen Meßgröße und E -Feld

5.2.2 Optimierungskriterien

Grundsätzlich gibt es verschiedene Kriterien nach denen die Sensoranordnung ausgelegt werden kann. Der Entwickler wünscht sich beispielsweise ein großes Sensorvolumen, um die Sensorelektronik und Stromversorgung bequem innerhalb des Sensors unterbringen zu können. Andererseits steht natürlich einem großen Volumen eine für den Nutzer des Meßsystems unerwünschte Sperrigkeit und in der Regel ein größeres Gewicht entgegen. Aus der Sicht des Trägers ist das Sensorvolumen also zu minimieren, von der technischen Seite her zu maximieren. Ein ähnlich kontroverser Parameter ist die Sensorfläche. Da bei einem kapazitiven Sensor die Sensorfläche direkt in die Sensitivität eingeht, ist die Fläche zu maximieren. Andererseits verzerren große kapazitive Feldsonden das zu messende Feld stark. Dies bringt insbesondere bei inhomogenen Feldern wie dem Nahfeld in Körpernähe ein schwer abschätzbarer Meßfehler mit sich. Daher sollte im Interesse einer hinreichend guten Meßgenauigkeit die Sensoren möglichst kleine Abmessungen besitzen. Bei der Entscheidung, die Verzerrung zu minimieren, spielten folgende Überlegungen eine Rolle:

1. Die Sensitivitätseinbußen durch die Verkleinerung des Sensors können durch entsprechende elektronische Schaltungstechnik und rauscharme Verstärker wieder teilweise

ausgeglichen werden. Natürlich bestehen hier technologische Grenzen, die beachtet werden müssen.

2. Dem Raumverlust durch die Verkleinerung des Volumens kann durch eine hohe Packungsdichte, Integration und Anwendung von Techniken der Miniaturisierung entgegengewirkt werden.
3. Der Forderung nach minimaler Rückwirkung (Verzerrung) kann - neben der schon beschriebenen Potentialfreiheit des Sensors - durch Wahl einer günstigen Form, kleinen Sensorabmessungen entsprochen werden. Die Stärke und Richtung des rückwirkenden Feldes kann außerdem noch durch eine entsprechende Segmentierung und eine hochohmige Beschaltung der Sensorelektrodenflächen beeinflusst werden. Diese Kriterien bestimmen maßgeblich die Meßgenauigkeit des Systems.

5.2.2.1 Minimale Verzerrung (Rückwirkung)

Um die Rückwirkung minimieren zu können, muß diese zuerst definiert werden. Ursache der Rückwirkung ist die Verzerrung des elektrischen Feldes durch das Einführen eines geladenen oder ungeladenen Körpers in das zu messende Feld. Als Maß für die minimale Verzerrung kann beispielsweise die auf die maximale Querschnittsfläche bezogene sogenannte „wirksame Fläche“ herangezogen werden. Weiterhin sind wegen der Feldüberhöhung Kanten und Ecken bei der Sensorgeometrie zu vermeiden. In Tabelle 5.5 sind verschiedene Sensorgeometrien mit ihren Feldüberhöhungen, effektiven Wirkungsflächen und Volumina aufgelistet.

Sensorform	Oberfläche F (Sensitivität)	Volumen V	„wirksame Fläche“ A_w	Feldüberhöhungsfaktor
Kreisfläche mit Radius $a = r$	πr^2	0	πr^2	1
Zylinder mit Radius $a = r$ und der Höhe $h = 2r$	$6 \pi r^2$	$2 \pi r^3$		2 (radial)
Innenwürfel mit Kantenlänge $a = \sqrt{2} r$	$18 \pi r^2$	$2 \sqrt{2} r^3$	$4,23 \cdot 2 r^2$	4,23
Halbkugel mit Radius $a = r$	$2 \pi r^2$	$\frac{2}{3} \pi r^3$	$\approx 3 \cdot \pi r^2$	3
Kugel mit Radius $a = r$	$4 \pi r^2$	$\frac{4}{3} \pi r^3$	$3 \cdot \pi r^2$	3
Außenwürfel mit Kantenlänge $a = 2 r$	$24 \pi r^2$	$8 r^3$	$4,23 \cdot 4 r^2$	4,23

Tab. 5.5: Optimierungskriterien einfacher Sensorformen; die sog. „wirksame Fläche“ ist ein Maß für die Feldverzerrung (Anmerkung: Das Näherungszeichen bedeutet unter Vernachlässigung der Randverzerrungen)

5.2.3 Konfigurierung der Sensorelektrodenflächen

Über systematische Untersuchungen dreiachsiger Anordnungen von Sensorflächen für kapazitive elektrische Feldstärkesensoren liegen nur wenige wissenschaftliche Arbeiten vor. Für zylindrische und kugelförmige nach dem „Feldmühlenprinzip“ arbeitende elektrostatische Wandler wurden solche Untersuchungen von einigen russischen Wissenschaftlern [1] durchgeführt. Diese Arbeiten sind deshalb von Interesse, da dort von den sonst allgemein üblichen orthogonalen Sensorachsen abgegangen wird. Weiterhin gibt es einige Betrachtungen und numerische Berechnungen zu diversen entarteten Dipolsondenformen wie in [15]. Die Segmentierung kapazitiver kugelförmiger Sonden wurde in [16] behandelt. Für kapazitive Halbkugelsonden sind keine Arbeiten zum Thema Segmentierung bekannt.

In den folgenden zwei Abschnitten werden einige Ergebnisse obiger Arbeiten zusammengefasst, um hieraus wichtige Kriterien und Schlüsse für die Konfigurierung der Halbkugel-segmente abzuleiten.

5.2.3.1 Zylinderkonfigurationen

Elektrostatische Wandler Elektrische Felder können durch Messung der auf einem Leiter influenzierten Ladung bestimmt werden. Um Gleichfelder zu messen, muß durch mechanische Rotation einer Abschirmfläche (Flügelrad) ein periodischer Ladungswechsel hervorgerufen werden. Dieser Ladungswechsel kann über einen Widerstand als Stromfluß gemessen werden. Das Funktionsprinzip eines solchen elektrostatischen Generators (sog. „Feldmühle“ oder „Kapazitätsmaschine“) ist in Abbildung 5.4 zusammen mit einem dreiachsigen zylindrischen Wandler zu sehen.

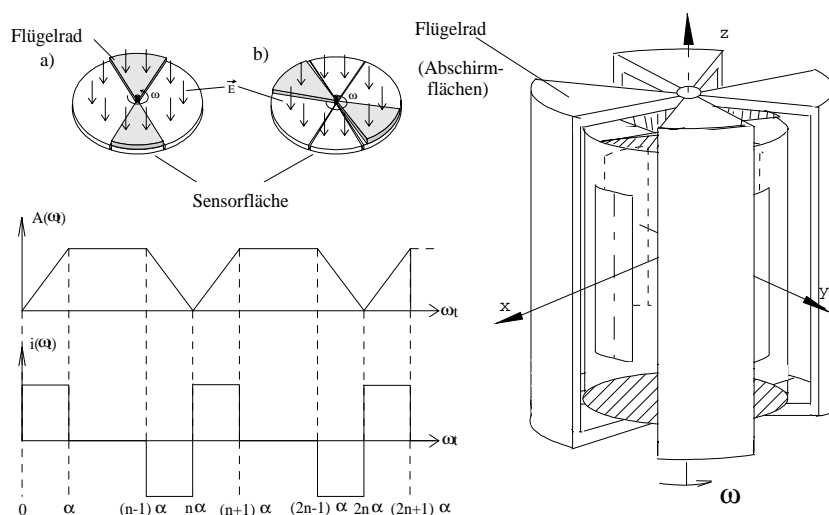


Abb. 5.4: Funktionsprinzip einer Feldmühle und Flügelrad (Rotorflächen) für einen Zylinder als Sensor (Modulator) zur Erfassung der Vektorkomponenten eines räumlichen elektrostatischen Feldes

Für Wechselfelder ab Frequenzen von einigen Hz kann auf die mechanische Rotation von Abschirmflächen verzichtet werden, da der Ladungswechsel durch die Änderung des Feldes geschieht und nicht wie bei rein statischen Feldern erzwungen werden muß. Die

mechanische Rotation der Abschirmflächen ist aus energetischer Sicht schwierig mit einem batteriebetriebenen Meßsystem zu realisieren. Daher wurde auf die Messung von rein statischen Feldern verzichtet.

Bemerkenswert am Wandlertyp in Abbildung 5.5 c) ist, daß die Achsen der Sensorflächen kein orthogonales System mehr bilden. Die Zerlegung in die kartesischen Vektorkomponenten muß daher von der Auswerteelektronik geleistet werden (Hardware oder Softwarelösung). Mit der Einführung von zusätzlichen Hilfselektrodenflächen können Korrekturen vorgenommen werden oder zusätzlich das Wandlerpotential gemessen werden.

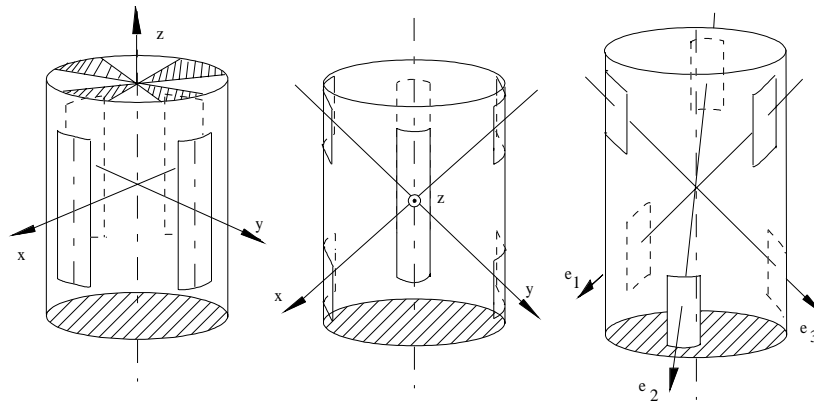


Abb. 5.5: Drei verschiedene Anordnungen von Sensorflächen („Konzentrator“) für eine dreiaxige Feldmühle: a) die z -Achse des Koordinatensystems stimmt mit der Zylinderachse überein, b) die z -Achse steht senkrecht zur Zylinderachse und c) die Zylinderachse stimmt mit der Linie $x=y=z$ überein (nach [1]).

Zylindersonde für veränderliche Felder Die Konstruktionsprinzipien elektrostatischer Wandler (auch „Konzentratoren“ genannt) unterscheiden sich etwas gegenüber „passiven“ Wandlern (Sonden) zur Messung von Wechselfeldern. So braucht beispielsweise die Fläche des Wandlers in Abbildung 5.5a) in z -Richtung beim Vorliegen von Wechselfeldern nicht mehr unterteilt zu werden. Diese Prinzipien werden in Tab. 5.6 gegenübergestellt.

5.2.3.2 Kugelkonfigurationen

Elektrostatische Wandler Analoge Konstruktionsprinzipien wie bei den zylindrischen Anordnungen wurden den in Abbildung 5.6 dargestellten kugelförmigen Wandlern zugrundegelegt.

Die verschiedenen Konstruktions- und Segmentierungsmöglichkeiten von elektrostatischen Wandlern sind hier keineswegs erschöpfend dargestellt. So sind beispielsweise hier nur schalenförmige Abschirmungen betrachtet worden. Grundsätzlich denkbar wären jedoch ebenfalls beliebig geformte punkt- und achsensymmetrische Schlitze in rotierenden Abschirmblechen mit entsprechenden Sensorflächen. Ferner können weitere Freiheitsgrade gewonnen werden, indem mehrschalige Abschirmflächen verwendet werden, die sich zudem noch in einer kardanischen Halterung drehen könnten.

	Elektrostatischer Wandler	Sonde für Wechselfelder
Symmetriebedingungen für die Sensorflächen	Punkt- und Achsensymmetrie der Erzeugenden einer Fläche zur Achse der Sensorfläche (Mittelpunkt)	Punkt- und Achsensymmetrie der Erzeugenden einer Fläche zur Achse der Sensorfläche (Mittelpunkt)
Unterteilung der Sensorflächen	Sensorflächen, die eine Sensorflächenachse parallel zur Rotationsachse haben, müssen unterteilt werden.	eine Unterteilung ist nicht erforderlich, jedoch unter Umständen sinnvoll (Einführen von ausgesparten Korrekturflächen zur Verbesserung des Meßfehlers für Nahfeldmessungen)
Lage des Bezugspunktes des Wandlerpotentials	Wandlerzentrum	Wandlerzentrum, eingeführte Masseelektroden
Ursache der Änderung der influenzierten Ladungsverteilung	Mechanische Bewegung (Rotation oder Translation)	zeitliche Änderung des Feldes
Parameter, die die Meßempfindlichkeit bestimmen	influenzierte Fläche, Umdrehungszahl der Abschirmung; daher Maximierung der Fläche oder Erhöhung der Umdrehungszahl	influenzierte Fläche; daher Forderung: Maximierung der Fläche

Tab. 5.6: Konstruktionsprinzipien elektrostatischer Wandler und Sonden für Wechselfelder

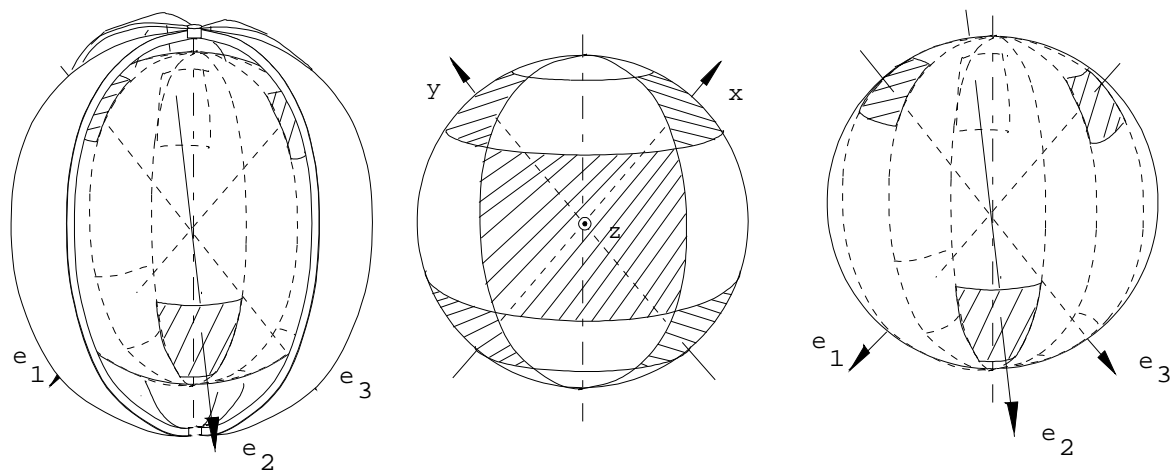


Abb. 5.6: Kugelförmige elektrostatische Wandler mit in drei Richtungen ausgerichteten Sensorflächen. Die entsprechenden Rotorschalen als Abschirmflächen (Flügelrad) bestehen aus sich um die Rotationsachse drehenden Zweieckpaaren. Wandlertypen wie in a) benötigen 2^n Abschirmpaare, Wandlertypen wie in b) eine Anzahl, welche durch drei teilbar ist (in Anlehnung an [1]).

Kugelsonden für veränderliche Felder Eine ähnliche Mannigfaltigkeit herrscht bei den Segmentierungsmöglichkeiten von kapazitiven Kugelsonden für Wechselfelder. Bisher wurden kreisförmige und kugelviereckförmige Meßflächen mit und ohne ausgesparte Korrekturflächen näher untersucht [16] (Abb. 5.7 und 5.8).

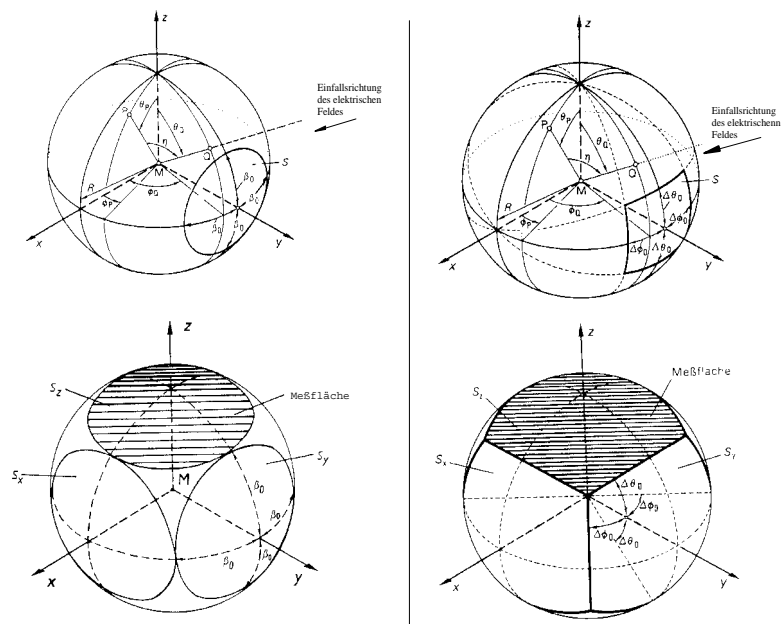


Abb. 5.7: Kugel im Homogenfeld mit kreisförmiger und kugelviereckförmigen Sensorflächen (nach [16])

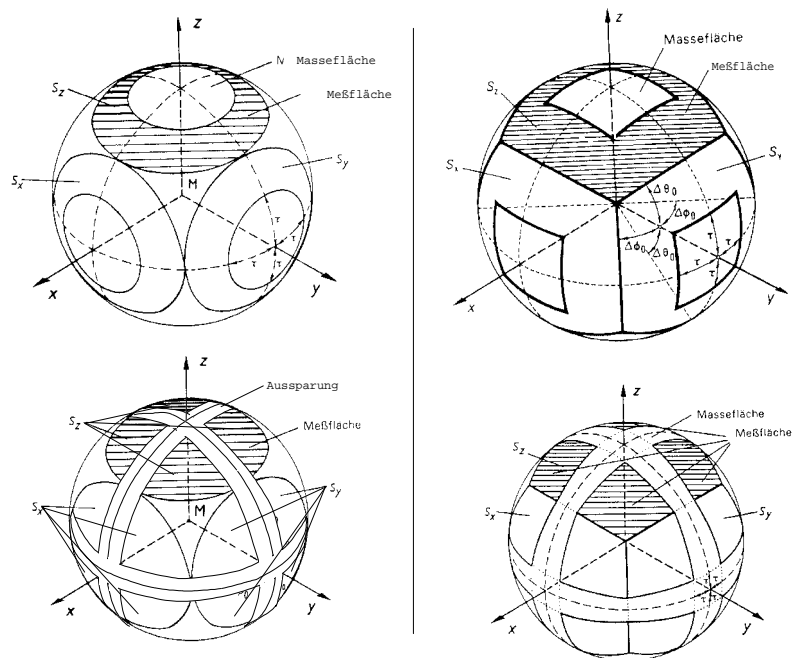


Abb. 5.8: Kugelfeldsonde mit kreisförmigen und kugelviereckförmigen Meßflächen. Unten sind die entsprechenden Fälle mit kreuzförmig ausgesparten Korrekturfächen zu sehen (nach [16]; Feldsonde unten links in modifizierter Form).

5.2.3.3 Halbkugelkonfiguration

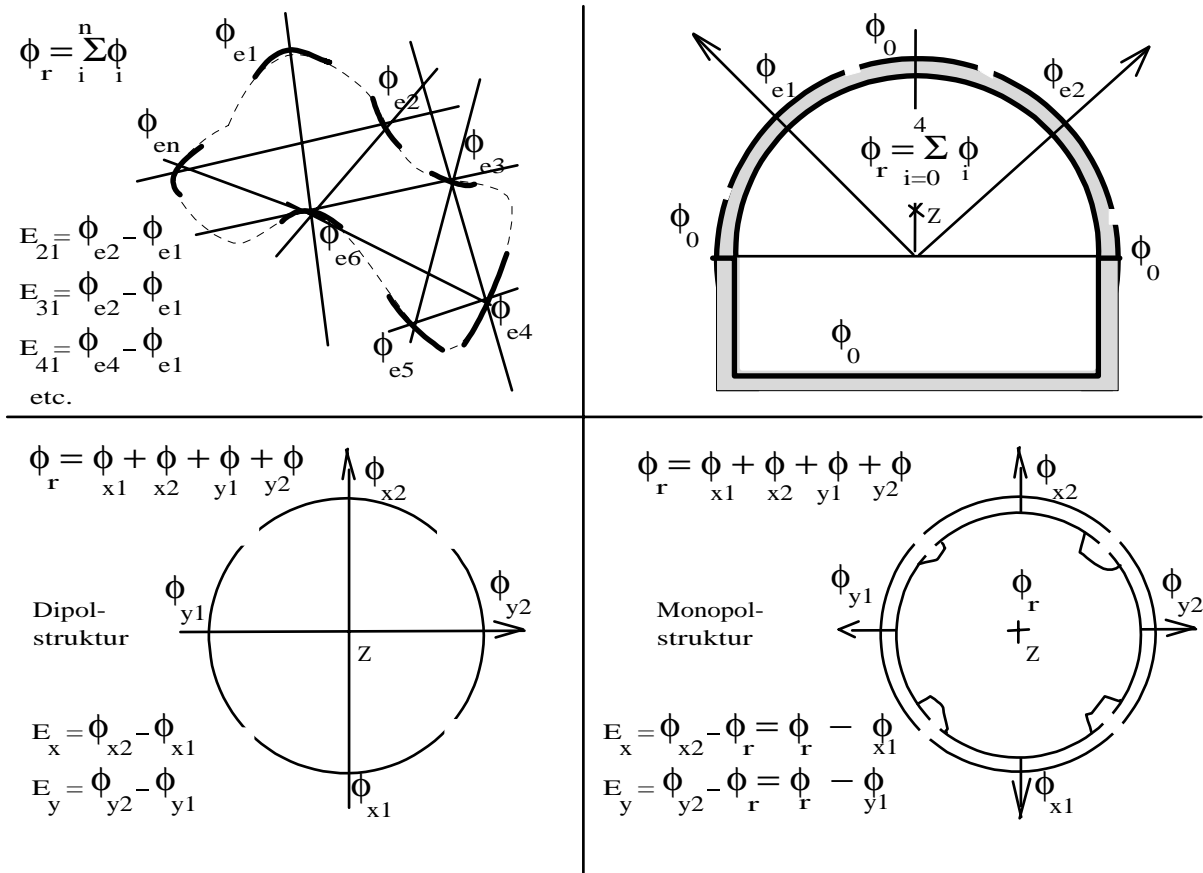


Abb. 5.9: Konstruktionsprinzipien für E-Feldsonden: links oben: Allgemeiner Körper mit n leitfähigen sensierenden Elementen ohne besondere Symmetriebedingungen; links unten: Schnitt durch Zylinder- oder Kugelsonde, Symmetrie zu einem kartesischen Koordinatensystem, Dipolstruktur; rechts unten: Kugel- oder Zylindersonde mit Monopolstruktur und redundanter Felderfassung; rechts oben: Monopolstruktur einer Kugelhalbschale, Elektroden in Dreibeikonfiguration (Anordnung des Sensorkopfs von INPEDO)

Konstruktion der Halbkugelsonde Wie anhand von Abb. 5.9 ersichtlich ist, muß streng zwischen einer elektrischen Feld- und Potentialmessung unterschieden werden. Für eine Feldintensitätsmessung wird die **Potentialdifferenz** zwischen jeweils einem leitfähigen Elektrodenpaar ausgewertet, gemäß

$$\vec{E}_{12} = -grad \Phi = (\Phi_2 - \Phi_1) \cdot \vec{e}_{12}. \tag{5.56}$$

Die elektrische Feldkomponente wird entlang der Verbindungslinie zwischen den Elektroden bestimmt. Im allgemeinen Fall, falls keinerlei Symmetriebedingungen an den Sensorkörper gestellt werden, ist die Richtung der Verbindungslinie nicht identisch mit der Richtung der maximalen Sensitivität der sensierenden Fläche. Die Bestimmung des Sondenpotentials (Referenzpotential) geschieht durch **Summenbildung der Potentiale** über alle rund um den Sensorkörper verteilte sensierenden Elemente:

$$\Phi_r = \sum_{\hat{i}=0}^n \Phi_i \quad (5.57)$$

Bei einer potentialfreien Sonde ist dies dasjenige Potential, das Feld im Sondenzentrum (Referenzpunkt) Z geherrscht hat, bevor die Sonde in das Feld eingeführt wurde. In ?? wird nachgewiesen, daß mittels einer geschickten Kommutation der Sensorflächen mit einem Gerät sowohl eine Potential-, als auch eine Feldintensitätsmessung möglich ist.

Zur räumlichen Erfassung der Vektorkomponente ist es vorteilhaft, die Sensorflächen symmetrisch nach den Koordinatenachsen auszurichten. Dies kann in **Dipol- oder Monopolstruktur** geschehen (Abb. 5.9 unten links und rechts). Der Vorteil von Dipolanordnungen liegt in einer größeren Sensitivität wegen des maximal möglichen Sensorflächenabstandes. Der Nachteil besteht in der geringeren Kapazität der Dipolanordnung und damit dem Problem, schwieriger eine geringe untere Grenzfrequenz zu erreichen (vgl. Gl. 5.66 S. 113). Konstruktiv muß außerdem Sorge getragen werden, daß beide Sensorflächen freiliegen. Dies ist für eine Sonde für ungestörte Messungen (Feldstärkemeßgerät) ohne weiteres mit symmetrischen Vollkörpern (Zylinder, Kugel, Quader) erreichbar. Wird jedoch ein Pol einer Dipolanordnung, wie dies bei einem am Körper anliegenden Dosimeter der Fall zwangsläufig ist, abgedeckt, so entsteht eine monopolähnliche Struktur. Hier ist es vorteilhafter gleich mit einer Monopolstruktur zu arbeiten. Die entstehende Redundanz, welche im Spiegelungsprinzip seine Ursache hat, kann dergestalt ausgenützt werden, daß eine Hälfte des Volumenkörpers entfallen kann. Auf diese Weise gelangt man zur Halbkugel. Um mit einer Halbkugel alle drei Vektorkomponenten des Raumes aufzunehmen wird bei dem Sensorkopf des Meßsystems INPEDO mit einer Dreibeinkonfiguration gemessen. Um den Aufbau der Sonde zunächst so einfach wie möglich zu gestalten, wurde auf eine Optimierung mit Hilfselektroden (potentialerfassende Elemente zwischen den die Feldstärkekomponente sensierende Elemente und Korrektorelektroden) verzichtet. Im Rahmen dieser Arbeit wurde davon ausgegangen, daß sich durch die Potentialfreiheit der Sonde als Referenzpotential in guter Näherung

$$\Phi_r = \sum_{i=1}^3 \Phi_{ei} \simeq \Phi_0 \quad (5.58)$$

einstellt. Die elektrischen Feldstärkekomponenten entlang der Dreibeinachsen ermitteln sich daher einfach zu:

$$\begin{aligned} E_{e1} &= \text{grad } \Phi = \Phi_{e1} - \Phi_r = \Phi_{e1} - \Phi_0, \\ E_{e2} &= \Phi_{e2} - \Phi_r = \Phi_{e2} - \Phi_0, \\ E_{e3} &= \Phi_{e3} - \Phi_r = \Phi_{e3} - \Phi_0. \end{aligned}$$

Kapazität einer Kugelkappe Die Sensorkapazität einer Kugelkappe C_S , bestehend aus zwei konzentrischen Kugelschalen mit den Radii r_a und r_i und dem Raumwinkel Θ , berechnet sich nach folgender Beziehung:

$$C_S = \epsilon \frac{r_a r_i}{r_a - r_i} \Theta = \epsilon \frac{r_a r_i}{d} \Theta \quad (5.59)$$

Spezialfälle:

Kugel: $\Theta = 4\pi$

Halbkugel: $\Theta = 2\pi$

Ausgedrückt mit der Höhe h_{cap} der Kugelkappe lautet die Gleichung 5.59 zur Bestimmung der Sensorkapazität:

$$C_S = 2\epsilon \frac{r_a r_i}{d} \arccos \left(1 - \frac{h_{cap}}{r_a} \right) \approx 2\epsilon \frac{r^2}{d} \arccos \left(1 - \frac{h_{cap}}{r} \right) \quad (5.60)$$

Manchmal läßt sich die Höhe h_{cap} einer Kugelkappenkapazität schwierig messen, wenn diese Teil eines Sensorsystems ist. Daher ist es nützlich die Kugelkappenkapazität C_s abhängig vom Kleinkreisradius $r_{cap} = r_a \sin \frac{\Theta}{2}$ zu kennen. Auflösung nach dem Raumwinkel $\Theta = 2 \arcsin \left(\frac{r_{cap}}{r_a} \right)$ und einsetzen in Gl. 5.59 liefert:

$$C_S = 2\epsilon \frac{r_a r_i}{d} \arcsin \left(\frac{r_{cap}}{r_a} \right) \approx 2\epsilon \frac{r_K^2}{d} \arcsin \left(\frac{r_{cap}}{r_K} \right) \quad (5.61)$$

Beispielsweise ergibt sich die Kugelkappenkapazität für ein Kugelschalenradius $r_k = 40$ mm und ein Kappenradius von $r_{cap} = 25$ mm bei einem Kugelschalenabstand von $d = 1$ mm und $\epsilon_r = 2$ eine Kapazität von 38,26 pF.

Kugelschalenabstand der Sensorflächen Das elektrische Wechselfeld induziert auf einer Fläche A eine der elektrischen Oberflächenfeldstärke E_a proportionale Ladungsmenge Q :

$$Q = \iint_A \vec{D}_a \, d\vec{a} = \epsilon \iint_A \vec{E}_a \, d\vec{a} \quad (5.62)$$

Wird die Fläche A und die Feldstärke als fest gegeben vorausgesetzt, so ist auch das Verhältnis der erzeugten Ladung zur Fläche ebenfalls eine Unveränderliche. Die Meßspannung U_m eines flachen kapazitiven Sensors hängt nun nur noch vom Kugelschalenabstand d ab und steht im reziproken Verhältnis zur relativen Dielektrizitätszahl zwischen den Platten ϵ_r :

$$U_m = \frac{Q}{C_S} = \frac{Q}{\underbrace{\epsilon_o A}_{=const}} \frac{d}{\epsilon_r} \quad (5.63)$$

Für eine dünnwandige doppelbeschichtete Kugelkappe ergibt sich die Meßspannung mit Gleichung 5.61 zu:

$$U_m = \frac{Q}{C_S} = \frac{Q}{2\epsilon_o r^2 \arcsin \left(\frac{r_{cap}}{r} \right)} \frac{d}{\epsilon_r} \quad (5.64)$$

Auch hier bestimmt der Plattenabstand die Sensitivität des Sensors. Aus der Sicht der Sensitivität ist der Abstand d zu maximieren, das Dielektrikum ϵ_r zu minimieren. Allerdings sinkt bei steigendem Plattenabstand die Sensorkapazität gegenüber der Größe der parasitären Dach- und Streukapazitäten. Die Abschätzung dieser parasitären Kapazitäten ist Gegenstand von Abschnitt 5.2.4.3.

Weiterhin hängt die erreichbare untere Grenzfrequenz neben dem Eingangswiderstand R_M des Meßsystems von der Größe der Sensorkapazität C_S ab:

$$f_{g,u} = \frac{1}{2\pi R_M (C_S + C_M)} \quad (5.65)$$

Bei neueren CMOS-Operationsverstärkern wie dem LMC660 (National Semiconductor) ist der Eingangswiderstand größer als $1 \text{ T}\Omega$ und die Eingangskapazität ca. $C_M \approx 10 \text{ pF}$. Der ohmsche Eingangswiderstand R_{ein} des Operationsverstärkers kann gegenüber den parasitären Eingangswiderständen und den Widerständen der Eingangsbeschaltung vernachlässigt werden. Bei einer geforderten unteren Grenzfrequenz $f_{g,u}$ von 5 Hz muß die Sensorkapazität C_s mindestens $C_{s,\text{min}}$ betragen.

$$C_{s,\text{min}} = \frac{1}{2\pi f_{g,u} R_M} - C_M \quad (5.66)$$

Mit Gleichungen 5.61 und 5.66 läßt sich der maximale Schalenabstand d_{max} gewinnen.

$$d_{\text{max}} = 2\varepsilon \frac{r^2}{\frac{1}{\omega_{g,u} R_M} - C_M} \arcsin\left(\frac{r_{\text{cap}}}{r}\right) \quad (5.67)$$

Für die in Tabelle 5.7 berechneten Dimensionierungsgrößen wurde als Dielektrikum ein Wert von $\varepsilon_r = 2$ angenommen. Die entsprechenden Dielektrizitätswerte und elektrischen Eigenschaften einiger wichtiger technischer Kunststoffe können der Tabelle A.1 entnommen werden.

R_M	$C_{S,\text{min}}$	d_{max}
$100\text{M}\Omega$	308 pF	$0,12 \text{ mm}$
$1 \text{ G}\Omega$	21 pF	$1,8 \text{ mm}$

Tab. 5.7: Wichtige Größen um eine untere Grenzfrequenz von 5 Hz zu erreichen: Eingangswiderstand, minimale Kugelkappenkapazität und maximaler Schalenabstand für $\varepsilon_r = 2$ (Polystyrol)

Basissystem des Sensors ("Dreibein") Zur Erfassung der drei räumlichen Vektorkomponenten des resultierenden elektrischen Feldvektors muß die Feldstärke in mindestens drei Richtungen gemessen werden. Bei segmentierten Vollkugelsonden war es bisher immer üblich, den resultierenden elektrischen Feldvektor aus einem System von drei orthogonalen (in der Regel karthesischen) Basisvektoren zu gewinnen. Ein geeignetes Basissystem bildet ein "Dreibein" (d. h. Dimension $n=3$) im Rechtssystem, bestehend aus drei linear unabhängigen Vektoren $(\vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$. Jeder dieser Vektoren schließt mit \vec{e}_z (z- bzw. Rotationsachse) einen Winkel θ ein. Dieses "Dreibein"-Basissystem $(0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3)$ läßt sich aus dem gewohnten karthesische Rechtssystem $(0, \vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z)$, bestehend aus den orthogonalen Einheitsvektoren $(\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z)$ folgendermaßen gewinnen:

$$\vec{e}_1 = \begin{pmatrix} \sin \theta \\ 0 \\ \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{e}_x \\ \vec{e}_y \\ \vec{e}_z \end{pmatrix}, \quad \vec{e}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} \sin \theta \\ \frac{1}{2} \sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{e}_x \\ \vec{e}_y \\ \vec{e}_z \end{pmatrix}, \quad \vec{e}_3 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2} \sin \theta \\ -\frac{1}{2} \sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{e}_x \\ \vec{e}_y \\ \vec{e}_z \end{pmatrix} \quad (5.68)$$

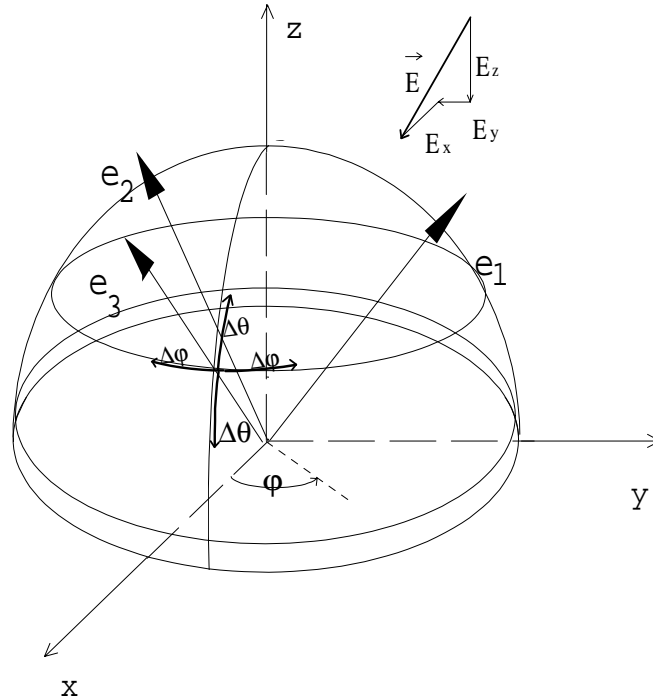


Abb. 5.10: Dreibein als Basissystem zur Erfassung der Vektorkomponenten mit einem Halbkugelsensor

Bei Variation des Höhenwinkels θ im Bereich von 0 bis $\frac{\pi}{2}$ (über der Halbkugel) ergeben sich folgende Spezialfälle:

$\theta = 0$: Das "Dreibein" entartet zu einer Linie auf der z-Achse (Dimension $n=1$); die Vektoren spannen keinen Raum mehr auf (linear abhängige Vektoren, Einheitsvektoren sind identisch). Mit dieser Anordnung ist es nicht möglich, die Vektorkomponenten zu erfassen. Dieser Fall muß daher ausgeschlossen werden.

$\theta = \arcsin\left(\frac{1}{3}\sqrt{6}\right)$: Das Dreibein bildet ein orthogonales System. Dieser Fall findet bei Anordnung von kurzen Dipolen (lineare Dipolantennen) bereits Anwendung [3]. Bei monopolen kapazitiven Sensorflächen auf Halbkugeln und Kugelkappen ist der Gebrauch hiervon jedoch neu.

$\theta = \frac{\pi}{3}$: Die "Flächenneutrale" der Halbkugel wird durchstoßen, d. h. Fläche ober- und unterhalb der Breitenlinie $\theta = \frac{\pi}{3}$ sind gleich groß.

$\theta = \arccos\left(\frac{1}{2} - \frac{h_1}{r}\right)$: Das Dreibein durchstößt die "Flächenneutrale" bei Vorhandensein einer Polkappe mit der Höhe h_1 als Aussparung

$\theta = \frac{\pi}{2}$: Die Vektoren des Dreibeins spannen die x-y-Ebene (Dimension $n=2$) auf und sind nicht mehr linear unabhängig. Dieser Fall muß ebenfalls ausgeschlossen werden.

Um dem Mikrocontrollersystem (Datenlogger) eine einfachere Umrechnung ins kartesische Koordinatensystem zu ermöglichen, wurde bei der Realisierung dem orthogonalen Fall den Vorzug gegeben.

5.2.4 Isolationsspalt

Für die Dimensionierung der Isolationsspaltbreite zwischen den Sensorflächen müssen folgende Punkte Beachtung finden:

1. Ein Ineinandergreifen der Randstörungen bewirkt ein Übersprechen (starke Querempfindlichkeit). Um diese Beeinflussung zu verhindern, muß ein minimaler Isolationsabstand von $\frac{4d}{\pi}$ eingehalten werden. Dies zeigen Ergebnisse der analytischen Berechnungen in Abschnitt 5.2.4.1.
2. Einer gegenseitigen Beeinflussung durch die Streu- bzw. Dachkapazitäten der Sensorflächen muß durch einen ausreichend großen Isolationsabstand entgegengewirkt werden.
3. Eine Vergrößerung der Spaltbreite der Isolationsnaht bewirkt zwangsläufig eine Reduzierung der zur Verfügung stehenden sensitiven Fläche. Daher sollte diese Ausparung nicht zu groß gewählt werden.

5.2.4.1 Randstörungen der Sensorflächen

Die Randstörungen zwischen den sensitiven, sphärischen Flächen können in sehr guter Näherung durch das Randfeld zweier ebener Platten abgeschätzt werden. Für unendlich ausgedehnte Platten ist dies analytisch mit der Methode der konformen Abbildung möglich. Die Feld- und Potentiallinien dieser Plattenanordnung sind in Abbildung 5.11 dargestellt. Sie können mit der von Maxwell [13] gefundenen komplexen Funktion

$$\underline{z} = x + jy = \frac{d}{\pi} (\underline{w} + 1 + e^{\underline{w}}) \quad (5.69)$$

berechnet werden. Mit $\underline{w} = u + jv$ und $u = 0$ erhält man die Grenzfeldlinie des gestörten Randbereiches zu:

$$\underline{z} = \frac{d}{\pi} (1 + jv + e^{jv}) \quad (5.70)$$

Dargestellt als ebene Grenzkurve in parametrischer Form mit dem Parameter $v = -\pi \dots + \pi$ lautet diese:

$$x = \frac{d}{\pi} (1 + \cos v) \quad (5.71)$$

$$y = \frac{d}{\pi} (v + \sin v) \quad (5.72)$$

Die Grenzkurve (Grenzfeldlinie) des gestörten Randbereiches schneidet die x-Achse ($y=0$, $v=0$) bei $x = \frac{2d}{\pi}$. Die x-Achse ist gleichzeitig Symmetrieachse der Plattenanordnung und des Feldbildes. Daher darf nach der Spiegelungsmethode anstelle der x-Achse eine unendlich ausgedehnte leitende Platte auf Erdpotential orthogonal zur Abbildungsebene eingeführt werden. Hierdurch findet im ersten und zweiten Quadranten keine Änderung der Feldlinienverteilung statt. War die untere Platte vor Einführung geerdet, so wird zudem durch diese Maßnahme der dritte und vierte Quadrant feldfrei.

Bei der Nachbildung des sphärischen kapazitiven Feldsensors entspricht die eingeführte geerdete Platte der Massefläche innerhalb des Sensorkopfes. Die kugelförmige Gestalt

kann über eine weitere konforme Abbildung in den ebenen Plattenkondensator überführt werden (Abb. 5.11). Der dort eingezeichnete halbe Plattenabstand entspricht also dem vollen Abstand d der Monopolanordnung des sphärischen kapazitiven Sensors.

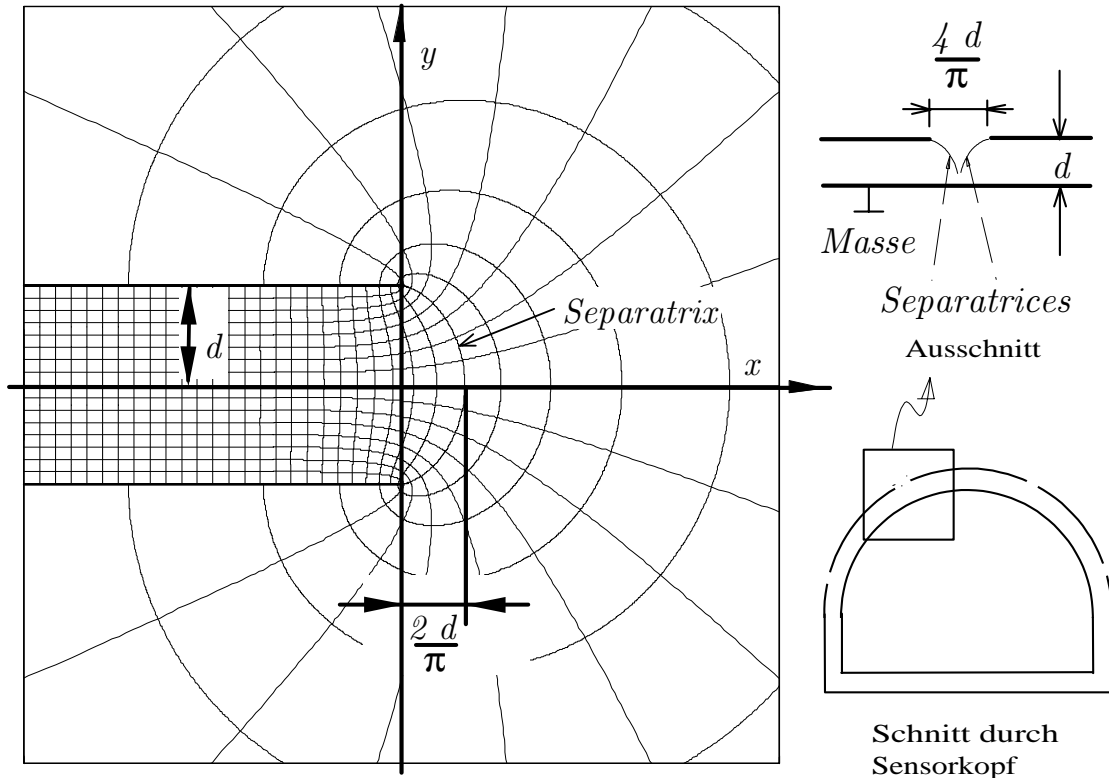


Abb. 5.11: Randstörungen eines Plattenkondensators. Die Kurven wurden über konforme Abbildung mit dem Ansatz von Maxwell erhalten. Die dazugehörige komplexe Funktion lautet: $z = \frac{d}{\pi} (w + 1 + e^w)$

5.2.4.2 Nichtsensitive Zwischenfläche (Ausparung)

Neben der Funktion der Trennung zweier Sensorflächen durch eine relativ schmale Isolationsnaht kann auch eine zusätzliche, nichtsensitive Zwischenfläche auf freiem oder festgelegten Potential eingefügt werden. Mit solchen Potentialkorrekturflächen können Verbesserungen bezüglich eines inhomogenen Feldes erzielt werden.

5.2.4.3 Dach- und Streukapazitäten, Spaltkapazitäten

Der Verlauf von Dach-, Streukapazitäten oder Spaltkapazitäten C_{Str} zwischen zwei Kugelhalbschalen oder auch näherungsweise für die größeren Kugelkappen der kreisförmigen Elektroden mit dem Separationsabstand a kann eine von [22] abgeleitete Formel angewendet werden. So ergibt sich für die Sensorkapazität einer Dipolsonde bestehend aus zwei

mit dem Isolationsabstand a separierten Halbkugeln:

$$\begin{aligned}
 C_{s,Dipol} &= C_{Str} = \pi \epsilon r \sum_{n_{ungerade}} \frac{n+1}{n} P_{n+1}(0) [P_{n+1}(x) - P_{n-1}(x)] \\
 &= \pi \epsilon r \sum_{i=0}^{\infty} \frac{2i+2}{2i+1} P_{2i+2}(0) [P_{2i+2}(x) - P_{2i}(x)]
 \end{aligned} \quad (5.73)$$

mit

P : Legendrefunktion 1. Ordnung

$$P_0(x) = 1$$

$$P_1(x) = x$$

$$P_{n+1}(x) = \frac{2n+1}{n+1} x P_{n+1}(0) [P_{n+1}(x) + P_{n-1}(x)]$$

a = Isolationsabstand

$$x = \frac{a}{2 \cdot r}$$

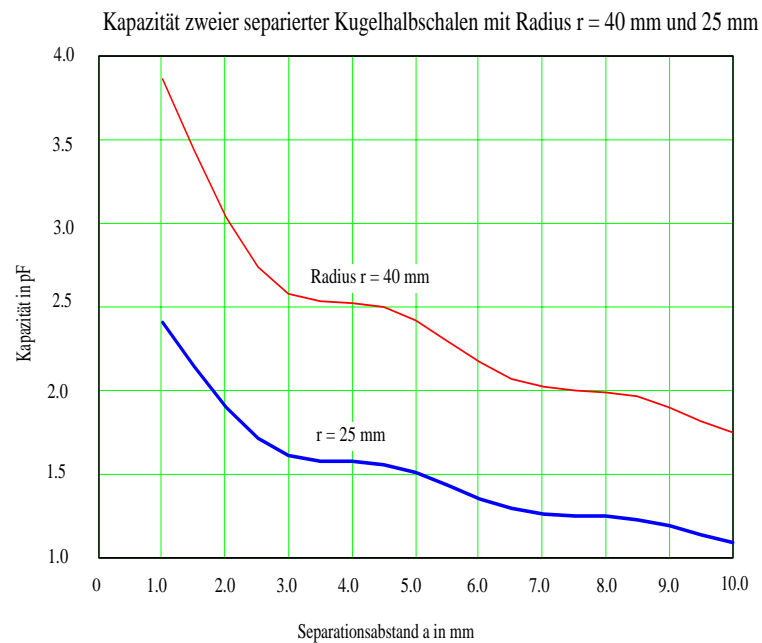


Abb. 5.12: Kapazität zweier im Abstand a separierter Kugelhalbschalen mit dem Radius $r = 40$ mm und $r = 25$ mm

Literatur

- [1] Aksel'rod V. S., Schervud L. Ja. (1989) Entwicklung eines Verfahrens zur Messung des Vektorbetrages der räumlichen elektrostatischen Feldstärke an Arbeitsplätzen von Bedienungspersonal in Hochspannungsanlagen, Empfehlungen der Wissenschaftlich-technischen Produktionsvereinigung "Variant", Leningrad 1989 (Russisch)
- [2] Bahmeier G. (1994) Feldsonden für Kalibrierzwecke und zur Bestimmung von Betrag und Richtung der elektrischen Feldstärke, VDI-Fortschrittsberichte, Reihe 8, Nr. 438, Düsseldorf
- [3] Bassen H., Smith G. (1983) Electric field probes - a review, IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 31, No. 5, p. 710 - 717
- [4] Bronstein I. N., Semendjajew K. A. (1985): Taschenbuch der Mathematik, 22. Auflage, BSB B. G. Teubner-Verlag, Leipzig
- [5] Buchholz H. (1957) Elektrische und magnetische Potentialfelder, Springer-Verlag, Berlin, S.199 - 233
- [6] Flügge S. (1958) Handbuch der Physik; Elektrische Felder und Wellen, Band XVI, Springer-Verlag, Berlin, S. 128 - 134
- [7] Glimm J. (1992) Feldsonden - Stand der Technik und aktuelle Probleme bei Feldmessungen - Vorträge des 103. PTB-Seminar, PTB-Bericht E-45, Braunschweig
- [8] Gorakhpurwalla H. et al. (1984) A spherical dipole probe system (SPDPS) for the measurement of electric fields from 30 Hz-1 MHz, IEEE National symposium on electromagnetic compatibility EMC, San Antonio, Texas, p. 171-179
- [9] Hirsch H. (1990) Netzunabhängiges, potentialfreies Feldmesystem für technische Frequenzen, Technisches Messen tm 57, S. 473 - 477
- [10] Hui Z., Feiyu Y. (1995) The influence of probe on the measuring accuracy of electric field, 9th International symposium on high voltage engineering, report-no. 8326, p. 1-4
- [11] Johnson M., Bronaugh E. (1982) Small electromagnetic sensor system - an overview, IEEE International symposium on electromagnetic compatibility, Santa Clara Valley, Cal., 8.-10.9.1982, p. 140-145
- [12] Lin W. (1984) The problem of a conducting sphere resting on an earthed plane in a uniform perpendicular field and its applications, Electronic letters, Vol. 20, No. 3, p. 122-124
- [13] Maxwell J. C. (1891) A treatise on electricity and magnetism, Republikation der 3. Auflage (Clarendon Press), Dover Publications, Inc., 3. Aufl., New York, Vol.1, Art. 202, p. 309-310

- [14] Meinke H., Gundlach F. W. (1968) Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, Berlin
- [15] Monien G., Singer H. (1996) Feldverzerrungen durch elektrische Feldsonden und Auswirkungen auf resultierende Me abweichungen, in: EMV96, VDE-Verlag GmbH, Berlin, Offenbach, S. 843-850
- [16] Pfaff W. R. (1989) Potentialfreie Kugelfeldsonden zur Messung elektromagnetischer Felder in Hochspannungsanordnungen, Dissertation, Universität Stuttgart
- [17] Presman A. S. (1970) Electromagnetic fields and life, Plenum Press, New York, London, S. 42-43
- [18] Schwan H. P. (1957) Advances in biological and medical physics, Electrical properties of tissue and cell suspensions, Academic press Inc., New York, S.147-209
- [19] Schwan H. P. et al. (1985) Interactions between electromagnetic fields and cells, dielectric properties of cells and tissues, Plenum press, New York, p. 75-97
- [20] Shchiglovskii K. B., Asel'rod V. S. (1978) Measuring instruments for the parameters of an electrostatic field and their calibration, Measurement Techniques, Vol. 21, No. 5, p. 688-692
- [21] Simony K. (1989) Theoretische Elektrotechnik, 9. Auflage, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, S. 535
- [22] Spiegel et al. (1979) A small, accurate, optically isolated electric field probe, Proc. 1979 IEEE Power Systems and Apparatus (PES) Summer Meeting, Paper A79507-5, Vancouver, B. C. July 1979
- [23] Wilhelmy L. (1972) Potentialfreie Feldstärkemessung im raumladungsfreien periodisch zeitabhängigen und transienten elektrischen Feld, Dissertation an der Universität Stuttgart

6 Ladungsverteilung auf den Kugelsegmenten

Die Oberflächenladungsdichte σ_s des Sensors (oder eines anderen leitenden Objektes) wird aus dem elektrischen Potential Φ durch die Normalenableitung an der Oberfläche der sensitiven Sensorfläche A ($r = r_k$) gewonnen:

$$\sigma_s = \frac{dQ}{dA} = \frac{C_s dU}{dA} = \frac{\varepsilon \frac{dA}{dr} dU}{dA} = \varepsilon_0 E_s = -\varepsilon_0 \operatorname{grad} \Phi = -\varepsilon_0 \left(\frac{\partial \Phi}{\partial n} \right)_{(A)} \quad (6.1)$$

Zur Berechnung der Flächenladungsdichte ist die Kenntnis des Potentialverlaufes erforderlich. Daher wird bei den folgenden Anordnungen zuerst das Potential gesucht. Zu diesem Zwecke sei hier daran erinnert, daß das Potential von n Punktladungen durch Superposition gewonnen werden kann:

$$\Phi = \sum_{i=0}^n \Phi_i = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \sum_{i=0}^n \frac{q_i}{r_i} \quad (6.2)$$

6.1 Influenzerscheinungen einer Punktladung

6.1.1 Influenzierung einer leitenden Kugel durch eine Punktladung

Zur Berechnung des Potentials einer leitenden Kugel, die unter dem Feldeinfluß einer Punktladung steht, ist eine schon von Lord Kelvin[2] benutzte Beziehung (Inversion an einer Kugel mit Radius r_k)

$$r_k^2 = d r' \quad (6.3)$$

mit

d : Abstand \overline{MQ} der Punktladung q zum Kugelmittelpunkt M

r' : Abstand $\overline{MQ'}$ der Bildladung q' zum Kugelmittelpunkt M

nützlich, welche sich wiederum von einem geometrischen Satz von Apollonius (Harmonische Teilung) ableiten läßt [3]. Nach [7] kann das äußere Raumpotential einer leitenden Kugel im Feld einer Punktladung q aus dem Potential von q mit dem Abstand d zum Zentrum der Kugel, einer die influenzierte Ladung repräsentierende Spiegelladung $q' = -\frac{q r_k}{d}$ („elektrisches Bild“ nach Kelvin [2]) mit dem Zentralabstand r' , einer Anfangsladung q_0 und einer Ladung $\frac{q r_k}{d}$ im Kugelzentrum zusammengesetzt werden. Der letzte Term rührt

daher, daß eine ungeladene Kugel das Potential annimmt, welches am Ort ihres Mittelpunktes vor Einbringen in das Feld bestand. Dieser Term bewirkt also ein Anheben des Potentials der potentialfreien Kugel auf den Wert, der durch das elektrische Feld von der Punktladung eingeprägt wird. Das Potential Φ_P in einem externen Aufpunkt P ergibt sich daher mit den Bezeichnungen in Abbildung 6.1 zu:

$$\Phi_P = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left(\frac{q}{r_{QP}} - \frac{q r_k}{d} \frac{1}{r'_{PQ'}} + \frac{q_0}{r} + \frac{q r_k}{d} \frac{1}{r} \right) \quad (6.4)$$

mit dem Abstand $r'_{PQ'} = \sqrt{r^2 - 2r \frac{r_k}{d} \cos \vartheta + \frac{r_k^4}{d^2}}$ vom Zentrum der gedachten Spiegelladung. Das Potential Φ_P um eine Kugel hat anschaulich zerlegt in seine einzelnen Beiträge folgende Form:

$$\Phi_P = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[\underbrace{\frac{q}{\sqrt{r^2 - 2rd \cos \vartheta + d^2}}}_{\substack{\text{influenzierte Ladung} \\ \text{(Ursache)}}} - \underbrace{\frac{q r_k}{d \sqrt{r^2 - 2r \frac{r_k}{d} \cos \vartheta + \frac{r_k^4}{d^2}}}_{\text{Spiegelladung}} + \underbrace{\frac{q_0}{r}}_{\text{Anfangs-}} + \underbrace{\frac{q r_k}{d} \frac{1}{r}}_{\text{„Prä- ladung“}} \right] \quad (6.5)$$

ϑ : Winkel zwischen den Strahlen \overline{MQ} und \overline{MP}

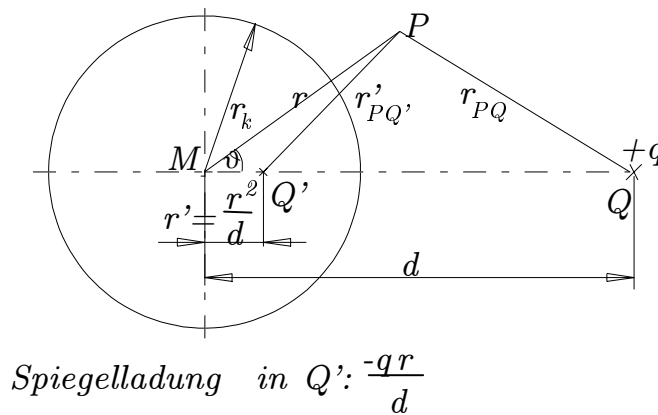


Abb. 6.1: Leitende Kugel im Feld einer Punktladung q

Durch Anwendung von Gl. (6.1) gewinnt man nach einiger Rechnung mit Gl. (6.5) die influenzierte Flächenladungsdichte auf der Kugeloberfläche zu:

$$\sigma = -\epsilon \left(\frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) \Big|_{r=r_k} = \frac{1}{4\pi} \left[\frac{-q}{r_{PQ}^3} \cdot \frac{d^2 - r_k^2}{r_k} + \frac{q_0}{r_k^2} + \frac{q}{d r_k} \right] \quad (6.6)$$

Durch Einführen eines Inhomogenitätsfaktors

$$a := \frac{r_k}{d} \quad (6.7)$$

folgt:

$$\sigma = -\frac{q}{4\pi} \cdot \frac{1}{a \cdot d^2} \cdot \left[\frac{1 - a^2}{(1 + a^2 - 2a \cos \vartheta)^{\frac{3}{2}}} - 1 \right] + \frac{q_o}{4\pi \cdot a^2 d^2} \quad (6.8)$$

Der Abstand $\frac{1}{r_{qt}}$ kann zur einfacheren Behandlung in Kugelharmonische entwickelt werden:

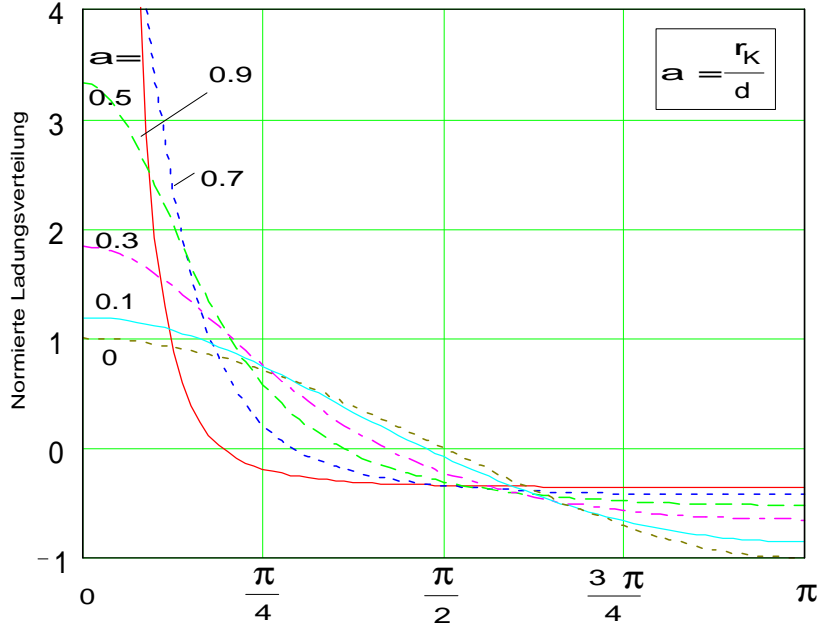


Abb. 6.2: Kugel im Feld einer Punktladung bei verschiedenen Abständen derselben, repräsentiert durch den Inhomogenitätsfaktor a

$$\frac{1}{r_{qt}} = \begin{cases} \frac{1}{d} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{r}{d}\right)^n P_n(\cos \theta) & \text{für } r < d \\ \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{d}{r}\right)^n P_n(\cos \theta) & \text{für } r > d \end{cases} \quad (6.9)$$

Der reziproke Abstand $\frac{1}{r_{qt}}$ der Spiegelladung läßt sich mit der Inversionsbeziehung Gl. (6.3) unter Verwendung von Legendreschen Polynomen berechnen:

$$\frac{1}{r_{qt}} = \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{r'}{r}\right)^n P_n(\cos \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{r_k^2}{d}\right)^n \frac{P_n(\cos \theta)}{r^{n+1}} \quad (6.10)$$

mit

d : Abstand der Punktladung q vom Kugelzentrum

$P_n(\cos \theta)$: Legendre Polynome erster Ordnung

Das von einer sich auf der z -Achse befindlichen Punktladung q im Aufpunkt P hervorgerufene Potential Φ_P kann in Kugelharmonische entwickelt folgendermaßen dargestellt werden:

$$\Phi_P = \frac{q}{4\pi\epsilon} \frac{1}{r_{qt}} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \sum_{n=0}^{\infty} d^n \frac{P_n(\cos \theta)}{r^{n+1}} \quad \text{für } r > \zeta \quad (6.11)$$

schalensegmentes mit dem Öffnungswinkel $\Theta = 2\alpha$

$$C = 4 \cdot \varepsilon \cdot r_k (\alpha + \sin \alpha) \quad (6.17)$$

ist. Als Spezialfall hieraus ist die Eigenkapazität $C = 4\pi\varepsilon r_k$ einer Vollkugel ($\Theta = 2\pi$) enthalten.

