

Jan Waldmann

Band 427

Messsysteme
zur Untersuchung einer
möglichen Beeinflussung
des Menschen durch
elektromagnetische Felder

**Messsysteme zur Untersuchung einer möglichen Beeinflussung
des Menschen durch elektromagnetische Felder**

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik der
Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktors der
Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

vorgelegt von
Jan Waldmann
geboren in Stuttgart

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. F. M. Landstorfer

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. K. Feser

Tag der Einreichung: 28. Juni 2002

Tag der mündlichen Prüfung: 19. Dezember 2002

Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart

2002

UFO Dissertation Band 427

Die Deutsche Bibliothek – CIP-Einheitsaufnahme
Ein Titeldatensatz für diese Publikation ist bei
Der Deutschen Bibliothek erhältlich.

Dissertation der Universität Stuttgart
D 93

Datum der mündlichen Prüfung: 19.12.2002

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. F. M. Landstorfer

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. K. Feser

UFO Atelier für Gestaltung & Verlag GbR · D-78476 Allensbach
Internet: www.ufo-verlag.de
Erste Auflage 2003 · Alle Rechte beim Autor
ISBN 3-935511-28-0

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart.

Herrn Professor Dr.-Ing. habil F. Landstorfer

möchte ich an dieser Stelle für die Aufnahme an seinem Institut, für die Überlassung des Themas und für die Anregungen und Diskussionen, die zu dieser Arbeit geführt haben, danken.

Herrn Professor Dr.-Ing. K. Feser

gilt mein Dank für die Übernahme des Mitberichts und das Interesse an meiner Arbeit.

Meinen Kollegen

Frau Dipl.-Ing. J. Kantz, Herrn Dipl.-Ing. N. Berger, Herrn Dipl.-Ing. L. Geisbusch,

Herrn Dr.-Ing. O. Ruoß und Herrn Dr.-Ing. W. Spreitzer sowie Herrn Dr.-Ing. R. Bitzer

möchte ich für die zahlreichen, sehr hilfreichen Diskussionen, Anregungen und Hilfestellungen danken.

Mein Dank gilt auch allen Mitarbeitern am Institut sowie allen Studierenden¹, die durch ihre Mitarbeit wertvolle Dienste geleistet haben.

Teile dieser Dissertation wurden von der Fa. Narda Safety Test Solutions, Pfullingen (ehem. Wandel & Goltermann, Eningen u.A.) sowie von der Forschungsgemeinschaft Funk e.V. gefördert. Für die gute Zusammenarbeit möchte ich allen Beteiligten danken.

Nicht zuletzt möchte ich meiner Frau Angela für ihren Zuspruch und ihre Unterstützung beim Entstehen dieser Arbeit danken.

1. T.Alber, P.Ansah, I.Dettmann, F.Ferreira, J.Grossmann, J.Hasan, F.Hettrich, H.Hille, S.Ioanou, J.Kantz, M.Klar, A.Köhler, M.Kuhn, M.Leibfritz, K.Linkenheil, H.Pries, J.Rapp, U.Schuhmacher, D.Schuieler, D.Schwarz, R.Sharavi, H.Siegmar, D.Sommer, M.Vogel, L.Waldmann, R.Wisniewski, D.Zimmermann

Welche Bewegung, welche Zahl, welchen Raum, welche Zeit man auch nehme,
es gibt immer noch Größeres und Kleineres.

So halten sie sich alle zwischen dem Nichts und dem Unendlichen
und bleiben dennoch von diesen äußersten Enden immer noch unendlich entfernt.

(Blaise Pascal, Pensées IX)

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung und Charakterisierung von Messsystemen zur Bestimmung einer möglichen Beeinflussung des menschlichen Körpers durch elektromagnetische Felder. Exemplarisch werden anhand von drei Beispielen Messsysteme vorgestellt, mit deren Hilfe diese mögliche Beeinflussung untersucht werden kann.

Dabei werden neben thermischen Wirkungen elektromagnetischer Wellen, also der Erwärmung des Gewebes auf Grund absorbierter Feldenergie, auch nicht-thermische Wirkungen, d.h. direkte Wirkungen elektromagnetischer Felder auf den menschlichen Organismus, und Wirkungen auf medizinische Hilfsgeräte (z.B. implantierte Herzschrittmacher) untersucht.

Nach einer Einführung in Kapitel 1 wird im Kapitel 2 eine grundsätzliche Beschreibung elektromagnetischer Felder und Wellen entwickelt, aus der die für diese Arbeit relevanten Eigenschaften elektromagnetischer Felder abgeleitet werden. Es werden die Zusammenhänge zwischen Nah- und Fernfeldern dargestellt sowie die Beschreibungen dieser Felder für messtechnische Zwecke.

Mit dieser für Messungen geeigneten Beschreibung elektromagnetischer Felder und Wellen im Hochfrequenzbereich (in dieser Arbeit werden nur Frequenzen oberhalb von 1 MHz betrachtet) werden in Kapitel 3 nationale und internationale Vorschriften und Normen zusammengefasst, die für die weitere Betrachtung von Wirkungen elektromagnetischer Wellen auf den Menschen von Bedeutung sind. Ebenso wird die Methode der Ersatzfeldstärken erläutert und im Zusammenhang mit normativen Vorgaben diskutiert.

Ausgehend von der grundsätzlichen Beschreibung elektromagnetische Felder und Wellen und den Forderungen, die sich aus den entsprechenden Normen und Vorschriften ergeben, werden in den sich anschließenden Kapiteln Messsysteme und Messungen vorgestellt, mit denen eine mögliche Beeinflussung des Menschen durch elektromagnetische Felder bestimmt werden sollen.

Gemäß der Unterteilung möglicher Wirkungen in thermische und nicht-thermische sowie Wirkungen auf Medizingeräte, die wiederum direkt den Menschen beeinflussen, wird in den Kapiteln 4 und 5 ein Messsystem entwickelt, mit dessen Hilfe einfach und genau elektrische und magnetische Feldstärken gemessen werden können. Mit diesem Messsystem können genaue

Informationen über die Art und v.a. die Stärke der möglicherweise gefährdenden elektromagnetischen Felder gewonnen werden und damit die thermische Wirkungen auf den Menschen ermittelt und gegebenenfalls vermieden werden. Besonderes Augenmerk wird neben der technischen Realisierung eines normgemäßen Messvorgangs auch auf eine mögliche Beeinflussung des Messvorgangs und des Messergebnisses durch den Anwender und das zu messende Signal selbst gelegt.

Als Beispiel eines Messsystems zur Bestimmung des Einflusses elektromagnetischer Felder auf Medizingeräte wird in Kapitel 6 ein im Menschen implantierter Herzschrittmacher untersucht. Dabei steht der Vorgang der Störeinkopplung eines äußeren Feldes in den im Menschen implantierten Herzschrittmacher im Vordergrund. Die tatsächliche Störbeeinflussung der Herzschrittmacher-Steuerung und die daraus resultierende mögliche Beeinflussung oder gar die Gefährdung des Herzschrittmacherpatienten muss jedoch auch von medizinischer Seite bewertet werden und wird in dieser Arbeit nicht untersucht.

Abschliessend wird in Kapitel 7 ein Messsystem bzw. ein Messaufbau vorgestellt, mit dem versucht wird, nicht-thermische Wirkungen von hochfrequenten Signalen (77 GHz) auf den Menschen und speziell das vegetative Nervensystem zu untersuchen. Neben den eingesetzten Messsystemen werden auch die Ergebnisse der durchgeführten Untersuchungen präsentiert und diskutiert.

Abstract

This thesis deals with the development and the characterisation of measurement systems of electromagnetic fields for the detection of possible influences on the human body .

Usually, possible effects are distinguished as thermal or non-thermal. The first describes absorption of electromagnetic power by human body tissue and its heating. This effect is well known and clearly described by suitable measurement procedures.

In the case of non-thermal effects, until now no reproducible effects have been described (or found). But nevertheless, especially in public discussions, worries about possible effects like cancer, insomnia, leukaemia or other diseases exist.

Additionally to this, the influence of electromagnetic fields on medical aids like cardiac pacemakers is investigated. This is strictly spoken a problem of electromagnetic compatibility between instruments and machines, which directly impacts human health (a negatively influenced pacemaker may be of immediate risk to the patient).

In this work, measurement systems and set-ups are presented to detect and - if possible - to quantify possible effects on the human organism.

Based on fundamentals of electromagnetic field theory, a suitable description of these fields is derived. For evaluation of these fields, current safety limits of both national and international institutions and their requirements for measurements are presented.

In case of thermal effects, absorption of electromagnetic fields and heating of human tissue are well known and described by safety regulations. Therefore this work was focused on the development of a precise and nevertheless easy to use measurement device, which enables an untrained user to check the safety status in terms of corresponding national or international safety limits.

By using resistively loaded dipoles and loop antennas, a measurement device (complying with the above requirements - precise and easy measurements -) was developed. Unlike conventional broadband field probes with a flat frequency response, this device utilizes specially loaded dipoles with a specific frequency response which enables a safety limit check without an explicit frequency measurement. By utilizing the distinguished frequency response of the

field sensor, it is possible to calculate the difference to the safety limit for a broad frequency range and even for a mix of several signals of different frequencies. To further improve the results of these measurements, possible measurement influences caused by the environment or by improper set-up of the device were taken into account. Considering these influences, an assessment of the achieved results is possible.

Currently in Germany the discussion about re-evaluating safety limits concerning the interference of cardiac pacemakers by radio signals of a frequency range between 50 MHz and 500 MHz is going on. For this purpose a suitable coupling model based both on measurements and numerical computations was developed. In this work, the measurement set-up and the results of the corresponding measurements are presented. In order to compare the measurements with numerical calculations, some results of the computations are presented. Since it is not possible to measure the interference signal at the input of an implanted pacemaker in a patient (without risking the patient's health), a human body model, a so-called phantom was utilized for these measurements to simulate the electromagnetic properties of the human body. The phantom consists of an epoxy resin filled shell containing a specifically designed solution consisting of water, sucrose and sodium chloride. Inside the phantom a specially developed model of a pacemaker with a sensitive input amplifier and voltage measurement unit was implanted. With this set-up it is possible to measure the interference of a pacemaker at the input location in an environment comparable to the human body. The results of measurements using radiation sources in close proximity to the phantom as well as far-field sources producing an incident plane wave are presented.

The present safety limits consider only thermal effects, but the public more and more does not preclude possibilities of non-thermal effects on the human body such as headache, insomnia or - much worse - cancer. In the current public opinion it is feared that even very low field strengths might cause these non-thermal effects. Due to very low field strengths, a statistical evaluation of a sufficiently large number of subjects needs to be chosen to detect small and rare effects.

This section regarding non-thermal effects on the human body is based on a provocation study. The goal was to determine if signals in the microwave frequency range (a frequency of 77 GHz was regarded) can cause effects on the vegetative nervous system of the human body. For this purpose 50 people were exposed to an intensity of 0.3 mW/cm^2 . By recording and a subsequent statistical analysis of essential properties of the vegetative nervous system (e.g. pulse, blood pressure, skin conductivity), it was possible to detect any effects, if they exist at all. The

development and calibration of the measurement set-up as well as the basic idea of the statistical analysis are presented. Finally, the results of the exposure experiment are shown. The experiment showed that no effect, which means no measurable change of the observed properties within very small ranges, could be detected. For example, this means that a small pulse rate change of ± 0.6 beats/min could be detected as statistically significant.

In summary the data show that in this case (at a frequency of 77 GHz and an intensity of 0.3 mW/cm^2) an effect on the vegetative nervous system can be neglected.

Inhalt

Zusammenfassung	VII
Abstract	IX
Formelzeichen- und Abkürzungsverzeichnis	XVII
1. Einführung	1
2. Beschreibung elektromagnetischer Felder und Wellen	
2.1 Maxwellsche Gleichungen	3
2.2 Das elektromagnetische Feld im Freiraum	4
2.3 Die Quellen elektromagnetischer Felder und der Hertzsche Vektor	4
2.4 Der Hertzsche Dipol	5
2.5 Das Nahfeld des Hertzschen Dipols	6
2.6 Fernfeld des Hertzschen Dipols	6
2.7 Die Wellengleichungen	7
2.8 Lösungen der Wellengleichungen im freien Raum - Die ebene Welle	8
2.9 Die Leistungsdichte und der Poynting-Vektor	8
3. Normen und Vorgaben zur Messung elektrischer und magnetischer Felder	
3.1 Grundsätzliche Vorgaben	11
3.2 Regelungen für Deutschland und Europa	12
3.3 Regelungen für USA	13
3.4 Regelungen für Australien	14
4. Einsatz von Antennen zur Feldstärkemessung	
4.1 Antennen als Wellentypwandler	15
4.2 Linearantennen als Sensoren für das elektrische Feld	16
4.3 Schleifenantennen als Sensoren für das magnetische Feld	19
4.4 Sonstige Bauformen	21
4.5 Aktive Systeme	21
4.6 Kalibrierung von Antennen zur Feldstärkemessung	23

5.	Thermische Wirkungen - Messung hochfrequenter elektrischer und magnetischer Felder	
5.1	Thermische Wirkungen elektromagnetischer Felder	27
5.2	Realisierung von passiven Sonden mit konstantem Frequenzgang	29
5.2.1	Theorie	29
5.2.2	Technologische Realisierung	31
5.2.3	Stand der Technik	34
5.3	Realisierung von passiven Sonden mit angepasstem Frequenzgang	36
5.3.1	Grundidee	36
5.3.2	Numerische Feldberechnung	37
5.3.3	Vermessung der Einzelsensoren	39
5.3.4	Gesamtsystem eines Strahlungsmonitors	40
5.4	Beeinflussung des Messvorgangs	41
5.4.1	Mögliche Einflüsse auf das Messergebnis	41
5.4.2	Beeinflussung des Messergebnisses durch die Modulationsart des Messsignals und durch Mehrtonsignale	42
5.4.3	Beeinflussung des Messergebnisses durch den Anwender und die Umgebung	50
6.	Wirkungen auf medizinische Hilfsgeräte - Bestimmung der Stör- einkopplung in Herzschrittmacher	
6.1	Problemstellung	59
6.2	Beeinflussungsmodell	62
6.3	Entwicklung des Kopplungsmodells durch Berechnungen an exemplarischen Szenarien	63
6.3.1	Die verwendeten Körpermodelle und ihre dielektrischen Eigen- schaften	63
6.3.2	Geometrische Anordnung des Herzschrittmachers im Körpermodell ..	65
6.3.3	Anregungen und Antennentypen	67
6.3.4	Nahfeld-Berechnungsergebnisse	68
6.3.5	Fernfeld-Berechnungsergebnisse	70

6.4	Überprüfung des Kopplungsmodells anhand vergleichender Messungen	71
6.4.1	Bestimmung der Eingangsimpedanz von handelsüblichen Herzschrittmachern	72
6.4.2	Entwicklung des Mess-Herzschrittmachers	73
6.4.3	Kalibrierung der Messherzschrittmacher	78
6.4.4	Aufbau des Körpermodells und Nachbildung der dielektrischen Eigenschaften	79
6.4.5	Ergebnisse der vergleichenden Messungen	80
6.5	Diskussion	84

7. Nicht-thermische Wirkungen - Bestimmung möglicher Wirkungen von Mikrowellen auf das vegetative Nervensystem

7.1	Problemstellung	87
7.2	Mögliche Wirkungsmechanismen und ihre Beschreibung	88
7.3	Medizinische Randbedingungen	89
7.4	Überwachungsparameter	90
7.5	Versuchsaufbau und Ablauf der Untersuchung	92
7.6	Statistische Methodik und Auswertung	96
7.7	Ergebnisse und Wertung	99

Anhang

Approximationspolynome für die Nahfeldstörspannung	105
Literatur	106
Lebenslauf	109

Formelzeichen- und Abkürzungsverzeichnis

Lateinische Zeichen

A	Befeldungsfläche	m ²
a	Dämpfung	dB
$a_{Freiraum}$	Freiraumdämpfung	dB
B	magnetische Induktion	T
C	Kapazität	F
C_A	Kapazität einer Antenne	F
c	Messparameter	
D	elektrische Verschiebung	C/m ²
D	Matrix der Differenzwerte $D_{c,k}$	
$D_{c,k}$	Differenz der Messwerte k des Parameters c zwischen Intervall 1 und 2	div.
d	Abstand	m
E	elektrische Feldstärke	V/m
E	Matrix der Abweichungen $e_{c,i,k}$	
E_{mess}	zu messende elektrische Feldstärke	V/m
E_i	Amplitude der elektrischen Feldstärke der i-ten Frequenzlinie bei Mehrtonsignalen	V/m
$E_{stör}$	elektrische Störfeldstärke	V/m
F_E	Transferfaktor für das elektrische Feld	1/m
$e_{c,i,k}$	zufällige Abweichung des Messwerts k des Parameters c im Intervall i	div.
f	Frequenz	Hz
f_{cal}	Kalibrationsfrequenz	Hz
H	magnetische Feldstärke	A/m
H(f)	Übertragungsfunktion	
H_0	Nullhypothese	
H_1	Gegenhypothese	
$H_{resultierend}$	resultierendes magnetisches Feld	A/m
I_0	Stromsegment	A
I_{ind}	induzierter Strom	A

i	Messintervall	
J	elektrische Volumenstromdichte	A/m^2
k	log. k-Faktor, Wandlungsfaktor einer Antenne	<i>div.</i>
K	lin. K-Faktor, Wandlungsfaktor einer Antenne	<i>div.</i>
k_i	log. k-Faktor der Antenne i	dB
$k_{i,j}$	kombinierter log. k-Faktor der Antennen i und j	dB
k_r	log. k-Faktor der Empfangsantenne	dB
k_t	log. k-Faktor der Sendeantenne	dB
k_x	log. k-Faktor der Antenne für x-Koordinaten	dB
k_y	log. k-Faktor der Antenne für y-Koordinaten	dB
k_z	log. k-Faktor der Antenne für z-Koordinaten	dB
l	Dipollänge	m
l_0	Längensegment	m
M_c	Messwert des Messparameters c	<i>div.</i>
n	Anzahl der Schleifenwindungen	
P_0	Sendeleistung	W
P_r	Leistung am Fußpunkt der Empfangsantenne	V
R	Widerstand	Ω
R_A	Widerstand einer Antenne	Ω
R_L	Lastwiderstand	Ω
R_{\square}	Flächenwiderstand	Ω/m^2
r	Befeldungsabstand	m
\vec{r}'	Ortsvektor des Aufpunktes	
S	Leistungsdichte	W/m^2
SAR	spezifische Absorptionsrate	W/kg
S_{peak}	Leistungsdichte (Spitzen-Wert)	W/m^2
\vec{S}	Poynting-Vektor (Leistungsflussdichte)	W/m^2
T	Transmissionsdämpfung	dB
t	Zeit	s
U	Spannung	V
U_{aus}	Spannung am Ausgang	V
U_{ein}	Spannung am Eingang	V
U_{pp}	Störspannung (Spitze-Spitze-Wert)	V
V	Volumen	m^3

X, X_1, X_2	Maskierungsmatrizen	
Z	Impedanz	Ω
Z_e	Impedanz der Elektrode	Ω
Z_{F0}	Feldwellenwiderstand des freien Raums	Ω
Z_L	Lastimpedanz	Ω
$Z_{\text{Verstärker}}$	Eingangsimpedanz des Verstärkers	Ω

Griechische Zeichen

$\alpha_{c,i}$	Ermüdungseinfluss auf Messparameter c im Intervall i	
β_c	Befeldungseinfluss auf Messparameter c	
β_0	Ausbreitungskonstante des freien Raums	
Δ	Achsenabschnitt der Verteilungsfunktion	<i>div.</i>
$\tan \delta_\epsilon$	dielektrischer Verlustwinkel	
ϵ	Dielektrizitätszahl	Vs/Am
ϵ_0	Dielektrizitätszahl des freien Raums	Vs/Am
κ	elektrische Leitfähigkeit	S/m
λ	Wellenlänge	m
μ	Permeabilitätszahl	As/Vm
μ_0	Permeabilitätszahl des freien Raums	As/Vm
μ_c	Mittelwert der Messwerte des Messparameters c	<i>div.</i>
Φ	magnetischer Fluss	Wb
φ	Azimutwinkel	grad
φ_{3dB}	äquivalenter 3dB-Öffnungswinkel (Azimut)	grad
Π	elektrischer Hertz'scher Vektor	
Ψ	Matrix der Einflussgrößen $\alpha_{c,i}$ und β_c	
ρ	elektrische Raumladungsdichte	C/m ³
σ	elektrische Leitfähigkeit	S/m
σ	Signifikanzniveau	
τ	Zeitkonstante	s
ϑ	Elevationswinkel	grad
ϑ_{3dB}	äquivalenter 3dB-Öffnungswinkel (Elevation)	grad
ω	Kreisfrequenz	1/s

Abkürzungen

ANSI	American National Standardisation Institute
AS/NZS	Australian Standard/New Zealand Standard
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
CMOS	komplementäre MOS-Technik
DIN	Deutsche Industrie Norm
EIRP	effektive isotrope abgestrahlte Leistung
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMVU	Elektromagnetische Umweltverträglichkeit
ETSI	European Telecommunication Standardization Institute
FET	Feldeffekttransistor
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM-Band	reservierter Frequenzbereich für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Anwendungen(z.B. 27,12 MHz, 433,9 MHz, 2,45 GHz)
ISO	International Standardisation Organisation
MOS	Metall-Oxid-Halbleiter
SAR	Spezifische Absorptionsrate
SMD	Surface Mounted Devices (Oberflächenmontierte Bauelemente)
VDE	Verband deutscher Elektrotechniker

1. Einführung

Mit zunehmendem Einsatz elektromagnetischer Felder und Wellen in fast allen Lebensbereichen der Gesellschaft werden neben der technischen Nützlichkeit dieser Felder zunehmend auch mögliche Wechselwirkungen mit dem menschlichen Körper diskutiert. Über eine schadlose Beeinflussung des Organismus hinaus werden auch Gefährdungen, Schädigungen bis hin zu irreversiblen Veränderungen befürchtet.

Nach aktuellem Stand der Forschung auf diesem Teilgebiet der *elektromagnetischen Verträglichkeit*, der sogenannten EMVU (Elektromagnetische Verträglichkeit - Umwelt) werden im höheren Frequenzbereich (Frequenzen zwischen 1 MHz und 300 GHz) prinzipiell zwei mögliche Wirkungen dieser Felder unterschieden:

- thermische Wirkungen,
- nicht-thermische Wirkungen.

Thermische Wirkungen beruhen auf der Absorption der Feldenergie im menschlichen Körpergewebe und der daraus resultierenden Erwärmung. Dieser Vorgang kann nach heutigem Wissensstand gut beschrieben werden, z.B. mittels Einführung der spezifischen Absorptionsrate (SAR - *specific absorption rate*).

Dagegen beschreiben nicht-thermische Wirkungen die direkte Einflussnahme der elektromagnetischen Felder bzw. ihrer Feldenergie auf den menschlichen Körper ohne den „Umweg“ einer vorherigen Wärmeerzeugung. Man könnte sich z.B. eine direkte Einkopplung elektrischer Felder in Nervenenden vorstellen, die dann per Nervenleitung nicht-körpereigene Signale ans Gehirn weiterleiten und so den menschlichen Organismus beeinflussen.

Eine Sonderrolle in der eingeführten Unterteilung der möglichen Wirkungen in thermische und nicht-thermische Wirkungen spielen Wirkungen, die über medizinische Hilfsgeräte (z.B. Herzschrittmacher oder sonstige Implantate) vermittelt werden. Hier liegt streng genommen ein geräte-technisches EMV-Problem (EMVG - Elektromagnetische Verträglichkeit - Geräte) vor, weil z.B. der Herzschrittmacher als technisches Gerät von einer einkoppelnden elektromagnetischen Welle ausser Betrieb gesetzt wird. Die sich daraus unmittelbar ergebende Gefahr für den Menschen rechtfertigt aber die Behandlung dieser Wirkungen im Teilgebiet der EMVU (Elektromagnetische Verträglichkeit - Umwelt). Zudem wird dies sowohl in der nationalen als auch internationalen Normung so gehandhabt.

In dieser Arbeit sollen Konzepte und Messsysteme vorgestellt werden, mit deren Hilfe mögliche Wechselwirkungen gefunden werden können oder - sofern schon gefunden - vermieden werden können.

Aufgrund zahlreicher Untersuchungen können für den Bereich der *thermischen Wirkungen* relativ gesicherte Grenzwerte angegeben werden, so dass zur Bewertung der Gefahr von thermischen Wirkungen eine entsprechende Feldstärkemessung ausreichend ist. Hier steht die Entwicklung präziser und einfacher Messsysteme im Vordergrund sowie die Elimination von Messfehlern.

Im Bereich der *Wirkungen über medizinische Hilfsgeräte* besteht allerdings noch immer Handlungsbedarf. So sind nur in bestimmten Frequenzbereichen komplette Kopplungsmodelle (siehe Abschnitt 6.2) verfügbar, und auch diese bedürfen einer Überprüfung und Validierung.

Für den Bereich der *nicht-thermischen Wirkungen* können noch überhaupt keine Kopplungs- oder Wirkungsmodelle angegeben werden, auch die nationale und internationale Normung berücksichtigt zur Zeit derartige Effekte und Wirkungen nicht. Trotzdem ist v.a. in der Öffentlichkeit eine gewisse Unsicherheit und latente Furcht vor derartigen Wirkungen vorhanden. Auf Grund der zahlreichen vorstellbaren Wirkungsmechanismen kann im Rahmen einer Studie nur ein sehr begrenzter Wirkungsbereich untersucht werden. Hier bietet sich die Untersuchung der Reaktionen des vegetativen Nervensystems an, da dieses innerhalb des menschlichen Körpers die meisten lebensrelevanten Funktionen steuert und zudem relativ autonom reagiert, d.h. es ist relativ unabhängig von der bewussten Einflussnahme durch den Menschen.

2. Beschreibung elektromagnetischer Felder und Wellen

2.1 Maxwell'sche Gleichungen

Die Maxwell'schen Gleichungen bilden die Grundlage der Elektrodynamik. In differentieller Form sind sie gegeben durch:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (2.4)$$

Die Materialeigenschaften liefern zusätzlich zu den Gleichungen (2.1) - (2.4) einen Zusammenhang zwischen der magnetischen Induktion \vec{B} und der magnetischen Feldstärke \vec{H} sowie zwischen der dielektrischen Verschiebung \vec{D} und der elektrischen Feldstärke \vec{E} . Für die Betrachtung von homogenen, linearen und isotropen Medien mit der Dielektrizitätszahl ϵ und der Permeabilität μ gelten die Beziehungen

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (2.6)$$

Das ohmsche Gesetz nach Gleichung (2.7) liefert den Zusammenhang zwischen der Volumendichte \vec{J} und der elektrischen Feldstärke \vec{E} über die spezifische Leitfähigkeit κ :

$$\vec{J} = \kappa \vec{E} \quad (2.7)$$

2.2 Das elektromagnetische Feld im Freiraum

Für die Betrachtung der Wechselwirkungen zwischen elektromagnetischen Feldern und dem Menschen ist in fast allen zu betrachtenden Fällen die Beschreibung des freien Raums sinnvoll. Die Dielektrizitätszahl ϵ und die Permeabilität μ gehen in die Dielektrizitätszahl des freien Raums ϵ_0 bzw. der Permeabilitätszahl μ_0 über.

Des Weiteren können alle in der Hochfrequenztechnik auftretenden Signale mit Hilfe der Fourier-Transformation durch eine (unendliche) Summe von sinusförmigen Signalen dargestellt werden, so dass sich mit Hilfe der komplexen Schreibweise unter Annahme einer Zeitabhängigkeit der Form $e^{j\omega t}$ die Gleichungen (2.1) - (2.4) darstellen lassen:

$$\operatorname{rot} \vec{h} = \vec{j} + j\omega\epsilon_0\vec{e} \quad (2.8)$$

$$\operatorname{rot} \vec{e} = -j\omega\mu_0\vec{h} \quad (2.9)$$

$$\operatorname{div} \vec{h} = 0 \quad (2.10)$$

$$\operatorname{div} \vec{e} = \frac{1}{\epsilon_0}\rho \quad (2.11)$$

2.3 Die Quellen elektromagnetischer Felder und der Hertzsche Vektor

Unter Anwendung der Tatsache, dass $\operatorname{div} \operatorname{rot} \vec{H} = 0$ für beliebige \vec{H} gilt, ergibt sich durch Bilden der Divergenz von Gleichung (2.8) mit Gleichung (2.11) die Kontinuitätsgleichung, welche die Ladungserhaltung beschreibt:

$$\operatorname{div} \operatorname{rot} \vec{h} = \operatorname{div} \vec{j} + j\omega\rho = 0 \quad (2.12)$$

Die Ursachen elektromagnetischer Felder, wie sich aus den Gleichungen (2.8) und (2.11) ersehen lässt, sind die elektrische Volumenstromdichte \vec{j} und die elektrische Raumladungsdichte ρ . Aufgrund der Kontinuitätsgleichung (2.12) genügt es, sich auf die elektrische Volumenstromdichte \vec{j} zu beschränken.

Durch Einführung des Hertzschen Vektors $\vec{\Pi}$ können die Maxwell'schen Gleichungen erfüllt werden. Dazu muss $\vec{\Pi}$ wie folgt definiert sein:

$$\vec{h} = j\omega\epsilon_0 \cdot \operatorname{rot} \vec{\Pi} \quad (2.13)$$

Aus dem Hertzschen Vektor kann dann die elektrische Feldstärke \vec{e} bestimmt werden. Im freien Raum, d.h. keine Raumladungen und kein leitfähiges Medium, gilt:

$$\vec{e} = \text{grad div } \vec{\Pi} + \beta_0^2 \cdot \vec{\Pi} \quad (2.14)$$

β_0 bezeichnet dabei die Ausbreitungskonstante des freien Raumes $\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$. Aus einer bekannten räumlichen Verteilung der Volumenstromdichte \vec{j} kann der Hertzsche Vektor $\vec{\Pi}$ im Punkt \vec{r} durch Integration über das Volumen V' der Volumenstromdichteverteilung, also der Quelle, bestimmt werden.

$$\vec{\Pi}(\vec{r}) = \frac{1}{j\omega\epsilon_0 4\pi} \cdot \iiint_{V'} \vec{j}(\vec{r}') \frac{e^{-j\beta_0|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dV' \quad (2.15)$$

Dabei bezeichnet \vec{r}' den Ortsvektor der Quellen.

2.4 Der Hertzsche Dipol

Mit Hilfe des Hertzschen Vektors $\vec{\Pi}$ kann unter der Annahme eines infinitesimal kurzen Stromsegments der Länge l_0 und der konstanten Strombelegung I_0 der Hertzsche Dipol entwickelt werden. Aus Gleichung (2.15) erhält man:

$$\vec{\Pi}_d = \frac{1}{j\omega\epsilon_0 4\pi} I_0 l_0 \frac{e^{-j\beta_0 r}}{r} \quad (2.16)$$

Die Richtung des Hertzschen Vektors $\vec{\Pi}$ stimmt mit der Dipolachse überein. Damit können mit Hilfe der Gleichungen (2.13) und (2.14) die elektrischen und magnetischen Felder eines in vertikal (z-Richtung) orientierten Dipols in Kugelkoordinaten wie folgt abgeleitet werden:

$$H_\varphi = \frac{j\beta_0 I_0 l_0 \sin(\vartheta)}{2\pi r} \left[1 + \frac{1}{j\beta_0 r} \right] e^{-j\beta_0 r} \quad (2.17)$$

$$E_r = Z_{F0} \frac{I_0 l_0 \cos(\vartheta)}{2\pi r^2} \left[1 + \frac{1}{j\beta_0 r} \right] e^{-j\beta_0 r} \quad (2.18)$$

$$E_\vartheta = jZ_{F0} \frac{\beta_0 I_0 l_0 \sin(\vartheta)}{4\pi r} \left[1 + \frac{1}{j\beta_0 r} - \frac{1}{\beta_0 r^2} \right] e^{-j\beta_0 r} \quad (2.19)$$

Mit Hilfe des Hertzschen Dipols, der das Feld eines elementaren Stromsegments beschreibt, können die Felder eines beliebigen stromführenden Leiters durch die Überlagerung der entsprechenden Hertzschen Dipole beschrieben werden.

2.5 Das Nahfeld des Hertzschen Dipols

Werden die Felder eines Hertzschen Dipols in seiner unmittelbaren Nähe betrachtet, d.h. $\beta_0 r \ll 1$, so können die Gleichungen (2.17) - (2.19) vereinfacht werden:

$$\varphi \approx \frac{I_0 l_o \sin(\vartheta)}{2\pi r^2} e^{-j\beta_0 r} \quad (2.20)$$

$$E_r \approx Z_{F0} \frac{I_0 l_o \cos(\vartheta)}{j2\pi\beta_0 r^3} e^{-j\beta_0 r} \quad (2.21)$$

$$E_\vartheta \approx Z_{F0} \frac{I_0 l_o \sin(\vartheta)}{j4\pi\beta_0 r^3} e^{-j\beta_0 r} \quad (2.22)$$

Man erkennt, dass die elektrischen Feldstärken E_r und E_ϑ um 90° phasenverschoben sind gegenüber der magnetischen Feldstärke φ . Das Nahfeld eines Hertzschen Dipols ist daher ein reines Blindfeld.

2.6 Fernfeld des Hertzschen Dipols

In großer Entfernung vom Hertzschen Dipol, d.h. $\beta_0 r \gg 1$ können die magnetische Feldstärke φ und die elektrischen Feldstärken E_r und E_ϑ ebenfalls vereinfacht werden:

$$H_\varphi \approx \frac{j\beta_0 I_0 l_o \sin(\vartheta)}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \quad (2.23)$$

$$E_r \approx 0 \quad (2.24)$$

$$E_\vartheta \approx jZ_{F0} \frac{\beta_0 I_0 l_o \sin(\vartheta)}{4\pi r} e^{-j\beta_0 r} \quad (2.25)$$

Die radiale Komponente der elektrischen Feldstärke verschwindet im Fernfeld. Die verbleibenden Komponenten von magnetischem und elektrischem Feld stehen sowohl senkrecht aufeinander als auch senkrecht zur Ausbreitungsrichtung r . Im Unterschied zum Nahfeld sind sie jetzt in Phase und unterscheiden sich nur in einem konstanten Faktor, dem Feldwellenwiderstand Z_{F0} des freien Raums.

2.7 Die Wellengleichungen

Wird von Gleichung (2.2) die Rotation gebildet, so erhält man mit Hilfe von (2.1) und (2.6):

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \operatorname{rot} \vec{B} = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{rot} \vec{H} = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \quad (2.26)$$

Unter der Verwendung der Beziehung $\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{E} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{E} - \Delta \vec{E}$ und der Gleichung (2.7) erhält man:

$$\Delta \vec{E} - \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{E} = \mu \kappa \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.27)$$

Analog erhält man aus Gleichung (2.1) unter Verwendung von (2.2), (2.3) und (2.7)

$$\Delta \vec{B} = \mu \kappa \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (2.28)$$

Die Gleichungen (2.27) und (2.28) sind die sogenannten Wellengleichungen für \vec{E} und \vec{H} in ihrer für homogene Medien allgemeinsten Form.

Im freien Raum ($\epsilon = \epsilon_0$, $\mu = \mu_0$, $\kappa = 0$ und $\rho = 0$) vereinfachen sie sich zur den speziellen Wellengleichungen des freien Raums:

$$\Delta \vec{E} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.29)$$

$$\Delta \vec{B} = \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (2.30)$$

Man erhält die spezielleren Wellengleichungen im freien Raum.

2.8 Lösungen der Wellengleichungen im freien Raum - Die ebene Welle

Die einfachste Lösung der Wellengleichungen des freien Raums nach (2.29) und (2.30) stellt die ebene Welle dar. Die elektrischen und magnetischen Feldkomponenten einer sich in positiver z-Richtung ausbreitenden ebenen Welle lauten:

$$\vec{e} = \begin{bmatrix} E_0 \cos(\omega t - kz + \varphi) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$\vec{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{Z_{F0}} \cos(\omega t - kz + \varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Man sieht, dass elektrisches und magnetisches Feld jeweils nur eine Feldkomponente besitzen und diese Komponenten sowohl zueinander als auch bezogen auf die Ausbreitungsrichtung senkrecht stehen. Ausserdem sind elektrisches und magnetisches Feld in Phase und unterscheiden sich nur durch den Faktor Z_{F0} .