6.1.3 Leitendes Kugelflächenstück im Feld einer Punktladung

Im Falle eines infinitesimalen Flächenstücks $dA = r_k^2 \sin \theta d\theta d\varphi$ auf einer Kugeloberfläche ist dies:

$$\sigma_{ind} = -\varepsilon_0 \left(\frac{\partial \Phi}{\partial r} \right)_{r=r_k} \quad (6.18)$$

Die gesamte Ladung Q auf der Sensorfläche ergibt sich mit einem Flächenintegral über die Oberfläche A auf der Kugel zu:

$$Q = \iint_A \sigma_{ind} \underbrace{r_k^2 \sin \theta d\theta d\varphi}_{dA} = \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma_{ind} r_k^2 \sin \theta d\theta d\varphi \quad (6.19)$$

mit den Integrationsgrenzen für eine Vollkugel

$$\begin{aligned} \theta_1 &= 0; \theta_2 = \pi \\ \varphi_1 &= 0; \varphi_2 = 2\pi, \end{aligned}$$

für eine Halbkugel

$$\begin{aligned} \theta_1 &= 0; \theta_2 = \frac{\pi}{2} \\ \varphi_1 &= 0; \varphi_2 = 2\pi \end{aligned}$$

und für eine Kugelkappe am Pol mit der Begrenzungslinie bei $\theta = \theta_P$:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= 0; \theta_2 = \theta_P \\ \varphi_1 &= 0; \varphi_2 = 2\pi. \end{aligned}$$

6.1.4 Influenzladungsverteilung auf einer leitenden Ebene durch eine Punktladung

Durch die Annäherung eines geladenen Körpers an eine leitende Fläche bewirkt Influenz, daß sich deren Oberflächenladungsverteilung abhängig vom Abstand gravierend ändert (Proximity-Effekt). Dieser Effekt soll am Beispiel der Annäherung einer Punktladung gegen eine leitende Platte ausgeführt werden. Durch Superposition kann es gelingen, den Annäherungseffekt auch von geometrisch komplexeren Anordnungen analytisch zu beschreiben. Bezüglich der hiesigen Aufgabenstellung spielt dieser Effekt bei der elektrischen Kalibrieranordnung und bei dem Einfluß des Beobachters auf eine ungestörte Feldmessung eine Rolle.

Das Potential einer Punktladung vor einer leitenden Ebene kann durch Anwendung des Spiegelungsprinzips sofort angeschrieben werden:

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left[\underbrace{\frac{q}{\sqrt{\zeta^2 + (z-a)^2}}}_{\text{Influenzierende Ladung}} - \underbrace{\frac{q}{\sqrt{\zeta^2 + (z+a)^2}}}_{\text{Spiegelladung}} \right] \quad (6.20)$$

Durch die partielle Ableitung gegen die influenzierende Ladung ergibt sich:

$$\sigma = -\epsilon \left(\frac{\partial \Phi}{\partial r} \right)_{r=r_k} = -\frac{1}{2\pi} \frac{q \cdot h}{(\zeta^2 + a^2)^{\frac{3}{2}}} = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{q \cdot h}{r_{PQ}^3} \quad (6.21)$$

Die Änderung der Oberflächenverteilung ist abhängig vom Abstand h der influenzierenden Ladung zur leitenden Platte und in Abb. 6.4 normiert dargestellt.

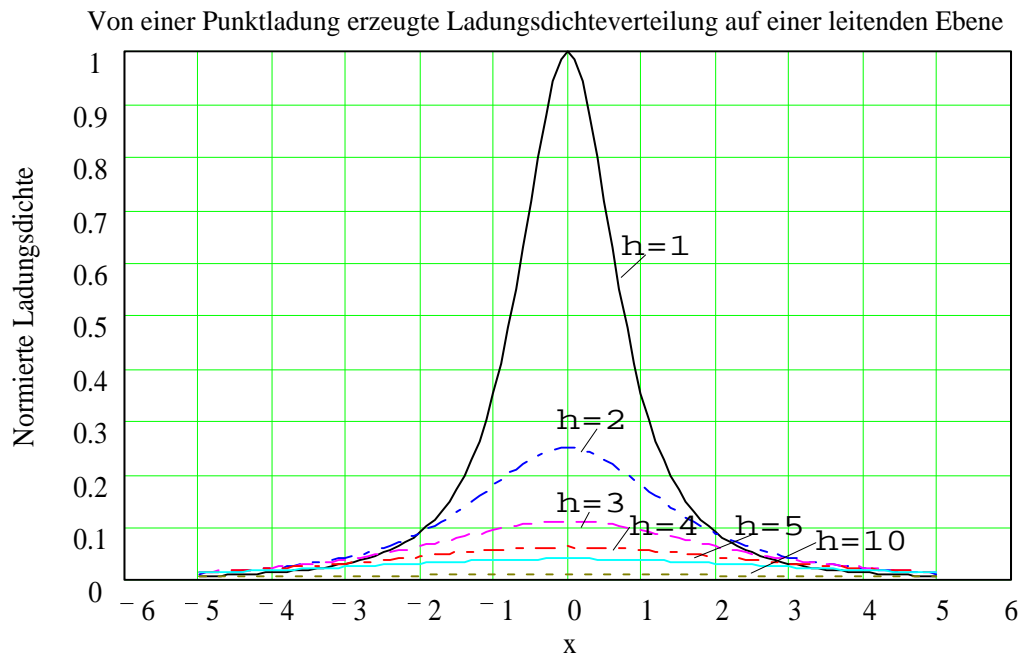


Abb. 6.4: Normierte Ladungsdichteverteilungen auf einer leitenden Ebene bei Annäherung einer Punktladung

6.1.5 Leitende Kugel auf einer geerdeten Platte

Eine leitende Kugel auf einer geerdeten Fläche liegend ist ein brauchbares analytisches Modell für ein unmittelbar am leitfähigen Körper angebrachtes Dosimeter im vertikal einfallenden Homogenfeld. Die Normalkomponente der elektrischen Feldstärke läßt sich in dem auf S. 216 eingeführten degenerierten bipolaren Koordinatensystem (α, β, c) aus-

drücken:

$$E_{\theta}|_{\beta_0=\frac{1}{2}} = E_o \cdot (\alpha^2 + \beta^2)^{3/2} \int_0^{\infty} \frac{\tau^2 \cdot J_0(\alpha \cdot \tau)}{\sinh \beta_o \tau} d\tau \quad (6.22)$$

$$= -2 \cdot E_o \cdot (\alpha^2 + \beta^2)^{3/2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\alpha^2 - 2 \left[\frac{1}{2} (2n+1)\right]^2}{\left(\alpha^2 + \left[\frac{1}{2} (2n+1)\right]^2\right)^{5/2}} \quad (6.23)$$

Die Feldüberhöhung am oberen Pol der Kugel läßt sich für diese Anordnung nach [5] mit der Riemanschen Zetafunktion $\zeta(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^x}$ oder als unendliche Reihe angeben:

$$\frac{E_{\theta}|_{\beta_0=\frac{1}{2}}}{E_o} = -\frac{7}{2} \zeta(3) = -4 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{7}{8 \cdot n^3} = -4.207119 \quad (6.24)$$

Die Abbildung 6.5 zeigt die daraus abgeleiteten Feldüberhöhungsfaktoren der Radialkomponente. Bei der gewählten Darstellung ist zu beachten, daß hier der Nullpunkt nicht wie bei einem gewöhnlichen polaren Koordinatensystem im Zentrum als Punkt vorliegt, sondern die Kugeloberfläche selbst als Ursprung zu betrachten ist.

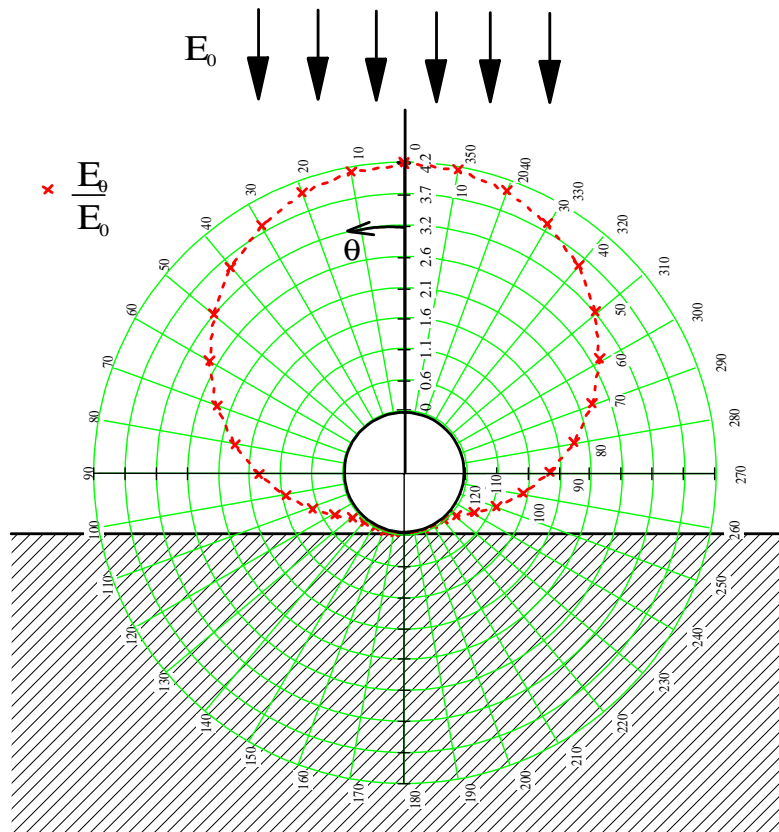


Abb. 6.5: Feldüberhöhungsfaktoren der Radialkomponente des resultierenden Feldes einer leitenden Kugel auf einer geerdeten Platte im ursprünglich homogenen elektrischen Feld

6.2 Potential einer Kugelkappe

Nach [1] ist das Potential in einem auf der konvexen Seite liegenden Punkt P bei vorgegebener konstanter Flächenladungsdichte σ_o :

$$\Phi = \frac{1}{2 \cdot \varepsilon} r_k \cdot \sigma_o \left[(1 - \cos \alpha) \left(\frac{r_k}{r} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{P_{n-1}(\cos \alpha) - P_{n+1}(\cos \alpha)}{2n + 1} \left(\frac{r}{r_k} \right)^{n+1} P_n(\cos \theta) \right] \quad (6.25)$$

mit

α : Winkel zwischen der Vertikalen und Strahl vom Mittelpunkt zu einem Randpunkt der Kugelkappenfläche (halber Öffnungswinkel Θ)

Ist anstelle der Flächenladung das Potential Φ_0 auf der Kugelkappe bekannt, so ist der Potentialverlauf innerhalb und außerhalb einer Kugelkappe gegeben durch [4]:

$$\Phi = \frac{\Phi_0}{4\pi^2 \varepsilon} \left[\arcsin \frac{2 \cdot r_{cap}}{s_1 + s_2} + \frac{a}{r} \arcsin \frac{r \cdot 2 \cdot r_{cap}}{a (s_1 + s_2)} \right] \quad (6.26)$$

$$= \frac{\Phi_0}{4\pi^2 \varepsilon} \begin{cases} \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{\sin n\alpha}{n} + \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} \left(\frac{r_k}{r} \right)^n P_n(\cos \theta) & \text{für } r > r_k \\ \sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{\sin n\alpha}{n} + \frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} \left(\frac{r_k}{r} \right)^{n+1} P_n(\cos \theta) & \text{für } r < r_k \end{cases} \quad (6.27)$$

mit

r_{cap} : Radius des Kugelabschnitts (Kugelkappe)

r_k : Kugelradius

r : Radius zum Aufpunkt P (freier Radius)

Literatur

- [1] Jeans J. (1925) The mathematical theory of electricity and magnetism, 5.-th edition, Cambridge university press, London, p. 225
- [2] Thomson W. (1869) Determination of the distribution of electricity on a circular segment of plane or spherical conducting surface, under any given influence, in: Reprint of papers on electrostatics and magnetism, 2. Aufl. 1884, Macmillan&Co, London §231-248
- [3] Küpfmüller K., Kohn G. (1993) Theoretische Elektrotechnik und Elektronik, 14. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, S. 94-102
- [4] Kruseman N. (1887) On the potential of the electric field in the neighbourhood of a spherical bowl, charged or under influence, Phil. Mag. xxiv. 38
- [5] Lin W. (1991) The rotational degenerated bipolar coordinate system and its new applications, Journal of Electrostatics, Elsevier, Vol. 26, p. 21-36
- [6] Maxwell J. C. (1891) A treatise on electricity and magnetism, Republikation der 3. Auflage (Clarendon Press), Dover Publications, Inc., 3. Aufl., New York, Vol.1, Art. 176-181
- [7] Stratton J. A. (1941) Electromagnetic theory, McGraw-Hill, New York, London, p. 172-174

7 Magnetfeldsensor

Zur Messung des niederfrequenten Magnetfeldes mußte ein geeigneter Sensor gefunden werden, der den hohen Anforderungen eines Dosimeters gerecht wird. Hierzu wurden systematische Eignungsprüfungen mit diversen Magnetfeldsensoren durchgeführt. Einige davon waren kommerziell erhältlich (alle Magnethalbleiter), andere standen als Funktions- oder Labormuster (Tunneldiodensensor, zweiachsiger Fluxgatesensor) zur Verfügung. Die verschiedenartigen Induktionsspulen hingegen wurden alle selbst hergestellt. Für die meisten der Sensoren mußten für diese Untersuchungen adäquate Meßschaltungen realisiert werden. Bei den Messungen mit den ersten Testschaltungen kristallisierte sich bald heraus, daß es unter den geforderten Randbedingungen kaum eine Alternative zur herkömmlichen Induktionsspule gibt. Daher dient dieser Sensortyp zur Erfassung des Wechselfeldes als Basissensor. Für Anwendungen, die den weiteren Nutzungsbereich (vgl. Abb.2.4 S.27) der orthogonalen Induktionsspulen übersteigen (bezüglich Frequenz- oder Intensität), besteht die Möglichkeit, einen weiteren "benutzerspezifischer Sensor" hinzuzuschalten. Zur Auswahl eines solchen zusätzlichen Magnetfeldsensors dürften die folgenden Untersuchungsergebnisse hilfreich sein.

7.1 Untersuchung verschiedener Magnetfeldsensoren

Es gibt eine Vielzahl magnetfeldabhängige physikalische Erscheinungen. Zu solchen Effekten gehören beispielsweise der bekannte Halleffekt, der magneto-resistive Effekt, die Kraftwirkung auf bewegte Ladungsträger durch die Lorentzkraft, der Josephson-Effekt und die Spannungsinduktion. Weniger häufig wird von dem Wiegand-Effekt (Sixtus Tonks effect), dem Faraday- (magneto-optischer Effekt) oder magnetostriktiven Effekten Gebrauch gemacht. Aus dieser Fülle von physikalischen Vorgängen resultieren mannigfaltige Sensorarten mit jeweils charakteristischen Eigenschaften. Der empfindlichste Typ ist ein aus supraleitenden Halbleitermaterialien aufgebauter Sensor, der sogenannte SQUID (Super QUantum Interference Device). Mit diesem, auf dem Josephson-Effekt beruhenden Sensor, können magnetische Flußdichten bis in den fT-Bereich gemessen werden. Wegen seines hohen energetischen und technischen Aufwandes (Stickstoffkühlung) ist dieser Sensor beim heutigen Entwicklungsstand der Supraleitertechnik im Hinblick auf das hiesige Meßsystem völlig ungeeignet. Fast ebenso schwierig erschien es eine Magnetfeldmessung auf der Basis des Faradayeffekts zu realisieren. Problematisch ist hierbei die Integration hochwertiger optoelektronischer Elemente (z. B. Analysatoren) in ein handliches Gerät. So würde beispielsweise eine Lichtquelle hoher spektraler Reinheit (Laserdiode) mit einem geringen Energiebedarf benötigt. Wiegandensensoren und magneto-resistive Feldplatten sind weniger energieaufwendig, ihre Empfindlichkeit genügt jedoch nicht den hier gestellten Anforderungen. Ebenso erreichen magnetempfindliche Halbleiterbauelementen

wie Magnetdioden, Magnetotransistoren (MAGTRANS), Magnetofeldeffekttransistoren (MAGFET) und Magnetooperationsverstärker (MOP) die notwendige Empfindlichkeit nicht. Eine aktuelle Übersicht über derzeitige Entwicklungen bei Magnetfeldsensoren findet sich in [30].

Sensortyp	Effekt oder physikalisches Prinzip	Ref.
Magnetdiode, Magnetotransistor, Magnetofeldeffekttransistor, Magnetooperationsverstärker	Lorentzkraft	[10],[9], [18], [28]
Hallsensor und Hallgenerator	Lorentzkraft, Halleffekt	[22]
Magneto-resistive Feldplatte	Vergrößerung des Bahnwiderstands	[34]
Magneto-resistive Sensor	magneto-resistiver Effekt, transversaler Halleffekt	[14]
Wiegand-Sensor	Wiegand-Effekt	[6]
Feldspulen, induktive Aufnehmer	Induktion	[13]
Fluxgatesensor (Saturationskernsonde)	Saturationskernprinzip	[31], [7]
SQUID	Josephson-Effekt	[11]
Magneto-optischer Sensor (z. B. auf Metglas-Basis)	Faraday-Effekt, Kerr-Effekt	[12]
Tunneldiodensensor	Permeabilität und resistiver Effekt an amorphen Metallstreifen	[25]
Magnetoelastischer Sensor (MES)	Magnetostriktion	[29]

Tab. 7.1: Verschiedene Magnetfeldsensoren mit ihrem physikalischen Prinzip

Aus den in Tab.7.1 aufgeführten Sensortypen wurde vorab anhand von in der Literatur bekannten Sensorkennwerten und Eigenschaften eine Auswahl derjenigen Sensoren getroffen, die für die Anwendung in einem Dosimeter als möglicherweise geeignet erscheinen. Fünf Sensoren kamen hierbei in die engere Wahl und wurden bezüglich der Eignung für ein Dosimeter getestet und charakterisiert. Die untersuchten Magnetfeldsensoren sind in Tab.7.2 aufgelistet:

Sensortyp	Untersuchter Vertreter dieser Klasse	Referenz
Spulen	Flachspulen, orthogonale Spulen, Spulen mit Ferrit als Kernmaterial, ...	
Tunneldiodensensor	Labormuster eines Prototyps (Gh Kassel)	[3],[4]
Magneto-resistive Sensoren	KMZ 10 B, KMZ 10A; mit und ohne Ferrit	[24]
Hallgeneratoren	Hallgenerator GH 601	[5]
Fluxgatesensoren (Saturationskernsonde)	einachsiges Funktionsmuster FG20/2, zweiachsiges Funktionsmuster FGV03	[33]

Tab. 7.2: Auf Eignung geprüfte Sensortypen

Die Charakterisierung betraf vor allem die Feststellung der Frequenzbandbreite, die Empfindlichkeit, der Energiebedarf des Sensors inklusive Auswertelektronik, die Richtungsempfindlichkeit, das Gewicht und die Abmessungen. Das Ergebnis dieser Untersuchungen ist in Tabelle 7.3 und die Größe ihres Intensitäts- und linearen Frequenzbereich ist graphisch in Abb. 7.1 zusammengefaßt.

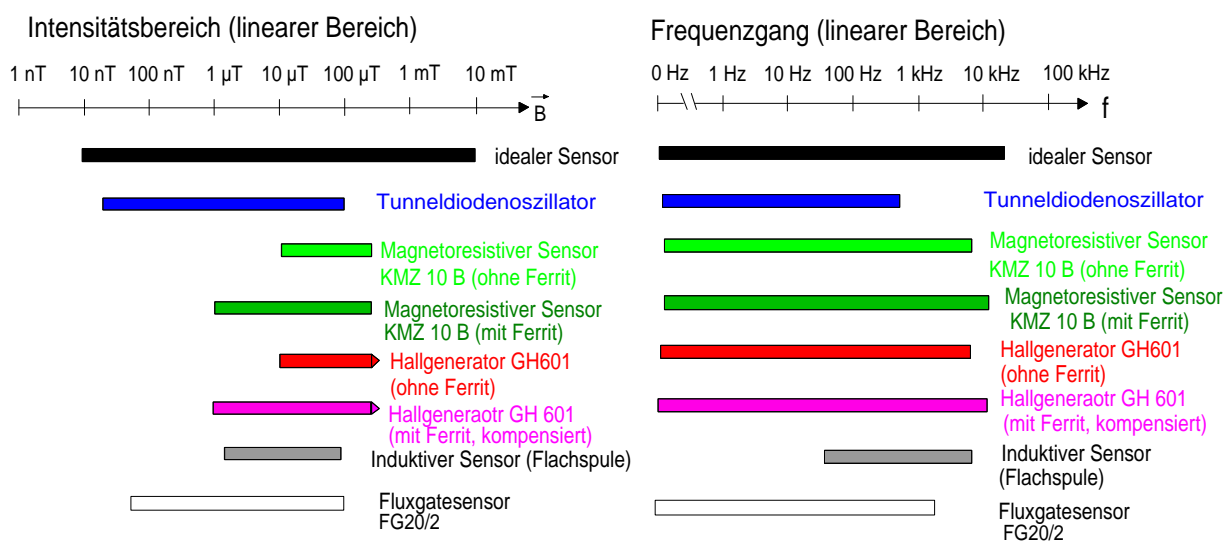


Abb. 7.1: Magnetfeldsensoren im Vergleich ihres Intensitätsbereiches und Frequenzgangs

Der als Labormuster von der Universität Gh Kassel (Dr. Barjenbruch) zur Verfügung gestellte neuartige **Tunneldiodensensor** war unter den ausgewählten Sensoren derjenige, der die höchste Auflösung erreichte. Ein Tunneldiodensensor ist im wesentlichen ein RLC-Schwingkreis, gebildet durch den resistiven Bahnwiderstand, einer Kapazität parallel zur Tunneldiode (ca. 50 pF) und der Induktivität eines amorphen Metalldrahtes. Die Einwirkung eines Magnetfeldes bewirkt eine Änderung der Induktivität (Effekte der Permeabilitätsänderung sind noch weitgehend ungeklärt) und des Bahnwiderstandes (Magnetoresistiver Effekt), was wiederum zu einer Veränderung der Oszillationsfrequenz ($S = \frac{115k Hz}{\mu T}$) führt. Die Grundfrequenz des Schwingkreises liegt bei diesem Tunneloszillator bei 105,78 MHz. Für die hiesige Applikation erwies sich dieser Sensor trotz hoher Sensitivität von $109 \frac{mV}{\mu T}$ wegen seiner ausgeprägten Temperaturabhängigkeit (siehe Abb. 7.2) nicht geeignet. Daneben wäre es problematisch bis unmöglich gewesen, mit diesem Sensor einen dreiachsigen Sensor zu realisieren (HF-Kopplungen).

Bei dem untersuchten **Hallgenerator** GH601 (Fa. F. W. Bell) handelt es sich um ein ionenimplantiertes Gallium-Arsenit-Hallelement, in die eine Induktionsschleife integriert ist. Die in dieser Schleife induzierte Spannung wird der aufgenommenen Hallspannung überlagert. Dies ermöglicht neben der Messung von Gleichfeldern die breitbandige Messung von Wechselfeldern bis zu 150 kHz. Messungen zeigten, daß der lineare Bereich dieses Sensors sich jedoch nur über den Frequenzbereich von 0 bis 10 kHz erstreckt. Schwachpunkt dieses Sensors ist vor allem sein begrenztes Auflösungsvermögen. Demgegenüber kann dieser Sensor Flußdichten bis 0,5 T messen, ohne in die Sättigung zu geraten. Seine Sensitivität kann mit Ferritstäbchen gesteigert werden. Dieser Sensor ist zur Messung höherer Flußdichten für die Anwendung in einem Personendosimeter durchaus interessant. Derzeit benötigt dieser noch eine symmetrische Betriebsspannung. Durch den Einsatz von Ladungspumpen und Umsetzung des Ausgangspegels auf eine Spannung zwischen 0 und 5 V mittels eines Differenzverstärkers könnte dieser Sensor zukünftig als zusätzlicher Sensor in dem Meßsystem INPEDO eingesetzt werden.

Die **magneto-resistiven Sensoren** KMZ10B und KMZA1 (Philips Components) werden in vierpoligen Transistorgehäusen (S0-8) angeboten und können unipolar in einer Brückenschaltung betrieben werden. Ihre Bandbreite reicht bis ca. 5 kHz. Ihr großer Nachteil ist die Gefahr, daß unter dem Einfluß größerer Flußdichten ($\geq 300 \mu\text{T}$) diese Sensoren ihre magnetische Vorzugsrichtung verlieren. Mit einem Stützmagneten können diese Sensoren jedoch bis 2,5 mT eingesetzt werden. Derzeit sind Sensorentwicklungen im Gange, den gravierenden Nachteil des Umklappens der Vorzugsrichtung mittels Erzeugung von Flip- und Kompensationsfelder durch Strompulse und bestimmte mikrostrukturelle Maßnahmen zu verbessern. Ein solcher verbesserter magneto-resistiver Dünnschichtsensor wie beispielsweise der MFK 1 (IMO) [27] war für unsere Versuche leider nicht erhältlich.

Fluxgatesensoren (Saturationskernsonden) können Gleich- und Wechselfelder mit dem Saturationskernprinzip messen: Mittels Primärspulen (Erregungsspulen) wird in einem weichmagnetischen Kernmaterial (z. B. Permalloy) ein periodisches Erregungsfeld erzeugt, welches den Kern in die Sättigung treibt (Durchlaufen der Hystereseurve). Eine Sekundärspule ("Pick-up coil") erfaßt die alternierenden Flußänderungen (Induktionsprinzip). Unter dem Einfluß eines externen Magnetfeldes wird die Sättigung zu einem früheren Zeitpunkt erreicht und der Sättigungsbereich wieder später verlassen (oder umgekehrt). Durch zeitliche Verschiebungen des Sättigungszeitpunktes werden höhere Harmonische im Fluxgatesignal erzeugt, die ausgewertet werden können (Oberwellenverfahren). Fluxgatesensoren können ein hohes Auflösungsvermögen erreichen. Die Begrenzung des Auflösungsvermögens wird vor allem durch Barkhausenrauschen bestimmt. Aufgrund der Trägheit dieser Sättigungsprozesse ist die Bandbreite von Fluxgatesensoren jedoch stark limitiert. Die obere Grenzfrequenz hochwertiger Fluxgatesonden (z. B. Bartington MAG03 MSL [2]) liegt bei max. 5 kHz, ihr effektives Rauschen bei $7-10 \frac{\mu\text{T}}{\sqrt{\text{Hz}}} @ 1 \text{ Hz}$. Wegen ihrer ausgezeichneten Stabilität, Sensitivität und geringer Temperaturabhängigkeit werden sie in außerplanetarischen Erkundungs sonden (z. B. Pioneer 11 und Mariner-Jupiter-Saturn Mission) und Navigationssystemen eingesetzt.

Für die Anwendung im Meßsystem INPEDO kam nur eine miniaturisierte Form eines Fluxgatesensors in Frage, mit welchem alle drei Vektorkomponenten erfassbar sind. Das Fraunhofer-Institut (IMS2) in Dresden entwickelte für eine elektronische Kompaßanwendung ein- und zweiachsige Fluxgatesensoren in CMOS kompatibler Planartechnologie [33], [17]. Voruntersuchungen an ein- und zweiachsigen Funktionsmustern des Typs FG20/1 erbrachten für die auf Siliziumsubstrat aufgebauten Sensoren im Vergleich zu anderen halbleiterbasierenden Magnetfeldsensoren günstige Werte bezüglich der Temperaturabhängigkeit (siehe Abb. 7.2) und Sensitivität. Diese Ergebnisse motivierten, aus Wafer-elementen (Sensordice, Nacktchips) des Fraunhofer-Instituts mit eigener Aufbau- und Verbindungstechnik einen dreiachsigen Sensor auf kleinstem Raum zu realisieren. Die Vorgehensweise und Ergebnisse der Realisierung eines solchen dreiachsigen Fluxgatesensors sowie das Auswerteverfahren sind näher in Abschnitt 7.3 beschrieben.

Die **Induktionsspule** ist ein klassischer Aufnehmer für magnetische Wechselfelder. Gleichfelder sind hingegen nur mit aktiv bewegten Spulen detektierbar. Trotz ihrer Einfachheit gibt es eine Fülle von Möglichkeiten, ihre Bauformen zu variieren und an vorgegebene Probleme anzupassen. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Messungen an Luftspulen, Ferritspulen und Flachspulen unterschiedlicher Geometrie durchgeführt. Es wurde ebenfalls in Erwägung gezogen, mit einer Flachspule gleichzeitig einen elektrischen Feldsensor

zu realisieren (Umschalten zwischen der kapazitiven Fläche und Induktivität der Spule). Allgemein haben Feldspulen den Vorteil, daß ihre Empfindlichkeit durch Erhöhung der Windungszahl oder ihrer Querschnittsfläche gesteigert werden kann. Hiermit verbunden nimmt jedoch das Spulengewicht und der Raumbedarf zu. Außerdem sinkt die obere Grenzfrequenz der Spule. Zur Dimensionierung einer geeigneten Feldspule, die den Anforderungen weitgehend gerecht werden kann, müssen deren optimale Spulenparameter berechnet werden. Neben der Berücksichtigung ihrer parasitären Eigenschaften ist die Berechnung der Parameter zusammen mit der sich anschließenden Eingangs- und Verstärkerelektronik durchzuführen. Die Vorgehensweise bei der Realisierung solcher induktiver Feldaufnehmer im Abschnitt 7.2 kurz skizziert. Die wesentlichen Eigenschaften der im Meßsystem eingesetzten orthogonalen Spulen sind zwecks Vergleich mit den anderen untersuchten Magnetfeldsensoren in Tab.7.4 aufgeführt.

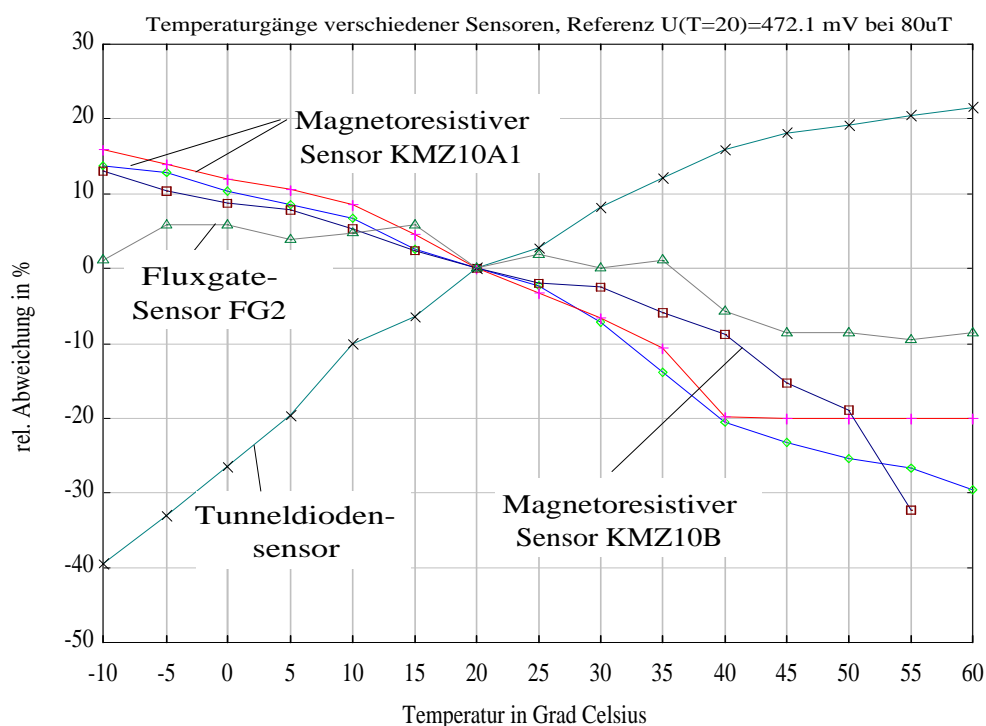


Abb. 7.2: Temperaturverhalten untersuchter Sensortypen

Sensortyp	Tunneldioden-sensor	Hallgenerator	Magneto-resistiver Sensor
Bezeichnung	Prototyp	GH 601 ohne Ferrit	KMZ 10 B ohne Ferrit
Hersteller	Universität Gh Kassel	F. W. Bell	Phillips
Sensitivität	$109 \frac{mV}{\mu T}$	$0,508 \frac{mV}{\mu T}$	$0,032 \frac{mV}{\mu T}$
linearer Intensitätsbereich	50 nT - 100 μT	3 μT - 500 mT	500 nT - 300 μT (ohne Stützmagnet) 2,5 mT (mit)
linearer Frequenzbereich	2 Hz - 1000 Hz	0 Hz - 10 kHz	0 Hz - 5 kHz
Temperaturabhängigkeit (-10°C...40°C)	+ 1,12 $\frac{\%}{K}$	+ 0,2 $\frac{\%}{K}$	- 0,39 $\frac{\%}{K}$
Richtungsempfindlichkeit	$x = 100 \%$, $y = 4 \%$, $z = 2 \%$	$x = 100 \%$, $y = 2,8 \%$, $z = 5,7 \%$	$x = 100 \%$, $y = 0,17 \%$, $z = 0,54 \%$
Betriebsspannung	$\pm 9 V$	$\pm 15 V$	+ 5 V
Stromverbrauch	150 mA (inkl. Elektronik)	7 mA	2,5 mA
Sensorgroße	20 mm \times 24 mm (Sensorkopf)	23 mm \times 13 mm	4,5 mm \times 18 mm
Bemerkungen zur Elektronik	HF-Schwingkreis (105,78 MHz), Frequenzmessung	Differenzverstärker, Stromtreiber	Brückenschaltung
Gewicht	760 g (inkl. Metallgehäuse)	$\sim 1 g$ (Sensor), 18 g (diskrete Elektronik)	$\sim 1 g$ (Sensor)

Tab. 7.3: Ergebnis der Eignungsprüfung der untersuchten Magnetfeldsensoren (Teil 1)

Sensortyp	Fluxgatesensor	Feldspule
Bezeichnung	FG20/2, FGV03	Spulensystem INPEDO03
Hersteller	Fraunhofer Gesellschaft	Forschungszentrum Karlsruhe (HS/AS)
Sensitivität	$0,15 \frac{V}{kHz \cdot T}$	$10 \frac{V}{Hz \cdot T}$
linearer Intensitätsbereich	100 nT -100 μ T	10 nT ... 10 mT
linearer Frequenzbereich	0 - 300 Hz	10 Hz ... 19 kHz@-3dB
Temperaturabhängigkeit (-10 ⁰ C...40 ⁰ C)	$\pm 0,14 \frac{\%}{K}$	$0,03 \frac{\%}{K}$
Richtungsempfindlichkeit		$x = 100 \%$, $y = 2,8 \%$, $z = 3,2 \%$
Betriebsspannung	+ 5V	+ 5 V
Stromverbrauch	15 mA (ein Kanal)	2,9 mA ein Kanal
Sensorgröße	13 mm \times 13 mm \times 10 mm (Die: 4,2 \times 2,54 mm)	$\emptyset_{\max} = 76$ mm
Bemerkungen zur Elektronik	Oberwellenverfahren, $f_{erreg} = 10 \dots 800 kHz$	CMOS-Verstärker,
Gewicht	1 g (Sensor), 35 g (SMD-Elektronik)	z-Achse: 21g xy-Achse: 62 g 27 g (Analogteil des Sensorkopfs in SMD)

Tab. 7.4: Ergebnis der Eignungsprüfung der untersuchten Magnetfeldsensoren (Teil 2)

7.2 Induktionsspule

Grundlage für die Dimensionierung von Feldspulen ist bekanntlicherweise das Induktionsgesetz:

$$\dot{u} = \oint_s \vec{E} d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} d\vec{a} \quad (7.1)$$

Wirkt an einer Feldspule mit N Windungen eine magnetische Flußdichte B(t) ein, so wird eine Spannung

$$u_{ind}(t) = -N \cdot A \cdot \frac{dB(t)}{dt} \cos(\angle(\vec{e}_B, \vec{e}_A)) = -k_B \frac{dB(t)}{dt} \cos(\angle(\vec{e}_B, \vec{e}_A)) \quad (7.2)$$

induziert. Die vom magnetischen Fluß durchflutete Fläche A und die Windungszahl N können hierbei als sensitivitätsbestimmender Spulenparameter k_B zusammengefaßt werden. Zur Dimensionierung einer unterhalb der ersten Resonanzfrequenz betriebenen Spule

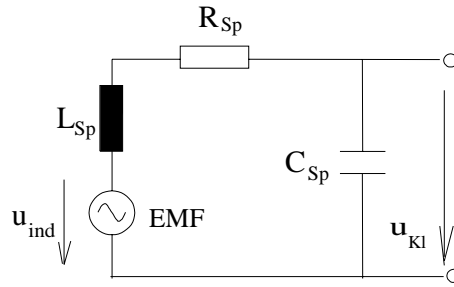


Abb. 7.3: Ersatzschaltbild einer Sensorspule

kann diese als einfacher linearer Zweipol nach Abb. 7.3 modelliert werden. Dieser Zweipol beinhaltet die Induktivität L_{Sp} , den ohmschen Widerstand R_{Sp} und die parasitäre Kapazität C_{Sp} , die sich wiederum aus den Lagenskapazitäten und Streukapazitäten zusammensetzt. Gemäß der Maschenregel gilt für die induzierte Spannung u_{ind} :

$$u_{ind} = R_{Sp} \cdot i_m + L_{Sp} \cdot \frac{di_m}{dt} + u_{Kl} \quad (7.3)$$

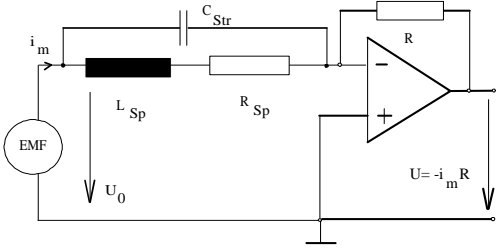
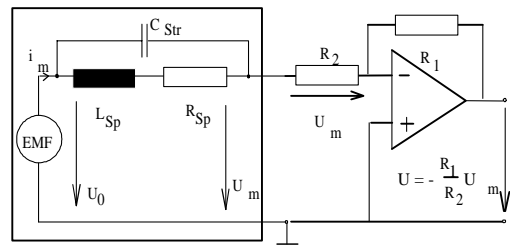
Die an diesem Zweipol wirkende magnetische Flußdichte kann mittels Strom- oder Spannungsmessung bestimmt werden. Bei niederohmiger Ankopplung ist die Klemmenspannung u_{Kl} sehr klein ($u_{Kl} \approx 0$) und der induktive Spannungsanteil dominiert über dem ohmschen Spannungsabfall, d. h. es gilt $L_{Sp} \cdot \frac{di_m}{dt} \gg R_{Sp} \cdot i_m$. Durch Gleichsetzung von Gl. 7.2 u. Gl. 7.3 und beidseitiger Integration ergibt sich der gemessene Strom i_m zu:

$$i_m = -\frac{NA \cos(\angle(\vec{e}_B, \vec{e}_A))}{L_{Sp}} B \quad (7.4)$$

Im anderen Falle, wenn der Spannungsabfall über den resistiven Elementen der Spule gegenüber demjenigen über der Induktivität dominiert, gilt die Bedingung $L_{Sp} \cdot \frac{di_m}{dt} \gg R_{Sp} \cdot i_m$. Bei hochohmigem Abgriff der Klemmenspannung ist zudem $u_{Kl} \approx u_{ind}$. Die gemessene Klemmenspannung ergibt sich also unmittelbar aus Gl. 7.2 zu:

$$u_{ind} = u_{Kl} = -N \cdot A \cdot \frac{dB(t)}{dt} \cos(\angle(\vec{e}_B, \vec{e}_A)) \quad (7.5)$$

Falls die Klemmenspannung unabhängig von der Frequenz bestimmt werden soll, muß das differenzierende Verhalten der induzierten Spannung mittels eines Integrators rückgängig gemacht werden. In Tabelle 7.5 sind nochmals beide Ankopplungsmöglichkeiten zur Messung der magnetischen Flußdichte mit ihren Vor- und Nachteilen gegenübergestellt. In der hiesigen Arbeit wurde die Variante der Spannungsmessung gewählt, da niedrige Frequenzen erfaßt werden müssen.

	Strommessung	Spannungsmessung
Prinzipielle Meßschaltung		
Vorteil:	Frequenzunabhängigkeit	Frequenzabhängigkeit
Nachteil:	$R_{sp} \ll \omega L_{Sp}$ ist schwer erreichbar für niedrige Frequenzen	<ul style="list-style-type: none"> – Integrator notwendig (energetisch ungünstiger) – kleine Meßspannungen bei niedrigen Frequenzen (rauscharme Verstärker nötig)

Tab. 7.5: Vor- und Nachteile der Strom- und Spannungsmessung bei Induktionsspulen

Die mindestens notwendige Windungszahl der Spule N_{\min} hängt von der zugrunde gelegten Detektionsgrenze $u_{s,\min}$ und der unteren Grenzfrequenz f_u ab:

$$N_{\min} = \frac{u_{s,\min}}{2\pi f_u AB_{\min}} \quad (7.6)$$

Die untere Detektionsspannung des Signals wird wiederum in erster Linie vom Rauschen der Eingangsverstärkerstufen und dem geforderten minimalen Signal-/Rauschverhältnis determiniert. Abbildung 7.4 zeigt die realisierte Eingangsstufe einer Feldspule mit der Meßbereichsumschaltung am Integrator. Daneben ist das dazugehörige Wechselstromersatzschaltbild mit seinen Rauschquellen abgebildet. Durch die Kapazität C des Integrators wird das thermische Rauschen der Widerstände R_1 und R_2 stark reduziert, so daß hier das Rauschen durch das Eigenrauschen des Operationsverstärkers selbst bestimmt wird. Eine Rauschanalyse ergibt mit den benutzten rauscharmen CMOS-Verstärkern des Typs LMC660 bei dieser Beschaltung ein Signal-/Rauschverhältnis von

$$SN_{dB} = 20 \lg\left(\frac{u_s}{u_{Nop}}\right) \approx 10 \text{ dB} \quad (7.7)$$

bei einer Signalspannung u_s von $10 \mu V_{eff}$ und einer magnetischen Flußdichte B von 10 nT . Rechnerische und meßtechnische Verfahren zur Bestimmung der Spulenparameter L_{Sp} , R_{Sp} , C_{Sp} und Spulenkonstante k wurden in [23] veröffentlicht. Das Ergebnis der Dimensionierung für ein Spulensystem, bestehend aus zwei orthogonalen Halb- (x und y -Achse) und einer Vollzylinderspule (z -Achse), ist in Tabelle 7.6 aufgeführt. Zur Induktivitätsberechnung wurde hier die Länge der Zylinderspule mit dem Nagoaka-Faktor K_N für mehrlagige kurze Zylinderspulen korrigiert. Dieser Nagoaka-Faktor berechnet sich zu

$$K_N = \frac{1}{1 + \frac{9}{20} \frac{2r}{l} + \frac{16}{25} \frac{t}{2r} + \frac{21}{25} \frac{t}{l}}. \quad (7.8)$$

Für beide Halbzylinderspulen wurde mit einer äquivalenten Rundspule gleicher Fläche gerechnet (eingeklammerte Werte in Tab. 7.6). Die parasitären Kapazitäten lassen sich

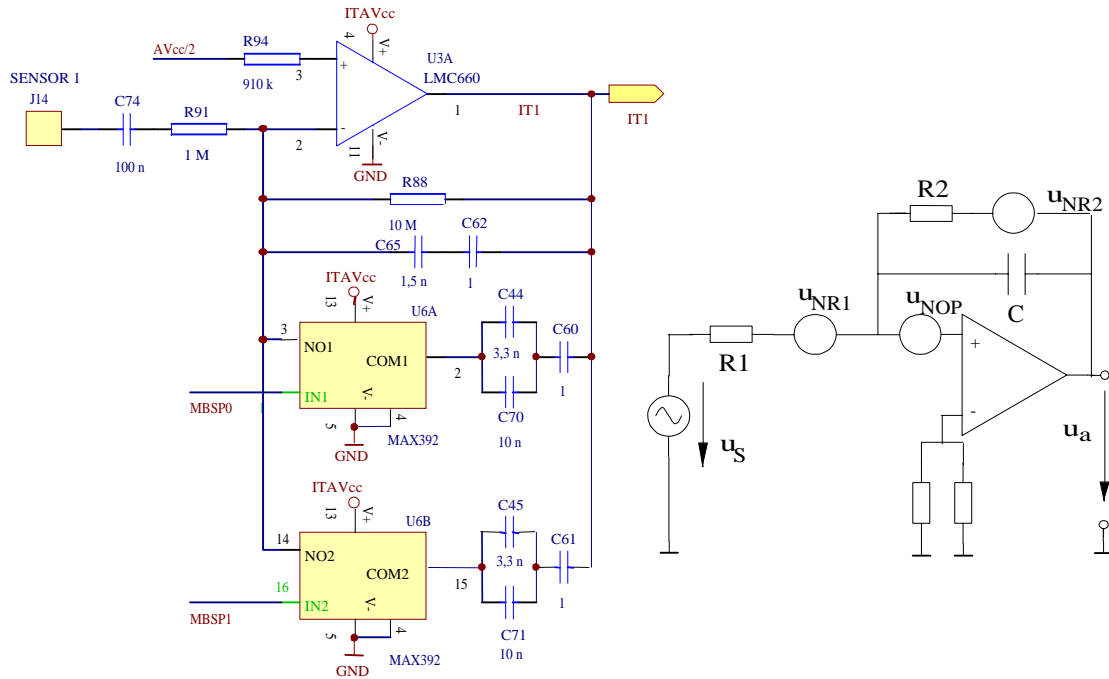


Abb. 7.4: Feldspule an der Impedanzwandlerstufe mit Meßbereichumschaltung (links) und dessen Wechselstromersatzschaltbild mit Rauschquellen (rechts)

nur sehr aufwendig berechnen. Sie wurden mit Hilfe eines Resonanzkreises meßtechnisch ermittelt.

	N_{\min}	$\frac{d}{\text{mm}}$	$\frac{d_{cu}}{\text{mm}}$	$\frac{r}{\text{mm}}$	$\frac{l}{\text{mm}}$	$\frac{t}{\text{mm}}$	l_{Draht}	$R = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{\text{Draht}}}{A_{\text{Draht}}}$	$L = K_N \mu \frac{N^2 \pi r^2}{l}$
x	682	0,158	0,14	36 (25,5)	10	1,9	$(\pi r + 2r) N$	164,6	45,1 mH
y	1293	0,158	0,14	28 (19,8)	10	3,16	$(\pi r + 2r) N$	221,6	80,8 mH
z	391	0,158	0,14	36	10	0,95	$\pi 2r N$	100,5	18,1 mH

Tab. 7.6: Geometrische und elektrische Parameter für ein Sensorspulensystem bestehend aus zwei orthogonalen Halbzylinder- und einer Vollzylinderspule

7.3 Der Fluxgatesensor als benutzerspezifischer Sensor

Wie der vorherigen Abschnitt zeigt, ist es möglich, mittels Induktionsspulen weite Bereiche der magnetischen Flußdichte abzudecken. Die Grenze der Einsetzbarkeit einer passiven Induktionsspule wird erreicht, wenn bei niedrigen Frequenzen eine hohe Sensitivität bei noch akzeptablem Sensorgewicht gefordert wird und keine Einschränkung der Bandbreite in Kauf genommen werden kann. Im niedrigen Frequenzbereich (statisch bis hin zu einigen hundert Hertz) kann der Einsatz eines aktiv betriebenen Sensors günstiger sein. Daher wurde untersucht, ob ein auf dem Fluxgateprinzip beruhender Sensor als zusätzlicher Sensor (benutzerspezifischer Sensor) in Kombination mit Induktionsspulen eine Lösung für ein elektromagnetisches Dosimeter sein kann. Zu diesem Zwecke wurde zunächst ein miniaturisiertes dreiachsiges Fluxgatesensorsystem in Hybridtechnik auf kleinstem Raum

realisiert, die dazugehörige Auswerteelektronik entworfen und das Verhalten eines solchen Sensors untersucht.

7.3.1 Fluxgateverfahren

Bei den Auswerteverfahren wird zwischen selektiven und nichtselektiven Fluxgateverfahren (Meßprinzipien) unterschieden:

Selektive Verfahren (Oberwellenverfahren): Nach der Art der Eliminierung der Grundwelle im induzierten Signal wird zwischen drei Verfahren unterschieden [19]: Sieb-, Differenz- und Winkelverfahren. Das Siebverfahren ist dadurch charakterisiert, daß die Grundwelle mittels selektiven Elementen (Filter) unterdrückt wird. Sensoren, welche nach dem Differenzverfahren arbeiten, bestehen aus zwei möglichst gleichen Sensorelementen, die so angeordnet sind, daß die ungeradzahigen Harmonischen inklusive der Grundwelle sich durch Differenzbildung aufheben, während sich geradzahige Harmonische addieren. Bei Winkelsonden steht das Vormagnetisierungsfeld senkrecht zur Normalen der Induktionsspule. Das zu messende Feld hingegen muß parallel zu dieser Normalen anliegen.

Nichtselektive Erfassung: Bei der nichtselektiven Erfassung gibt es ebenfalls mehrere Möglichkeiten. So kann einfach der Spitzenwert ausgewertet werden, mit einem Resonanzverfahren gearbeitet oder eine Zeitintervallmessung (Zeitverschlüsselungsverfahren) [26] vorgenommen oder die Phasenverschiebung registriert werden. Grund für die Phasenverschiebung ist der Hystereseeffekt der B-H-Kennlinie. Phasenmessungen mit einem Vektorvoltmeter ergaben an dem zweiachsigen Doppelstift-Fluxgatesensor FG20/2, daß die magnetfeldabhängige Phasenverschiebung ein eher schwacher Effekt ist, so daß vom Entwurf einer PLL-Schaltung als Auswerteelektronik Abstand genommen wurde.

Als Fazit des Vergleichs der selektiven Verfahren mit der nichtselektiven Erfassung kann resümiert werden, daß nichtselektive Verfahren in der Regel mit einem geringeren Realisierungsaufwand verbunden sind. Gegenüber dem nichtselektiven Verfahren wird mit bei selektiven eine bedeutend höhere Sensitivität erreicht. Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher das aufwendigere, jedoch sensitivere Oberwellenverfahren realisiert.

7.3.2 Kerngeometrien und Modellierung einer Doppelstiftsonde

Der weichmagnetische Fluxgatekern (Saturationskern) kann als Sieb, Differenz- oder Winkelsonde ausgeführt sein [20]. Eine typische Differenzsonde ist die Anordnung zweier Einstiftsonden zu einer Doppelstiftsonde (nach Förster [16]), bei welcher bereits im Sensor selbst eine Filterung des Fluxgatesignals stattfindet (Magnetische Filterung). Diese Stiftsonden (Kerne) werden gegensinnig erregt und das induzierte Fluxgatesignal mit Induktionsspulen ("Pick up-coil") mit gleichsinnigen Wicklungen aufgenommen. Ohne Anwesenheit eines weichmagnetischen Kernmaterials addiert sich innerhalb der einen Vormagnetisierungsspule die externe magnetische Feldstärke H_{ext} zum Erregungsfeld H_V , innerhalb der anderen gegensinnig gewickelten Erregerspule subtrahiert es sich:

$$\vec{H}_{a1} = \vec{H}_V + \vec{H}_{ext} \quad (7.9)$$

$$\vec{H}_{a2} = \vec{H}_V - \vec{H}_{ext} \quad (7.10)$$

Durch Einbringung von magnetisierbarem Kernmaterial in die Erregungsspule vermindert die magnetische Polarisation M das äußere eingeprägte Feld H_a :

$$\vec{H}_{int} = \vec{H}_a - N \frac{\vec{M}}{\mu_0} \quad (7.11)$$

Die magnetische Polarisation wird hierbei nach [35] analog zur elektrischen Polarisation $\vec{P} = \vec{D} - \epsilon_0 \vec{E}$ als

$$\vec{M} := \vec{B} - \mu_0 \vec{H} = (\mu_r - 1) \mu_0 \vec{H}_{int} \quad (7.12)$$

definiert. Bei Kernen mit konstantem Querschnitt stellt sich intern aufgrund der magnetischen Polarisation die inneren Feldstärken

$$\vec{H}_{int1} = \frac{\vec{H}_a}{1 + N(\mu_r - 1)} = \frac{\vec{H}_V + \vec{H}_{ext}}{1 + N(\mu_r - 1)} \quad (7.13)$$

$$\vec{H}_{int2} = \frac{\vec{H}_a}{1 + N(\mu_r - 1)} = \frac{\vec{H}_V - \vec{H}_{ext}}{1 + N(\mu_r - 1)} \quad (7.14)$$

ein. Die Stärke der magnetischen Polarisation ist geometrieabhängig und wird mittels des Entmagnetisierungsfaktors N beschrieben. Für ein Zylinderstäbchen mit der Länge L und dem Durchmesser d ist dieser Faktor unter der Bedingung $L > 10 \cdot d$ gegeben durch [31]:

$$N \approx \left(\frac{d}{L} \right)^2 \left[2.01 \lg \left(\frac{L}{d} \right) - 0,46 \right] \quad (7.15)$$

Für Ellipsoide ist der Entmagnetisierungsfaktor unter der Voraussetzung homogener Feldverhältnisse exakt berechenbar. Die planare Kernstruktur der im Rahmen dieser Arbeit benutzten Fluxgatesensoren ist rechteckförmig. Diese Streifenkerne mit nahezu konstanter rechteckförmiger Querschnittsfläche lassen sich sehr gut durch ein allgemeines Ellipsoid mit den Halbachsen $c > b > a$ modellieren. Der Entmagnetisierungsfaktor

$$N = \frac{abc}{2} \int_0^\infty \frac{ds}{(s + c^2) R_s} \approx \frac{ab}{c^2} \left[\ln \left(\frac{4c}{a+b} \right) - 1 \right] \quad (7.16)$$

mit $R_s = \sqrt{(s + a^2)(s + b^2)(s + c^2)}$ ergibt für die vorliegende Kerngeometrie mit $L = \frac{c}{2} = 1000 \mu m$, $\frac{b}{2} = 100 \mu m$ und $\frac{a}{2} = 0.5 \mu m$ ein Faktor von $N = 1,351 \cdot 10^{-4}$. Letztere Näherung gilt für $N \leq 10^{-3}$ nach [36] mit einer Genauigkeit besser als 5 %.

Unter Vernachlässigung des Hystereseeffektes (idealer Magnetisierungsprozess) kann die B-H-Kennlinie eines Saturationskerns als alternierende Potenzreihe mit ungeraden Potenzen dargestellt werden:

$$B(H) = a_1 H - a_2 H^3 + a_3 H^5 - \dots \quad (7.17)$$

Die induzierte Spannung in den Aufnehmerspulen auf der Sekundärseite errechnet sich zu:

$$U_i = NA \frac{d}{dt} [B(H)] \quad (7.18)$$

Für einen periodischen dreiecksförmigen Erregungsstrom läßt sich die induzierte Spannung

$$U_i = -\frac{N d\Phi}{dt} = -N A \frac{2 \cdot B_s}{\pi} \frac{\frac{4\hat{h}_V}{T}}{\left(1 + \frac{4\hat{h}_V t}{T} + \hat{h}_V + \hat{h}_{ext}\right)^2} \quad (7.19)$$

berechnen, wobei T die Periode des Erregungsstroms bezeichnet. Für einen sinusförmigen Vormagnetisierungsstrom ergibt sich bei kleinen Aussteuerungen (d. h. $H_{ext} \ll H_V$) und Annäherung der Magnetisierungskennlinie durch eine Arcustangensfunktion nach einer theoretischen Untersuchung durch Greiner [19] für die Amplitude der 2. Harmonischen:

$$u_{i2\omega} \approx \frac{A 2B_s \omega}{k} \frac{4 \cdot h_{ext}}{\pi \hat{h}_V^2} \frac{\left(1 - \sqrt{\hat{h}_V^2 + 1}\right)^2}{\sqrt{\hat{h}_V^2 + 1}} \quad (7.20)$$

mit den normierten Größen $h_{ext} = \frac{\pi \mu_{null}}{2 B_s} H_{ext}$ und $\hat{h}_V = \frac{\pi \mu_{null}}{2 B_s} \hat{H}_V$ (Maximum der normierten Vormagnetisierungsfeldstärke), der absoluten Permeabilität im Nullpunkt $\mu_{null} = \mu_{rN} \mu_0$ bei $B = 0$ T, der Sättigungsflußdichte B_s (bei Permaloy mit 70 bis 80 % Ni: $B_s = 0.6$ T; bei 100 % Ni: 0.618 T), dem wirksamen Kernquerschnitt A (bei einer Einstiftsonde ist die einfache, bei der Differenzsonde die doppelte Querschnittsfläche einzusetzen) und einer vom Maßsystem abhängigen Konstante (hier $k=1$).

7.3.3 Herstellung des dreiachsigen Fluxgatesensors

7.3.3.1 Sensordie

Zur Herstellung eines dreiachsigen Fluxgatesensors wurden vom Fraunhofer-Institut Dresden Nacktchips (Dies) bezogen. Auf solchen Dies des Typs FGV03 befinden sich bereits zwei orthogonal ausgerichtete Doppelkernsonden, die in CMOS-Planar-Technologie [17] ausgeführt sind. Das Kernmaterial hat eine permaloyähnliche Legierungszusammensetzung mit 81 % Nickel und 19 % Eisen. Dieser quaderförmige NiFe-Kern ist nur 1000 μm lang, 100 μm breit und 0.5 μm dick und von einer 20 nm dicken Basisschicht aus Tantalfilm ummantelt. Die den Kern umgebende Spulen mit speziellen Sandwich-Prozessen [32] aus einer 1 μm dicken AlSi-Schicht hergestellt. Die Breite der Spulendrähe beträgt 3,2 μm , die Steigung der Wicklung (Pitch) ist 5,2 μm . Die Stromtragefähigkeit dieser dünnen Schichten läßt Effektivströme bis 3 mA zu. Die untere Grenzfrequenz ($f_u \approx 0$ Hz) des Fluxgatesensors wird durch seine Langzeitstabilität nach unten begrenzt. Da diese Stabilität in der Regel größer ist, als die natürlichen Fluktuationen des statischen Erdfeldes, können statische Felder damit problemlos gemessen werden. Bei Erregungsfrequenzen von 10 kHz liegt die obere Grenzfrequenz bei dieser Sensorausführung typischerweise bei 250 bis 300 Hz. Die obere Grenzfrequenz ist abhängig vom verwendeten Gehäusematerial und der Betriebsfrequenz des Sensors. Die wichtigsten technischen Daten des benutzten Dies sind Inhalt von Tabelle 7.7.

7.3.3.2 Fertigungsprozesse zum Aufbau eines dreiachsigen Fluxgatesensors

In Kooperation mit der Fachhochschule Karlsruhe (Reinraum und Hybridlabor) wurde ein dreiachsiger Fluxgatesensor aufgebaut. Hierfür wurden standardisierte Fertigungsprozesse der Hybridtechnik [8] eingesetzt und für die hiesigen Erfordernisse modifiziert. Eine

Parameter	typischer Wert	Meßbedingungen
max. Erregungsstrom	4 mA _{ss}	
Sensitivität	$0.15 \frac{V}{kHz \cdot T}$	4 mA _{ss} @20 kHz
Sensorrauschen (weißes Grundrauschen)	$30 \frac{nT}{\sqrt{Hz}}$	>30 Hz
Windungen der Erregungsspule	2*50 Wdgen/Kern	
Windungen der Sensorspule	2*40 Wdgen/Kern	
Windungsanzahl der Kompensationsspule	2*50 Wdgen/Kern	
Widerst. der Vormagnetisierungsspule	260 Ω	
Widerstand der Sensorspule	220 Ω	
Widerstand der Kompensationsspule	520 Ω	
Meßbereich	± 100 μT	
Erregungsfrequenzbereich	10 bis 800 kHz	
Linearität	<3%	im Intervall: ±50 μT
Kopplungsfaktor für Kompensation	$32 \frac{\mu T}{mA}$	

Tab. 7.7: Spezifikationen des verwendeten planaren Fluxgatesensors FG20/2 [15]

Übersicht über die einzelnen Arbeitsschritte finden sich in Tabelle 7.8. Bei diesen Prozessen wurde der Einsatz eines 50 W Nd-YAG-Festkörperlasers des Forschungszentrums für das Keramikschnitten neu eingeführt. Der Lasereinsatz ermöglichte eine sehr effektive, serientaugliche Bearbeitung der goldbedruckten Nutzen (10 Sensoren auf einer Feinkeramik). Ferner ist die dreidimensionale Aufbau- und Verbindungstechnik als Besonderheit hervorzuheben. Hier wurde das Sensordie zunächst planar aufgeklebt und gebondet. Die Kontaktierung des orthogonal aufgestellten Keramikelements mit der Basiskeramik erfolgte über die Kanten mit Leitfähigkeitspaste. Auf diese Weise wurde eine Kleinserie von zehn dreiachsigen Fluxgatesensoren hergestellt. Die Ausbeute betrug hierbei ca. 80 %. Das Endergebnis dieses Aufbaus, der in einem kleinen 20 poligen IC-Gehäuse (Small Outline) untergebracht werden konnte ist in der Abb. 7.6 und 7.7 zu sehen.

Keramikssubstrat des 3D-Fluxgatesensors

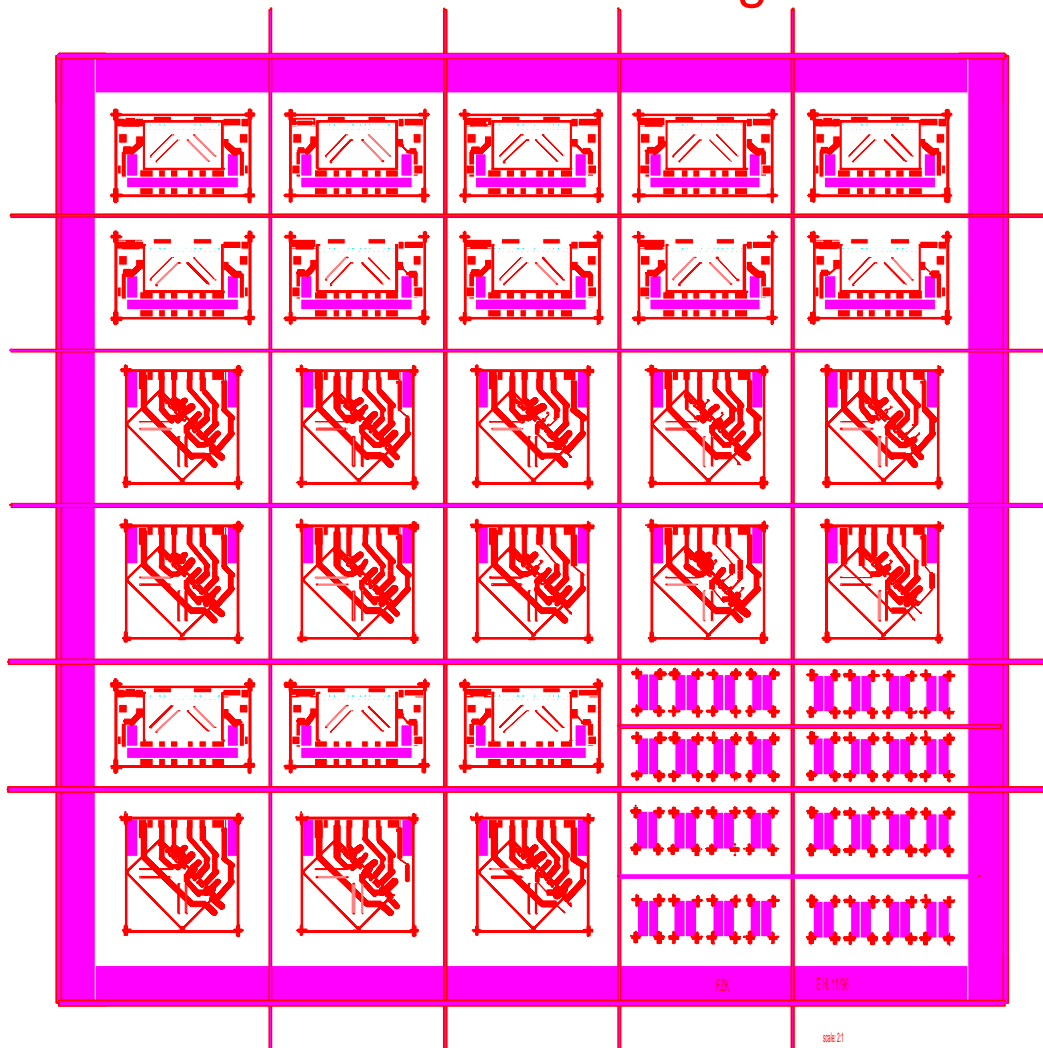


Abb. 7.5: Substrat mit Basiskeramik, vertikalem Keramikelement und Mikrowinkel. Zu sehen ist das Siebdruck-Layout und die Schnittführung des Festkörperlasers.

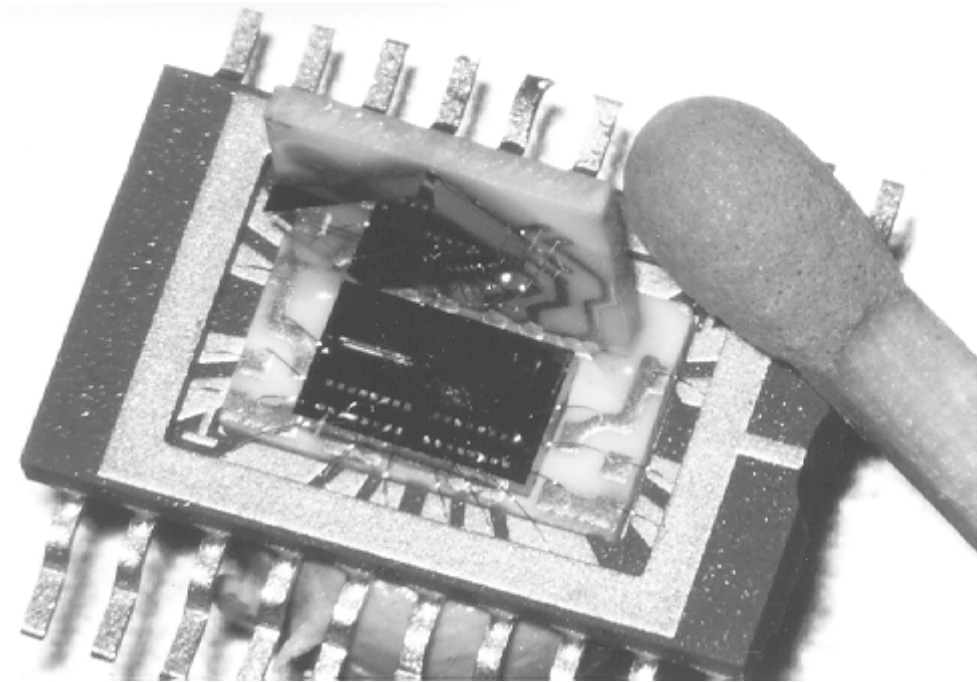


Abb. 7.6: Dreiachsiger Fluxgatesensor in Hybrid- und Dickfilmtechnik realisiert im 20 poligen "Small Outline Package" (SO-Gehäuse)

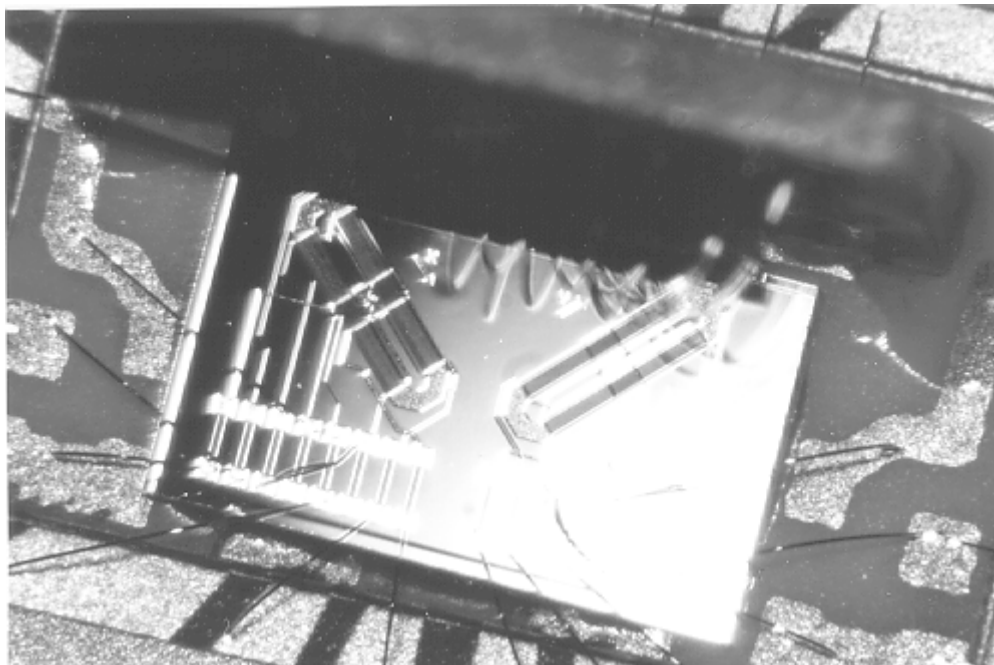


Abb. 7.7: Aufbau des dreiachsigen Fluxgatesensors: Zweiachsiges CMOS-Fluxgate-Die gebondet auf ein Keramiksubstrat mit aufgedruckten $250\ \mu\text{m}$ breiten Goldleiterbahnen (Dickfilmtechnik)

Nr.	Bild	Arbeitsvorgang
1.		Layoutentwicklung: Hochauflösender Ausdruck im Format 2:1
2.		Erstellen einer Belichtungsvorlage (Format 1:1) mit Reprotechnik
3.		Sieb belichten: Beschichtung eines Metallsiebes mit einer lichtempfindlichen Folie, Auflage der Belichtungsvorlage, Start des Belichtungsvorganges
4.		Siebdruck: Leiterbahnstrukturen und Pads werden mit leitfähiger Goldpaste durch das Siebdruckverfahren erzeugt
5.		Brennen im Ofen: Sintern der gedruckten Strukturen, durchfahren eines Temperaturprofils (120°C - Trocknen und Tempern: 25 min, 900°C Sintern: 40 min, Abkühlen: 25 min)
6.		Keramikschneiden: Trennen der Nutzen (Feink Keramik mit mehreren Teilelementen) mit Nd-YAG Festkörperlaser, 50 W; Schleifen der Keramikelemente (Entkraten) und Reinigen im Ultraschallbad
7.		Die-Bonding: Die mit Epoxi-Klebstoff mit Substrat verbinden, Aushärten auf beheizter Metallplatte
8.		Wire-Bonding: Kontaktierung beider Dies mit den Goldpads auf der Keramik und speziellen IC-Gehäuse (Keramik SOIC) mit Hilfe eines sog. "Wedge-Wedge-Wirebonder"
9.		3 D-Aufbau: Orthogonales Verkleben mit Epoxidkleber, Kontakte über Leitfähigkeitspaste, erneutes Aushärten
10.		SMD-Bestücken des Sensors, IR-Reflowofen, Sensor und Elektronik abdecken

Tab. 7.8: Arbeitsschritte bei der Realisierung des dreiachsigen Fluxgatesensors mit Fertigungsprozessen der Hybridtechnik (Verfahren nach [8] in modifizierter Form)

7.3.4 Fluxgateelektronik

Das Blockschaltbild in Abb. 7.8 zeigt eine Auswertelektronik, die das selektive Oberwellenverfahren realisiert. Ein Rechteckgenerator erzeugt ein nach dem ersten Teiler symmetrisiert vorliegendes Rechtecksignal, das einem phasensensitiven Synchrongleichrichter zugeführt wird. Gleichzeitig wird nach einer weiteren Frequenzhalbierung eine Sägezahnspannung generiert. Diese dreiecksförmigen Ströme werden über Treiber den Erregungsspulen einer Doppelstiftkernanordnung zugeführt. Über zwei Induktionsspulen wird das Differenzsignal einem rauscharmen Eingangsverstärker zugeführt. Anschließend wird mit einem Bandpaß die zweite Oberwelle, die die Information über das externe Feld trägt herausgefiltert. Das bidirektionale Signal wird nun einem phasensensitiven Synchrongleichrichter weitergeleitet. Dieser Gleichrichter wird mit der doppelten Erregungsfrequenz synchronisiert und liefert ein dem externen Feld proportionales Ausgangssignal. Wird dies noch einer Glättung unterzogen, so handelt es sich um ein magnetfeldabhängiges DC-Signal. Um den Sensor in einem festen Arbeitspunkt (Nullage) zu betreiben, kann das Ausgangssignal über einen Spannungs-/Stromwandler zurückgekoppelt werden. Eine Kompensationsspule erzeugt ein dem externen Feld entgegengesetzte Flußdichte. Der Sensor arbeitet in diesem Falle im Kompensationsbetrieb, der eine Vergrößerung des Linearitätsbereichs bewirkt und größere Aussteuerungen ermöglicht.

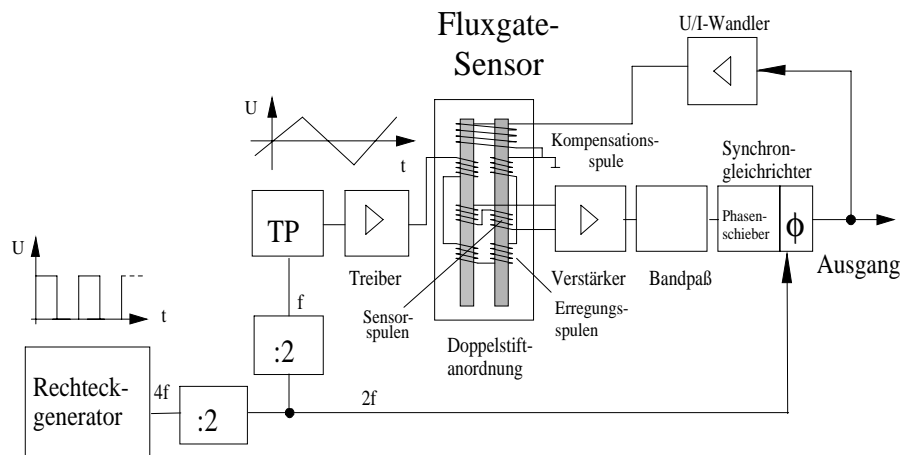


Abb. 7.8: Funktionsprinzip eines Fluxgatesensors (Oberwellenverfahren)

Die Stabilität des Fluxgatesensors hängt neben den Eigenschaften des Kernmaterials wesentlich von der Frequenz- und Amplitudenstabilität der Elektronik ab. Ein Schaltplan der entwickelten Elektronik befindet sich im Anhang auf S. Df. Aus Gründen des Stromverbrauchs und wegen elektronischer Kopplungen wurde die Erregungsfrequenz der entwickelten Elektronik auf 50 kHz limitiert. Eine Stabilitätsuntersuchung der Erregungsfrequenz und Amplitude ergab über 24 Stunden eine Standardabweichung von 4,4 Hz und 61 μV . Die Histogramme zu diesen Messungen sind in Abb. 7.9 und 7.10 dargestellt.

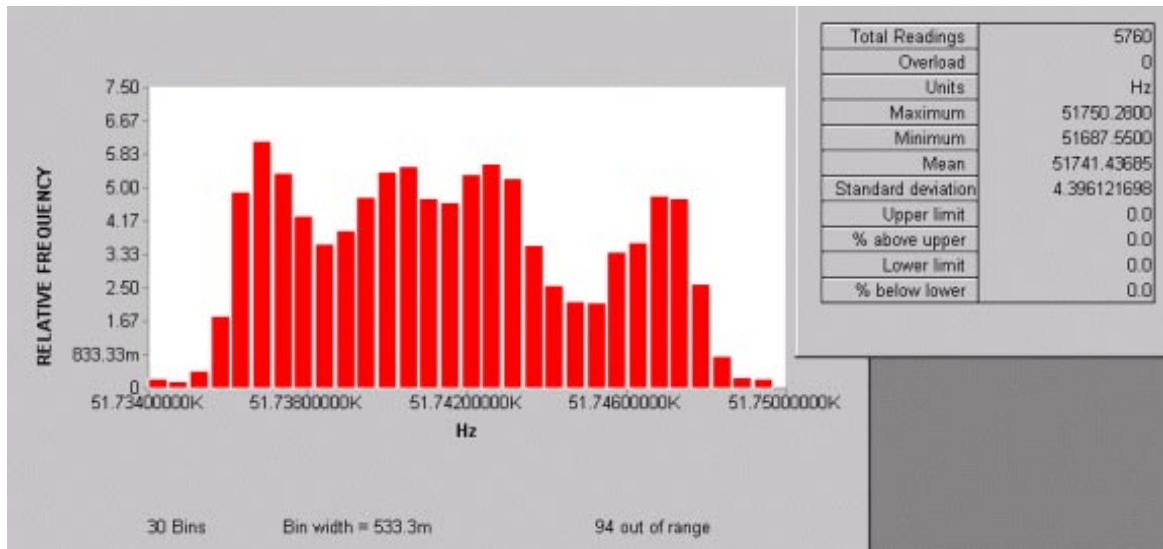


Abb. 7.9: Frequenzstabilität des Dreiecksgenerators über 24 Stunden, Abtastrate: 4 Hz

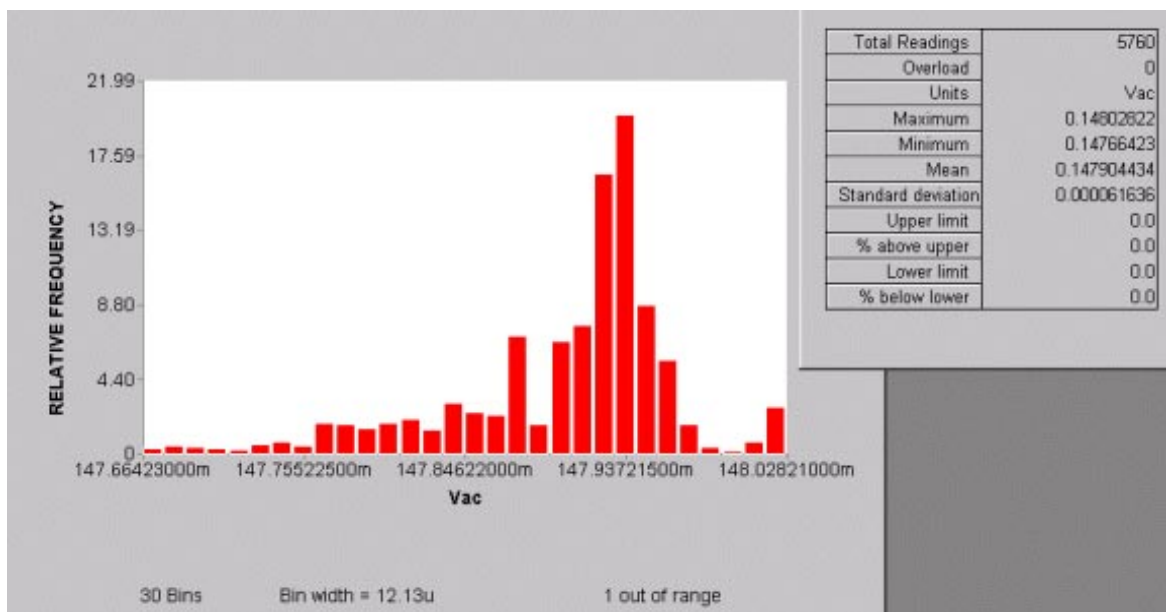


Abb. 7.10: Amplitudenstabilität der Fluxgateerregung über 24 h, Meßrate: 4 Hz

Literatur

- [1] Barker R. C. (1965) On the analysis of second-harmonic modulators, IEEE Transactions on magnetics, Vol. MAG-1, No. 4, p. 337-341
- [2] Bartington (1995) Operation manual for MAG-03 range of three axis magnetic field sensors, Bartington Instruments, Ltd, Oxford, England
- [3] Barjenbruch U. (1994) Hochempfindlicher Magnetfeldsensor, Technisches Messen, Nr. 61, S. 248 - 252
- [4] Barjenbruch U. (1993) A novel highly sensitive magnetic sensor, Sensors and Actuators A, 37-38, p. 466-470
- [5] F. W. Bell (1995) Datenblatt: High frequency hall generator Model GH-601, F. W. Bell, INC. Orlando, Florida, U.S.A.
- [6] Bonfig K., Haak R.(1986) Analoge Magnetfeldmessung mit digitalem Wiegand-Schalter, messen prüfen automatisieren, Nr. 6, S. 328-331
- [7] Bornhöfft, W., Trenkler G. (1991) Magnetic Field Sensors: Flux Gate Sensors, in: Göpel, et al. [Hrsg.] Sensors - A comprehensive survey, Magnetic Sensors, Vol. 5, VCH, Weinheim, p. 153-203
- [8] Buck C. (1996) Hybridintegrierte Schichtschaltungstechnik - Dickschichttechnologie - Anleitung für die Entwicklung sowie der Herstellungs- und Verfahrenstechnik hybridintegrierter Schichtschaltungen, Fachbereich Mechatronik, Fachhochschule Karlsruhe
- [9] Castagnetti R., et al. (1991) Noise Correlation and Operatig Conditions of dual-collector-Magnetotransistors, Sensors and Actuators, A25-A27, p. 363-367
- [10] Chovet A., Mathieu N. (1992) Noise and resolution of semiconductor integrated magnetic sensors, Sensors and Actuators A32, p. 682-687
- [11] Clarke J.(1994) SQUIDS, Spektrum der Wissenschaft, Nr. 10, S. 58-69
- [12] Dagenais, Buchholtz, Koo (1988) Elimination of residual signals and reduction of noise in a low-frequency magnetic fiber sensor, Appl. Phys. Lett. 53 (16), p. 1474-1476
- [13] Dehmel G. (1989) Magnetic field sensors: induction coil (search coil) sensors, in: Sensors, Vol. 5: Magnetic Sensors, Göpel et al. [Hrsg.], VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, p. 206-251

- [14] Dettmann F. et al. (1991) Magneto-resistive Sensoren mit hoher Linearität, Sensor 91, Kongreßband II, S. 231-242
- [15] Fraunhofer-Institut (1994) Datenblatt zum FG20/2, Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme, IMS2-Dresden
- [16] Förster F. (1955) Ein Verfahren zur Messung magnetischer Gleichfelder und Gleichfelddifferenzen und seine Anwendung in der Metallforschung und Technik, Zeitschrift für Metallkunde Band 46, Heft Nr. 5, S. 385
- [17] Gottfried-Gottfried R. et al. (1995) A miniaturized magnetic field sensor system consisting of a planar fluxgate sensor and a CMOS readout circuitry, Transducers '95, Eurosenors IX, 8-th international conference on solid-state sensors and actuators, and eurosenors IX, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995, report 289-A12, p. 229-232
- [18] Grattan KTV (1991), An investigation of the split-drain MAGFET and signal conditioning circuitry, Sensors Technology Systems and Applications, Adam Hilger, Bristol, p. 519-524
- [19] Greiner J. (1959) Feldmessungen nach dem Oberwellenverfahren, Theoretische Betrachtungen, Nachrichtentechnik Band 9, Heft 4, S.173-180
- [20] Greiner J. (1960) Feldmessungen nach dem Oberwellenverfahren, Methodische Untersuchungen, Nachrichtentechnik Band 10, Heft 3, S. 123 - 126
- [21] Hauser H., Gaugitsch M. (1994) Fluxgate-Sensoren: Funktionsweise Bauform Werkstoffe, Technisches Messen, Heft 6, S. 235-247
- [22] Hieronymus H., Weiss H. (1957) Über die Messung kleinster magnetischer Felder mit Hallgeneratoren, Siemens Zeitschrift, 31. Jahrgang, Heft 8, S. 404-409
- [23] Huber E., Urban M. (1995) Helmholtzspulen zur Kalibrierung von Magnetfeldsensoren, Wissenschaftliche Berichte FZKA5643, Forschungszentrum Karlsruhe
- [24] Jessen J., Petersen A. (1990) Eigenschaften und Anwendungen der Magnetfeldsensoren KMZ 10, Technische Informationen, Philips, Hamburg
- [25] Krüger M., Schmitt B. (1995) Messung elektromagnetischer Nahfelder auf Leiterplatten, Technisches Messen, R Oldenbourg Verlag, Heft 1, S. 12-14
- [26] Lassahn M. (1995) Einsatzmöglichkeiten eines mehrkanaligen Saturationskernmagnetometers in der Feldstrukturanalyse, Dissertation an der Universität der Bundeswehr Hamburg
- [27] Loreit et al. (1995) Der elektronische Kompaß, Sonderheft "Sensortechnik" von Design & Elektronik. Mai 1995, S. 28 - 30
- [28] Maenaka K. et al. (1990) Universal Magneto-operational Amplifier (MOP), Sensors and Actuators, A21-A23, p. 807-811
- [29] Nikitin P. I. et al. (1992) Magnetic-field sensors for non-disturbing and wide-band measurements, Sensors and Actuators, A, Vol. 32, p. 671-677
- [30] Popovic R. S., et al. (1996) The future of magnetic sensors, Sensors and Actuators, A36, p. 39-55

- [31] Primdahl F. (1979) The fluxgate magnetometer, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, Vol. 12, p. 241-253
- [32] Sauer B. et al. (1993) CMOS Compatible Integration of Thin Ferromagnetic Films, Euro-sensors VII, Budapest, 26.-29. Sept. 1993
- [33] Sauer B., Haase T., Gottfried-Gottfried R. (1994) Fluxgate-Sensoren in CMOS-kompatibler Planartechnologie, Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS 2, Dresden
- [34] Siemens Halbleiter (1990), Siemens AG München, S. 71-75 und (Siemens&Halske AG): Hennig G.(1965) Die Feldplatte - Eigenschaften und Anwendung, Sonderdruck aus "Elektronik" Heft 8, S. 225-229
- [35] Simony (1989) Theoretische Elektrotechnik, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, 9. Aufl., Berlin, S. 42f, S. 336
- [36] Trenkler G. (1968) Die Messung schwacher magnetischer Felder mittels Magnetometer mit direkter Zeitverschlüsselung, Dissertation, TU Braunschweig

8 Technische Realisierung

8.1 Die "Datenlogger"-Einheit

Der Datenlogger übernimmt die übergeordnete Systemsteuerung (Master) und Signalverarbeitung des Meßsystems. Der strukturelle Aufbau des realisierten Datengeräts ist in Abb. 8.1 dargestellt. Kernstück dieser Einheit bildet der 8-Bit-Mikrocontroller SAB80C517A von Siemens [9], [10]. Für die Auswahl dieses zur 8051-Familie zählenden Mikrocontrollers war das Vorhandensein einer Multiplikationseinheit (MDU), seine umfangreichen Schnittstellen (7 bidirektionale Ports) für periphere Komponenten, sein leistungsfähiges Interruptsystem (17 Interruptquellen auf vier Ebenen) und der in seiner Klasse relativ geringe Energiebedarf (3 Energiesparmodi) ausschlaggebend. Zur Erfüllung seiner Aufgaben wurde das Mikrocontrollersystem mit zahlreichen peripheren Bausteinen ausgestattet. Neben bereits beschriebenen Komponenten zur Sicherstellung der Energieversorgung ("Powermanagement") wurde ein 2 MB großer FLASH-Speicher (Am29F016 von AMD), ein 64 K großes EPROM als Programmspeicher, ein 128 kB großes externes SRAM und eine Echtzeituhr (MM58167B von National Semiconductor). Seine Aufgaben bestehen im einzelnen in der

- Initiierung der Meßwertaufnahme des Sensorkopfes (Slave),
- Auswertung der Sensordaten (Signalverarbeitung),
- Kalibrierung und des Offsetabgleichs (Verrechnung des Nullwertes des AD-Wandlers),
- Durchführung der Signalverarbeitung (Skalierung und Umrechnung der Wandlerdaten in das IEEE-Zahlenformat, FFT, Effektivwertbildung, Radizierung, Koordinatentransformation, ...),
- nichtflüchtigen Datenspeicherung (FLASH),
- Generierung eines Zeitstempels (Datum und Uhrzeit einer Echtzeituhr),
- Steuerung des Displays und Warntonausgabe,
- Steuerung der Bedienfunktionen des Meßsystems über ein "Toggle"-Menü (Drei Bedientaster),
- Kommunikation mit einem PC (Remote - Betrieb über serielle Schnittstelle).

8.2 Der "Sensorkopf"

Die als "Sensorkopf" bezeichnete Einheit beinhaltet alle Komponenten, die zur räumlichen Erfassung des elektrischen und magnetischen Feldes notwendig sind. Der strukturelle Aufbau des Sensorkopfes ist in dem Blockschaltbild Abb. 8.2 zu sehen. Die Vektorkomponente des elektrischen Feldes wird mittels drei kapazitiven Sensoren und die magnetische Flußdichte mit drei orthogonalen Feldspulen gemessen. Zur Reduzierung des Schaltungsaufwandes mit einem deutlich geringeren Platz- und Energiebedarf werden die kapazi-

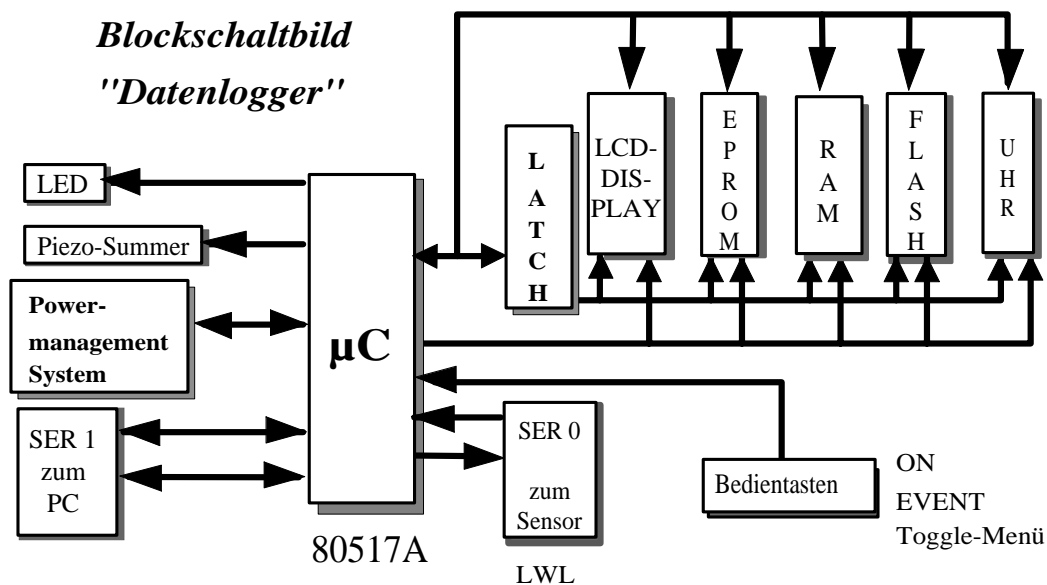


Abb. 8.1: Blockschaltbild des Datenloggers

tiven Sensoren und Induktionsspulen über einen Multiplexer an eine CMOS-Verstärker- und Filtereinheit (500 Hz und 20 kHz-Antialiasing-Filter) angekoppelt. Zum Anschluß weiterer Feldsensoren besteht die Möglichkeit an dem A/D-Wandler drei weitere Kanäle anzuschließen. Hierdurch besteht die Gelegenheit das System zukünftig auf benutzerspezifische Anforderungen (z. B. Gleichfeldmessung, extrem starke Felder, ...) zu erweitern und anzupassen. Wegen der Komplexität der Steuerungsaufgaben bedingt durch die Meßbereichsumschaltung, Änderung der Abtastrate, Pufferung der Meßwerte etc. war es bei dieser Einheit ebenfalls erforderlich, einen Mikrocontroller einzusetzen.

Funktional handelt es sich bei dem Mikrocontrollersystem des Sensorkopfs um ein dem Datenlogger untergeordnetes System (Slave). Der Sensorkopf befindet sich solange im passiven Idle-Mode, bis ihn vom Datenlogger eine Meßanfrage über die Lichtwellenleiter-schnittstelle erreicht. Der Sensorkopf ist in der Lage auf eine solche Anfrage gemäß Tab. 8.1 zu reagieren:

Blockschaltbild Sensorkopf

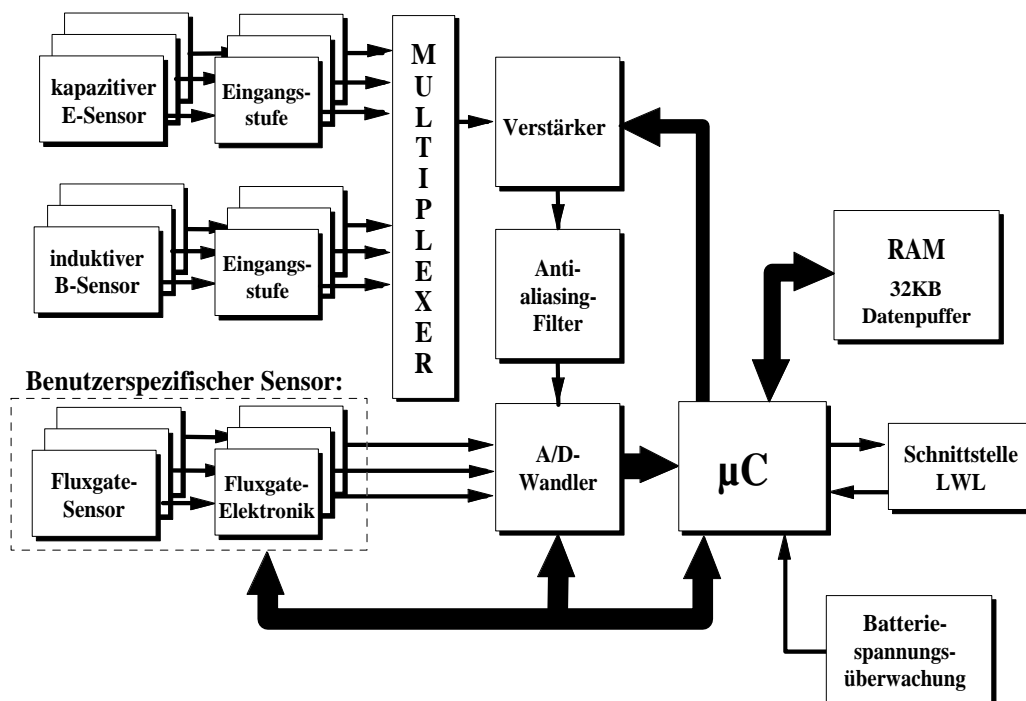


Abb. 8.2: Blockschaltbild des Sensorkopfs

Anfrage	Funktion und Reaktion des Sensorkopfs
Selbsttest	Nach einer Prüfung der Analog-Hardware, des Systemspeichers zur Datenpufferung sowie der Spannungsversorgung wird ein Statusbyte übergeben, das Informationen über den Zustand des Sensorkopfes enthält.
Status	Gibt den aktuellen Zustand des Sensorkopfes zurück. Dadurch besteht die Möglichkeit, eine schnelle Information über den Sensorzustand zu erhalten, ohne einen Selbsttest auszuführen.
Nullwert	Gibt den Zahlenwert des A/D-Wandlers der von der halben Betriebsspannung resultiert (Nullwert) an den Datenlogger zurück. Hierdurch werden Drifterscheinungen kompensiert.
Einzelmeßwert	Ermittelt den Amplitudenwert des herrschenden Feldes für die angeforderten Kanäle. Übergeben wird die Sensor- und Kanalnummer sowie der Meßbereich oder die Aufforderung ein Autoranging durchzuführen. Rückgegeben wird die Amplitude und der Meßbereich.
Meßwertfolge	Bei einer vorgegebenen Abtastrate werden 1024 Meßwerte dem Feldsignal entnommen. Übergeben werden Sensor- und Kanalnummer, die Abtastrate und der Meßbereich (Manuell oder Autoranging). Rückgabeparameter sind die Momentanwerte und der Meßbereich.

Tab. 8.1: Anfragen an den Sensorkopf

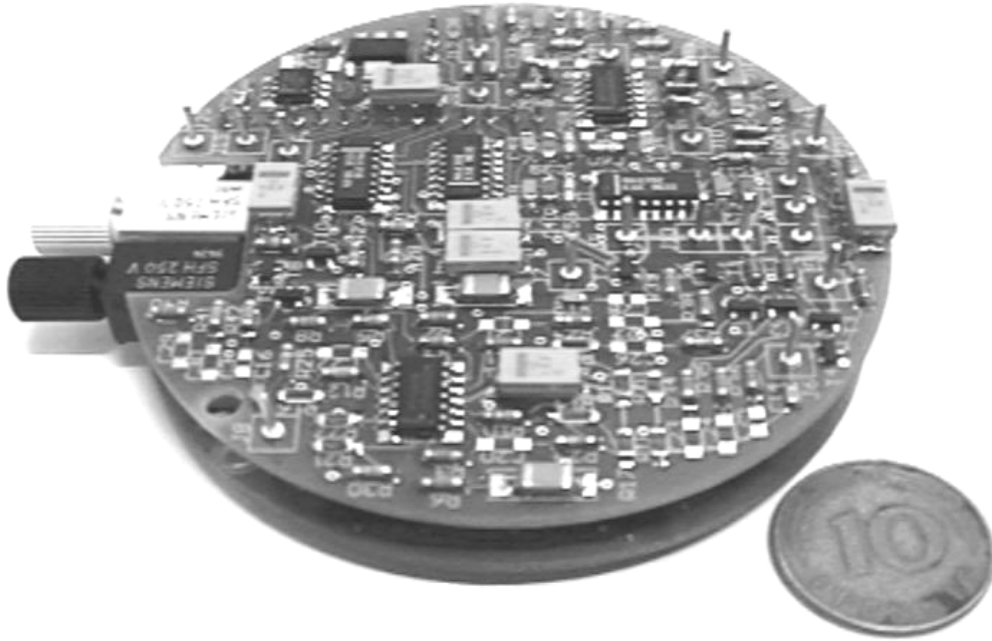


Abb. 8.3: Analoge und digitale Sensorkopfelektronik realisiert in SMD-Technik

8.3 Eingangsstufe des E-Feldsensors

Während die Eingangsstufe des Magnetfeldsensors bereits im vorhergehenden Kapitel auf S. 137 vorgestellt wurde, soll dies jetzt noch für die Eingangsstufe des E-Feldkanals geschehen. Das grundlegende Problem beim Entwurf einer geeigneten Eingangsstufe besteht darin, eine Spannungsmessung an der hochohmigen Quellenimpedanz $|X(f_u = 5\text{Hz}, C = 40\text{ pF})| = \frac{1}{\omega C} = 800\text{ M}\Omega$ durchzuführen. Da diese Messung mit einer akzeptablen Genauigkeit durchgeführt werden muß, bedeutet dies eine extreme Anforderung an die Eingangsstufe. Für die hochimpedante Eingangsstufe des E-Feldsensors wurde ein Operationsverstärker mit FET-Eingängen mit einem Eingangsruhestrom von 2 fA und einer Eingangsrauschspannung von $22 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ ausgewählt. Seine Stromaufnahme beträgt pro Verstärker $375\text{ }\mu\text{A}$ und erreicht eine Transitfrequenz von $1,4\text{ MHz}$. Solch hohe Eingangswiderstände können nur mit einer dynamischen Rückkopplung erreicht werden. Durch die unipolare Betriebsspannung muß auf den nichtinvertierenden Eingang das Bezugspotential aufgeschaltet werden. Ein solch hochohmige Spannungszuführung ist mit einem herkömmlichem Spannungsteiler in SMD-Technik nicht zu verwirklichen. Die schaltungstechnische Lösung zeigt die zugehörige PSPICE-Simulationsschaltung in Abb. 8.4. Die moderat hochohmig heruntergeteilte Spannung wird über einen hochohmigen Widerstandsweig R_b an den Eingang gelegt. Der Trick besteht nun darin, die Spannung am Punkt P1 nachzuführen, so daß sich an P1 die gleiche Spannung einstellt, wie an P2. Gelingt diese hinreichend gut, so bedeutet dies, daß keine Spannung über R_b abfällt, was im Idealfall einem unendlich großen Widerstand entspräche. In der Praxis muß die Nachführung über C_r mit R_r gedämpft werden, da die Schaltung ansonsten instabil wird. In Abbildung 8.5 ist als Beispiel ein Simulationsergebnis dargestellt. Der Rückführwiderstand R_r ist hier so zu dimensionieren, daß ein lacher Frequenzverlauf ohne Überhöhung resultiert.

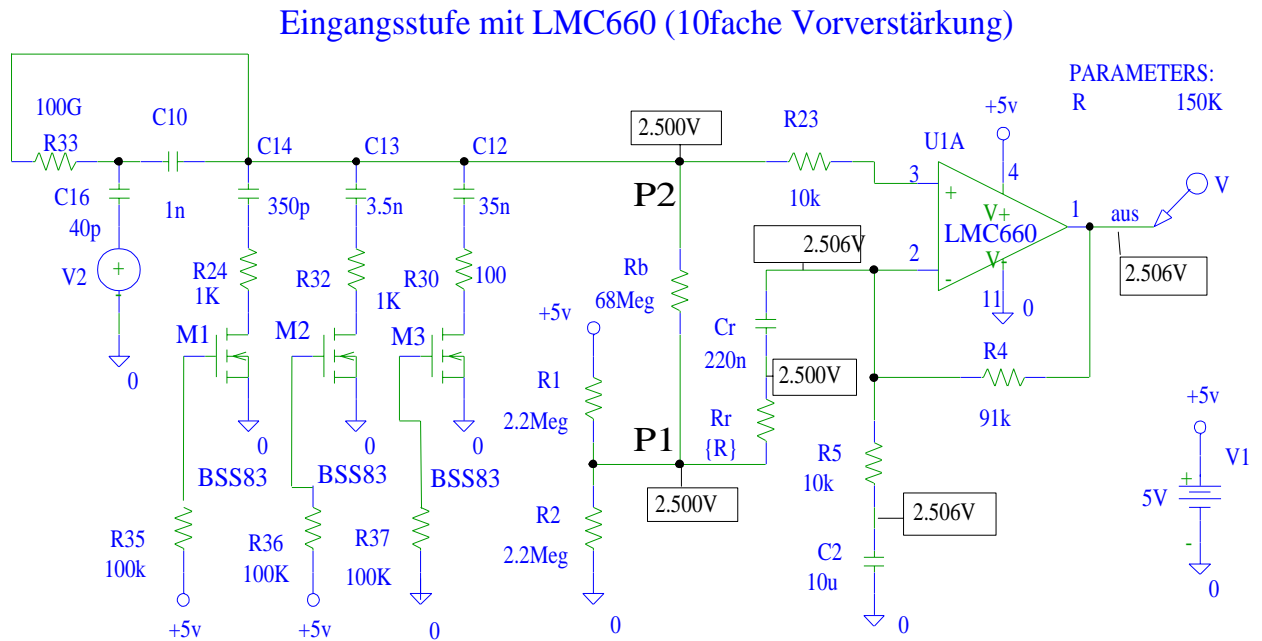


Abb. 8.4: PSPICE-Simulation der Eingangsstufe mit Bootstrap und Meßbereichsumschaltung

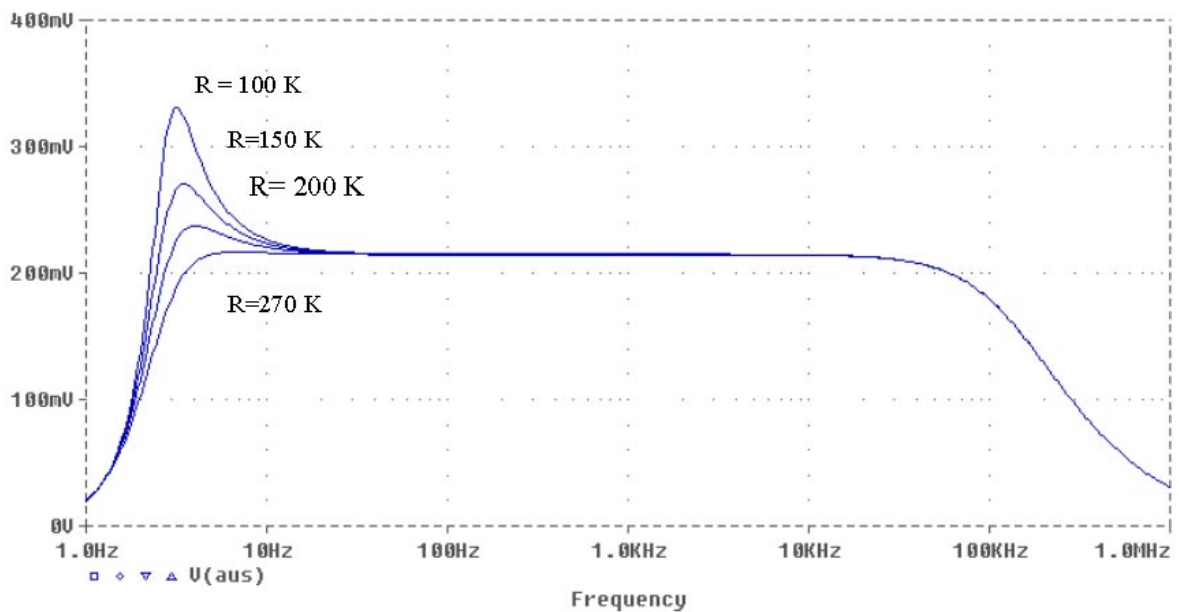


Abb. 8.5: Beispiel für ein Ergebnis der PSPICE-Simulation: Frequenzgang der dynamisch rückgekoppelten Eingangsstufe abhängig vom Rückkopplungswiderstandes R_r

8.4 Potentialfreie Energieversorgung des Meßsystems

Die netzunabhängige Energieversorgung spielt für die Verfügbarkeit eines portablen Meßsystems eine große Rolle. Grundsätzlich gibt es folgende Methoden, um einem elektronischen System drahtlos, d. h. potentialfrei Energie zuzuführen:

1. Elektromechanisch (Dynamoprinzip z. B. Druckluft, Wind, Bewegung, ...)
2. Telemetrische Energiezuführung (kapazitiv und induktiv)
3. Photovoltaische Stromerzeugung (Solarzellen)
4. Optoelektronische Energiewandlung (Photoempfänger als Generator)
5. Galvanische und elektrolytische Zelle (Batterie, Akkumulator, Brennstoffzellen)

Das aus heutiger Sicht recht aufwendige elektromechanische Verfahren wurde früher im Zusammenhang mit potentialfreien Feldsonden zur Energieversorgung von Verstärker- und Optoelektronik mit hohem Energiebedarf eingesetzt. Hierbei wurde einem Generator kinetische Energie in Form von Druckluft zugeführt, der die kinetische Energie in elektrische Energie umwandelte [14]. Der telemetrischen, photovoltaischen und optoelektronischen Energiezuführung ist gemeinsam, daß ihre Wirkungsgrade zur Aufbringung der benötigten elektrischen Energie zum Betrieb einer elektrischen Feldsonde nicht ausreichend sind. Eine Abschätzung dieser Methoden ergab, daß diese erst bei einem Leistungsbedarf einer Elektronik von ungefähr 1 mW sinnvoll genutzt werden können. Angesichts dieser geringen Wirkungsgrade verbleibt nur noch die Anwendung von Batterien und Akkumulatoren. Der Strom-Wirkungsgrad (Ah-Wirkungsgrad) heutiger NiCd und NiMH-Akkus beträgt $\eta_{Ah, NiCd \text{ u. } NiMH} = 0,65 \dots 0,7$. Ihr energetischer Wirkungsgrad liegt ein wenig darunter bei $\eta_{Wh, NiCd \text{ u. } NiMH} = 0,55 \dots 0,65$. Bessere Energiedichten sind mit Lithium-Ionen-Akkumulatoren erreichbar. Allerdings besitzen diese hohe Anforderungen an die Ladeelektronik, so daß diese Schaltungen beim derzeitigen Stand der Technik unvergleichbar aufwendiger sind. Für den Datenlogger wurde auf NiMH-Technik gesetzt, da erstens die Energiedichte bei NiMH etwas höher ist wie bei NiCd-Systemen und zweitens bei NiMH-Akkumulator praktisch kein "Memory-Effekt" auftritt. Unter dem Memory-Effekt wird verstanden, daß durch Laden eines Akkumulators im teilentladenen Zustand seine ursprüngliche Kapazität (Nennkapazität) nicht wieder erreicht werden kann. Im Bezug auf die hiesige Applikation ist dies ein gravierender Nachteil von NiCd-Zellen.

Im Gegensatz zum "Datenlogger" werden im "Sensorkopf" Primärzellen eingesetzt. Der Grund hierfür liegt darin, daß der "Sensorkopf" im Gegensatz zum Datenlogger nur auf Aufforderung aktiv ist. Eine Aufwärtswandlung der Batteriespannung ist nach unseren Untersuchungen sehr störungsbehaftet und mit der Analogelektronik des Sensorkopfes nicht verträglich gewesen. Da derzeit Bestrebungen einiger Halbleiter-Hersteller im Gange sind, neuere, bedeutend störungsärmere DC/DC-Wandler mit höherer Betriebsfrequenz zu entwickeln, wird sich dies zukünftig voraussichtlich ändern. Ein weiterer Grund, um auf Primärzellen im Sensorkopf zurückzugreifen ist deren höhere Energiedichte. Hierdurch konnte der "Sensorkopf" so klein wie möglich gehalten werden. Eine Ladung des "Sensorkopfes" während der Feldmessung ist ebenfalls unmöglich. Hingegen erlaubt die unterbrechungsfreie Umschaltung zwischen dem internen Akku und einer externen Stromquelle, den "Datenlogger" zu betreiben und gleichzeitig zu laden. Sofern die entsprechenden Distanzen potentialfrei über LWL überbrückt werden, können sogar während des Ladevorganges Feldmessungen durchgeführt werden.

Zur Realisierung eines effizienten batterie- und akkubetriebenen Systems wurden folgende Maßnahmen ergriffen:

1. Reduzierung des Ruhestroms
2. Regulation der Versorgungsspannung
3. Nutzung von "Powerdown"-Modis
4. Verwirklichung eines Ladegeräts mit geeignetem Ladeverfahren für wiederaufladbare Energiespeicher (NiCd, NiMH)
5. Erfassung und Anzeige des Batteriezustandes (Widerstands-, Kapazitäts- und Ladungsmessung)
6. Überwachung von Zustandsdaten der Energiespeicher: Kapazität(T)~T, Alterung
7. Schutz vor Überladung (Akku), Auslaufen (Batterie)

8.4.1 Ladekontrolle des wiederaufladbaren Energiespeichers

Zur Ladekontrolle wurde ein Ladecontroller MAX2003A (Fa. Maxim) eingesetzt. Die wesentliche Aufgabe dieses integrierten Schaltkreises besteht darin, den Ladevorgang anhand programmierter Abbruchkriterien (Temperaturänderung, Überschreitung der maximalen Ladedauer, Überschreitung der maximalen Zellenspannung) zu beenden. Weiterhin ist dieser Baustein für die automatische oder manuelle Umschaltung zwischen verschiedenen Ladebetriebsarten (Schnellladung, Erhaltungsladung, Laden tiefentladener Zellen, ...) zuständig. Daneben wird die Zellenspannung überwacht. Diese spannungsbasierende Zustandsüberwachung ist für eine Abschätzung der verbleibenden Energiereserven jedoch unzureichend.

8.4.2 Zustandsüberwachung der Akkumulatoren

Da die Kapazität eine nichtlineare Funktion der Zellenspannung ist, ist die Spannung als Meßgröße ungeeignet, zuverlässig den Energieinhalt des Akkus anzugeben. Detektieren spannungsbasierende Kapazitätsanzeigen einen deutlichen Spannungseinbruch, so verbleibt meist nur wenig Zeit, bis es zum völligen Erschöpfen der Batterie kommt. Daher ist es sinnvoll, für die Abschätzung der für das Meßsystem verbleibenden Energiemenge eine Energieflußüberwachung der Zellen durchzuführen. Ferner ist es hierfür notwendig die Nominalkapazität (Definition auf S. E.2.1), den Ladezustand sowie diverse Einflußgrößen wie die Temperatur und Selbstentladungsrate des Energiespeichers zu kennen. Zur Bestimmung der verbleibenden Kapazität ist es zunächst naheliegend, die Entladeströme i und die Entladezeit t zu messen. Die noch nutzbare Kapazität ΔC kann mit

$$\Delta C = C_{ges} - i * t$$

ermittelt werden. Diese Methode ist jedoch sehr ungenau, weil die Änderung der Kapazität mit der Temperatur nicht berücksichtigt ist. Außerdem wurde hier von einem konstanten Entladestrom ausgegangen. Im Temperaturbereich von -20 bis 45 °C kann die Entladekapazität von NiMH-Zellen sich für geringe Entladungsströme (bis 0.2 C) um bis zu 10 % verringern. Für größere Entladeströme bis 1 C kann die Reduktion gar bis zu 40 % betragen [7].

Um die unterschiedlich starken Entladungsströme zu berücksichtigen, wurde zunächst versucht, dieses Problem durch eine dynamische Entladestromkontrolle (Coulomb-Zähler)

mit einem analogen Integrator in Verbindung mit äquidistanter Abtastung und Rücksetzung durch einen Mikrocontroller zu lösen. Diese Methode mußte trotz der Verwendung eines Operationsverstärkers mit Eingangsströmen von 2 pA wegen großer Meßfehler, bedingt durch die hohe Selbstentladung des Integrators (mehr als 10 % pro h), aufgegeben werden. Ein weiteres Handicap dieser Lösung war, daß der Mikrocontroller bei dieser Methode durch ständige Unterbrechungsanforderungen nicht in einen energetisch günstigen Energiesparmodus geschickt werden konnte und der große Softwareumfang für diese Aufgabe. Neuerdings erzielten auch Freemann et al. bei der Bewertung der Mikrocontroller- und der ASIC-Lösung ähnliche Resultate [6].