2.9 Die Leistungsdichte und der Poynting-Vektor

Im vorigen Kapitel 2.8 wurde als einfachstes Beispiel eine sich in z-Richtung ausbreitende ebene Welle eingeführt. Allgemein lässt sich die Ausbreitungsrichtung einer elektromagnetischen Welle mit Hilfe des Poynting-Vektors \vec{S} beschreiben. Dieser ist wie folgt definiert:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.33)$$

In einem monofrequenten, periodischen Wellenfeld beschreibt der Endpunkt dieses Vektors allgemein eine Ellipse im Raum.

Im Wellenfeld einer ebenen Welle nach (2.31) und (2.32) ergibt sich dagegen

$$\vec{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E_x \cdot H_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E_0^2}{Z_{F0}} \cos^2(\omega t - kz + \varphi) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Der Betrag des Poynting-Vektors \vec{S} heißt Leistungsdichte S . Alternativ wird auch der Begriff der Energieflussdichte verwendet. Für die ebene Welle ergibt sich damit:

$$S = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_0^2}{Z_{F0}} = \frac{1}{2} \cdot Z_{F0} H_0^2 \quad (2.35)$$

d.h. zur Berechnung der Leistungsdichte, also der transportierten Energie einer ebenen Welle im freien Raum, ist die Kenntnis des Betrags der elektrischen oder magnetischen Feldstärke ausreichend.

3. Normen und Vorgaben zur Messung elektrischer und magnetischer Felder

3.1 Grundsätzliche Vorgaben

Im vorherigen Abschnitt 2.9 wurde gezeigt, dass eine elektromagnetische Welle stets Energie transportiert. Diese transportierte Energie kann, sofern sie in ein entsprechendes Material eindringt, dort Wirkungen hervorrufen. Indem sie z.B. in einem Material absorbiert wird, findet dort eine teilweise oder vollständige Umwandlung der Feldenergie in Wärmeenergie statt. Diese Wärmeenergie bewirkt eine Erhöhung der Temperatur des Materials. Dieser Vorgang tritt bei allen verlustbehafteten Materialien auf, d.h. im Besonderen auch im menschlichen Körper. Ziel der Normen bezüglich des Schutzes von Personen, die sich im Bereich von elektrischen, magnetischen oder elektromagnetischen Feldern aufhalten, besteht also darin, die resultierende Erwärmung soweit zu reduzieren, dass schädliche Wirkungen ausgeschlossen werden können.

Hierzu werden in den jeweiligen Normen sogenannte Basisgrenzwerte (basic restrictions) festgelegt, die die sogenannte spezifische Absorptionsrate (SAR) festlegen. Diese bezieht die absorbierte Leistung auf eine bestimmte gemittelte Körpermasse (meist 1g oder 10g). Für niedrige Frequenzen (üblicherweise unterhalb 1 MHz) tritt an die Stelle der Erwärmung durch die Absorption der Energie der elektromagnetischen Welle die Erwärmung durch induzierte Ströme. Daher ist für niedrige Frequenzen der Basisgrenzwert über die maximal zulässige Körperstromdichte definiert.

Da beide Basiswerte (SAR-Wert und Körperstromdichte) allerdings nicht oder nur sehr aufwendig zu messen sind, wurden für die Praxis zusätzlich die sogenannten abgeleiteten Grenzwerte (reference levels) für die elektrische und magnetische Feldstärke bzw. für die elektromagnetische Leistungsflussdichte definiert. Diese sind so definiert, dass beim Einhalten der abgeleiteten Grenzwerte die Basisgrenzwerte sicher nicht überschritten werden. Dabei lassen die jeweiligen Normen es aber zu, dass die abgeleiteten Grenzwerte überschritten werden, sofern sichergestellt und nachgewiesen ist, dass die Basisgrenzwerte nicht überschritten werden. Dies wird z.B. bei der Zulassung von Mobiltelefonen in Anspruch genommen, da die elektrischen Feldstärken in unmittelbarer Nähe der Antenne durchaus die abgeleiteten Grenzwerte überschreiten. Es wird aber in umfangreichen Messungen nachgewiesen, dass der SAR-Grenzwert nicht überschritten wird.

Dieses Vorgehen der Definition von Basisgrenzwerten und abgeleiteten Grenzwerten wurde von der ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) als unabhängige wissenschaftliche Kommission eingeführt und in [10] veröffentlicht. Praktisch alle nationalen und internationalen Normen bezüglich des Schutzes vor elektromagnetischen Feldern basieren auf den von der ICNIRP entwickelten Empfehlungen bzw. werden aktuell dahingehend überarbeitet. Die ICNIRP als wissenschaftliche Kommission berücksichtigt allerdings nur publizierte und wissenschaftlich gesicherte Ergebnisse über mögliche Wirkungen und Gefährdungen, die von elektromagnetischen Feldern ausgehen.

Da allerdings bisher noch keine Anzeichen für sogenannte nicht-thermische Wirkungen von elektromagnetischen Feldern gefunden werden konnten (und auch in dem im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Szenario nicht gefunden worden sind, siehe Kapitel 7), werden in den ICNIRP-Empfehlungen nur Grenzwerte festgelegt, die von thermischen Wirkungen ausgehen. Allerdings wird in der Öffentlichkeit zunehmend der Ruf nach sogenannten Vorsorgegrenzwerten lauter, denen nicht mehr nur die wissenschaftlich nachgewiesenen thermischen Wirkungen zugrunde liegen, sondern auch die Möglichkeit von nicht-thermischen Wirkungen angenommen wird und daher die Grenzwerte möglichst niedrig festgelegt werden sollten. Die nationalen italienischen und schweizer Normen sind dahingehend geändert worden, so dass dort die zulässigen Feldstärkewerte vor allem im Frequenzbereich der GSM-Mobilfunknetze deutlich gesenkt wurden (Schweiz: 4 V/m, Italien: 6 V/m, zum Vergleich die Grenzwerte der ICNIRP-Empfehlungen [10]: 41,25V/m für 900MHz bzw. 58,3 V/m für 1800 MHz).

Im Folgenden sollen die wichtigsten Normen und Vorschriften für Deutschland, Europa sowie die USA vorgestellt werden. Zusätzlich werden, da die Entwicklung des Feldstärkemesssystems in Abschnitt 5.3 ausdrücklich auch eine australische Variante umfasste, die Normen der australischen AS/NZS vorgestellt.

Da die in den folgenden Abschnitten vorgestellten Messsysteme für die Messung der elektrischen und magnetischen Feldstärken ausgelegt sind, werden nur die abgeleiteten Grenzwerte für das elektrische und das magnetische Feld betrachtet.

3.2 Regelungen für Deutschland und Europa

Die Festlegung der Grenzwerte für den Schutz von Personen, die sich in elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern befinden, lehnt sich an die Vorgaben der Kommission der Europäischen Union an. Diese sind in der EU-Ratsempfehlung [4] veröffentlicht und als nationale Vorschrift in der 26. Bundesimmissionschutzverordnung (26.BimSchV) [1] für

Deutschland umgesetzt. Neben der Bundesimmissionschutzverordnung, die Grenzwerte für stationäre Anlagen mit EIRP-Sendeleistungen von mindestens 10 W festlegt, wird momentan die DIN-VDE-Vorschrift 0848 („Sicherheit in elektrischen, magnetischen und elektromagnetischen Feldern“) überarbeitet und an die EU-Ratsempfehlung angeglichen.

Die vorgeschriebenen Grenzwerte sind in Bild 3.1 dargestellt. Da sie für alle Mitgliedsländer der Europäischen Union festgelegt sind und auch von europäischen Normungsgremien wie CENELEC und ETSI übernommen wurden, können diese Grenzwerte quasi als europäische Grenzwerte angesehen werden. Bild 3.1 zeigt die zulässigen Grenzwerte für die elektrische und die magnetische Feldstärke.

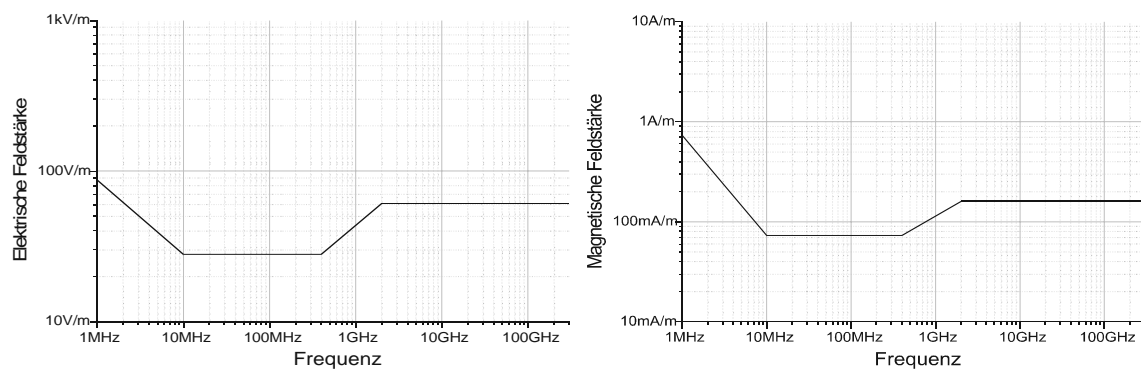


Bild 3.1: Grenzwerte für die elektrische und magnetische Feldstärke gemäß EU-Ratsempfehlung

3.3 Regelungen für USA

In den USA werden im Moment die Grenzwerte basierend auf Normvorschlägen des ANSI/IEEE durch die FCC (Federal Communications Commission) in [6] festgelegt. Bild 3.2 zeigt die zulässigen Grenzwerte für die elektrische und die magnetische Feldstärke.

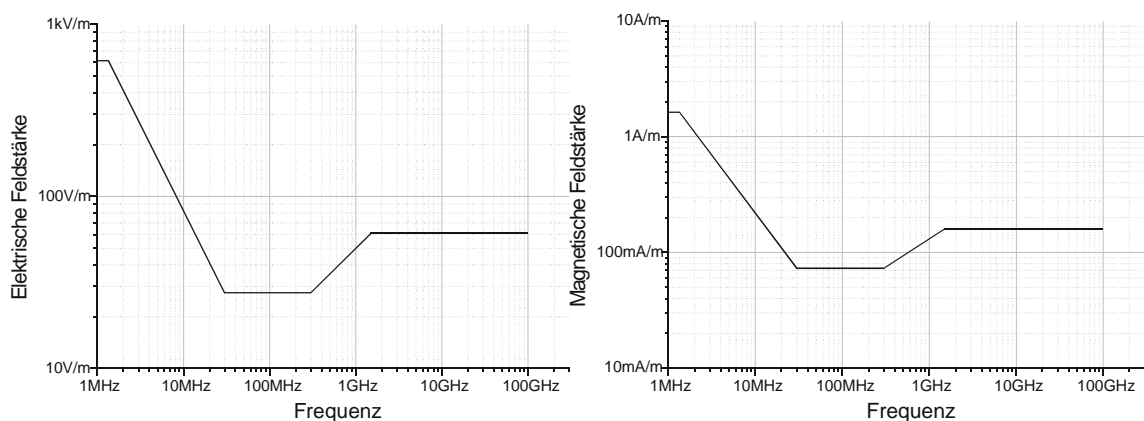


Bild 3.2: Grenzwerte für die elektrische und magnetische Feldstärke gemäß FCC

Der Frequenzbereich der sogenannten Hauptkörperresonanz (30 MHz - 300 MHz) wird hier im Gegensatz zu den ICNIRP-Empfehlungen (10 MHz - 400 MHz) schmaler angenommen, woraus eine etwas veränderte Grenzwertkurve resultiert. Im Zuge einer weltweiten Standardisierung durch die IEC sind im Moment Diskussionen in Gang, die eine Übernahme der ICNIRP-Empfehlungen [10] nicht nur durch die europäischen Normungsgremien CENELEC und ETSI, sondern auch durch die internationalen Gremien ISO bzw. IEC befürworten und damit die Ausweitung des Geltungsbereichs dieser Empfehlungen in den amerikanischen Raum zur Folge hätten.

3.4 Regelungen für Australien

Obwohl der australische Markt (und seine Normen) üblicherweise für einen europäischen Hersteller nur eine geringe Rolle spielt, sollen in diesem Abschnitt kurz die für Australien relevanten Personenschutzgrenzwerte vorgestellt werden, da im Zuge der Entwicklung eines Feldstärkemesssystems für den Personenschutz auch eine spezielle Variante für den australischen Markt entwickelt wurde.

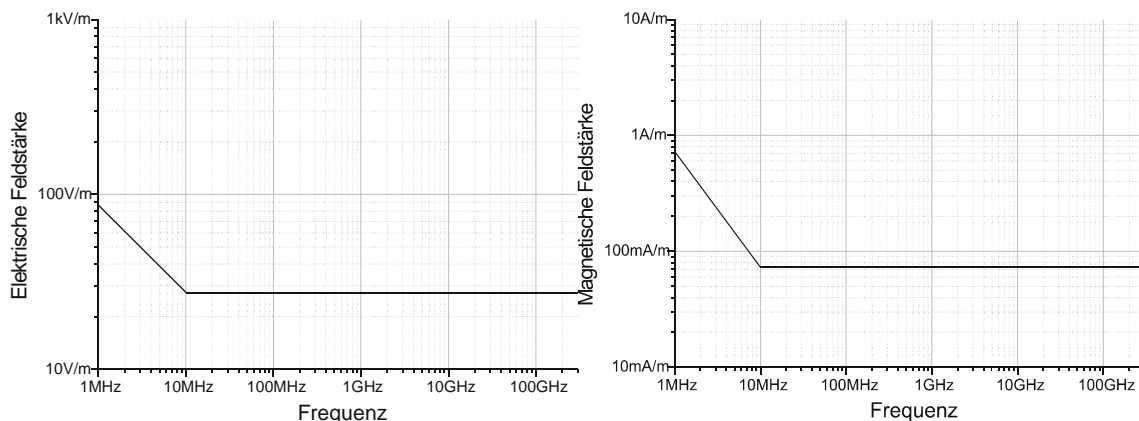


Bild 3.3: Grenzwerte für die elektrische und magnetische Feldstärke gemäß AS/NZS

Allerdings ist schon abzusehen, dass die auf dieser Norm beruhenden Grenzwerte auslaufen werden und die AS/NZS die Vorschriften an die ICNIRP-Grenzwerte angleichen wird.

4. Einsatz von Antennen zur Feldstärkemessung

4.1 Antennen als Wellentypwandler

Zur Messung der elektrischen oder magnetischen Feldstärke einer elektromagnetischen Welle muss diese Welle, die sich als Raumwelle ausbreitet, in eine leitungsgebundene Welle, eine sogenannte Leitungswelle, umgewandelt werden. Dies geschieht durch eine Antenne, die daher oft auch als Wellentypwandler bezeichnet wird. Das anliegende äußere Feld (elektrisch und/oder magnetisch) influenziert eine Spannung bzw. induziert einen Strom. Diese Spannung bzw. dieser Strom breiten sich dann als Leitungswelle längs der Zuleitung der Antenne aus und können dann entsprechend weiterverarbeitet und gemessen werden. Der Wandlungsfaktor der Antenne (K-Faktor) bestimmt dabei die Umsetzung der äusseren Feldstärke in die entsprechende leitungsgebundene Größe.

Eine typische Definition dieses Wandlungsfaktors K für eine Antenne, die das elektrische Feld \vec{E} in eine leitungsgebundene Spannung U wandelt und daraus bei Festlegung einer Lastimpedanz Z_L eine Ausgangsleistung P_r ergibt, zeigt (4.1):

$$K = \frac{P_r}{E_{\text{resultierend}}} = \frac{U^2}{2 \cdot Z_L \cdot E_{\text{resultierend}}} \quad (4.1)$$

Bei Kenntnis der Leistung P_r am Ausgang der Antenne kann somit bei bekanntem K-Faktor der Antenne das anliegende Feld (hier das elektrische Feld \vec{E}) bestimmt werden.

Diese Umrechnung kann allerdings in der Praxis nicht immer problemlos durchgeführt werden, da der K-Faktor normalerweise nicht nur frequenzabhängig ist, d.h. die Frequenz des zu messenden Feldes muss bekannt sein, sondern mit dieser Beziehung kann allgemein nur das resultierende Feld bestimmt werden. Konkret bedeutet das, dass die Antenne die drei Feldkomponenten (z.B. E_x , E_y und E_z) unterschiedlich in eine Gesamtspannung U umsetzt, d.h. üblicherweise unterscheidet sich der K-Faktor für die einzelnen Feldkomponenten. Es kann somit aus der resultierenden Spannung nicht allgemein auf alle drei Feldkomponenten zurückgeschlossen werden, da sich die Spannung U nach (4.2) aus einer Überlagerung der drei Feldkomponenten E_x , E_y und E_z zusammensetzt.

$$U = K_x \cdot E_x + K_y \cdot E_y + K_z \cdot E_z \quad (4.2)$$

Einzigster Ausweg ist, die Antennen und damit ihre k-Faktoren K_x , K_y und K_z so zu konstruieren, dass zwei dieser drei K-Faktoren zu Null werden, so dass sich z.B. für $K_y = K_z = 0$ wieder ein eindeutiger Zusammenhang nach (4.2) ergibt:

$$U = K_x \cdot E_x \quad (4.3)$$

Das Verschwinden der K-Faktoren für die zur E_x orthogonalen Feldkomponenten E_y und E_z kann auch als eine hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung betrachtet werden.

In den folgenden Abschnitten 4.2 bis 4.5 werden Antennen vorgestellt, mit denen diese Forderung nach einer hohen Kreuzpolarisationsunterdrückung und zusätzlich großer Bandbreite erfüllt werden kann.

4.2 Linearantennen als Sensoren für das elektrische Feld

Linearantennen bestehen im einfachsten Fall aus zwei im Raum aufgespannten Drähten, zwischen deren Enden eine Spannung abgegriffen wird. Bild 4.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer solchen Dipolantenne.

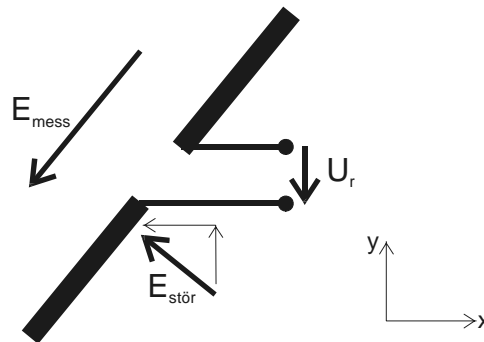


Bild 4.1: Dipolantenne zur Feldmessung

Das in Stabrichtung anliegende elektrische Feld \vec{E}_{mess} beeinflusst eine Spannung U_r zwischen den Fußpunkten der beiden Stäbe. Felder, die nicht in Stabrichtung ausgerichtet sind, können in eine Feldkomponente in Stabrichtung sowie in Komponenten, die senkrecht auf dem Stab stehen, aufgeteilt werden, wobei wiederum nur die Komponente in Stabrichtung einen Beitrag zur beeinflussten Spannung leistet und damit gemessen werden kann. Damit besitzt die Dipolantenne prinzipiell eine sehr hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung. Diese kann allerdings durch die äußere Beschaltung sehr stark gesenkt werden, wie in Bild 4.1 zu sehen ist. Die Störfeldstärke $\vec{E}_{stör}$, die zwar senkrecht auf den Dipolstäben steht, kann aufgrund der unterschiedlichen Länge der Zuleitungen in der unteren Zuleitung eine zusätzliche Spannung beeinflussen, die der eigentlichen zu messenden Spannung überlagert ist. Daher muss nicht nur die eigentliche Antenne auf geringe Störeinkopplung hin optimiert werden. Auch die externe

Beschaltung aus Zuleitungen, Antennensymmetrierer und Messgerät müssen auf mögliche Störeinkopplungen hin untersucht und optimiert werden, damit eine eindeutige Umrechnung der gemessenen Spannung bzw. Leistung in eine äußere Feldstärke möglich ist.

Damit kann bei geeigneter Auslegung der externen Beschaltung ein Feldstärkemessgerät aufgebaut werden. Bild 4.2 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Messgerätes.

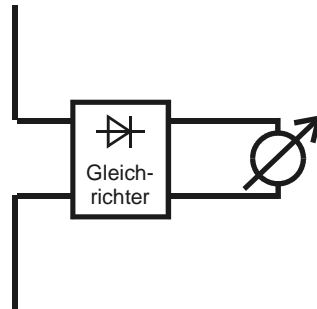


Bild 4.2: Prinzipaufbau eines elektrischen Feldstärkemessgerätes mit Dipolantenne

Die anliegende Feldstärke wird mittels der Dipolantenne in eine leitungsgebundene Spannung umgewandelt, diese wird in einem Detektor (Hochfrequenz-Gleichrichter) gleichgerichtet und dann mittels einer Anzeigeeinheit gemessen und dargestellt. Die Umrechnung der angezeigten Spannung in die anliegende Feldstärke kann im einfachsten Fall durch eine geeignete Skala der Anzeigeeinheit durchgeführt werden. Soll allerdings nicht nur der K-Faktor der Antenne eingerechnet werden, sondern auch zusätzlich z.B. eine Linearitätsentzerrung des Detektors und der Anzeigeeinheit vorgenommen werden, so müssen zusätzliche Komponenten zwischen Detektor und Anzeigeeinheit eingebracht werden. In modernen Feldstärkemessgeräten wird das gleichgerichtete Ausgangssignal des Detektors üblicherweise digitalisiert und kann dann mit relativ geringem Aufwand in einem Prozessor weiterverarbeitet werden.

Dieses vorgestellte Feldstärkemessgerät mit einem metallischen Dipol hat allerdings einen sehr großen Nachteil: Es kann nur in einem relativ schmalen Frequenzbereich eingesetzt werden. Dies beruht auf der Tatsache, dass sich je nach Frequenz bzw. je nach Wellenlänge des äußeren elektrischen Feldes der K-Faktor eines metallischen Dipols sehr stark ändert. Bei sehr niedrigen Frequenzen wird praktisch keine Spannung induziert, d.h. das Feldstärkemessgerät zeigt trotz anliegender Feldstärke kein Feld an. Kommt die Wellenlänge in den Bereich der Abmessungen des Dipols, nimmt die induzierte Spannung sehr stark zu. Bei einer Wellenlänge λ , die gleich der doppelten Länge l des Dipols ist (also $\lambda = 2l$), gerät der Dipol in Resonanz und die Ausgangsspannung steigt auf ein Maximum an. Gleiches passiert bei entsprechenden Bruchteilen dieser Wellenlänge, also $\lambda = l$, $\lambda = \frac{l}{2}$, usw. Um eine Übersteuerung des Detektors zu verhindern, muss dieser relativ unempfindlich dimensioniert werden, damit wird aber nur in Frequenzbereichen um die Resonanzstellen des Dipols überhaupt

ein Signal angezeigt. Um ein breitbandig (gewünscht sind Frequenzbereiche von mehreren Dekaden, also z.B. 100 kHz - 20 GHz) einsetzbares Messgerät zu erhalten, müssen daher die Resonanzen des Dipols gedämpft werden. Damit erhält man zwar auf Grund der Dämpfung insgesamt ein deutlich geringeres Ausgangssignal am Fußpunkt des Dipols, diese Spannung bleibt jedoch bei konstanter äußerer Feldstärke über einen großen Frequenzbereich konstant. Hierzu werden die beiden Stäbe des Dipols nicht mehr hoch leitfähig ausgeführt, sondern es werden kontinuierliche oder diskrete Widerstände gleicher oder unterschiedlicher Werte in die Dipolstäbe eingebracht. Die Bilder 4.3 und 4.4 zeigen die Ausgangsspannungen eines idealen metallischen und eines verlustbehafteten Dipols bei konstanter äußerer Feldstärke.

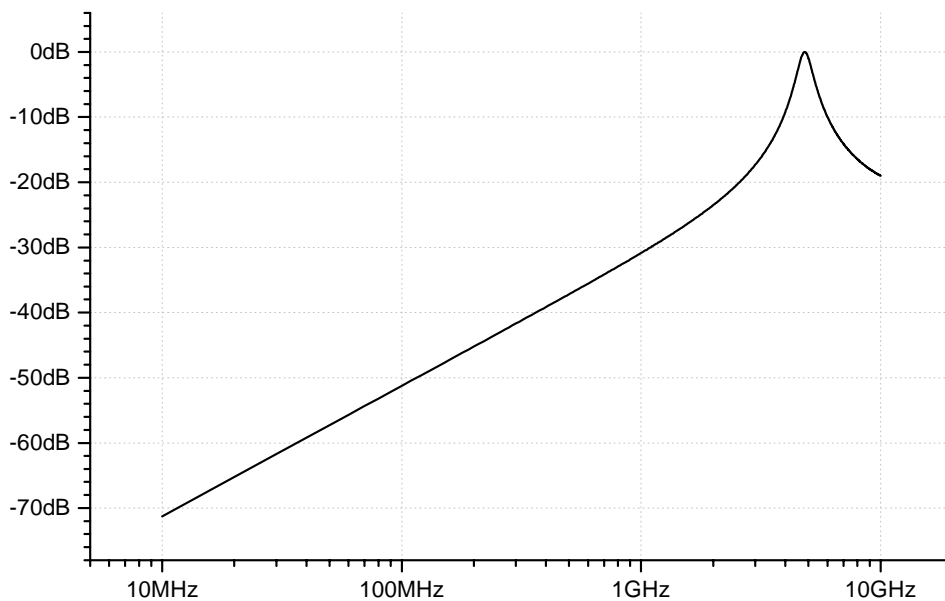


Bild 4.3: Ausgangsspannung eines metallischen Dipols bei konstanter äußerer Feldstärke

Man erkennt in Bild 4.3 deutlich die ausgeprägte Resonanz bei 5 GHz des metallischen Dipols, die eine Anhebung des Ausgangssignals um fast 20 dB bewirkt. Wird nun der Dipol bedämpft, d.h. die beiden Hälften des Dipols werden nicht hoch leitfähig ausgeführt, sondern es wird z.B. ein Widerstand in die Dipolstäbe eingesetzt, so erkennt man die deutliche Dämpfung der Resonanz. Allerdings ergibt sich ein ungefähr 10 dB niedrigeres Ausgangssignal. Durch eine Verteilung des Dämpfungswiderstands könnte noch eine geringere Welligkeit des Ausgangssignals über der Frequenz erreicht werden.

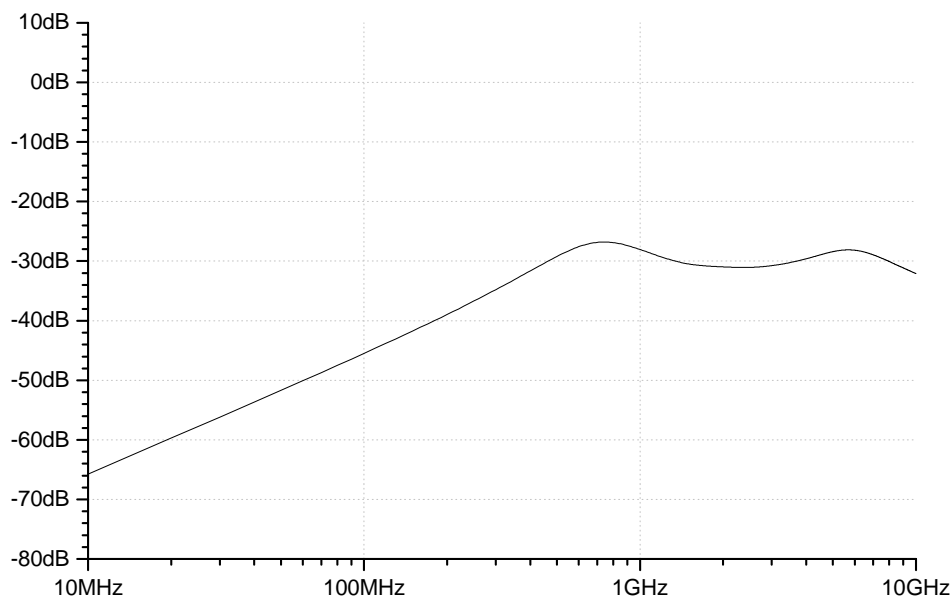


Bild 4.4: Ausgangsspannung eines bedämpften Dipols bei konstanter äusserer Feldstärke

Auf die mathematische Beschreibung und die Optimierung von bedämpften Dipolen sowie deren technologische Realisierung wird im Kapitel 5.2 im Detail eingegangen.

4.3 Schleifenantennen als Sensoren für das magnetische Feld

Im vorherigen Kapitel wurden Sensoren bzw. Antennen zur Messung des elektrischen Feldes vorgestellt. Dabei wurde ausgenutzt, dass eine äußere elektrische Feldstärke eine leitungsgebundene Spannung influenziert. Aufgrund der Dualität von elektrischem und magnetischem Feld bietet es sich an, zur Messung des magnetischen Feldes die Induktion eines leitungsgebundenen Stromes zu nützen. Dabei werden sinnvollerweise Leiterschleifen nach Bild 4.5 eingesetzt, die vom zu messenden magnetischen Feld H bzw. dessen Fluß Φ durchsetzt werden. In der Leiterschleife wird daraus ein Strom I_{ind} induziert, der sich nach (4.4) wie folgt ergibt:

$$I_{ind} = -n \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.4)$$

Der induzierte Strom ist proportional zur Änderung des magnetischen Flusses Φ sowie zur Zahl der Windungen der Leiterschleife. Dieser induzierte Strom kann in einem Lastwiderstand R_L einen Spannungsabfall bewirken, welcher dann gleichgerichtet und gemessen werden kann. Auch für die beschriebene Leiterschleifenantenne kann ein k-Faktor nach (4.5) angege-

ben werden, der die an der Lastimpedanz Z_L verfügbare Leistung mit dem äußeren magnetischen Feld $H_{\text{resultierend}}$ verknüpft.

$$K = \frac{P_r}{H_{\text{resultierend}}} = \frac{U^2}{2 \cdot Z_L \cdot H_{\text{resultierend}}} = \frac{R_L \cdot I^2}{2 \cdot Z_L \cdot H_{\text{resultierend}}} \quad (4.5)$$

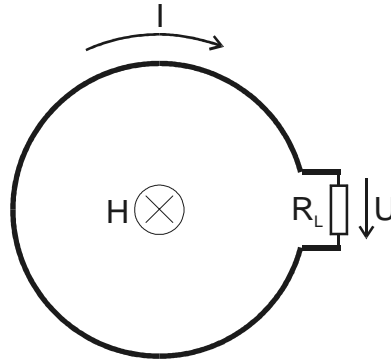


Bild 4.5: Aufbau und externe Beschaltung einer Leiterschleife zur Messung des magnetischen Feldes
Selbstverständlich besteht auch bei Schleifenantennen die Problematik der Kreuzpolarisationsunterdrückung, so dass die genannten Formeln allgemein nur für das resultierende Feld gültig sind. Daher muss auch hier - wie bei der Dimensionierung von Linearantennen zur elektrischen Feldmessung - die Einkopplung von Störsignalen verhindert werden. Die Einkopplung elektrischer Felder kann aber relativ einfach durch die Gestaltung der Schleifenantenne in einer sogenannten Schmetterlingsanordnung unterbunden werden, allerdings müssen dann mindestens zwei Windungen der Leiterschleife vorgesehen werden, die gemäß Bild 4.6 zu verbinden sind.

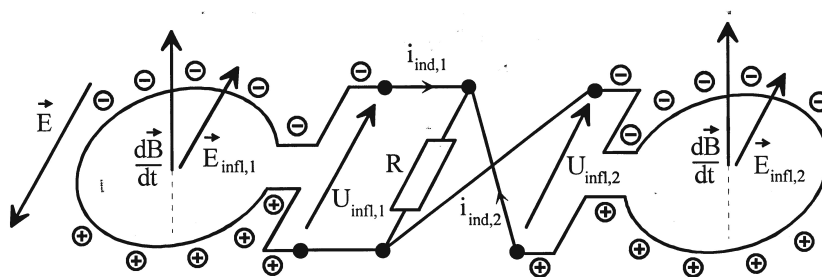


Bild 4.6: Leiterschleife in Schmetterlingsanordnung

Üblicherweise werden für breitbandige Magnetfeldsonden elektrisch kleine Leiterschleifen verwendet, die unterhalb ihrer Resonanzfrequenz betrieben werden. Die Resonanzfrequenz wird durch den Umfang der Leiterschleife bestimmt. Bei Resonanz bildet sich eine stehende Stromwelle auf der Leiterschleife aus, so dass sich je nach Position des Lastwiderstands R_L und der Phasenlage der stehenden Welle eine Nullstelle des induzierten Stromes bzw. eine Stromüberhöhung am Lastwiderstand ergibt. Damit würde der K-Faktor der Antenne sehr frequenzabhän-

gig mit allen in Abschnitt 4.2 diskutierten Konsequenzen werden. Durch Einsatz der Leiterschleifen in einem Frequenzbereich deutlich unterhalb ihrer ersten Resonanzfrequenz kann auf einen Dämpfungswiderstand verzichtet werden bzw. der Lastwiderstand R_L genügt bereits als Dämpfung. Eine Auswahl realisierter Leiterschleifen zur Messung magnetischer Felder im Frequenzbereich zwischen 3 MHz und 1 GHz und ihre Eigenschaften werden in Kapitel 5.2 beschrieben.

4.4 Sonstige Bauformen

Neben den in den vorherigen Abschnitten vorgestellten Antennentypen zur Messung elektrischer und magnetischer Felder kann natürlich praktisch jede Antenne zur Feldstärkemessung verwendet werden, sofern ihr Wandlungsfaktor (K-Faktor) bekannt ist. Allerdings entscheiden neben den elektrischen Eigenschaften der Antennen sehr oft auch rein praktische Gründe für oder gegen den Einsatz bestimmter Antennentypen als Feldsonden. So ist es einem Benutzer eines Feldstärkegeräts eher nicht zuzumuten, eine Parabolantenne zur Feldstärkemessung zu verwenden, die einen sehr hohen Richtfaktor besitzt, so dass die Einfallsrichtung der elektromagnetischen Welle sehr genau bekannt sein muss, um korrekte Ergebnisse zu erzielen. Außerdem sind je nach Frequenzbereich die Abmessungen der Antenne nicht zu vernachlässigen. Andererseits werden z.B. für EMV-Störemissionsmessungen oftmals logarithmisch-periodische Antennen eingesetzt, da sie neben der geforderten Breitbandigkeit (je nach Größe und Ausführung bis zu mehreren Oktaven) eine hohe Empfindlichkeit haben. Die vergleichsweise große Abmessung der Antenne ist für die stationäre Prüfung von Komponenten und Systemen eher von untergeordneter Bedeutung.

4.5 Aktive Systeme

Zur Erhöhung der Breitbandigkeit von Antennen kann neben der Dämpfung von ungewünschten Resonanzen bei Dipol- oder Schleifenantennen auch eine andere Strategie verfolgt werden. Wird die Antenne deutlich unterhalb ihrer ersten Resonanz geeignet angepasst betrieben, so erzielt man ebenfalls einen hinreichend konstanten k-Faktor der Antenne. Allerdings ist das Ausgangssignal sehr klein, so dass der Einsatz eines Verstärkers in unmittelbarer Antennenähe notwendig ist. Durch geeignete Gestaltung des Verstärkers kann gleichzeitig auch eine frequenzabhängige Lastimpedanz für die Antenne bereitgestellt werden, die dafür sorgt, dass die ebenfalls frequenzabhängige Ausgangsimpedanz der Antenne stets leistungsmässig an den Verstärker angepasst ist und der Frequenzgang des k-Faktors korrigiert werden kann.