Die Zustandsüberwachung des Akkus konnte nur mit einem zusätzlichen Baustein gelöst werden. Im Hinblick auf diese Applikation wurde deshalb der "Batteriezustandmonitor" MTA11200 von Microchip [8] und der bq2014 von Benchmarq [1] auf ihre Eignung geprüft. Der Vorteil des MTA11200 besteht darin, daß er in der Lage ist, die Aufgabe des Ladecontrollers und die Bestimmung des absoluten Ladezustandes zu übernehmen. Der für diese Anwendung ausschlaggebende Nachteil dieser Komplettlösung besteht in den zahlreichen externen Bauelementen, die viel Platz im "Datenlogger" benötigt hätten. Bei dem Ladezustandsbaustein bq2014 handelt es sich um ein ASIC (application specific integrated circuit) von Benchmarq [2], der einen Temperatursensor für die Berücksichtigung des Temperatureinflusses auf die Kapazität bereits auf dem Chip integriert hat. Daher sollte dieser Baustein direkt an den Akkupack angebracht werden. Der Vorteil dieses Bausteins ist, daß er in seiner Minimalkonfiguration mit nur fünf externen Bauteilen betrieben werden und dessen Beschaltung entsprechend der Applikation sehr flexibel ausgebaut werden kann. Weiterhin können über eine serielle Schnittstelle Ladezustand, Temperatur, Kapazität, Batteriestatus und Nummer von einem Mikrocontroller abgefragt werden. Im Schlafmodus benötigt er 100 μ A und ist in der Lage, die Selbstentladung der Batterie zu berücksichtigen. Die Kalibrierung dieses permanent mit dem Akku verbundenen ICs geschieht nach dem ersten Lade- und Entladezyklus automatisch. Um eine hohe Genauigkeit zu erreichen, muß dieser Kalibrierzyklus in großen Zeitabständen wiederholt werden, um die Alterung des Akkus zu berücksichtigen.

8.5 Optische Übertragungsstrecke

8.5.1 Die Hardware der Übertragungsstrecke

Für die potentialfreie Übertragung der Meßwerte und Steuerinformationen zwischen dem Datenlogger und Sensorkopf wurde eine optische Übertragungsstrecke realisiert. Diese bidirektionale Übertragungsstrecke benötigt im aktiven Zustand nur 7,25 mA (Sendediode und Komparator). Diese optische "Low power" Übertragungsstrecke mit Kunststofflichtwellenleiterkabel kann Daten über eine Länge bis 20 m mit bis zu 375 kBaud übertragen. Als optische Bauelemente wurde der SFH750 und SFH250 (Siemens) verwendet. Der Strombedarf der Sendediode konnte, ausgehend vom Applikationsvorschlag des Herstellers [11], von 30 mA (im Ruhezustand) auf 6 mA durch Umkehrung der Logik und Optimierung des Serienwiderstandes an der Empfangsdiode gesenkt werden. Anhand des Simulationsergebnisses in Abb. 8.6 wird deutlich: Je größer der Serienwiderstand R2 gewählt wird, um so größer ist das empfangene Signal an der Empfangsdiode. Je größer wiederum dieser Spannungsabfall ausfällt, desto stärker kann die in die Faser eingespeis-

te Lichtleistung reduziert und damit der Energiebedarf der Übertragungsstrecke gesenkt werden. Wird der Serienwiderstand jedoch zu hoch dimensioniert, so führt dies zu einer unerwünschten Herabsetzung der Übertragungsrate aufgrund der Verformung des Empfangssignals durch die parasitäre Parallelkapazität C_2 . Die vollständige, mit minimalem Bauteilaufwand realisierte Sende- und Empfangsschaltung befindet sich im Anhang eingebettet in das Mikrocontrollersystem (Abb. D.4 auf S. D.4). Die in die Faser eingekoppelte Lichtleistung ist bei dieser Dimensionierung größer $5 \mu\text{W}$. Ein maximaler Biegeradius von $r \geq 2 \text{ cm}$ ist unbedingt einzuhalten.

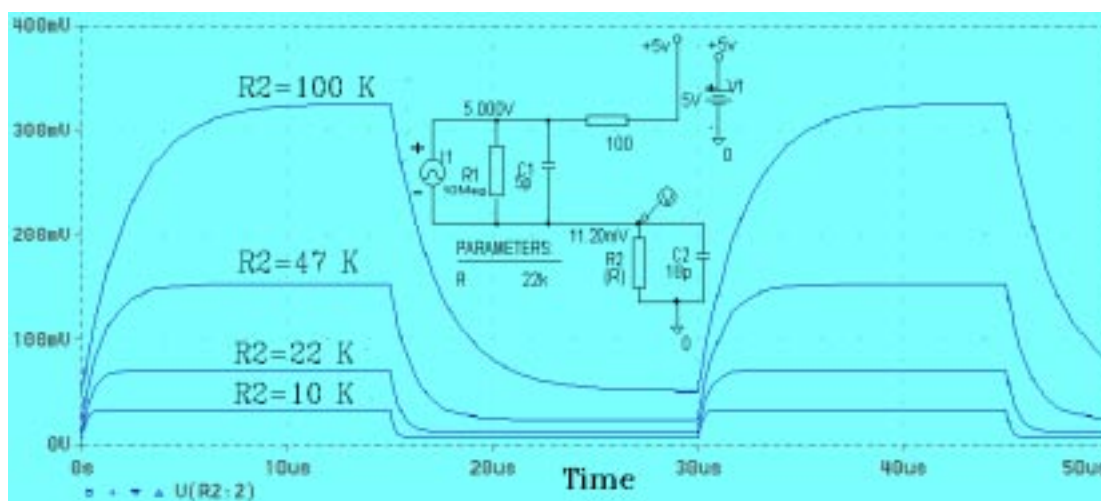


Abb. 8.6: Simulation der Spannungspegel an der optischen Empfangsdiode (Ersatzschaltbild) mit Serienwiderstand R_2

8.5.2 Das Übertragungsprotokoll

Zur Kommunikation zwischen dem Logger und Sensorkopf wurde ein 11 Bit-Übertragungsprotokoll definiert, das eine schnelle Übertragung gewährleistet und energetisch eine hohe Effizienz aufweist. Der Aufbau des Protokolls kann anhand Abb. 8.7 näher erläutert werden: Zunächst befindet sich der Sensorkopf in der energiesparenden Grundstellung (Idle-Modus) und wartet auf ein eintreffendes Byte. Sofort mit dem ersten Byte wird die Nummer der Anfrage übertragen. Gemäß der Anfrageart wird nun die Hardware initialisiert. Der Erfolg der Initialisierung wird dem Datenlogger mit einem Acknowledge (ACK) gemeldet. Hierauf kann der Datenlogger die zur Anfrage gehörigen Übergabeparameter senden, die wiederum vom Sensorkopf quittiert werden. Nach Bearbeiten der Anfrage wird ein Datenblock gesendet, welcher die der Anfrage entsprechende Rückgabewerte enthält. Bestätigt der Datenlogger nach dem gleichen Schema die erfolgreiche Übertragung, so kann der Datenlogger wieder in die Grundstellung gehen. Tritt an irgendeiner Stelle bei der Übertragung ein Paritätsfehler auf, so wird ein Fehlercode übergeben und die Übertragung wiederholt. Reagiert der Sensorkopf längere Zeit überhaupt nicht, so wird dies über eine Time-out-Funktion erkannt und zur Anzeige gebracht. Tritt während der Anfragebearbeitung ein Fehler auf, so wird dies in einem Statusbyte codiert zu Beginn mit dem D-Block übertragen. Der Datenlogger kann dies decodieren und zur Anzeige bringen.

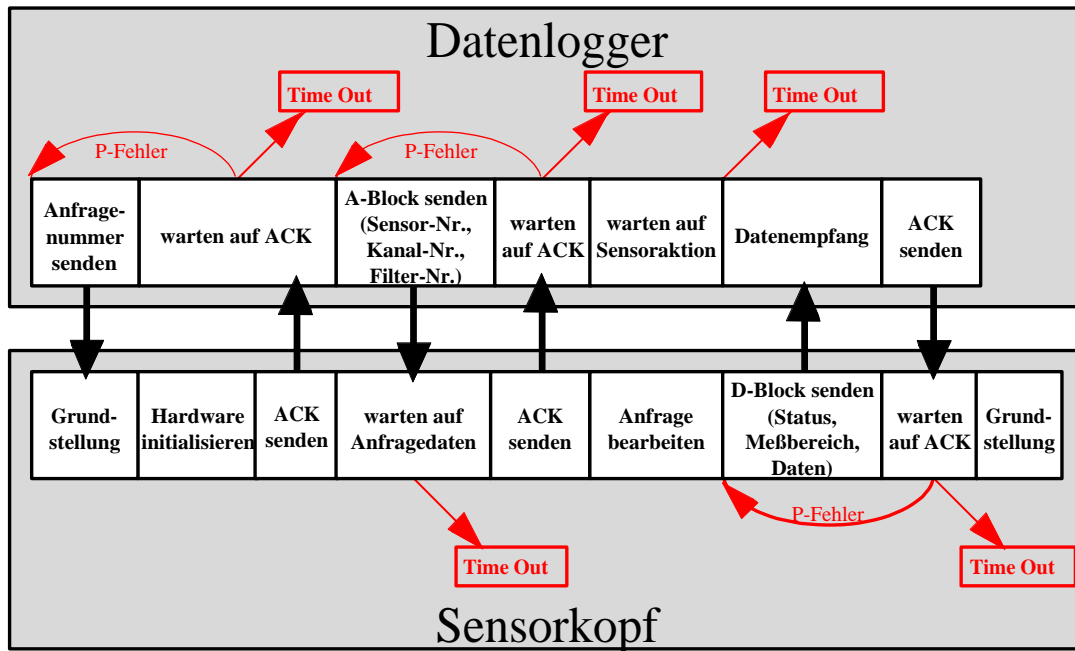


Abb. 8.7: Übertragungsprotokoll zur seriellen Kommunikation zwischen Datenlogger und Sensorkopf am Beispiel einer Meßwertanfrage

Am Aufbau des Statusbytes läßt sich in Tabelle 8.2 ablesen, welche mögliche Fehler vom Meßsystem INPEDO während eines Meßzykluses automatisch erkannt wird.

Bit-Nr.	Bit	Bezeichnung	Bedeutung
0 (LSB)	PF:	Power failure	Die Versorgungsspannung liegt außerhalb des eingestellten Intervalls.
1	MF:	Memory failure	Der Speicher ist nicht oder nicht vollständig ansprechbar.
2	AF:	Analog failure	Fehler in der Analogelektronik (z. B. am A/D-Wandler).
3	TF	Time out failure	Es mußte zu lange auf ein Zeichen gewartet werden (Definiertes Zeitlimit überschritten)
4	RF:	Ranging failure	Dieses Flag wird gesetzt, wenn zu oft alternierend zwischen benachbarten Meßbereichen hin- und hergeschaltet wird (Automatischer Meßbereich kann nicht gefunden werden).
5	OF:	Overflow failure	Überlauf eines Meßbereichs bei manueller Bereichswahl oder im Autorangingbetrieb des höchsten Meßbereichs.
6	-	nicht belegt	
7 (MSB)	-	nicht belegt	

Tab. 8.2: Fehlercodierung des Statusbytes

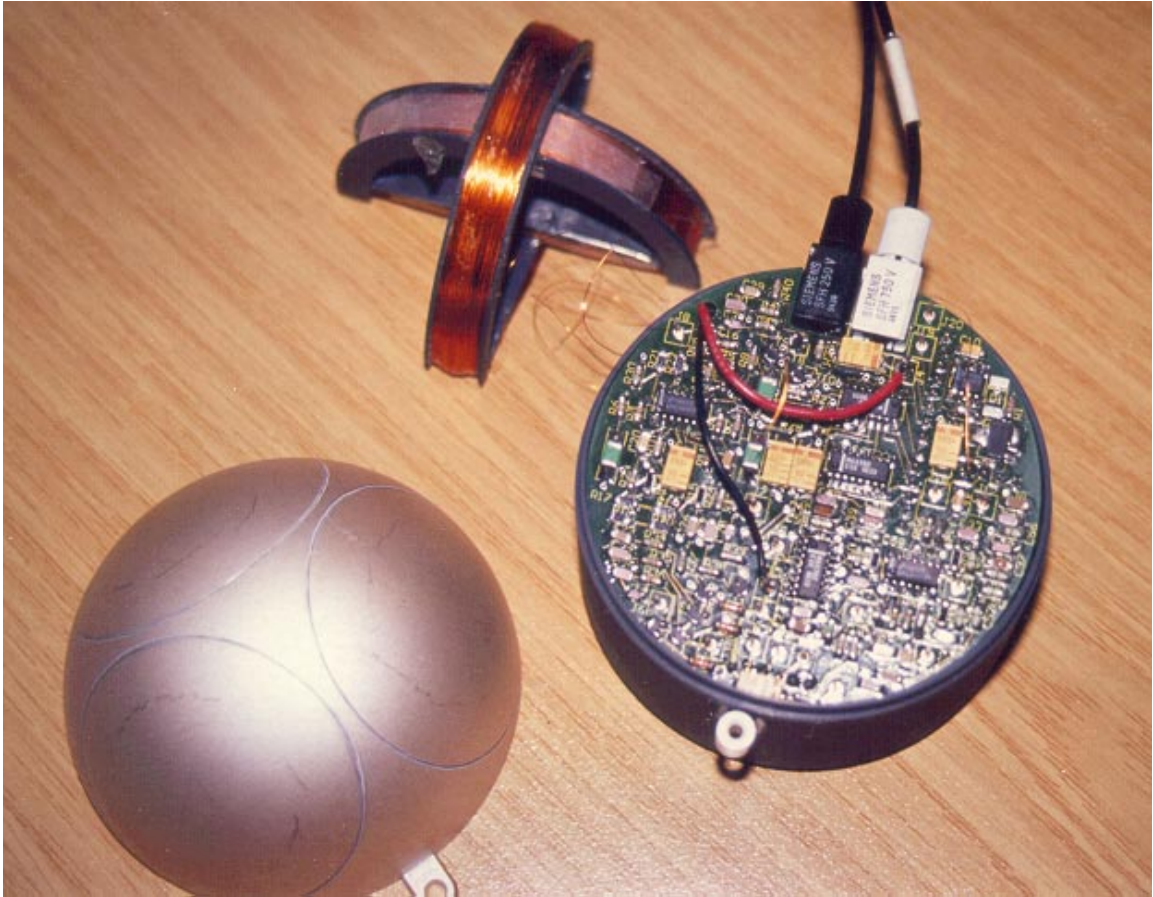


Abb. 8.8: Analogelektronik des Sensorkopfs: Dreibeinelektrodenkonfiguration, orthogonale Spulen und Analogelektronik. Der Digitalteil, eine 9 V-Block-Batterie und die z-Spule befinden sich innerhalb der Zylinderdose (nicht sichtbar).

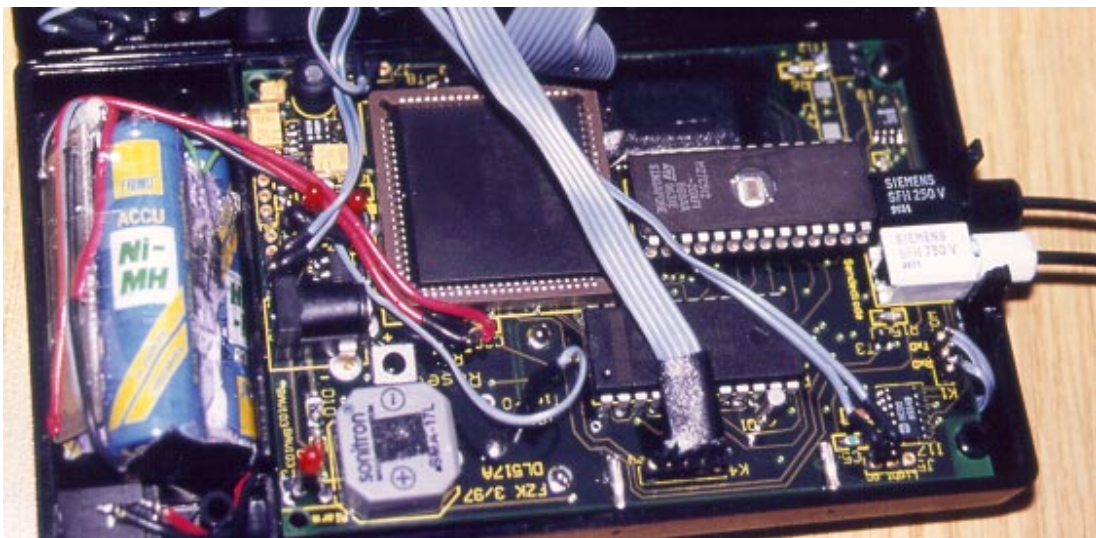


Abb. 8.9: Elektronik des Datenloggers: NiMH-Akku, integrierte Ladeeinheit und Mikrocontrollersystem.



Abb. 8.10: Portable Komponenten des Prototyps: Sensorkopf, Lichtwellenleiter und Datenlogger



Abb. 8.11: Trageposition auf einem Arbeitsschutzhelm

8.6 Softwarestruktur des Meßsystems INPEDO

Das Meßsystem INPEDO besteht aus vier intelligenten Einheiten: Dem Mikrocontroller-system im Sensorkopf, dem Controller im Datenlogger, der CPU des lokalen Computers und dem Server am lokalen Datennetz (LAN). Zwischen diesen weitgehend autonomen Systemen kann, wie in Abbildung 8.12 dargestellt, über Schnittstellen ein Austausch von Daten- und Steuerinformation erfolgen. Die vier Systeme weisen von links nach rechts eine steigende Komplexität und rechnerische Leistungsfähigkeit auf.

Dem Sensorkopf wurde die niedrigste Hierarchieebene zugewiesen. Sobald er seine Anfrage vom Datenlogger selbständig abgearbeitet hat, geht er wieder - wie bereits erwähnt - in den Energiesparmodus zurück. Die Daten liegen binär oder im IEEE-Zahlenformat codiert vor und werden direkt aus dem SRAM oder Datenpuffer dem Datenlogger nach Abarbeitung der Abfrage übermittelt. Im Datenlogger werden diese Daten verarbeitet und geordnet als Datensätze in den 32 Sektoren des FLASH-Speichers abgelegt. Zur sicheren Datenübertragung dient das im vorherigen Abschnitt 8.5.2 vorgestellte Übertragungsprotokoll.

Ähnlich wie der Sensorkopf folgt auch der Datenlogger im "Remote"-Betrieb den Makro-

Anweisungen des PCs. Daneben kann der Datenlogger zusammen mit dem Sensorkopf als vollständig autonomes System arbeiten. Im letzten Falle hat der Benutzer die Möglichkeit, über ein Toggle-Menü mittels drei Bedientasten den Datenlogger zu steuern und Meßzyklen auszulösen. Die Daten werden binär, im BCD- und ASCII-Format aus dem Flashspeicher sektorenweise über eine einfache RS232-Schnittstelle ausgelesen. Geräteinformationen, Kalibrierdaten, Personendaten etc. werden im 0. Sektor in dem nichtflüchtigen FLASH-Speicher gehalten. Die Meßdaten selbst werden in den restlichen Sektoren (1.-31.Sektor) gespeichert. Auf welche Art und Weise die ausgelesenen Daten interpretiert werden müssen, geht aus der sogenannten Datensatzbeschreibung (1. Datensatz in jedem Sektor) hervor. Im PC können die sehr kompakt gespeicherten Daten benutzerfreundlich aufbereitet, graphisch dargestellt und analysiert werden. Gespeichert werden die Datensätze hier in einem angepaßten, selbst definierten Datenloggerformat (DLG-Format). Das DLG-Format ist ein im herkömmlichen Dateiensystem lokal speicherbares und aufrufbares ASCII-Format. Die DLG-Files dienen gleichzeitig als Eingangsdaten für eine sich auf einem LAN-Server befindliche relationale Datenbank (Oracle). Diese ermöglicht eine zentrale Erfassung mit langfristiger und sicherer Datenarchivierung.

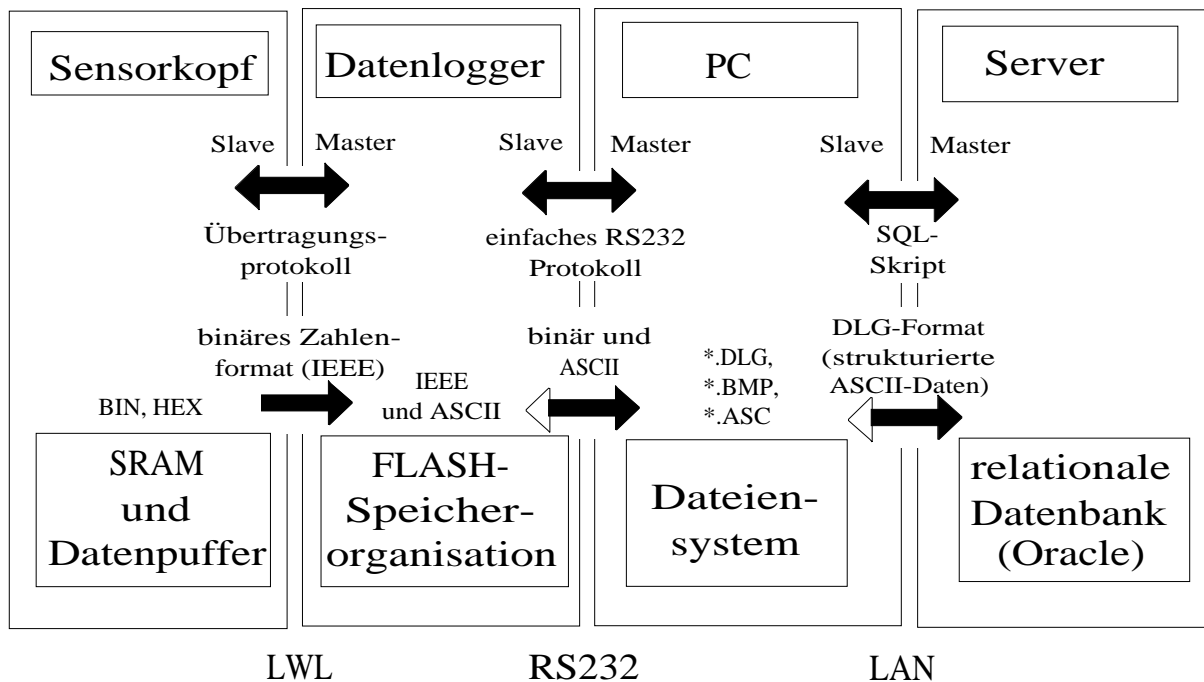


Abb. 8.12: Übersicht über die Kommunikations- und Datenorganisationsstruktur des Meßsystems INPEDO

Die Implementierung dieser umfangreichen und vielschichtigen Softwarestruktur von INPEDO war nur mit Hilfe effizienter Entwicklungswerkzeuge (angepaßt an die jeweilige Zielhardware) zu bewerkstelligen. Im einzelnen wurde die Software in folgenden Programmiersprachen geschrieben:



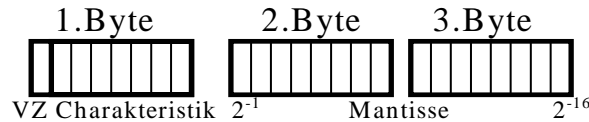
Abb. 8.13: Aufbau der relationalen Datenbank von INPEDO (Hauptfenster)

Zielhardware	Programmiersprache und Entwicklungswerkzeug
Sensorkopf	Assembler (Programme für 80512)
Datenlogger	Assembler (Basisfunktionsroutinen für 80C517A), C-Programme (Keil-Umgebung)
PC	C++, Windowsprogrammierung (Borland C++ Vers.5), Delphi3 mit SQL-Script
Server	Relationale Datenbank (Oracle)

8.7 Meßwertverarbeitung mit Mikrocontroller

8.7.1 Zahlenformat des Datenloggers

Die vom Sensorkopf empfangenen Daten sind nicht ohne eine weitergehende Verarbeitung für Berechnungen auf dem Datenlogger geeignet. Bei den übermittelten Daten handelt es sich um die direkt vom 8-bit A/D-Wandler übernommenen digitalen Werte. Pro Meßbereich liegen diese Abtastwerte also in 256 Stufen diskretisiert vor. Diese Abtastwerte werden zunächst in ein 3-Byte-Zahlenformat umgerechnet. Für dieses Zahlenformat wurde zur Minimierung des Speicherbedarfs und der Lade- und Speicherzeiten ein Gleitkommformat benutzt. Die Definition dieses Zahlenformats wurde in Anlehnung an den IEEE 754-Standard vorgenommen. Es hat folgenden Aufbau:



Dieses spezielle 3 Byte-Zahlenformat mit einer 16 Bit Mantisse läßt eine Genauigkeit von ca. 5 Dezimalstellen zu. Der mögliche Wertebereich reicht von $-1,084 \cdot 10^{-19}$ bis $+9,223 \cdot 10^{18}$. Da die Charakteristik hier nur mit 7 Bit dargestellt wird, ist der mögliche Wertebereich kleiner als beim IEEE Standard. Die dargestellte Zahl x läßt sich aus den 3-Bytes auf folgende Weise zurückgewinnen:

$$x = VZ \cdot Mantisse \cdot 2^{Exponent} \quad (8.1)$$

Der Exponent ergibt sich aus der Charakteristik abzüglich einem festgelegten Term, dem sogenannten "Bias". Bei dem definierten Zahlenformat besitzt der Bias den Wert 64. Das hier festgelegte Format weist einen geringen Speicherplatzbedarf bei ausreichender Genauigkeit auf und ermöglicht eine einfache Multiplikation durchzuführen. Letzteres ist insbesondere für eine Frequenzanalyse (FFT) von großer Bedeutung.

Um den Meßwert zu erhalten müssen, die IEEE-Zahlen noch skaliert, d. h. mit dem entsprechenden Meßbereich multipliziert werden. Das vom Sensorkopf übertragene Meßbereichsbyte hat für jeden Sensortyp eine unterschiedliche Bedeutung. Außerdem müssen die im FLASH-Speicher abgelegten Kalibrierfaktoren mit berücksichtigt werden. Im Falle des Dreibeinsensors ist eine Koordinatentransformation durchzuführen. Hierfür wird eine im FLAH abgelegte Sinus- und Cosinustabelle verwendet.

8.7.2 Gewinnung der Frequenzinformation mit einer FFT

8.7.2.1 FFT dem 8-Bit Mikrocontrollersystem (Datenlogger)

Um die Feldsignale frequenzabhängig zu bewerten, wurde zur Realisierung einer Warnfunktion eine Fourieranalyse für das 8-Bit Mikrocontrollersystem des Datenloggers implementiert. Obwohl der Datenlogger mit einem leistungsfähigen Mikrocontroller mit einer Multiplikations- und Divisionseinheit (MDU) ausgestattet ist, ergeben sich auf einem Mikrocontrollersystem Einschränkungen der Geschwindigkeit und Genauigkeit der FFT. Diese Einschränkungen sind vor allem bedingt durch die geringe Adreßbusbreite, der 8-Bit-Speicheraufteilung, der Arbeitsgeschwindigkeit (vorgegeben durch die Oszillatorfrequenz), die relativ kleinen internen Datenspeicher mit schnellem Zugriff. Außerdem ist der extern adressierbare Speicherbereich auf nur 64 KByte beschränkt.

Ergebnis: Die FFT auf dem Mikrocontroller wurde zwecks zeitlicher Optimierung vollständig in Assembler programmiert. Die realisierte 1024-Punkte FFT erreicht bei einer Abtastfrequenz von 40 kHz eine Frequenzauflösung von 39,06 Hz. Zur Erhöhung der Auflösung im unteren Frequenzbereich kann die Abtastfrequenz auf 1 kHz umgeschaltet werden. Dadurch ergibt sich eine verfeinerte Frequenzauflösung von 0,98 Hz. Die Durchführung einer FFT inklusive Fensterung, Transformation und Bildung des Betragsquadrates benötigt ca. 8 Sekunden. Bei Inkaufnahme einer 4-fach schlechteren Auflösung könnte durch Reduzierung der Punkteanzahl auf 256 die Durchführungszeit einer FFT auf 1,6 Sekunden reduziert werden.

8.7.2.2 Analyse auf dem PC

Ein PC weist - verglichen mit einem Mikrocontrollersystem - bedeutend weniger Einschränkungen der verfügbaren Ressourcen auf. Daher werden zur detaillierteren Frequenzanalyse der Feldsignale auf dem PC mehrere Algorithmen angeboten (z. B. [5], [4],[3]). Die Auswahl an verschiedenen - in Hochsprache implementierten - FFT-Algorithmen ermöglicht die Nutzung ihrer unterschiedlichen Eigenschaften zur Fehlerreduzierung. So bringt das gemischte Radix-Verfahren mit 1000 Abtastpunkten ein genaueres Resultat für die 50 Hz-Spektrallinie. Ähnliches kann durch die Vorgabe der Abtastpunkte mit der langsameren diskreten Fourieranalyse (DFT) bewirkt werden.

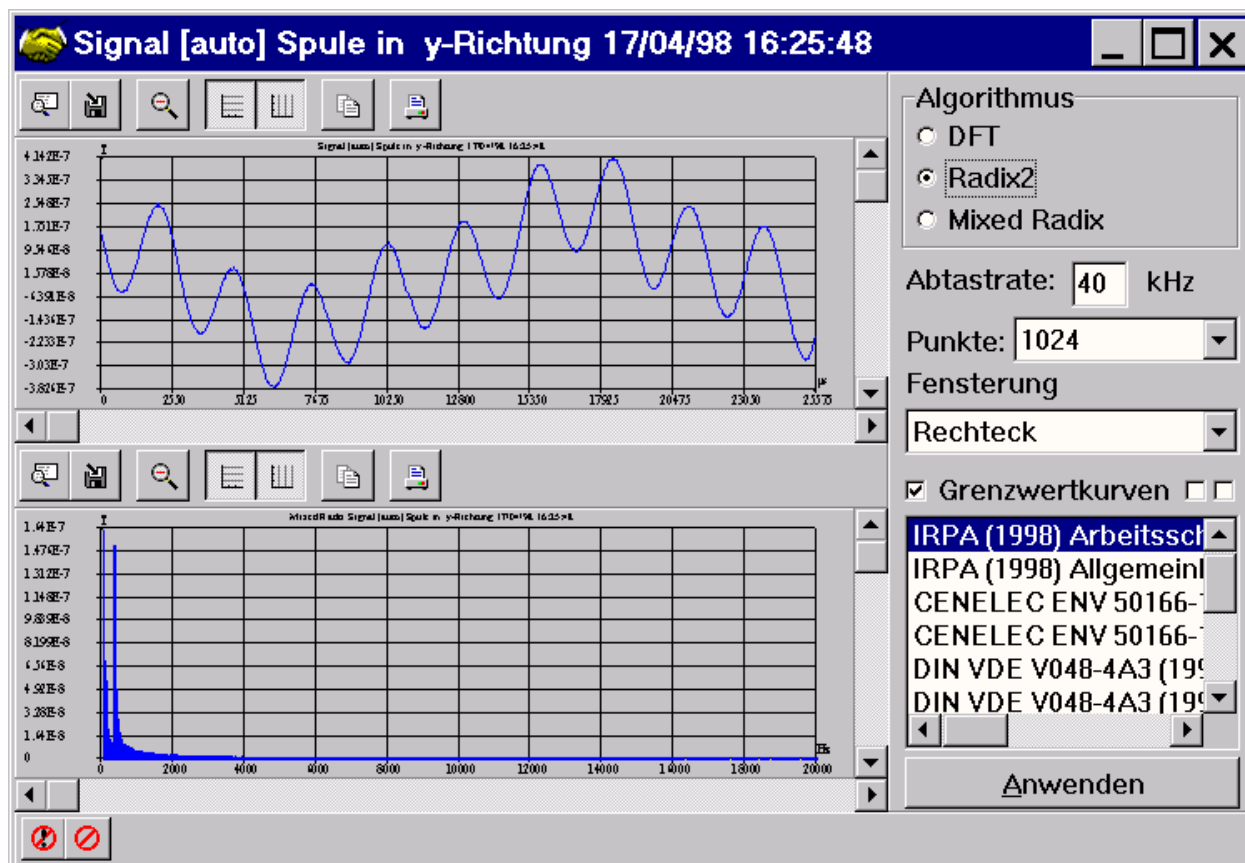


Abb. 8.14: PC-Software zur Analyse der Meßwerte: Frequenzanalyse und Vergleich mit Grenzwertkurven

Literatur

- [1] Benchmarq (1995) Using NiMH and Li-Ion Batteries in portable applications, Benchmarq Microelectronics, Inc., Dallas, Texas
- [2] Benchmarq (1995) bq2014 Gas Gauge IC with external Charge control, Benchmarq Microelectronics, Inc., Dallas, Texas
- [3] Burrus C. S. (1995) DFT/FFT and Convolution Algorithmus, Theory and Implementation, John Wiley & Sons Publication
- [4] Brigham E. O. (1992) FFT, Schnelle Fourier-Transformation, 5. Auflage, Oldenburg Verlag München, Wien
- [5] Cooley J. W. (1965) An algorithm for the machine calculation of complex fourier series, Math. Comp., Vol. 19, p. 297-301
- [6] Freemann D., et al. (1997) Spezialagent 2014, - Kapazitätsanzeige und Überwachungssysteme -, Design & Elektronik 7 vom 8.4.97, S.30 - 33
- [7] Halaczek Th. L., Radecke H. D. (1996) Batterien und Ladekonzepte, Franzis-Verlag, Feldkirchen
- [8] Microchip (1993) TrueGauge MTA11200 Introduction kit user guide DV114001 incl. MTA11200 Intelligent Battery management IC, Microchip Techn., Atlanta, USA
- [9] Siemens AG (1995) Microcomputer Components SAB80C517/80C537, 8-bit CMOS Single-Chip Microcontroller, Mai 1995, Siemens AG, München
- [10] Siemens AG (1995) Microcomputer Components SAB80C517A/80C517A, 8-Bit CMOS Single-Chip Microcontroller, Addendum to User's Manual SAB80C517/80C537, April 1995, Siemens AG, München
- [11] Siemens AG (1990) Semiconductors, Technical information and characteristic data for students, Siemens AG, München, S. 101ff
- [12] Singleton R. C. (1968) An algorithm for computing the mixed radix fast fourier transform, IEEE Transactions on audio and electroacoustics, Vol. Au-17, No. 2, p. 93-103
- [13] Sorensen H. et al. (1986) On computing the split-radix FFT, IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal processing, Vol. ASSP-34, No. 1, p. 152-156
- [14] Wilhelmy L. (1972) Potentialfreie Feldstärkemessung im raumladungsfreien periodisch zeitabhängigen und transienten elektrischen Feld, Dissertation an der Universität Stuttgart

9 Kalibrierung des Meßsystems

Zur Erzeugung definierter elektrischer und magnetischer Felder mit ausreichend hoher Homogenität werden Kalibriereinrichtungen benötigt. Hier gibt es grundsätzlich mehrere Kalibriermethoden und Verfahren, welche sich durch ihre Eigenschaften stark unterscheiden (Volumen ausreichender Feldhomogenität, Frequenzbereich, Rückwirkung und Kosten). Magnetische Sensoren und Feldstärkegeräte können an langen Zylinderspulen, konzentrierten Rundspulen, runden oder quadratischen Helmholtzspulen und anderen Anordnungen kalibriert werden. Elektrische Feldsensoren hingegen werden in Plattenanordnungen, Streifenleitungen, diversen TEM- oder GTEM-Zellen (TEM-Zelle mit Absorber) oder mittels eines Vergleiches mit einem Referenzfeldstärkegerät kalibriert [1]. Ein alternatives, im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls häufig angewendetes Verfahren besteht in der Einspeisung von bekannten eingepprägten Strömen auf die kapazitiven Sensorflächen (Strominjektionsmethode). Die Strominjektionsmethode kann jedoch den Betrieb einer Kalibrieranlage bei bestimmten Untersuchungen (z. B. Richtungssensitivität, Rückwirkungen, Verzerrung im Feld) nicht ersetzen. Für Untersuchungen an verschiedenen Feldsensoren und die turnusmäßig notwendige Kalibrierung des entwickelten Meßsystems INPEDO machte die Konzeption und den Aufbau von elektrischen und magnetischen Kalibrieranordnungen erforderlich. Für das magnetische Feld wurde ein dreiachsiges Helmholtzspulensystem entwickelt, welches von der Physikalisch - Technischen Bundesanstalt (PTB) in Braunschweig mit nationalen Normalen verglichen und die Spulenkonstante bei Gleichstrom mit einer Genauigkeit $\leq 0,4$ Promille bestimmt und entsprechend zertifiziert wurde [6]. Die vom Autor für dieses Spulensystem durchgeführten Berechnungen, eine Beschreibung der Realisierung und die Spezifikation dieses Spulensystems, sind in einem gesonderten Bericht veröffentlicht worden [3]. Zur Erzeugung elektrischer Kalibrier- und Prüffelder wurde eine Parallelplattenanordnung mit quadratischen Platten der Kantenlänge $L = 1,5$ m und der Schlagweite $w = 0,75$ m gemäß dem IEC/IEEE833-Standard aufgebaut [2]. Die berechneten und gemessenen Feldstärkeprofile bei symmetrischer und asymmetrischer Speisung innerhalb dieser IEC833-Anordnung wurden im Rahmen eines EMV-Kongresses vorgestellt und publiziert [4].

9.1 Kalibriersysteme

9.1.1 Dreiachsiges Helmholtzspulensystem für Magnetfeldsensoren

Helmholtzspulensysteme weisen im Zentrum einen relativ großen Feldraum mit einer ausgezeichneten Homogenität auf. Ein mit einem Gleich- oder Wechselstrom I gespeistes Helmholtzspulenpaar mit dem Radius a , welcher gleichzeitig der Separationsabstand ist

(Helmholtzbedingung: $r = a$), und der Windungszahl N erzeugt im Zentrum die Flußdichte

$$B_0(z=0) = \frac{8}{\sqrt{125}} \frac{\mu_0 N I}{a} \text{ (Zentralfeld)}. \quad (9.1)$$

Um mit dem Spulensystem einen weiten Frequenzbereich abdecken zu können, beträgt die Windungszahl N eines Spulenpaares nur $N = 6$. Damit liegt unter Berücksichtigung der Gegeninduktivität die Systemresonanzfrequenz $f_{r,sys}$ bei 1,1 MHz. Wirbelströme machen sich jedoch bereits bei einem Zehntel dieser Frequenz bemerkbar. Um auf der anderen Seite hohe Flußdichten erzeugen zu können, wurde das innerste Spulenpaar mit $N = 45$ Windungen ausgelegt. Mit Strömen bis 10 A (getestet bis 15 A@40 Hz; zulässig sind kurzzeitig max. 15,9 A) sind maximal 1,45 mT erreichbar. Zur Erzeugung höherer Flußdichten wird auf lange Zylinderspulen zurückgegriffen. Bei der Anwendung von hohen Strömen ($I > 5$ A) muß das System jedoch mehrere Minuten unter konstanten Bedingungen betrieben werden, damit sich ein thermisches Gleichgewicht der Spule mit der Umgebung einstellen kann.

Die Güte der Homogenität des vom Sensor eingenommenen Volumens wurde mit meßtechnischen, analytischen und numerischen Methoden ermittelt. Zur Abschätzung des axialen Inhomogenitätsbereichs gibt der axiale Feldverlauf

$$B_a(z) = B_0(0) \left\{ 1 - \frac{144}{125} \left(\frac{z}{a} \right)^4 \right\} \quad (9.2)$$

nützlichen Aufschluß. Die Herkunft und Herleitung der Formeln Gl. 9.1 und Gl. 9.2 mit Hilfe zonaler Kugelfunktionen und weitere Referenzen zur Berechnung von Spulensystemen sind in [3] zu finden. Das Spulensystem wurde derart dimensioniert, daß die axiale Inhomogenität eines zentralen kugelförmigen Feldvolumens ($d = 120$ mm) kleiner als 1 % ist. Messungen an der Spulenordnung mit den Radien $a_1 = 279,0$ mm, $a_2 = 301,6$ mm und $a_3 = 322,1$ mm ergaben eine axiale Inhomogenität $h_z \leq 0,44$ %. Die axiale Inhomogenität ist wie folgt definiert:

$$h_z = \frac{B_z(r, z) - B_0(0, 0)}{B_0(0, 0)} \cdot 100 \text{ in } \% \quad (9.3)$$

Die numerische Feldrechnung lieferte Feldverläufe und Isohomogenitätslinien des in Abbildung 9.1 abgebildeten dreiachsigen Spulensystems. Das Modell zu der realisierten Anordnung ist in Abb. 9.2 zu sehen. Auf der Basis dieses Modells können sehr leicht die Feldverhältnisse innerhalb des dreiachsigen Spulensystems bei komplexerer Speisung (z. B. für Kompensationsbetrieb, Vektordrehung, Rückwirkung von Sensorkomponenten mit höherer Permeabilität, etc.) simuliert und ermittelt werden.



Abb. 9.1: Dreiachsiges Helmholtzspulensystem zur Kalibrierung; rechts im Bild ein Vierquadrantenverstärker als Stromquelle

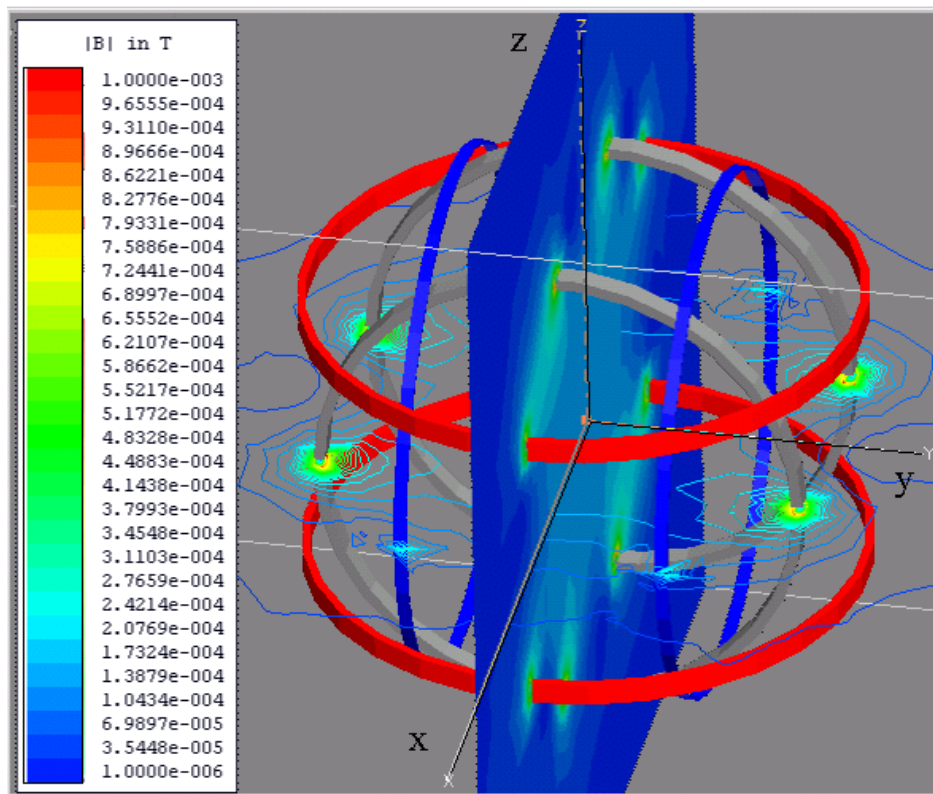


Abb. 9.2: Modell des dreiachsigen Kalibriersystems: Betrag der magnetischen Flußdichte hervorgerufen durch die Speisung aller drei Helmholtzspulenpaare ($N=6, 36, 45$) mit einem Strom von 1 A

9.1.2 Kalibriereinrichtung für elektrische Felder

Als Kalibriereinrichtung für elektrische Felder wurde eine IEC833-Anordnung aufgebaut. Bei einer solchen Anordnung handelt es sich um zwei mit einer Schlagweite von 0,75 m separierten, auf mehrfach verleimtem Holz (verzugsarmes "Multiplex[®]") angeschraubte quadratische Aluminiumplatten (1,5 m x 1,5 m). Die in Abb. 9.3 abgebildete offene Plattenanordnung wird mit symmetrischer Hochspannung bis maximal (-10 kV_S – Masse – +10 kV_S) betrieben. Zur Erzeugung der Hochspannung dienen zwei Hochspannungstransformatoren mit geerdeter Mittelpunktanzapfung (16 $\frac{2}{3}$ Hz - 500 Hz@300VA) und (500 Hz - 10 kHz@1200VA) und Übersetzungsverhältnissen von 1:1000. Aus Gründen des Immissionsschutzes wurde bei der Auslegung der Anlage der Frequenzbereich auf $f < 10$ KHz beschränkt. Die Hochspannungstransformatoren werden mit einem 2000 VA-Spannungsverstärker DCU2000 (Fa. Heiden electronics) über eine eigens installierte Sicherheitsschaltung angesteuert. Zum Zwecke des Personenschutzes (Induzierte Ströme durch kapazitive Kopplung!) und Berührungsschutz wird durch festinstallierte Lichtschranken ein ausreichender Sicherheitsabstand des Betriebspersonals von der Anlage gewährleistet. Mehrere Kontrollmessungen an der Absperrung und im Aufenthaltsbereich des Bedienpersonals bestätigten die Einhaltung bestehender Grenzwerte beim Kalibrierbetrieb. Bei maximaler Auslastung der Anlage wurden an der Absperrung (1,3 m zur nächsten Platte) Streufelder von maximal 700 $\frac{V}{m}$ gemessen.

Ebenso wie die Kalibriereinrichtung für das magnetische Feld wurde auch die Plattenanordnung im Rechner nachgebildet und die Homogenitätsbereiche ermittelt. Das Ergebnis einer elektrostatischen Rechnung der leeren, symmetrisch betriebenen Anordnung ist in Abb. 9.4 dargestellt. Es läßt sich erkennen, daß das Feld im Zentrum eine Inhomogenität unter 1 % aufweist. Die rechnerischen Ergebnisse wurden meßtechnisch durch Profilmessungen überprüft. Durch Messungen mit einer flachen, zylindrischen E-Feldsonde (geringer Feldüberhöhungsfaktor in axiale Richtung) erwies sich als nutzbarer Kalibrierraum (Inhomogenität <1 %) ein Bereich in der mittleren Horizontalebene von 40 cm x 60 cm. Zu kalibrierende Sonden mit höherer Feldüberhöhung besitzen eine stärkere, bei unsymmetrischen Körpern zudem von der Ausrichtung abhängige Wechselwirkung mit den Platten. Der eingebrachte Körper bewirkt auf den Platten Ladungsverschiebungen, welche das Feld verzerren. Der nutzbare Bereich verringert in der Praxis daher um ca. Faktor 2 bis 3. Weitere Schwierigkeiten bestehen bei der Erzeugung von Kalibrierfeldern kleiner Intensität (z. B. 10 $\frac{V}{m}$) wegen der Beeinflussung durch Fremdfelder, Oberwellen der Hochspannungstransformatoren und Störungen der Messung durch statische Raumladungen.

9.2 Genauigkeit der Kalibriereinrichtungen

Die Fehler der elektrischen und magnetischen Kalibriereinrichtungen werden ihrer Natur nach eingeteilt in zufallsbedingte (stochastische) Fehler und systematische Fehler. Zur Bestimmung der Unsicherheit mit einer Vertrauenswahrscheinlichkeit von 90 % wurden die Verteilungen der stochastischen Prozesse als gleichverteilt oder normalverteilt approximiert. Für eine breite Klasse von Verteilungen gilt für den Fehler $x = 1,6 \sigma$ für die Vertrauenswahrscheinlichkeit von 90 %. Daher dürfen unter dieser Voraussetzung exponentielle Verteilungen (z. B. Normalverteilung), Trapez- oder Dreiecksverteilungen auf einfache



Abb. 9.3: links: Kalibriereinrichtung für elektrische Felder (IEC833-Anordnung): 1,5 m x 1,5 m Aluminiumplatten mit einer Schlagweite von 75 cm; rechts: elektrische Dreieinfeldsonde zwischen den Platten in Kalibrierposition

Art und Weise aufaddiert werden um die Unsicherheit u zu erhalten. Die Unsicherheit der betrachteten Kalibriereinheit ergibt sich mit einer Vertrauenswahrscheinlichkeit von 90 % zu:

$$u = \sqrt{\sum_i x_{i,p=0,9}^2 + \sum_k x_{k,p=0,9}^2} \quad (9.4)$$

mit den Quantilen $x_{i,p=0,9} = L(P=0,9 = \int_{-\infty}^{x_p} N(x|\mu_i; \sigma_i) dx)$ und $x_{k,p=0,9} = L(\int_{-\infty}^{x_p} G(x|a_k; b_k) dx = P = 0,9)$ mit dem Lösungsoperator L , der gaußschen Normalverteilung

$$N(x|\mu_i; \sigma_i) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (9.5)$$

und der Gleichverteilung

$$G(x|a_k; b_k) = \begin{cases} \frac{1}{b_k - a_k} & \text{für } a_k \leq x \leq b_k \\ 0 & \text{für } x < a_k \text{ oder } x > b_k \end{cases} \quad (9.6)$$

Die erste Summe in Gl. 9.4 addiert die Quantile $x_{0,9}$ der normalverteilten Prozesse mit dem Mittelwert μ_i und der Varianz σ_i , der zweite die Quantile der gleichverteilten Prozesse, die in den Intervallgrenzen a_k und b_k ablaufen. Die systematischen Fehler können mittels einer einfachen algebraischen Addition berücksichtigt werden:

$$F_{systemm.} = \sum_l s_l \quad (9.7)$$

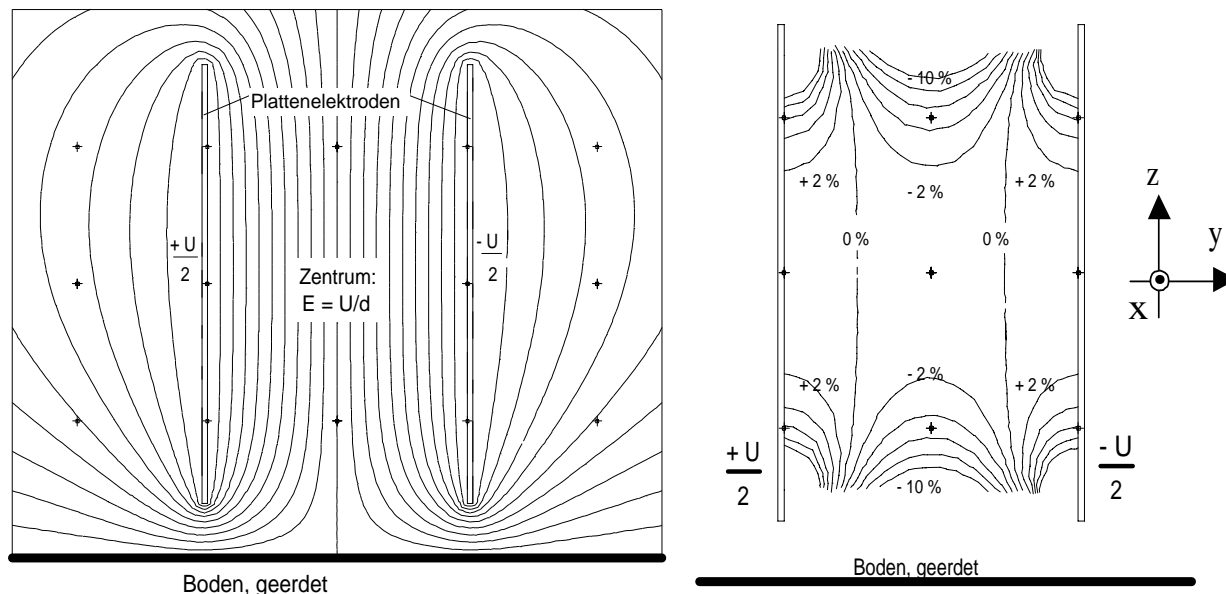


Abb. 9.4: Links: Äquipotentiallinien für ein ebenes Plattenfeld mit symmetrischer Speisung (Boden geerdet); rechts: Homogenitätsbereich einer ebenen Plattenanordnung mit symmetrischer Speisung (Abstand der Linien 2 %)

9.2.1 Genauigkeit der Magnetfeldkalibrierung

Zur Abschätzung der Kalibrierungsgenauigkeit sind in der Tabelle 9.1 mögliche Fehlerursachen mit ihren relativen Unsicherheiten aufgeführt. Die Meßunsicherheit der Kalibrierung wird im wesentlichen durch die Unsicherheit der Strommessung, die Ausrichtung zur magnetischen Hauptachse und Fremdfeldeinflüssen determiniert. Größere Schwankungen der Labortemperatur (z. B. durch Türöffnungen während der Kalibrierung) müssen vermieden werden, um die Spule nicht aus dem thermischen Gleichgewicht zu bringen. Wird die Kalibrieranordnung im thermischen Gleichgewicht betrieben und der Strom nachgeregelt, so kann eine Kalibrierung mit einer Genauigkeit von 0,4 % bei einer Vertrauenswahrscheinlichkeit von 90 % durchgeführt werden. Zur Ermittlung der Varianz σ für die Normalverteilung wurde die relative Unsicherheit aus Tab. 9.1 durch 3 geteilt ($\mu \pm 3\sigma$ entsprechen bei einer Normalverteilung 99,73 % der Gesamtfläche).

Fehlerquelle	Absoluter Wert und Streubereich	Intervall und Klassifizierung der relativen Unsicherheit
Gleichstromspulenkonstante des Spulensystems (PTB-Kalibrierung)	$k_{z0} = (145,85 \pm 0,2) \frac{\mu T}{A}$	$\leq 2 \cdot 10^{-4}$ (stochastisch, normalverteilt)
Veränderung der Spulenkonstante bei Wechselstrom (f = 200 Hz)	$k_{\omega} = \frac{k_z(f=200)}{k_{z0}} = 1,00006$	$\leq +7 \cdot 10^{-5}$ (bei 200 Hz vernachlässigbarer systematischer Fehler)
Unsicherheit der Strommessung	1 A \pm 5 mA	$\leq 7 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)
Temperatureinfluß auf Strommessung	24°C \pm 1°C	zwischen 18°C und 28°C in Unsicherheit der Strommessung enthalten
Temperatureinfluß auf Spule ($\alpha_{Cu, \vartheta=20^{\circ}} = 3,9 \cdot 10^{-3} K^{-1}$)	24°C \pm 1°C	$\leq 4 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)
Umgebungsfelder und durch Leistungsverstärker erzeugte Flußdichten inkl. Oberwellen	$B_{50} = 84 \text{ nT} \pm 5\%$ $B_{150} = 57 \text{ nT} \pm 5\%$ $B_{250} = 15 \text{ nT} \pm 5\%$ $B_{350} = 14 \text{ nT} \pm 5\%$ $B_{450} = 15 \text{ nT} \pm 5\%$	$\leq 9 \cdot 10^{-4}$ (stochastisch, gleichverteilt)
axiale Feldinhomogenität h_z	$h_z = \frac{B_z - B_0}{B_0}$	$\leq 8,26 \cdot 10^{-4}$ (systematisch)
radiale Feldinhomogenität h_r	$h_r = \frac{B_r}{B_0}$	$\leq 2,54 \cdot 10^{-4}$ (systematisch)
rel. Feuchte	15% \pm 2%	nicht meßbar (vernachlässigt)
Ausrichtung der Achsen	$\pm 1^{\circ}$	$\leq 2 \cdot 10^{-4}$ (stochastisch, normalverteilt)
Positionierung des Prüflings	$\pm 1 \text{ mm}$	$\leq 1 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)

Tab. 9.1: Unsicherheiten der magnetischen Kalibriereinrichtung

9.2.2 Genauigkeit der elektrischen Kalibrieranordnung

Die IEC-Norm [2] nennt als Unsicherheit der Kalibrierung $\pm 1 \%$ vorausgesetzt, daß die diagonale Sondenabmessung $\leq 23 \text{ cm}$ ist. Die größte Fehlerursache und Unsicherheit bildet der Näherungseffekt (Proximity effect). Dieser entsteht durch Verschiebung der eingeführten Sonde gegen eine der beiden Platten über eine Rückwirkung des Sensors mit den Kalibrierplatten. Befindet sich die Sonde innerhalb eines Quaders mit der Kantenlänge von 20 cm, so beträgt der relative Fehler durch den Näherungseffekt bereits bis zu 1,9 %. Zur Abschätzung der Genauigkeit dieser einfachen Plattenanordnung sind zahlreiche Parameter zu berücksichtigen. Als Ergebnis einer Unsicherheitsabschätzung nach Gl 9.4 mit den Parametern in Tab. 9.2 ergibt sich innerhalb eines Würfels mit der Kantenlänge 10 cm eine Unsicherheit der Kalibrierung von $(1 \pm 0,6) \%$. In dieser Rechnung nicht berücksichtigt wurden jedoch Feldverzerrungen von Stativhalterungen und Aufhängungen aus Kunststoff ($\epsilon_r = 2 \dots 6$) und Holz. Wird dies in Betracht gezogen, so liegt bei

sorgfältiger Ausrichtung des Prüflings eine Genauigkeit von mindestens $\pm 2\%$ vor.

Fehlerquelle	Absoluter Wert und Streubereich	Intervall des relativen Fehlers und Klassifizierung der Unsicherheit
Unsicherheit des Proportionalitätsfaktors der IEC833-Anordnung ($E_0 = k \cdot \frac{U}{d}$)	$k=0,9969 \pm 0,001$	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, gleichverteilt)
Transversale Inhomogenität $h_y = \frac{E(y)-E_0}{E_0}$; ohne Sonde	$h_y(y = \pm 10 \text{ cm})$	$(-1,1 \pm 1,1) \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)
Longitudinale Inhomogenität $h_x = \frac{E(x)-E_0}{E_0}$; ohne Sonde	$h_x(x = \pm 5 \text{ cm})$ $h_x(x = \pm 10 \text{ cm})$ $h_x(x = \pm 20 \text{ cm})$	$(-0,5 \pm 0,5) \cdot 10^{-3}$ $(-0,8 \pm 0,8) \cdot 10^{-3}$ $(-1,8 \pm 1,8) \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)
Annäherungseffekt der Sonde (Proximity-Effect)	$\emptyset_{\max} = 23 \text{ cm}$	$+1 \cdot 10^{-2}$ (systematisch)
Geerdeter Boden auf das Zentralfeld	Abstand = 50 cm	$-2 \cdot 10^{-4}$ (systematischer Fehler)
Zwei geerdete Wände und eine Decke	Abstand = 1 m	$-1 \cdot 10^{-4}$ (systematischer Fehler)
Unsicherheit der Spannungsmessung	$0,5000\text{V} \pm 100 \mu\text{V}$	$\pm 7 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)
Temperatureinfluß auf Spannungsmessung	$24^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$	zwischen 18°C und 28°C in Unsicherheit der Spannungsmessung enthalten
Störfelder durch Installation (Licht, Hochspannungstransformatoren, Zuleitungen...)	ohne Trafo: $\leq 1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$ Störfelder im Mittelpkt. bei Trafobetrieb mit: $0,5 \text{ kV}_{eff} @ 200 \text{ Hz}$: $E_{50} = 1,4 \frac{\text{V}}{\text{m}}$ $E_{100} = 2,7 \frac{\text{V}}{\text{m}}$ $E_{>200} \leq 2,6 \frac{\text{V}}{\text{m}}$	ohne Trafo: $\pm 1,5 \cdot 10^{-3}$ Störfelder im Mittelpkt. bei Trafobetrieb mit $0,5 \text{ kV}_{eff} @ 200 \text{ Hz}$: 50 Hz: $\pm 2 \cdot 10^{-3}$ 100 Hz: $\pm 4 \cdot 10^{-3}$ > 200 Hz: $\pm 4 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, arcsin-verteilt; als gleichverteilt approximiert)
Einfluß der rel. Luftfeuchte	$20\% \pm 2\%$	nicht meßbar (vernachlässigt)
Ausrichtung der Achsen	$\pm 2^{\circ}$	$\pm 2,4 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)
Positionierung des Prüflings	$\pm 1 \text{ cm}$	$\approx \pm 2 \cdot 10^{-3}$ (stochastisch, normalverteilt)

Tab. 9.2: Unsicherheiten der elektrischen Kalibriereinrichtung

9.3 Kalibrierergebnisse

9.3.1 Kalibrierfaktoren der Magnetfeldsensoren

Die Vorgehensweise einer Kalibrierung besteht zunächst in einem Vorabgleich der Hardware durch Einfügen zusätzlicher Serien- und Parallelwiderstände aus der E24-Reihe in die Analogverstärkerschaltung an dafür vorgesehen Stellen. Der Zweck eines Vorabgleichs bei Verwendung der gleichen Spule besteht darin, die Toleranzunterschiede der analogen Verstärkerkanäle zu eliminieren. Daß die am ersten Prototyp ermittelten Werte für die nächsten Prototypen übernommen werden konnten, bestätigt die Möglichkeit den Vorabgleich bereits bei der Bestückung zu erledigen. Nun folgt die eigentliche Kalibrierung, d. h. der Vergleich der Istflußdichte $B_{Anzeige,\lambda}$ mit der Sollflußdichte $B_{0,\lambda}$ und die Ermittlung des Kalibrierfaktors (Korrekturfaktor). Dieser Kalibrierfaktor k_λ läßt sich aus dem konstantgehaltenen Spulenstrom I , dem Gleichstromspulenfaktor des Helmholtzspulensystems k_{Sp} und dem Korrekturfaktor für Wechselströme k_ω bestimmen:

$$k_\lambda = \frac{B_{0,\lambda}}{B_{Anzeige,\lambda}} = \frac{k_{Sp}k_\omega I}{B_{Anzeige,\lambda}} \quad (9.8)$$

Der ermittelte Kalibrierfaktor wird nun per Software in den Datenlogger als Korrekturfaktor in den FLASH-Speicher abgelegt. Der zukünftige Anzeigewert berücksichtigt von nun an diesen Faktor. Die Faktoren der ersten drei Prototypen sind in Tabelle 9.3 aufgelistet. Da alle Faktoren kleiner als eins sind, bedeutet dies, daß in den Sensorspulen eine etwas größere Spannung induziert wird als berechnet wurde (konservative Dimensionierung). Die Spulen könnten zukünftig mit etwas geringeren Windungsanzahl ausgeführt werden. Die Ausschöpfung dieser Reserve würde sich zusätzlich bezüglich der parasitären Eigenschaften des Aufnehmers (z. B. Resonanzfrequenz, Kopplungen) positiv auswirken. Weiterhin kann ein Faktorenvergleich der Prototypen untereinander (vertikaler Vergleich) derart interpretiert werden, daß die Serienstreuungen relativ günstig sind. Der hinter den Kalibrierfaktoren angegebene relative Fehler resultiert aus erneuten Kontrollmessungen in der Kalibriereinheit nach der vorgenommenen Kalibrierung. Ist dieser Fehler kleiner oder gleich wie der im kommenden Abschnitt abgeschätzte Gesamtfehler von 0,4 %, so ist die Kalibrierung mit einer hohen Wahrscheinlichkeit erfolgreich verlaufen. Das Kalibrierdatum wurde zur Beobachtung von Alterungstrends für zukünftige Wiederholungskalibrierungen festgehalten. Eine viertel- bis halbjährliche Kalibrierung wird empfohlen.

		Prototyp 1	Fehler	Prototyp 2	Fehler	Prototyp 3	Fehler
B-Feldsensor im 4. Meß- bereich	k_x	0,985	0,40%	0,947	0,18%	0,920	0,70%
	k_y	0,747	0,16%	0,752	0,23%	0,772	0,60%
	k_z	0,821	0,05%	0,846	0,12%	0,783	0,28%
Kalibrier- datum:		4.2.98		5.2.98		5.2.98	

Tab. 9.3: Kalibrierfaktoren und verbleibende Unsicherheit der Prototypkleinserie

Die Software des Datenloggers erlaubt, additive und multiplikative Korrekturfaktoren für jeden Meßbereich in den nichtflüchtigen Speicher (FLASH-Speicher) zu übertragen. Um die Streuungen zwischen den Meßbereichen zu untersuchen, wurden alle Meßbereiche einzeln kalibriert. Die Ergebnisse sind für den ersten Prototyp in Tabelle 9.4 eingetragen.

Ein Vergleich der Kalibrierfaktoren zwischen den einzelnen Meßbereichen zeigt die Notwendigkeit eines solchen Vorgehens, da ansonsten Meßfehler bis 14% resultieren würden.

Meßbereich:		7-4	3	2	μ	max. Fehler
B-Feldsensoren des Sensorkopf 1	k_x	0,985	0,990	0,942	0,972	3 %
	k_y	0,747	0,806	0,648	0,735	11 %
	k_z	0,821	0,837	0,666	0,775	14 %
Kalibrier- datum:		6.2.98	6.2.98	6.2.98		

Tab. 9.4: Streuung der Kalibrierfaktoren zwischen den verschiedenen Meßbereichen

9.3.2 Kalibrierfaktoren des elektrischen Feldsensors

Wieder wurde vor der eigentlichen Feldkalibrierung ein Vorabgleich der Analogelektronik durchgeführt. Da unsortierte Kondensatoren bekanntlich eine große Toleranz (5 bis 10 %) aufweisen, ist dieser Vorabgleich mit der Stromspeisemethode unbedingt empfehlenswert. In einem weiteren Schritt wird die Kalibrierung im Feld durchgeführt. Abhängig von dem Verhältnis Schlagweite w zu Kantenlänge L weicht das Zentralfeld E_0 einer Plattenanordnung wegen den Randverzerrungen des Kondensators von $E = \frac{U}{d}$ ab. Für eine symmetrische IEC833-Plattenanordnung mit einem Schlagweite-Kantenlängenverhältnis von $\frac{w}{L} = 0,25$ ergibt sich nach numerischen Feldberechnungen, die mit einer Genauigkeit von 0,1 % durchgeführt wurden [5], das Zentralfeld zu

$$E_0 = k \cdot \frac{U}{d} \quad (9.9)$$

mit der Konstante $k = 0,9969$. Nach Ausrichtung des Dreibeinsensors auf seine maximale Sensitivität, d. h. in geneigter Positionierung im Zentralfeld wird ein Ist- und Sollwertvergleich durchgeführt und die Korrekturfaktoren bestimmt. Die Ergebnisse dieser Kalibrierung sind in Tab. 9.5 zusammengestellt.

		Prototyp 1	Prototyp 2	Prototyp 3
E-Feldsensor: (Meßbereich 3, $f=200$ Hz, $500 V_{eff}$)	k_x	1,084	1,093	1,104
	k_y	1,039	1,045	1,062
	k_z	1,029	1,035	1,023
Kalibrier- datum:		19.2.98	11.2.98	9.3.98

Tab. 9.5: Kalibrierfaktoren der E-Feldsensoren

Der Tabelle 9.6 kann entnommen werden, daß die Kalibrierfaktoren in den verschiedenen Meßbereichen Abweichungen aufweisen, welche durch eine bereichsweise Korrektur minimiert werden können. Würde auf eine solche bereichsweise Kalibrierung im Feld verzichtet, wären trotz Vorabgleich Fehler bis ca. 9 % die Folge. Die Kalibrierfaktoren im kleinsten Meßbereich (Meßbereich 1) wurden vom Meßbereich 2 übernommen, da wegen der Umgebungsfelder von 1 bis $2 \frac{V}{m}$ innerhalb der offenen Plattenanordnung keine einwandfreie Feldkalibrierung mehr möglich ist.

Meßbereich:		5	4	3	2	1	μ_{5-2}	max. Fehler
E-Feldsensoren des Sensor- kopfs 1	k_x	1,086	1,017	1,084	0,968	0,968	1,039	6,8 %
	k_y	1,041	0,983	1,039	0,851	0,851	0,979	6,1 %
	k_z	0,995	1,038	1,029	0,752	0,752	0,954	8,9 %
Kalibrier- datum:		19.2.98	19.2.98	19.2.98	19.2.98			

Tab. 9.6: Kalibrierfaktoren in den verschiedenen Meßbereichen

Literatur

- [1] Bahmeier G. (1994) Feldsonden für Kalibrierzwecke zur Bestimmung von Betrag und Richtung der elektrischen Feldstärke, Fortschritt-Berichte VDI: Reihe 8; Nr. 438, Düsseldorf
- [2] CEI IEC 833-Norm (1987) Measurement of power-frequency electric fields, Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale, Genève, Suisse
- [3] Huber E., Urban M. (1995) Helmholtzspulen zur Kalibrierung von Magnetfeldsensoren, Wissenschaftliche Berichte FZKA5643, Forschungszentrum Karlsruhe
- [4] Huber E., Urban M., Köhler W. (1996) Kalibriersysteme für niederfrequente elektrische und magnetische Felder, in: Schmeer (Hrsg.) Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV 96), VDE-Verlag, Berlin, Offenbach, S. 789-799
- [5] Takuma T. et al. (1985) Analysis of calibration arrangements for ac field strength meters, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 2, p. 489-495
- [6] Weyand K. (1995) Prüfbericht - Dreiachsiges Helmholtzspulensystem (HESP7-1389/95; PTB1.14-12806/95), Physikalisch - Technische Bundesanstalt (PTB) Braunschweig

10 Technische Daten und Meßfehlerbestimmung (Fehleranalyse)

Für die Charakterisierung und Meßfehlerbestimmung des vorliegenden Meßsystems wurden zunächst alle wesentlichen Einflußgrößen untersucht. Bezüglich der Untersuchung der Einflußgrößen wurde der meßtechnischen Vorgehensweise gegenüber der theoretischen Behandlung oder einer Simulation den Vorzug gegeben. Der Grund besteht darin, daß in der Praxis immer die Möglichkeit besteht, daß eine Unbekannte des komplexen Systems in Erscheinung tritt, die in einer Modellannahme unberücksichtigt geblieben wäre. Die Einflußparameter müssen mindestens innerhalb derjenigen Grenzen variiert werden, die den realen Einsatzbedingungen des Gerätes entsprechen (vgl. Anforderungsprofil auf Kapitel 2.2, S. 12 ff). Die grundsätzliche Methodik der hiesigen Fehleranalyse besteht darin, zunächst das komplette Gerät nur einem einzigen Einflußparameter (die anderen sollten möglichst konstant gehalten werden) auszusetzen und die Endanzeige zu beobachten. Falls ein großer Einfluß der untersuchten physikalischen Größe festgestellt wird, muß durch Exposition der untergeordneten Systemkomponenten versucht werden, die sensitivsten Punkte zu lokalisieren ("Top-down"-Vorgehensweise). Zur weiteren Behandlung der Meßfehler erfolgt eine Einteilung in systematische und zufällige Fehler, in korrigierbare und nicht mit vertretbarem Aufwand korrigierbare Fehler. Alle verbleibenden Fehler, die durch eine Kalibrierung nicht korrigiert werden können, d. h. alle nicht erfaßbare systematische und zufällige Fehler, gehen in die Meßunsicherheit des Meßgerätes mit ein. Die letztgenannten Fehlertypen bilden die Grundlage für eine umfassendere metrologische Fehleranalyse. Eine solche metrologische Analyse liefert neben der Meßunsicherheit auch die zu erwartenden statistischen Verteilungen und Vertrauensintervalle.

10.1 Ergebnisse der untersuchten Einflußgrößen

Nahezu alle untersuchten Einflußgrößen wurden jeweils für den elektrischen und den magnetischen Kanal getrennt untersucht, jedoch nach Möglichkeit immer mit der gesamten Anordnung.

10.1.1 Einflüsse auf die E-Feldmeßeinrichtung

10.1.1.1 Temperatureinfluß:

In einem Temperaturschrank (Fa. Köttermann) wurde der Temperatureinfluß auf die gesamte Sensor- und Analogelektronik zwischen $-18,0^{\circ}\text{C}$ und $50,0^{\circ}\text{C}$ untersucht. Der relative Temperaturfehler der gesamten Schaltung inklusive kapazitivem Sensor beträgt im

Bereich von -10° bis $50^{\circ}C$ bei moderater Temperaturänderung $\pm 1.5\%$. Eine Ursachenanalyse ergab eine DC-Drift (Offsetdrift) mit den Temperaturkoeffizienten von $\alpha_{\vartheta=-10^{\circ}...10^{\circ}C}^{offset} = 3.3 \cdot 10^{-5} K^{-1}$ im Bereich von $-10^{\circ}C$ bis $+10^{\circ}C$ und $\alpha_{\vartheta=10^{\circ}...40^{\circ}C}^{offset} = -2 \cdot 10^{-4} K^{-1}$ für $10^{\circ}C$ bis $40^{\circ}C$. Bedeutend stärker wirkt sich der Temperatureinfluß auf die Sensorkapazität aus im kleinsten Meßbereich aus. Das Ergebnis dieses Temperaturgangs der Sensorkapazität ist in Abbildung 10.1 zu sehen. Um bei dieser Messung den Einfluß der relativen Luftfeuchte h_r zu minimieren, wurde bei dieser Messung die Luftfeuchtigkeit niedrig und in engen Schranken ($h_r = 8 \% \pm 2\%$) gehalten. Für die Sensorkapazität ergibt sich für den Bereich $-10^{\circ}C$ bis $+50^{\circ}C$ ein Temperaturkoeffizient von $\alpha_S = 2.73 \cdot 10^{-3} K^{-1}$. Eine größere Reaktion wurde bei Temperatursprüngen und hohen Temperaturgradienten festgestellt. Da in der Praxis solche Temperatursprünge durchaus auftreten können, beispielsweise beim Wechsel von stark beheizten zu unbeheizten Räumen, wurden mit Kältespray (lokal bis $-50^{\circ}C$ erreichbar) ausgehend von Raumtemperatur ($23^{\circ}C$) Temperaturstürze von $\Delta T = 10$ bis 20 K verursacht. Der relative Fehler betrug während solcher Temperaturschocks ca. $\pm 10 \dots \pm 15 \%$. Nach Auslösen des Schocks wurde das Einschwingverhalten bis zur Rückkehr in die Normallage beobachtet. Diese Zeit betrug im mittleren Meßbereich (Meßbereich 3) ungefähr 3 Minuten.

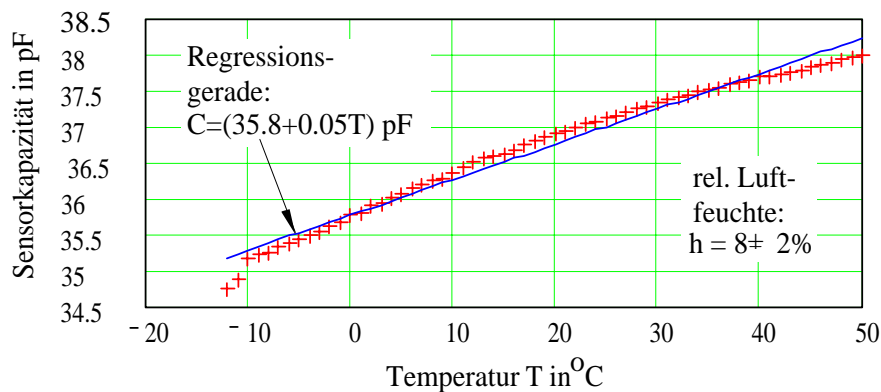


Abb. 10.1: Temperatureinfluß auf die Sensorkapazität

10.1.1.2 Relative Luftfeuchte:

Zur Untersuchung des Feuchteinflusses auf das Meßergebnis bei elektrischen Feldmessungen wurde zunächst die Sensorkappe einer relativen Luftfeuchte von 28 bis 95 % ausgesetzt. Erste Messungen mit einer ungeschützten Sensorfläche ergaben unakzeptabel hohe Abweichungen bei Luftfechtigkeiten über 60 %. Zum Schutz gegen Feuchte und Schmutz wurde nun die äußere Sensorfläche mit einer dünnen Kunststofflackschicht überzogen und die Messungen erneut wiederholt. Ein spürbarer Einfluß dieser dünnen Kunststofflackschicht auf die Sensitivität des Sensors bezüglich des elektrischen Feldes konnte durch eine Vergleichsmessung vor- und nach dem Überzug nicht festgestellt werden. Die Abhängigkeit der ungeschützten und mit Kunststoffsprühlack ein- und doppelseitig beschichtete Sensorkapazität ist in Abb. 10.2 zu sehen.

Da die Feuchteabhängigkeit der Sensorkapazität in den zwei kleinsten Meßbereichen voll in die Meßunsicherheit eingeht, ist es notwendig, die Sensorkapazität mit einer wasserun-

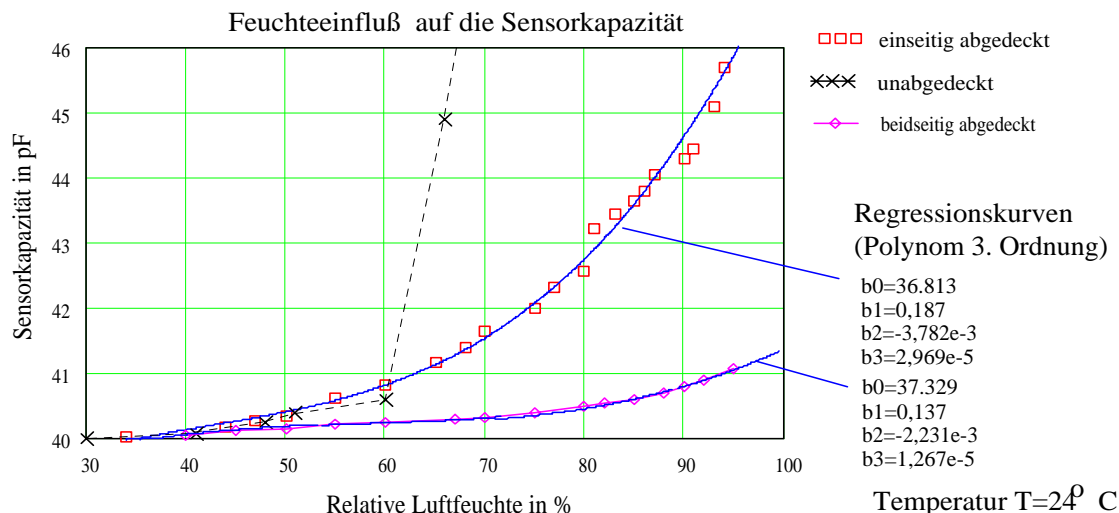


Abb. 10.2: Einfluß der relativen Luftfeuchtigkeit auf die Sensorkapazität.

durchlässigen Schicht zu schützen. In den größeren Meßbereichen geht die Feuchteabhängigkeit der Sensorkapazität nur zu einem Bruchteil ($\frac{1}{10}$, $\frac{1}{100}$, $\frac{1}{1000}$) ein, da eine Eingangskapazität hinzuschaltet wird.

Zur Untersuchung des gesamten E-Feldkanals wurde dem kapazitiven Sensor ein eingepprägter Strom injiziert (siehe hierzu Schaltbild in Abb. 10.3). Mit der Strominjektionsmethode kann eine konstante elektrische Verschiebungsdichte D simuliert werden:

$$D = \varepsilon_0 E = \frac{Q}{A} = \text{const} \quad (10.1)$$

$$U_S(h) = \frac{Q}{C_S(h) + C_E(h)} = \frac{1}{C_S(h) + C_E(h)} \int_0^{t_m} i(t) dt \quad (10.2)$$

$$U_S(h, \omega = \text{const}) = \frac{1}{C_S(h) + C_E(h)} \underbrace{\frac{I}{\omega}}_{=\text{const}} \quad (10.3)$$

Die Feuchte hatte nicht nur einen Einfluß auf die Sensor- und Eingangskapazitäten, sondern bewirkte ebenfalls eine Gleichspannungsdrift (DC-Offset) der Analogelektronik. Da die Elektronik mit unsymmetrischer Betriebsspannung arbeitet, kann das Driften nicht durch einen Kondensator im Signalpfad wirkungslos gemacht werden. Daher wurde die gesamte Elektronik Schritt für Schritt hermetisch vor dem Eindringen der Feuchte geschützt. Die Wirkung der Feuchte auf den kompletten E-Feldkanal und der Nutzen einer Hermetisierung der Elektronik läßt sich gut anhand der Kennlinien in Abb. 10.4 erkennen. Fazit: Wird die Analogelektronik und der Sensorkopf vor Eindringen von Feuchte geschützt, läßt sich der Feuchteeinfluß im Bereich von 10 bis 90 % relativer Luftfeuchte unter ± 3 % halten. Wird die relative Luftfeuchte kleiner 80 % gehalten, so kann kein Einfluß in den großen Meßbereichen registriert werden. In den zwei empfindlichsten Meßbereichen liegt unter dieser Bedingung der relative Meßfehler unter ± 0.5 %.

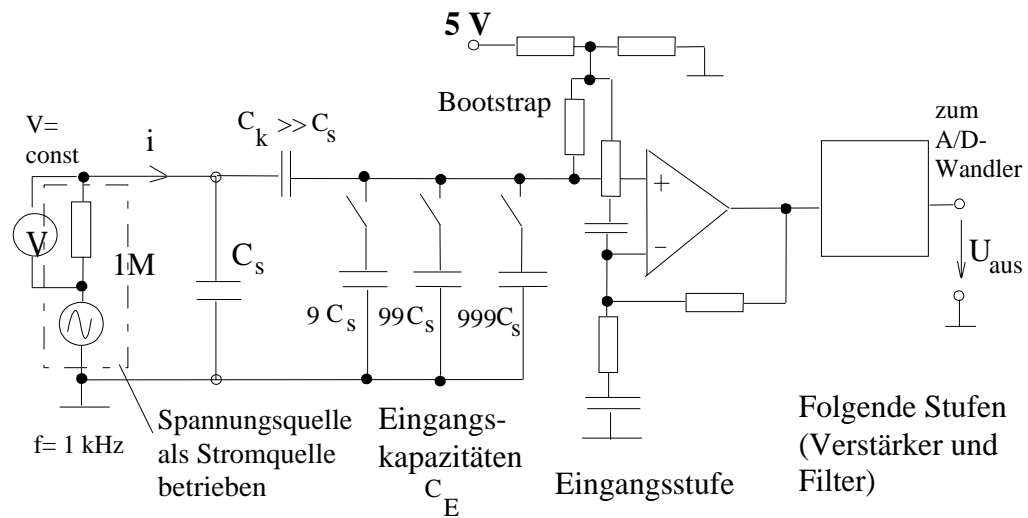


Abb. 10.3: Testschaltung zur Untersuchung des Temperatur- und Feuchteinflusses des E-Feldsensors. Der Sensor selbst wird hier gemäß seinem Nortonschen Ersatzschaltbild angeschlossen.

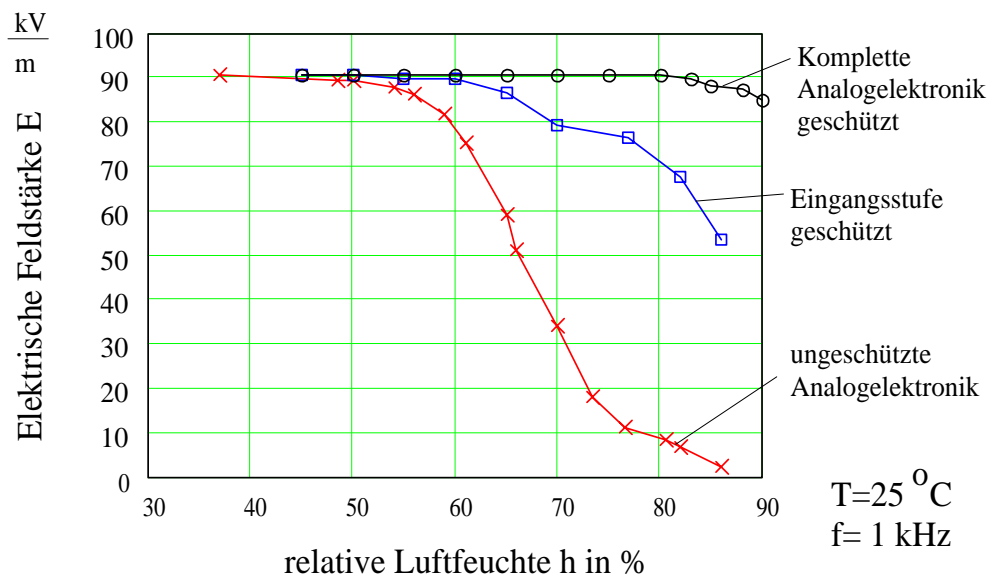


Abb. 10.4: Untersuchung der Feuchteabhängigkeit der Sensorkopfelektronik unter geschützten (Abgeklebt und Lötack) und ungeschützten Bedingungen bei konstanter Temperatur von 25°C

10.1.1.3 Frequenzgang:

Der Frequenzgang des E-Feldsensors (Abb. 10.5) wurde ebenfalls mit der Methode der Strominjektion ermittelt, da weder der komplette Frequenz-, noch der volle Amplitudenbereich mit der aufgebauten IEEE833-Anordnung (vgl. Abschnitt 9.5) abgedeckt werden kann. Die untere 3dB-Grenzfrequenz beträgt 5 Hz und die obere 20 kHz. Der Frequenzgang ist im Bereich von 20 Hz bis 2 kHz in allen Meßbereichen absolut flach. Unterhalb von 20 Hz und oberhalb von 2 kHz kommt es jedoch zu Abweichungen, die sich für die oberen 4 Meßbereiche (Parallelkapazität vorhanden) innerhalb des Intervalls von 10 Hz bis 10 kHz unter $\pm 4,9\%$ bewegen.

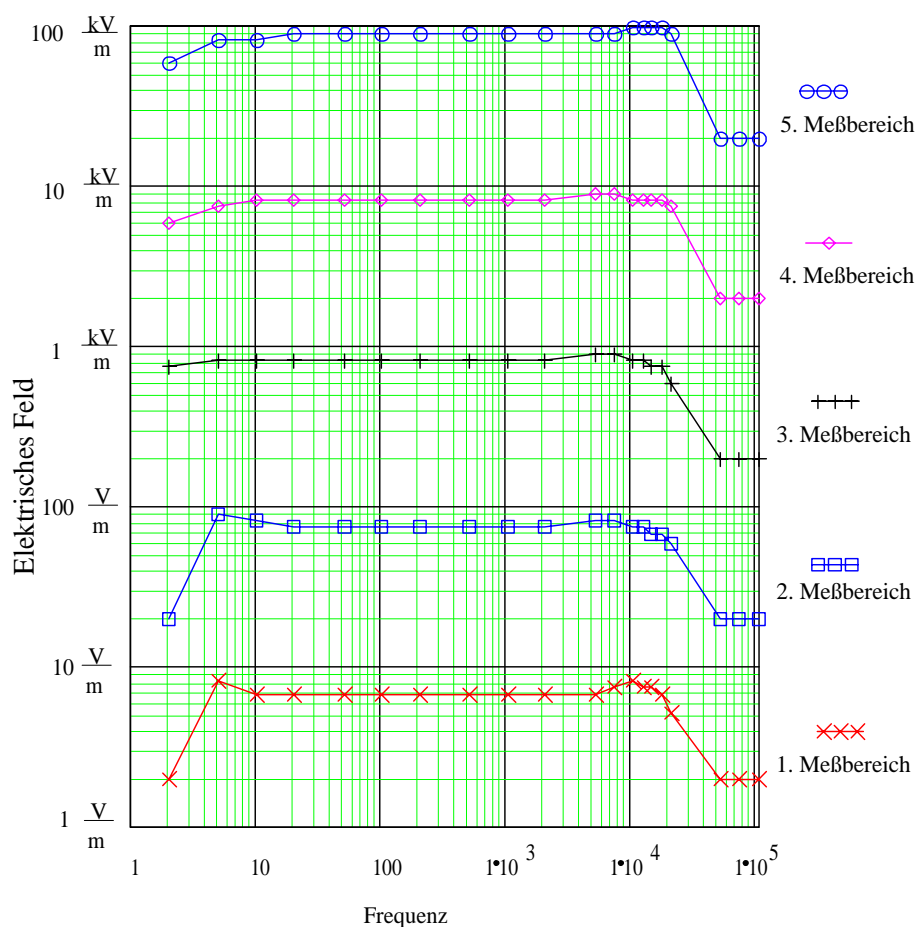


Abb. 10.5: Frequenzgang eines E-Feldkanals; Anzeige gemessen mit Stromeinspeisung, ohne Softwarefeinkalibrierung

10.1.1.4 Stabilität

Zur Untersuchung des Driftverhaltens wurde die unsymmetrische Nullagenspannung ($U_B/2$) am A/D-Wandler über 8 und 12 Stunden im 5 Sekundentakt gemessen. Als Ergebnis ergab sich im Einzelnen:

8 h: 5760 Meßwerte, max. Abweichung: 3,3 mV@23°C, 30 % rel. Luftfeuchte, Meßbereich 2 (worst case)

12 h: 8640 Meßwerte, max. Abweichung: 0,6 mV@23°C, 30 % rel. Luftfeuchte, Meßbereich 2 (worst case)

10.1.1.5 Rauschen

Als effektive Rauschspannung im E-Feldkanal vor dem A/D-Wandler wurde im Meßbereich 2 (worst case) 176 μV bei einer Temperatur von 23°C und 30 % relative Luftfeuchte gemessen. Hierbei beträgt der Rauschanteil des Nyquistauschens ungefähr 40 bis 80 μV . Der zeitliche Verlauf des Rauschens über 12 Stunden ist in Abbildung 10.6 zu sehen. In dieser Abbildung ist ferner eine leichte positive Drift der Nulllage und ein Einschwingen zu Beginn des Meßvorgangs erkennbar. Eine nähere Untersuchung des Einschwingverhaltens zeigte, daß dieses auf die Meßeinrichtung selbst zurückgeführt werden muß und von der Batterieversorgung der Analogelektronik hervorgerufen wird. Zur Beurteilung der spektralen Zusammensetzung des Rauschens wurde ein Leistungsspektrum des E-Feldkanals mit einem Spektrumanalyzer (Standford Research System SR770) gemessen. Das Spektrum weist ein für Halbleiterbauelemente typischen 1/f-Verlauf im Frequenzbereich < 1 kHz auf.

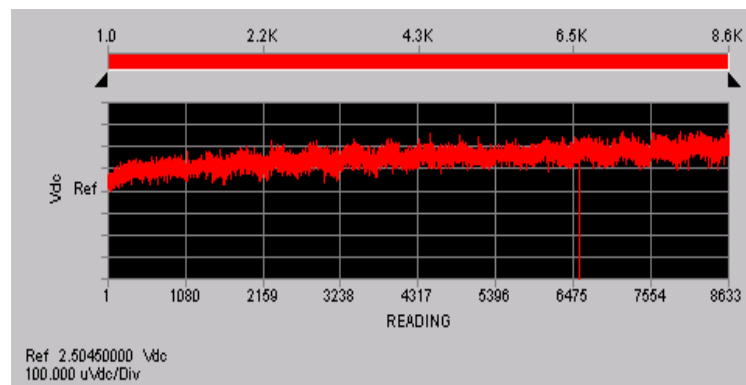


Abb. 10.6: Untersuchung des Rauschens am A/D-Wandler eines E-Feldkanals im Meßbereich 2 über 12 h bei $T=23^{\circ}\text{C}$, rel. Luftfeuchte $h=30\%$

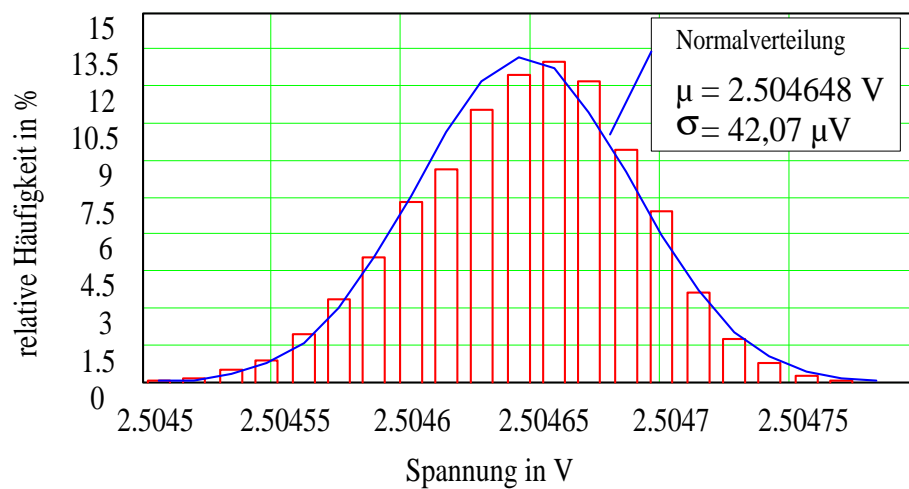


Abb. 10.7: Histogramm des Rauschens und Normalverteilung mit der Standardabweichung $\sigma = 42\mu V_{eff}$ und dem Mittelwert $\mu=2,5046 \text{ V}$.

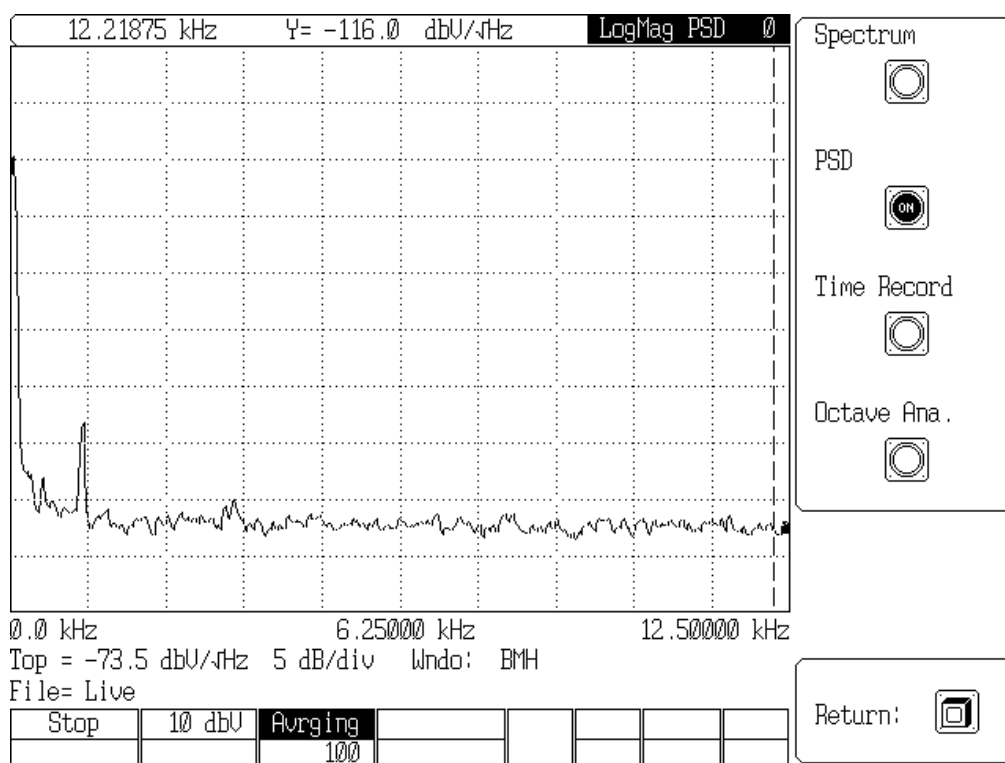


Abb. 10.8: Leistungsdichtespektrum des elektrischen Feldsensors

10.1.1.6 Fertigungsgenauigkeit:

Zur Ermittlung fertigungsbedingter Streuungen der elektrischen Feldsensorparameter wurden an einer Prototypkleinserie die Sensor- und Streukapazitäten des Isolationsspalt mit einer digitalen Präzisionsmeßbrücke (Genrad 1992) gemessen. Ein Vergleich einer Handgravurtechnik mit einem mittels eines Zirkels eingeritzten Isolationsspalt ergibt durch den breiteren Spalt deutlich niedrigere Streukapazitäten C_p und geringere Streuungen für die Sensorkapazität C_S . Das Ergebnis ist in Tabelle 10.1 zusammengefaßt.

	Stichproben N	Min	Max	Mittelwert	Varianz	SD
Sensorkapazität C_S in pF (graviert, Spalt: 0,4 mm)	6	39,5	40,0	39,912	0,716	0,846
Sensorkapazität C_S in pF (geritzt, Spalt: 1,0 mm)	12	38,85	41,18	39,875	0,572	0,756
Sensorkapazität C_S in pF (graviert, Spalt: 0,4 mm)	6	18,93	19,47	19,255	0,152	0,39
Sensorkapazität C_S in pF (geritzt, Spalt: 1,0 mm)	12	18,48	19,49	18,917	0,114	0,337
Worstcase C_S in pF (geritzt, einzelner Sensor)	3	39,13	40,73	39,883	0,647	0,804
Worstcase C_S in pF (geritzt, einzelner Sensor)	3	19,10	19,49	19,33	0,042	0,206

Tab. 10.1: Fertigungsbedingte Kapazitätsstreuungen des Dreibeinsensors

10.1.1.7 Untersuchung der Isotropie und Orthogonalität:

Aus Symmetriegründen geht bereits hervor, daß die Halbkugelsonde keine Richtungsunabhängigkeit in jeder beliebigen Richtung aufweisen kann. Aus Achsensymmetriegründen sollten isotrope Verhältnisse in der Horizontalebene und über weite Bereiche des oberen Halbraums der Sonde herrschen. Das Ergebnis einer Isotropiemessung in der Horizontalebene zeigt Abb. 10.9. Die durchgezogenen Linien sind die erwarteten trigonometrischen Kurven $E_\alpha(\varphi) = A \cdot |\cos(\varphi + \varphi_{0,\alpha})|$ mit $\alpha = 0, 120^\circ$ und 240° . Erkennbar ist, daß eine Halbwelle deutlich kleiner als die andere ist. Diese Dämpfung rührt von einer oben vertikalen Kunststoffstange, die als Halterung bei $\varphi = 180^\circ$ für den Sensorkopf im Kalibrierkondensator benutzt wurde.

10.1.1.8 Kreuzempfindlichkeit

Beim Test, ob ein stärkeres Magnetfeld einen feststellbaren Einfluß auf die Messung der elektrischen Feldstärke hat, ist es wichtig, das elektrische Feld der Spule selbst abzuschirmen. Dies wurde durch Auflegen einer geerdeten Aluminiumplatte auf die Stirnfläche einer Zylinderspule und die Verwendung von Koaxialkabeln für die Zuführungen erreicht. Getestet wurde der Einfluß einer magnetischen Flußdichte von 5 mT auf den kleinsten Meßbereich aller drei E-Feldkanäle. Das schwache, konstant gehaltene elektrische Feld wurde mit einer kleinen Parallelplattenanordnung (Schlagweite $d = 20$ cm) erzeugt. Hierbei konnte keinerlei Beeinflussung der E-Feldmessung festgestellt werden.

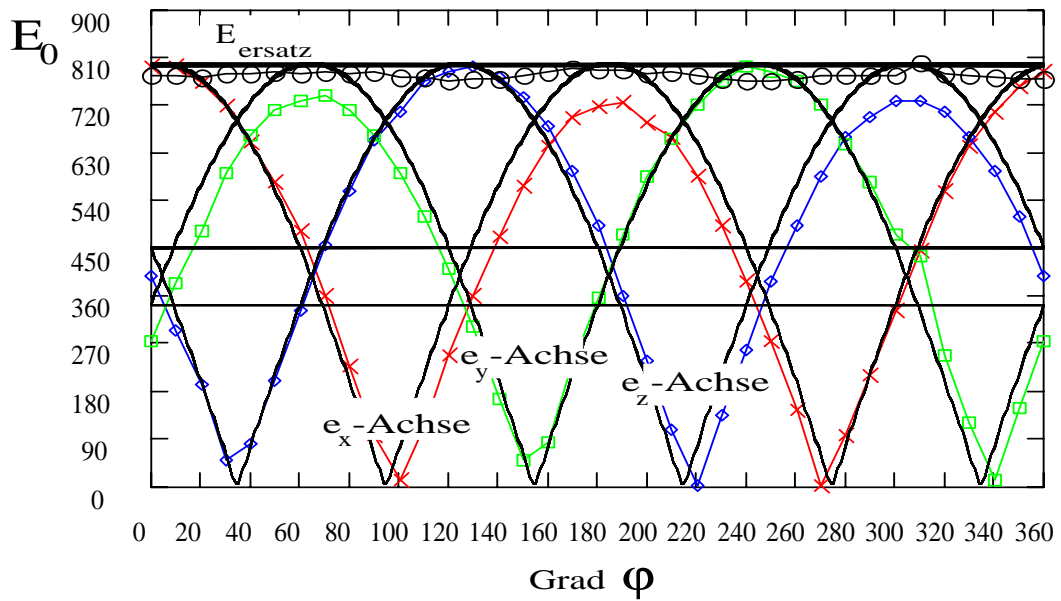


Abb. 10.9: Isotropiemessung der E-Feldsonde in der Horizontalebene

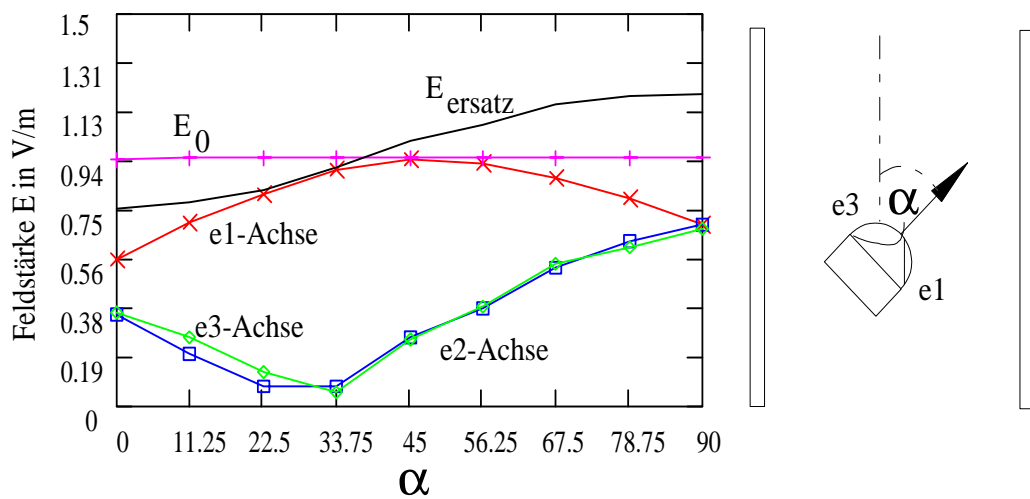


Abb. 10.10: Isotropieuntersuchung in der Vertikalebene

10.1.2 Einflüsse auf die Magnetfeldmeßeinrichtung

10.1.2.1 Temperaturabhängigkeit

Der Temperaturkoeffizient des gesamten Sensors mit der Auswerteelektronik beträgt $\alpha = +2,61 \cdot 10^{-4} K^{-1}$ im Bereich von -10^0 und $+50^0 C$. Der Einfluß der Feuchte konnte bei dieser Messung durch Einschluß des Sensorkopfs in einem Gefrierbeutel ausgeschlossen werden. Der Spulenstrom zur Erzeugung eines magnetischen Prüffeldes ($B_z = 679,9 \mu T \pm 0,2\%$) mit einer Zylinderspule wurde konstant gehalten und der Umluftventilator des Temperaturschranks während der Messung ausgeschaltet (Störquelle). Eine Untersuchung der AC-Drift ergab zwischen -18^0 und $40^0 C$ keine meßbare Drift (vernachlässigbar!). Über $40^0 C$ konnte ein positiver Temperaturgradient der AC-Drift mit $\alpha = 5,71 \frac{mV}{K}$ festgestellt werden.

10.1.2.2 Frequenzgang

Als Frequenzgang der Senserspulen inklusive der kompletten nachgeschalteten Verstärker und Filter wurde bei Flußdichten von $2,17$ und $217 \mu T$ der in 10.11 vorliegende Verlauf aufgenommen. Die Anordnung erreicht für geringe Aussteuerungen noch eine untere Grenzfrequenz von $10 \text{ Hz}@-3 \text{ dB}$. Die obere Grenzfrequenz beträgt $17 \text{ kHz}, -3 \text{ dB}$ im 5. Meßbereich. Mit höheren Frequenzen ist bei dieser Charakteristik ein leichtes Ansteigen zu beobachten. Dieser Anstieg ($5,8 \%$ von 12 Hz bis 8 kHz) wird durch eine ungenaue Integration hervorgerufen. Hier handelt es sich um einen systematischen Fehler, welcher durch ein Abgleich der Integratorkapazität minimiert werden kann.

10.1.2.3 Fertigungsgenauigkeit:

Zur Bestimmung der Fertigungstoleranzen wurden die Streunugen der passiven Sensorparameter ermittelt:

	Stichproben N	Min	Max	Mittelwert	Varianz	SD
x-Spuleninduktivität L_x in mH	6	46,71	48,42	47,607	$3,832 \cdot 10^{-4}$	6,190
y-Spuleninduktivität L_y in mH	5	98,63	103,49	101,602	$3,324 \cdot 10^{-3}$	1,798
z-Spuleninduktivität L_z in mH	5	17,664	18,077	17,712	$8,922 \cdot 10^{-5}$	0,299
R der x-Spule in Ω	6	160,87	168,00	163,67	10,533	3,245
R der y-Spule in Ω	5	235,19	260,32	242,89	119,465	10,929
R der z-Spule in Ω	5	111,5	113,12	112,176	0,498	0,706

Tab. 10.2: Fertigungstoleranzen der Spulenparameter

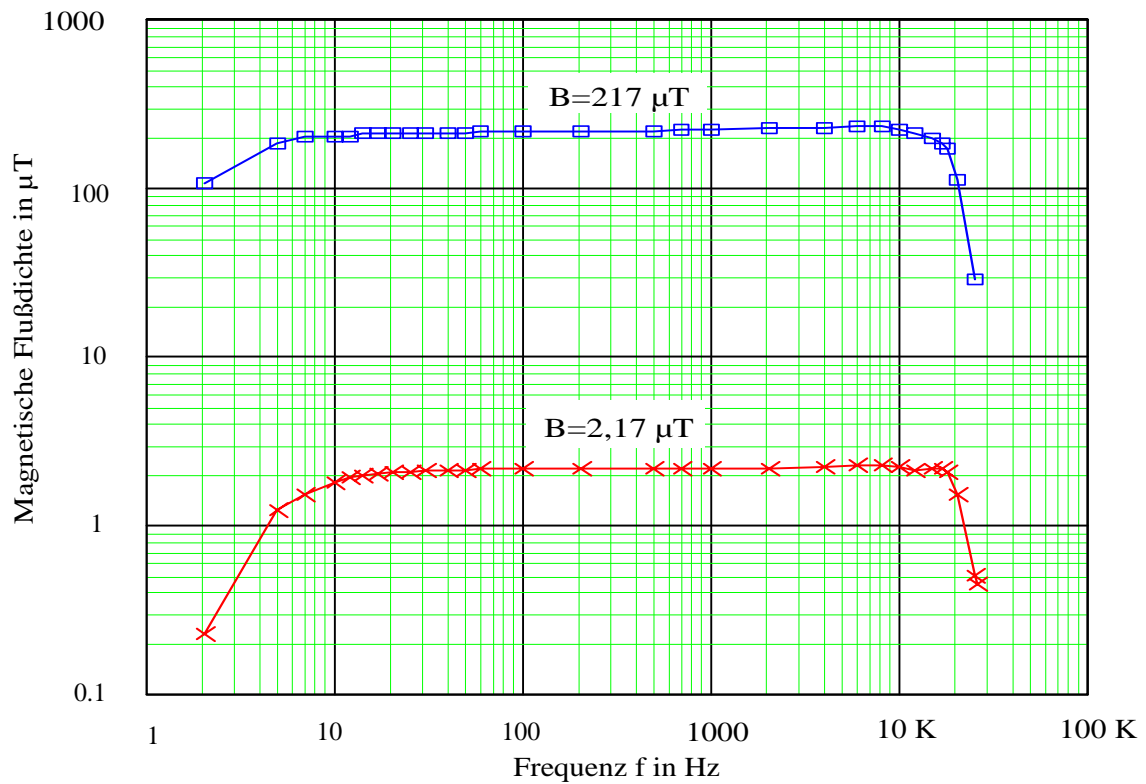


Abb. 10.11: Frequenzgang des induktiven Sensors (z-Kanal) im Meßbereich 3 und 5 gemessen in einer Helmholtzspule bei einer magnetischen Flußdichte von $2,17 \mu\text{T}$ und $217 \mu\text{T}$.

10.1.2.4 Untersuchung der Isotropie und Orthogonalität:

Zur Überprüfung der Richtungsunabhängigkeit (Isotropie) der orthogonalen Spulenkonfiguration wurde in einer Helmholtzspulenordnung der Sensor in 5° -Schritten auf einem Drehteller rotiert. Mit der Ersatzfeldstärke $B_{\text{ersatz}}(\varphi) = \sqrt{B_x^2(\varphi) + B_y^2(\varphi) + B_z^2(\varphi)}$ und dem Homogenfeld B_0 läßt sich der Isotropiefehler $F_{\text{Isotrop}}(\varphi)$ zu

$$F(\varphi) := \frac{B_0 - B_{\text{ersatz}}(\varphi)}{B_{\text{ersatz}}(\varphi)} \quad (10.4)$$

bestimmen. Im Hinblick auf die relative Meßunsicherheit sind der maximal auftretende Isotropiefehler $F_{\text{isotrop,max}} = \max[F(\varphi, \theta)]$ und die dazugehörigen Verteilungen interessant. Abbildung 10.12 zeigt das Ergebnis einer solchen Untersuchung in der Horizontalebene. Erkennbar ist eine leichte Phasenverschiebung der Meßwerte gegenüber der idealen $|B_0 \sin(\varphi)|$ bzw. $|B_0 \cos(\varphi)|$ -Kennlinie. Dieser Fehler rührt von Justierfehlern der Meßanordnung und Ausrichtungsfehlern der Sensorspulenordnung (Fertigungstoleranz) her. Der maximale Isotropiefehler betrug hier $F_{\text{isotrop,max}}(\varphi, 90^\circ) = \pm 1,3\%$. Hierin sind neben den eben genannten Fehlerquellen die Inhomogenitätsfehler der Kalibrieranordnung ($< \pm 0,1\%$), die Betragsschwankungen des Magnetfeldes und der Orthogonalitätsfehler der Spulen des Prototyps enthalten (Fertigungstoleranzen).

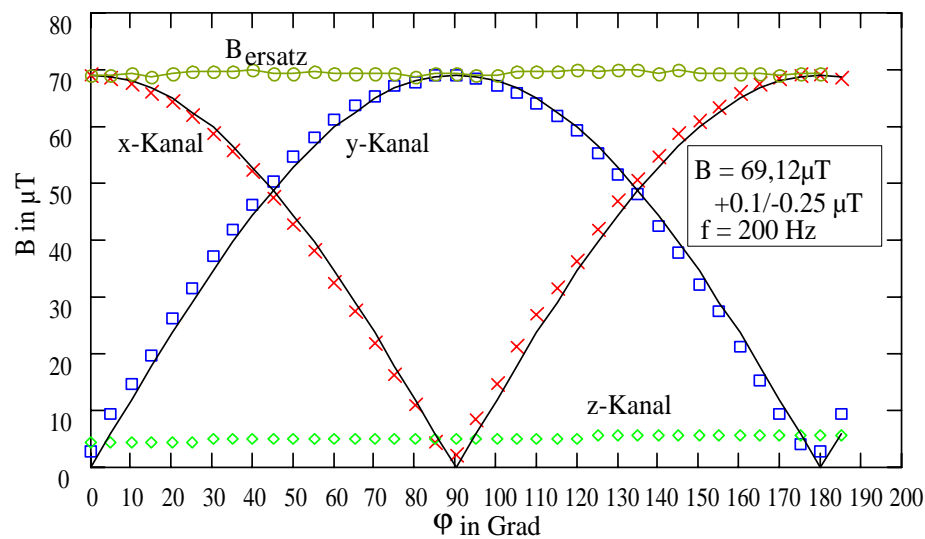


Abb. 10.12: Isotropieuntersuchung auf einem Drehteller

10.1.2.5 Kreuzempfindlichkeit

Zur Verhinderung einer Beeinflussung der Magnetfeldmessungen durch elektrische Felder befindet sich die Elektronik und die Spulen innerhalb eines geschirmten Gehäuses. Zur Schirmung wurde einfach das Gehäuse mit leitfähigem Silberleitlack (Elektrodag[®] 1415M, Fa. Acheson) beschichtet. Zur Überprüfung der Wirksamkeit dieser Schirmung gegen elektrische Störungen wurde der Sensorkopf in ein Testfeld von $15 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ mit einer Frequenz von 1 kHz eingebracht und Magnetfeldmessungen an einer mit konstantem Wechselstrom gespeisten kurzen Zylinderspule durchgeführt. Bei diesen Messungen konnte keine

Änderung des Anzeigewertes durch die Beeinflussung des elektrischen Feldes festgestellt werden.

Zur Untersuchung des Einflusses einer magnetischen Flußdichte von 5 mT auf die elektrische Feldmessung wurde der Sensorkopf in eine kleine Plattenanordnung auf eine mit einem Aluminiumblech geschirmte Zylinderspule gestellt. Auch hier ergab sich im kleinsten Meßbereich keine feststellbare Beeinflussung.

10.1.3 Abschätzung des Gesamtfehlers des Meßgeräts

Zur Fehlerabschätzung des Gesamtfehlers des Meßgerätes wurden mit einer neuentwickelten, auf der Monte-Carlo-Methode beruhenden Berechnungsmethode die relativen Meßunsicherheiten des vorliegenden Meßsystems bestimmt [2]. Hierbei wurden alle unsystematischen Fehler erfaßt, die einen wesentlichen Beitrag zur Meßunsicherheit liefern. Charakteristisch für diese Art von Fehlern ist, daß diese nicht durch eine einfache Kalibrierung des Meßsystems korrigiert werden können. Als Eingangsdaten für diese umfassende metrologische Fehleranalyse dienten Konstruktionsparameter des Sensorkopfes (Abmessungen, Übertragungsfunktionen der Schaltung), Herstellerangaben benutzter elektronischer Bauelemente (z. B. Temperaturkoeffizienten von Widerständen, Angaben zur Alterung, ...) und die im Rahmen dieser Arbeit meßtechnisch ermittelten Kennlinien und Verteilungen der untersuchten Einflüsse (Frequenzgänge, Rauschen, Temperaturgänge, ...).

Resultat der Fehleranalyse: Als relative Meßunsicherheiten ergaben sich für die Magnetfeldmessung in allen Meßbereichen Werte kleiner als 2,4 %, falls eine Vertrauenswahrscheinlichkeit von 95 % zugrundegelegt wird. Bedeutend schlechter schnitt der elektrische Feldsensor ab. Am kritischsten äußerste sich dies im empfindlichsten Meßbereich. Dort resultierte eine Unsicherheit von $\pm 12,0$ %. Sobald dem E-Feldsensor größere Kapazitäten parallelgeschaltet werden, verbessert sich die Genauigkeit in den restlichen Bereichen auf Werte kleiner $\pm 4,6$ %.

10.1.4 Meßunsicherheit des Meßverfahrens

Die Meßunsicherheit des Meßverfahrens setzt sich aus der Unsicherheit der Kalibrierung, des Meßgeräts (Fehler der Analogelektronik und Diskretisierungsfehler), der Positionierung des Sensorkopfes und schließlich den Abweichungen der Realität vom dosimetrischen Modell zusammen. Die Unsicherheiten der Kalibrierung (B: $\pm 0,4$ %, E: ± 2 %) wurden bereits in Kap. 9 behandelt. Ebenso sind die Genauigkeiten des Meßgeräts (B: $\pm 2,4$ %, E: $\pm 4,5$ % (± 12 %@kleinster Bereich)) nach diesen Untersuchungen hinreichend gut bekannt. Der größte Anteil der Unsicherheit des gesamten Meßverfahrens wird durch die dosimetrische Modellierung bestimmt. Eine vollständige metrologische Fehleranalyse unter Einbeziehung des dosimetrischen Modells ist wegen der enormen Anzahl der Freiheitsgrade und Komplexität eine schwierige Aufgabe. Prinzipiell können jedoch hierzu die in [2] benützten und entwickelten metrologischen Verfahren und Methoden zur detaillierteren Analyse angewandt werden. Über die Höhe der gesamten Unsicherheit geben die ersten Feldmessungen in der Praxis Aufschluß. Bei aufrechter Haltung konnte der durch die elektrische Feldexposition hervorgerufene Kurzschlußstrom über die Feldmessung auf ± 10 % genau bestimmt werden. Unter ungünstigeren Bedingungen (z. B. kleinster Meßbereich, Feuchtigkeitseinfluß, etc.) steigt diese Unsicherheit jedoch noch an (um ca. \pm

5 - 10 %). Wie die Untersuchungen der Armbewegung zeigen, müssen durch Bewegungen nochmals ca. $\pm 10\%$ einkalkuliert werden.

10.2 Technische Daten des Prototyps

Die gemessenen technischen Eigenschaften der Prototypen sind in Tab. 10.3 bis 10.6 zusammengestellt und wurden mit den eingangs getroffenen Vorgaben und Entwicklungszielen verglichen.