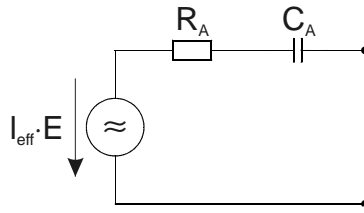


Bild 4.7: Ersatzschaltbild eines kurzen Dipols

Das Ersatzschaltbild eines kurzen Dipols nach Bild 4.7, bestehend aus einer Serienschaltung der Kapazität C_A und des Widerstands R_A , kann nach [19] aus (4.6) und (4.7) bestimmt werden. Dabei bezeichnet l die mechanische Länge und d die Dicke des Dipols.

$$R_A \approx 80 \cdot \pi^2 \cdot \frac{l^2}{4\lambda^2} \Omega \quad \text{für } \frac{l}{\lambda} \leq 0,25 \quad (4.6)$$

$$C_A = \frac{\lambda \cdot \tan\left(\pi \frac{l}{\lambda}\right)}{240\pi \cdot c \cdot \ln\left(\frac{3l}{4d}\right)} \frac{1}{\Omega} \quad \text{für } \frac{l}{\lambda} \leq 0,44 \quad (4.7)$$

Für höhere Frequenzen, also größere $\frac{l}{\lambda}$ -Verhältnisse, ist eine geschlossene Angabe der Ersatzimpedanz nicht mehr möglich, hier muss im Einzelfall eine numerische Feldberechnung die gewünschten Bauteilwerte des Ersatzschaltbild liefern.

In [5] sind für Spezialfälle die Ortskurven der Dipolimpedanz $Z_A = R_A + \frac{1}{j\omega C_A} = R_A + X_A$ dargestellt.

Um einen möglichst frequenzunabhängigen k-Faktor zu erhalten, muss die Eingangsimpedanz $Z_{Verstärker}$ des nachfolgenden Verstärkers zusammen mit der Innenimpedanz Z_A des kurzen Dipols einen möglichst frequenzunabhängigen Spannungsteiler bilden. Bei Betrachtung der Dipolimpedanz Z_A erkennt man, dass die Reaktanz X_A deutlich dominiert, so dass bei Realisierung eines hochohmig-kapazitiven Eingangsverstärkers ein frequenzunabhängiger k-Faktor erreicht werden kann. Hochohmig-kapazitive Eingangsstufen können z.B. mit Dual-Gate-MOS-Feldeffekttransistoren und nachfolgenden Bipolartransistoren zur Stromverstärkung aufgebaut werden. Bild 4.8 zeigt die prinzipielle Schaltung.

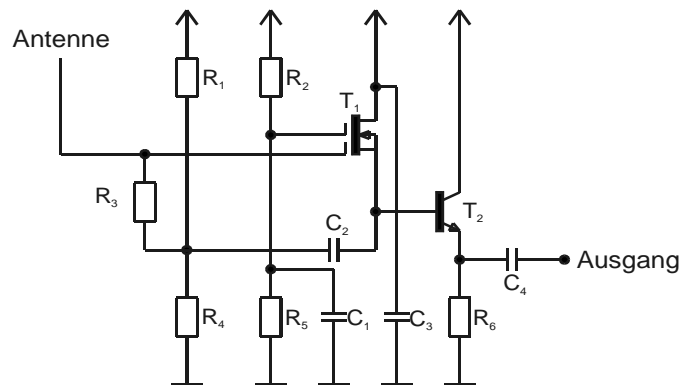


Bild 4.8: Hochohmig-kapazitive Eingangsstufe mit Dual-Gate-MOS-FET

Praktische Ausführungsformen und eine messtechnische Spezifikation einiger aktiver Feldsonden finden sich in [34].

Auch Magnetfeldsonden können nach den gleichen Überlegungen als aktive Sonden ausgeführt werden. Hierbei muss allerdings aufgrund der dualen Verhältnisse eine möglichst niedrige Eingangsimpedanz des Verstärkers realisiert werden, was für höhere Frequenzen oftmals zu instabilem Verhalten des Verstärkers führt. In [33] wird eine aktive Magnetfeldsonde für den Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 400 MHz vorgestellt.

Neben dem Empfindlichkeitsgewinn, der durch die Ausführung der Antenne als aktive Feldsonde erreicht wird, kann durch Einsatz von aktiven Sonden die räumliche Auflösung vergrößert werden. Da sich die Dipollängen bei aktiven und passiven Feldsonden im gleichen Frequenzbereich wesentlich unterscheiden, kann mit den aktiven Feldsonden aufgrund der deutlich kürzeren Dipollängen eine höhere räumliche Auflösung erreicht werden. Dies ist bei der reinen Überwachung von Personenschutzgrenzwerten nicht unbedingt relevant, da hier nur Aussagen über relativ große Bereiche gemacht werden sollen (der Aufenthaltsort einer Person darf z.B. innerhalb eines Raumes ja durchaus variieren, ohne dass die Personenschutzgrenzwerte überschritten werden sollten), aber z.B. für die Suche nach Quellen von störender Leckstrahlung, z.B. an undichten Mikrowellenöfen, ist eine hohe räumliche Auflösung von Vorteil.

4.6 Kalibrierung von Antennen zur Feldstärkemessung

Um eine Antenne zur Feldstärkemessung einsetzen zu können, muss zuerst ihr k-Faktor bestimmt werden. Dazu wird (trotz zunehmender Verfügbarkeit immer leistungsfähigerer Feldberechnungsprogramme) die Antenne einer sogenannten Kalibration unterzogen. Hier haben sich drei Verfahren etabliert, die sich v.a. hinsichtlich des Aufwands unterscheiden.

1. Drei-Antennen-Methode

Der zu ermittelnde logarithmische k-Faktor kann dabei wie folgt aus dem nach (4.1) bzw. (4.5) definierten linearen K-Faktor abgeleitet werden:

$$k = 20 \cdot \lg(K) \quad (4.8)$$

Bei dieser Kalibrationsmethode werden neben der zu kalibrierenden Antenne zwei weitere Antennen im gleichen Frequenzbereich benötigt. In drei Messungen werden jeweils zwei Antennen im gleichen, definierten Abstand r aufgebaut und die Transmissionsdämpfung t zwischen beiden Antennenfußpunkten gemessen. Nach Abzug der Freiraumdämpfung gemäß (4.9)

$$a_{Freiraum} = 20 \cdot \lg\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) \text{ [dB]} \quad (4.9)$$

erhält man den kombinierten k-Faktor $k_{i,j}$ der beiden Antennen i, j in dB. Aus den kombinierten k-Faktoren $k_{1,2}$, $k_{1,3}$ und $k_{2,3}$ aller drei Antennenpaare können dann die k-Faktoren k_1 , k_2 und k_3 der einzelnen Antennen berechnet werden.

$$\begin{aligned} k_{1,2} &= k_1 + k_2 \\ k_{1,3} &= k_1 + k_3 \\ k_{2,3} &= k_2 + k_3 \end{aligned} \quad (4.10)$$

Die Gleichungen (4.10) können als lineares Gleichungssystem dargestellt und entsprechend gelöst werden.

$$\begin{bmatrix} k_{1,2} \\ k_{1,3} \\ k_{2,3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Es ergibt sich:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{2} \cdot (k_{12} - k_{13} - k_{23}) \\ k_2 &= \frac{1}{2} \cdot (k_{23} - k_{12} - k_{13}) \\ k_3 &= \frac{1}{2} \cdot (k_{13} - k_{12} - k_{23}) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Mit Hilfe zweier zusätzlicher Antennen und drei Messungen kann die Antenne somit kalibriert, d.h. ihr k-Faktor bestimmt werden. Üblicherweise wird der k-Faktor bei mehreren Frequenzen bestimmt, wobei die Lösung des Gleichungssystems für jede einzelne Frequenz erfolgen muss.

2. Zwei-Antennen-Methode

Die Zwei-Antennen-Methode stellt dahingehend eine Vereinfachung der Drei-Antennen-Methode dar, indem angenommen wird, dass zwei Antennen mit gleichem k-Faktor vorliegen. Damit vereinfacht sich der Messaufwand sehr stark, da nicht mehr 3 Messungen, sondern nur noch eine Messung durchgeführt werden muss. Die beiden Antennen werden im definierten Abstand gegenüber aufgestellt und die Transmissionsdämpfung zwischen den beiden Antennenfußpunkten bestimmt. Aus der gemessenen Transmissionsdämpfung t (4.13) kann dann direkt der k-Faktor nach (4.14) bestimmt werden.

$$t = 2 \cdot k_{\text{Antenne}} + a_{\text{freiraum}} \quad (4.13)$$

bzw.

$$k_{\text{antenne}} = \frac{t - a_{\text{freiraum}}}{2} \quad (4.14)$$

Der Vorteil dieser Methode liegt in der Tatsache, dass nur noch eine Messung durchgeführt werden muss. Allerdings setzt die Methode voraus, dass zwei identische Antennen mit gleichem k-Faktor vorliegen. Auf Grund von Bau- und Bauteiltoleranzen ist diese Voraussetzung aber oftmals nicht gegeben. Zusätzlich muss die zu kalibrierende Antenne nicht nur als Empfangsantenne, sondern auch als Sendeantenne einsetzbar sein, da mit den beiden (identischen) Antennen eine Übertragungsstrecke mit Sende- und Empfangsantenne aufgebaut werden muss. Dies stellt bei Feldstärkemessantennen ein Problem dar, da meistens der Detektor direkt in der Antenne integriert ist und auf Grund hochohmiger Impedanzverhältnisse keine Ableitung des hochfrequenten Signals möglich ist. Außerdem kann eine solche Antenne mit integriertem Detektor nicht als Sendeantenne verwendet werden.

3. Ein-Antennen-Methode

Um diese vorgenannten Probleme zu umgehen, kann die Ein-Antennen-Methode eingesetzt werden. Trotz des etwas irreführenden Namens wird auch bei dieser Methode eine Übertragungsstrecke aufgebaut, dabei kommt allerdings neben der zu kalibrierenden Antenne eine Antenne mit bekanntem linearem K-Faktor zum Einsatz. Diese Antenne wird als Sendeantenne betrieben, wobei bei diesem Verfahren die eingespeiste Leistung P_0 am Fußpunkt der Sendeantenne geregelt werden muss. Mit Hilfe des (bekannten) K-Faktors K_s dieser Antenne kann dann aus der eingespeisten Leistung P_0 die Feldstärke am Ort der zu kalibrierenden Antenne bestimmt werden und aus der Empfangsleistung P_r an ihrem Fußpunkt der gesuchte K-Faktor K_r der zu kalibrierenden Antenne nach (4.15) bestimmt werden.

$$K_r = \frac{P_r}{P_0} \cdot K_t \quad (4.15)$$

Wie aus (4.15) zu erkennen ist, muss für die exakte Anwendung dieser Methode eine genaue Kenntnis des K-Faktors K_t der Sendeantenne vorausgesetzt werden. Für kommerziell verfügbare Antennen sind aber meistens nur K-Faktoren mit geringer Genauigkeit in der Größenordnung von 10 - 15 % (0,8-1,2 dB) erhältlich.

Zur Verbesserung des Verfahrens kann die Sendeantenne natürlich zuerst nach der Drei-Antennen-Methode kalibriert werden, doch dies erfordert neben einer relativ aufwendigen Messung zwei zusätzliche Antennen im gewünschten Frequenzbereich.

Für die praktische Anwendung hat sich daher eine andere Vorgehensweise etabliert:

Es wird eine quasi doppelte Ein-Antennen-Methode durchgeführt. Mittels einer Referenz-Empfangsantenne wird zuerst die Sendeantenne für diesen Aufbau kalibriert. Dabei steht allerdings nicht die exakte Bestimmung des K-Faktors im Vordergrund, sondern es wird mit Hilfe der Referenzantenne die Sendeleistung P_0 so geregelt, dass sich am Ort der Referenzantenne eine im betrachteten Frequenzbereich konstante Feldstärke ergibt. Die zur Erzeugung dieser Feldstärke notwendigen Sendeleistungswerte werden gespeichert und während der eigentlichen Kalibriermessung mit der zu kalibrierenden Antenne wieder verwendet. Damit kann relativ schnell eine sehr präzise K-Faktorbestimmung durchgeführt werden. Da für die Referenzantenne eine Feldstärkesonde verwendet werden kann, die üblicherweise als sehr klein gegenüber der Wellenlänge angesehen werden darf, kann diese einmalig mit größerem Aufwand kalibriert werden. Auf Grund ihrer geringen elektrischen Größe tritt praktisch keine Verkopplung mit der Sendeantenne auf, so dass der so bestimmte K-Faktor unabhängig von der späteren Konfiguration oder Einsatzweise der Feldstärkeantenne verwendet werden kann. Bei elektrisch größeren Antennen, wie z.B. Halbwellendipolen oder logarithmisch-periodischen Antenne muss beachtet werden, dass diese Antennen bei Verwendung im Nahfeld einen veränderten K-Faktor besitzen.

Ein weiterer Vorteil dieser Methode ist, dass der Messaufbau relativ wenig verändert werden muss, was die Reproduzierbarkeit der Messungen sehr stark erhöht und vor allem eine Automatisierung der Kalibrierung erleichtert. Außerdem stand für solche Messungen eine präzise kalibrierte Referenzsonde zur Verfügung, so dass für die im folgenden Kapitel beschriebene Entwicklung von Feldstärkemessgeräten diese Methode zur Bestimmung des frequenzabhängigen K-Faktors eingesetzt wurde.

5. Thermische Wirkungen - Messung hochfrequenter elektrischer und magnetischer Felder

5.1 Thermische Wirkungen elektromagnetischer Felder

Tritt eine elektromagnetische Welle aus dem Freiraum in ein verlustbehaftetes Medium ein, so wird ein Teil der in der Welle transportierten Leistung in diesem Medium absorbiert. Diese absorbierte Leistung P bewirkt eine Erwärmung ∂T des Materials. Für die üblichen Anwendungen in der Hochfrequenztechnik kann diese Erwärmung vernachlässigt werden, da sie bei kleinen Leistungen (1..10 W) nur Erwärmungen kleiner als 10 K hervorrufen, während die Temperaturänderungen aufgrund veränderter Umweltbedingungen oft Werte größer als 30 K haben können. In Bereichen, in denen deutlich höhere Leistungen eingesetzt werden (z.B. Radar, Rundfunk-Sendeanlagen, Mikrowellenheizung, etc.), treten natürlich auch höhere Temperaturänderungen auf, so dass hier besonders verlustarme Materialien eingesetzt werden müssen. Allerdings tritt der Effekt der Erwärmung aufgrund von Absorption elektromagnetischer Wellen nicht nur in technisch eingesetzten Materialien auf, sondern auch - meist eher ungewollt - bei der Befeldung biologischer Systeme einschließlich des menschlichen Organismus.

Allerdings ist der Mensch im Kern ein homoiothermes (gleichwarmes) System, d.h. das vegetative Nervensystem regelt die Temperatur im Körperinneren (Kerntemperatur) ziemlich exakt auf 37°C. Schon geringe Abweichungen von einigen 0.1 K bewirken eine Störung des menschlichen Organismus und man spricht von Krankheit bzw. genauer von Fieber bzw. Unterkühlung. Aufgrund der Empfindlichkeit des Organismus auf Temperaturänderungen würde allerdings auch eine äußere Temperaturänderung, z.B. auf Grund von intensiver Sonneneinstrahlung oder starkem Frost, eine heftige Störung des Organismus hervorrufen. Daher verfügt der menschliche Körper über ausgefeilte Temperierungsmechanismen, die sich auf Wärmestrahlung (Abgabe von Wärme), Wärmeleitung über die Haut (Wärmeaufnahme und -abgabe) und Wärmeabgabe durch Verdunsten von Wasser stützen. (vgl. [31]).

Bei der Absorption elektromagnetischer Wellen tritt nun ebenfalls eine Wärmezufuhr in den Organismus auf, die mittels der beschriebenen Mechanismen ausgeglichen werden muss. Dies gelingt allerdings nur bis zu einer bestimmten Grenze. Wird mehr Wärme zugeführt, kann der Organismus die zugeführte Wärmemenge nicht mehr abführen und es kommt zur Erhitzung des menschlichen Gewebes. Wird eine Kerntemperatur von 42°C überschritten, zerfallen lebenswichtige Proteine (Eiweiße) und es besteht akute Lebensgefahr (Zelltod).

Daher darf die Erwärmung des menschlichen Organismus durch elektromagnetische Wellen einen bestimmten Wert nicht überschreiten. International wird hierbei eine Erhöhung der Kerntemperatur um 0,1 K zugelassen. Zur Festlegung eines Grenzwertes für die Leistungsdichte der elektromagnetischen Welle reicht allerdings die Festlegung einer zulässigen Temperaturerhöhung ∂T nicht aus, da die verschiedenen Gewebearten im menschlichen Körper aufgrund ihrer elektromagnetischen Eigenschaften unterschiedliche Absorptionsraten besitzen. Zur Messung dieser Leistungsabsorption wurde daher die spezifische Absorptionsrate SAR eingeführt. Diese bezieht die absorbierte Leistung P auf eine bestimmte Masse m des verlustbehafteten Mediums. Es gilt:

$$SAR = \frac{P}{m} \quad (5.1)$$

Dabei werden, je nach zugrundeliegender Norm, die absorbierte Leistung und die Masse in unterschiedlichen Volumina bzw. Massen bestimmt. Allerdings kann mit dieser Definition des SAR-Werts noch keine einfache Sicherheitsprüfung durchgeführt werden. Gleichung (5.1) kann aber geeignet umgeformt werden, indem die absorbierte Leistung nach [28] auf die elektrische Feldstärke \vec{E} zurückgeführt wird:

$$SAR = \frac{\sigma}{\rho} \cdot \frac{|\vec{E}|^2}{2} \quad (5.2)$$

Mit Gleichung (5.2) kann, sofern die elektrische Leitfähigkeit σ und die Dichte ρ des zugrundeliegenden menschlichen Gewebes bekannt sind, die Bestimmung des SAR-Werts auf die Bestimmung der elektrischen Feldstärke \vec{E} im Gewebe zurückgeführt werden. Allerdings tritt diese zu bestimmende Feldstärke im Gewebe auf, so daß auch unter Anwendung von (5.2) noch keine einfache Sicherheitsprüfung durchgeführt werden kann. Um dies aber zu ermöglichen, wurden in allen gängigen Normen, die Personenschutzgrenzwerte festlegen, neben Grenzwerten für die spezifische Absorptionsrate auch sogenannte abgeleitete Grenzwerte für das elektrische Feld außerhalb des Gewebes und daraus wiederum abgeleitet Grenzwerte für das magnetische Feld und die Leistungsdichte der einfallenden elektromagnetischen Welle festgelegt.

Mit diesen abgeleiteten Grenzwerten für das elektrische Feld kann daher die Überprüfung und Überwachung auf zu hohe Erwärmung des menschlichen Organismus im Sinne des Personenschutzes auf eine relativ einfache Feldmessung außerhalb des Gewebes zurückgeführt werden. Im Folgenden werden Messanordnungen entwickelt und untersucht, mit denen diese Messaufgabe einfach und dennoch präzise durchgeführt werden kann, so dass auch für den Nicht-Fachmann eine schnelle Überprüfung der Einhaltung von Personenschutzgrenzwerte möglich ist.

5.2 Realisierung von passiven Sonden mit konstantem Frequenzgang

5.2.1 Theorie

Wie schon in Abschnitt 4.2 beschrieben, besitzt ein metallischer, ideal leitfähiger Dipol einen ausgeprägten resonanten Frequenzgang, so dass er nicht als breitbandiges Empfangselement für ein Feldstärkemessgerät verwendet werden kann. Die einzige Möglichkeit wäre, den Dipol sehr stark zu verkürzen und ihn damit frequenzmässig weit unterhalb seiner ersten Resonanzstelle zu betreiben. Damit wird allerdings auch sein Wandlungsfaktor sehr stark verringert, so dass extrem empfindliche Empfänger- oder Detektorschaltungen notwendig wären.

Eine anderer Ansatz wird in [13] vorgestellt: Durch eine Belegung des metallischen Dipols mit einer Widerstandsschicht kann eine Bedämpfung der Eigenresonanzen des Dipols bewirkt und damit eine größere Breitbandigkeit des Dipols erreicht werden, ohne dass dieser stark verkürzt werden muss. Aus [13] kann die hierzu notwendige Widerstandsbelegung entnommen werden. Hierzu wird die folgende Funktion Ψ zur Festlegung des Widerstandsverlaufs definiert:

$$\Psi(k) = 2 \left[\operatorname{arsinh} \left(\frac{h}{b} \right) - C(2kb, 2kh) - jS(2kb, 2kh) \right] + \frac{j}{kh} (1 - e^{-j2kh}) \quad (5.3)$$

$C(x,y)$ und $S(x,y)$ bezeichnen die verallgemeinerten Cosinus- und Sinusintegrale. Die Abmessungen des Dipols werden durch seine Länge $2h$ und seine Breite b festgelegt.

Wenn die Widerstandsbelegung $Z'(z)$ des Dipols der Funktion

$$Z'(z) = \frac{60 \cdot \Psi(z)}{h - |z|} \quad (5.4)$$

folgt, so ergibt sich eine Stromverteilung $I(z)$ längs der Dipolachse von

$$I_z(z) = \frac{U_0}{60 \cdot \Psi \cdot \left(1 - \frac{j}{kh}\right)} \cdot \left[1 - \frac{|z|}{h}\right] \cdot e^{-jk|z|} \quad (5.5)$$

Gleichung (5.5) stellt die Stromverteilung einer sich ausbreitenden elektromagnetischen Welle dar. Der Faktor Ψ hängt nur schwach von der Frequenz bzw. der Wellenzahl k ab, so dass ein sehr breitbandiges Verhalten erwartet werden darf. Der Verlauf der Funktion Ψ nach (5.3) ist für $h = 2\text{mm}$ und $b = 0,5\text{mm}$ in Bild 5.1 dargestellt.

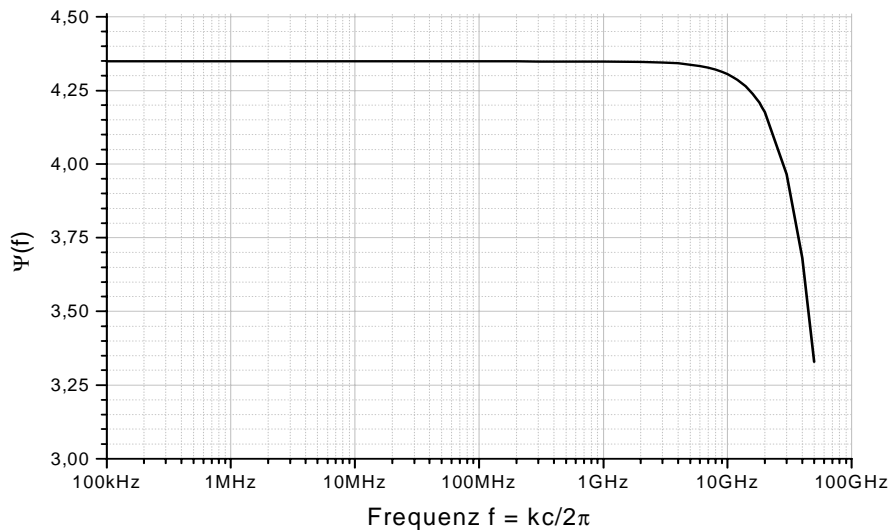


Bild 5.1: Verlauf der Funktion Ψ nach (5.3) für $h=2\text{mm}$ und $b=1\text{mm}$

Bild 5.2 zeigt den sich nach (5.4) ergebenden Widerstandsbelag $Z'(z)$ für Dipollängen von $l = 4\text{mm}$ und $l = 8\text{mm}$ sowie Dipolbreiten von $a = 1\text{mm}$ und $a = 0,5\text{mm}$. Man erkennt das dominierende Verhalten der Funktion

$$\frac{1}{h - |z|} \cdot \operatorname{arsinh}\left(\frac{z}{a}\right) \quad (5.6)$$

welche bis auf einen nahezu konstanten Faktor das komplette Verhalten der Funktion bestimmt.

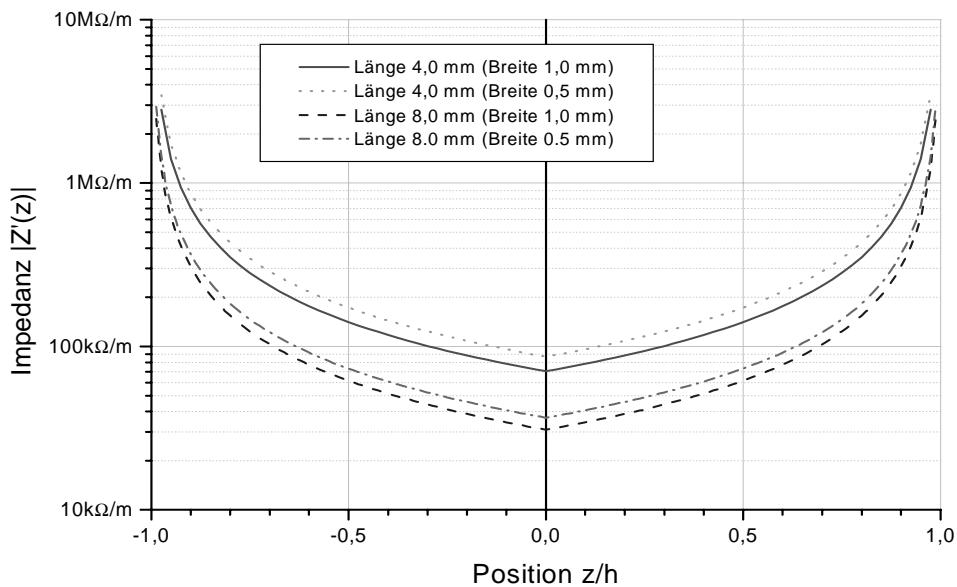


Bild 5.2: Widerstandsbelegung $Z'(z)$ nach (5.4) für verschiedene Dipolgeometrien

Es muss also eine Widerstandsbelegung nach Bild 5.2 realisiert werden, um eine breitbandig einsetzbare Antenne zu erhalten.

5.2.2 Technologische Realisierung

Für die Realisierung des in Abschnitt 5.2.1 geforderten Widerstandsbelags $Z'(z)$ bieten sich mehrere Verfahren an:

1. Realisierung als Dünnschichtschaltung auf Glassubstrat oder Keramik
2. Realisierung als Dickschichtschaltung auf FR4- oder Kapton®-Substrat
3. Realisierung als SMD-Schaltung auf FR4-Substrat

Jede dieser Technologien besitzt spezifische Vor- und Nachteile, die im folgenden kurz diskutiert werden sollen.

Die Dünnschichttechnik, bei der auf ein Substrat aufgebrachte leitfähige Schichten mittels Maskenätzen entfernt werden, bietet die Möglichkeit, sehr feine Strukturen zu erzeugen, die normalerweise nur durch die Genauigkeit der verwendeten Photoplotter zur Maskenherstellung beschränkt sind. Ausserdem können annähernd beliebige Flächenwiderstände R_{\square} durch Aufspütern verschiedener Materialien erzeugt werden, so dass diese Technologie die größten Design-Freiräume und Variationsmöglichkeiten bietet. Allerdings ist die Dünnschichttechnologie sehr teuer und die Substrate (Quarzglas oder Keramik) sind sehr bruchempfindlich. In [15], [16] und [21] werden verschiedene Realisierungen von Dünnschichttechnik-Dipolen für Feldstärkemessgeräte vorgestellt.

Wird eine Widerstandspaste mittels Siebdruck auf ein starres oder flexibles Substrat aufgebracht und anschließend eingebrannt, so spricht man von Dickschichttechnik. Hierbei können durch Wahl und Mischung geeigneter Widerstandspasten sowie durch einen entsprechend variierten Brennvorgang ebenfalls annähernd beliebige Flächenwiderstände erzeugt werden, allerdings ist die technologische Beherrschung dieser Prozesse sehr aufwendig. Die üblicherweise verwendeten Dickschichtpasten sind auf Wasserbasis hergestellt, so dass sich relativ schnell Alterungsprozesse der unverarbeiteten Substanz durch schwindenden Wasseranteil bemerkbar machen, die sich direkt in Widerstandsänderungen der verarbeiteten Dickschicht bemerkbar machen. Außerdem muss der Brennvorgang sehr exakt kontrolliert werden, da sich bei einem geringfügig anderen Temperaturprofil während des Einbrennvorgangs sofort geänderte Widerstandswerte ergeben. Damit ist die Dickschichttechnik hauptsächlich für große Stückzahlen geeignet, bei denen die verwendeten Pasten zeitnah verarbeitet werden und bei denen sich eine aufwendige Prozesskontrolle und -regelung rentieren. Allerdings bietet die Dickschichttechnik bei Verwendung geeigneter Dickschichtpasten als einzige Technologie die

Möglichkeit, auch flexible Substrate zu verwenden und damit auch nicht-planare Strukturen zu erzeugen. Dies kann für die Anwendung in der Antennentechnik von Vorteil sein. Außerdem ist die Dickschichttechnik hinsichtlich der Ausgangsmaterialien sehr kostengünstig. Es können z.B. je nach Anwendung neben herkömmlichem Platinenmaterial auf Epoxyharzbasis auch Foliensubstrate, z.B. Kapton® auf Polyimid-Basis verwendet werden, die die nötige Hitzebeständigkeit für den Einbrennvorgang besitzen. In [23] werden Dipole für Feldstärkemessgeräte auf der Basis von Kapton®-Folie entwickelt.

Eine dritte, ebenfalls kostengünstige Herstellungstechnik für verlustbehaftete Dipole ist die Verwendung von Standard-SMD-Bauteilen für die Herstellung des verlustbehafteten Dipols. Dabei werden, analog zur herkömmlichen Bestückungstechnik von Leiterplatten, die Widerstände auf Leiterplatten aufgelötet bzw. geklebt. Der Dipol wird dabei von den Gehäusen der einzelnen SMD-Widerstände gebildet.

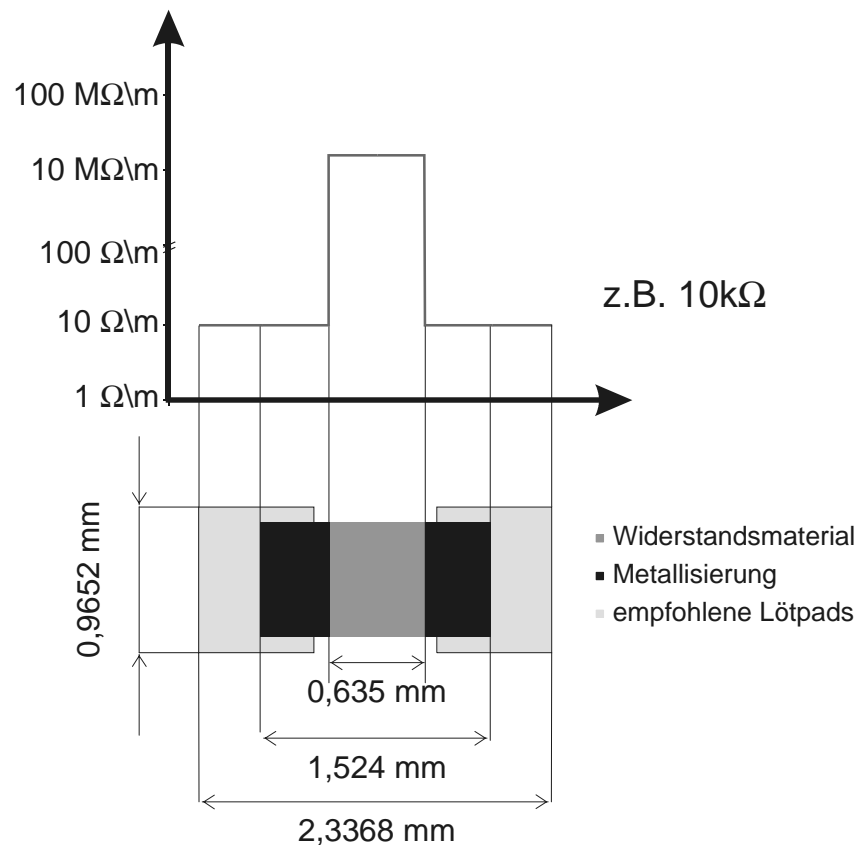


Bild 5.3: Abmessungen und Widerstandsverlauf eines SMD-Widerstands der Bauform 0603

Das Problem bei dieser Technik ist einerseits, dass nur die Widerstandswerte realisiert werden können, die in der jeweiligen E-Reihe vorgesehen sind. Die Verwendung von engtolerierten Bauteilen (E48 oder E96- Reihe, 2% bzw. 1% Toleranz) ermöglicht aber eine ausreichend feine Stufung der Widerstandselemente. Ein prinzipielles Problem liegt aber in der Bauart der SMD-Widerstände begründet: Wird der Widerstand längs eines SMD-Bauteils betrachtet, so ist das Verhältnis der Länge der eigentlichen Widerstandsschicht zur Gesamtlänge des Bauteils rela-

tiv klein. Bild 5.3 zeigt am Beispiel eines $10k\Omega$ -Widerstands der SMD-Bauform 0603 die Abmessungen und den Widerstandsverlauf.

Man erkennt, dass sich der Bereich mit hohem Widerstandsbelag auf nur ca. 27% der Gesamtlänge des Bauelements beschränkt. Dies bedeutet, dass ca. 3,7 mal höhere Widerstandsbeläge realisiert werden müssen, um zu Dick- oder Dünnschichttechnik vergleichbare Widerstände zu erreichen. Zusätzlich wird von den Widerstandsherstellern, die ihre Bauelemente nicht primär nach hochfrequenztechnischen Gesichtspunkten entwickeln, diese Widerstandsschicht oftmals aufgewickelt oder mäanderförmig ausgeführt, was einen zusätzlichen Induktivitätsbelag erzeugt, welcher sich vor allem bei hohen Frequenzen störend auswirkt. Ebenso wird aufgrund der Metallisierung und der notwendigen Anschluss pads auf dem Substrat eine zusätzliche Kapazität erzeugt, die sich bei hohen Frequenzen störend bemerkbar macht, indem sie den Betrag des Impedanzbelags herabsetzt bzw. je nach Frequenz und Bauform des SMD-Widerstands einen Serienschwingkreis bildet, der zu Resonanzerscheinungen innerhalb des eigentlich resonanzfreien Dipols führt. Bild 5.4 zeigt das prinzipielle Hochfrequenz-Ersatzschaltbild eines solchen SMD-Widerstands.

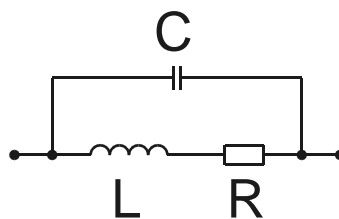


Bild 5.4: Hochfrequenz-Ersatzschaltbild eines SMD-Widerstands

Neben diesen Nachteilen besitzt die SMD-Technologie allerdings auch einige Vorteile, die letztendlich auch ihren Einsatz bei der Herstellung von Antennen für Feldstärkemessgeräte rechtfertigt. Da herkömmliche SMD-Bauelemente und Standard-Platinenmaterial verwendet werden können, sind die Herstellungskosten sehr gering. Hinzu kommt, dass die Verarbeitung bzw. Bestückung ein sehr einfacher Prozess ist, der sowohl in der Einzelfertigung sehr sicher beherrscht wird als auch in der Massenproduktion sehr gut automatisiert werden kann. Außerdem bietet die SMD-Technologie als einzige der drei für die Herstellung von Antennen für Feldstärkemessgeräte in Frage kommenden Technologien die Möglichkeit, nachträgliche Änderungen und Umdimensionierungen durchzuführen. Dies beschleunigt den Entwicklungsprozess unheimlich, da ohne lange Prozesswartezeiten neue Bestückungsvarianten erzeugt und vermessen werden können. [14] und [23] beschreiben die Entwicklung und Herstellung von verlustbehafteten Dipolen auf der Basis der SMD-Technologie.