Eigenschaft	Entwicklungsziele und Vorgaben	Technische Daten des Prototyps
Frequenzbereich	E: $f = 10 \text{ Hz} \dots 30 \text{ kHz}$ B: $f = 10 \text{ Hz} \dots 30 \text{ kHz}$	E : $f = 10 \text{ Hz} \dots 17 \text{ kHz} @ -1 \text{ dB}$ $f = 5 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz} @ -3 \text{ dB}$ B: $f = 14 \text{ Hz} \dots 17 \text{ kHz} @ -1 \text{ dB}$ $f = 10 \text{ Hz} \dots 19 \text{ kHz} @ -3 \text{ dB}$
Dynamikbereich (Intensität)	E: $10 \frac{\text{V}}{\text{m}} \dots 100 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ B: $10 \text{ nT} \dots 10 \text{ mT}$	E: $10 \frac{\text{V}}{\text{m}} \dots 100 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ B: $10 \text{ nT} \dots 10 \text{ mT}$
Anzahl der Meßbereiche	dekadische Einteilung	E: 5 Meßbereiche B: 6 Meßbereiche
Rauschen des Sensors inkl. Elektronik	Rauschspannung $< 1 \text{ LSB}$, Spektrale Leistungsdichte	E: $176 \mu\text{V}$ (Meßber. 2) @ 20°C 1 mV (Meßber. 2) @ 50°C
Meßgenauigkeit (Genauigkeitsklasse) (alle Angaben beziehen sich auf eine Vertrauenswahrscheinlichkeit von 95 %)	E: $\pm 5\%$ B: $\pm 5\%$	E: $\pm 12,0\%$ (Meßbereich 1) $\pm 3,9\%$ (Meßbereich 2) $\pm 2,7\%$ (Meßbereich 3) $\pm 2,1\%$ (Meßbereich 4) $\pm 4,5\%$ (Meßbereich 5) B: $\pm 2,19\%$ (Meßbereich 7) $\pm 2,16\%$ (Meßbereich 6) $\pm 2,18\%$ (Meßbereich 5) $\pm 2,19\%$ (Meßbereich 4) $\pm 2,31\%$ (Meßbereich 3) $\pm 2,33\%$ (Meßber. 2, 110 pF) & additive Meßunsicherheit für E und B in allen Meßbereichen: $\pm 460 \mu\text{V} @ 95\%$ Vertrauenswahrscheinlichkeit
Amplitudenauflösung	8-bit	8-bit $\text{LSB} < 2 \text{ mV}$

Tab. 10.3: Entwicklungsziele verglichen mit den wichtigsten Spezifikationen des Prototyps

Eigenschaft	Entwicklungsziele und Vorgaben	Technische Daten des Prototyps
Linearität	$< \pm 1\%$	innerhalb eines Meßbereiches $< \pm 1\%$, außerhalb von Kalibrierung abhängig
Temperaturabhängigkeit	$< \pm 1\%$ für 5 % bis 95 % rel. Luftfeuchte	B-Kanal: $\alpha = +2,61 \cdot 10^{-4} K^{-1}$ für $-10^{\circ}C$ bis $+50^{\circ}C$; Funktionstest: $-18^{\circ}C$ bis $+69^{\circ}C$ E-Kanal: $\pm 1,5\%$ für $-10^{\circ}C$ bis $+50^{\circ}C$ mit Parallelkapazität
relative Luftfeuchte	$< \pm 3\%$ für -5 bis $45^{\circ}C$	B-Kanal: kein Einfluß auf den Sensor E-Kanal: $\pm 3\%$ @10 bis 90 %; $\pm 0,5\%$ @10 bis 80 %, empfindlichster Meßbereich; im hermetisierten Zustand ist keine Feuchteabhängigkeit in den größeren Bereichen feststellbar
Kreuzempfindlichkeit	< 20 nT bei $20 \frac{kV}{m}$ $< 1 \frac{V}{m}$ bei 1 mT HF, Ionisierend?	kein Einfluß von E auf B feststellbar für: $E \leq 18,6 \frac{kV}{m}$ @200 Hz; $E \leq 15 \frac{kV}{m}$ @1 kHz; kein Einfluß von B auf E im empfindlichsten Meßbereich feststellbar für: B = 5 mT
Versorgungsspannungsabhängigkeit	Test: $5V \pm 10\%$	Kontrollbereich: $U_B = 5V \pm 0,2V$ Warnung: $4,65V < U_B < 4,8V$ Reset für $U_B \leq 4,65V$
Betriebszeit, Energieverbrauch	8 h (Arbeitsschutz) 24 h (Allgemein)	Datenlogger (1200 mAh): Sensorkopf (460 mAh):
Energiespeicher		Datenlogger: 3 NiMH-Akkus 1,2 V Typ AA mit 1200 mAh, Sensorkopf: 9 V-Batterieblock mit 460 mAh (Alkalie)
Speicherkapazität	nichtflüchtige Datenspeicherung	Datenspeicher: 4 MB (Flash), nichtflüchtig; Programmspeicher: 64 kB (EPROM) Arbeitsspeicher: 128 kB (SRAM), flüchtig
Kapazität des nichtflüchtigen Datenspeichers (4 MB-FLASH)		4371 Ereignisse (Events), 651 Meßfolgen (Signale) oder 221340 Einzelwerte

Tab. 10.4: Entwicklungsziele verglichen mit den wichtigsten Spezifikationen des Prototyps

Eigenschaft	Entwicklungsziele und Vorgaben	Technische Daten des Prototyps									
Zeitliche Auslösung (Triggerung)		minimal: 20 s für alle Sensoren maximal: beliebig									
Abtastrate		1 kHz, 40 kHz umschaltbar									
Eigenschaften der Ladeschaltung	30 min, Überladungsschutz, unterbrechungsfreie Umschaltung von Lade- in Normalbetrieb	30 min (Vollladung), anschl. Erhaltungsladung, drei Abbruchkriterien: Temperatur, Zeit (NiMH) Zellenspannung (NiCd)									
Kapazitätsmessung	Kapazitätsüber- wachung des Akkus („True Gauge“)	Kapazitätsmessung mit Selbst- entladungskompensation und Berücksichtigung der Temper- atur, 120 μA standby									
induktive Kopplungen (Koppelmatrix L_{xyz})	$\begin{pmatrix} L_{x00} & L_{1y0} & L_{10z} \\ L_{x10} & L_{0y0} & L_{01z} \\ L_{x01} & L_{0y1} & L_{00z} \end{pmatrix}$ $0 \hat{=} \text{Spule offen}$ $1 \hat{=} \text{Spule kurzgeschl.}$	<table style="border: none; width: 100%;"> <tr> <td style="padding-right: 20px;">50,050</td> <td style="padding-right: 20px;">107,86</td> <td>18,465</td> </tr> <tr> <td>50,044</td> <td>107,87</td> <td>18,465</td> </tr> <tr> <td>50,047</td> <td>107,85</td> <td>18,465</td> </tr> </table> in mH bei 10 kHz	50,050	107,86	18,465	50,044	107,87	18,465	50,047	107,85	18,465
50,050	107,86	18,465									
50,044	107,87	18,465									
50,047	107,85	18,465									
Kopplungen aufgrund der Nichtorthogonalität	3 %	$\leq 3,2\%$									
Maximal erlaubte Feld- stärken (Verhalten bei Überlast)	Schutz bis $500 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$, 50 mT										
Offsetfehler	$< 1\%$ vom kleinsten Meßwert	B-Kanal: $u_{offs,max} = 450 \mu\text{V}$ $u_{offs,min} = -300 \mu\text{V}$ $\bar{u}_{offs} = 46,5 \mu\text{V}@24h, 20^{\circ}$ E-Kanal: $u_{offs,max} = 3,3\text{mV}@24h, 23^{\circ}\text{C}$									

Tab. 10.5: Fortsetzung: Entwicklungsziele verglichen mit den wichtigsten Spezifikationen des Prototyps

Eigenschaft	Entwicklungsziele und Vorgaben	Technische Daten des Prototyps
Datenübertragungsrate der RS232-Schnittstelle		57600 Baud
Optische Übertragungsstrecke (Bidirektionale LWL-Strecke)	Übertragungsfehlererkennung, Dämpfung des Kunststoff-LWL-Kabel: $\leq 0,3$ dB/m, eingekoppelte Lichtleistung: $\geq 5 \mu\text{W}$, energetisch verträglich	187,5 kBaud (max. 375 kBaud möglich), 11-bit Protokoll mit Paritätsprüfung, empfohlene Länge ≤ 3 m; getestete Maximallänge: 20 m; Biegeradius ≥ 2 cm Strombedarf: 7,25 mA (aktiv)
Einschwingzeit bei der Meßbereichumschaltung		1 Sekunde
Horizontaler Verlauf des Frequenzgangs	$< \pm 1$ % pro Meßbereich	B-Kanal: Anstieg um 5,8 % von 12 Hz bis 8 kHz im Meßbereich 5 (systematischer Fehler) E-Kanal: 0 %@20 Hz ... 2 kHz $< \pm 4,9$ %@10 Hz ...10 kHz, mit Parallelkapazität
Frequenzanalyse und Auflösung	Auflösung: 1 Hz	1024 FFT (Standard auf Datenlogger), auf PC (DFT, Mixed-Radix-FFT), 1 Hz bis 500 Hz, 10 Hz bis 20 kHz
Zahlenformat	Genauigkeit: 5 Dezimalstellen	3-Byte-Gleitkommaformat: $-1,084 \cdot 10^{-19} \dots + 9,223 \cdot 10^{-18}$ (in Anlehnung an IEEE 754)
Mechanische Belastung	Schüttel- und Falltests	Freier Fall des Sensorkopfs aus $h = 1,4$ m auf Metallplatte: keine Schädigung der Elektronik, reparabler Gehäuseschaden)
Echtzeituhr		Standzeit: 15 Jahre (3V Lithium mit 260 mAh), Drift: < 2 s pro Tag
Gewicht		Datenlogger: 332 g mit und 137 g ohne Akkupack Sensorkopf: 241 g mit und 193 g ohne 9V Block
Größe		Sensorkopf: $\varnothing 80$, $h = 75$ mm Datenlogger: $145 \times 80 \times 40$ mm

Tab. 10.6: Fortsetzung: Entwicklungsziele verglichen mit den wichtigsten Spezifikationen des Prototyps

Literatur

- [1] Misakian M.(1993) Coil probe dimension and uncertainties during measurements of nonuniform ELF magnetic fields, *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, Vol. 98, No. 3, p. 287-295
- [2] Masin V. et al. (1998) Metrologische Analyse eines Meßsystems zur Bestimmung der Exposition des Menschen in niederfrequenten elektrischen und magnetischen Feldern, *Wissenschaftlicher Bericht FZKA6090*, Forschungszentrum Karlsruhe
- [3] Misakian M., Fenimore Ch. (1994) Three-axis coil probe dimensions and uncertainties during measurement of magnetic fields from appliances, *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, Vol. 99, No. 3, p. 247-253

10.3 Meßergebnisse aus der Praxis

10.3.1 Einsatz von Inpedo als Feldstärkemeßgerät unter Freifeldbedingungen

Am Standort "Viermorgen" wurde die ungestörte Feldstärke unter einer 220 kV Hochspannungsleitung mit einer E/H-Feldsonde EMFP2000 (Fa. SonTec) bestimmt und eine Vergleichsmessung mit INPEDO (Sensorkopf 3) auf einer Stativhöhe von 1,60 m durchgeführt. Das aufgezeichnete Frequenzspektrum des Freifeldes wies neben der Grundwelle von $\hat{E}_{50 \text{ Hz}} = 1,24 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ nur einen geringfügigen Oberwellengehalt auf: $\hat{E}_{150 \text{ Hz}} = 0,02 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$; $\hat{E}_{350 \text{ Hz}} = 0,02 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$; $\hat{E}_{\text{Rest}} \leq 0,01 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$. Eine $16\frac{2}{3}$ -Komponente war im Spektrum nicht enthalten. Dieses Feld erschien aufgrund des geringen Oberwellengehaltes für die folgenden Messungen als geeignet. Das Ergebnis der EMFP2000 Sonde ergab einen Spitzenwert von $\hat{E}_0 = 1,243 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ bei einer Standardabweichung $\sigma_{N=13}$ von 2,6 V. Das Meßsystem INPEDO mit dem vertikal ausgerichteten Sensorkopf (Nr. 3) ergab für die erste Elektrode eine Feldstärke von $1,256 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @ \sigma_{N=13} = 3,5 \text{ V}$, für die zweite $1,102 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @ \sigma_{N=13} = 3,3 \text{ V}$ und die dritte $1,044 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @ \sigma_{N=13} = 5,4 \text{ V}$. Die auftretenden Diskrepanzen der räumlichen Messung im Freifeld gegenüber dem Wert des als Referenzfeldstärkemeßgeräts benutzten EMFP2000-Sonde lassen sich folgenden Ursachen zuschreiben: Einflüsse durch das Stativ, unzureichend bekannte Homogenität des Feldes, Ausrichtungsungenauigkeiten, verbleibende Unsicherheit durch Kalibrierung des EMFP2000 und des Meßsystems INPEDO. Ein weiterer wesentlicher Einfluß ist die unterschiedlich starke Rückwirkung des Beobachters auf die beiden Meßgeräte. Im Falle der Sonde EMFP2000 betrug der Abstand ca. 10 m, bei der Messung mit INPEDO lediglich 4 m. Um eine noch aussagekräftige Messung der ungestörten Feldstärke zu erhalten, wird der Abstand von 4 m als Mindestabstand betrachtet. Der maximale Fehler beträgt bei diesem Beobachtungsabstand ca. 16 %. Mit hochwertigen Kunststofflichtleitern kann der Abstand bis auf maximal 20 m erhöht werden.

10.3.2 Einsatz von Inpedo als Dosimeter

10.3.2.1 Tragepositionsabhängige Überhöhungsfaktoren

Im Anschluß an die Feldstärkemessungen wurden unter obigen Freifeldbedingungen die Überhöhungsfaktoren auf einem Arbeitsschutzhelm und auf der Brust ermittelt. Der Arbeitsschutzhelm weist einen Sicherheitsabstand (Trägerbänder bis Helmoberkante) von 5 cm auf, die Höhe des Dosimeters vom Dosendeckel bis zum Zentrum beträgt nochmals 5 cm, so daß sich insgesamt ein Meßabstand von 10 cm zum Kopf ergibt. Die drei kapazitiven Sensoren zeigten für eine aufrecht stehende Person ($h = 167 \text{ cm}$) die Maximalwerte $3,415 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$; $3,576 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ und $3,525 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ an, was vertikalen Feldüberhöhungsfaktoren f_{z_i} von 3,89; 4,07 und 4,01 entspricht. Auf der Brust hingegen zeigen die Sensoren $1,30 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$, $1,40 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ und $1,82 \frac{\text{kV}}{\text{m}}$ an, wobei die Sensorfläche e1 nach unten gerichtet ist.

Person	Trageposition	$\hat{E}_{e1}/\frac{kV}{m}$	$\hat{E}_{e2}/\frac{kV}{m}$	$\hat{E}_{e3}/\frac{kV}{m}$	$\cdot \frac{1}{\cos(45^\circ)}$	$\hat{E}_0/\frac{kV}{m}$	$f_{z,1}$	$f_{z,2}$	$f_{z,3}$
Nr. 1	Helm; h = 1,73 m	3,42	3,58	3,53	$\cdot \sqrt{2}$	1,243	3,89	4,07	4,01
Nr. 1	Brust; h = 1,20 m	1,30	1,30	1,82	$\cdot \sqrt{2}$	1,243	1,48	1,48	2,07
Nr. 2	Helm; h = 1,85 m	2,89	3,43	3,43	$\cdot \sqrt{2}$	1,243	3,29	3,90	3,90
Nr. 2	Brust; h = 1,40 m	1,52	1,87	1,63	$\cdot \sqrt{2}$	1,243	1,73	2,13	1,85

Tab. 10.7: Gestörte Feldstärken und Überhöhungsfaktoren (Arme nach unten)

10.3.2.2 Einfluß von Armbewegungen

Der Zweck der Untersuchung des Einflusses von Armbewegungen auf die Dosimeteranzeige sind zwei Dinge: Erstens soll per Messung festgestellt werden, wie stark sich die Armstellung in drei Extrempositionen (nach oben, vorne und seitlich) auf das Ergebnis der elektrischen Feldmessung auswirkt. Zweitens soll durch Vergleich der zwei Tragepositionen auf dem Kopf und der Brust ein quantitatives Maß für die Eignung der Trageposition abgeleitet werden (Minimierung der Störeinflüsse hervorgerufen durch Armbewegungen). Die Meßergebnisse dieser Messungen sind in Tabelle 10.8 zusammengefaßt.

Trageposition	Armposition	$\frac{\hat{E}_{e1}}{\frac{kV}{m}}$	$\frac{\hat{E}_{e2}}{\frac{kV}{m}}$	$\frac{\hat{E}_{e3}}{\frac{kV}{m}}$	$\frac{I_K}{\mu A}$	F in %	F in %	F in %	G
Helm	nach unten	3,51	3,63	3,61	10,39	0	0	0	∞
Brust		1,30	1,30	1,82	isoliert	0	0	0	∞
Helm	nach oben	1,84	3,49	1,51	12,23	-47,6	-3,9	-58,2	1,33
Brust		1,03	1,40	1,38	isoliert	-20,8	7,7	-24,2	3,06
Helm	nach vorne	3,21	3,42	3,44	11,70	-8,5	-5,8	-4,7	8,84
Brust		0,58	1,20	0,97	isoliert	-55,4	-7,7	-46,7	1,37
Helm	nach seitlich	3,43	3,59	3,36	12,23	-2,3	-1,1	-6,9	13,6
Brust		0,79	1,36	1,30	isoliert	-39,2	4,6	-28,6	2,05

Tab. 10.8: Gestörte Feldstärken bei verschiedenen Positionen des rechten Arms (Person Nr. 1)

Zur Definition eines Gütekriteriums der Trageposition werden hier die Abweichungen zur aufrechten Körperhaltung mit anliegenden, nach unten hängenden Arme (Referenzposition) herangezogen. Die Güte der Trageposition ist um so größer, je geringer der Fehler $F = \frac{\hat{E}_{ist} - \hat{E}_{soll}}{\hat{E}_{soll}} \cdot 100\%$ gegenüber der Referenzsituation ist:

$$\text{Güte der Trageposition } G := \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^3 \left(\frac{\hat{E}_{ist} - \hat{E}_{soll}}{\hat{E}_{soll}} \right)^2}} \quad (10.5)$$

Ein Blick auf die letzten drei Spalten in Tabelle 10.8 zeigt diese "Fehler" F. Hierbei fällt auf, daß es in der Kopfposition in jedem Falle zu einer Erniedrigung der elektrischen

Feldstärke kam. Demgegenüber weist das auf der Brust lokalisierte Dosimeter neben deutlich negativen Werten auch positive Abweichungen auf. Sieht man einmal von dem Fall ab, daß die Arme nach oben gestreckt sind (unmittelbare Nähe zum Sensorkopf), dann wird deutlich, daß die Dosimeterposition auf dem Helm deutlich geringere Abweichungen (maximal 9 %) aufweist als die Brustposition.

FAZIT: Hier wird quantitativ deutlich, daß in den häufigsten Fällen das Tragen des Dosimeters auf einem Arbeitsschutzhelm dem Tragen an der Brust vorzuziehen ist.

10.3.2.3 Kurzschlußstrom und maximale Stromdichten

Bei vorigen Messungen wurde gleichzeitig der über einen blanken Kupferstab als Erder (Einschlagtiefe: 0,55 m, $\emptyset = 8$ mm) abfließende Kurzschlußstrom gemessen. Für die auf einem Isolator (kunststoffbeschichtete Holzplatte) frei aufliegenden Aluminiumplatten ($2 * 0,066 \text{ m}^2$) wurde in Abwesenheit eines Menschen ein Strom von $0,3 \mu\text{A}$ gemessen, was einer Stromdichte von $2,27 \frac{\mu\text{A}}{\text{m}^2}$ entspricht. Nun stand der Dosimeterträger barfuß auf zwei elektrisch verbundenen Aluminiumplatten. Ein Vergleich zweier mit gesenkten Armen im Feld stehende Träger ($a = 27$ cm, $b = 47$ cm, $c = h = 167$ cm, $m = 69$ kg und $h = 1,85$ ohne Helm) und ($a=16$ cm, $b= 25$ cm, $c = h = 185$ cm ohne Helm) gab die Ableitströme $10,33 \mu\text{A}@\sigma_{N=12} = 0,2 \mu\text{A}$ und $12,4 \mu\text{A}@\sigma_{N=7} = 0,03 \mu\text{A}$. Diese Werte stehen in guter Übereinstimmung mit der empirischen EPRI-Formel (Gl. 3.10, S. 43) $\frac{I_K}{\mu\text{A}} = 0,09 \cdot \left(\frac{h}{m}\right)^2 \cdot \frac{f}{\text{Hz}} \cdot \frac{\hat{E}_0}{\sqrt{2} \frac{\text{kV}}{\text{m}}}$, wonach sich die Kurzschlußströme zu $11,03 \mu\text{A}$ und $13,53 \mu\text{A}$ berechnen. Der Kurzschlußstrom, welcher auf der Grundlage der abgeleiteten Beziehungen Gl. 3.60 bis Gl. 3.62 berechnet wurde, ergibt für die erste Person bei einer Modellierung mit einem Halbellipsoiden $I_K(a=0,135, b=0,235, c=1,67) = 11,04 \mu\text{A}$ und bei der Modellierung mit einem Vollellipsoiden $I_K(a=0,135, b=0,235, c=0,835) = 4,7 \mu\text{A}$. Die Modellierung mit einem Halbellipsoiden führt also zu einer leichten Überschätzung von 10% (konservative Abschätzung). Die mit Gl. 3.62 abgeschätzten inneren Stromdichten betragen beim Halbellipsoiden $\bar{J}_{i,eff} = 11,04 \frac{\text{nA}}{\text{cm}^2}$ und beim Vollellipsoiden $4,7 \frac{\text{nA}}{\text{cm}^2}$. Tatsächlich sind nach numerischen Feldrechnungen bei der vorliegenden ungestörten Feldstärke von $E_{0,eff} = 0,879 \frac{\text{kV}}{\text{m}} @ 50 \text{ Hz}$ im Abdominalbereich $18,3 \frac{\text{nA}}{\text{cm}^2}$ zu erwarten. Die Unterschätzung der mittleren Stromdichte \bar{J}_i kann durch die Einführung eines entsprechenden Transformationsfaktors korrigiert werden.

Person	$\frac{a}{\text{cm}}$	$\frac{b}{\text{cm}}$	$\frac{c}{\text{cm}} = \frac{h}{\text{cm}}$	$\frac{\hat{E}_{\text{max,top}}}{\frac{\text{kV}}{\text{m}}}$	$\frac{I_{K\text{gemessen}}}{\mu\text{A}}$	$\frac{I_{K\text{EPRI}}}{\mu\text{A}}$	$\frac{I_{K\text{Halbellipsoid}}}{\mu\text{A}}$	$\frac{J_{\text{max,Fessel}}}{\frac{\text{nA}}{\text{cm}^2}}$
Nr. 1.	13,5	23,5	167	4,07	10,33	11,03	11,04	230
Nr. 2.	16	25	185	3,90	12,40	13,53	13,6	

Tab. 10.9: Parameter der Dosimeterträger, maximale Feldstärkeamplitude und Kurzschlußströme (gemessen und berechnet)



Abb. 10.13: Freifeldmessung mit INPEDO bei gleichzeitigem Messen des Kurzschlußstromes

Anhang A

Anhang A

A.1 Metallisierung von Kunststoffen

A.1.1 Eigenschaften einiger Kunststoffe

In diesem Abschnitt wurden wichtige Eigenschaften einiger technischer Kunststoffe aus verschiedenen Quellen zusammengetragen und in den zwei Tabellen A.1 und A.2 zusammengestellt. In der ersten Tabelle sind Kunststoffe aufgeführt, die alle elektrische Eigenschaften besitzen und daher in der Fertigung von Folienkondensatoren Verwendung finden. In der zweiten Tabelle sind Kunststoffe aufgeführt, die Vorteile bei den mechanischen Eigenschaften (PVC), der Verarbeitung oder Metallisierbarkeit (Galvanisierung von ABS) aufweisen.

A.1.2 Metallisierungsverfahren

Zum Metallisieren von technischen Kunststoffen wurden bereits von der Industrie mehrere Verfahren entwickelt. Zusammen mit einer Skizzierung der Verfahren wird gleichzeitig eine "applikationsspezifische" Bewertung dieser Methoden für die Herstellung von kapazitiven Sensoren und Schirmungen vorgenommen:

1) Vakuumbeschichtung: Bei dieser Methode werden Metalle (z. B. Aluminium) unter Hochvakuumbedingungen verdampft. Mit diesem Verfahren sind äußerst geringe spiegelnde, gut leitfähige Oberflächenschichten möglich. Der Vorteil dieser Methode besteht darin, daß damit fast alle Kunststoffe beschichtbar sind und sich die Schichtdicke sehr gut einstellen läßt. Nachteilig erwies sich dieses Verfahren bei der gleichzeitigen Metallisierung von konvexer und konkaver Seite der sphärischen Kugelschalen (hoher apparativer Aufwand, die Probe gleichmäßig zu drehen). Außerdem sind dicke, lötfähige Schichten mit diesem Verfahren nicht wirtschaftlich realisierbar.

2) Galvanisierung: Für dieses Verfahren kommen nur wenige Kunststoffe, beispielsweise ABS oder Ultem[®] in Frage. Bei ABS wird zunächst mit Chromsäure an der Oberfläche Butadien herausgelöst und chemisch die Haftungsvoraussetzungen für eine dünne Palladium ("Keimschicht") und Nickelschicht geschaffen. Auf diese Nickelschicht kann eine dicke Kupferschicht galvanisch abgeschieden werden. Zur Verhinderung von Korrosion wird diese Kupferschicht mit Chrom- oder Edelmetallschichten abgedeckt. Die Stärke dieser Methode besteht in seiner Fähigkeit, gut haftende, lötfähige Schichten zu erzeugen.

Eigenschaften	Polystyrol (PS)	Polycarbonat (PC)	Polypropylen (PP)
Nähere Beschreibung und allgemeine Eigenschaften	Thermoplastisches Polymerisat aus Styrol, unpolar, spröde, extrudierbar, Kondensatorfolie	Polymerisierter Ester, polar, Gießfolien ab 10 μm	Thermoplast, unpolar, Extruderte Kondensatorfolie (ab 4 μm)
ε_r	2,5 (frequenzunabhängig)	3,0...3,3 (1 kHz), 2,7 bei 1 GHz	2,3
$\tan \delta$	$5 \cdot 10^{-5}$ (50 Hz)	$(0,8...1) \cdot 10^{-3}$ (50 Hz ... 1 kHz); $(10...20) \cdot 10^{-3}$ bei 1 MHz	$(2...5) \cdot 10^{-4}$
Durchgangswiderstand	$10^{17} \Omega \cdot \text{cm}$	$\geq 10^{16} \Omega \cdot \text{cm}$	$> 10^{16} \Omega \cdot \text{cm}$
Oberflächenwiderstand	$\geq 10^{13} \Omega$	$\geq 10^{13} \Omega$	$\geq 10^{14} \Omega$
Elektrische Durchschlagfestigkeit	$\geq 70 \frac{\text{kV}}{\text{mm}}$	$\geq 150 \frac{\text{kV}}{\text{mm}}$	$\geq 100 \frac{\text{kV}}{\text{mm}}$
Zugfestigkeit	$\geq 50 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$	$\geq 80 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$	$\geq 100 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$
Grenztemperatur	70° C	130° C	90° C
Zeitliche Inkonsistenz von Kondensatoren	$\pm 0,2\%$ (geschützt)	$\pm 2..3\%$ typisch (10 % max.)	$\pm 0,3...0,5\%$
Temperaturkoeffizient der Kapazität	$-(120 \pm 60) \cdot 10^{-6}/\text{K}$	-0,4%@-20° C ... +0,4%@70° C (nichtlinearer Temperaturgang)	$-(100...300) \cdot 10^{-6}/\text{K}$
Feuchteffizient der Kapazität	$130 \cdot 10^{-6}/\%$ rel. Luftfeuchte		$+(40...50) \cdot 10^{-6}/\%$ rel. Luftfeuchte
Wasseraufnahme	$< 0,1\%$	0,26 ... 0,35%	
Längenausdehnungskoeffizient	$0,8 \cdot 10^{-4} \text{K}^{-1}$	$0,65..0,7 \cdot 10^{-4} \text{K}^{-1}$	
Geeignete Metallisierungsverfahren	Vakuumbeschichtung, Silberleitlacke nach spez. Grundierung	Aluminiumbedampfung	
Dichte	$1,04 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$	$1,2..1,4 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$	$0,9 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$
Handelsnamen	Shell (Gehr)	Makrofol (Bayer), Makrolon (Gehr), Laxan (GE Plastics)	Novolen (BASF), Hostalen (Hoechst), Trespaphan (Fa. Kalle)

Tab. A.1: Elektrische und mechanische Eigenschaften wichtiger technischer Kunststoffe zur Kondensatorherstellung

Eigenschaften	Polyvinylchlorid (PVC)	ABS
Nähere Beschreibung und allgemeine Eigenschaften	polare Molekülstrukturen	Spritzgießen möglich (Thermoplast)
ε_r	3,5 ... 4,3 (50 Hz)	2,8 (50 Hz...1 kHz), 2,7 (1 MHz)
$\tan \delta$	$(60...110) \cdot 10^{-4}$	$40...80 \cdot 10^{-4}$ (1 MHz)
Durchgangswiderstand	$\geq 10^{15} \Omega \cdot cm$	$> 1 \cdot 10^{15} \Omega \cdot cm$
Oberflächenwiderstand		$> 1 \cdot 10^{15} \Omega$
Elektr. Durchschlagfestigkeit	$40 \frac{kV}{mm}$	$19 \frac{kV}{mm}$
Zugfestigkeit		$35...60 \frac{N}{mm^2}$
Grenztemperatur	$90^\circ C$	$70..80^0 C$
Temperaturkoeffizient von ε_r	$+13 \cdot 10^{-3} K^{-1} @ 25...80^0 C$	
Längenausdehnungskoeffizient	$7 \cdot 10^{-5} K^{-1}$	$0,85...1 \cdot 10^{-4} K^{-1}$
Feuchteffizient		0,2 %
Wasseraufnahme		0,4..1 %
Geeignete Metallisierungsverfahren	Leitlack	Galvanisierbar
Dichte	$1,4 \frac{g}{cm^3}$	$1,04 \frac{g}{cm^3}$
Handelsnamen	PVC	Cycolac (Gehr)

Tab. A.2: Elektrische und mechanische Eigenschaften von PVC und ABS als Isolationskunststoffe

Nachteilig erwiesen sich Mindestdicken des Basismaterials ABS von 1,5 bis 2 mm für eine verzugsfreie Metallisierung.

3) Chemische Metallisierungsverfahren: Mit speziell auf einige Kunststoffarten angepassten chemischen Prozessen kann eine Verbindung von Metallen mit Kunststoffen bewirkt werden. Hierzu eignen sich beispielsweise Nickel oder Paladium. Eine mit einem solchen Verfahren hergestellte Nickelphosphorschicht wies bei Polystyrol eine schlechte Haftung auf (Tendenz abzublätern). Die Schicht war nur eingeschränkt lötlbar.

4) Leitlacke: Bei Leitlacken handelt es sich um eine Emulsion von Lösungs- und Haftmitteln mit einem großen Anteil hochleitfähiger Metallpartikeln (meist Kupfer-, Silber- oder Graphitpigmente). Nach Verdampfung des Lösungsmittels in einem Trocknungsprozeß bleibt eine leitfähige Schicht zurück. Das "Know how" dieser Branche besteht vor allem darin, ein der Kunststoffart angepasstes Haftmittel und Trocknungsverfahren zu verwenden. Gute Haftungsbedingungen dieser Schichten wurden auf ABS und Polystyrol (PS) erreicht. Um Schichtdicken von bis zu 50 μm zu erreichen, sind drei bis vier Lackierungsvorgänge ("Kreuzdurchgang") notwendig. Schichtdicken von 40 - 50 μm erwiesen sich auf PS bei eingeschränkter Wärmezufuhr als lötlfähig.

A.2 Schirmwirkung dünner leitfähiger Schichten auf Kunststoffhalbschalen

A.2.1 Theorie

Ziel dieses Abschnittes sind Gleichungen zur Bestimmung der Schirmung magnetischer Felder durch metallisierte Schichten auf einer Kunststoffkugelschale in Abhängigkeit der Frequenz aufzustellen (vgl. Aufbau des E-Feldsensors). Dünne metallische nichtmagnetische Schichten sind für statische Magnetfelder nahezu transparent. Ein niederfrequenten Magnetfeldsensor kann daher innerhalb eines kapazitiven Sensors angeordnet werden, wenn die Signalamplitude des Sensors keine deutlich wahrnehmbare Dämpfung aufgrund der dünnen Metallschicht erfährt. Da diese Grenzfrequenz von der Leitfähigkeit, der Dimensionierung und Anzahl der Schichten abhängt, sind die folgenden theoretischen Betrachtungen notwendig.

Analytische Schirmdämpfungsberechnungen von geschirmten Räumen über den gesamten Frequenzbereich werden oft unter der Annahme eines Kugelmodells durchgeführt. Hierfür gibt es verschiedene Methoden: Das Reflexionskonzept nach Schelkunoff [11], die Raummittelpunktmethode nach Kaden [5] und ein auf vektoriellen Kugelwellenfunktionen beruhendes Verfahren [10]. Das letztere Verfahren erlaubt, die Tiefe der bei Kaden nur geschätzten Schirmdämpfungen an der Stelle der Resonanzkatastrophen (Singuläre Stellen im HF-Bereich) zu berechnen. Der hier eingeschlagene Weg folgt im wesentlichen den "klassischen" Berechnungsmethoden von Kaden [5], [12]. Neben den aufgeführten analytischen Methoden existieren auch numerische Berechnungsverfahren [6].

A.2.1.1 Analytische Schirmberechnung einer Kugelschale

Zur analytischen Berechnung der Schirmwirkung werden die Maxwell'schen Gleichungen für die Gebiete innerhalb und außerhalb der schirmenden Anordnung gelöst.

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \kappa \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

Werden nur die komplexen Amplituden harmonischer Wechselfelder im eingeschwungenen Zustand betrachtet, so lassen sich die ersten zwei Maxwellgleichungen mit den komplexen Amplituden in der folgenden Form anschreiben:

$$\operatorname{rot} \underline{E} = -j\omega \underline{B} \quad (\text{A.3})$$

$$\operatorname{rot} \underline{H} = \underline{J} + j\omega \underline{D} = \kappa \underline{E} + j\omega \epsilon \underline{E} \quad (\text{A.4})$$

Bei der Beschränkung auf quasistationäre Felder kann die Verschiebungsstromdichte $j\omega \epsilon \underline{E}$ vernachlässigt werden. Die obigen zwei Gleichungen vereinfachen sich daher zu:

$$\operatorname{rot} \underline{E} = -j\omega \underline{B} \quad (\text{A.5})$$

$$\operatorname{rot} \underline{H} = \kappa \underline{E} \quad (\text{A.6})$$

Im Innen- und Außenraum ist die Leitfähigkeit $\kappa = 0$. Es ergibt sich $\operatorname{rot} \underline{H} = 0$. Dies bedeutet aber, daß das Feld wirbelfrei ist, und deshalb handelt es sich bei dem magnetischen

Feld in der Luft um ein Potentialfeld. Da in der Vektoranalysis für Potentialfelder

$$\operatorname{rot} \vec{u} = \operatorname{rot}(\pm \operatorname{grad} \varphi) = \nabla \times (\pm \nabla \varphi) = \pm \underbrace{(\nabla \times \nabla)}_{=0} \varphi = 0 \quad (\text{A.7})$$

gilt, kann die Feldstärke H wie in der Magnetostatik durch die Gradientenbildung des Skalarpotentials φ erhalten werden:

$$\underline{H} = \operatorname{grad} \varphi \quad (\text{A.8})$$

In der Schirmwand ist die Leitfähigkeit $\kappa > 0$ und somit das Feld nicht mehr wirbelfrei. Durch Rotationsbildung auf den beiden Seiten der ersten Maxwellschen Gleichung, Vertauschung der zeitlichen und räumlichen Differentiation und Verwendung der zweiten Maxwellschen Gleichung, läßt sich die magnetische Feldstärke eliminieren:

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{E} = -\operatorname{rot} (j\omega\mu \underline{H}) = -j\omega\mu \underbrace{\operatorname{rot} \underline{H}}_{\kappa \underline{E}} \quad (\text{A.9})$$

Der linke Ausdruck auf die rechte Seite gebracht, führt zu der für quasistationäre Schirmberechnungen wichtigen Differentialgleichung

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{E} + \underbrace{j\omega\mu\kappa}_{\underline{k}^2} \underline{E} = 0 \quad (\text{A.10})$$

mit der Wirbelstromkonstante

$$\underline{k} = \sqrt{j\omega\mu\kappa} = (1 + j) \sqrt{\frac{1}{2}\omega\mu\kappa}. \quad (\text{A.11})$$

Die Wirbelstromkonstante hat die Dimension einer reziproken Länge und ist eine komplexe Größe. Die Schirmwirkung bei Wechselfeldern lebt von den in der Schirmwand induzierten Wirbelströmen. Je besser Wirbelströme in einer Schirmhülle erzeugt werden können, desto geringer ist die Eindringtiefe von elektromagnetischen Feldern. Da die Feldverdrängung im Inneren eines Leiters ebenfalls auf der Wirbelstromerzeugung beruht, besteht ein Zusammenhang zur Wirbelstromkonstante. Als Maß für die Stärke dieser Eindringtiefe und Feldverdrängung dient die sogenannte Äquivalente Leitschichtdicke (Eindringtiefe):

$$\delta := \frac{1}{k} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\kappa}} \quad (\text{A.12})$$

Diese Größe ist eine reelle Größe und hat die Dimension einer Länge. Diese Länge drückt aus, daß in der Tiefe das äußere Feld eine Schwächung auf $1/e = 36,8\%$ erfährt.

Für quellenfreie Felder ($\operatorname{div} \underline{E} = 0$) vereinfacht sich Gl. A.10 mit der vektoranalytischen Beziehung

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{E} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \underline{E} - \Delta \underline{E} \quad (\text{A.13})$$

zu

$$\Delta \underline{E} = \underline{k}^2 \underline{E}. \quad (\text{A.14})$$

Der Laplaceoperator läßt sich im kartesischen Koordinatensystem ausführlich zu

$$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}.$$

anschreiben. Ist die elektrische Feldstärke von nur einer Raumrichtung (hier in x-Richtung) abhängig, so führt dies zu der einfachen partiellen Differentialgleichung

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \underline{E} = \underline{k}^2 \underline{E}. \quad (\text{A.15})$$

Eine analoge Betrachtung mit $\text{div} B = \text{div}(\mu H) = 0$ ergibt für die magnetische Feldstärke die Gleichung

$$\Delta \underline{H} = \underline{k}^2 \underline{H}. \quad (\text{A.16})$$

Wird die Bedingung für Quasistationarität verlassen, d. h. tritt die Wellennatur der Felder in Form von Ausbreitungsvorgängen in Erscheinung, so muß die Verschiebungstromdichte berücksichtigt werden. In diesem Falle nimmt die dielektrische Leitfähigkeit $j\omega\epsilon_o$ mit steigender Frequenz gegenüber der elektrischen Leitfähigkeit zu. Die Wirbelkonstante k geht daher in Luft in die Größe $j\omega\sqrt{\epsilon_o\mu_o}$. Deren Imaginärteil ist aber gerade die Wellenzahl $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_o\mu_o}$ des Vakuums und die Wirbelstromgleichungen werden im verlustfreien Raum zu den Wellengleichungen:

$$\Delta \underline{E} = -k_0^2 \underline{E} \quad (\text{A.17})$$

$$\Delta \underline{H} = -k_0^2 \underline{H} \quad (\text{A.18})$$

Zur Lösungen der Feldgleichungen müssen diese noch zusätzlich den Randbedingungen an den Schirmwänden genügen. Dies wird in Form von Stetigkeitsforderungen berücksichtigt, d. h. die Tangentialkomponenten des Feldvektors der elektrischen Feldstärke \underline{E} und magnetischen Feldstärke \underline{H} müssen sich stetig fortsetzen.

Kaden [5] berechnete für analytisch noch handhabbare Schirmgeometrien die Schirmfaktoren für das quasistatische und das elektromagnetische Feld. Als Geometrien behandelte er einen Schirm, welcher aus zwei parallelen Platten besteht, einen im transversalen Feld stehenden Hohlzylinder und eine Hohlkugel. Bei der Hohlkugel wurde von der allgemeineren Gl. A.10 ausgegangen und die zirkulären Wirbelstromdichten im Kugelkoordinatensystem ausgedrückt. Als wichtigste Ergebnisse seiner Berechnungen für dünnwandige Schirme erhält Kaden die komplexen Schirm- und Rückwirkfaktoren für den quasistatischen Fall. Diese lassen sich mit $\underline{K} = \frac{\mu_o}{\mu} \underline{k} r_k$ kompakt in der folgenden Weise anschreiben:

$$\underline{Q} = \frac{\underline{H}_i}{\underline{H}_a} = \frac{1}{\cosh \underline{k}d + \frac{1}{m} \left(\underline{K} + \frac{(m-1)}{\underline{K}} \right) \sinh \underline{k}d} \quad \text{mit} \begin{cases} m = 1 & \text{Schirm aus zwei Platten} \\ m = 2 & \text{Zylinderschirm} \\ m = 3 & \text{Kugelschirm} \end{cases} \quad (\text{A.19})$$

Mit $\underline{z} = \underline{k}d$, $\underline{K} = \frac{\mu_o}{\mu} \frac{\underline{z}}{d} r_k$ und $\frac{\mu_o}{\mu} \approx 1$ errechnet sich unter Verwendung der Potenzreihenentwicklungen

$$\cosh \underline{z} = 1 + \frac{\underline{z}^2}{2!} + \frac{\underline{z}^4}{4!} + \frac{\underline{z}^6}{6!} + \dots = \frac{1}{2} (e^{\underline{z}} + e^{-\underline{z}}) \quad (\text{A.20})$$

$$\sinh \underline{z} = \underline{z} + \frac{\underline{z}^3}{3!} + \frac{\underline{z}^5}{5!} + \frac{\underline{z}^7}{7!} + \dots = \frac{1}{2} (e^{\underline{z}} - e^{-\underline{z}}) \quad (\text{A.21})$$

der Schirmfaktor Q zu:

$$\begin{aligned} \underline{Q} &= \left[1 + \frac{\underline{z}^2}{2!} + \frac{\underline{z}^4}{4!} + \frac{\underline{z}^6}{6!} + \dots \frac{1}{m} \left(\frac{r_k}{d} \underline{z} + \frac{d(m-1)}{r_k} \frac{1}{\underline{z}} \right) \left(\underline{z} + \frac{\underline{z}^3}{3!} + \frac{\underline{z}^5}{5!} + \frac{\underline{z}^7}{7!} + \dots \right) \right]^{-1} = \\ &= \left[1 + \frac{(m-1)d}{m r_k} + \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{1}{(2n)!} + \frac{1}{m} \frac{r_k}{d} \frac{1}{(2n-1)!} + \frac{(m-1)d}{m r_k} \frac{1}{(2n+1)!} \right) \underline{z}^{2n} \right]^{-1} \quad (\text{A.22}) \end{aligned}$$

Nach einer Indextransformation bekommt die vorige Gleichung die folgende Form:

$$\underline{Q} = \left[1 + \frac{(m-1)d}{m r_k} + \frac{1}{m} \underline{z}^2 \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{1}{(2n+1)!} \frac{r_k}{d} + \frac{m}{(2n+2)!} + \frac{(m-1)d}{(2n+3)! r_k} \right) \underline{z}^{2n} \right]^{-1} \quad (\text{A.23})$$

Die die in der Schirmwand induzierten Wirbelströme erzeugen Sekundärfelder, welche dem äußeren bzw. inneren Störfeld durch Überlagerung entgegenwirken können. Dieser physikalische Sachverhalt wird durch die äußeren und inneren Rückwirkungsfaktoren \underline{W}_a und \underline{W}_i ausgedrückt. Diese lauten für die verschiedenen Anordnungen:

$$\underline{W}_a = \frac{\frac{1}{m} \left(\frac{\underline{K}}{(m-1)} - \frac{(m-1)}{\underline{K}} \right) \sinh \underline{k}d}{\cosh \underline{k}d + \frac{1}{m} \left(\underline{K} + \frac{(m-1)}{\underline{K}} \right) \sinh \underline{k}d} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} m=2 & \text{Zylinderschirm} \\ & \text{(im transversalen Feld)} \\ m=3 & \text{Kugelschirm} \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

$$\underline{W}_i = \begin{cases} \underline{W}_a & \text{für Zylinderschirm} \\ & \text{(im transparenten Feld)} \\ \frac{\frac{2}{3} \left(\underline{K} - \frac{1}{\underline{K}} \right) \sinh \underline{k}d}{\cosh \underline{k}d + \frac{1}{3} \left(\underline{K} + \frac{2}{\underline{K}} \right) \sinh \underline{k}d} & \text{für Kugelschirm} \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

Da die Phase des Feldes im geschirmten Innenraum gegenüber der des äußeren Feldes verschoben ist, ist die Schirmdämpfung Q eine komplexe Größe. Daher wird als Maß für die Feldschwächung im Inneren die quasistatische Schirmdämpfung a_s folgendermaßen definiert:

$$a_s := 20 \log_{10} \left(\frac{|\underline{H}_a|}{|\underline{H}_i|} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{|\underline{Q}|} \right) = -20 \log_{10} |\underline{Q}| \quad (\text{A.26})$$

Die so definierte Schirmdämpfung ist eine reelle Größe und trägt als Attribut Decibel (dB). Dieses Attribut ist ein Kennzeichen, daß der dekadische Logarithmus Verwendung fand. Besonders in älterer Literatur wird die Dämpfung gerne mit dem natürlichen Logarithmus ausgedrückt. Die Schirmdämpfung wird in diesem Falle mit dem Attribut (keine physikalische Einheit!) Neper (Np) angegeben und die dazugehörige Definitionsgleichung lautet:

$$a_{s,Np} = \ln \frac{1}{|\underline{Q}|} = -\ln |\underline{Q}| \quad (\text{A.27})$$

Für die Berechnung des Schirmfaktors für vielschichtige konzentrisch ineinandergefügte magnetostatische Schirme wird der Schirmfaktor Q , der äußere und innere Rückwirkungsfaktor \underline{W}_a und \underline{W}_i zu einer Schirmmatrix $\|Q\|$ zusammengefaßt. Für Zylinder- und

Kugelschirme lautet diese Schirmmatrix

$$\|\underline{Q}\| = \begin{pmatrix} \frac{1}{\underline{Q}} & -\frac{r_a^m}{\underline{Q}} \underline{W}_a \\ \frac{\underline{W}_i}{\underline{Q} r_i^m} & \underline{Q} - \frac{r_a^m}{r_i^m} \frac{\underline{W}_i \underline{W}_a}{\underline{Q}} \end{pmatrix} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} m = 2 & \text{Zylinderschirm} \\ m = 3 & \text{Kugelschirm} \end{cases} \quad (\text{A.28})$$

Der Schirmfaktor von n-Schichten läßt sich dann - analog zur Kettenmatrix in der Vierpoltheorie - als Produkt der Schirmmatrizen der einzelnen, beliebig dicken Schichten darstellen:

$$\|\underline{Q}\| = \|\underline{Q}_1\| \cdot \|\underline{Q}_2\| \cdots \|\underline{Q}_n\| = \prod_{i=1}^n \|\underline{Q}_i\| \quad (\text{A.29})$$

Bei der Ausführung der Matrizenmultiplikation ist stets auf die Reihenfolge der Matrizen zu achten. Es wird streng von der innersten Schicht mit der Matrix $\|\underline{Q}_1\|$ bis zur äuersten Schirmmatrix mit $\|\underline{Q}_n\|$ gerechnet. Beliebige Luftschichten können durch Einfügen von Einheitsmatrizen nachgebildet werden:

$$\|\underline{Q}_{Luft}\| = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.30})$$

Wird die Matrixmultiplikation für einen dreischichtigen Kugelschirm ausgeführt, so lautet das Ergebnis für den resultierenden Schirmfaktor und die dazugehörigen Rückwirkungs-faktoren:

$$\underline{Q} = \frac{\underline{Q}_1 \underline{Q}_2 \underline{Q}_3}{(1 - \underline{W}_{a1} \underline{W}_{i2})(1 - \underline{W}_{a2} \underline{W}_{i3}) - \frac{r_{a1}^3}{r_{i3}^3} \underline{W}_{a1} \underline{W}_{i3} \underline{Q}_2^2} \quad (\text{A.31})$$

$$\underline{W}_a = \underline{W}_{a3} + \frac{\underline{Q} \underline{Q}_3}{\underline{Q}_1 \underline{Q}_2} \left[\frac{r_{a2}^3}{r_{a3}^3} \underline{W}_{a2} (1 - \underline{W}_{a1} \underline{W}_{i2}) + \frac{r_{i1}^3}{r_{a3}^3} \underline{W}_{a1} \underline{Q}_2^2 \right] \quad (\text{A.32})$$

$$\underline{W}_i = \underline{W}_{i1} + \frac{\underline{Q} \underline{Q}_1}{\underline{Q}_2 \underline{Q}_3} \left[\frac{r_{i1}^3}{r_{i2}^3} \underline{W}_{i2} (1 - \underline{W}_{a2} \underline{W}_{i3}) + \frac{r_{i1}^3}{r_{i3}^3} \underline{W}_{i3} \underline{Q}_2^2 \right] \quad (\text{A.33})$$

Für eine innen und außen gleichmäßig metallisierte Kunststoffkugel, kann der Kunststoff zwischen den metallisierten Schichten als Luftschicht ($\underline{Q}_2 = 1$, $\underline{W}_{a2} = \underline{W}_{i2} = 0$) modelliert werden. Dadurch vereinfachen sich obige Gleichungen zu:

$$\underline{Q} = \frac{\underline{Q}_1 \underline{Q}_3}{1 - \frac{r_{a1}^3}{r_{i3}^3} \underline{W}_{a1} \underline{W}_{i3}} \quad (\text{A.34})$$

$$\underline{W}_a = \underline{W}_{a3} + \frac{\underline{Q} \underline{Q}_3}{\underline{Q}_1} \left[\frac{r_{i1}^3}{r_{a3}^3} \underline{W}_{a1} \right]; \quad \underline{W}_i = \underline{W}_{i1} + \frac{\underline{Q} \underline{Q}_1}{\underline{Q}_3} \left[\frac{r_{i1}^3}{r_{i3}^3} \underline{W}_{i3} \right] \quad (\text{A.35})$$

mit

$$\underline{Q}_{1,3} = \frac{1}{\cosh \underline{k} d_{1,3} + \frac{1}{3} \left(\underline{K}_{1,3} + \frac{2}{\underline{K}_{1,3}} \right) \sinh \underline{k} d_{1,3}} \quad (\text{A.36})$$

$$\underline{W}_{a1,a3} = \frac{\frac{1}{3} \left(\frac{\underline{K}_{1,3}}{2} - \frac{2}{\underline{K}_{1,3}} \right) \sinh \underline{k} d_{1,3}}{\cosh \underline{k} d_{1,3} + \frac{1}{3} \left(\underline{K}_{1,3} + \frac{2}{\underline{K}_{1,3}} \right) \sinh \underline{k} d_{1,3}} \quad (\text{A.37})$$

$$\underline{W}_{i1,i3} = \frac{\frac{2}{3} \left(\underline{K}_{1,3} - \frac{1}{\underline{K}_{1,3}} \right) \sinh \underline{k} d_{1,3}}{\cosh \underline{k} d_{1,3} + \frac{1}{3} \left(\underline{K}_{1,3} + \frac{2}{\underline{K}_{1,3}} \right) \sinh \underline{k} d_{1,3}} \quad (\text{A.38})$$

A.2.1.2 Rechnerische Abschätzung

Mit den im vorherigen Abschnitt angeführten Formeln kann die magnetische Schirmwirkung einer ein- und doppelseitigen Silberleitlackschicht mit einem Mathematikprogramm berechnet werden. Hierbei interessiert besonders die Lage der Grenzfrequenz in Abhängigkeit von der Leitfähigkeit κ und der Schichtdicke d . Die auf eine Kunststoffhohlkugel ($r_0 = 40$ mm) aufgetragenen Schichten besitzen typische Schichtdicken zwischen $10 \mu\text{m}$ und $100 \mu\text{m}$.

Die Berechnung auf der Grundlage der im vorhergehenden Abschnitt aufgeführten Formeln erfolgte mit Mathcad Professional (Vers. 7, Fa. MathSoft, Inc.). Die Frequenzabhängigkeit der Schirmdämpfung eines dreilagigen Kugelschalenmodells ist für eine ein- und beidseitig beschichtete Hohlkugel mit dem Radius $r = 40$ mm in Abb. A.1 dargestellt. Als Leitfähigkeit wurde diejenige von Silberleitlack vorgegeben. Die 1 dB und 3 dB-Grenzfrequenz für verschiedene Schichtdicken einer einlagigen Beschichtung liegen bei folgenden Werten:

	100 μm	80 μm	60 μm	40 μm	20 μm
1 dB	10 kHz	13 kHz	17 kHz	25 kHz	50 kHz
3 dB	19 kHz	24 kHz	33 kHz	49 kHz	96 kHz

Tab. A.3: Grenzfrequenzen bei einseitiger Beschichtung

Die entsprechenden Grenzfrequenzen für eine beidseitige Beschichtung lauten:

	100 μm	80 μm	60 μm	40 μm	20 μm
1 dB	5,5 kHz	7 kHz	9 kHz	14 kHz	29 kHz
3 dB	11 kHz	14 kHz	18,5 kHz	28 kHz	49 kHz

Tab. A.4: Grenzfrequenzen bei doppelseitiger Beschichtung

Die Schirmfähigkeit der Leitlackschicht des Sensorkopfes gegen hochfrequente elektromagnetische Felder kann ebenfalls mit Formeln des vorausgegangenen Abschnitts theoretisch berechnet werden. Beispielhaft ist dies am Beispiel einer $25 \mu\text{m}$ dicken Kupferschicht in Abb. A.2 gezeigt. Der Verlauf stimmt gut mit gemessenen Werten einer Kupferschicht überein: 70 dB bis 80 MHz, 50 dB@400 MHz, 45 dB@1 GHz.

A.2.2 Meßergebnisse: Grenzfrequenzen abhängig von der Leitfähigkeit und Schichtdicke

Die Leitfähigkeit dünner Schichten ist deutlich geringer, wie die in Tabelle A.5 angegebenen Werte, welche für Volumenkörper gelten. Für dünne Schichten wird die elektrische Oberflächenleitfähigkeit (auch Schichtleitfähigkeit genannt) angegeben (vgl. Tab. A.6). Eine dünne Silberleitlackschicht von $15 \mu\text{m}$ beträgt $5 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ (Elektrodag 1415M der Fa. Acheson, Holland). Silber ist diamagnetisch mit einer Suszeptibilität von $\chi_m = -3,5 \cdot 10^{-5}$. Aufgrund dieser geringen Suszeptibilität darf in guter Näherung $\mu = \mu_0$ angenommen werden.

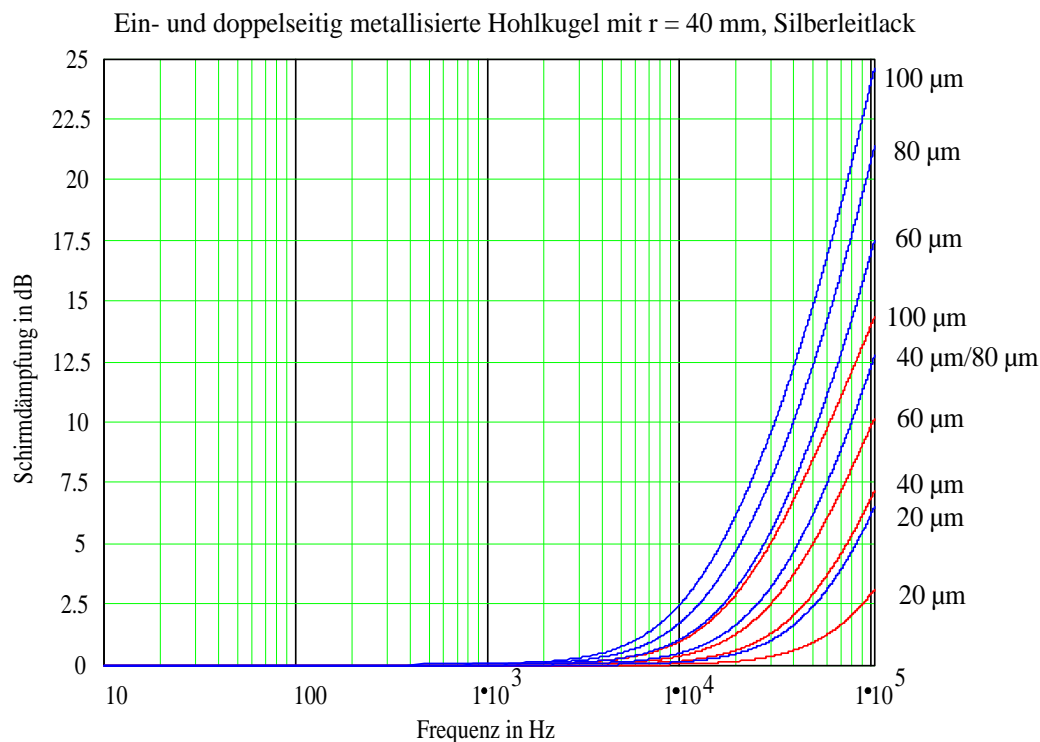


Abb. A.1: Vergleich der Schirmwirkung des magnetischen Feldes einer ein- und doppelseitig metallisierten Kunststoffhohlkugel. Die Wandstärke der Kunststoffhohlkugel beträgt 1 mm und wurde in der Rechnung mitberücksichtigt (Modell eines dreischichtigen Kugelschirms). Die innere und äußere Schichtdicke des Silberleitlacks ist jeweils gleichstark gewählt und wurde jeweils in $20 \mu\text{m}$ Schritten variiert.