5.2.3 Stand der Technik

In Zusammenarbeit mit der Firma Narda Safety Test Solutions, Pfullingen, ehemals Wandel & Goltermann, Eningen u.A., wurde das modulare Feldstärkemesssystem EMR entwickelt. Es besteht aus einer mikrocontrollerbasierten Auswerteeinheit, die Gleichstromverstärker, Analog-Digitalwandler und die eigentliche Mikrocontrollerschaltung inklusive Anzeige und Bedienfeld sowie die Stromversorgung enthält. An diese Auswerteeinheit können über eine Steckverbindung verschiedene Sonden angeschlossen werden. Diese bestehen neben der eigentlichen Antenne (verlustbehafteten Dipolen bei E-Feld-Sonden und widerstandsbelasteten Schleifenantennen bei H-Feld-Sonden) aus der Detektoreinheit und einer sogenannten hochohmigen Ableitung, mit der das Ausgangssignal des Detektors feldverzerrungsarm zur Auswerteeinheit geführt wird. Bild 5.5 zeigt eine Gesamtansicht des EMR-Systems mit E-Feldsonde Typ 9 (10 MHz-18 GHz) und Auswerteeinheit EMR-20.



Bild 5.5: EMR-System mit E-Feldsonde Typ 9 und Auswerteeinheit EMR-20

Im Rahmen verschiedener Arbeiten ([15],[16],[17],[21],[25]), die am Institut für Hochfrequenztechnik durchgeführt wurden, wurden die E-Feldsonde Typ 9 (10 MHz - 18 GHz, 1,2V/m - 1000 V/m) und die H-Feldsonde Typ 10 (27 MHz - 1 GHz, 0,03A/m - 16 A/m) entwickelt.

Fast alle Feldsonden des EMR-Systems verfügen über einen innerhalb ihres Betriebsfrequenzbereichs konstanten Wandlungsfaktor, so dass sehr einfach Feldstärkemessungen durchgeführt werden können. Probleme treten allerdings bei Mehrfrequenzsignalen (z.B. Rundfunksendeanlagen) und bei pulsmodulierten Signalen mit kleinen Puls-Pause-Verhältnissen (z.B. rotierende Radarantennen) auf. Da der Detektor eine gewisse Zeitkonstante besitzt,

wird nur ein zeitlicher Mittelwert und nicht der tatsächliche Feldstärkespitzenwert angezeigt. Ausserdem muss bei einer Prüfung hinsichtlich des Überschreitens von Grenzwerten dies für jeden Frequenzbereich einzeln erfolgen. Wie in Abschnitt 3 beschrieben, fordern die meisten Normen frequenzabhängige Grenzwerte, um Resonanzeffekte und unterschiedliche Eindringtiefen abzusichern. Bei Mehrfrequenzsignalen, wie sie z.B. an Sendeanlagen für Fernsehen und Tonrundfunk auftreten, müsste daher eine Bewertung hinsichtlich dieser Grenzwerte für jeden Frequenzbereich separat erfolgen. Aber auch bei Anwendung in einer monofrequenten Messumgebung ist es vor allem für einen ungeübten Anwender kompliziert, mittels eines Feldstärkemessgeräts anhand der jeweiligen Norm die Prüfung auf Einhaltung der Grenzwerte durchzuführen.

Basierend auf diesen Forderungen wird im Folgenden eine Weiterentwicklung des EMR-Systems vorgestellt. Anstelle einer hohen Flexibilität durch Modularität wird in dem zu entwickelnden System besonders auf einfache Handhabung Wert gelegt. Wichtigste Änderung ist dabei, dass zwar Feldstärkewerte gemessen werden, diese aber immer in Bezug auf den jeweiligen Grenzwert der zugrundeliegenden Norm angezeigt werden. Dies würde allerdings ein Schmalband-Detektorsystem - vergleichbar mit einem Messempfänger - erfordern, in dem über ein Eingangsfiler ein bestimmter Frequenzbereich des Messsignals ausgewählt und dessen Pegel bestimmt wird. Damit könnte dann eine frequenzabhängige Bewertung des Empfangssignals erfolgen. Allerdings handelt es sich dabei um eine sehr aufwendige Schaltung, die nur mit grossem Aufwand und hohen Kosten in ein transportables Messgerät im Taschenformat zu integrieren wäre.

Daher wurde ein anderer Ansatz gewählt, um eine frequenzrichtige Bewertung des oder der Empfangssignale sicherzustellen. Es wird für die eigentliche Feldsonde, d.h. den Empfangsdipol, ein frequenzabhängiger Wandlungsfaktor gefordert, der exakt dem inversen Verlauf der jeweiligen Grenzwertkurve folgt. Dieses durch die Antenne frequenzgangbewertete Empfangssignal wird einem Gleichrichter mit quadratischer Kennlinie zugeführt, so dass sich die detektierten Mehrfrequenzsignale korrekt addieren. Indem die frequenzmässige Bewertung der jeweiligen Empfangsfrequenz schon in der Antenne durchgeführt wird, vereinfacht sich die Prüfung auf Einhaltung des jeweiligen Grenzwertes auf eine einfache Schwellenwertüberprüfung des Detektorausgangssignals.

In dem folgenden Abschnitt 5.3 wird die Entwicklung des frequenzgangbewerteten Dipols beschrieben. Zusätzlich werden dann in Abschnitt 5.4 einige Faktoren untersucht, die das Messergebnis beeinflussen. Hierbei wird das Verhalten bei Mehrfrequenzsignalen untersucht sowie Überlegungen zur Gestaltung des Detektors angestellt, um auch stark gepulste Signale korrekt zu messen. Ausserdem wird untersucht, in wie weit der Benutzer des Feldstärkemessgeräts selbst das Messergebnis durch Feldverzerrung in der Nähe seines Körpers beeinflusst. Ab-

schliessend wird über das Feldstärkemesssystem hinaus noch ein Konzept vorgestellt, mit dessen Hilfe elektrische Feldstärkeverteilungen auf Oberflächen nach Betrag und Phase gemessen werden können. Dieses Verfahren kann z.B. zur Bestimmung des SAR-Werts im menschlichen Körper oder zur Bestimmung der Störeinkopplung in Herzschrittmacher eingesetzt werden.

5.3 Realisierung von passiven Sonden mit angepasstem Frequenzgang

5.3.1 Grundidee

Wie schon im vorherigen Abschnitt 5.2 dargestellt, können die Resonanzen eines metallischen Dipols durch Aufbringen einer Widerstandsschicht sehr gut gedämpft werden, da durch die Widerstandsschicht die Stromverteilung auf dem Dipol modifiziert wird und damit das Frequenzverhalten. Dieser Vorgang lässt sich nicht nur dazu nutzen, die ungewollten Resonanzen zu dämpfen, sondern mit einer geeignet aufgebrauchten Widerstandsschicht müsste sich auch der Empfang von Frequenzbereichen dämpfen lassen, obwohl sie den Dipol nicht in Resonanz bringen. Allerdings ist diese Widerstandsschicht wie im Fall des Dipols mit konstantem Frequenzgang eine Widerstandsbelegung, der Widerstandswert variiert also in Abhängigkeit der Position längs des Dipols. Für den Fall des Dipols mit konstantem Frequenzgang ergab sich nach Gleichung (5.4) eine Abhängigkeit der Widerstandsbelegung $Z'(z) \sim \frac{1}{h - |z|} \cdot \arcsin \frac{z}{a}$. Für die Erzeugung eines frequenzabhängigen Wandlungsfaktors der Antenne muss daher eine geeignete Widerstandsbelegung $Z'(z)$ ermittelt werden, die den gewünschten Frequenzgang realisiert.

In Abschnitt 3 wurden die entsprechenden frequenzabhängigen Grenzwerte vorgestellt. Damit am Fußpunkt des zu entwickelnden Dipols ein Signal zur Verfügung steht, das für jede Frequenz stets den „Abstand“ zum jeweiligen frequenzabhängigen Grenzwert widerspiegelt, muss der frequenzabhängige Wandlungsfaktor des Dipols genau den inversen Feldstärkeverlauf der Grenzwertkurve wiedergeben. Z.B. fordert die ICNIRP-Empfehlung [10] einen frequenzabhängigen Grenzwert nach Bild 5.6. Der damit zu fordernde Wandlungsfaktor der Antenne ist im gleichen Diagramm dargestellt. Da allerdings keine analytische Beschreibung der Widerstandsbelegung eines Dipols verfügbar ist, die einen derartigen Wandlungsfaktor ergibt, wurde versucht, durch Kombination von numerischen Feldberechnungen und Messungen einen derartigen Wandlungsfaktor zu erhalten.

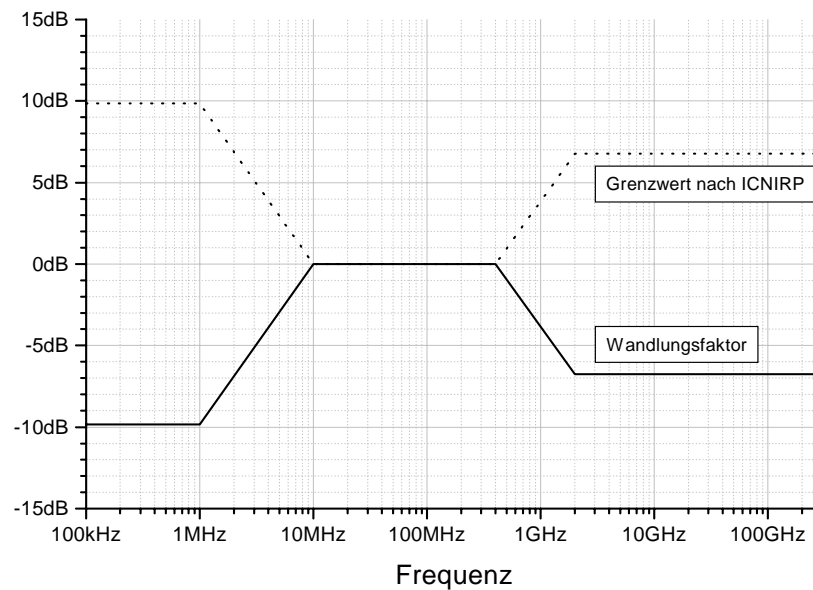


Bild 5.6: Grenzwert und Wandlungsfaktor nach ICNIRP-Empfehlung [10]

5.3.2 Numerische Feldberechnung

Der Schwerpunkt der numerischen Berechnung wurde auf die Realisierung der Stufe des Wandlungsfaktors um -7dB zwischen 400 MHz und 2 GHz gelegt. Der Abfall unterhalb von 10 MHz kann durch geeignete Belastung der Detektordiode erreicht werden. Dieser Abfall tritt auch bei den elektrischen Feldsonden des EMR-Systems auf und begrenzt den nutzbaren Frequenzbereich der Sonden zu niedrigen Frequenzen hin. Für die Berechnungen wurde das auf der Momentenmethode basierende Programm FEKO verwendet. Hierzu müssen die leitfähigen Strukturen modelliert und diskretisiert werden, da bei dieser Berechnungsmethode die Stromverteilung auf den Oberflächen bzw. Grenzflächen der betrachteten Strukturen ermittelt wird. In Fall der verlustbehafteten Dipole wurden diese als metallische Stäbe, d.h. eindimensional, modelliert. Querstromeffekte wurden aufgrund der schmalen Struktur vernachlässigt. Die Detektordiode wurde durch ihre Sperrschicht-Kapazität C_S modelliert. Bei den einzusetzenden Dioden (Low Barrier Schottky-Diode) beträgt diese Kapazität $C_S = 0,2pF$. Zusätzlich wurde die hochohmige Ableitung modelliert, um die Belastung des Dipols und die parasitären Empfangsstellen in den Ableitungen richtig zu modellieren.

Da das Gerätekonzept des ESM-Systems (RADMAN) die Anwendungen von SMD-Bauteilen für die Dipole anstelle der im EMR-System verwendeten Dünnschichttechnik forderte, wurde eine diskrete Modellierung des Dipols gewählt.

In [14] sind die umfangreichen Berechnungen zur Bestimmung einer geeigneten Widerstandsbelegung sowie die vergleichenden Messungen zur Kontrolle der Ergebnisse dargestellt, so dass hier nur die abschließenden Ergebnisse dargestellt werden.

Aus den Untersuchungen ergibt sich, dass für das Erzielen einer Stufe bei ca. 1 GHz die äußeren Widerstände des Dipols gleich groß sein sollten, allerdings sollte der innerste Widerstand etwa um den Faktor 10 kleiner sein, um eine Stufe von ca. 7dB zu erzielen.

In [14] wird daher für die Realisierung eine Widerstandsbelegung nach Bild 5.7 empfohlen.

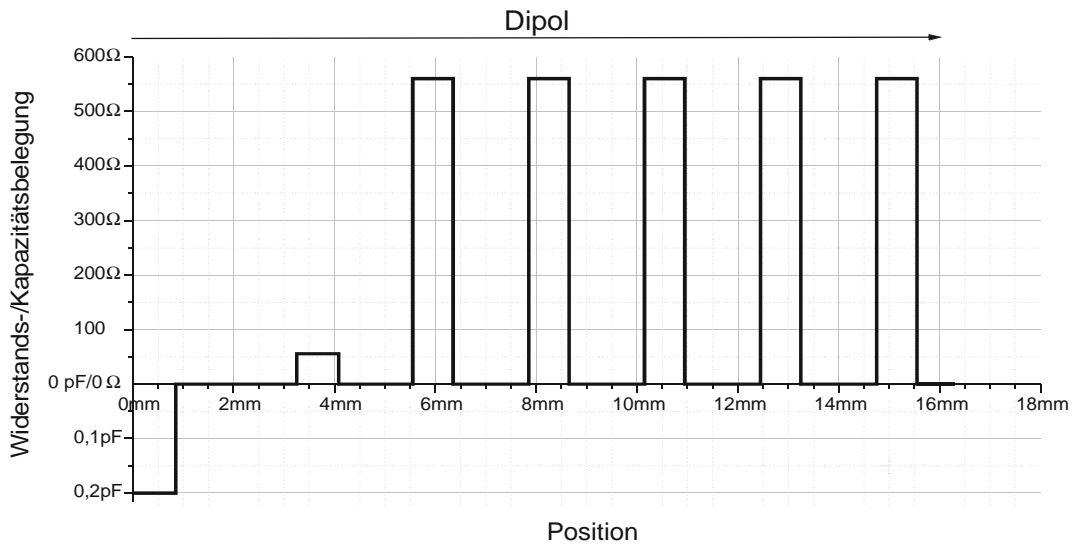


Bild 5.7:Empfohlene Widerstandsbelegung nach [14]

Der gemessene Wandlungsfaktor eines mit dieser Widerstandsbelegung gedämpften Dipols ist in Bild 5.8 dargestellt. Damit konnten die numerischen Berechnungen bestätigt werden.

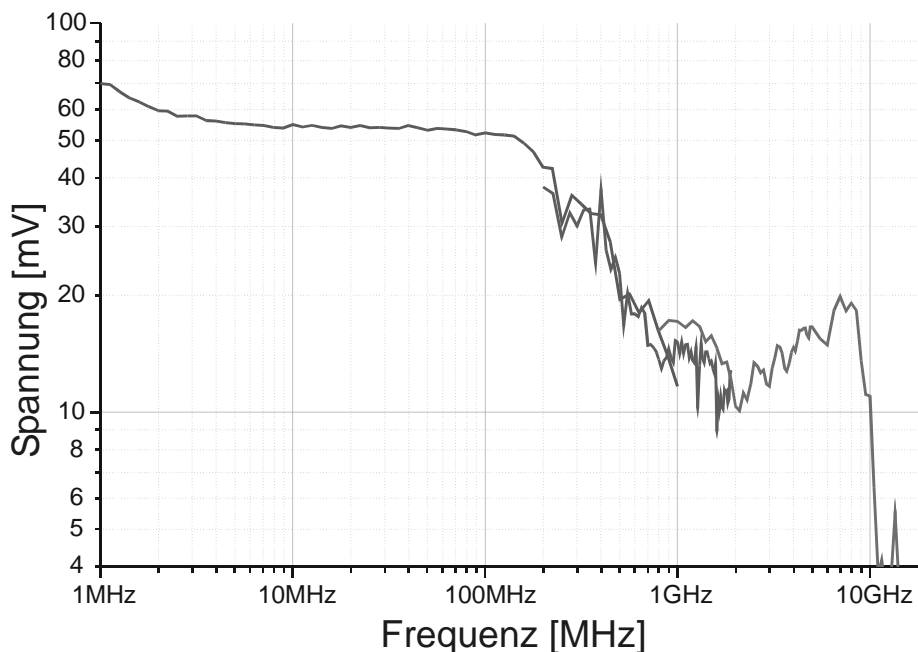


Bild 5.8: Resultierender Wandlungsfaktor

Bild 5.8 zeigt überlagert die Messergebnisse einer Messung in einer TEM-Zelle (Frequenzbereich 1 MHz - 1 GHz) und die Freiraummessungen vor zwei Doppelsteghornantennen (Frequenzbereich 200 MHz - 1,8 GHz und 800 MHz - 18 GHz). Allerdings zeigt der entwickelte Dipol eine zusätzliche Resonanz bei ca. 8 GHz. Diese wird aber durch das Gehäuse der Detektordiode hervorgerufen, Vergleichsmessungen der Detektordiode ohne angeschlossenen Dipol zeigen die gleiche Resonanz bei dieser Frequenz.

5.3.3 Vermessung der Einzelsensoren

Basierend auf den Empfehlungen der numerischen Berechnungen wurde ein Dipol in SMD-Technik auf entsprechendem FR4-Substrat aufgebaut. Wie auch in den vergleichenden Messungen in [14] konnte der Frequenzgang bestätigt werden, allerdings zeigte die Messung bei definierter Feldstärke, dass ein aus 6 SMD-Bauelementen der Bauform 0603 bestehender Dipol zu empfindlich ist, so dass bei höheren Feldstärken die Detektordioden nicht mehr im quadratischen Kennlinienbereich betrieben werden und damit Linearitätsfehler auftreten würden. Daher wurde die Zahl der SMD-Elemente auf drei verringert, so dass Linearitätsprobleme vermieden werden. Damit konnten die Ergebnisse der numerischen Berechnungen nicht mehr direkt verwendet werden, allerdings konnten selbstverständlich die ermittelten Abhängigkeiten des frequenzabhängigen Wandlungsfaktors verwendet werden, um die endgültige Widerstandsbelegung des Dipols für die jeweilige Norm zu bestimmen.

Im folgenden Bild 5.9 sind die resultierenden Wandlungsfaktoren für die entsprechenden Normen (VDE0848 - Deutschland; FCC - USA; AS-NZS - Australien) dargestellt.

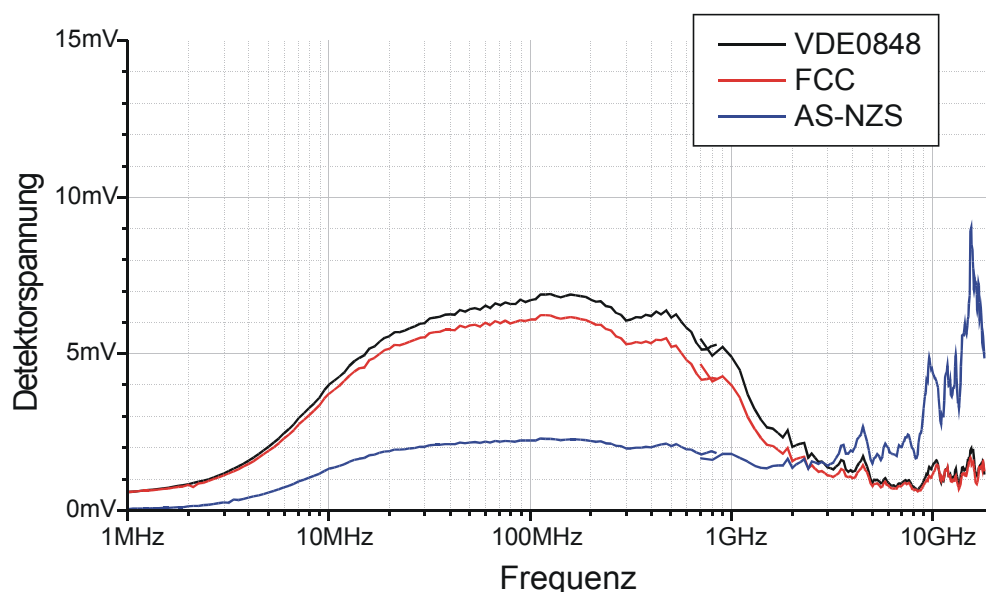


Bild 5.9: Wandlungsfaktoren der Dipole

Man erkennt, dass tatsächlich die gewünschten Stufen im Frequenzgang des Dipols erzeugt werden konnten. Durch geeignete Wahl der Widerstandsbelegung konnten auch die, je nach zugrunde liegender Norm, unterschiedlichen Stufenhöhen realisiert werden.

Verbesserungswürdig bleibt allerdings das Verhalten der Dipole bei sehr hohen Frequenzen (>15GHz). Hier kommt es noch zu Resonanzen und damit zu Überhöhungen des Wandlungsfaktors. Diese Resonanzen werden allerdings von der verwendeten Beam-Lead-Diode hervorgerufen, hier kann durch Einsatz einer besseren - allerdings auch teureren - Mikrowellen-Beam-Lead-Diode Abhilfe geschaffen werden.

5.3.4 Gesamtsystem eines Strahlungsmonitors

Abschliessend soll in diesem Abschnitt das Gesamtsystem beschrieben werden. Das Gerätekonzept sieht neben den in den vorherigen Abschnitten beschriebenen Dipol-Sensoren zur Messung des elektrischen Feldes auch widerstandsbelastete Schleifenantennen zur Messung des magnetischen Feldes vor. Je drei Sensoren sind rechtwinklig zueinander angeordnet, somit können die Feldstärkekomponenten in allen drei Raumrichtungen gemessen werden. Die Sensoren für die Messung des elektrischen und des magnetischen Feldes sind dabei auf einer gemeinsamen dreidimensionalen Leiterplatte aufgebracht. Hierbei kommt doppelseitig beschichtetes FR4-Platinenmaterial mit einer Flex-Innenlage aus Silikon zum Einsatz. Damit kann durch Unterbrechen der FR4-Ober- und Unterseite die Platine mittels der Flex-Schicht geknickt werden, um die geforderte Ausrichtung der Dipole und Schleifenantennen zu erreichen. Die Sensorplatine ist in Bild 5.10 dargestellt.

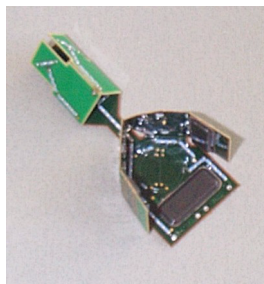


Bild 5.10: Sensorplatine des ESM-Systems

Zur Reduktion des Körpereinflusses befindet sich zwischen den E-Feldsonden und dem menschlichen Körper ein Absorber. Dieser soll im Frequenzbereich oberhalb von 1 GHz die Ausbildung einer stehenden Welle vor dem Körper verhindern. Allerdings ist dessen Reflexionsdämpfung begrenzt, da aus Handhabungsgründen die Größe des Absorbers begrenzt ist, damit dieser in der Abdeckkappe untergebracht werden kann. Bild 5.11 zeigt die Gesamtansicht des ESM-Systems.



Bild 5.11: Ansicht des ESM-Systems

Die Ausgangsspannungen der einzelnen Detektoren werden für elektrisches und magnetisches Feld getrennt addiert und über einen Analog-Digital-Umsetzer einem Mikrocontroller zugeführt. Dieser führt die notwendige Kalibrierung durch und berechnet den entsprechenden „Abstand“ zum Grenzwert und damit die Ansteuerung der Anzeigeelemente. Zur Anzeige kommt stets der größere Wert von elektrischem und magnetischem Feld, so dass auch in Nahfeldsituationen mit dominierendem elektrischem oder magnetischem Feld eine zuverlässige Überwachung sichergestellt werden kann. Die Messwerte der beiden Detektorgruppen (E- und H-Feld) können zusätzlich über eine optische serielle Schnittstellenverbindung ausgegeben werden. Damit kann das ESM-System in begrenztem Umfang auch als Fernüberwachungssystem eingesetzt werden.

5.4 Beeinflussung des Messvorgangs

5.4.1 Mögliche Einflüsse auf das Messergebnis

In den bisherigen Abschnitten wurde stets das ungestörte Messsystem betrachtet. Dazu wurden idealisierte Annahmen getroffen, um das grundlegende Verhalten z.B. der Dipole mit frequenzgangbewertetem Wandlungsfaktor zu beschreiben. Diese Annahmen sind eventuell für ein reales System nicht mehr gültig. Daher sollen in diesem Abschnitt mögliche Einflüsse auf das Gesamtsystem betrachtet werden. Hierzu werden zwei Haupteinflüsse untersucht:

1. Einflüsse durch das Messsignal

Bei der Auslegung des Messsystems wird, vor allem aus praktischen Gründen, meistens mit sinusförmigen und monofrequenten Signalen gearbeitet. Bei der praktischen Messung von z.B.

Kommunikationssignalen liegen in der Regel keine unmodulierten Signale und sehr oft auch Mehrfrequenzsignale, sogenannte Mehrtonsignale, vor. Das Messsystem muss daher auch für derartige Signale oder Signalgemische korrekte Messergebnisse liefern.

2. Einflüsse durch den Anwender des Messsystems

Die in dieser Arbeit vorgestellten Messsysteme sind prinzipiell als Handgeräte ausgelegt, d.h. der Anwender hält üblicherweise das Messgerät in der Hand oder trägt es im Falle des Feldstärkemonitors körpernah, z.B. in der Brusttasche oder am Gürtel. Hierbei muss mit einer Verzerrung des zu messenden Feldes durch den Anwender gerechnet werden. Die Einflüsse (Dämpfung oder Verstärkung des elektrischen oder magnetischen Feldes) müssen abgeschätzt werden und eliminiert oder wenigstens so weit wie möglich reduziert werden. Wird das Messgerät auf einem Stativ - also nicht körpernah - betrieben, so dass eine Feldverzerrung durch den Menschen ausgeschlossen werden kann, kann trotzdem z.B. durch Verwendung eines ungeeigneten Stativs oder einer leitfähigen Verbindung zum Grundgerät (z.B. zur Stromversorgung) eine nicht zu vernachlässigende Feldverzerrung hervorgerufen werden, die sich in veränderten Messergebnissen bemerkbar macht. Auch diese Einflüsse, die oftmals nicht zu vermeiden sind, werden in ihrer Größenordnung erfasst, so dass zumindestens eine Fehlerabschätzung möglich ist.

Die im Folgenden diskutierten Beeinflussungsmöglichkeiten stellen natürlich nur eine beschränkte Auswahl möglicher Beeinflussungen dar, allerdings kann das Vorgehen zur Bestimmung dieser Einflüsse durchaus auf andere Beeinflussungsmöglichkeiten übertragen werden.

5.4.2 Beeinflussung des Messergebnisses durch die Modulationsart des Messsignals und durch Mehrtonsignale

Bei der Untersuchung der Einflüsse durch die Modulationsart können die analogen Modulationsverfahren in phasenmodulierende (Frequenzmodulation FM und Phasenmodulation PM) und amplitudenmodulierende Verfahren (Amplitudenmodulation AM) unterschieden werden. Die digitalen Modulationsverfahren sind als Spezialfall der analogen Verfahren mit pulsförmigen Modulationssignalen anzusehen, die Quadraturamplitudenmodulation als Überlagerung von Phasen- und Amplitudenmodulation mit pulsförmigen Signalen.

Da bei den betrachteten Feldstärkemessgeräten Detektoren eingesetzt werden, also grundsätzlich nur der Betrag des Messsignals bestimmt wird, ergeben phasenmodulierte Signale grundsätzlich keine Abweichungen gegenüber dem sinusförmigen Signal gleichen Feldstärkeeffektivwerts. Die Frequenzmodulation, wie sie z.B. im UKW-Rundfunk eingesetzt wird, kann mathematisch auf eine Phasenmodulation zurückgeführt werden. Bild 5.12 zeigt die Abweichung des Messwertes eines frequenzmodulierten Signals gegenüber einem sinusförmigen

Signal für unterschiedliche Feldstärken. Verwendet wurde eine Typ-9-Feldsonde des EMR-Systems zur Messung des elektrischen Feldes (Frequenzbereich: 10 MHz - 18 GHz). Die Messung erfolgte in einer TEM-Zelle (Septumhöhe $d = 9\text{ cm}$, Wellenwiderstand $Z_L = 50\Omega$) mit einer ersten Resonanzstelle bei $f_{res} = 960\text{ MHz}$. Die zu messende Feldstärke E wurde mittels eines thermischen Leistungsmessgeräts aus der am Ausgang der TEM-Zelle austretenden Leistung P nach (5.7) bestimmt.

$$E = \frac{U}{d} = \frac{\sqrt{2 \cdot P \cdot R}}{d} = \frac{\sqrt{2 \cdot P \cdot 50\Omega}}{9\text{ cm}} \approx \sqrt{\frac{P}{1\text{ W}}} \cdot 111 \frac{\text{V}}{\text{m}} \quad (5.7)$$

Als Bezugswerte werden die Anzeigewerte des Feldstärkemessgeräts E_{Sinus} bei sinusförmigem Signal verwendet, die Abweichung ist gemäß (5.8) definiert.

$$e = 20 \cdot \log \frac{E_{FM}}{E_{Sinus}} \quad (5.8)$$

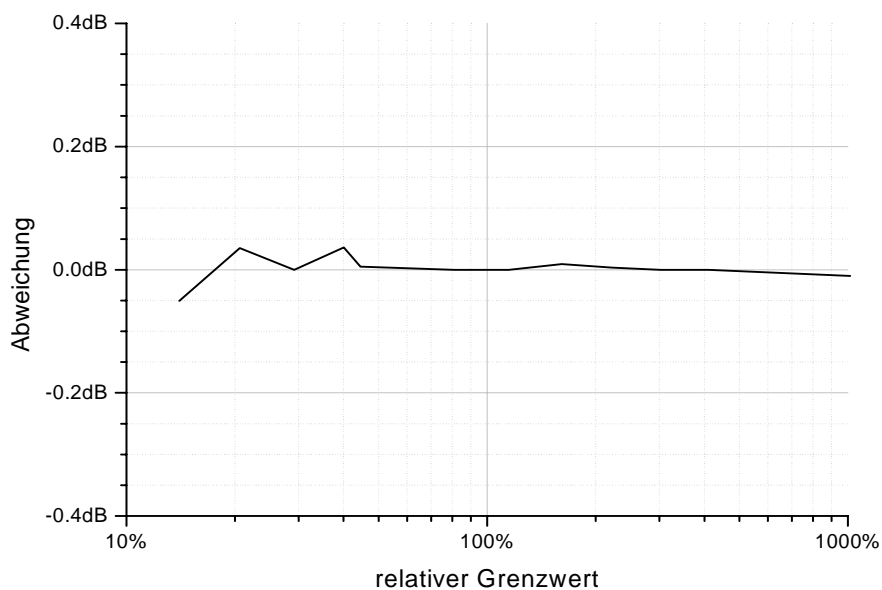


Bild 5.12: Abweichung des Anzeigewerts des EMR-Systems (Typ-9-Sonde) bei frequenzmoduliertem Signal (Trägerfrequenz: 100 MHz, Modulationshub $\pm 75\text{ kHz}$, Modulationsfrequenz 1 kHz) vom sinusförmigen Signal

Man erkennt, dass die Abweichungen zwischen moduliertem und unmoduliertem Signal zu vernachlässigen sind. Eine Phasenmodulation kann wie erwähnt auch als Frequenzmodulation behandelt werden. Anschaulich entspricht eine Frequenzmodulation einem sich in einem Frequenzbereich ständig ändernden sinusförmigen Signal. Dieser Frequenzbereich ist bezogen auf die Grundfrequenz üblicherweise relativ klein (bei UKW-Rundfunk beträgt der Frequenz-

hub $f_{Hub} = \pm 75 kHz$, damit ergibt sich bei einer Mittenfrequenz von z.B. $f = 100 MHz$ eine Frequenzverschiebung um ca. $\pm 0,075 \%$). In einem derartig schmalen Frequenzbereich kann der Frequenzgang der Feldsonde in jedem Fall als konstant angesehen werden, so dass sich bei einer Frequenzänderung in diesem Bereich keine Änderung der Detektorspannung ergibt. Werden extrem große Frequenzhübe verwendet, was theoretisch denkbar ist, kann es vor allem bei Feldstärkemessgeräten mit angepasstem Frequenzgang zu Abweichungen kommen. Diese Signale treten aber üblicherweise nicht auf, da so große Frequenzhübe extreme Bandbreiten erfordern, die aber für Abstrahlungen im betrachteten Frequenzbereich (10 MHz - 20 GHz) aufgrund der dann nicht zu verhindernden Störung anderer Funkdienste nicht zur Verfügung stehen. Somit können die Einflüsse durch phasenmodulierte Signale üblicherweise vernachlässigt werden. Anders sieht es bei amplitudenmodulierten Signalen bzw. Signalen mit mehreren unterschiedlichen Frequenzen aus. Hierbei überlagern sich die einzelnen Signale zu einer Schwebung, die als amplitudenmoduliertes Signal behandelt werden kann. Je nach Frequenz, Amplitude und Phasenverschiebung der einzelnen Signale zueinander treten sehr unterschiedliche Signale auf. Die Bilder 5.13 und 5.14 zeigen einige der möglichen resultierenden Signale im Zeitbereich mit unterschiedlichen Spannungsamplituden U_i der Einzelsignale.

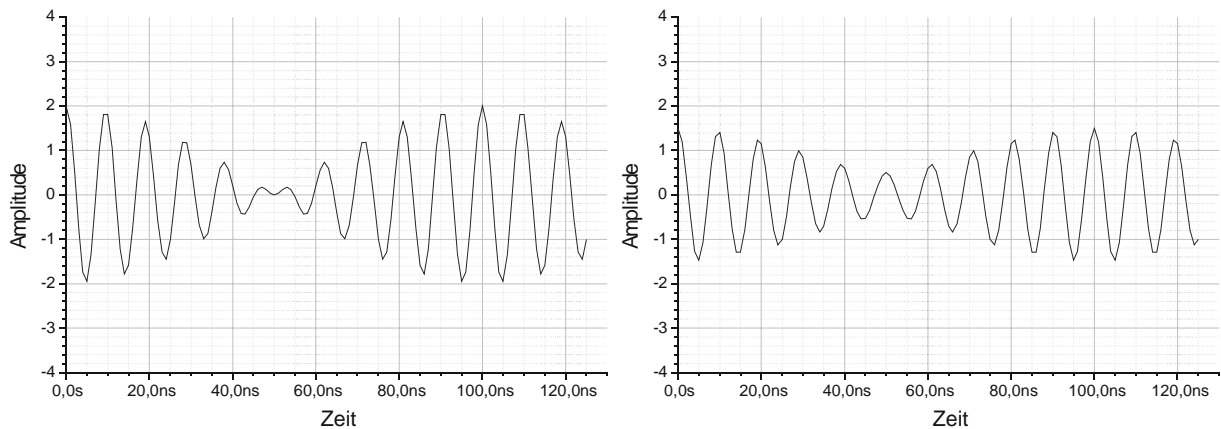


Bild 5.13: 2-Ton-Signale $\Delta f=10MHz$, $U_1=1,0; U_2=1,0$ und $U_1=1,0; U_2=0,5$

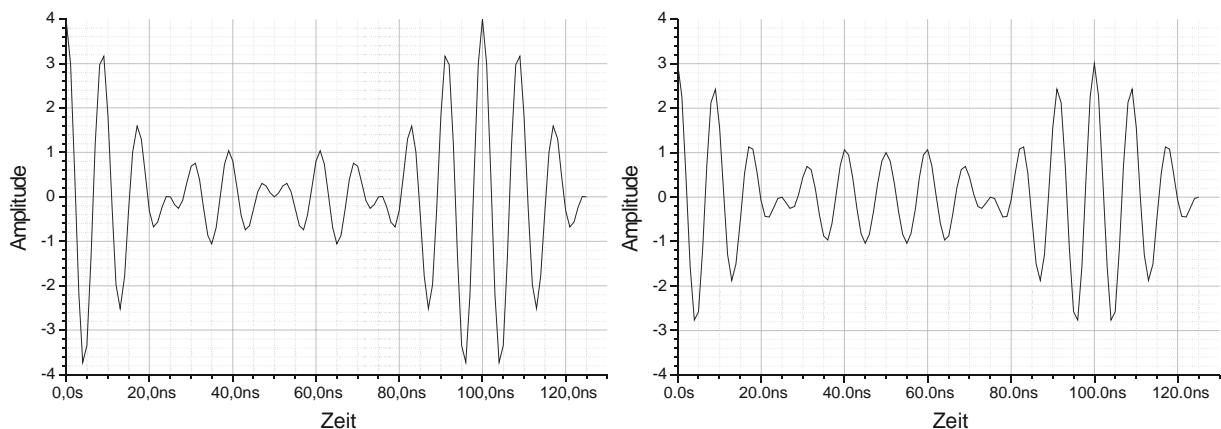


Bild 5.14: 4-Ton-Signale $\Delta f=10MHz$; $U_1=1,0; U_2=1,0; U_3=1,0; U_4=1,0$ und $U_1=1,0; U_2=0,5; U_3=1,0; U_4=0,5$

Die Messungen zur Bestimmung der möglichen Meßfehler beim Auftreten von Mehrtonsignalen wurden ebenfalls in einer TEM-Zelle durchgeführt. Die einzelnen Signale wurden über einen Leistungsaddierer zusammengeführt, mittels eines breitbandigen, ausreichend leistungsfähigen Verstärkers verstärkt und der TEM-Zelle zugeführt. Die Feldstärke am Ort des Feldstärkemessgeräts wurde, wie bei der Untersuchung der phasenmodulierten Signale, über die am Ausgang der TEM-Zelle vorhandene Leistung bestimmt. Zur Messung der Leistung am Ausgang der TEM-Zelle wurde ein Leistungsmessgerät mit thermischem Messkopf verwendet. Dieses zeigt, anders als Messgeräte mit Diodenmessköpfen, stets den Effektivwert des zu messenden Signals an. Es tritt somit näherungsweise keine Beeinflussung durch unterschiedliche Modulationsarten auf.

Untersucht wurden die folgenden Feldstärkemessgeräte bzw. Feldsonden des EMR-Systems:

ESM-20/Radman (Frequenzgangbewertet nach FCC96-326 occ. bis 18 GHz)

EMR Typ-8-Sonde für das elektrische Feld (100 kHz - 3 GHz)

EMR Typ-9-Sonde für das elektrische Feld (10 MHz - 18 GHz)

EMR Typ-10-Sonde für das magnetische Feld (27 MHz - 1 GHz)

EMR Typ-11-Sonde für das elektrische Feld (10 MHz - 60 GHz)

EMR Typ-24-Sonde für das elektrische Feld

(Frequenzgangbewertet nach FCC96-326 occ. bis 4 GHz)

EMR Typ-25-Sonde für das elektrische Feld

(Frequenzgangbewertet nach FCC96-326 occ. bis 18 GHz)

Für die Messung wurden ein 2-Ton-Signal mit einem Frequenzabstand $\Delta f = 10\text{MHz}$ und gleichen Amplituden U_i und ein 8-Ton-Signal mit gleichem Frequenzabstand Δf und gleichen Amplituden U_i verwendet. Die sich ergebenden Abweichungen, bezogen auf ein monofrequentes und sinusförmiges Signal bei $f = 100\text{MHz}$ sind in den folgenden Bildern dargestellt.

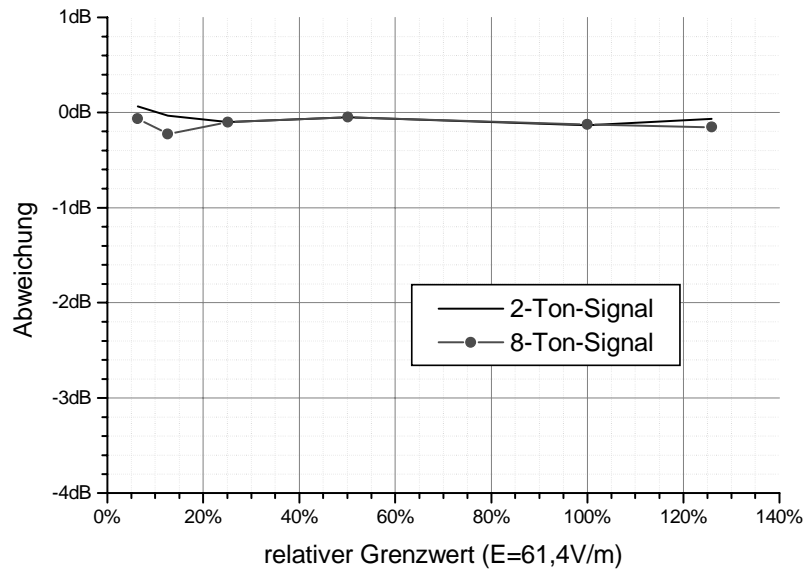


Bild 5.15: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal beim ESM-20/Radman (E-Feldsensor)

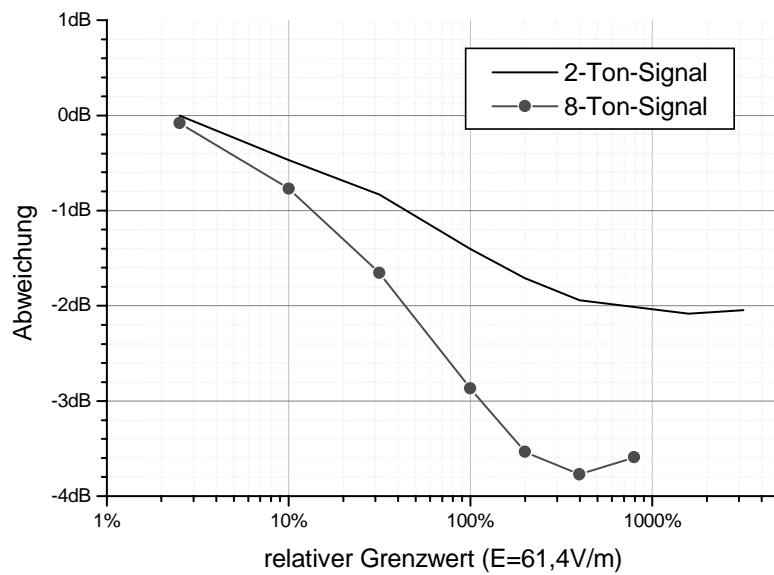


Bild 5.16: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal bei Typ-8-Sonde des EMR-20 Systems

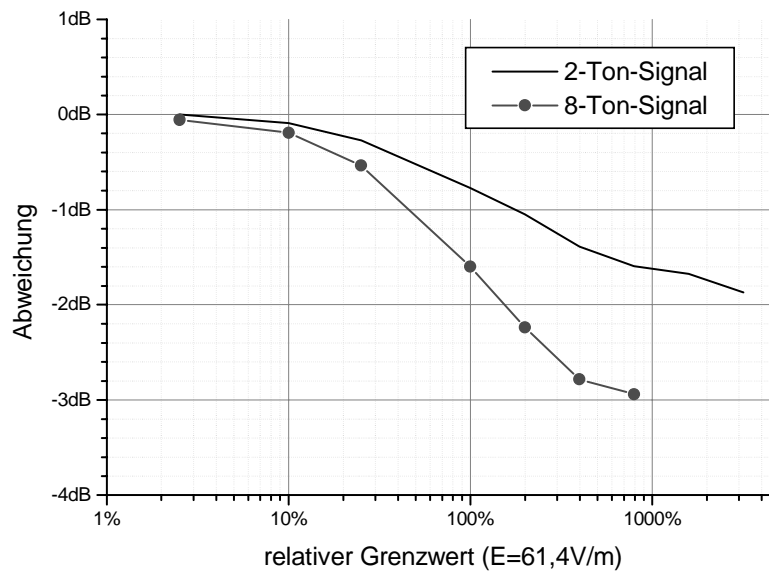


Bild 5.17: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal bei Typ-9-Sonde des EMR-20 Systems

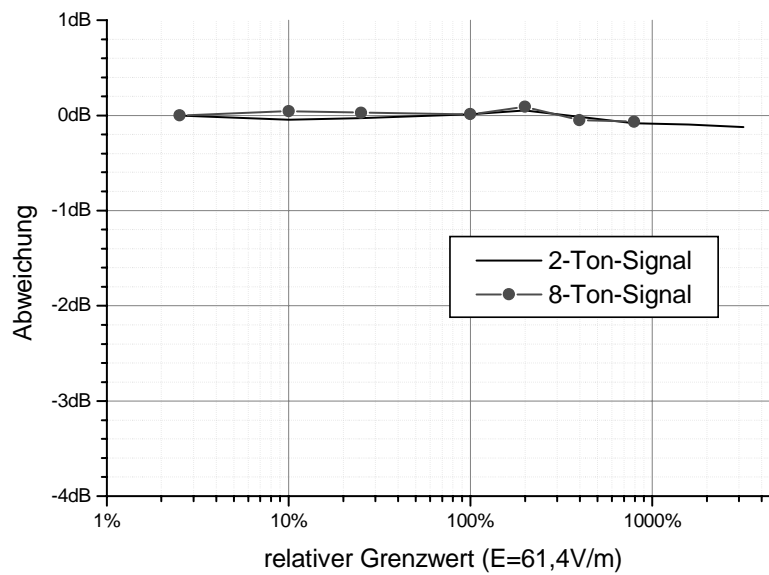


Bild 5.18: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal bei Typ-10-Sonde des EMR-20 Systems

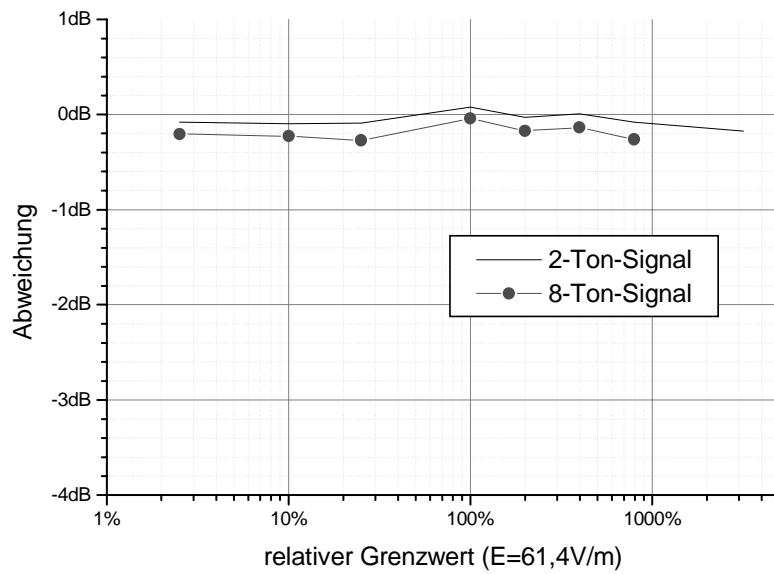


Bild 5.19: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal bei Typ-11-Sonde des EMR-20 Systems

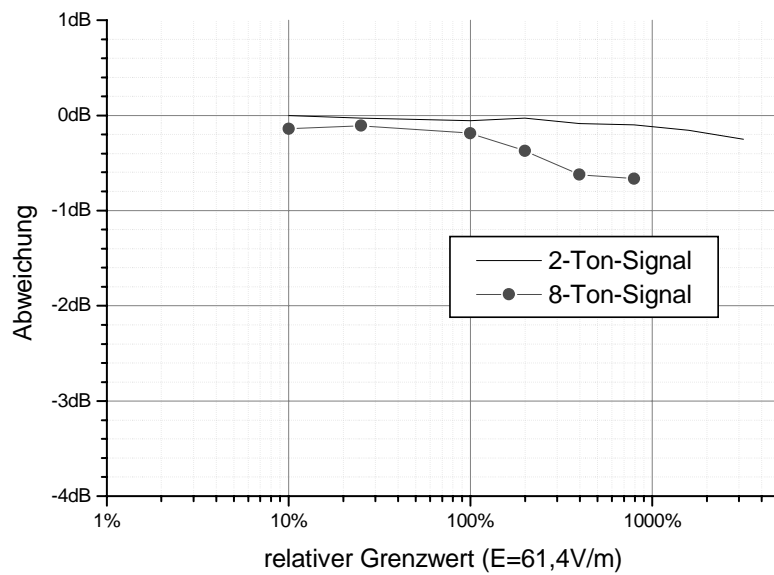


Bild 5.20: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal bei Typ-24-Sonde des EMR-20 Systems

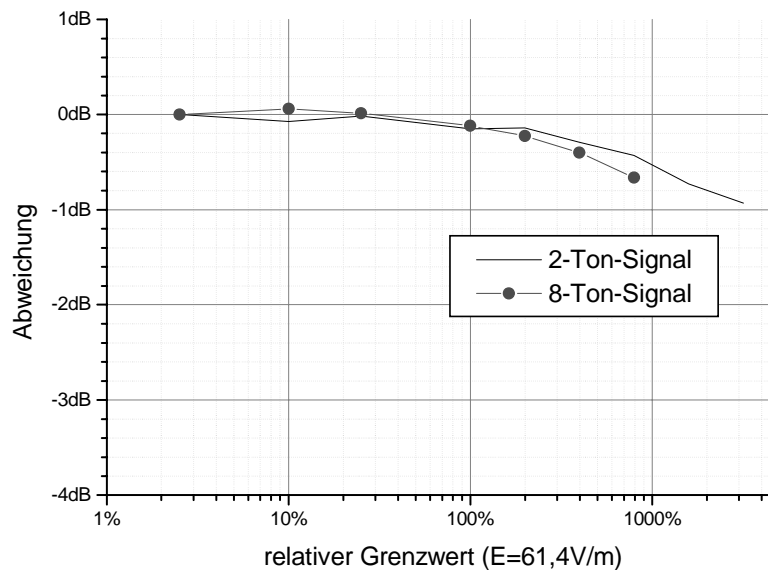


Bild 5.21: Abweichung für 2-Ton und 8-Ton-Signal bei Typ-25-Sonde des EMR-20 Systems

Insbesondere bei der Typ-8- und Typ-9-Feldsonde ist eine relativ hohe Abweichung des Messwertes zu erkennen. Diese tritt bei der Typ-11- und auch bei der Typ-10-Sonde nicht auf, wobei beachtet werden muss, dass es sich bei der Typ-10-Sonde um eine Magnetfeld-Sonde handelt, die eine völlig andere Detektorschaltung verwendet. Ausserdem ist zu beachten, dass die Typ-11-Sonde relativ unempfindlich ist, d.h. Feldstärkewerte kleiner als 1% des Grenzwertes können nur sehr ungenau gemessen werden bzw. werden vom Systemrauschen überdeckt. Es muss bei der Auslegung des Detektors auch immer sein nutzbarer Dynamikbereich berücksichtigt werden, bei dieser Sonde ist er zu höheren Feldstärkewerten hin verschoben.

Zu erkennen ist aber auch, dass relevante Abweichungen (Abweichungen > 1dB) erst oberhalb des Grenzwerts, also oberhalb des 100%-Feldstärkewerts auftreten. Derartige Feldstärkewerte treten aber nur an sehr exponierten Stellen in unmittelbarer Umgebung von Sendeantennen auf, (z.B. an der Mastleiter oder auf Montageplattformen vor der Antenne). Trotzdem sollten auch solche Feldstärkewerte korrekt angezeigt werden. Hierzu zeigt sich bei der Messung der Sondentypen 24 und 25 sowie des RADMAN-Systems, dass die Feldsonden mit bewertetem Frequenzgang prinzipiell geringere Abweichungen zeigen, als Sonden mit konstantem Frequenzgang gemäß der Dimensionierungsvorschrift nach 5.4 bzw. nach [13]. Zusätzliche Messungen und Messungen an pulsmodulierten Signalen, wie sie z.B. bei umlaufenden Radarantennen auftreten, werden in [1] und [32] vorgestellt.

Zusätzlich besteht die Möglichkeit, den Detektor selbst geringer auszusteuern. Damit werden die Verzerrungen des Detektorausgangssignals, die durch die stets vorhandenen nichtlinearen

Kennlinienanteile hervorgerufen werden, reduziert. Hierbei bietet sich z.B. an, mehrere Detektordioden in Serienschaltung zu verwenden und ihre gemeinsame Detektorspannung auszuwerten. Allerdings ist die zu erzielende Verbesserung, d.h. die Verringerung der Abweichung, relativ gering. Nach [24], wo dieses Konzept ausführlicher dargestellt wird, kann bei Verwendung von zwei Dioden eine Erhöhung des nutzbaren Dynamikbereichs um 3 dB, bei Verwendung von drei Dioden eine Erhöhung von 4,8 dB erreicht werden.

Eine weitere Möglichkeit der Reduzierung der Abweichung ist die rechnerische Entzerrung des Detektors. Dieses ist neben der Anwendung bei amplitudenmodulierten oder Mehrton-Signalen auch bei sinusförmigen Signalen zur Erzielung eines großen Dynamikbereichs anwendbar, allerdings müssen im Falle nicht-sinusförmiger Messsignale Zusatzinformationen über die Signalform, also Modulationsindex bzw. Tastverhältnis bekannt sein. Diese Informationen sind bei der Messung komplexer oder unbekannter Signale nicht verfügbar, so dass nur die Frequenzgangbewertung in Kombination mit der Detektorentzerrung sinnvolle Ergebnisse ausreichender Genauigkeit liefert.

5.4.3 Beeinflussung des Messergebnisses durch den Anwender und die Umgebung

Bei der Entwicklung von Handgeräten zur Feldstärkemessung muss neben der Leistungsfähigkeit des eigentlichen Messgeräts auch dessen Betrieb unter dem Einfluss des Anwenders untersucht werden. Hierzu gehören die unvermeidbare Verzerrung des zu messenden Feldes durch die Anwesenheit des Anwenders, der feldtechnisch einen verlustbehafteten dielektrischen Körper darstellt (vgl. Abschnitt 6.3.1 bzw. 6.4.4) sowie äußere Einflüsse, die durch Aktionen des Anwenders hervorgerufen werden. Die Verwendung eines Stativs oder die Benutzung eines netzgespeisten Stromversorgungskabels können ebenfalls zu Feldverzerrungen führen. Allerdings wird stets ein korrekter Umgang mit dem Messsystem vorausgesetzt, d.h. Messfehler, die durch Fehlbedienung hervorgerufen werden, sollen nicht untersucht werden.

Da die feldtechnischen Bedingungen z.B. bei der Montage eines Feldstärkegeräts auf ein schlecht geerdetes Stativ nur unter großem Aufwand im Rechner modelliert werden können, wurden diese Untersuchungen an Hand von einigen Messungen durchgeführt. Dagegen konnte der Einfluss der Feldverzerrung durch den Benutzer relativ einfach im Rechner bestimmt werden, da neben dem dielektrischen Körpermodell zur Berücksichtigung des Benutzers keine weiteren Komponenten modelliert werden müssen. Anfangs wurde, um die realen Bedingungen sehr genau wiederzugeben, ein homogenes Menschen-Modell basierend auf dielektrischen Quadern verwendet. Allerdings zeigte sich in vergleichenden Rechnungen, dass annähernd die gleichen Ergebnisse mit einem metallischen Modell endlicher Leitfähigkeit er-

zielt werden können. Die Berechnung mit diesem metallischen Modell liefert quasi die Abschätzung der maximal möglichen Beeinflussung. Für die eigentlichen Untersuchungen wurde daher nur das metallische Modell nach Bild 5.22 verwendet. Zur Bestimmung des Einflusses des Benutzers auf das Messergebnis wurden 2 typische Gerätepositionen untersucht (Gerät in linker Brusttasche und Gerät rechts seitlich an der Hüfte).

Außerdem wurde ein Körpermodell mit angewinkelten Armen erstellt. Hier wurde zusätzlich zu den beiden Gerätepositionen der Fall untersucht, dass der Bediener das Gerät in der Hand hält. Daher wurde ein dritter Messpunkt definiert, der sich oberhalb der rechten Hand befindet. Diese Anordnung wurde durch eine ebene Welle unterschiedlicher Einfallrichtung und Polarisation angeregt und die sich ergebende Feldstärke an den einzelnen Messpunkten wurde auf die Feldstärke an diesem Punkt ohne Anwesenheit des Körpermodells bezogen. Die beiden Bilder 5.23 und 5.24 zeigen für den Fall des Messpunkts 1 (linke Brusttasche, angelegte Arme) die Abweichung bei Einfall der elektromagnetischen Welle frontal von vorne.

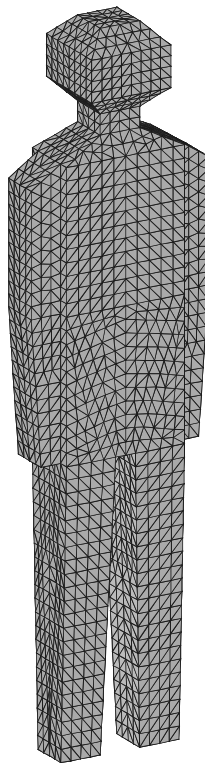


Bild 5.22: Verwendetes Körpermodell mit anliegenden Armen

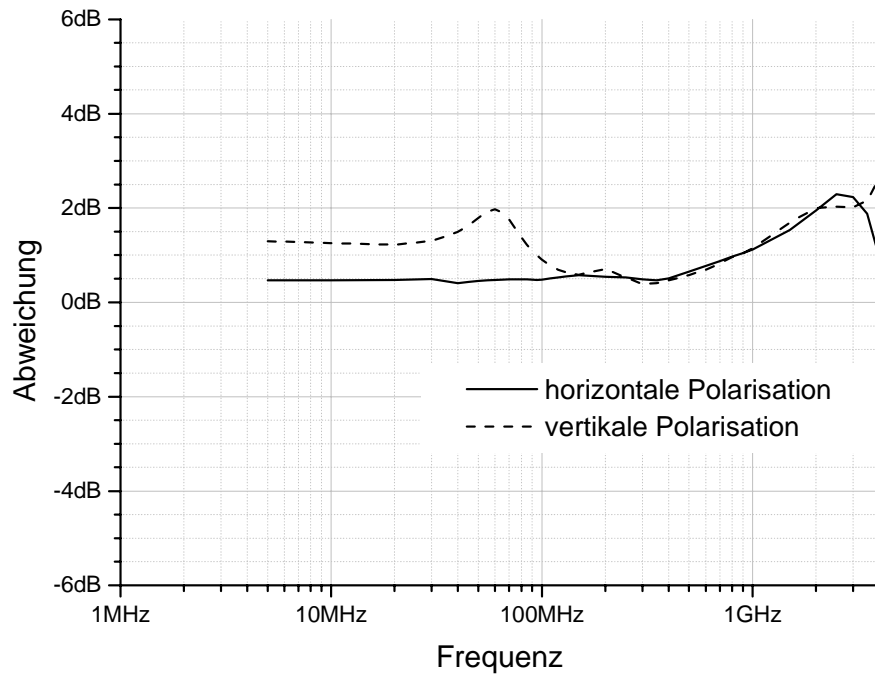


Bild 5.23: Abweichung des elektrischen Feldes bei Einfall der elektromagnetischen Welle von vorne

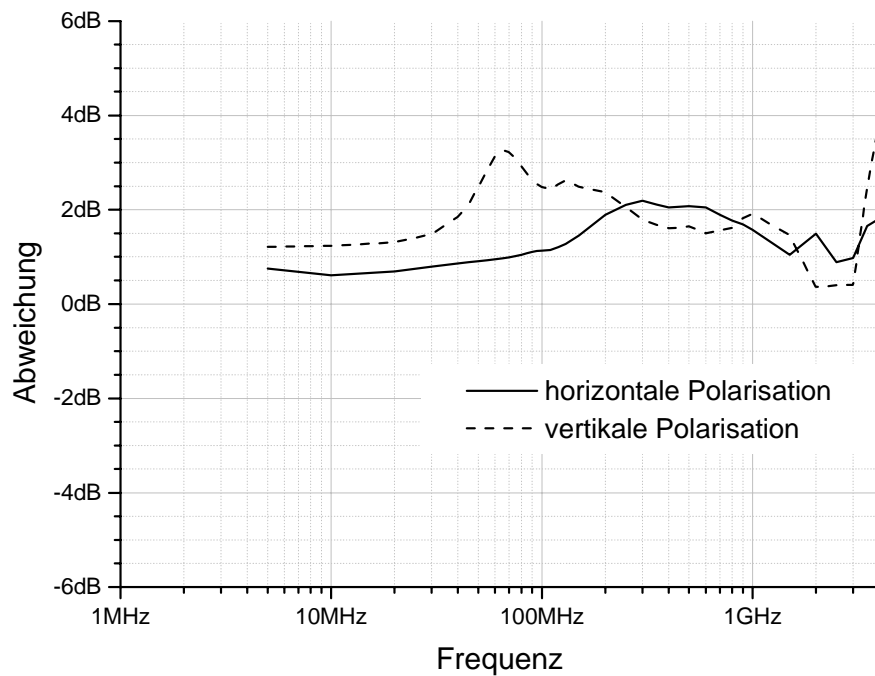


Bild 5.24: Abweichung des magnetischen Feldes bei Einfall der elektromagnetischen Welle von vorne

Man erkennt, dass bei Einfall einer horizontal polarisierten elektromagnetischen Welle für Frequenzen unterhalb von 1 GHz Abweichungen unter 2,5 dB auftreten. Für höhere Frequenzen besteht die Möglichkeit, durch absorbierendes Material, z.B. in Form von planaren Schaumabsorbieren, den Einfluss des Menschen zu verringern. Bei vertikaler Polarisation ist eine deutliche Resonanz bei 80 MHz zu erkennen. Bei Betrachtung der Körpermodellgröße erkennt man, dass diese unter Berücksichtigung der dielektrischen Eigenschaften des Modells bei 80 MHz der halben Wellenlänge entspricht, es entsteht die sogenannte Hauptkörperresonanz. Diese kann bei tatsächlichen Messungen fast nicht vermieden werden, allerdings wird bei diesen Frequenzen um 100 MHz (UKW-Rundfunk) üblicherweise horizontale Polarisation verwendet, so dass dieser Fall in der Realität nicht sehr häufig ist. Ausserdem tritt eine Überbewertung auf, d.h. das Messgerät würde einen höheren Feldstärkewert als tatsächlich vorhanden anzeigen, was unter Personenschutzgesichtspunkten hinnehmbar ist, sofern die Überbewertung nicht zu stark ausfällt. Weitere Ergebnisse finden sich in [27].

Weitere Beeinflussungen können durch eine ungeeignete Position des Feldstärkemessgerätes selbst verursacht werden. Hierzu wurde auf einer Freifeld-Testanlage ein EMR-System in verschiedenen Positionen montiert sowie mit verschiedenen Zubehörteilen versehen, um die jeweiligen Einflüsse zu messen. Da die Personenschutzgrenzwerte gegenüber den zulässigen Geräte-EMV-Abstrahlungswerten deutlich höher liegen, können in einer Freifeldanlage keine breitbandigen Messungen aufgrund der dann auftretenden Funkstörungen durch unerlaubte Abstrahlung durchgeführt werden. Aus diesem Grund wurden nur einzelne Frequenzen am Rand der Rundfunkbereiche bzw. in ISM-Bändern verwendet. Zusätzlich standen zwei Testfrequenzen in den GSM-Bändern zur Verfügung. Im einzelnen wurden folgende Frequenzen verwendet:

88 MHz	(unterer Rand des UKW-Bereichs)
174 MHz	(unterer Rand des TV-Band III)
230 MHz	(oberer Rand des TV-Band III)
433,92 MHz	(ISM-Band)
916 MHz	(lizenzierte Testfrequenz im GSM900 Band)
1878 MHz	(lizenzierte Testfrequenz im GSM1800 Band)
2450 MHz	(ISM-Band)

Das EMR-System wurde auf einem Holzstativ in verschiedenen Höhen (60 cm, 79 cm und 93 cm) über dem Boden montiert und parallel zum Boden mit einer Doppelsteghorn-Antenne

(Antennenabstand 3 m) bestrahlt. Als Bezugswerte wurden die Anzeigewerte des EMR-Systems ohne äußere Veränderungen verwendet. Als Veränderung wurde jeweils das Anbringen einer Wetterschutzhaube für stationäre Messungen, die Versorgung des Grundgeräts über ein externes Netzteil und die Kombination beider Erweiterungen, also Wetterschutzhaube und externe Stromversorgung untersucht. Feldstärkeabhängige Effekte wurden nicht untersucht, es wurde eine konstante Feldstärke bei beiden Polarisierungen der einfallenden Welle verwendet. Die sich ergebenden Abweichungen sind in den folgenden Bildern 5.25 bis 5.30 dargestellt. Man erkennt, dass die Abweichungen der Messwerte bei horizontaler Polarisation um maximal 1dB ($\pm 10\%$ des Feldstärkewerts) vom Referenzwert abweichen, während bei vertikaler Polarisation Abweichungen von über 2,5dB ($\pm 33\%$ des Feldstärkewerts) auftreten können. Mit Hilfe der dargestellten Werte kann allerdings eine Fehlerabschätzung durchgeführt werden, so dass auch bei derartigen Veränderungen des Feldstärkemessgeräts ausreichend genaue Ergebnisse erzielt werden können.