Metall	Leitfähigkeit κ	rel. Permeabilität μ_r
Aluminium	$\kappa_{Al} = 35,7 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$	$\mu_r = 1,0000208$
Gold	$\kappa_{Au} = 45,5 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$	$\mu_r = 1$
Kupfer	$\kappa_{Cu} = 56,2 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$	$\mu_r = 0,999990$
Silber	$\kappa_{Ag} = 62,5 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$	$\mu_r = 0,999965$

Tab. A.5: Leitfähigkeit und Permeabilität μ_r von Metallen

Beschichtung	Oberflächenleitfähigkeit	äquivalente Leitfähigkeit κ
Silberschicht (Elektrodag6030 [®])	$0,012 \frac{\Omega}{\square \cdot 25\mu\text{m}}$	$\kappa_{Ag} = 3,3 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}} @ 25\mu\text{m}$
Kupfer-Silberschicht (Elektrodag6050INTL [®])	ca. $0,10 \frac{\Omega}{\square \cdot 30\mu\text{m}}$	$\kappa_{Cu/Ag} = 0,33 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$

Tab. A.6: Leitfähigkeit von dünnen Schichten

Mittels verschiedener Metallisierungsverfahren wurden ABS- bzw. PS-Kugelhalbschalen (Radius $r = 40$ mm; Wandstärke $d = 1$ mm) doppelseitig beschichtet. Zu den untersuchten Schichten zählte eine wenige μm dicke Nickel-Phosphor-Beschichtung (Chemisches Verfahren), eine durch Vakuumbedampfen erzeugte Aluminiumschicht ($2 - 5 \mu\text{m}$),

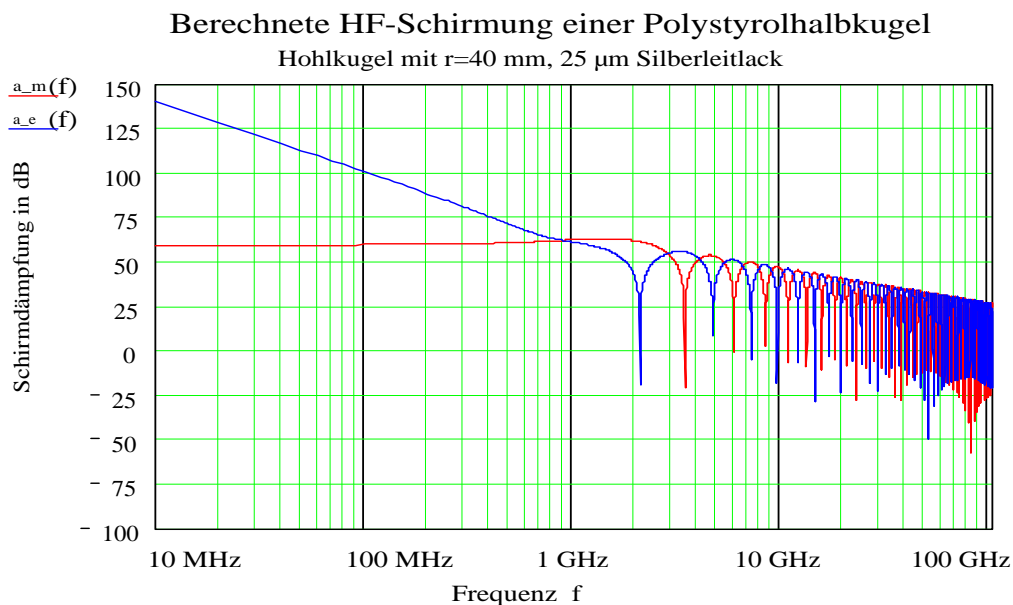


Abb. A.2: Schirmwirkung einer $25\ \mu\text{m}$ dicken Kupferschicht auf einer Kunststoffhohlkugel gegen hochfrequente elektromagnetische Felder. Dargestellt ist die Schirmdämpfung auf die magnetische und elektrische Feldkomponente. Zu empfindlichen Einbußen der Schirmdämpfung kommt es erst bei Frequenzen über 1 GHz durch Resonanzkatastrophen.

auf ABS galvanisch aufgebraute Schichten (ca. $20\ \mu\text{m}$ Cu, $10\ \mu\text{m}$ Ni) und schließlich diverse Überzüge mit Silber- und Kupferleitlacken ($10 - 40\ \mu\text{m}$). Da die im frischen Zustand lötbare NiP-Schicht und die Al-Schicht auf PS eine schlechte Haftung aufwiesen, schieden diese beiden Herstellungsverfahren für unsere Zwecke aus. Zur meßtechnischen Ermittlung der Dämpfungscharakteristik wurden Schichten der verbleibenden Verfahren herangezogen. Für diese Messungen wurden zwei Halbschalen zu einer Vollschale um den Sensorkopf eines Feldstärkemeßgerätes (ESM100 von Telemeter) mit einer oberen -3 dB-Grenzfrequenz von 400 kHz zusammengefügt und die Nähte verlötet bzw. leitfähig verklebt. Zur Erzeugung eines homogenen Feldes diente eine Helmholtzspulenordnung. Die Inhomogenität war hierbei kleiner als 1 %. Als Ergebnis dieser Messungen ist in Abb. A.3 der geometrische Mittelwert aus sechs Frequenzverläufen der Schirmdämpfung im doppeltlogarithmischen Maßstab dargestellt. Die aufgetretenen Minimal- und Maximalwerte sind durch entsprechende Intervalle um den Mittelwert gekennzeichnet. Die geringen Streuungen im unteren Frequenzbereich können vor allem auf die sich ändernden Übergangswiderstände der beiden Halbkugeln zurückgeführt werden, die nach Ermittlung jeder Frequenzkennlinie neu zusammengefügt wurden. Oberhalb 100 kHz werden in der verwendeten Helmholtzspulenordnung zunehmend Wirbelströme erzeugt. Dies ist die Ursache der starken Streuung im oberen Frequenzbereich. Das Zurückgehen der Dämpfung oberhalb von 400 kHz liegt bereits außerhalb des spezifizierten Frequenzbereiches des Feldstärkemeßgerätes, so daß ihm keine Beachtung geschenkt zu werden braucht. Die leicht negativen Dämpfungswerte kommen dadurch zustande, daß bei kleinen Feldstärken sich ein Driften der Messunganordnung bemerkbar macht, das möglicherweise dazu führt, daß nach Einschluß des Sensors ein leicht höherer Wert gemessen werden kann als im ungeschirmten Fall.

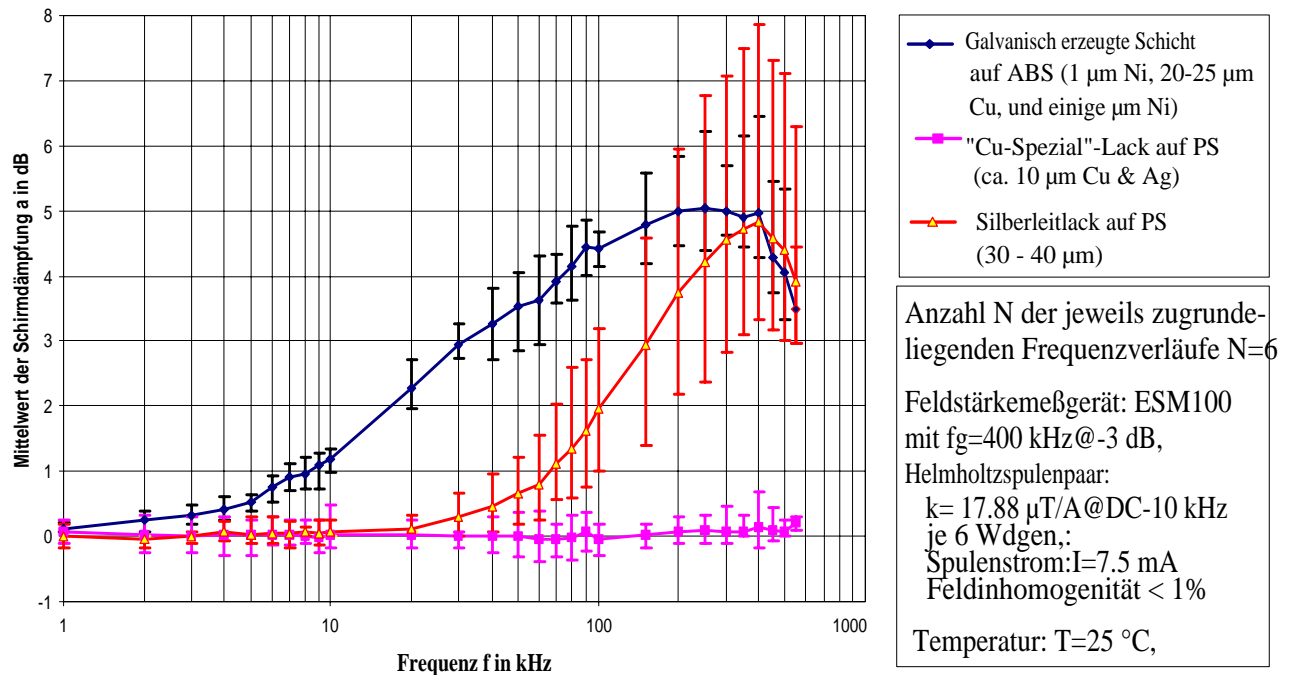


Abb. A.3: Dämpfungscharakteristik verschiedener lötl- und leitfähiger Beschichtungen (doppelseitig) auf ABS und PS

Fazit:

Die Berechnungen und Messungen zeigen, daß die Höhe der Grenzfrequenz und Schirmwirkung in erster Linie von der Leitfähigkeit abhängt. Für die Herstellung der kapazitiven Sensoren bei gleichzeitiger Schirmung vor HF-Einflüssen erschien die Verwendung einer ca. 40 μm dicken Silberleitlackschicht am geeignetsten. Für den Bau von breitbandigeren Feldsensoren erwies sich eine Kupfer-Silbermischung als günstig.

Anhang B

Anhang B

B.1 Koordinatensysteme für sphärische kapazitive Sensoren

Zur Beschreibung der Geometrie eines sphärischen Feldsensors kann je nach Aufgabenstellung ein passendes Koordinatensystem gewählt werden. Als geeignet erscheinen die drei orthogonalen Koordinatensysteme: das kartesische, das sphärische und das toroidale Koordinatensystem. Sie gehören zu einer Klasse von Systemen welche erlauben die Laplace und Helmholtzgleichung mit der Methode der Separation der Veränderlichen zu behandeln [9].

B.1.1 Kartesisches Koordinatensystem

System $(\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z)$: x, y, z

B.1.2 Kugelkoordinatensystem

System $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\varphi)$:

$$x = r \sin \theta \cos \varphi \quad (\text{B.1})$$

$$y = r \sin \theta \sin \varphi \quad (\text{B.2})$$

$$z = r \cos \theta \quad (\text{B.3})$$

B.1.3 Toroidales Koordinatensystem

System $(\vec{e}_\varphi, \vec{e}_\xi, \vec{e}_\eta)$:

Dieses Koordinatensystem wird ebenfalls als Ringkoordinatensystem bezeichnet. In einigen neueren Veröffentlichungen trägt dieses Koordinatensystem den Namen „rotationssymmetrisches bipolares Koordinatensystem“ [8]. Hierdurch soll auf die Verwandtschaft zum planaren bipolaren Koordinatensystem hingewiesen werden.

Der Zusammenhang von Toruskordinaten (φ, ξ, η) mit den kartesischen Koordinaten (x, y, z) lautet:

$$x = r \cos \varphi \quad (\text{B.4})$$

$$y = a \frac{\sin \xi}{\cosh \eta - \cos \xi} \quad (\text{B.5})$$

$$z = r \sin \varphi \quad (\text{B.6})$$

$$r = a \frac{\sinh \eta}{\cosh \eta - \cos \xi} \quad (\text{B.7})$$

Das Toruskordinatensystem eignet sich, um verallgemeinerte „Kugelkappen“ mit festliegender Randlinie (=const) im homogenen Feld zu beschreiben. Unter „Kugelkappen“ definiert Buchholz [3] eine Klasse von Gebilden, welche dadurch entstehen, daß die Hülle einer Kugel, deren Radius variieren kann, in einer kreisförmigen Randlinie - ähnlich einer Seifenblase bis zur Ablösung von einem Drahttring - fixiert ist. Als Spezialfälle zählen hierzu unter anderem die Kreisscheibe, eine Kreislochplatte, Kugelschale und die hier besonders interessierende Halbkugelschale.

B.1.4 Degeneriertes bispährisches Koordinatensystem

System $(\vec{e}_\alpha, \vec{e}_\beta, \vec{e}_\varphi)$

Dieses Koordinatensystem läßt sich aus dem bipolaren Koordinatensystem mit

$$\alpha = c \frac{\xi}{2a}; \quad \beta = c \frac{\eta}{2a} \quad (\text{B.8})$$

ableiten [8]. Die dazugehörigen kartesischen Koordinaten

$$x = c \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}; \quad z = c \frac{\beta}{\alpha^2 + \beta^2} \quad (\text{B.9})$$

und metrischen Koeffizienten lauten:

$$h_\alpha = h_\beta = \frac{c}{\alpha^2 + \beta^2}; \quad h_\varphi = \frac{c\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}; \quad c = r_k \quad (\text{B.10})$$

Dieses Koordinatensystem ist gut geeignet um leitfähige oder dielektrische Kugeln und Kugelschalen auf einer geerdeten Fläche [8] im homogenen Feld zu beschreiben.

B.2 Abschätzung der Rückwirkung für den E-Feldsensor

B.2.1 Rückwirkung 2. Art:

Bekanntlich berechnet sich in einem gegebenen Volumen V die Energie W_0 des ungestörten, homogenen elektrischen Feldes zu:

$$W_0 = \iiint_V \frac{1}{2} \varepsilon_0 E_0^2 dV = \frac{1}{2} \varepsilon_0 E_0^2 V \quad (\text{B.11})$$

Allein durch die Anwesenheit des Feldsensors ändert sich die ungestörte Feldstärke in der Umgebung des Sensors zur räumlich inhomogenen Feldstärke $E(x, y, z)$. Aufgrund

der Feldfreiheit im Inneren des Sensorvolumens und dem Energieerhaltungssatz wird die Energie nun im um das Sensorvolumen V_S reduzierte Raumvolumen V konzentriert.

$$W_{gest} = \iiint_{(V-V_S)} \frac{1}{2} \varepsilon_0 E(x, y, z)^2 dV = W_0 \quad (\text{B.12})$$

Die durch das elektrische Feld bewirkte Aufladung der drei Senorkapazitäten C_S , der Eingangskapazität C_e und Streukapazitäten C_{Str} speichert auf diesen Kondensatoren die potentielle Energie:

$$W_{speicher} = \frac{3}{2} C_S U_m^2 + \frac{1}{2} (C_e + C_{Str}) U_m^2 \quad (\text{B.13})$$

Die Aufladungsvorgänge treten vor allem zu Beginn einer Meßbereichumschaltung (Änderung von C_e) auf. Werden entsprechende Einschwingzeiten eingehalten, wirkt sich dieser potentielle Energieanteil auf die Messung nicht weiter störend aus. Durch die Existenz eines ohmschen Eingangswiderstandes R_{ein} wird ständig ein Feldenergieanteil in Joulsche Wärme umgewandelt:

$$W_{verbr} = \int_0^{t_{mess}} \frac{U_m^2(t)}{R_{ein}} dt \quad (\text{B.14})$$

Um diesen Anteil zu minimieren, genügt im Falle einer Spannungsmessung den Eingangswiderstand hinreichend groß zu wählen.

Ein Zahlenbeispiel soll die Größenordnung der Rückwirkung 2. Art für den im Rahmen dieser Arbeit realisierten kapazitiven Feldsensor abschätzen:

Gegeben sei ein ungestörtes elektrisches Feld mit $E_0 = 10 \frac{kV}{m}$, das Sensorkopfvolumen (Halbkugel auf einem Zylinder) $V_S = V_{Halbkugel} + V_{Zylinder} = \frac{2}{3} \pi r^3 + \frac{\pi r^3}{2} = \frac{7}{6} \pi r^3$, der Kugelradius $r = 40 \text{ mm}$, das betrachtete würfelförmige Raumvolumen $V = (10 \cdot r)^3$ mit dem 10-fachen Radius, die beteiligten Kapazitäten: $C_S = 40 pF$, $C_{Str} \simeq 3 \cdot 20 pF$, $C_e = 40 nF$ (größter Meßbereich), $R_{ein} = 100 \text{ M}\Omega$, die Meßdauer $t_{mess} = 1 s$ liege in der Größenordnung der Einschwingzeit, bei $10 \frac{kV}{m}$ beträgt die anliegende Spannung $U_m = 1 \text{ V}$. Hierdurch ergeben sich die folgenden Energien und Leistungen:

$$W_0 = 28,33 \cdot 10^{-6} J$$

$$W_{speicher, \max} = \frac{1}{2} (3 \cdot C_S + C_e + C_{Str}) U_m^2 \simeq \frac{1}{2} C_e U_m^2 = 20 \cdot 10^{-9} J$$

$$P_{verbr} = 10 \cdot 10^{-9} W, W_{verbr} = 10 \cdot 10^{-9} J$$

B.2.2 Bestimmung ellipsoidaler Flächen und Stromdichteparameter

Zur Bestimmung der elektrischen Stromdichte J_i innerhalb des Körpers wird davon ausgegangen, daß die Stromdichte ausschließlich durch seine vertikale Richtung bestimmt ist. Dies ist für einen stehenden Menschen eine zulässige Näherung, da die auf der Oberfläche influenzierten Ströme gegen Erde abfließen. Sekundäre Stromabflüsse - beispielsweise durch Berührung von leitenden Gegenständen - werden bei dieser Betrachtung ausgeschlossen. Die vorliegenden Verhältnisse sind in Abb. B.1 skizziert. Die auf einer el-

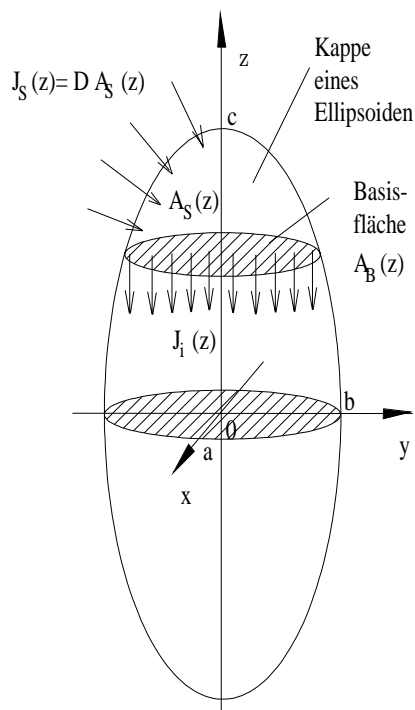


Abb. B.1: Einspeisung der elektrischen Verschiebungsströme auf der Kappenoberfläche eines Ellipsoiden zur Bestimmung der inneren elektrischen Stromdichte für ein homogenes Körpermodell

lipsoidalen Kappenoberfläche A_S eingespeiste Verschiebungsstromdichte J_s setzt sich ins Innere des Körpers fort und durchströmt die Basisfläche A_B mit der Stromstärke $I_k(z)$

$$I_k(z) = \frac{J_s}{A_S} = \frac{J_i}{A_B} \quad (\text{B.15})$$

Der Flächeninhalt einer ellipsoidalen Kappe A_S kann aus der allgemeinen Form für ebene Flächen abgeleitet werden ([2] S.343). Die Fläche ist hierbei in der Form $x=x(y,z)$ gegeben:

$$A_S = \iint_A \sqrt{EG - F^2} \, dy \, dz = \int_{-z_1}^{z_2} \int_{-y_1(z)}^{y_2(z)} \sqrt{EG - F^2} \, dy \, dz \quad (\text{B.16})$$

Die Funktionen E, F und G sind durch die metrischen Eigenschaften des Riemannschen Raumes gegeben ([2] S.601):

$$E = 1 + \left(\frac{\partial x}{\partial y} \right)^2; \quad F = \frac{\partial x}{\partial y} \frac{\partial x}{\partial z}; \quad G = 1 + \left(\frac{\partial x}{\partial z} \right)^2 \quad (\text{B.17})$$

Zur Ermittlung der Ellipsoidengleichung in der Parameterform $x = x(y,z)$ wird die Mittelpunktschleichung eines dreiachsigen Ellipsoiden

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1 \quad (a < b < c) \quad (\text{B.18})$$

nach der ersten Koordinate aufgelöst:

$$x(y, z) = x = \pm a \sqrt{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}} \quad (\text{B.19})$$

Mit den dazugehörigen partiellen Ableitungen

$$\frac{\partial x}{\partial y} = \mp \frac{a}{b^2} \frac{y}{\sqrt{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}}}; \quad \frac{\partial x}{\partial z} = \mp \frac{a}{c^2} \frac{z}{\sqrt{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}}} \quad (\text{B.20})$$

können die Funktionen E, F und G in Gl. B.16 näher bestimmt werden:

$$E = 1 + \frac{a^2}{b^4} \frac{y^2}{\left(1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}\right)}; \quad F = \frac{a^2}{b^2 c^2} \frac{y^2}{\left(1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}\right)}; \quad G = 1 + \frac{a^2}{c^4} \frac{z^2}{\left(1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}\right)} \quad (\text{B.21})$$

$$\begin{aligned} EG - F^2 &= 1 + \frac{a^2}{b^4} \frac{y^2}{\left(1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}\right)} + \frac{a^2}{c^4} \frac{z^2}{\left(1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}\right)} = & (\text{B.22}) \\ &= \frac{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2} + \frac{a^2}{b^4} y^2 + \frac{a^2}{c^4} z^2}{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}} = \frac{1 + \left(\frac{a^2}{b^4} - \frac{1}{b^2}\right) y^2 + \left(\frac{a^2}{c^4} - \frac{1}{c^2}\right) z^2}{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}} \\ &= \frac{1 + \frac{1}{b^2} \left(\frac{a^2}{b^2} - 1\right) y^2 + \frac{1}{c^2} \left(\frac{a^2}{c^2} - 1\right) z^2}{1 - \frac{y^2}{b^2} - \frac{z^2}{c^2}} = \frac{1 + \frac{1}{c^2} \left(\frac{a^2}{c^2} - 1\right) z^2}{\left(1 - \frac{z^2}{c^2}\right)} \cdot \frac{1 - \frac{\frac{1}{b^2} \left(1 - \frac{a^2}{b^2}\right)}{1 + \frac{1}{c^2} \left(\frac{a^2}{c^2} - 1\right) z^2} y^2}{1 - \frac{1}{b^2 \left(1 - \frac{z^2}{c^2}\right)} y^2} \end{aligned}$$

Um diese Ausdrücke in Form von elliptischen Integralen vorliegen zu haben, wird nun eine neue Variable t und die Abkürzung k (sog. Modul) eingeführt:

$$t = \frac{1}{b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}}} y; \quad \frac{\frac{1}{b^2} \left(1 - \frac{a^2}{b^2}\right)}{1 + \frac{1}{c^2} \left(\frac{a^2}{c^2} - 1\right) z^2} y^2 = k^2 t^2 \quad (\text{B.23})$$

$$k = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{a^2}{b^2}\right) \left(1 - \frac{z^2}{c^2}\right)}{1 + \frac{1}{c^2} \left(\frac{a^2}{c^2} - 1\right) z^2}} \quad (\text{B.24})$$

Mit diesen neuen Variablen läßt sich der Ausdruck Gl. B.22 umformen zu:

$$EG - F^2 = \frac{1 - k^2 t^2}{1 - t^2}; \quad dy = b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} dt \quad (\text{B.25})$$

Wird dies in Gl. B.16 eingesetzt, so erhält man den Flächeninhalt in Form eines elliptischen Integrales:

$$A_{cap} = \iint_{(\Gamma)} b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} \sqrt{\frac{1 - k^2 t^2}{1 - t^2}} dt dz \quad (\text{B.26})$$

$$= \iint_{(\Gamma)} b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} \frac{1 - k^2 t^2}{\sqrt{(1 - t^2) (1 - k^2 t^2)}} dt dz \quad (\text{B.27})$$

Durch eine erneute Substitution von $t = \sin \varphi$ in den Grenzen ($0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$) erhält man für die Fläche einen Integralausdruck

$$A_{cap} = \iint_{(\Gamma)} b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} \, d\varphi \, dz, \quad (\text{B.28})$$

der ein elliptisches Integral in der Legendreschen Normalform zweiter Ordnung enthält. Die dazugehörigen bestimmten Integrale sind tabelliert (z. B. in [2] S.13)

$$E(k, \varphi) \equiv \int_0^\varphi \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} \, d\varphi = \int_0^{\sin \varphi} \frac{1 - k^2 t^2}{\sqrt{(1 - t^2)(1 - k^2 t^2)}} \, dt \quad (\text{B.29})$$

Eine numerische Integration dieses Ausdruckes ergibt für einen Ellipsoiden mit der Höhe h :

$$A_{Ellipsoid} = 8 \int_0^h \int_0^{\varphi(z)} b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}} \cdot \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} \, d\varphi \, dz \quad (\text{B.30})$$

mit $\varphi(z) = \arcsin t = \arcsin \left(\frac{1}{b \sqrt{1 - \frac{z^2}{c^2}}} y \right)$.

Dieses Integral wurde für zwei verschiedene elliptische Körpermodelle numerisch gelöst. Es ergibt sich für den Flächeninhalt eines Halbellipsoiden ($c = 1.75$ m, $b = 0.27$ m, $a = 0.135$) eine Fläche von $A = 1.81$ m². Bei Umschreibung des Menschen mit einem Vollellipsoiden ($c = 0,875$ m, $b = 0,27$ m, $c = 0,135$ m) erhält man eine Fläche von $A = 1.83$ m².

Als Alternative zur Lösung des vorigen Flächenintegrals kann auf die im MapleV-Paket enthaltene Funktion zur Flächenberechnung eines Ellipsoiden zurückgegriffen werden. Diese Funktion besteht nur aus einem bestimmten Einfachintegral, welches numerisch zu lösen ist:

$$A_{Ellipsoid} = 4 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ab + c^2 b^2 \cos^2(x) + a^2 \sin^2(x) \ln \left(\frac{\sqrt{b^2 a^2 - c^2 a^2 \sin^2(x) - c^2 b^2 \cos^2(x)} + ba}{c \sqrt{b^2 \cos^2(x) + a^2 \sin^2(x)}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{b^2 a^2 - c^2 a^2 \sin^2(x) - c^2 b^2 \cos^2(x)}} dx \right] \quad (\text{B.31})$$

Dargestellt in der MapleV-Schreibweise lautet diese Funktion:

```
Int(4*b*a+4*c^2*(b^2*cos(_X)^2+a^2*sin(_X)^2)*ln(((b^2*a^2-c^2*a^2*sin(_X)^2-c^2*b^2*cos(_X)^2)^(1/2)+b*a)/c/(b^2*cos(_X)^2+a^2*sin(_X)^2)^(1/2)))/(b^2*a^2-c^2*a^2*sin(_X)^2-c^2*b^2*cos(_X)^2)^(1/2),_X= 0 .. 1/2*Pi)
```

B.2.3 Zerlegung eines beliebig einfallenden E-Felds in seine Komponenten E_x, E_y, E_z

Ein ungestörtes, aus einer beliebigen Richtung einfallendes elektrisches Feld $E_0(\varphi, \vartheta)$ zerlegt sich folgendermaßen in seine kartesischen Komponenten:

$$E_{0,x} = E_0 \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \varphi \quad (\text{B.32})$$

$$E_{0,y} = E_0 \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \varphi \quad (\text{B.33})$$

$$E_{0,z} = E_0 \cdot \cos \vartheta \quad (\text{B.34})$$

Tritt nun ein Mensch mit einem Dosimeter in dieses homogene Feld, so führt dies zu einer Feldverzerrung. Hervorgerufen durch den leitfähigen Körper des Menschen ergibt sich in Einfallrichtung λ (mit $\lambda = x, y, z$) eine Feldüberhöhung f_λ . Der ungestörte Feldvektor E_0 steht mit dem gestörten Feld an der Körperoberfläche E_S über die Feldüberhöhung f_λ in Beziehung. Daher können die kartesischen Komponenten des ungestörten Feldes aus dem Oberflächenfeld gewonnen werden:

$$E_{0,x} = f_x \cdot E_S \cdot \sin \vartheta \cdot \cos \varphi \quad (\text{B.35})$$

$$E_{0,y} = f_y \cdot E_S \cdot \sin \vartheta \cdot \sin \varphi \quad (\text{B.36})$$

$$E_{0,z} = f_z \cdot E_S \cdot \cos \vartheta \quad (\text{B.37})$$

Die Aufgabe der Simulation (Feldberechnung) besteht darin, Koeffizienten zwischen dem Oberflächenfeld (bzw. den influenzierten Oberflächenladungen) und den Feldvektoren des ungestörten Feldes zu bestimmen.

B.2.4 Bestimmung der Vektorkomponenten des ungestörten Feldes

Mit Hilfe numerischer Feldrechnung wurde der Feldeinfall in der Transversal- (Horizontal-), Sagital- und Frontalebene simuliert und die Ladungen Q_1, Q_2, Q_3 und die Ladungsunterschiede auf den drei Elektroden berechnet. Für die Ladungsdifferenzen wurden folgende funktionale Zusammenhänge durch nichtlineare Regressionsanalyse ermittelt:

Transversalebene (horizontal): ($\varphi, \vartheta = 90^0$)

$$Q_1 - Q_2 = 0,97 \cdot 10^{-11} \text{As} \cdot \sin(\varphi + 120^0) \quad (\text{B.38})$$

$$Q_2 - Q_3 = 0,97 \cdot 10^{-11} \text{As} \cdot \sin \varphi \quad (\text{B.39})$$

$$Q_3 - Q_1 = 0,95 \cdot 10^{-11} \text{As} \cdot \sin(\varphi + 240^0) \quad (\text{B.40})$$

$$\frac{Q_1 + Q_2 + Q_3}{3} = 0 \quad (\text{B.41})$$

Sagitalebene: ($\varphi = 0^0, -120^0 < \vartheta < 120^0$)

$$Q_1 - Q_2 = 1,5 \cdot 10^{-11} \text{As} \cdot \sin(1,5 \cdot \vartheta) \quad (\text{B.42})$$

$$Q_2 - Q_3 = 0 \quad (\text{B.43})$$

$$Q_3 - Q_1 = -1,5 \cdot 10^{-11} \text{As} \cdot \sin(1,5 \cdot \vartheta) \quad (\text{B.44})$$

$$\frac{Q_1 + Q_2 + Q_3}{3} = 5,71 \cdot 10^{-11} \text{As} \cdot \cos(1,6 \cdot \vartheta) + 8,5 \cdot 10^{-11} \text{As} \quad (\text{B.45})$$

Frontalebene: ($\varphi = 90^0$, $-100^0 < \vartheta < 100^0$)

$$Q_1 - Q_2 = 1 \cdot 10^{-11} As \cdot \sin(1,8 \cdot \vartheta) \quad (\text{B.46})$$

$$Q_2 - Q_3 = -2 \cdot 10^{-11} As \cdot \sin(1,8 \cdot \vartheta) \quad (\text{B.47})$$

$$Q_3 - Q_1 = 1 \cdot 10^{-11} As \cdot \sin(1,8 \cdot \vartheta) \quad (\text{B.48})$$

$$\frac{Q_1 + Q_2 + Q_3}{3} = 4,94 \cdot 10^{-11} As \cdot \cos(1,65 \cdot \vartheta) + 8,5 \cdot 10^{-11} As \quad (\text{B.49})$$

Die Ergebnisse der Feldberechnung liefern die mit der Dimension $\frac{As}{V/m}$ behafteten Faktoren k_λ . Sie stellen einen Zusammenhang zwischen dem ungestörten Feld $E_{0,\lambda}$ der Quelle und der influenzierten Ladung auf den Elektroden her. Die Faktoren k_λ beinhalten neben dem dimensionslosen Kalibrierfaktor f die Dielektrizitätskonstante ε_0 und die Sensorkapfenfläche A_{cap} :

$$k_\lambda = \varepsilon_0 A_{cap} f_\lambda \quad (\text{B.50})$$

Mit den so definierten Faktoren kann ein Gleichungssystem aufgestellt werden:

$$\begin{aligned} Q_1 &= k_{11} E_{0,x} + k_{12} E_{0,y} + k_{13} E_{0,z} \\ Q_2 &= k_{21} E_{0,x} + k_{22} E_{0,y} + k_{23} E_{0,z} \\ Q_3 &= k_{31} E_{0,x} + k_{32} E_{0,y} + k_{33} E_{0,z} \end{aligned} \iff \begin{pmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \\ E_{0,z} \end{pmatrix} \quad (\text{B.51})$$

Das entsprechende Gleichungssystem für das "Differenzsystem" hat die Gestalt:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_2 - Q_3 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} k_{11} - k_{21} & k_{12} - k_{22} & k_{13} - k_{23} \\ k_{21} - k_{31} & k_{22} - k_{32} & k_{23} - k_{33} \\ k_{31} - k_{11} & k_{32} - k_{12} & k_{33} - k_{13} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \\ E_{0,z} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \tilde{k}_{11} & \tilde{k}_{12} & \tilde{k}_{13} \\ \tilde{k}_{21} & \tilde{k}_{22} & \tilde{k}_{23} \\ \tilde{k}_{31} & \tilde{k}_{32} & \tilde{k}_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \\ E_{0,z} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.52})$$

$$\begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_2 - Q_3 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0,84 & -0,485 & 0 \\ 0 & 0,97 & 0 \\ -0,823 & 0,475 & 0 \end{pmatrix}}_{\tilde{K}} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \\ E_{0,z} \end{pmatrix} \quad (\text{B.53})$$

Da die letzte Spalte in der quadratischen Matrix lauter Nullen enthält, weist dies darauf hin, daß sich aus dem Differenzsystem keine Information über die z-Komponente des ungestörten Feldes extrahieren läßt. Um die x und y-Komponenten des ungestörten Feldes zu berechnen, ist obiges Gleichungssystem überbestimmt. Daher wird das Gleichungssystem in drei redundante Teilsysteme zerlegt und gelöst:

$$\begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_2 - Q_3 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{k}_{11} & \tilde{k}_{12} \\ \tilde{k}_{21} & \tilde{k}_{22} \end{pmatrix}}_{\tilde{K}_I} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,84 & -0,485 \\ 0 & 0,97 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} \quad (\text{B.54})$$

$$\begin{pmatrix} Q_2 - Q_3 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{k}_{21} & \tilde{k}_{22} \\ \tilde{k}_{31} & \tilde{k}_{32} \end{pmatrix}}_{\tilde{K}_{II}} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0,97 \\ -0,823 & 0,475 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} \quad (\text{B.55})$$

$$\begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{k}_{11} & \tilde{k}_{12} \\ \tilde{k}_{31} & \tilde{k}_{32} \end{pmatrix}}_{\tilde{K}_{III}} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,84 & -0,485 \\ -0,823 & 0,475 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} \quad (\text{B.56})$$

Die Lösung des linearen Gleichungssystems kann mit Hilfe der inversen Matrix der Kalibrierfaktoren gebildet werden:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} &= \tilde{K}_I^{-1} \cdot \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_2 - Q_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{\tilde{k}_{11}\tilde{k}_{22} - \tilde{k}_{12}\tilde{k}_{21}} \begin{pmatrix} \tilde{k}_{22} & -\tilde{k}_{12} \\ -\tilde{k}_{21} & \tilde{k}_{11} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_2 - Q_3 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 1,19 & 0,595 \\ 0 & 1,031 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_2 - Q_3 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.57})$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} &= \tilde{K}_{II}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} Q_2 - Q_3 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{\tilde{k}_{21}\tilde{k}_{32} - \tilde{k}_{22}\tilde{k}_{31}} \begin{pmatrix} \tilde{k}_{32} & -\tilde{k}_{22} \\ -\tilde{k}_{31} & \tilde{k}_{21} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Q_2 - Q_3 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 0,595 & -1,215 \\ 1,031 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Q_2 - Q_3 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.58})$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} E_{0,x} \\ E_{0,y} \end{pmatrix} &= \tilde{K}_{III}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{\tilde{k}_{11}\tilde{k}_{32} - \tilde{k}_{12}\tilde{k}_{31}} \begin{pmatrix} \tilde{k}_{32} & -\tilde{k}_{12} \\ -\tilde{k}_{31} & \tilde{k}_{11} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} -3,065 \cdot 10^3 & -3,129 \cdot 10^3 \\ -5,31 \cdot 10^3 & -5,419 \cdot 10^3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Q_1 - Q_2 \\ Q_3 - Q_1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.59})$$

Da alle drei Sensoren Information über die z-Komponente enthalten, ist die Addition der Signale ein guter Informationsträger. Auch hier reicht prinzipiell der Mittelwert (z. B. $\frac{Q_1+Q_2}{2}$) von zwei Elektroden bereits aus. Aus Gründen der Störunterdrückung wurde jedoch der Mittelwert aller drei Sensorflächen gebildet:

$$\left(\frac{Q_1+Q_2+Q_3}{3} \right) = k_z \cdot E_{0,z}$$

$$E_{0,z} = \frac{\left(\frac{Q_1+Q_2+Q_3}{3} \right)}{k_z} \quad (\text{B.60})$$

Je nachdem, ob der Koeffizient in der Sagittal- oder in der Frontalebene bestimmt wird, besitzt dieser Wert aufgrund Abweichungen des Körpers von der Rotationssymmetrie unterschiedliche Werte:

$$k_{z,Sagital} = 14,2 \cdot 10^{-11} \frac{As}{kV/m} \quad (\text{B.61})$$

$$k_{z,frontal} = 13,2 \cdot 10^{-11} \frac{As}{kV/m} \quad (\text{B.62})$$

Der Koeffizient ist also leicht vom Azimutwinkel φ abhängig. Hier gibt es mehrere Methoden, mit denen der Unterschied behandelt werden kann:

- Durch Mittelwertbildung:

$$\bar{k}_z = \frac{k_{z,Sagital} + k_{z,frontal}}{2} = 13,7 \cdot 10^{-11} \frac{As}{kV/m} \quad (\text{B.63})$$

Dieses Modell ginge bezüglich der Bestimmung der z-Komponente von einem rotations-symmetrischen Körpermodell aus. Da der Unterschied für den normalen Menschen (Normotyp) nicht allzu groß ist, ergibt sich hierdurch ein Fehler von maximal 3,5 %.

- Mittels Korrektur des Koeffizienten:

Zur Beschreibung der Azimutwinkelabhängigkeit wird von einer sinusförmigen Änderung der Differenz ausgegangen (Fixpunktjustierung):

$$k_z(\varphi) = 13,2 \cdot 10^{-11} \text{ As} + \frac{k_{z,\text{Sagital}} - k_{z,\text{frontal}}}{2} \cdot \sin(\varphi) \quad (\text{B.64})$$

- Berechnung weiterer vertikaler Ebenen und eine polynomische Approximation:

Diese Methode ist sehr rechenzeitaufwendig. Ein Punkt zu berechnen benötigt ca. 5 Stunden (Pentium II). Falls Symmetrien ausgenutzt werden können, muß für die Berechnung einer Ebene ungefähr zwei Tage Rechenzeit veranschlagt werden. Solche Rechnungen sind nur dann sinnvoll, wenn große Abweichungen von der Rotations-symmetrie vorliegen und die jeweilige Expositionssituation von ganz besonderem Interesse ist.

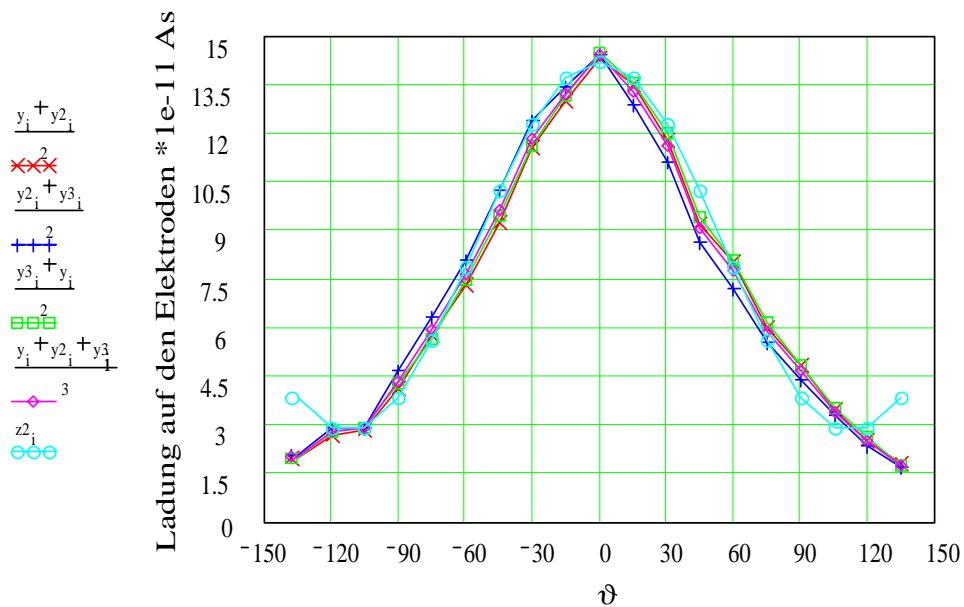


Abb. B.2: Mittlere Ladungsmenge auf den Elektroden in Abhängigkeit des Höhenwinkels ϑ in der Sagitalebene; Ergebnis der Regressfunktion: $y(\vartheta) = 5,706 \cdot \cos(1,6 \cdot \vartheta) + 8,5$

B.2.5 Abhängigkeit der Koeffizienten vom Inhomogenitätsgrad

Die obigen Koeffizienten wurden für ein Feld bestimmt, welches von einer 1 m von der Körperachse entfernten dünnen Scheibe mit dem Radius $r=25$ cm und dem Potential von $1 \frac{kV}{m}$ erzeugt wird. Die Frage, wie stark der Abstand und die Homogenität diese Koeffizienten beeinflussen, ist eine Frage des Inhomogenitätsgrades des Feldes. Rückt die Punktquelle ins Unendliche, so herrschen völlig homogene Verhältnisse. Umgekehrt gilt, wenn die Punktquelle sich sehr nahe zum Körper (Senke des Feldes) befindet, so liegen stark inhomogene Verhältnisse vor. Es kann ein Inhomogenitätsfaktor IF definiert werden, indem der halbe mittlere Torsodurchmesser in Brusthöhe \bar{r}_{thorso} zum rezipogen

Abstand d von der Körperachse in Beziehung gesetzt wird. Dieser Inhomogenitätsfaktor charakterisiert den Inhomogenitätsgrad des elektrischen Feldes. Bei einem ellipsoidalen Körpermodell können näherungsweise auch die Minorachsen a und b zur Berechnung des Thorsoradius $\left(\frac{a+b}{2}\right)$ herangezogen werden:

$$IF = \frac{\bar{r}_{thorso}}{d} \simeq \frac{\left(\frac{a+b}{2}\right)}{d} \quad (\text{B.65})$$

Die Koeffizienten im vorhergehenden Abschnitt wurden bei einem Inhomogenitätsfaktor von $IF = \frac{0,185 \text{ m}}{1 \text{ m}} = 0,185$ bestimmt.

Anhang C

Anhang C

C.1 Relatives Dosiskonzept für eine Risikoabschätzung

In der Toxikologie und Pharmakologie ist es üblich geworden, die Wirksamkeit der Dosis auf eine Testdosis eines anderen Agens, dessen Wirkung hinreichend gut bekannt ist, zu beziehen. Der Vorteil dieses von Esterly [4] ebenfalls für elektromagnetische Felder vorgeschlagene Verfahren ermöglicht eine Risikoabschätzung durch eine toxikologische Vergleichbarkeit mit anderen Agenzien, ohne daß der Wirkungsmechanismus der untersuchten physikalischen Größe (Testdosis) im Detail bekannt sein muß. Hierdurch läßt sich eine relative Wirksamkeit η_{rel}

$$\eta_{rel} = \frac{\text{Testdosis}}{\text{Referenzdosis}} \quad (\text{C.1})$$

definieren. In der Pharmakologie bedeutet dies beispielsweise die Angabe der Wirksamkeit einer halben Tablette mit einer neuen, in ihrer Wirksamkeit noch unbekanntem Substanz (Testdosis) zu einer Tablette Aspirin (Referenzdosis). Die Anwendung dieses Verfahrens ergibt folglich eine "toxikologische Vergleichsreihe"

$$\eta_{rel} = \frac{\text{Dosis des Testagens}}{\text{Dosis des sekundären Standards}} \cdot \frac{\text{Dosis der sekundären Referenz}}{\text{Referenzdosis}}, \quad (\text{C.2})$$

die ein Hinweis auf das Risiko bezogen auf andere Agenzien gibt, deren Dosis-Wirkungsbeziehungen ebenfalls unklar sind (z. B. kleine Konzentration von Benzol, Radon, etc.). Das relative Dosiskonzept kann lediglich der Einordnung eines möglichen Risikos dienen und ersetzt natürlich keinesfalls die Notwendigkeit der Erforschung der zugrundeliegenden Mechanismen der einzelnen Agenzien.

Anhang D

Schaltpläne

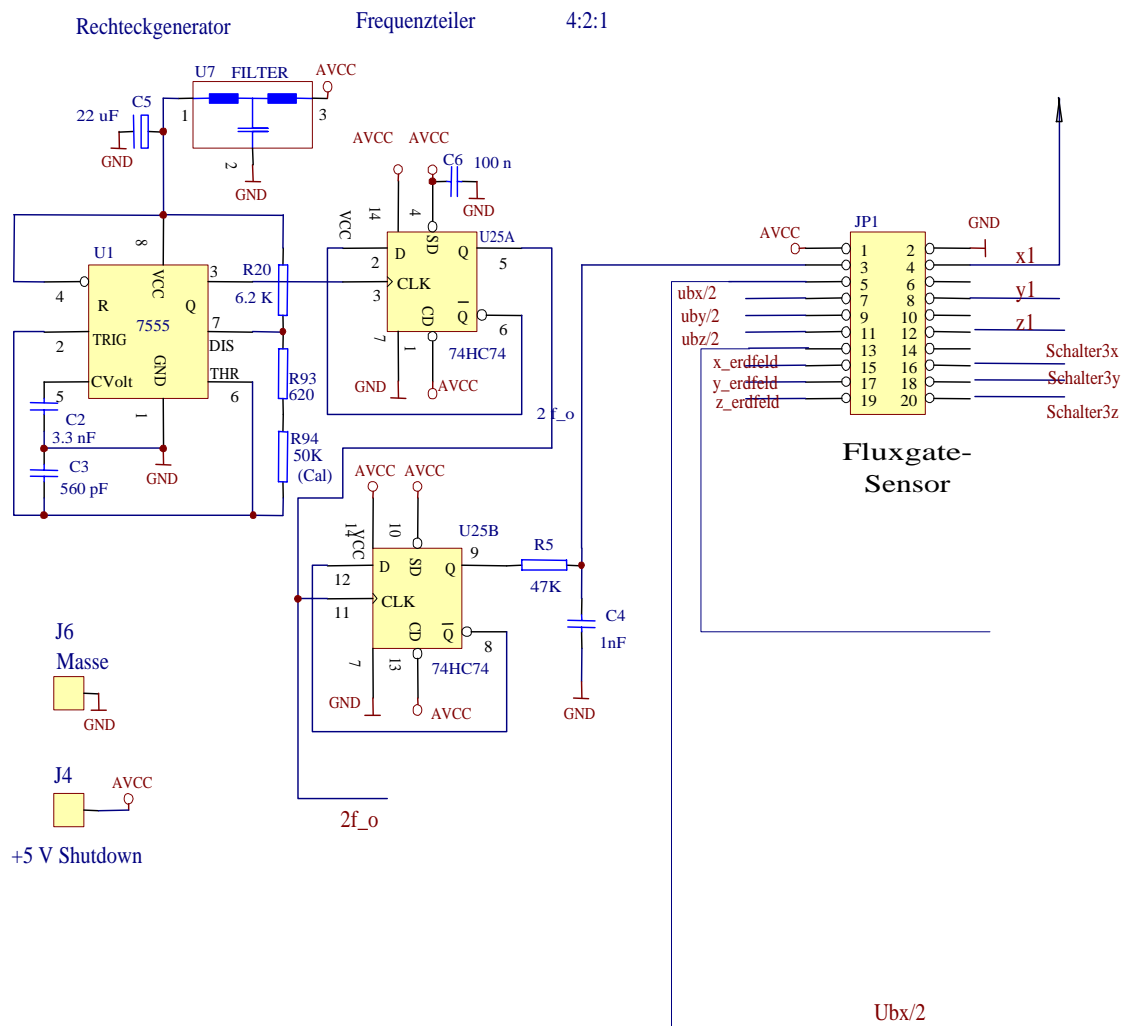


Abb. D.1: Generator der Erregungsspannung am dreiachsigen Fluxgatesensor

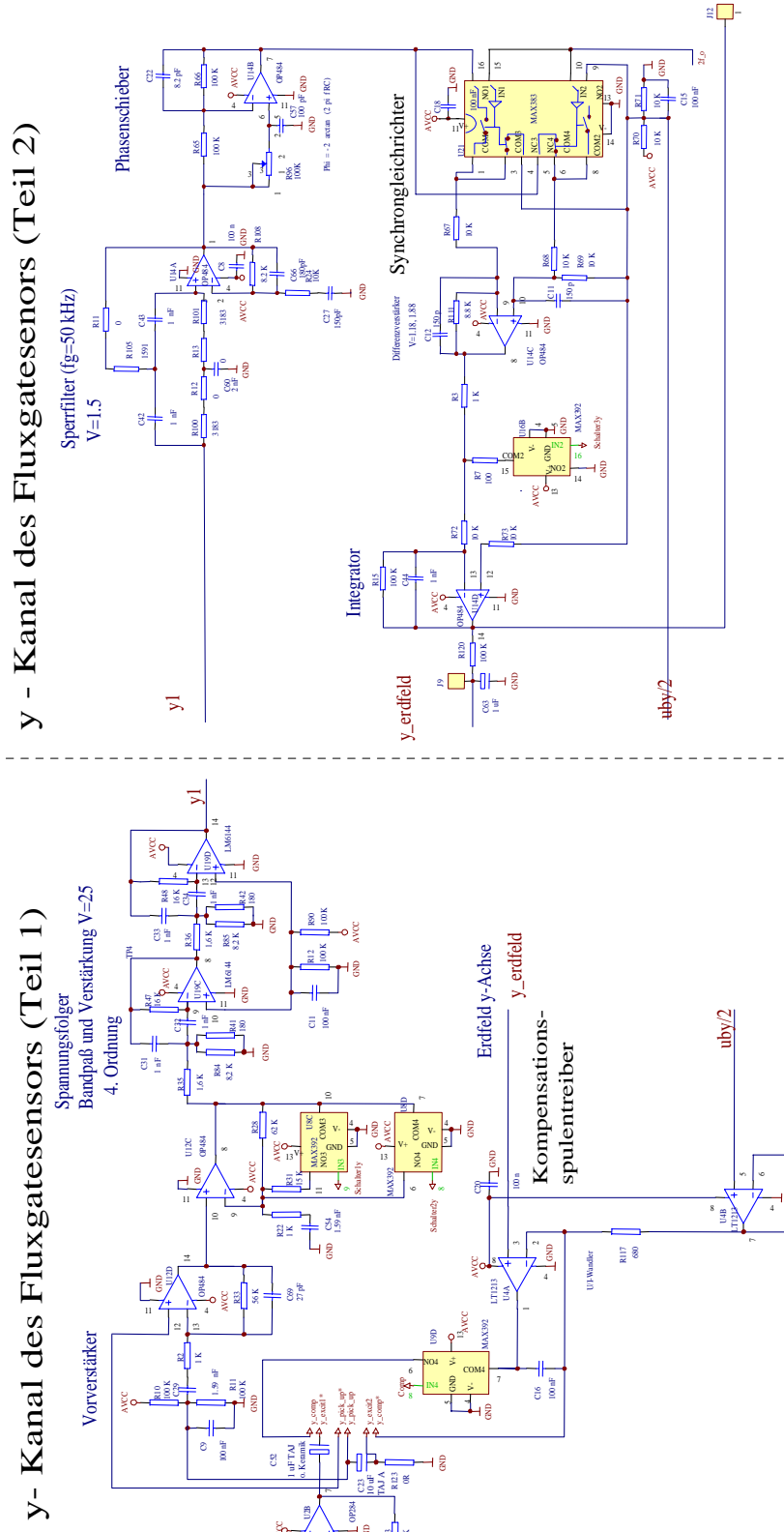


Abb. D.2: Ein Kanal der Auswertelektronik des Fluxgatesensors

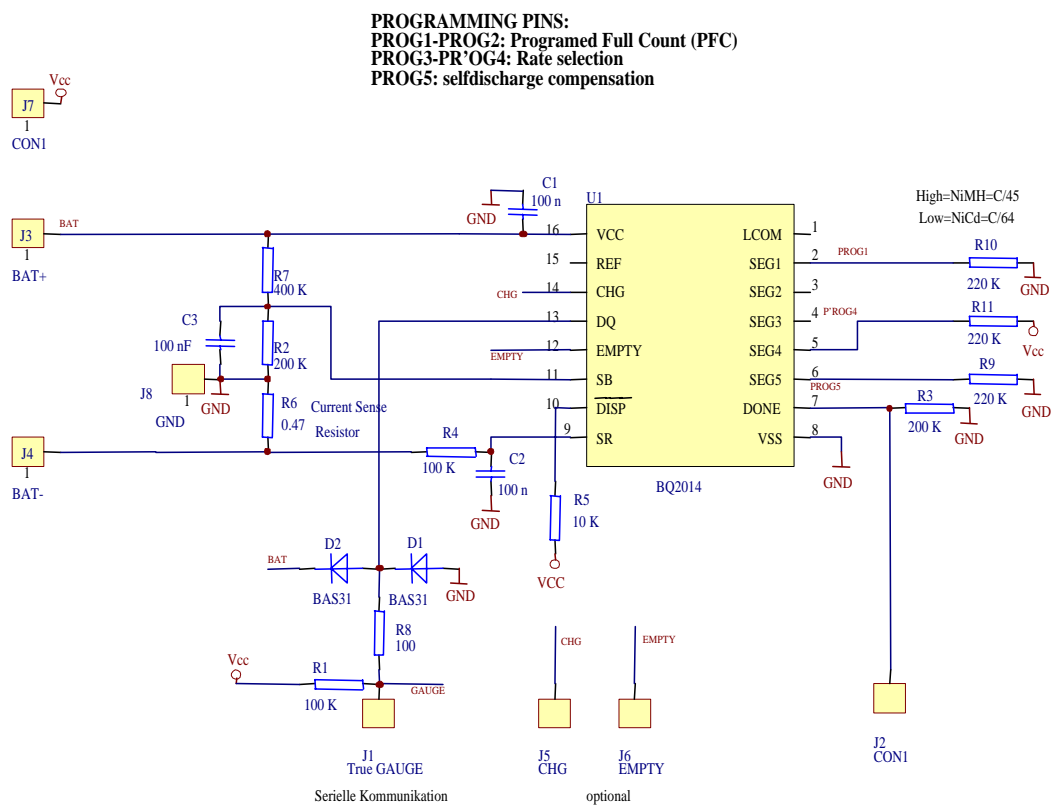


Abb. D.5: Coulombzähler (True Gauge)

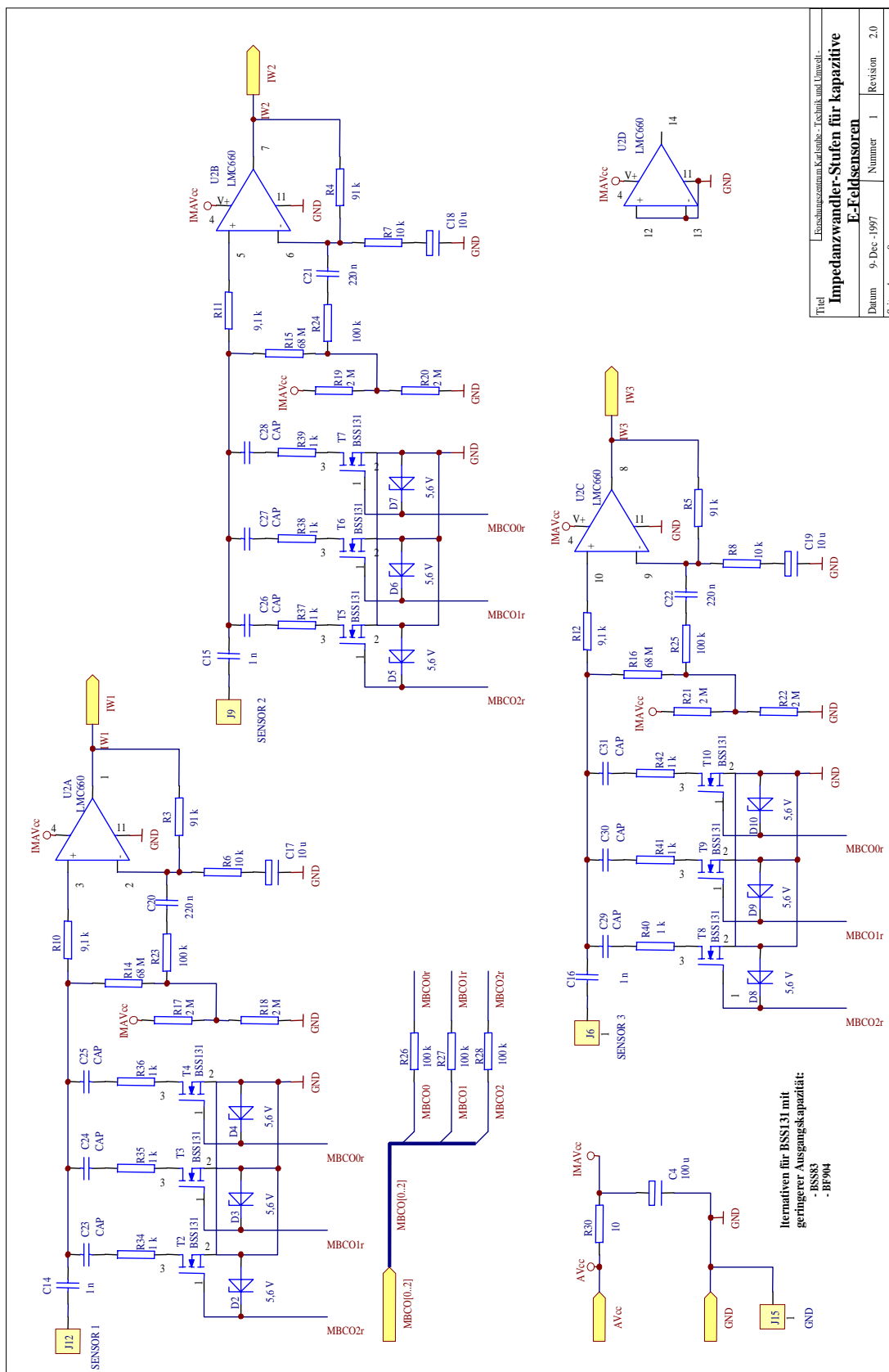
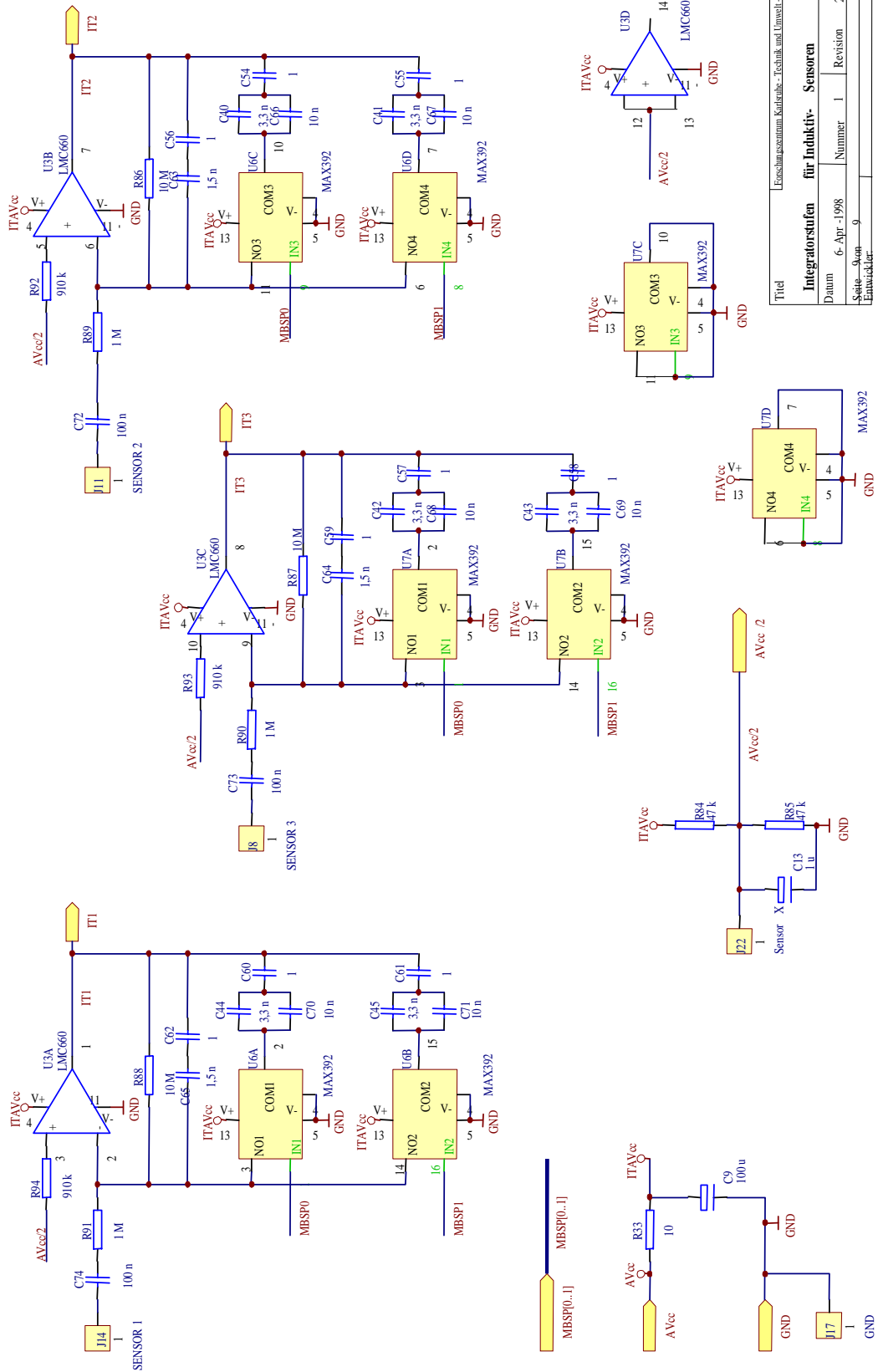