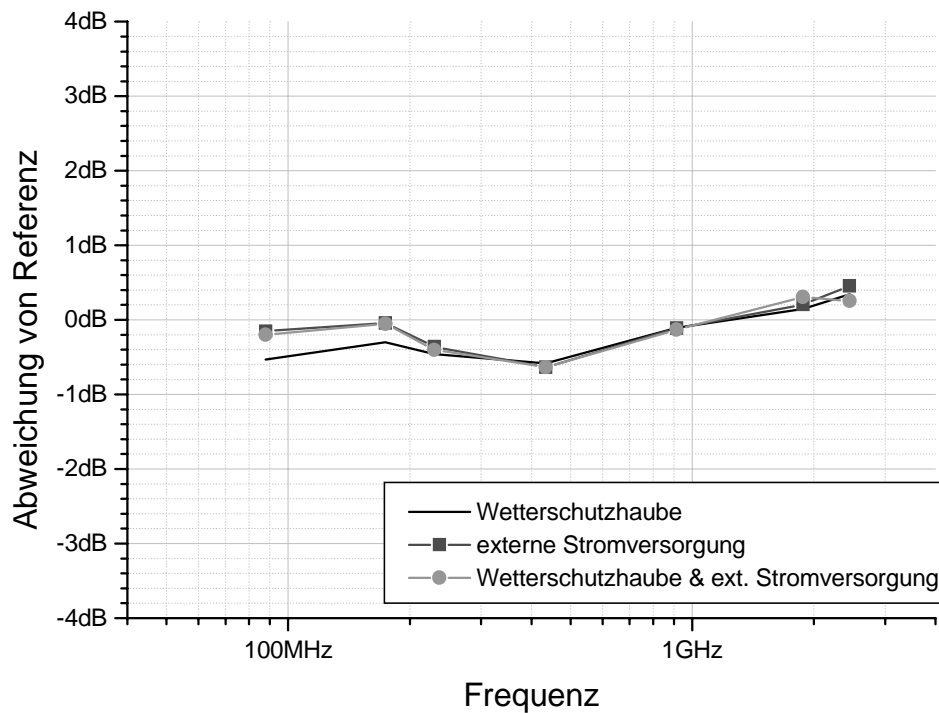


Bild 5.25: Abstand 60 cm horizontal

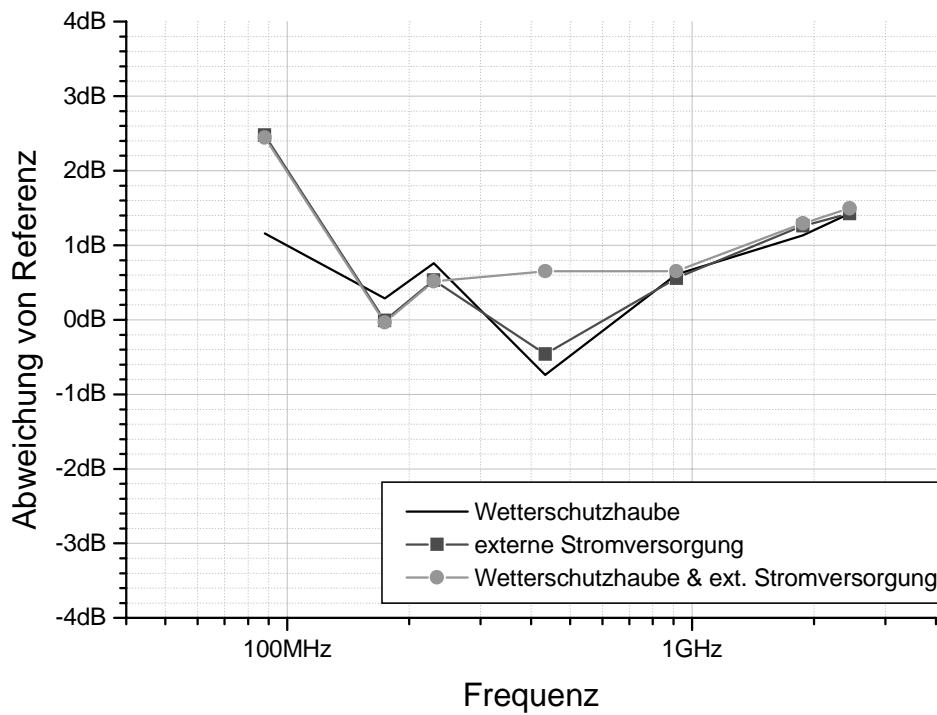


Bild 5.26: Abstand 60 cm vertikal

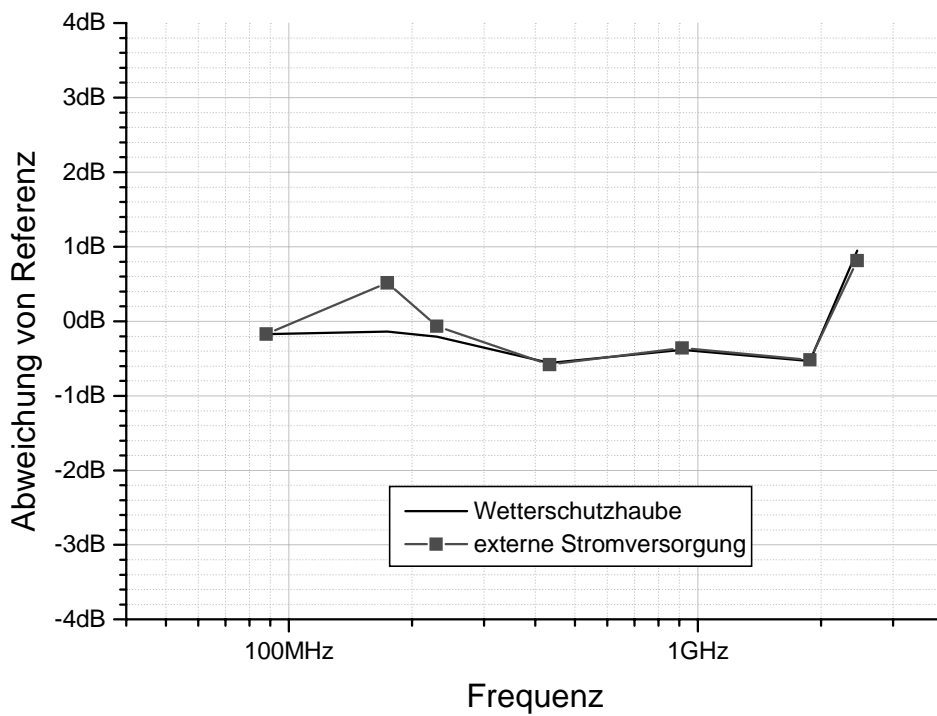


Bild 5.27: Abstand 78 cm horizontal

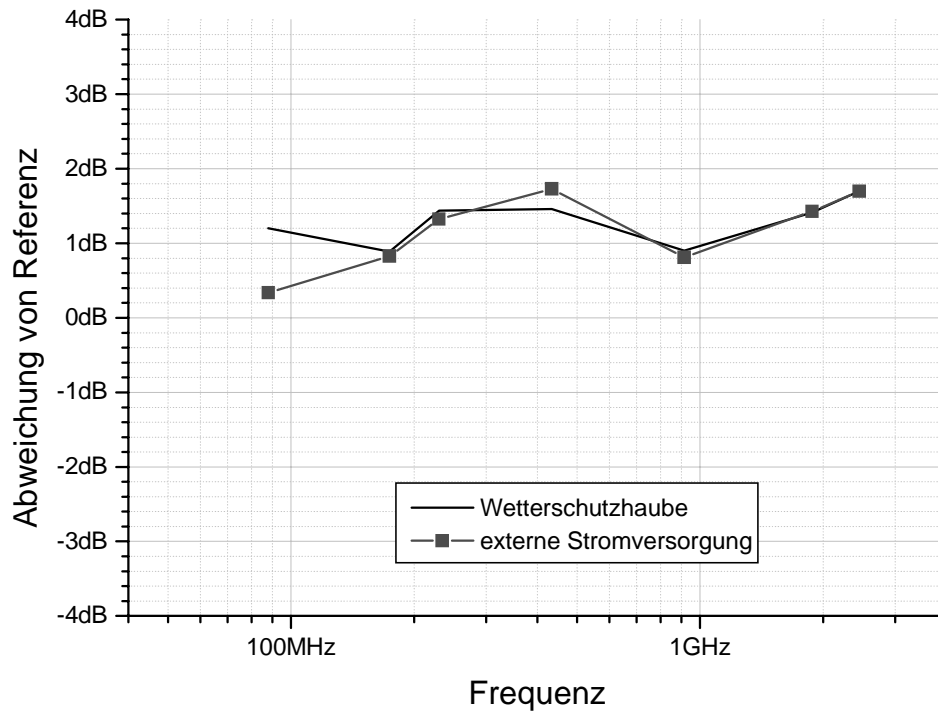


Bild 5.28: Abstand 78 cm vertikal

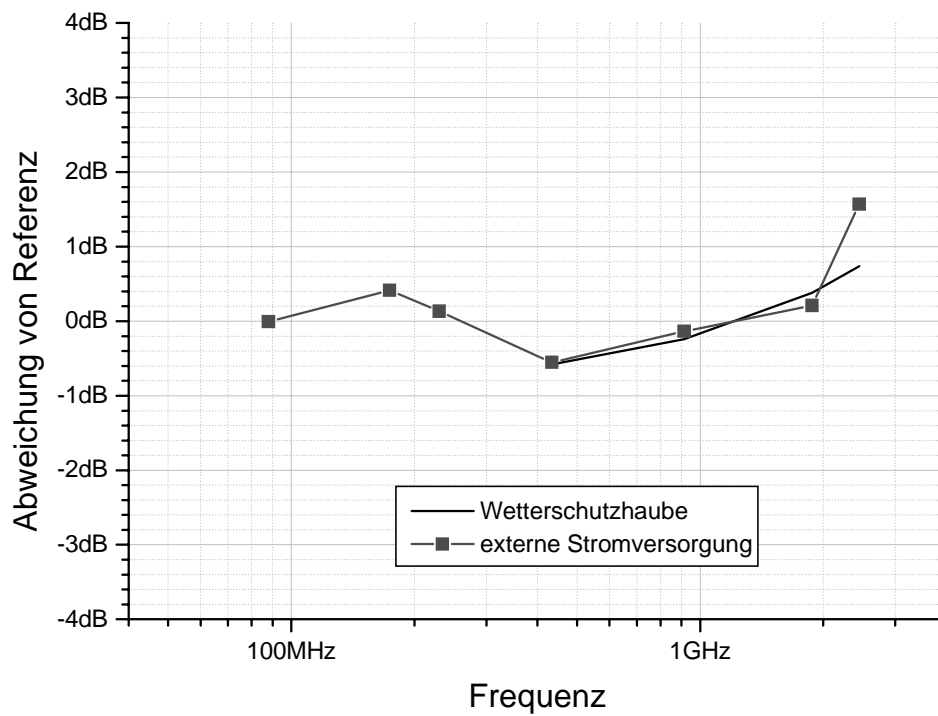


Bild 5.29: Abstand 93 cm horizontal

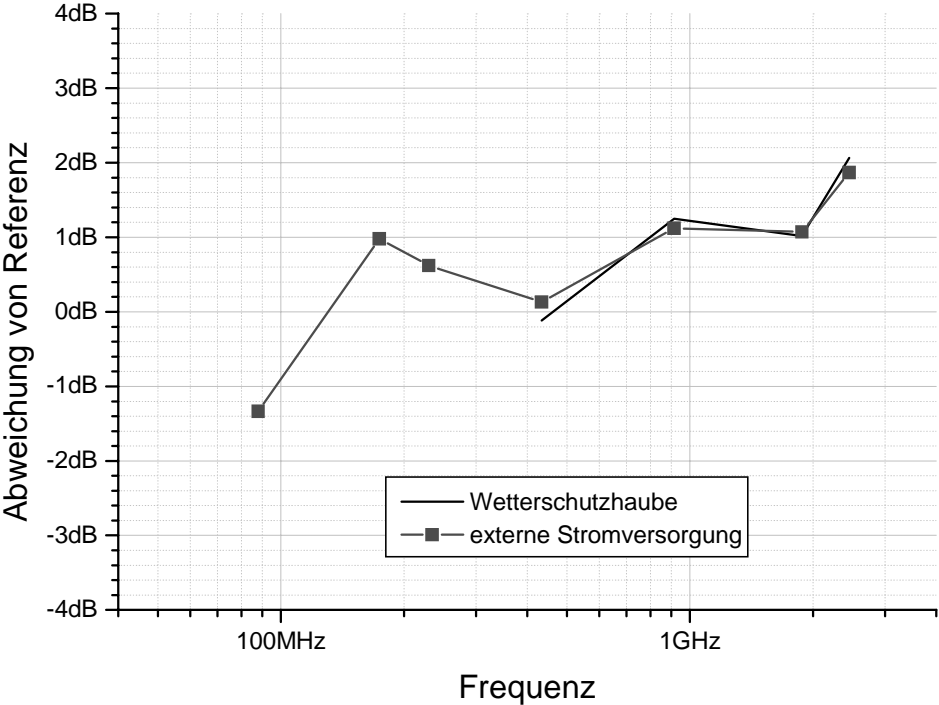


Bild 5.30: Abstand 93 cm vertikal

6. Wirkungen auf medizinische Hilfsgeräte - Bestimmung der Störeinkopplung in Herzschrittmacher

6.1 Problemstellung

Herzschrittmacher gehören in der modernen medizinischen Therapie heute zum unverzichtbaren Rüstzeug des Kardiologen. Typische Krankheitsbilder sind Herzrhythmusstörungen (Bradykardie-Tachykardie-Syndrom) oder MAS-Syndrom bei AV-Blockade. Dabei dient der Herzschrittmacher als Unterstützung bzw. Ersatz für die herzeigene Erregung, d.h. durch geeignete Stromimpulse wird die Muskelkontraktion des Sinusknotens und damit des Herzmuskels hervorgerufen. Damit kann eine dem gesunden Herzen vergleichbare Aktivität erreicht werden.

In der Anfangszeit der Herzschrittmachertherapie wurden ständig festfrequent arbeitende Schrittmacher eingesetzt, d.h. die Erregungsimpulse wurden mittels eines Impulsgenerators mit konstanter Frequenz und Amplitude erzeugt und über eine Elektrode zum Herz geführt (siehe Bild 6.1). Die starre Erregungsfrequenz von ungefähr 60 Impulsen/min führt allerdings für den Herzschrittmacherträger zu körperlichen Einschränkungen, da das Schrittmachersystem nicht auf Anforderungen des Organismus reagiert. Bei körperlichen Anstrengungen des Patienten, z.B. Treppensteigen, wird nicht, wie beim gesunden Herzen, die Erregungsfrequenz erhöht, sondern der Schrittmacher und damit das Herz schlagen weiter konstant mit der eingestellten Herzfrequenz. Da die für die Aktivität des Patienten notwendige Blutzirkulation fehlt, kann die körperliche Leistung nicht erbracht werden, was zu einer sehr starken körperlichen Einschränkung des Herzschrittmacherträgers führt.

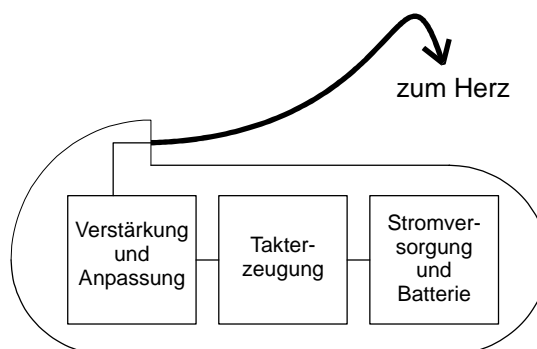


Bild 6.1: Prinzipschaltbild der festfrequenten Herzschrittmachersystems

Um diese Einschränkung des Herzschrittmacherpatienten zu vermeiden, wird in modernen Herzschrittmachern neben den zur Impulserzeugung notwendigen Schaltungen eine Detekti-

onseinheit integriert, die über die zum Herzen verlaufende Elektrode ein Elektrokardiogramm (EKG) registriert, aus dem sich die Anforderungen an die Herzfrequenz aufgrund körperlicher Aktivität ableiten lassen (siehe Bild 6.2). Einschränkend muss allerdings bemerkt werden, dass dieses Vorgehen natürlich nur bei Patienten mit Herzrhythmusstörungen zum Erfolg führt, bei Patienten mit totaler AV-Blockade, d.h. völlig ausbleibender Eigenerregung der Herzens kann natürlich keine Rückmeldung vom Herzen abgeleitet werden. Hier muss zwangsläufig eine festfrequente Erregung erfolgen.

Bei sporadischen Herzrhythmusstörungen, d.h. nur in Ausnahmefällen, wird der Herzrhythmus durch fehlende oder überzählige herzeigene Erregungsimpulse gestört, kann die Erregung von Seiten des Herzschrittmachers sogar solange unterbleiben, solange die EKG-Detektion eine regelmässige herzeigene Erregung detektiert (Demand-Herzschrittmacher). Da ca. 85% der diagnostizierten Herzrhythmusstörungen nur sporadisch auftreten, ist dieser Funktionstyp eines Herzschrittmachers sehr häufig anzutreffen.

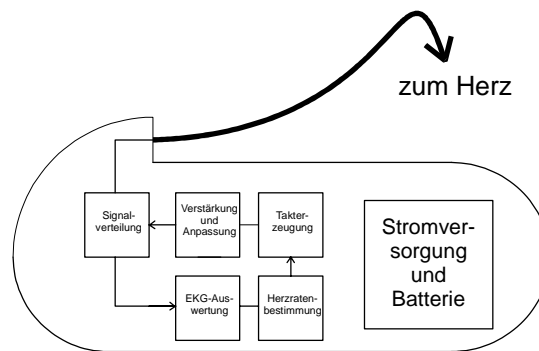


Bild 6.2: Prinzipschaltbild des Demand-Herzschrittmachersystems

Durch Einwirkung äußerer elektromagnetischer Felder kann diese EKG-Detektionseinheit gestört werden, indem das äußere Signal herzerregungsähnliche Impulse in die Herzschrittmacherelektrode einkoppelt und diese dann vom Herzschrittmacher als herzeigene Erregungsimpulse interpretiert werden, worauf die Herzschrittmacher-Erregung unterbleibt, obwohl tatsächlich der Patient in diesem Moment auf Erregungsimpulse angewiesen wäre. Um dieses Szenario, das für den Patienten zu einer ernsthaften Gefährdung führen kann, zu vermeiden, werden die am Herzschrittmacher eingehenden Signale in der EKG-Detektionseinheit sehr streng auf ihre Signalform hin überprüft. Sobald die Detektionseinheit ungültige, d.h. nicht herzerregungsähnliche Signalformen erkennt, wird der Herzschrittmacher in den sogenannten *definierten Störbetrieb* versetzt. Daraufhin wird der Detektionsmechanismus deaktiviert und der Herzschrittmacher arbeitet wie ein klassischer Herzschrittmacher mit fest vorgegebener Erregungsfrequenz. Dies bedeutet für den Patienten eine vorübergehende Beeinträchtigung aufgrund der festen Erregungsfrequenz. Da der definierte Störbetrieb üblicherweise nicht von Dauer ist (die Störquelle, z.B. ein Mobiltelefon, wird abgeschaltet oder der Patient entfernt sich

aus dem Störfeld, z.B. von einer Induktionsherdplatte), kann diese Beeinträchtigung hingenommen werden. Allerdings setzt möglicherweise nach kurzer Zeit die herzeigene Erregung wieder ein, da der Patient ja „nur“ an einer sporadischen Herzrhythmusstörung leidet. Dies bedeutet, dass das Herz sowohl durch die herzeigene Erregung als auch durch die Erregungsimpulse des festfrequent-arbeitenden Herzschrittmachers stimuliert wird. Dies kann zur Auslösung von Herzkammerflimmern führen, sofern während einer T-Welle (siehe Bild 6.3) ein R-Impuls (Erregungsimpuls durch herzeigene Erregung oder Herzschrittmacher) initiiert wird. Dies geschieht allerdings auch nur in ungefähr 10 % der auftretenden Fälle von kombinierter T-Welle mit gleichzeitigem R-Impuls.

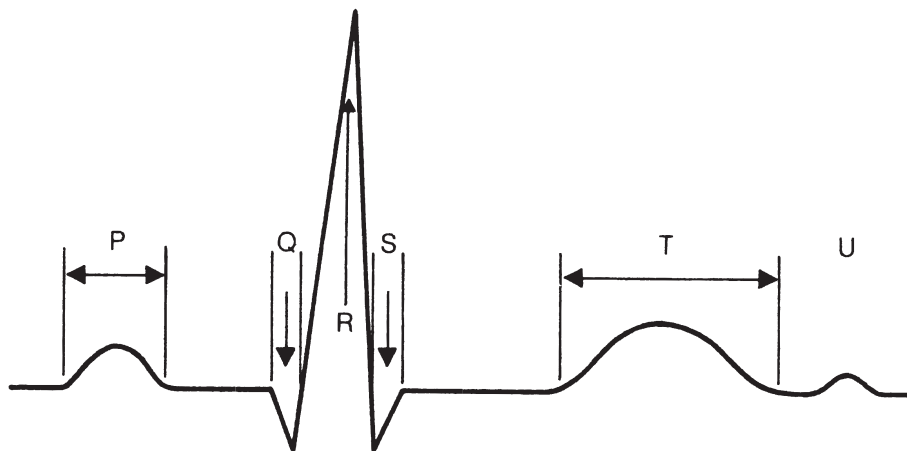


Bild 6.3: Verlauf und Bezeichnung einer Herzerregungsperiode

Bei Auftreten von Herzkammerflimmern bricht die normale Erregungsausbreitung innerhalb des Herzens zusammen und die Blutzirkulation und damit der Kreislauf kommen zum Erliegen (siehe Bild 6.4). Länger andauerndes Kammerflimmern ist aufgrund des resultierenden Kreislaufstillstands tödlich.

Trotz der relativ geringen Wahrscheinlichkeit des Auftretens von Kammerflimmern sollte der Übergang des Herzschrittmachers in den definierten Störbetrieb als ernste Gefährdung des Herzschrittmacherträgers angesehen werden.

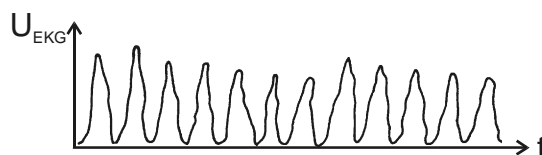


Bild 6.4: EKG-Aufzeichnung bei Kammerflimmern

Ergänzend muss noch erwähnt werden, dass bei sehr großen Störeinkopplungspegeln und daraus resultierenden Störspannungen am Herzschrittmacher der komplette Herzschrittmacher gestört werden kann, woraus keine oder eine völlig unkontrollierte Erregungsimpulsabgabe resultiert. Dieser Betriebszustand des *undefinierten Störbetriebs* stellt natürlich eine sehr grosse Gefahr für den Herzschrittmacherträger dar und muss auf jeden Fall verhindert werden.

6.2 Beeinflussungsmodell

Um Störungen an Herzschrittmachern (bzw. allgemein an technischen Geräten) allgemein zu beschreiben, kann ein geeignetes Beeinflussungsmodell entwickelt werden. Dieses muss bei geeigneter Auslegung sowohl die Einkopplung des Störsignals in das System als auch dessen tatsächliche Wirkung auf das System beschreiben. Da die Einkopplung meist zweistufig erfolgt, d.h. das äußere Störsignal dringt in das System ein und überlagert sich einem systemeigenen Signal (Störeinkopplung) und dieses veränderte systemeigene Signal (das allgemein natürlich auch ein Null-Signal sein kann) kann nun je nach Eigenschaft des Signals und des System entsprechend Störungen verursachen (Beeinflussung).

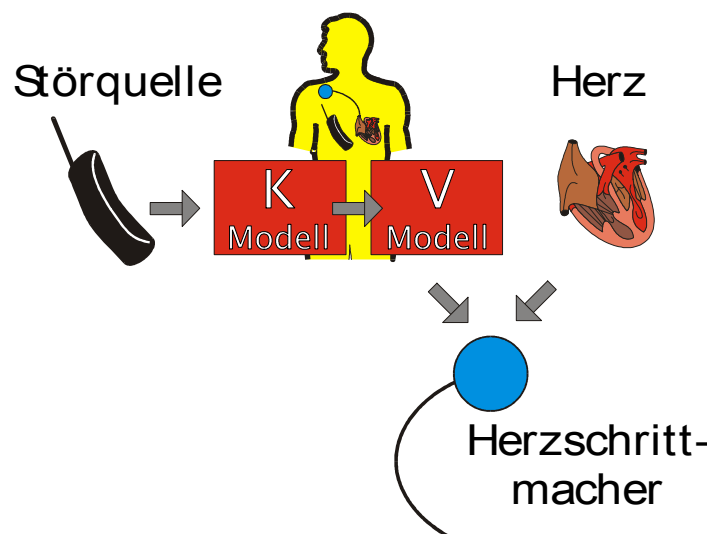


Bild 6.5: Beeinflussungsmodell des Herzschrittmachers

In fast allen Störbeeinflussungsfällen können diese beiden Vorgänge getrennt werden. Üblicherweise ist z.B. der Einkoppelmechanismus einer ebenen Welle in eine elektrische Leitung einbezogen auf die Störenergie lineares Problem, d.h. unabhängig von der Feldstärke der einfallenden Welle wird immer ein fester Anteil in die Leitung eingekoppelt. Die Einkopplung ist nur von der geometrischen Anordnung und der Frequenz der störenden elektromagnetischen Welle abhängig. Damit ist auch das *Einkopplungsmodell* nur von diesen Parametern abhängig. Dagegen ist die Störwirkung des eingekoppelten Signals auf der Leitung natürlich von seiner Größe abhängig, d.h. von Spannung und Strom. Zusätzlich spielen hier aber auch Parameter wie die Modulation bzw. der allgemeine Verlauf der Hüllkurve des hochfrequenten Signals eine wesentliche Rolle. Das sog. *Verträglichkeitsmodell* ist also sehr stark von der Signalform und der Größe des Störsignals abhängig.

Für den Fall der Störeinkopplung in Herzschrittmacher kann dieses zweistufige Beeinflussungsmodell gewinnbringend angewendet werden, indem der Elektrodenanschluss des Herzschrittmachers als Übergabepunkt zwischen Kopplungsmodell und Beeinflussungsmodell angesetzt wird.

Die Einkopplung der elektromagnetischen Welle findet im Bereich der Herzschrittmacherelektrode statt, die resultierende Spannung bzw. der Strom werden über die Elektrode zum Eingang des Herzschrittmachers geleitet und können dort die Schaltung des Herzschrittmachers stören. Würde man eine direkte Störbeeinflussung untersuchen wollen, müssten neben den zu untersuchenden Modulationsarten die Vielzahl von eingesetzten Herzschrittmachern und die unterschiedlichen Implantationsorte und Elektrodenpositionen berücksichtigt werden. Es ist leicht einzusehen, dass sich damit die Anzahl der Untersuchungsszenarien potenziert, während bei getrennter Untersuchung die Zahl der Herzschrittmachertypen bzw. der Implantationsorte nur linear eingeht.

Im Folgenden soll der Schwerpunkt auf die Bestimmung des Kopplungsmodells gelegt werden, die zulässigen Störspannungen (d.h. die Vorgaben, die das Verträglichkeitsmodell macht) können aus entsprechenden Normen entnommen werden. Für Deutschland wird z.B. die DIN VDE 0848 Teil 3-1 zugrunde gelegt. Allerdings wurde im Zuge der Anpassung der nationalen Normen an EU-Vorschriften und auf Grund massiver Proteste diese Norm zurückgezogen und der Ausgang des schwebenden Verfahrens ist zur Zeit nicht abzusehen.

6.3 Entwicklung des Kopplungsmodells durch Berechnungen an exemplarischen Szenarien

6.3.1 Die verwendeten Körpermodelle und ihre dielektrischen Eigenschaften

Die vorliegende Untersuchung stützt sich auf eine Studie, die im Auftrag der Forschungsgemeinschaft Funk e.V. zwischen 1997 und 1999 durchgeführt wurde. In dieser Studie wurde ein Kopplungsmodell im Frequenzbereich zwischen 50 MHz und 500 MHz entwickelt. Dabei wurde anhand von numerischen Berechnungen mit einem kombinierten, iterativen Verfahren aus Momenten- und multipler Multipolmethode (Hybrid MoM-MMP-Verfahren) die Störeinkopplung im Nah- und Fernfeld untersucht und es wurden daraus Kopplungsfaktoren abgeleitet. Eine ausführliche Beschreibung des entwickelten Berechnungsverfahrens findet sich in [26] .

Wie in Kapitel 6.2 beschrieben, ist das Kopplungsmodell nur von den geometrischen Abmessungen des Körpers und der Position des implantierten Herzschrittmachers sowie der jeweiligen Frequenz abhängig. Das bedeutet aber, dass für eine exakte Beschreibung ein eigenes Kopplungsmodell für jeden Herzschrittmacherträger entwickelt werden müsste. Dies ist natürlich kein sinnvolles Vorgehen, um ein allgemein verwendbares Kopplungsmodell zu erhalten.

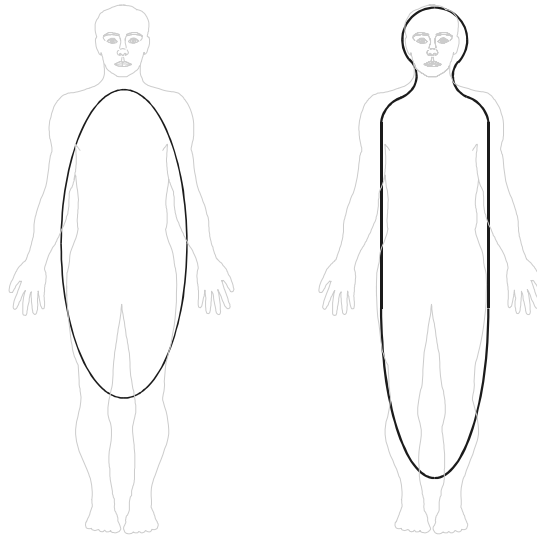


Bild 6.6: Körpermodelle für die Bestimmung von allgemeinen Kopplungsmodellen

Deswegen wurden die sehr einfachen Körpermodelle nach Bild 6.6 verwendet. Aufgrund des begrenzten Arbeitsspeichers (3 GByte) konnten für den untersuchten Frequenzbereich (50 MHz - 500 MHz) keine komplexeren Modelle (z.B. durch Hinzufügen von Armen und Beinen) verwendet werden.

Wegen der verwendeten Berechnungsmethode, die dielektrische Materialien mit vertretbarem Aufwand nur in abschnittsweise homogenen Bereichen behandeln kann, wurde das Körperinnere homogen gefüllt. Hierzu wurde anhand von äquidistanten Schnittbildern des menschlichen Körpers (z.B. Bild 6.7) das Volumen der einzelnen Organe bestimmt.

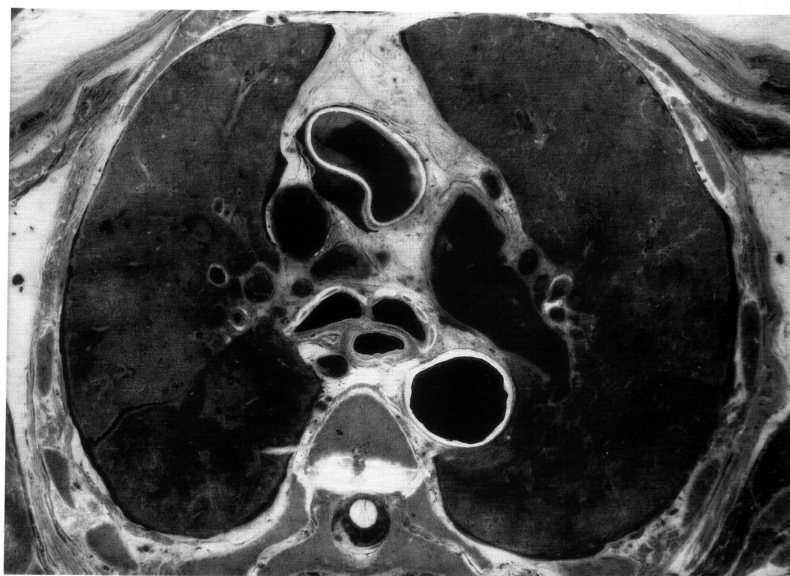


Bild 6.7: Beispiel eines Schnittbildes des menschlichen Oberkörpers

Basierend auf den Daten der dielektrischen Eigenschaften des menschlichen Gewebes nach [7] konnte so ein frequenzabhängiger gewichteter Mittelwert für die Leitfähigkeit σ und die relative Dielektrizitätszahl ϵ_r des verwendeten Körpermodells ermittelt werden. Die ermittelten Daten für 50 MHz und 500 MHz sind in Tabelle 6.1 dargestellt.

Gewebetyp	Volumen V	Leitfähigkeit σ	Dielektrizitätszahl ϵ_r	Leitfähigkeit σ	Dielektrizitätszahl ϵ_r
Frequenz		50 MHz		500 MHz	
	cm ³	S/m		S/m	
Knochen	803,0	18,3	0,151	11,7	0,190
Muskel	778,0	77,1	0,678	56,4	0,822
Nervengewebe	18,4	60,8	0,299	34,4	0,473
Schilddrüse	7,1	78,0	0,770	61,0	0,905
luftgefülltes Gewebe	13,2	41,3	0,280	23,2	0,391
Lunge	794,0	81,3	0,517	53,5	0,717
Herz	221,0	118,0	0,651	64,0	1,020
Leber	475,0	89,1	0,428	49,8	0,695
Niere	87,0	133,6	0,706	63,8	1,159
Magen	153,0	92,2	0,866	66,7	1,035
Milz	26,0	126,2	0,713	61,2	1,078
Därme	164,0	135,3	1,557	63,9	1,958
Bauchspeicheldrüse	5,2	92,2	0,866	66,7	1,035
Galle	6,2	91,0	0,945	60,4	1,158
Summe	3551,1	134,1	0,972	55,9	1,309

Tabelle 6.1: Ergebnisse der Schnittbildauswertung und zugehörige dielektrische Parameter

In den numerischen Berechnungen wurden dann die entsprechenden gemittelten dielektrischen Parameter σ und ϵ_r für die jeweilige Frequenz verwendet.

6.3.2 Geometrische Anordnung des Herzschrittmachers im Körpermodell

Üblicherweise werden Herzschrittmacher rechts oder links unterhalb des Schlüsselbeins implantiert (pektorale Implantation). Die Herzschrittmacherelektrode wird dabei in die obere Hohlvene eingeführt und in dieser zum Herzen geführt. Dort erfolgt dann die Kontaktierung der Elektrodenspitze in den Herzmuskel (Vorkammer und/oder Hauptkammer). Daraus ergeben sich zwei typische geometrische Anordnungen des Herzschrittmachers im Körper. Zusätzlich

wurde noch die abdominelle Implantation modelliert. Hier wird der Herzschrittmacher in die Bauchhöhle eingesetzt und die Herzschrittmacherelektrode zum rechten Schlüsselbein geführt. Dort wird dann wie bei der rechtspektoralen Implantation die Hohlvene punktiert und die Elektrode innerhalb dieser zum Herz geführt. Dieser Implantationsort ist allerdings unüblich, nur etwa 8-10% der eingesetzten Herzschrittmacher werden abdominell implantiert. Bild 6.8 zeigt schematisch die beschriebenen Implantationsorte.

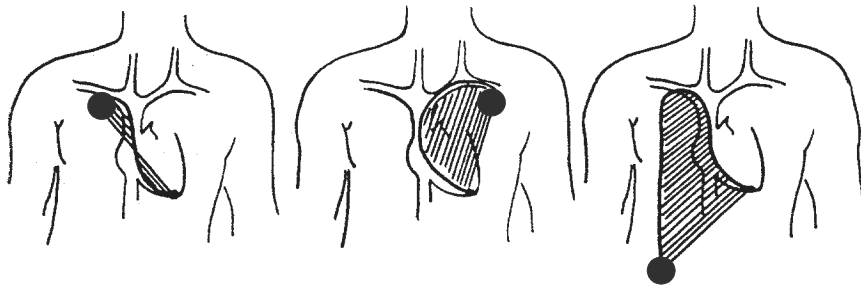


Bild 6.8: Implantationsorte für Herzschrittmacher, von links:: rechtspektoral, linkspektoral und abdominell

Bei der Modellierung der Herzschrittmacher und ihrer geometrischen Anordnung im Körpermodell wurden daher diese Implantationsorte nachgebildet. Für die beiden eingesetzten Körpermodelle unterscheiden sich die Anordnungen geringfügig aufgrund der unterschiedlichen „Schulterpartien“ der beiden Körpermodelle. Bild 6.9 zeigt die Anordnungen innerhalb des Körpermodells 2.

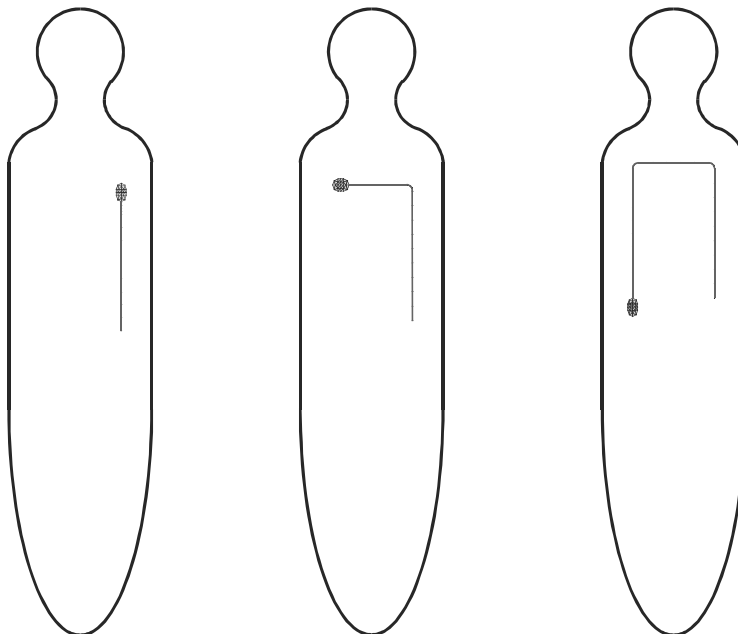


Bild 6.9: Herzschrittmacheranordnungen 1 - 3 in den numerischen Berechnungen

6.3.3 Anregungen und Antennentypen

Zur Bestimmung des Kopplungsmodells im Fernfeld kann in den numerischen Berechnungen ein ebene Welle als Anregung angesetzt werden. In mehreren Rechendurchläufen muss dann die Frequenz und die Einfallrichtung bezogen auf das Körpermodell bzw. den Herzschrittmacher variiert werden. Um die Zahl der Durchläufe zu verringern, kann das Reziprozitätstheorem dahingehend angewendet werden, dass die Herzschrittmacherelektrode als Sendeantenne betrachtet wird. Im Fußpunkt der Herzschrittmacherelektrode, d.h. am Eingang des eigentlichen Herzschrittmachers, wird eine Spannungsquelle variabler Frequenz eingesetzt. Die elektrische bzw. magnetische Feldstärke auf einer Kugeloberfläche in großem Abstand wird berechnet und daraus der Kopplungsfaktor bestimmt. Die genaue Bestimmung des Kopplungsfaktors aus den Berechnungsergebnissen ist in [18] detailliert beschrieben.

In Nahfeld kann aufgrund der Kopplung zwischen der Sendeantenne und der Herzschrittmacherelektrode das Reziprozitätstheorem nicht angewendet werden. Zur Bestimmung des Nahfeld-Kopplungsmodells wurden daher 4 exemplarische Antennentypen (elektrischer Elementardipol, magnetischer Elementardipol, resonanter $\lambda/2$ -Dipol und Funkgerät mit Monopol) eingesetzt und berechnet. Bild 6.10 zeigt das Berechnungsmodell des Funkgerätes.

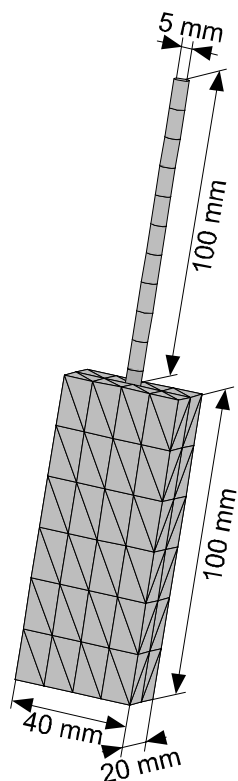


Bild 6.10: Berechnungsmodell des Funkgerätes mit Monopolantenne

Die beiden Elementardipole sind als elementare Lösungen der Maxwell'schen Gleichungen in dem auf der Momentenmethode basierenden Berechnungsprogramm FEKO [12] als Anregungen enthalten. Der resonante Dipol und das Funkgerät müssen durch Drahtsegmente und metallische Dreiecke modelliert werden und die Anregung durch Spannungsquellen im Fußpunkt des Dipols bzw. Monopols modelliert werden. Zur Bestimmung des Nahfeldkopplungsmodells müssen alle vier Antennentypen entsprechend positioniert werden, so dass alle Einfallswinkel bezogen auf den Herzschrittmacher modelliert werden. Um Informationen über den Grad der Verkopplung der Antennen mit dem Herzschrittmacher zu erhalten, wurde der Abstand der anregenden Antenne vom Körpermodell in 3 Stufen variiert. Ausserdem muss die Frequenz im Bereich zwischen 50 MHz und 500 MHz variiert werden, um Informationen im gesamten Frequenzbereich zu erhalten.

6.3.4 Nahfeld-Berechnungsergebnisse

Die ausführliche Darstellung der gewonnenen Berechnungsergebnisse findet sich in [18]. Daher wird im Folgenden nur eine kleine Auswahl der berechneten Daten vorgestellt. Die Bilder 6.11a-d zeigen die berechnete Störspannung U_{pp} am Eingang des Herzschrittmachers in Abhängigkeit der beiden Einfallswinkel Azimut φ und Elevation ϑ . Für diese Berechnung wurde ein Abstand von 80 cm zwischen Herzschrittmacher und Fußpunkt der Sendeantenne gewählt, die Frequenz beträgt $f = 500 \text{ MHz}$.

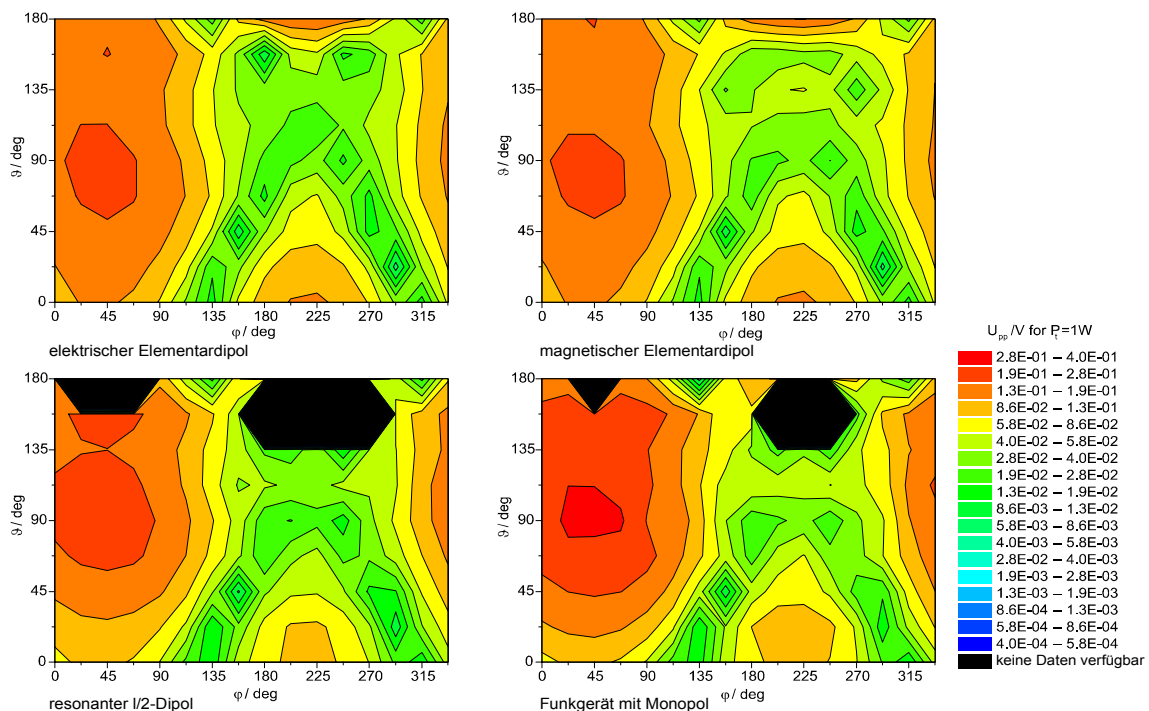


Bild 6.11: Berechnungsergebnisse mit Körpermodell 1 und Anordnung 1, Frequenz $f = 500 \text{ MHz}$, Abstand 80 cm

Bei Verwendung des resonanten Dipols und des Funkgeräts konnten für bestimmte Einfallsrichtungen keine Störspannungen bestimmt werden, da aufgrund der Größe der Antenne diese in das Körpermodell eingedrungen wäre. Ein solcher Fall kann aber mit der verwendeten Berechnungsmethode nicht behandelt werden, außerdem ist er natürlich für die Bestimmung des Kopplungsmodells nicht relevant.

Man erkennt, dass die unterschiedlichen Antennentypen im Wesentlichen die gleichen Störspannungen verursachen. Dies wurde bei allen Berechnungen beobachtet, so dass für eine Verfeinerung der gewonnenen Ergebnisse hinsichtlich zusätzlicher Frequenzschritte oder Einfallswinkel nur noch die einfachen, schnell berechenbaren Antennentypen (elektrischer und magnetischer Elementardipol) behandelt wurden.

Da das zu entwickelnde Kopplungsmodell u.a. dazu dienen sollte, Grenzwerte für die Störbeeinflussung von Herzschrittmacher im Nahfeld zu gewinnen, wurde für jede berechnete Frequenz ein Maximalwert der Störspannung aus allen betrachteten Konfigurationen (Antennentyp, Anordnung und Körpermodell) und allen Einfallsrichtungen bestimmt.

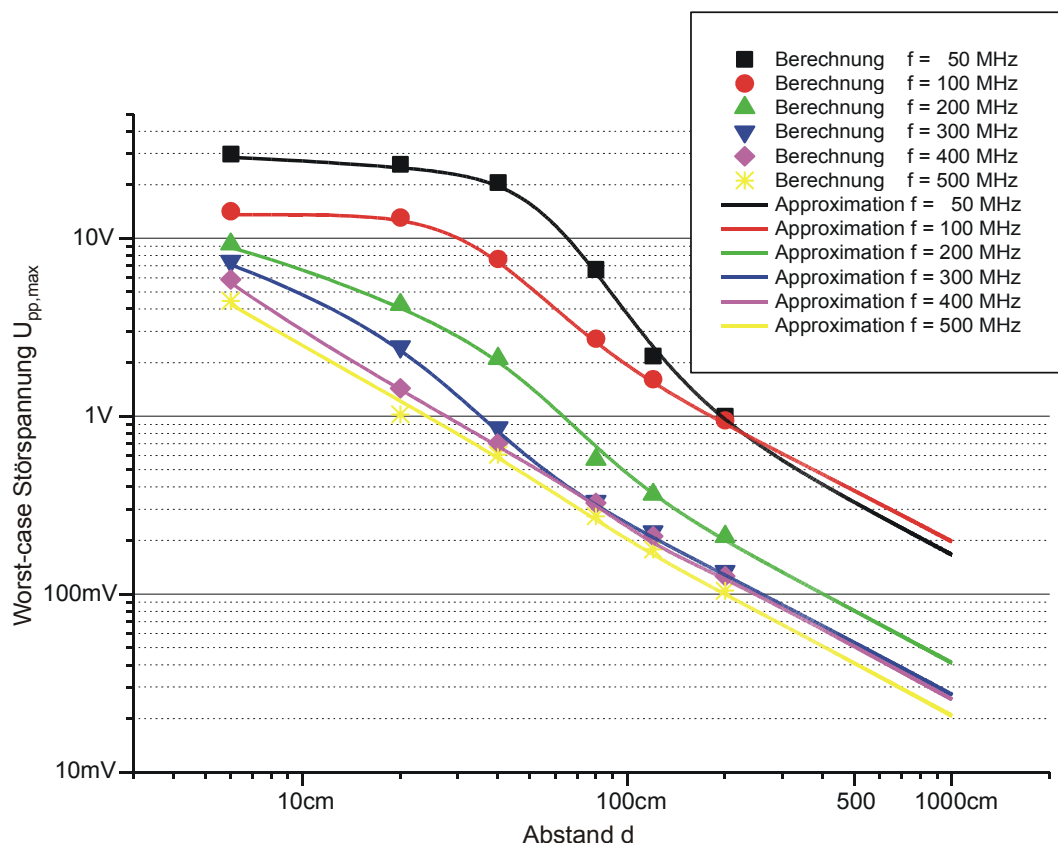


Bild 6.12: Worstcase-Spannungen und Verlauf der Approximationen

Mittels gebrochen-rationaler Polynome wurde aus den berechneten Stützstellen eine Approximation für die Störspannung bestimmt. Zusätzlich wurde die Störspannung auf die effektive ab-

gestrahlte Leistung (EIRP) normiert. Die worst-case-Störspannungen sowie die Verläufe der gewonnenen Approximationspolynome sind in Bild 6.12 über dem Abstand der Strahlungsquelle von der Körperoberfläche aufgetragen. Die Approximationspolynome sind im Anhang I aufgelistet.

6.3.5 Fernfeld-Berechnungsergebnisse

Da durch Ausnutzung des Reziprozitätstheorems für Antennen die Zahl der notwendigen Berechnungen zur Bestimmung des Fernfeldkopplungsmodells sehr stark reduziert werden konnte, konnte neben der eigentlichen Worst-case-Bestimmung des Kopplungsfaktors auch der Einfluss des Körpermodells und verschiedener anderer Parameter wie Gehäusegröße des Herzschrittmachers oder Variationen der dielektrischen Parameter des Körpermodells untersucht werden. Diese Einflüsse und Ergebnisse sind ausführlich in [18] beschrieben. In den Untersuchungen zeigte sich, dass die Unterschiede zwischen den verwendeten Körpermodellen eher gering sind und auf Grund der hohen Leitfähigkeit des Körpermodells im Wesentlichen die Bereiche nahe an der Herzschrittmacherelektrode zur Einkopplung in den Herzschrittmacher beitragen.

Aus allen Berechnungsergebnissen wurde - wie auch bei der Bestimmung des Nahfeldkopplungsmodells - für jede berechnete Frequenz die maximale berechnete Störspannung bestimmt. Die Elektrodenimpedanz Z_e , die zusätzlich zur Störspannung U_{pp} für die Ableitung eines Kopplungsmodell benötigt wird, konnte ebenfalls mittels der numerischen Berechnungen bestimmt werden. In Anlehnung an die bestehenden Grenzwerte für die Störeinkopplung in Herzschrittmacher nach DIN VDE 0848 - Teil 3-1 wurde die Leerlaufspannung entsprechend auf eine Feldstärke von 1 V/m normiert. Man erhält einen Transferfaktor F_E nach Gleichung (6.1) für das elektrische Feld:

$$\frac{E}{1 \text{ V/m}} = F_E \cdot \frac{U_{pp}}{1 \text{ V}} \quad (6.1)$$

Bild 6.13 zeigt den ermittelten Transferfaktor und den Transferfaktor nach DIN VDE 0848-Teil 3-1. Man erkennt, dass sowohl im Bereich unterhalb von 150 MHz als auch oberhalb von 250 MHz niedrigere Transferfaktoren gegenüber der DIN VDE 0848 ermittelt wurden. Dies bedeutet aber, dass sich bei einer konstanten, maximal zulässigen Störspannung U_{pp} die zulässige Feldstärke E , der ein Herzschrittmacherträger ausgesetzt werden darf, teilweise um den Faktor 3 verringert. Dabei ist allerdings noch kein Sicherheitszuschlag verrechnet, da das ermittelte Kopplungsmodell und seine Transferfaktoren nur anhand exemplarischer Untersuchungen bestimmt wurden und eventuell nur innerhalb der betrachteten Ergebnisse den worst-case darstellen. Allerdings wird jede Studie dieser Art, die versucht, über exemplarische Rechnungen oder Untersuchungen ein worst-case-Kopplungsmodell zu bestimmen, mit dem Pro-

blem konfrontiert sein, dass der globale Worst-case nicht auffindbar ist. Daher ist - neben weiteren Studien zur Bestätigung und Verfeinerung der Ergebnisse - auch eine fundierte Risikoabschätzung notwendig, in die neben reinen Störspannungsberechnungen auch Fallzahlen der implantierten Herzschrittmacher und die Relevanz der ermittelten Konfigurationen für technisch vorhandene Funkdienste eingehen. So ergibt sich z.B. aus den Berechnungsergebnissen im Frequenzbereich des UKW-Rundfunks (88 -108 MHz) die maximale Störspannung praktisch immer für vertikale Polarisation, allerdings wird bei praktisch allen UKW-Sendern mit Ausnahme von einigen kleinen Umsetzsendern geringer Leistung das Sendesignal mit horizontaler Polarisation abgestrahlt. Derartige Sachverhalte werden im Moment bei der Risikoabschätzung nicht berücksichtigt.

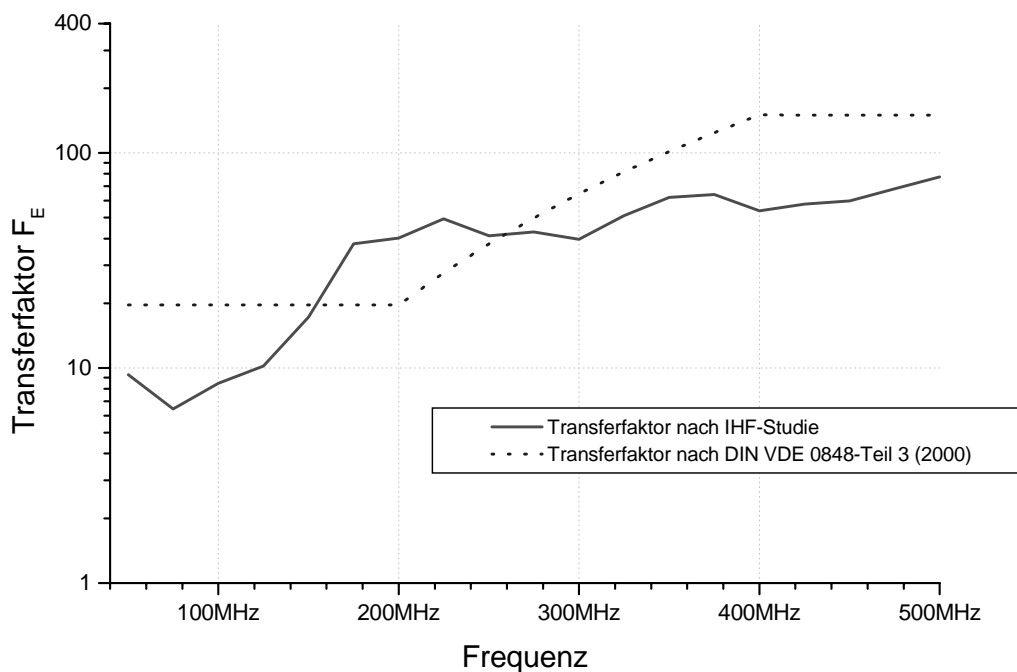


Bild 6.13: Transferfaktor nach IHF-Studie und nach DIN VDE 0848

6.4 Überprüfung des Kopplungsmodells anhand vergleichender Messungen

Zusätzlich zu den numerischen Berechnungen, die in [18] und [26] vorgestellt werden, wurden vergleichende Messungen an einem Körperphantom durchgeführt. Hierzu wurden zwei unterschiedliche Ansätze verfolgt:

1. Messungen an einem relativ einfachen Körperphantom zur Überprüfung der numerischen Berechnungsergebnisse
2. Messungen an einem dem Menschen möglichst ähnlichen, realistischen Körperphantom, um die Relevanz der aus den Berechnungen mit dem vereinfachten Körpermodell gewonnenen Ergebnisse zu überprüfen.

6.4.1 Bestimmung der Eingangsimpedanz von handelsüblichen Herzschrittmachern

Für die messtechnische Bestimmung des Kopplungsmodells nach Kapitel 6.2 ist die Kenntnis der Eingangsimpedanz des Messherzschrittmachers notwendig, da in der Realität keine unendlich großen Eingangsimpedanzen realisiert werden können. Um möglichst realistische Bedingungen zu erreichen, wurde versucht, die Eingangsimpedanz realer Herzschrittmachersysteme im Messherzschrittmacher nachzubilden. Dazu wurden die in [20] ermittelten Eingangsimpedanzmodelle analysiert und ein typischer Wert für die Eingangsimpedanz bestimmt. Zur Beschreibung der Eingangsimpedanz werden in [20] zwei verschiedene Ersatzschaltbilder nach Bild 6.14 und 6.15 verwendet. Je nach Herzschrittmachertyp ist aber nur eine der beiden Schaltungen gültig.

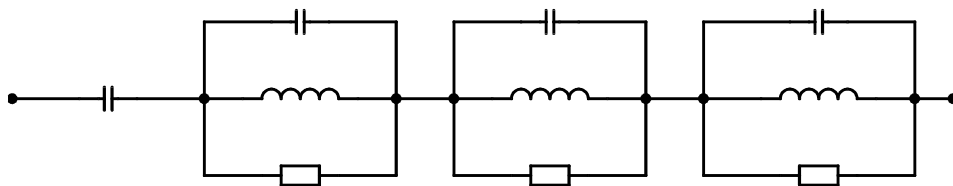


Bild 6.14: Ersatzschaltbild für die Eingangsimpedanz eines „kapazitiven“ Herzschrittmachers

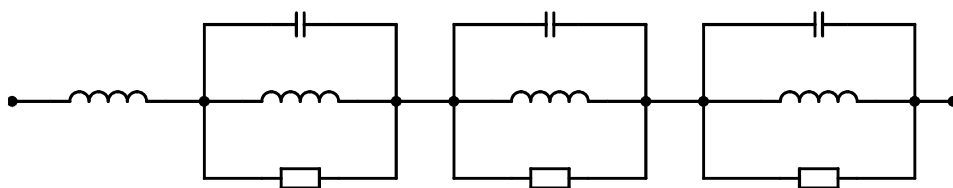


Bild 6.15: Ersatzschaltbild für die Eingangsimpedanz eines „induktiven“ Herzschrittmachers

Vereinfachend wurde aber für den realisierten Mess-Herzschrittmacher eine Eingangskapazität von $C = 3\text{pF}$ und ein Realteil der Eingangsimpedanz von $R = 10\Omega$ gefordert (vereinfachter „kapazitiver“ Herzschrittmacher).

6.4.2 Entwicklung des Mess-Herzschrittmachers

Ziel der vergleichenden Messungen ist es, die in den Herzschrittmacher eingekoppelte Störspannung am Eingang des Herzschrittmachers zu messen. Das dabei ermittelte Messergebnis, d.h. die Amplitude bzw. der Effektivwert der Störspannung bzw. ein der Störspannung proportionales Signal, muss dann aus dem Körpermodell herausgeführt werden, ohne allerdings die elektromagnetische Feldverteilung zu beeinflussen.

Für diese Ableitung sind prinzipiell zwei Realisierungstechniken möglich:

1. Ableitung mittels Hochimpedanzleitung („Hochohmige Ableitung“)
2. Ableitung über eine optische Faser

Jede dieser Möglichkeiten hat spezifische Vor- und Nachteile:

Die Hochimpedanzleitung ist kostengünstig und einfach herzustellen, allerdings kann über eine Hochimpedanzleitung aufgrund ihrer extremen Tiefpasscharakteristik nur ein sich langsam änderndes Gleichspannungssignal übertragen werden. Dies ist allerdings für die vorgestellte Anwendung kein prinzipielles Problem, da nur der Betrag der Störspannung am Eingang des Herzschrittmachers übermittelt werden soll und sich dieser mit feldsondenähnlichen Aufbauten (vgl. Kapitel 5.2) sehr leicht bestimmen lässt. Allerdings muss, um die Feldbeeinflussung zu minimieren, die Impedanz der Leitung sehr hoch gewählt werden, so dass auch die Dämpfung der Leitung steigt und eine empfindliche Auswerteelektronik am Ende der Leitung notwendig ist, um die stark gedämpften Signale geeignet und störungsarm weiterzuverarbeiten.

Die Ableitung über eine optische Faser erfordert die Umsetzung des elektrischen Signals in ein optisches Signal. Nach dieser Umsetzung kann - ausreichende Bandbreite der optischen Komponenten vorausgesetzt - das zu übermittelnde Signal am Ausgang der Faser wieder in ein elektrisches Signal umgesetzt werden und steht dann zur weiteren Auswertung zur Verfügung. Damit stehen dann neben der Betrags- auch die Phaseninformation zur Verfügung. Allerdings ist der Aufwand zur exakten Übertragung des Signals aufgrund der begrenzten Dynamik der elektrisch-optischen Wandler sehr hoch und vor allem sehr energieintensiv, d.h. es wird eine leistungsfähige Stromversorgung benötigt. Diese steht aber im Messherzschrittmacher aufgrund seiner begrenzten mechanischen Größe nicht zur Verfügung. Daher muss auf die Übertragung der Phaseninformation verzichtet werden und ebenfalls nur ein dem Betrag des Störspannung proportionales Signal übertragen werden. Hier bietet sich ein Pulsweitenmodulations- bzw. Pulspausenmodulationsverfahren an, bei dem die zeitliche Breite optischer Pulse

bzw. die Häufigkeit von Pulsen konstanter Breite proportional zu einem Modulationssignal - hier der Amplitude der Störspannung - variiert wird. Damit können sehr energieeffiziente optische Sender erstellt werden. Allerdings ist für die Modulationsschaltung und den elektrisch-optischen Wandler sowie für die Energieversorgung entsprechender Gehäuseraum vorzusehen.

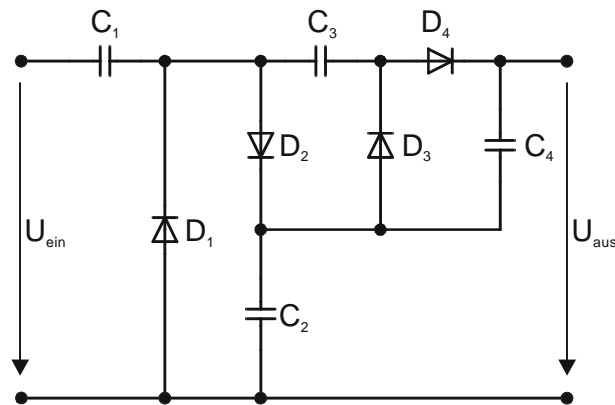


Bild 6.16: Zweistufiger Kaskadengleichrichter nach Villard

Um die Leistungsfähigkeit beider Übertragungstechniken zu ermitteln, wurden verschiedene Messherzschrittmacher aufgebaut:

1. Herzschrittmacher mit hochohmiger Ableitung
2. Herzschrittmacher mit hochohmiger Ableitung und zusätzlichem Eingangsverstärker
3. Herzschrittmacher mit optischer Ableitung (Intensitätsmodulation)
4. Herzschrittmacher mit optischer Ableitung (Pulspausenmodulation)

Wesentlicher Bestandteil der Schaltung des Herzschrittmachers mit hochohmiger Ableitung ist ein geeigneter Effektivwertgleichrichter. Zum Einsatz kommt hier ein zweistufiger Kaskadengleichrichter nach Villard. Bild 6.16 zeigt die realisierte Schaltung.

Das Ausgangssignal U_{aus} des Gleichrichters wird über die hochohmige Ableitung direkt einem empfindlichen Millivoltmeter zugeführt. Eingangsseitig muss noch eine Symmetrierschaltung eingesetzt werden, da das Störsignal über die Herzschrittmacherelektrode unipolar, d.h. unsymmetrisch bezogen auf das Herzschrittmachergehäuse, zugeführt wird, während die hochohmige Ableitung als Paralleldrahtleitung symmetrisch bezogen auf das Gehäuse betrieben werden muss, um eine Störausbreitung längs der Ableitung sowie Mantelwellen zu verhindern. Hierzu wurden kommerziell verfügbare Guanella-Übertrager in SMD-Technik eingesetzt.

Bild 6.17 zeigt das Blockschaltbild des Herzschrittmachers, in Bild 6.18 ist der realisierte Messherzschrittmacher dargestellt.

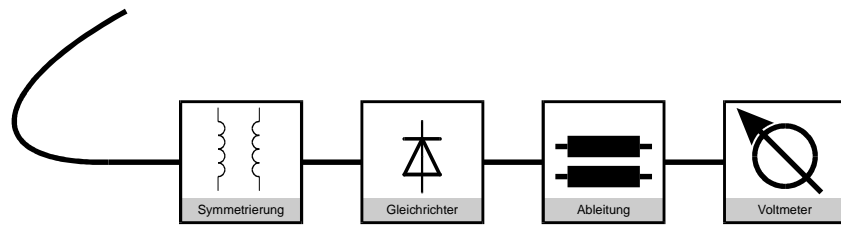


Bild 6.17: Blockschaltbild des Herzschrittmachers mit hochohmiger Ableitung

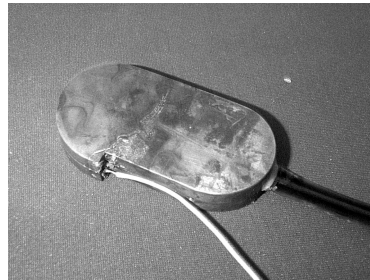


Bild 6.18: Bild des Herzschrittmachers mit hochohmiger Ableitung

Die genaue Beschreibung des realisierten Messherzschrittmachers findet sich in [29]. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Messsystems wurde dem Gleichrichter ein empfindlicher rauscharmer Verstärker vorgeschaltet. Bild 6.19 zeigt das veränderte Blockschaltbild

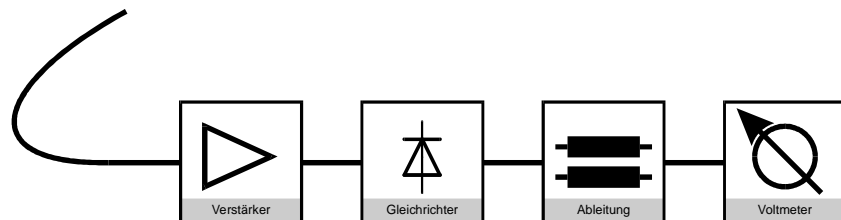


Bild 6.19: Blockschaltbild des Herzschrittmachers mit hochohmiger Ableitung und Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker nach Bild 6.20 basiert auf einer Darlingtonschaltung mit einem Doppel-Gate-Feldeffekttransistor als Eingangsstufe und einem Bipolartransistor zur nachgeschalteten Stromverstärkung.

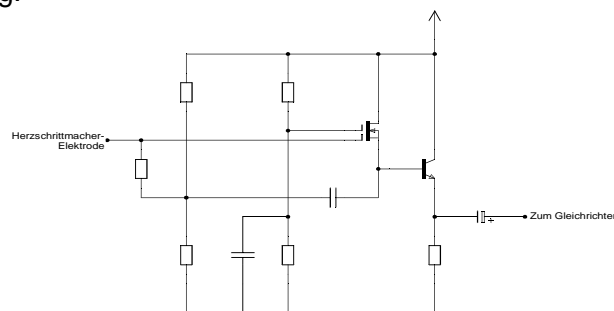


Bild 6.20: Eingangsverstärkerschaltung

Durch den Einsatz des Doppel-Gate-Transistors können rauscharme hochohmige Eingangsstufen aufgebaut werden, indem das zu verstärkende Eingangssignal direkt dem einen Gate-Anschluss des Transistors zugeführt wird, d.h. das hohe Eingangsimpedanzniveau des Transistors wird nicht durch äußere Beschaltung abgesenkt, während über den zweiten Gate-Anschluss niederohmig und damit rauscharm die gateseitige Arbeitspunkteinstellung des Feldeffekttransistors durchgeführt werden kann. Zur Erhöhung der Bandbreite ist allerdings in der hier realisierten Schaltung eine Rückkopplung des Zwischensignals der Darlingtonstufe auf den Eingang in Form einer Mitkopplung eingefügt.

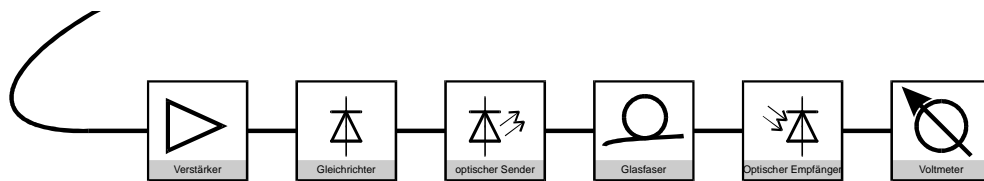


Bild 6.21: Blockschaltbild des Herzschrittmachers mit optischer Ableitung und Intensitätsmodulation

Die Schaltung des Messherzschrittmachers mit optischer Ableitung und Intensitätsmodulation basiert auf der vorgestellten Schaltung nach Bild 6.20 bzw. dem Blockschaltbild nach Bild 6.19. Allerdings wird das Ausgangssignal des Gleichrichters nicht über die Hochimpedanzleitung zu einem Voltmeter geführt, sondern die Ausgangsspannung des Gleichrichters steuert über eine regelbare Stromquelle eine Infrarot-Leuchtdiode, deren Signal über eine optische Glasfaser zur Empfängerschaltung geleitet wird. Dort wird das optische Signal wieder in ein elektrisches Signal zurückgewandelt und ebenfalls, wie bei der hochohmigen Ableitung, einem Voltmeter zugeführt. Bild 6.21 zeigt das Blockschaltbild des Messherzschrittmachers.

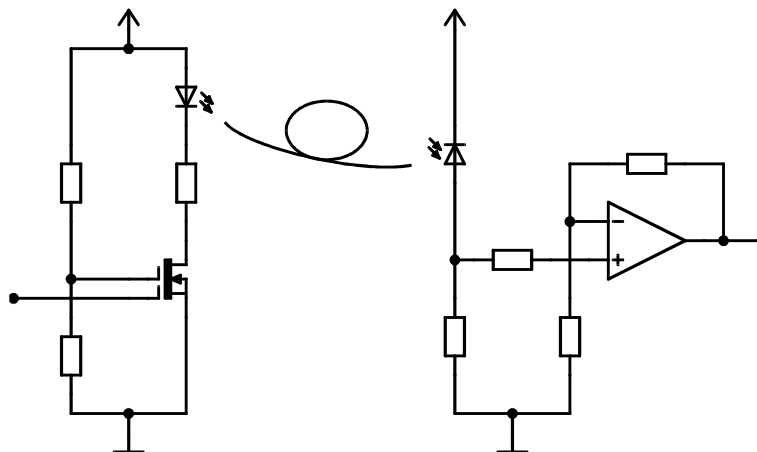


Bild 6.22: elektrische Komponenten der optischen Ableitung

Da alle aktiven Komponenten der vorgestellten Herzschrittmacher aus Batterien versorgt werden sollten, musste auf geringen Stromverbrauch besonderes Augenmerk gelegt werden. Da-

bei zeigte sich allerdings, dass die zuletzt vorgestellte Lösung der optischen Ableitung mit Intensitätsmodulation des optischen Signals proportional zur Eingangsspannung eine viel zu geringe Betriebsdauer besitzt. Mit handelsüblichen Lithium-Zellen erreichte man eine Betriebsdauer von unter 1 Stunde. Danach musste der Herzschrittmacher wieder aus dem Körperphantom ausgebaut, die Batterien ausgetauscht und wieder in das Phantom eingebaut werden. Da allein der Einbau des Herzschrittmachers ungefähr eine halbe Stunde benötigt, konnten so keine brauchbaren Messungen durchgeführt werden. Allerdings zeigte sich auch, dass die Hochimpedanzleitungen, die mittels auf Kapton®-Folien (Polyimid-Folie) gedruckter und eingebrannter Widerstandspaste hergestellt wurde, von der Flüssigkeit des Körperphantoms zersetzt wurden und während der Messung ihre Eigenschaften änderten, wodurch die Messergebnisse verfälscht wurden.

Daher wurde in einem erneuten Ansatz versucht, eine optische Ableitung so zu realisieren, dass eine deutlich höhere Betriebszeit des Messherzschrittmachers möglich wird. Dazu wurde neben einer veränderten Modulationsart eine veränderte Stromversorgung und vor allem eine optisch steuerbare Stromabschaltung implementiert. Aufgrund der geänderten Stromversorgung über einen Schaltregler wurde die Kapazität der verwendeten Lithium-Zellen fast vollständig ausgenutzt (mit der alten Schaltung wurden nur ca. 80% genutzt), allerdings wurden auf Grund des Schaltreglers zusätzlich Stabilisierungs- und Filtermaßnahmen notwendig, um weiterhin einen störungsfreien Betrieb sicherzustellen.

Durch die Möglichkeit, das System im in das Phantom eingebauten Zustand ein- und auszuschalten, konnte in Umbaupausen der Stromverbrauch auf ca. 5 μA reduziert werden, so dass mit der modifizierten Schaltung ungefähr drei Arbeitstage lang gemessen werden konnte. Die Stromeinsparung im Betrieb konnte durch die Änderung des Modulationsverfahrens erzielt werden. Anstelle der Intensitätsmodulation, bei der der Betrag des Eingangssignals über die Intensität des optischen Signals übertragen wird, wird nun die Frequenz kurzer optischer Lichtblitze verändert und so die Information übertragen. Bild 6.23 zeigt das Blockschaltbild des Messherzschrittmachers. Die vollständige Schaltung ist [3] zu entnehmen. Im folgenden werden nur einzelne Teilmodule der Gesamtschaltung vorgestellt.

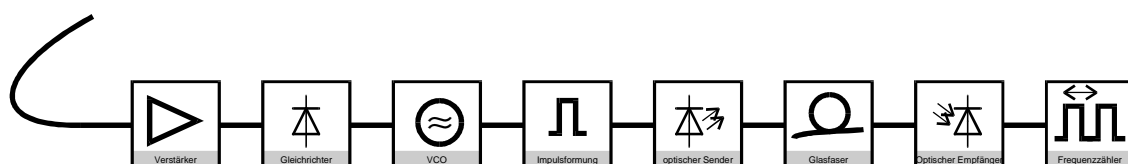


Bild 6.23: Blockschaltbild des optischen Herzschrittmachers (Pulspausenmodulation)

Der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO) wurde der integrierten PLL-CMOS-Schaltung CD4046 entnommen. Die in der integrierten Schaltung zusätzlich vorhandenen Phasenkomparatoren werden hier allerdings nicht verwendet. Für den Frequenzbereich des VCOs wurde ein Bereich zwischen 500 Hz und 3 kHz realisiert, so dass der Stromverbrauch recht gering bleibt. (Nach Angaben im Datenblatt beträgt der Stromverbrauch des VCOs bei einer Frequenz von $f = 10 \text{ kHz}$ nur ca. $20 \mu\text{A}$, so dass der Stromverbrauch bei den verwendeten Frequenzen noch deutlich kleiner ist.) Ungünstigerweise beträgt allerdings das Tastverhältnis des Ausgangssignals nahezu 1:1, so dass eine externe Impulsformung nötig ist. Diese wird mittels eines Differenzierers realisiert. Das Ausgangssignal des Differenzierers folgt aufgrund des nicht-idealen Verhaltens Exponentialfunktionen mit Zeitkonstanten $\tau = 5,25 \mu\text{s}$. Bild 6.24 zeigt das Ausgangssignal des Differenzierers.

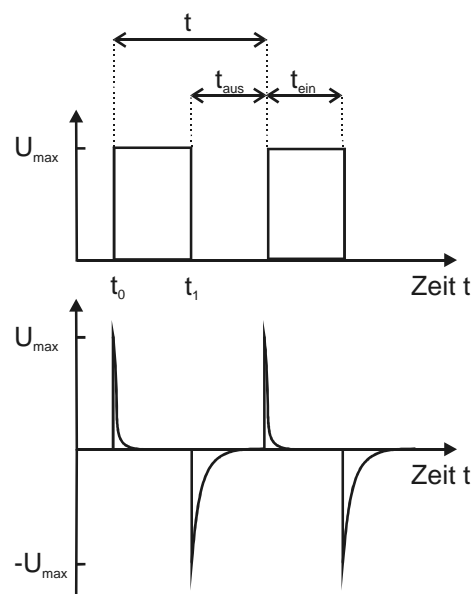


Bild 6.24: Ausgangssignal des Differenzierers

Das Ausgangssignal des Differenzierers wird dem optischen Sender zugeführt, über die Glasfaser als optisches Signal übertragen und am Ende der Glasfaser wieder in ein elektrisches Signal gewandelt. Um eine sichere Triggerung des Frequenzzählers sicherzustellen wird mit Hilfe eines Monoflops die Pulsbreite des Empfangssignals etwas vergrößert. Hierbei kommt wieder eine CMOS-Standardschaltung zum Einsatz.

6.4.3 Kalibrierung der Messherzschrittmacher

Wegen der Vielzahl von verstärkenden und dämpfenden Komponenten im Signalübertragungspfad aller vier vorgestellten Messherzschrittmachersysteme müssen diese vor der eigentlichen Messung kalibriert werden. Dazu wird eine definierte Spannung $U_{ein}(f_{kal})$ der

Frequenz f_{kal} anstelle des zu messenden Störsignals an den Eingang des Herzschrittmachers angelegt. Mit Hilfe der sich ergebenden Ausgangsspannung $U_{aus}(f_{kal})$ bzw. Ausgangsfrequenz $f_{aus}(f_{kal})$ kann die Übertragungsfunktion

$$H(f_{kal}) = \frac{U_{aus}(f_{kal})}{U_{ein}(f_{kal})} \text{ bzw. } H(f_{kal}) = \frac{f_{aus}(f_{kal})}{f_{ein}(f_{kal})}$$

im Arbeitsfrequenzbereich des Messherzschrittmachers bestimmt werden. Mit Hilfe dieser Übertragungsfunktion kann dann aus einem gemessenen Ausgangssignal des Messherzschrittmachers das Eingangssignal, also die Störspannung am Herzschrittmachereingang ermittelt werden. Bild 6.25 zeigt die äquivalente Ersatzschaltung der Kalibrieranordnung:

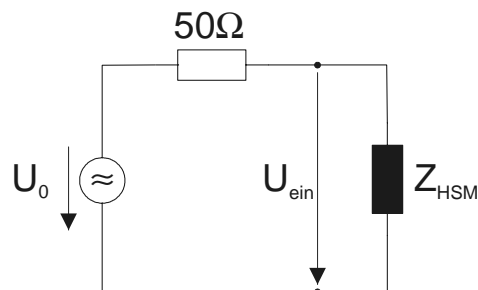


Bild 6.25: Ersatzschaltbild der Kalibrieranordnung

Bei der Kalibrierung mit einer Eingangsspannung müssen die Impedanzverhältnisse sehr genau betrachtet werden, da sich aufgrund nicht beachteter Fehlanschlüsse falsche Spannungswerte ergeben können. Üblicherweise wird als Spannungsquelle ein Signalgenerator mit einer Innenimpedanz von $Z = 50\ \Omega$ verwendet. Damit bildet sich mit der Eingangsimpedanz des Herzschrittmachers ein Spannungsteiler, der zur Bestimmung der tatsächlichen Eingangsspannung am Herzschrittmacher berücksichtigt werden muss.