Abb. D.7: Eingangsstufen des E-Feldsensors



Erschungsdatum Kaufleute: Technik und Umwelt-			
Integratorstufen für Induktiv-Sensoren			
Datum	6-Apr-1998	Nummer	1
Seite	9 von 9	Revision	2.0
Entwickler:			

Abb. D.8: Integratoren als Eingangsstufen der B-Feldkanäle

Anhang E

Modell und Systemmatrizen

E.1 Sektoreneinteilung

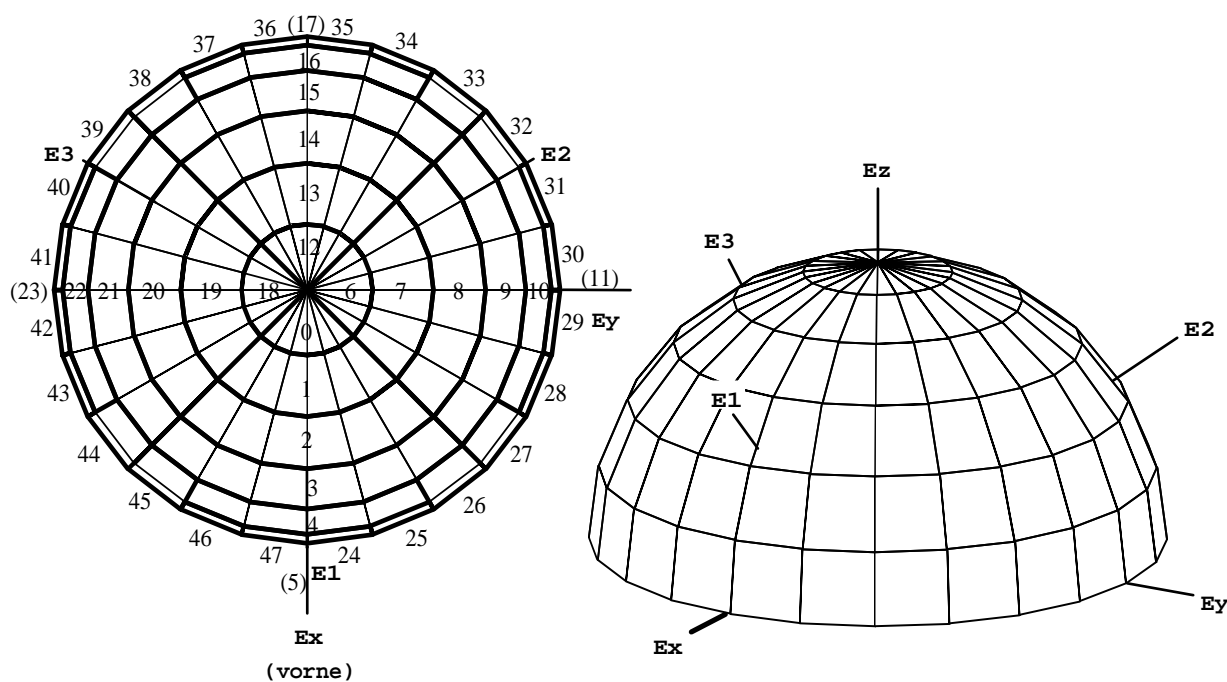


Abb. E.1: Dreibeinkonfiguration und Einteilung der Kugelschale in Sektoren zur Bestimmung der Einfallsrichtung

E.2 Systemmatrizen

E.2.1 Modellmatrizen

Die Berechnung der Strukturmatrix K und deren Inverse K^{-1} erfolgt mittels der drei Punkte P_1 , P_2 und P_3 . Sie besitzt nur im dazugehörigen Sektor $\angle(P_1, P_2, P_3)$ ihre Gültigkeit. Das Vorgehen bei der Berechnung dieser Matrix ist folgende: Es werden drei

Gültigkeitsbereich $\angle(P_1, P_2, P_3)$	Punkte P_1, P_2, P_3	Strukturmatrix K und Inverse K^{-1}
1. Oktant	$P_1(\varphi = 0^0, \theta = 45^0)$ $P_2(\varphi = 45^0, \theta = 45^0)$ $P_3(\varphi = 90^0, \theta = 45^0)$	$K = \begin{pmatrix} -2,513 & -4,183 & 16,676 \\ 2,677 & 0,239 & 11,748 \\ -5,995 & -4,503 & 19,425 \end{pmatrix} \cdot 10^{-11}$ $K^{-1} = \begin{pmatrix} 0,302 & 0,032 & -0,279 \\ -0,643 & 0,269 & 0,39 \\ -0,056 & 0,072 & 0,056 \end{pmatrix} \cdot 10^{11}$
2. Oktant	$P_1(\varphi = 90^0, \theta = 45^0)$ $P_2(\varphi = 135^0, \theta = 45^0)$ $P_3(\varphi = 180^0, \theta = 45^0)$	$K = \begin{pmatrix} 4,503 & -5,995 & 19,425 \\ -6,4 & 5,687 & 7,108 \\ -3,652 & 1,387 & 10,632 \end{pmatrix} \cdot 10^{-11}$ $K^{-1} = \begin{pmatrix} 0,245 & 0,439 & -0,741 \\ 0,204 & 0,575 & -0,757 \\ 0,058 & 0,076 & -0,062 \end{pmatrix} \cdot 10^{11}$
3. Oktant	$P_1(\varphi = 180^0, \theta = 45^0)$ $P_2(\varphi = 225^0, \theta = 45^0)$ $P_3(\varphi = 270^0, \theta = 45^0)$	$K = \begin{pmatrix} -1,387 & -3,652 & 10,632 \\ 2,012 & -0,397 & 15,295 \\ 1,537 & -1,383 & 13,538 \end{pmatrix} \cdot 10^{-11}$ $K^{-1} = \begin{pmatrix} -0,503 & -1,108 & 1,647 \\ 0,119 & 1,12 & -1,359 \\ 0,069 & 0,24 & -0,252 \end{pmatrix} \cdot 10^{11}$
4. Oktant	$P_1(\varphi = 270^0, \theta = 45^0)$ $P_2(\varphi = 315^0, \theta = 45^0)$ $P_3(\varphi = 360^0, \theta = 45^0)$	$K = \begin{pmatrix} 1,383 & 1,537 & 13,538 \\ -5,215 & 4,141 & 18,876 \\ -4,183 & 2,513 & 16,676 \end{pmatrix} \cdot 10^{-11}$ $K^{-1} = \begin{pmatrix} 0,218 & 0,084 & -0,272 \\ 0,081 & 0,803 & -0,974 \\ 0,042 & -0,1 & 0,138 \end{pmatrix} \cdot 10^{11}$

Tab. E.1: Vollbesetzte Strukturmatrix

benachbarte Punkte P_{1-3} ausgewählt und die zugehörigen drei ($i=1 \dots 3$) linearen inhomogenen Gleichungssysteme $\vec{k}_i \cdot \vec{E}_0 \cdot M = \vec{v}_{qi}$ mit der Matrix

$$M = \begin{pmatrix} \sin \theta_{p_1} \cos \varphi_{p_1} & \sin \theta_{p_1} \sin \varphi_{p_1} & \cos \theta_{p_1} \\ \sin \theta_{p_2} \cos \varphi_{p_2} & \sin \theta_{p_2} \sin \varphi_{p_2} & \cos \theta_{p_2} \\ \sin \theta_{p_3} \cos \varphi_{p_3} & \sin \theta_{p_3} \sin \varphi_{p_3} & \cos \theta_{p_3} \end{pmatrix}, \quad (\text{E.1})$$

welche die adäquate Komponentenzerlegung der ungestörten Expositionsfeldstärke E_0 vornimmt, gelöst. Der Vektor $\vec{v}_{qi} = \begin{pmatrix} Q_i(P_1) \\ Q_i(P_2) \\ Q_i(P_3) \end{pmatrix}$ beinhaltet die erzeugten Ladungen auf einer

Elektrode Q_i bei einem Feldeinfall aus der Richtung $-\vec{0P}$. Mit dem Vektor \vec{v}_{qi} gehen die mit dem Feldberechnungsprogramm MAXWELL numerisch wie in Kap. 3.5.3 berechneten elektrischen Ladungen der Dosimerelektroden mit ein. Der Lösungsvektor $\vec{k}_i = \vec{v}_{qi} \cdot (\vec{E}_0 \cdot M)^{-1}$ bildet die i -te Zeile der gesuchten Strukturmatrix K .

Literatur

- [1] Acheson (1996) Produktinformation zu Elektrodag-Leitlacken, Fa. Acheson, ZG Scheemda, Niederlande
- [2] Bronstein I. N., Semendjajew K. A. (1985): Taschenbuch der Mathematik, 22. Auflage, BSB B. G. Teubner-Verlag, Leipzig
- [3] Buchholz H. (1957) Elektrische und magnetische Potentialfelder, Springer-Verlag, Berlin, S.199 - 233
- [4] Esterly C. (1994) A perspective on electromagnetic field bioeffects and risk assessment, Bioelectrochemistry and Bioenergetics, Vol. 35, p. 1-11
- [5] Kaden H. (1959): Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik, 2. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg, S. 85-91 u. S. 124-134
- [6] Kistenmacher P., Schwab A. (1994): Numerische Berechnung der Schirmdämpfung mit dem Finite-Differenzen-Verfahren, in: EMV94, Schmeer (Hrsg.), VDE-Verlag, Berlin, S. 301-310
- [7] Küpfmüller K., Kohn G. (1993): Theoretische Elektrotechnik und Elektronik, 14. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, S. 524-526
- [8] Lin W. (1991) The rotational degenerated bipolar coordinate system and its new applications, Journal of Electrostatics, Elsevier, Vol. 26, p. 21-36
- [9] Moon P., Spencer D. E. (1971) Field theory handbook, Springer-Verlag, Berlin
- [10] Ristau D. (1994): Vergleich verschiedener Methoden zur Ermittlung der Schirmdämpfung von geschirmten Räumen, in: EMV94, Schmeer (Hrsg.), S. 623-632, Karlsruhe
- [11] Schelkunoff S. A. (1948): Electromagnetic Waves, Van Nostrad, Toronto, New York, London
- [12] Schwab A. (1991): Elektromagnetische Verträglichkeit, 2. Aufl., Springer-Verlag, Berlin
- [13] Stratton J. A. (1941): Electromagnetic Theory, Hill Book Company, New York
- [14] Zinke O., Seither H. (1982) Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe, 2. Aufl., Springer-Verlag, S. 159-173

Verzeichnisse

Formelzeichen und Symbole

Symbol	Bezeichnung	Einheit
a	Inhomogenitätsfaktor	1
a	kleinste Hauptachse einer Ellipse bzw. eines Ellipsoiden (Minorachse)	m
a _s	quasistatische Schirmdämpfung	1
A	Fläche	m ²
A _{Basis}	Basisfläche	m ²
A _{exp o}	exponierte Körperoberfläche	m ²
A _{q,λ}	Querschnittsfläche in λ-Richtung	m ²
A _w	wirksame bzw. effektive Fläche (Einzugsfläche)	m ²
α	Winkel	rad
α _{Cu}	Temperaturkoeffizient	K ⁻¹
b	mittlere Halbachse einer Ellipse bzw. eines Ellipsoids	m
\vec{B}	magnetische Flußdichte	$\frac{Vs}{m^2} = T$
c	größte Halbachse eines Ellipsoids	m
C	Kapazität	$\frac{As}{V} = F$
C _s	Sensorkapazität	$\frac{As}{V} = F$
C _M	Eingangskapazität der Sensorelektronik	$\frac{As}{V} = F$
d _w	effektiver Platten- oder Schalenabstand	m
d \vec{a}	Flächenelement: $d\vec{a} = \vec{n} da$	m ²
d \vec{s}	Linielement: $d\vec{s} = r d\alpha \vec{e}_\alpha$	m
\vec{D}	elektrische Flußdichte	$\frac{As}{m^2}$
D _e	Energiedosis	Gy = $\frac{J}{kg}$
D	"Dosis", gemäß Dosiskonzept (nichtionisierende Strahlung)	
δ	Äquivalente Leitschichtdicke (Eindringtiefe)	m
\vec{e}_i	Einheitsvektor	1
\vec{E}	elektrische Feldstärke	$\frac{V}{m}$
\vec{E}_0	ungestörte elektrische Feldstärke	$\frac{V}{m}$
\vec{E}_s	elektrische Oberflächenfeldstärke	$\frac{V}{m}$
\vec{E}_h	ungestörte elektrische Feldstärke des homogenen Feldes	$\frac{V}{m}$
E _n	Rauschfeldstärke	$\frac{V}{m}$
\vec{E}_i	innere Feldstärke	$\frac{V}{m}$
\vec{E}_e	elektrische Feldstärke, durch ein E-Feld hervorgerufen	$\frac{V}{m}$
\vec{E}_m	elektrische Feldstärke, durch ein Magnetfeld hervorgerufen	$\frac{V}{m}$

ε	Dielektrizitätskonstante (Permittivität) $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$	$\frac{As}{Vm}$
ε_r	relative Dielektrizitätskonstante	1
$\underline{\varepsilon}$	komplexe Dielektrizitätskonstante (komplexe Permittivität) $\underline{\varepsilon} = (\varepsilon' - j\varepsilon'') = \varepsilon_0 \varepsilon_r - j \frac{\kappa}{\omega}$	$\frac{As}{Vm}$
$\underline{\varepsilon}_r$	komplexe relative Dielektrizitätskonstante (komplexe relative Permittivität) $\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j \frac{\kappa}{\omega \varepsilon_0}$	1
η	elektrische Raumladungsdichte	$\frac{As}{vm}$
f	Frequenz	Hz
$f_{\ddot{u}}$	Feldüberhöhungsfaktor	1
F_λ	uneigentliches Integral: $\int_0^\infty \frac{d\lambda}{(u^2 + \lambda)R_\lambda}$ mit $u=a,b,c$ und $\lambda = x, y, z$	m^{-3}
\vec{F}	allgemeine vektorielle Feldgröße (Vektorfeld)	
g	Gewichtsfaktor	1
G	Güte (z. B. der Trageposition)	1
γ	Winkel	rad
h	Höhe	m
h_z, h_r	axiale und radiale Inhomogenität in (%)	1
h_i	metrischer Koeffizient	1
\vec{H}	magnetische Feldstärke	$\frac{A}{m}$
I	Stromstärke	A
I_K	Kurzschlußstromstärke	A
j	imaginäre Einheit $j = \sqrt{-1}$	1
\vec{J}	elektrische Stromdichte	$\frac{A}{m^2}$
k	Konstante, Modul	1
k_λ	Kalibrierfaktor	1
k_{z0}	Spulenkonzstante (Gleichstrom)	1
\underline{k}	komplexe Wirbelstromkonstante $\underline{k} = \sqrt{j\omega\kappa\mu}$	$\frac{1}{m}$
\underline{K}	komplexe Konstante $\underline{K} = \frac{\mu_0}{\mu} k_r r_k$	$\frac{Vs}{Am}$
K_λ	feldänderungsspezifische Stromdichte	$S = \frac{V}{A}$
K	Beobachtungsmatrix	
κ	elektrische Leitfähigkeit	$\frac{S}{m} = \frac{A}{Vm}$
$\underline{\kappa}$	komplexe elektrische Leitfähigkeit $\underline{\kappa} = \kappa + j\omega\varepsilon$	$\frac{S}{m} = \frac{A}{Vm}$
l_w	wirksame Länge, effektive Länge	m
L	Induktivität	H
λ	Wellenlänge	m
λ	Index für Richtung x, y, z	
m	Masse	kg
μ	Permeabilität $\mu = \mu_0 \mu_r$	$\frac{Vs}{Am}$
μ_r	relative Permeabilitätszahl	1
n	Anzahl, Laufparameter oder Exponent	1
N	Windungszahl	1
N_λ	Depolarisationsfaktor (Formfaktor)	1

π	Kreiszahl $\pi = 3,14159265\dots$	1
φ	Azimut	<i>rad</i>
Φ	elektrisches Skalarpotential	V
Φ_m	elektrisches Transmembranpotential	V
Ψ	elektrischer Fluß	As
Q	Ladung	As
\underline{Q}	komplexer Schirmfaktor	1
$\ \underline{Q}_n\ $	komplexe Schirmmatrix	
r	Radius	m
r_k	Kugelradius	m
R	ohmscher Gleichstromwiderstand	Ω
ρ	Dichte $\rho = \frac{dm}{dV}$	$\frac{kg}{m^3}$
\vec{S}	Poyntingvektor	$\frac{VA}{m^2}$
S	Strahlungsleistung	$\frac{W}{m^2}$
SA	spezifische Absorption	$\frac{J}{kg}$
SAR	spezifische Absorptionsrate	$\frac{W}{kg}$
σ	Flächenladungsdichte	$\frac{As}{m^2}$
σ_s	Oberflächenladungsdichte	$\frac{As}{m^2}$
t	Zeit	s
t	Substitutionsvariable	
τ	Zeitkonstante (Reobase)	s
U	Spannung	V
\dot{U}	Umlaufspannung	V
V	Volumen	m^3
W	Energie (Arbeit)	J
$\underline{W}_a, \underline{W}_i$	innerer und äußerer Rückwirkungsfaktor	1
x,y,z	kartesische Koordinaten	m
ξ, η, ζ	elliptische (konfokale) Koordinaten	m
\underline{z}	komplexe Funktion oder Zahl	
\underline{Z}_m	Eingangsimpedanz der Auswerteelektronik	$\frac{V}{A}$
ω	Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$	$\frac{1}{s} = Hz$

Spezielle mathematische Funktionen und Operatoren:

Symbol	Operator oder Funktion
∇	Nabla Operator
Δ	Laplace-Operator
Eff()	diskrete Effektivwertfunktion: $E_{eff} = \lim_{N \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{N \cdot \Delta T} \sum_{n=0}^{N-1} E^2(n) \cdot \Delta T} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E^2(n)}$
$E(k, \gamma)$	unvollständiges elliptisches Integral 1. Ordnung: $E(k, \gamma) = \int_0^\gamma \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \tilde{\gamma}} d\tilde{\gamma}$
$F(k, \gamma)$	unvollständiges elliptisches Integral 2. Ordnung: $F(k, \gamma) = \int_0^\gamma \frac{1}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \tilde{\gamma}}} d\tilde{\gamma}$
$J_0(x)$	Besselfunktion nullter Ordnung
$P_n(x)$	Legendre Polynom erster Ordnung $P_n(x) = \frac{1}{2^n n!} \frac{d^n}{dx^n} (x^2 - 1)^n$
$K = F(k, \frac{\pi}{2})$	vollständiges elliptisches Integral 2. Ordnung
$X(j\omega)$	Fouriertransformation: $X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$
$X^{-1}(j\omega)$	inverse Fouriertransformation: $x(t) = X^{-1}(j\omega) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) e^{-j\omega t} dt$
$\zeta(x)$	Riemansche Zetafunktion $\zeta(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^x}$
\times	Vektorprodukt

Physikalische Konstanten:

Konstante	Bezeichnung
$c = 2,9979246 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$e = 1,602189 \cdot 10^{-19} As$	Elementarladung
$\varepsilon_0 = 8,85418 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$	elektrische Feldkonstante
$k = 1,380658 \cdot 10^{-23} \frac{kg \cdot m^2}{s^2 K}$	Boltzmannkonstante
$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$	magnetische Feldkonstante

Abkürzungen:

Abkürzung	Bedeutung
@	unter Bedingung von ... (nähere Meßbedingungen und Parameter)

Abkürzungen

Abkürzungen einiger Grenzwert-Kommissionen:

ACGIH=American Conference of Governmental Industrial Hygienists (U. S. A.)

ANSI = American National Institute (U. S. A.)

CENELEC = Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (Europäisches Komitee für Elektrotechnische Normung, Brüssel)

EPRI = Electrical Power Research Institute (U. S. A.)

ICNIRP = International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection

IRPA = International Radiation Protection Association

WHO = World Health Organization

Sonstige Abkürzungen:

ASIC : Application specific integrated circuit

ACIS : CAD-Datenformat für Volumenkörper (Spatial Technology, Inc.)

DFT: Diskrete Fouriertransformation

FFT: Schnelle Fouriertransformation (Fast Fouriertransformation)

LAN: Lokal Area Network (Lokales Netzwerk)

LWL: Lichtwellenleiter

NF : Niederfrequente Felder

Begriffe und Definitionen

Batteriekapazität

Bei elektrochemischen Stromquellen wird unter der Kapazität die elektrische Ladung bezeichnet, die bis zum Erreichen der Entladeschlussspannung U_S bei konstantem, der Zelle adäquaten Entladestrom (0,2 C) abgegeben werden kann. Die Lade- bzw. Entladeströme selbst werden in diesem Zusammenhang als Vielfaches der Nominalkapazität angegeben.

Dosimetrie

Dosimetrie ist die physikalische Quantifizierung von biologisch wirksamen Parametern am Ort der Interaktion

Dosis

Dosis ist allgemein eine Größe, die die eine physikalische, physiologische oder biologische Wirkung mittelbar oder unmittelbar anzeigt. Diese Größe kann pharmakologisch, toxikologisch oder physikalisch quantisiert sein.

- **Dosis für ionisierende Strahlung:**

Die wichtigste Dosisgröße bei Strahlungsfeldern ist die Energiedosis D_e . Sie ist definiert durch die ionisierende Strahlung einem Masselement dm zugeführte Energie dW :

$$D_e = \frac{dW}{dm} = \frac{dW}{\rho dV} \quad (\text{F.1})$$

Bei einem homogenen Strahlungsfeld ist die Dosis die gesamte absorbierte Strahlungsenergie pro Masseneinheit mit der speziellen Einheit Gray (Gy)

$$1 \text{ Gy} = 1 \frac{\text{J}}{\text{kg}} .$$

Es wird näher unterschieden zwischen Äquivalentdosis (Energiedosis und dimensionsloser Bewertungsfaktor), Ortsdosis (Äquivalentdosis an einem bestimmten Ort), Personendosis (Äquivalentdosis, gemessen an einer repräsentativen Stelle der Körperoberfläche), Ganzkörper- und Teilkörperdosis

• **Dosisgröße für hochfrequente elektromagnetische Felder:**

Die Spezifische Absorption (SA) mit der physikalischen Einheit $\frac{\text{J}}{\text{kg}}$ ist durch die Energieabsorption elektromagnetischer Felder **innerhalb** eines Gewebevolument dV (Ort der Interaktion) mit bekannter Dichte definiert:

$$SA = \frac{dW}{dm} = \frac{P_V dt}{\rho \cdot (dV)} = \frac{\overline{J_i dA \cdot E_i da} \cdot dt}{\rho \cdot (dV)} = \frac{\overline{J_i \cdot E_i} \cdot dt}{\rho} \quad (\text{F.2})$$

$$= \frac{\frac{1}{T} \int_0^T J_i E_i dt \cdot T}{\rho} = \frac{\int_0^T J_i E_i dt}{\rho} = \frac{\int_0^T \kappa E_i \cdot E_i dt}{\rho} \quad (\text{F.3})$$

mit

dW: Element absorbierter Energie

dm: Massenelement

P_V : mittlere Verlustleistung (Absorbierte, d. h. im Gewebe in Wärme umgewandelte Leistung)

$\rho = \frac{dm}{dV}$: Dichte des Gewebes

dV: infinitesimales Volumen

dA: infinitesimale Fläche

da : infinitesimaler Abstand

Durch Anwendung des Parsevalschen Theorems

$$W = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega \quad (\text{F.4})$$

bzw. dessen allgemeinere Form [1]

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot y^*(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) Y^*(j\omega) d\omega$$

kann die spezifische Absorption in Frequenzbereich den Frequenzbereich überführt werden zu:

$$SA = \frac{1}{2\pi\rho} \int_{-\infty}^{\infty} \kappa(j\omega) \underline{E}_i(j\omega) \underline{E}_i^*(j\omega) d\omega \quad (\text{F.5})$$

$$= \frac{1}{2\pi\rho} \int_{-\infty}^{\infty} \kappa(j\omega) |\underline{E}_i(j\omega)|^2 d\omega \quad (\text{F.6})$$

mit

\underline{E}_i : komplexe, innere elektrische Feldstärke

\underline{E}_i^* : konjugiert komplexe innere elektrische Feldstärke

$\underline{\kappa}(j\omega) = \kappa + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r$: komplexe elektrische Leitfähigkeit

Die "Spezifische Absorptions-Rate" (SAR) ist die zeitliche Änderung der spezifischen Absorption (SA):

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) = \frac{d}{dt} \left[\frac{dW}{\rho(dV)} \right] = \frac{1}{\rho(dV)} \cdot \frac{dW}{dt} = \frac{P_V}{\rho(dV)} \quad (\text{F.7})$$

$$= f(x, y, z, t) \quad (\text{F.8})$$

Für harmonische elektromagnetische Felder gilt:

$$SAR = \frac{\hat{j}^2}{2\rho\kappa} = \frac{J_{eff}^2}{\rho\kappa} = \frac{\omega\varepsilon_0\varepsilon''}{\rho} E_{i,eff}^2 \quad (\text{F.9})$$

mit

$$\underline{\varepsilon}(j\omega) = \varepsilon_r - j\frac{\kappa}{\omega\varepsilon_0} = \varepsilon' - j\varepsilon''$$

ε'' : Verlustfaktor

Für Frequenzen größer als 10 MHz ($\delta = 0,8 \text{ m}$ bei $\bar{\kappa} = 0,25 \frac{\text{S}}{\text{m}}$) muß die Eindringtiefe δ der elektromagnetischen Wellen berücksichtigt werden. Zur Abschätzung der spezifischen Absorptionsrate an Gewebeschichten $d \leq \delta$ dient die Gleichung:

$$SAR = \frac{S}{\rho \cdot \delta} \quad (\text{F.10})$$

mit

δ : Eindringtiefe (Oliver Heaviside 1888) [51]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega^2 \mu \varepsilon}} \cdot \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\kappa}{\omega \varepsilon} \right)^2} - 1 \right]^{-\frac{1}{2}} \approx \sqrt{\frac{2}{\omega \kappa \mu}} \quad (\text{F.11})$$

mit

S: Flächendichte der Strahlungsleistungsströmung (Betrag des Poyntingvektors)

$$S = |\vec{S}| = |\vec{E} \times \vec{H}|$$

Unter Vernachlässigung von Energieverlusten durch Blutkonvektion und der thermischen Gewebeleitfähigkeit und konstantem Grundumsatz kann die SAR ebenfalls in seinen kalorimetrischen Größen ausgedrückt werden:

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dQ}{dm} \right) = \frac{d}{dt} \left[\underbrace{\frac{dQ}{dm \cdot dT}}_c dT \right] = c \frac{d(\Delta T)}{dt} \quad (\text{F.12})$$

Q: Wärme in J

c: spezifische Wärmekapazität in $\frac{\text{J}}{\text{kgK}}$

$\frac{d(\Delta T)}{dt}$: Rate der Temperaturänderung

Die Temperaturerhöhung ΔT ergibt sich zu [19]:

$$\Delta T = \frac{1}{c} \int_0^t [SAR + p_{metab.} - p_c - p_{Blut}] dt \quad (\text{F.13})$$

mit

t: Expositionszeit

$p_{metab.}$: spezifischer Grundumsatz (Ganzer Körper: $1,3 \frac{W}{kg}$, Gehirn: $11 \frac{W}{kg}$, Herz: $33 \frac{W}{kg}$)

p_c : spezifische Wärmeleistung durch Wärmeleitung

p_b : spezifische Wärmeleistung durch Konvektion des Blutes

In Analogie zu Gl. F.1 ist die spezifische Energieabsorption (SA) im Gewebe für hochfrequente elektromagnetische Strahlungsfelder eine Dosis und die spezifische Absorptionsrate (SAR) eine Dosisleistung. Die spezifische Absorptionsrate korreliert mit den auftretenden thermischen Effekte und bildet daher bei hochfrequenten elektromagnetischen Feldern eine wichtige dosimetrische Größe.

Durch Integration über die gesamte Körpermasse kann die "totale Energie Absorptionsrate" (AR), auch "Ganzkörper-SAR" genannt, bestimmt werden:

$$AR = \int_M SAR dm \quad (\text{F.14})$$

• Der Dosisbegriff für niederfrequente elektrische und magnetische Felder:

Im niederfrequenten Bereich kann prinzipiell die spezifische Absorptionsrate ebenfalls berechnet werden, jedoch kommt diesen wegen der Erscheinung von athermischen Wirkungen nur eingeschränkte Bedeutung zu. Im niederfrequenten Bereich ist die innere Stromdichte \vec{J}_i eng mit den auftretenden Reiz- und Stimulationswirkungen verknüpft und daher als "**dosisrelevante**" Größe geeignet. Die innere Stromdichte ist eine vektorielle Größe, welche von der elektrischen Feldstärke im Inneren des Menschen, der Flußdichte und der auftretenden Signalfrequenzen ν_k (Grund- und Oberwellen) abhängt.

$$\vec{J}_i = \sum_{k=0}^n f(\vec{E}_i, \vec{B}, \nu_k) \quad (\text{F.15})$$

Dosisleistung

Bei ionisierenden Strahlen wird die Zunahme der Energiedosis pro Zeitintervall dt als Dosisleistung bezeichnet:

$$\dot{D}_e = \frac{dD_e}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) \quad (\text{F.16})$$

Exposition

Exposition ist eine geeignete Größe, die **außerhalb** dem Ort der Interaktion erfaßt wird und den Umgebungszustand des ausgesetzten Lebewesens oder Gegenstandes charakterisiert. Eine Expositionsgröße kann prinzipiell jede am exponierten Objekt eine Veränderung hervorrufende physikalische Größe sein. Diese Größe ist als Expositionsgröße umso geeigneter, je besser diese mit dem vorhandenen oder postulierten Effekt korreliert (Typische Expositionsgrößen: Temperatur, Abgaskonzentration, Luftfeuchte, Windstärke, Strahlungsgrößen, **ungestörte** elektrische und magnetische Feldstärke, Leistungsdichte, ...).

”Exposimeter”

Der von einigen österreichischen Wissenschaftlern [2] eingeführte Begriff ”Exposimeter” und ”Exposimetrie” geht gedanklich in die Richtung ”Dosimeter” und ”Dosimetrie”, versteht aber in der Praxis einfach die Erfassung der Exposition mit Hilfe von portablen Feldstärkemessern. Zur Ermittlung der Exposition reicht jedoch eine ”klassische” rückwirkungsfreie (d. h. ungestörte) Feldmessung mit Feldstärkemessern aus. Daher ist dieser Begriff leicht irreführend.

Dosimeter

Ein Dosimeter mißt die Dosis, d. h. eine physikalische Größe, welche mit der biologischen Wirkung unmittelbar verknüpft ist.

”Dosimeter für niederfrequente elektrische und magnetische Felder”:

Das in dieser Arbeit vorgestellte ”Dosimeter für niederfrequente elektrische und magnetische Felder” mißt die **gestörte** elektrische Oberflächenfeldstärke und die magnetische Flußdichte und leitet hieraus die innere Stromdichte als ”dosisrelevante Größe” ab. Die elektrischen und magnetischen Felder können mit einem nichtinvasives Verfahren nicht direkt am Ort des Geschehens, d. h. im Körperinneren des Menschen selbst gemessen werden, sondern nur an der Körperoberfläche. Die Brücke zum Ort des Geschehens muß auf der Basis eines dosimetrischen Körpermodells vollzogen werden.

Wirksame Fläche

Die wirksame oder effektive Fläche A_w ist diejenige Fläche, die der Verschiebungsstrom, der zum exponierten Objekt (Sensor oder Körper des Menschen) gelangt, im ungestörten (homogenen) Feldbereich senkrecht durchsetzt.

Literatur

- [1] Föllinger O. (1986) Laplace und Fouriertransformationen, 4. Aufl., Hüthig-Verlag, S.197-198

- [2] Boneck et al. (1996) Studie dokumentierter Forschungsergebnisse über die Wirkung elektromagnetischer Felder, Teil 1: Niederfrequente elektrische und magnetische Felder, Bundesministerium für Gesundheit und Konsumentenschutz, Österreich, S. 164-165

Abbildungsverzeichnis

1.1	Klassifikation von Meßsystemen für Feld- und Expositionsmessungen	6
2.1	Das Meßsystem mit seinen Eingangs-, Stör- und Ausgangsgrößen	12
2.2	Komponenten des Meßsystems INPEDO	19
2.3	Analoge Filterbank und die Mikrocontroller- bzw. DSP-Variante	24
2.4	Nutzungsbereiche getesteter Sensortypen im Grenzwertdiagramm	27
3.1	Stochastische und nichtstochastische Schäden	33
3.2	Innere Körperstromdichte in der Wirkungskette niederfrequenter Felder	39
3.3	Intensitäts-Reizdauer-Diagramm für ein myelierter Nerv	41
3.4	Lineare und nichtlineare Dosis-Wirkungsbeziehungen	46
3.5	Elektrische und magnetische Feldeinkopplung auf den Menschen	52
3.6	Koordinatensystem des Ellipsoiden	52
3.7	Zusammensetzung der inneren Stromdichte bei Muskelgewebe	57
4.1	Softwarestruktur der numerischen Simulation einer Feldexposition	71
4.2	Modell des Sensorkopfes	73
4.3	Feldstärke in der Umgebung des Sensors bei senkrechtem Feldeinfall	75
4.4	Feldstärke in der Umgebung des Sensors für schrägen Feldeinfall	75
4.5	Vertikaldiagramm der Richtungssensitivität des E-Feldsensors in der xz-Ebene	76
4.6	Horizontaldiagramm des Brustdosimeters (Dreibein aus E-Feldsensoren)	77
4.7	Richtdiagramm eines auf dem Kopf getragenen Dosimeters	78
4.8	Tragepositionen des Dosimeters auf dem Kopf und auf dem Thorax	79
4.9	Anthropomorphes Körpermodell mit den zwei untersuchten Tragepositionen	79
4.10	Simulierte Differenzsignale in der Azimutalebene	80
4.11	Simulierte Differenzsignale in der Vertikalebene (yz-Ebene)	81
4.12	Anthropomorphes Körpermodell (Solid-Modell im ACIS1.7-Format)	87
4.13	Schichtweise gemittelte innere Stromdichten unter magnetischer Feldexposition	88
4.14	Mittlere Stromdichte organspezifisch für die drei magnetischen Expositionsrichtungen aufgetragen	90
4.15	Profile des axialen Körperstromes	92
5.1	Nortonsches und Théveninsches Ersatzschaltbild für kapazitive Sensoren	97
5.2	Ersatzschaltbild funktioneller und parasitärer Elemente eines kapazitiven Feldsensors	99
5.3	”Wirksame Fläche” eines kugel- und würfelförmigen E-Feldsensors	100
5.4	Feldmühle zur Erfassung der Vektorkomponenten eines räumlichen elektrostatischen Feldes	105
5.5	Drei Sensorflächenanordnungen für eine dreiaxige Feldmühle	106
5.6	Kugelförmige elektrostatische Wandler	108
5.7	Kugel mit kreisförmiger und kugelvieleckförmigen Sensorflächen	109
5.8	Kugelfeldsonde mit kreisförmigen und kugelvieleckförmigen Meßflächen	109
5.9	Konstruktionsprinzipien für E-Feldsonden: Vom allgemeinen Körper zur Monopolstruktur von INPEDO	110

5.10	Dreibein als Basissystem zur Erfassung der Vektorkomponenten mit einem Halbkugelsensor	114
5.11	Randstörungen eines Plattenkondensators	116
5.12	Kapazität separierter Kugelhalbschalen	117
6.1	Leitende Kugel im Feld einer Punktladung q	121
6.2	Kugel im Feld einer Punktladung bei verschiedenen Abständen derselben, repräsentiert durch den Inhomogenitätsfaktor a	122
6.3	Geometrische Bezeichnungen zur Berechnung der Ladungsdichteverteilung auf einer leitenden Kugelkappe im Feld einer Punktladung q	123
6.4	Normierte Ladungsdichteverteilungen auf einer leitenden Ebene bei Annäherung einer Punktladung	125
6.5	Feldüberhöhungsfaktoren einer leitenden Kugel auf einer geerdeten Platte im Homogenfeld	126
7.1	Magnetfeldsensoren im Vergleich ihres Intensitätsbereiches und Frequenzgangs .	131
7.2	Temperaturverhalten untersuchter Sensortypen	133
7.3	Ersatzschaltbild einer Sensorspule	136
7.4	Eingangsstufe des induktiven Sensors und dessen Wechselstromersatzschaltbild .	138
7.5	Keramiksubstrat mit Basiskeramik, orthogonalem Keramikelement und Mikrowinkel	143
7.6	Dreiachsiger Fluxgatesensor in Hybrid- und Dickfilmtechnik	144
7.7	Aufbau des dreiachsigen Fluxgatesensors	144
7.8	Funktionsprinzip eines Fluxgatesensors (Oberwellenverfahren)	146
7.9	Frequenzstabilität des Dreiecksgenerators über 24 Stunden, Abtastrate: 4 Hz . .	147
7.10	Amplitudenstabilität der Fluxgateerregung über 24 h, Meßrate: 4 Hz	147
8.1	Blockschaltbild des Datenloggers	152
8.2	Blockschaltbild des Sensorkopfs	153
8.3	Analoge und digitale Sensorkopfelektronik realisiert in SMD-Technik	154
8.4	PSPICE-Simulation der Eingangsstufe	155
8.5	Frequenzgang der dynamisch rückgekoppelten Eingangsstufe	155
8.6	Simulation der optischen Empfangsdiode (Ersatzschaltbild)	159
8.7	Übertragungsprotokoll zur seriellen Kommunikation	160
8.8	Analogeelektronik des Sensorkopfs	161
8.9	Elektronik des Datenloggerprototyps	161
8.10	Portable Komponenten des Prototyps	162
8.11	Trageposition auf einem Arbeitsschutzhelm	163
8.12	Übersicht über die Kommunikations- und Datenorganisationsstruktur des Meßsystems INPEDO	164
8.13	Aufbau der relationalen Datenbank von INPEDO (Hauptfenster)	165
8.14	PC-Software zur Analyse der Meßwerte: Frequenzanalyse und Vergleich mit Grenzwertkurven	167
9.1	Dreiachsiges Helmholtzspulensystem zur Kalibrierung	171
9.2	Modell des dreiachsigen Kalibriersystems	171
9.3	Kalibriereinrichtung für elektrische Felder (IEC833-Anordnung) und Feldsonde in Kalibrierposition	173
9.4	Äquipotentiallinien und Homogenitätsbereiche für ein ebenes Plattenfeld	174
10.1	Temperatureinfluß auf die Sensorkapazität	182
10.2	Einfluß der relativen Luftfeuchtigkeit auf die Sensorkapazität.	183
10.3	Testschaltung zur Untersuchung des Temperatur- und Feuchteinflusses des E-Feldsensors. Der Sensor selbst wird hier gemäß seinem Nortonschen Ersatzschaltbild angeschlossen.	184

10.4	Feuchteabhängigkeit der Sensorkopfelektronik	184
10.5	Frequenzgang eines E-Feldkanals	185
10.6	Rauschen des E-Feldkanals	186
10.7	Histogramm des Rauschens und Normalverteilung	187
10.8	Leistungsdichtespektrum des elektrischen Feldsensors	187
10.9	Isotropiemessung der E-Feldsonde in der Horizontalebene	189
10.10	Isotropieuntersuchung in der Vertikalebene	189
10.11	Frequenzgang des induktiven Sensors	191
10.12	Isotropieuntersuchung auf einem Drehteller	192
10.13	Freifeldmessung mit INPEDO	202
A.1	Schirmwirkung einer ein- und doppelseitig metallisierten Kunststoffhohlkugel . .	212
A.2	Schirmwirkung einer Kupferschicht hochfrequente elektromagnetische Felder . . .	213
A.3	Dämpfungscharakteristik verschiedener löt- und leitfähiger Beschichtungen	214
B.1	Einspeisung der elektrischen Verschiebungsströme auf der Kappenoberfläche eines Ellipsoiden	218
B.2	Mittlere Ladungsmenge auf den Elektroden in Abhängigkeit des Höhenwinkels .	224
D.1	Generator der Erregungsspannung am dreiachsigen Fluxgatesensor	227
D.2	Ein Kanal der Auswertelektronik des Fluxgatesensors	228
D.3	Versorgungs- und Ladeinheit des Datenloggers	229
D.4	Mikrocontollersystem des Datenloggers	230
D.5	Coulombzähler (True Gauge)	231
D.6	Antialiasingfilter	232
D.7	Eingangsstufen des E-Feldsensors	233
D.8	Integratoren als Eingangsstufen der B-Feldkanäle	234
E.1	Einteilung der Kugelschale in Sektoren und Dreibeinkonfiguration	235

Tabellenverzeichnis

1.1	Klassifikation von Systemen zur Felderfassung	5
1.2	Übersicht über portable Meßsysteme mit ähnlicher Zielsetzung	8
2.1	Feldüberhöhungen in der Umgebung einer Kugel, eines Würfels und Zylinders . .	21
2.2	Abstand von der Oberfläche eines störenden Körpers bei gegebener Abweichung vom Homogenfeld	21
2.3	Basisfrequenzbestimmung beim kapazitiven und induktiven Feldsensor	23
3.1	Makroskopische Wirkungen in Abhängigkeit der elektrischen Durchströmung . .	37
3.2	Wirkungen externer und interner elektrischer Felder	39
3.3	In geerdeten und ungeerdeten Personen induzierte Stromdichte	44
3.4	Kurzschlußströme geerdeter Spezies	45
3.5	Elektrische Eigenschaften verschiedener Organe für 100 Hz und deren Dichte . .	48
3.6	Modellkörper zur analytischen Beschreibung der Einwirkung vertikaler elektrischer und magnetischer Homogenfelder	50
3.7	Ellipsoide zur Modellierung der Einwirkung elektrischer und magnetischer Homogenfelder	51
3.8	Überhöhungsfaktoren und effektive Fläche für ein leitendes einen Normotyp repräsentierendes Ellipsoid	59
3.9	Oberflächenberechnung eines Normotyps mit Voll- und Halbellipsoid und der "Du-Bois" - Formel im Vergleich	60
4.1	Feldüberhöhungsfaktoren verschiedener leitfähiger Vollkörper	72
4.2	Richtungsabhängigkeit der Sensitivität	74
4.3	Induzierte Stromdichten innerhalb einer Person durch ein magnetisches 50 Hz-Feld unter verschiedenen Expositionsbedingungen	88
4.4	Induzierte Stromdichten für magnetische Flußdichten von 1 mT und 50 Hz jeweils für die drei Richtungen des Raumes	89
5.1	Meßprinzipien zur elektrischen Feldmessung	96
5.2	Vergleich eines D-Punkt mit einem E-Feldsensor	99
5.3	Vergleich einer Antenne mit einem kapazitiven Feldsensor	101
5.4	Erfassung des elektrischen Feldes mit kapazitiven Sensoren und Zusammenhänge zwischen Meßgröße und E-Feld	103
5.5	Optimierungskriterien einfacher Sensorformen	104
5.6	Konstruktionsprinzipien elektrostatischer Wandler und Sonden für Wechselfelder	107
5.7	Sensorparameter, um eine Grenzfrequenz von 5 Hz zu erreichen	113
7.1	Verschiedene Magnetfeldsensoren mit ihrem physikalischen Prinzip	130
7.2	Auf Eignung geprüfte Sensortypen	130
7.3	Ergebnis der Eignungsprüfung der untersuchten Magnetfeldsensoren (Teil 1) . . .	134
7.4	Ergebnis der Eignungsprüfung der untersuchten Magnetfeldsensoren (Teil 2) . . .	135
7.5	Vor- und Nachteile der Strom- und Spannungsmessung bei Induktionsspulen . . .	137
7.6	Parameter für ein orthogonales Sensorpulvensystem	138
7.7	Spezifikationen des verwendeten planaren Fluxgatesensors	142

7.8	Arbeitsschritte bei der Realisierung des dreiachsigen Fluxgatesensors	145
8.1	Anfragen an den Sensorkopf	153
8.2	Fehlercodierung des Statusbytes	160
9.1	Unsicherheiten der magnetischen Kalibriereinrichtung	175
9.2	Unsicherheiten der elektrischen Kalibriereinrichtung	176
9.3	Kalibrierfaktoren und verbleibende Unsicherheit der Prototypkleinserie	177
9.4	Streuung der Kalibrierfaktoren zwischen den verschiedenen Meßbereichen	178
9.5	Kalibrierfaktoren der E-Feldsensoren	178
9.6	Kalibrierfaktoren in den verschiedenen Meßbereichen	179
10.1	Fertigungsbedingte Kapazitätsstreuungen des Dreibeinsensors	188
10.2	Fertigungstoleranzen der Spulenparameter	190
10.3	Entwicklungsziele verglichen mit den Spezifikationen des Prototyps (Teil 1)	194
10.4	Entwicklungsziele verglichen mit den Spezifikationen des Prototyps	195
10.5	Entwicklungsziele verglichen mit den Spezifikationen des Prototyps (Teil3)	196
10.6	Entwicklungsziele verglichen mit den Spezifikationen des Prototyps (Teil 4)	197
10.7	Gestörte Feldstärken und Überhöhungsfaktoren (Arme nach unten)	200
10.8	Gestörte Feldstärken bei verschiedenen Positionen des rechten Arms (Person Nr. 1)	200
10.9	Parameter der Dosimeterträger, maximale Feldstärkeamplitude und Kurzschlußströme (gemessen und berechnet)	201
A.1	Eigenschaften technischer Kunststoffe zur Kondensatorherstellung	204
A.2	Eigenschaften von PVC und ABS	205
A.3	Grenzfrequenzen bei einseitiger Beschichtung	211
A.4	Grenzfrequenzen bei doppelseitiger Beschichtung	211
A.5	Leitfähigkeit und Permeabilität einiger Metalle	212
A.6	Leitfähigkeit von dünnen Schichten	212
E.1	Vollbesetzte Strukturmatrix	236

Sachverzeichnis

- Akkumulatoren
 - Kapazitätsmessung (True Gauge), 157
- Akzeptanz, 16
- Anforderungen
 - an das Dosimeter, 12
- Antennenlänge
 - wirksame, 99
- Aufgabenstellung, 11
- Batteriekapazität
 - Definition, 243
- Batteriemangement, 157
- Chemische Metallisierungsverfahren, 205
- Chronaxie, 40
- circadiane Periodik, 41
- Datenlogger
 - Aufbau und Realisierung, 151
- Dielektrizitätskonstante
 - relative (Permittivität) von Gewebe, 48
- Digitaler Signalprozessor (DSP), 24
- Dipolanordnung, 111
- Dosimeter
 - Definition, 247
 - elektromagnetisches, 3
 - magnetostatisches, 13
- Dosimetrie
 - allgemeine, 31
 - Definition, 243
 - elektromagnetischer Felder (allg.), 31
- Dosis
 - Äquivalentdosis, 31
 - Definition für hochfrequente Felder, 244
 - Definition für ionisierende Strahlung, 243
 - Energiedosis, 31
 - Teilkörperdosis, 31
- Dosis-Wirkungsmodell, 45
- Dosisbegriff
 - für niederfrequente Felder, 246
- Dosisgröße
 - Unterschied zu Expositionsgröße, 34
- Dosiskonzept, 44
- Dosisleistung
 - Definition, 246
- dosisrelevante Größe, 35
- Dreibeinkonfiguration, 113
- Dynamikproblem, 28
- E-Feldsensor
 - Eingangsstufe, 154
- Eindringtiefe
 - Äquivalente Leitschichtdicke, 207
- Einflußgrößen, 16
- Eingangsimpedanz, 100
- Einkopplung
 - elektrische und magnetische, 51
 - elektrolytische Zelle, 7
 - elektrooptische Messung, 7
 - elektrostatische Wandler, 105
- Ellipsoid
 - abgeplattetes Rotationsellipsoid, 49
 - allgemeines, 49
 - dielektrisches, 51
 - gestrecktes Rotationsellipsoid, 49
 - leitfähiges, 51
- EMDEX-II, 7
- Energiedosis, 31
- Energiedosisleistung, 33
- Energieversorgung, 156
- Epidemiologische Studien, 2
- Erdungsverhältnisse, 22
- Ersatzfeldstärke, 14
- Ersatzschaltbild
 - kapazitiver Sensor, 97
- Exposimeter
 - Definition, 247
 - magnetostatisches, 7
- Exposition
 - Definition, 247
- Fehlererkennung
 - Fehlercode, 160
- Feldüberhöhungsfaktor
 - durchschnittlicher (beim Menschen), 43
 - Ellipsoid, 58

- Feldberechnung
 - FE-Programm MAXWELL, 70
 - Methoden, 70
- Felder
 - hochfrequente, 33
- Feldintensitätsmessung, 110
- Feldmühle, 105
- Feldmessung
 - elektrische, 95
- Feldstärke
 - kummulative, 45
- Feldstärkeüberhöhung, 21
- Feldstärkemeßgerät, 3
 - Kalibrier- oder Referenzfeldstärkemeßgerät, 3, 21
 - portables, 7
- Fischer (1912), 81
- Fluxgatesensor, 138
 - Auswertelektronik, 146
 - Dreiachsiger Aufbau, 141
 - Fluxgateverfahren, 139
 - Saturationskern (Modellierung), 139
 - Sensorchip, 141
- Freifeldmessungen, 199
- Frequenz
 - Frequenzanalyse (FFT), 24
 - Frequenzbereichsforderung, 13
 - Informationsparameter, 23
- Frequenzanalyse
 - FFT, 166
- Frequenzmessung, 23
- Galvanisierung, 203
- Gauß (1775-1855), 81
- Gewebeleitfähigkeit, 47
- Grenzstromlinie, 100
- Grenzwert-Kommissionen, 243
- Grenzwerte, 1
- Hüllenfluß
 - Satz vom elektrischen Hüllenfluß, 55
- Halbkugelsonde, 110
- Handgerät, 3
- Harmonische
 - höhere, 15
- Helmholtzspule
 - Homogenität, 170
 - Zentralfeld, 170
- Helmholtzspulensysteme, 169
- hot spots, 33
- Hybridtechnik, 146
- Hyperthermie, 33
- ICNIRP, 2
- Indikatoren, 4
- Induktionsspule, 135
- Inhomogenitätsfaktor, 121
- Intensitätsbereich
 - Forderung, 13
- Inversion an einer Kugel, 120
- ionisierende Strahlung, 31
- IRPA, 1
- Isolationsspalt, 115
- Isotropie, 14, 102
- Körpermodell
 - anthropomorphes Volumenmodell, 70
 - isotropes, 47
- Körperstromdichten
 - Wirksamkeit, 36
- Kalibrierfaktoren, 177
- Kalibrierung, 169
 - Genauigkeit der Kalibriereinrichtungen, 172
 - Kalibriereinrichtung für elektrische Felder (IEC833), 172
 - Magnetfeldkalibrierung mit Helmholtzspulen, 169
 - Methoden, 169
- Kapazität
 - Eigenkapazität eines Kugelschalensegmentes, 124
 - Kugelkappe, 111
- Kapazitätsmaschine, 105
- kapazitive Feldsensoren, 95
- Kegelmodell, 43
- Kegelstumpf, 49
- Kelvin, Lord (Sir William Thomson), 120
- Klassifizierung der Meßsysteme, 3
- Konstruktionsprinzipien
 - elektrostatischer Wandler, 106
- Konzept von INPEDO, 17
- Koordinatensystem
 - Degeneriertes, bispärisches System, 216
 - kartesisches, 215
 - Kugelkoordinaten, 215
 - Toroidales Koordinatensystem, 215
- Kugel (sphere), 49
- Kugelsonde, 108
- Kurzschlußstrom
 - empirische Formel, 43

- Lösungskonzept
 - Energieversorgung, 26
- Ladekontrolle, 157
- Ladung, 40
- Ladungsmessung, 7
- Langzeitmessung
 - Forderungen der, 15
- Legendre Polynome, 122, 242
- Leitfähigkeit
 - dünnere Schichten, 211
- Leitlacke, 205
- Likelihood Funktion, 81
- Magnetfeldsensor
 - Fluxgatesensor (Saturationskernsonde), 132
 - Hallgenerator, 131
 - Induktionsspule, 132
 - magneto-resistiver Sensor, 132
 - Tunneldiodensensor, 131
- Magnetfeldsensoren
 - Nutzungsbereich, 27
 - verschiedene Arten, 130
- Materialgleichungen, 52
- Maximum-Likelihood-Schätzer, 84
- Maximum-Likelihood-Schätzung, 81
- Maxwell
 - James Clerk (1831 - 1879), 123
- Maxwellsche Gleichungen, 52, 206
- Meßgenauigkeit
 - Forderung, 15
- Meßgröße
 - Wahl von, 25
- Meßprinzipien
 - elektrische Feldmessung, 95
- Meßsystem
 - Struktur, 18
- Metallisierungsverfahren, 203
- Metallweste, 7
- Mikrocontroller, 24
- Mikrowellen, 33
- Minimumvarianzschätzer, 84
- Modellannahmen, 47
- Modellkörper, 49
- Monopolanordnung, 111
- Multisensorkonzept, 27
- nichtionisierende Strahlung, 32
- Normalverteilung, 82
- Nortonsches Theorem, 97
- Oberwellenanteile, 15
- Optische Übertragungsstrecke, 158
- Organdosis, 89
- Ort der Interaktion, 31
- Personendosimeter, 4
- Polarisationsanteil, 56
- Polarisationsmechanismen, 48
- Potentialfreie Übertragung, 158
- Potentialfreie Messung, 18
- Potentialmessung, 110
- Projektplanung, 28
- Protokoll
 - Übertragungsprotokoll, 159
- Proximity-Effekt, 124
- PSPICE-Simulation, 154
- Quantenenergie, 32
- Rückwirkung
 - bei E-Feldsensoren, 20
 - bei Magnetfeldsensoren, 22
 - erster und zweiter Ordnung, 20
- Rückwirkungsfaktor, 209
- Randstörungen, 115
- Reaktionszeit, 38
- Referenzfeldstärkemeßgerät, 7
- Reizparameter, 40
- Reizwirkungen, 40
- Relaxation, 48
- Resonanzeffekt, 33
- Richtungssensitivität
 - des Dosimeters, 72
 - im inhomogenen Körperfeld, 76
- Risikofaktor (OR), 2
- Schätzproblem, 83
- Schätzung
 - ungestörte Feldstärke, 78
- Schalenmodell, 72
- Schirmberechnungen, 206
- Schirmfaktor, 209
- Schirmmatrix, 209
- Schirmung, 22
- Schwellwerte, 44
- Sensorkopf
 - Aufbau und Realisierung, 151
- Separatrix, 100
- Software
 - Struktur, 163
- Spezifische Absorptionsrate (SAR), 33

Strukturmatrix, 83
Summenkriterium
 Superposition, 15
systematischer Fehler
 Korrekturmöglichkeit, 17

Teilkörperdosis, 31
Théveninsches Theorem, 97
Trageposition, 199
 Güte, 200
 Kopf, 76
 Thorax, 76

Vakuumbeschichtung, 203
Vektorbetrag, 14
Verschiebungsstrom, 95
Visible Man-Projekt, 87

Wärmegrundumsatz, 33
Warnfunktion, 17
Wechselwirkungen, 31
Wirbelstromkonstante, 207
wire code
 nach Wertheimer-Leeper, 2
wirksame Fläche, 100
 Definition, 247
Wirkungen
 Reizwirkungen, 40
 stochastische und nichtstochastische, 32
 thermische und athermische, 38
Wirkungen niederfrequenter Felder
 biologische, 42
Wirkungsebene, 31
Wirkungskette, 38

Zahlenformat, 165
Zylinder, 49
Zylindermodell, 43