6.4.4 Aufbau des Körpermodells und Nachbildung der dielektrischen Eigenschaften

Da für die Messungen diese Messherzschrittmacher in die beiden Phantome eingebaut werden sollten, wurden flüssigkeitsgefüllte Phantome eingesetzt. Mittels verschiedener Flüssigkeiten konnten so homogene Modelle mit verschiedenen dielektrischen Eigenschaften erstellt und vermessen werden. Für den Aufbau der beiden Phantome wurde eine Hülle aus Epoxidharz erstellt, in die der Herzschrittmacher mittels Fäden und kurzen Kunststoffstäben montiert wurde. Diese Hülle aus Epoxidharz kann zusätzlich auch zur Nachbildung der Eigenschaften der Hautschicht verwendet werden. Allerdings kann dafür kein reines Epoxidharz verwendet werden, sondern, um die geforderten dielektrischen Eigenschaften zu erhalten, müssen zusätzlich zu Härter und Binder des Epoxidharzes noch in geringen Mengen Kohlefasern zugesetzt wer-

den. Mit Hilfe dieser Kohlefasern kann neben der Dielektrizitätszahl ϵ_r (Variation mittels des Verhältnisses aus Härter und Binder) auch der Verlustfaktor $\tan \delta_\epsilon$ (Anteil der Kohlefasern am Gesamtvolumen) entsprechend gewählt werden.

Für die Füllung des Phantoms wurde eine Rezeptur nach [9] verwendet. Basierend auf einer Lösung aus 40,4% Wasser, 2,5% Kochsalz (NaCl) und 57,1% Zucker wurde in [30] die Lösung untersucht und für den gewünschten Frequenzbereich (50 MHz - 500 MHz) entsprechend variiert. Es ergab sich für die verwendeten Ausgangsmaterialien (Leitungswasser mit einer Härte von 2DH, Haushaltszucker, haushaltsübliches Steinsalz) ein optimiertes Mischungsverhältnis von 40% Wasser, 2% NaCl und 58% Zucker. Damit können die ermittelten dielektrischen Eigenschaften des menschlichen Körpers hinreichend nachgebildet werden.

Zusätzlich verfügt die Lösung aufgrund des hohen Zuckergehalts über eine sehr lange Haltbarkeit (ca. 6 Wochen), in der sich die Mischung nur entmischt, aber keine Zersetzungsprozesse oder Schimmelbildung auftreten. Vorhandene Bakterien oder Pilzsporen in der Lösung „vergiften“ sich beim Wachstum am Zucker.

6.4.5 Ergebnisse der vergleichenden Messungen

Zur Kontrolle der Berechnungsergebnisse durch Messungen wurde ein vergleichsweise einfaches Herzschrittmacherszenario gewählt. Der Herzschrittmacher befindet sich dabei im Inneren des ellipsoidförmigen Phantoms, die Elektrode ist geradlinig senkrecht nach unten ausgerichtet.

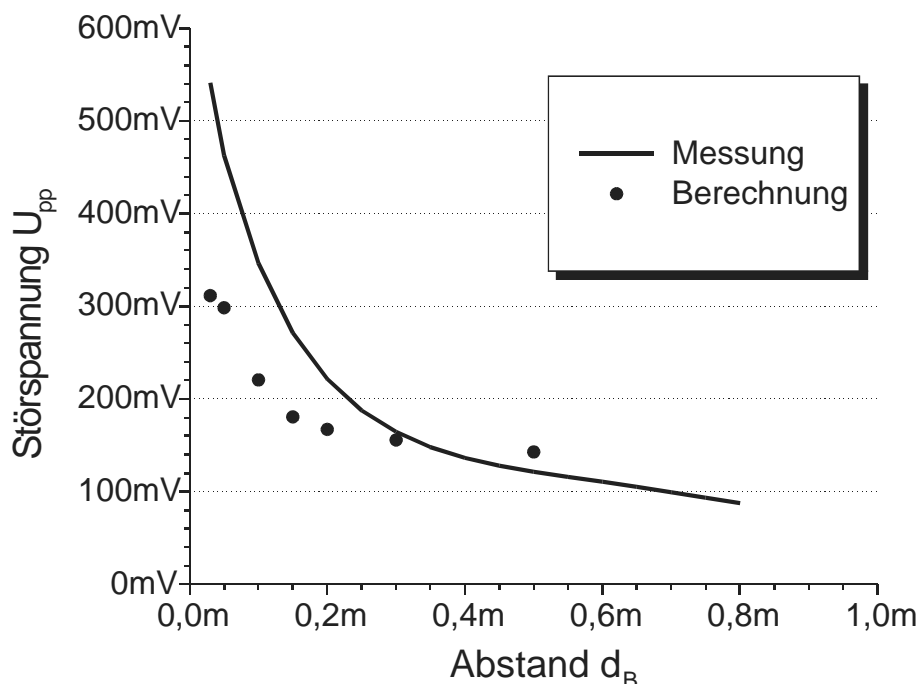


Bild 6.26: Eingangsspannung am Messherzschrittmacher bei $f = 250$ MHz und ellipsoidförmigem Körpermodell

Die Befeldung findet durch einen resonanten $\lambda/4$ -Dipol bei 250 MHz bzw. 400 MHz statt. Zusätzlich wird der Abstand zwischen Fußpunkt des Dipols und der Körperoberfläche schrittweise vergrößert. Zum Vergleich sind die Ergebnisse der Berechnung an diskreten Abstandswerten hinzugefügt. Bild 6.26 zeigt die Mess- und Berechnungsergebnisse bei einer Frequenz von 250 MHz, Bild 6.27 die Ergebnisse bei einer Frequenz vom 400 MHz.

Man erkennt bei beiden untersuchten Frequenzen eine prinzipielle Übereinstimmung der gemessenen und berechneten Störspannungswerte. Allerdings tritt im unteren Frequenzbereich vor allem bei kleinen Abständen d_B eine nicht zu vernachlässigende Abweichung auf. Diese ist vermutlich auf Störungen in der Messumgebung zurückzuführen. Die Messungen wurden in einer geschirmten Vollabsorberkammer (14m x 6m x 6m) durchgeführt, deren Absorberwände allerdings für den Frequenzbereich unterhalb von 300 MHz eine relativ geringe Reflexionsdämpfung besitzen. Durch die nicht vollständig gedämpften Reflexionen entstehen am Ort des Messherzschrittmachers konstruktive und destruktive Interferenzen, die das Ergebnis verfälschen.

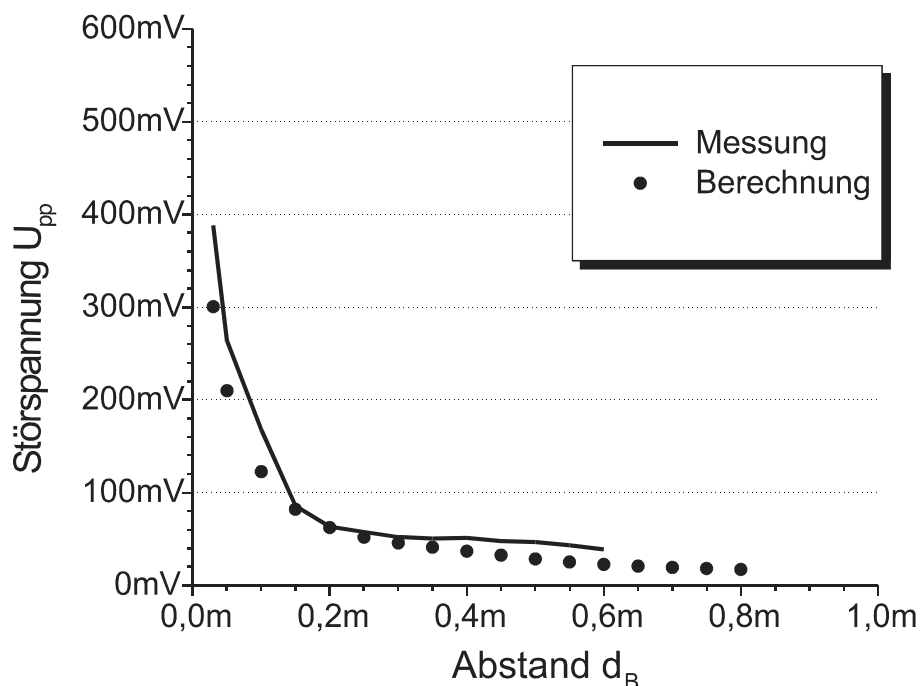


Bild 6.27: Eingangsspannung am Messherzschrittmacher bei $f = 400$ MHz und ellipsoidförmigem Körpermodell. Um Messergebnisse in einem breiteren Frequenzbereich zu erhalten, wurden Messungen mit einer einfallenden ebenen Welle durchgeführt. Mittels einer bikonischen Antenne wurde eine ebene Welle im Frequenzbereich zwischen 30 MHz und 220 MHz erzeugt. In einer Kalibrier-

messung wurde die Sendeleistung der Antenne so geregelt, dass am Ort des Phantoms - es wurde auch hier das ellipsoidförmige Phantom verwendet - für alle Frequenzen eine konstante Feldstärke erzielt wurde. Diese Messung wurde natürlich ohne Phantom durchgeführt. Die so gewonnenen Sendeleistungswerte wurden gespeichert und während der tatsächlichen Messung mit dem Phantom und einem eingesetzten Messherzschrittmacher verwendet. Damit konnten die Störspannungen bei konstanter einfallender Feldstärke (hier: $E=1\text{V/m}$) als Funktion der Frequenz bestimmt werden, es ergab sich also quasi direkt ein Kopplungsmodell für diese Anordnung. Bild 6.28 zeigt die so ermittelten Störspannungswerte, diese müssen allerdings für ein allgemeines Kopplungsmodell noch „impedanzbereinigt“ werden, d.h. der Spannungsabfall am Eingang des Messherzschrittmachers auf Grund der nicht unendlichen Eingangsimpedanz und des daraus resultierenden Eingangstroms muss herausgerechnet werden. Zum Vergleich sind in Bild 6.28 auch die berechneten Spannungswerte für diese Konfiguration dargestellt.

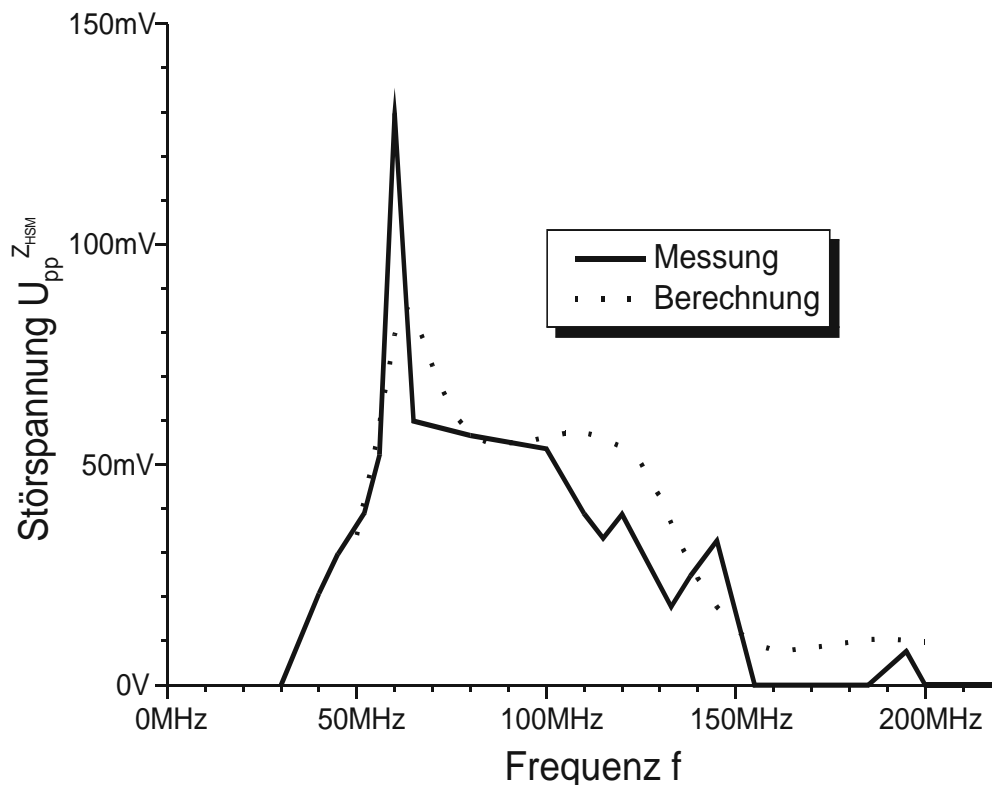


Bild 6.28: Störspannung am Eingang des Messherzschrittmachers bei Einfall einer ebenen Welle ($E=1\text{ V/m}$) und ellipsoidförmigem Phantom

Man erkennt sowohl in der Messung als auch in der Rechnung eine ausgeprägte Resonanz bei einer Frequenz von 60 MHz . Diese wird nicht - wie anfangs vermutet - auf Grund von Ganzkörperresonanzen (Phantomhöhe = $\lambda/4$), sondern auf Grund von Resonanzen auf der Elektrode des Messherzschrittmachers verursacht. Da die Elektrode in ein Material mit relativ hohen

dielektrischen Parametern eingebettet ist, tritt eine entsprechende Verkürzung auf und die Elektrode mit einer üblichen mechanischen Länge von 50 cm - 60 cm kann bei diesen Frequenzen in Resonanz gebracht werden. Allerdings ist für eine Störeinkopplungsbetrachtung die Herkunft der Resonanz zweitrangig, entscheidend ist vielmehr, dass durch diese Resonanz eine Spannungsüberhöhung am Eingang des Herzschrittmachers auftritt, die im zu entwickelnden Kopplungsmodell geeignet berücksichtigt werden muss.

Insgesamt kann aber auch hier festgestellt werden, dass die Ergebnisse der numerischen Berechnung prinzipiell bestätigt werden konnten, d.h. sowohl der Kurvenverlauf mit den Resonanzstellen kann durch die Messung bestätigt werden als auch der absolute Spannungswert mit Ausnahme der Hauptresonanz bei 60 MHz. Hier sind die Ergebnisse der Messung deutlich pessimistischer, d.h. die Resonanz wird überbewertet. Allerdings muss bei solchen Vergleichen beachtet werden, dass gerade resonante Strukturen in der Nähe der Resonanz sehr empfindlich reagieren und so können kleine mechanische Abweichungen zwischen Messung und Berechnung relative große Änderungen der ermittelten elektromagnetischen Felder und der sich daraus ergebenden Störspannungen bewirken. Insgesamt können aber auch mit dieser Messung die entsprechenden Berechnungsergebnisse überprüft und verifiziert werden. Abschliessend wurde noch untersucht, ob die durch die begrenzten Berechnungsressourcen notwendige Reduzierung des Körpermodells auf ein langgestrecktes Ellipsoid zulässig ist oder ob durch diese Vereinfachung verfälschte Ergebnisse zu erwarten sind.

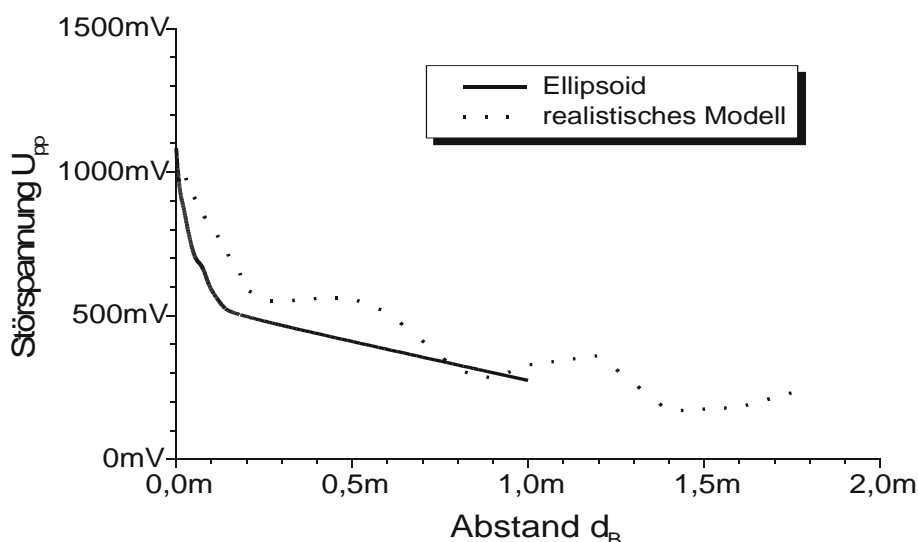


Bild 6.29: Vergleichsmessung der beiden Körpermodelle bei 250 MHz

Hierzu wurde der Messherzschrittmacher nacheinander in die beiden Körperphantome (ellipsoidförmiges und realistisches Körpermodell) eingesetzt und wieder, wie in der oben beschrie-

benen Nahfeldmessung, der Abstand zwischen $\lambda/2$ -Dipol und Körpermodelloberfläche vergrößert. Bild 6.29 und Bild 6.30 zeigen die gewonnenen Messergebnisse für die beiden Körpermodelle (Ellipsoid und realistisches Modell) bei 250 MHz und 400 MHz.

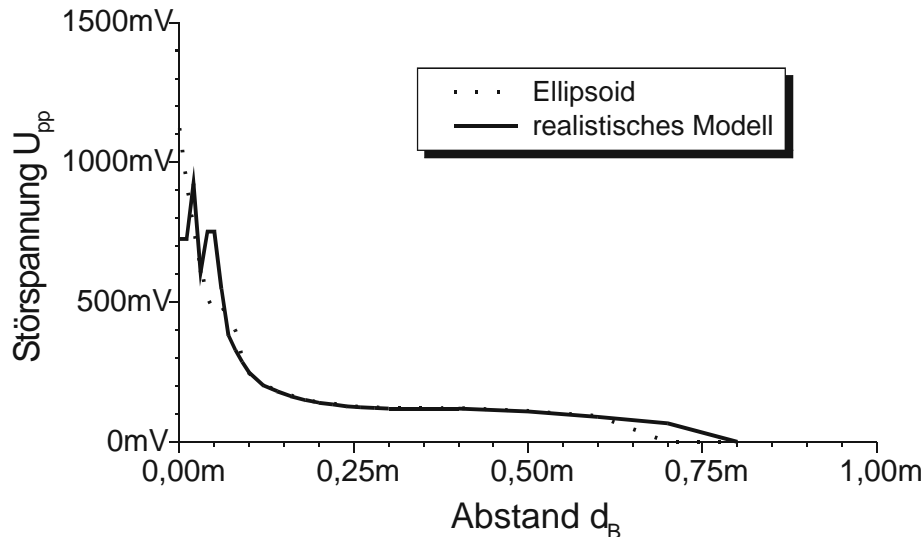


Bild 6.30: Vergleichsmessung der beiden Körpermodelle bei 400 MHz

Man erkennt, dass sowohl bei 250 MHz als auch bei 400 MHz die Kurven relativ gut übereinstimmen. Für kleine Abstände zwischen Phantomoberfläche und dem Sendedipol kommt es vor allem bei 400 MHz zu deutlichen Abweichungen, diese werden vermutlich von den in der Nähe der Sendeantenne verlaufenden Armen des realistischen Körperphantoms hervorgerufen. Bei 250 MHz tritt wieder, wie auch bei den vorhergehenden Nahfeldmessungen eine relativ starke Welligkeit auf. Diese wird von der nicht idealen Reflexionsdämpfung von Wand, Decken und Boden hervorgerufen.

6.5 Diskussion

In den vorangehenden Abschnitten wurden ein Messsystem vorgestellt, mit dessen Hilfe Messungen zur Bestimmung der hochfrequenten Störeinkopplung in Herzschrittmacher durchgeführt werden können. Dem gesamten Messsystem liegt die Idee eines Beeinflussungsmodells zugrunde, das die tatsächliche Störeinkopplung in ein Kopplungsmodell und ein Verträglichkeitsmodell unterteilt, die unabhängig voneinander untersucht werden können. Mit dem vorliegenden System, bestehend aus einer beliebigen Strahlungsquelle (kanonische Antenne wie z.B. ein $\lambda/2$ -Dipol oder auch z.B. ein komplettes Funkgerät), einem Körpermodell zur Berücksichtigung der Feldbeeinflussung durch den menschlichen Körper und einem Messherzschrittmacher, mit dessen Hilfe die an seinem Eingang anliegende Störspannung gemessen werden

kann, wurden einzelne Szenarien zur Kontrolle der numerischen Berechnungen vermessen. Naturgemäß können bei einem derartigen Ansatz, einzelne Szenarien zu untersuchen, immer nur Einzelfälle untersucht werden. Eine Verallgemeinerung der Ergebnisse auf allgemeine Szenarien ist mit letzter Sicherheit nie möglich. Allerdings kann durch eine gezielte Suche nach extrem ungünstigen Fällen und einer zusätzlichen Sicherheitszulage eine sehr hohe Wahrscheinlichkeit erreicht werden, auch den ungünstigsten Fall abgedeckt zu haben. Dies kann natürlich auf Grund der langen Messvorbereitungszeiten und der eigentlichen Messzeit nicht allein durch Messungen geleistet werden. Hier kann mit Hilfe der numerischen Feldberechnung, die je nach verwendetem Verfahren und Grad der Detaillierung des verwendeten Berechnungsmodells erheblich kürzere Ergebniszeiten aufweist, sehr viel effektiver gearbeitet werden. Die Messungen dienen in diesem Fall, wie auch in der dieser Arbeit zugrundeliegenden Studie, nur der Kontrolle und Bestätigung der numerischen Berechnungen.

Mit diesem Ansatz können dann mit vergleichsweise geringem Aufwand grundsätzliche Untersuchungen durchgeführt und geeignete Kopplungsmodelle entwickelt werden.

7. Nicht-thermische Wirkungen - Bestimmung möglicher Wirkungen von Mikrowellen auf das vegetative Nervensystem

7.1 Problemstellung

In den vorherigen Kapiteln dieser Arbeit wurden neben Grundlagen und Vorschriften zur Messung elektromagnetischer Felder Messsysteme zur Bestimmung der thermischen Wirkungen von elektromagnetischen Wellen auf den menschlichen Organismus und Wirkungen auf medizinische Hilfsgeräte untersucht. Dabei konnte auf relativ gesicherte ingenieurwissenschaftliche Grundlagenuntersuchungen zurückgegriffen werden.

Bei der Untersuchung möglicher nicht-thermischer Wirkungen auf den Menschen ist der aktuelle Wissensstand als unzureichend anzusehen. Daher soll in diesem Kapitel ein Messaufbau vorgestellt werden, mit dem für einen abgegrenzten Funktionsapparat des menschlichen Organismus, nämlich für das vegetative Nervensystem, mögliche Wirkungen untersucht werden können. Zusätzlich ist auch auf technischer Seite eine Einschränkung vorgenommen worden, indem nur eine einzelne Frequenz in mm-Wellenbereich (77 GHz) eingesetzt und untersucht wurde. Die Ergebnisse der diesen Messaufbau verwendende Studie sind daher in diesem Kontext zu sehen, d.h. es können nur Aussagen über das vegetative Nervensystem und speziell nur für diese einzelne Frequenz gemacht werden. Dennoch lohnt sich eine nähere Betrachtung und Vorstellung der durchgeführten Arbeiten, da diese relativ leicht sowohl auf andere Frequenzbereiche als auch auf andere Funktionsapparate des menschlichen Organismus übertragen werden können. Je nach Anwendung müssen natürlich gewisse Rahmenbedingungen angepasst werden, aber das grundsätzliche Vorgehen kann beibehalten werden.

In diesem Zusammenhang ist darauf hinzuweisen, dass bei der Untersuchung möglicher Wirkungen sehr differenzierte Begriffe verwendet werden müssen:

- Reizung: Initiierung eines Reizes, d.h. Auslösung einer Reiz-Information im Nervensystem
- Wirkung: Reaktion des Organs bzw. des Gehirns auf eine Reiz-Information
- Beeinflussung: Veränderte Funktion eines menschlichen Organs oder eines Funktionsapparats ohne Bewertung dieser Veränderung
- Schädigung: für das Organ bzw. den gesamten menschlichen Organismus negative Beeinflussung

7.2 Mögliche Wirkungsmechanismen und ihre Beschreibung

Im Gegensatz zu thermischen Wirkungen, bei denen die einfallende Energie der elektromagnetischen Welle in einem verlustbehafteten Medium, also z.B. im Muskelgewebe oder in den Hautschichten, absorbiert wird und in Wärme umgesetzt wird, nimmt man bei athermischen Wirkungen auf den menschlichen Organismus eine direkte Reizung von Nervenzellen oder Organen an. Bei der Reizung von Nervenzellen kann von einer indirekten Wirkung auf entsprechende Organe ausgegangen werden, da die Nervenzellen den empfangenen Reiz an das Gehirn bzw. das Rückenmark weiterleiten, und dort, je nach Reiz, eine Aktivierung oder Passivierung der entsprechenden Organe geschieht. Bei der direkten Wirkung auf Organe bewirkt die elektromagnetische Energie unmittelbar eine Aktivierung oder Passivierung des entsprechenden Organs.

Da ein Großteil der menschlichen Organe mit Ausnahme einiger Sinnesorgane im Inneren des Körpers zu finden ist, die elektromagnetischen Wellen aber auf Grund der begrenzten Eindringtiefe in verlustbehafteten Medien diese für höhere Frequenzen gar nicht erreichen, kann bei den meisten Fragestellungen von einer indirekten Wirkung auf Organen über gereizte Nervenzellen ausgegangen werden.

Bei 77 GHz kann je nach den dielektrischen Eigenschaften des Körpergewebes eine Eindringtiefe von 1 mm bis 3 mm bestimmt werden, so dass nur die Hautschichten und die darin eingelagerten Nervenzellen überhaupt gereizt werden können. Diese können dann die Reize an das Gehirn weiterleiten.

Speziell bei der Untersuchung von gepulsten Mikrowellensignalen, wie sie vor allem bei Radaranwendungen (aber z.B. auch bei Mobilfunkgeräten) auftreten, muss zusätzlich zur Eindringtiefe auch das Tastverhältnis, d.h. das zeitliche Verhältnis von Signal- und Pausenzeit betrachtet werden. Da die Weiterleitung von Reizen von den Nervenzellen zum Rückenmark (Nervenleitung) nur eine Grenzfrequenz von ca. 1 kHz besitzt, können wesentlich kürzere Impulse, wie sie z.B. bei Kfz-Radars (typisch 0.5 ns - 50 ns) eingesetzt werden, nicht ohne Weiteres übertragen werden. Um trotzdem eine Nervenleitung zu erreichen, müssen zuvor in der Nervenzelle Demodulations- bzw. Frequenzumsetzungsvorgänge stattfinden. Diese sind aber in der Literatur [8] sehr umstritten, da keine gesicherten Erkenntnisse vorliegen. Um aber in der vorliegenden Untersuchung, in der ein pulsmoduliertes 77 GHz-Signal mit einer Pulsdauer von 35 ns eingesetzt werden sollte, überhaupt Reizungen und daraus resultierende Wirkungen annehmen zu können, wurde von der Existenz von Demodulationseffekten in den Nervenzellen ausgegangen, ohne sie näher zu untersuchen.

7.3 Medizinische Randbedingungen

Wie schon im vorherigen Abschnitt erwähnt, sollen Wirkungen auf das vegetative Nervensystem untersucht werden. Das vegetative Nervensystem regelt die Organfunktionen im menschlichen Körper. Diese Regelung ist im wesentlichen einer willkürlichen Kontrolle entzogen, daher wird es auch autonomes Nervensystem genannt. Allerdings ist natürlich auch das vegetative Nervensystem einer übergeordneten Steuerung durch den Hypothalamus unterworfen. Die wesentlichen Organe, die durch das vegetative Nervensystem gesteuert werden, sind der Herz-Kreislaufapparat, also Herz und Lunge, der Verdauungsapparat, das Drüsensystem und teilweise auch das Auge. Das vegetative Nervensystem kann wiederum in zwei funktionell und anatomisch getrennte Anteile unterteilt werden, das sympathische Nervensystem (Sympathikus) und das parasympathische Nervensystem (Parasympathikus). Der Sympathikus ist im wesentlichen im Bereich des Brust- und Lendenmarks lokalisiert, der Parasympathikus im Bereich des Hirnstamms bzw. im Sakralmark. Funktional bewirken Sympathikus und Parasympathikus bei den meisten Organen prinzipiell gegensätzliche Wirkungen. So wird der Sympathikus in Alarmsituationen („Kämpfe oder fliehe!“) durch Adrenalin aktiviert. In diesem Fall müssen die Muskulatur und die äußeren Organe mit Energie versorgt werden, d.h. z.B. der Kreislauf wird aktiviert (Blutdruck und Herzfrequenz steigen, die Aktivität des Verdauungsapparats (innere Organe) wird reduziert, um mehr Energie für die Muskeln bereitstellen zu können). Die Reizung des Sympathikus initiiert also grundsätzlich eine Energieabgabe des Organismus.

Im Gegensatz dazu wird in Ruhesituationen der Parasympathikus aktiviert, der den Energieaufbau initiiert. Hierbei wird z.B. der Kreislauf gebremst (Blutdruck sinkt, Puls sinkt) und der Verdauungsapparat erhöht seine Aktivität. Eine übersichtliche Darstellung der Organwirkungen von Sympathikus und Parasympathikus findet sich in [31]. Bild 7.1 zeigt eine Aufteilung des vegetativen Nervensystems in Sympathikus und Parasympathikus, die Lokalisierung längs des Rückenmarks und die Anbindung der einzelnen Organe über Nervenfasern.

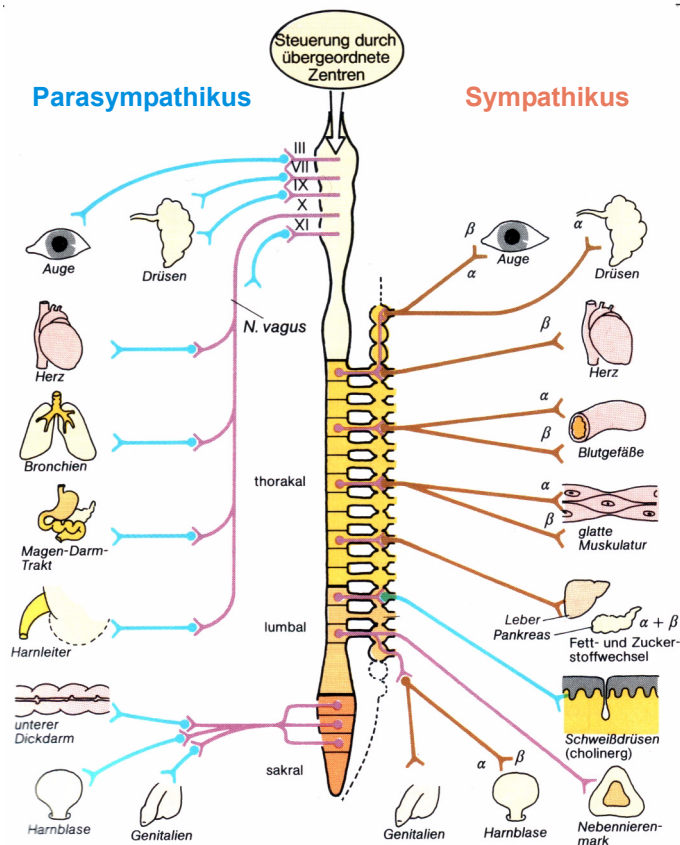


Bild 7.1: Schematische Übersicht des vegetativen Nervensystems (entnommen aus [31])

7.4 Überwachungsparameter

Da sich Reaktionen des vegetativen Nervensystems aufgrund seiner Aufteilung in sympathisches und parasympathisches Nervensystem sowohl durch Aktivierung des Sympathikus und gleichzeitiger Deaktivierung des Parasympathikus als auch durch Aktivierung des Parasympathikus und Deaktivierung des Sympathikus beobachten lassen, wurden für die Untersuchung Parameter ausgewählt, die sehr stark vom vegetativen Nervensystem beeinflusst werden. Sie sollten bei Aktivierung durch den Sympathikus bzw. den Parasympathikus möglichst konträre Reaktionen zeigen. Zusätzlich sollen diese Parameter auch einfach und zuverlässig zu messen sein.

Da das Herzkreislauf-System einer der Wesentlichen vom vegetativen Nervensystem geregelten Funktionsapparate ist und Puls, Erregungsausbreitung und Blutdruck relativ einfach zu messen sind, wurden das Elektrokardiogramm (EKG) und der Blutdruck (systolisch und diastolisch) als Überwachungsparameter gewählt. Innerhalb des EKGs wurden neben dem Puls (RR-Strecke) auch noch PQ-, QS- und TT-Strecke als Parameter hinzugezogen. Die Strecken bezeichnen dabei die Zeiten zwischen den einzelnen Erregungsimpulsen innerhalb einer Herz-

schlagperiode (PQ, QS) bzw. zwischen zwei Herzschlagperioden (RR,TT). Mit diesen Werten können zusätzlich zur veränderten Herzrate (Puls) auch Veränderungen der Erregungsausbreitung beobachtet werden.

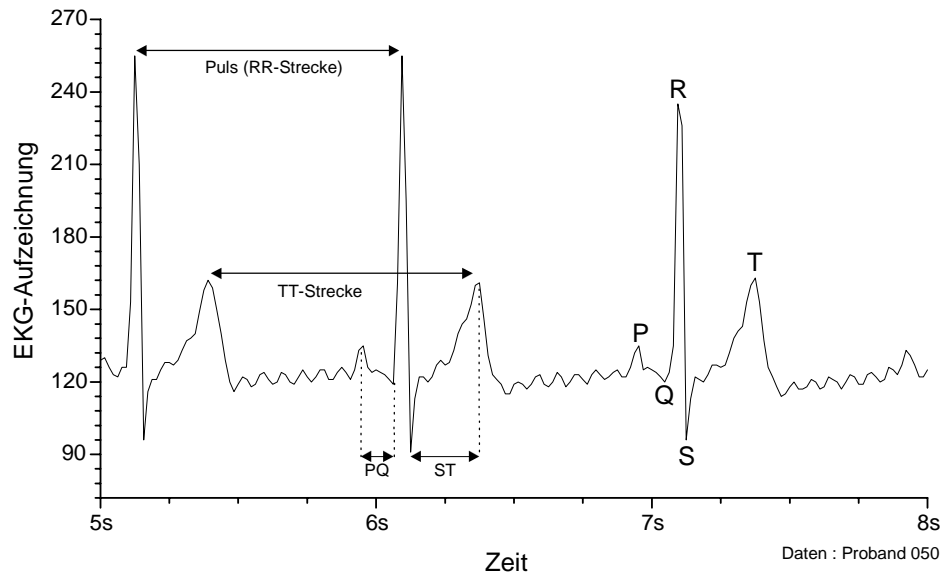


Bild 7.2: Elektrokardiogramm-Aufzeichnung und Bezeichnung der einzelnen Erregungsimpulse

Für die Ableitung des Elektrokardiogramms wurde eine bipolare Ableitung nach Nehb eingesetzt. Die positive Elektrode wurde unterhalb des rechten Schlüsselbeins angebracht, die negative und die Masse-Elektrode wurden linksseitig unterhalb des untersten Rippenbogens angebracht.

Die Blutdruckmessung wurde automatisiert mit einer Armmanschette mittels der Riva-Rocci-Methode durchgeführt. Bei der Bestimmung des Blutdrucks durch die gezielte Stauung des Blutflusses im Arm muss darauf geachtet werden, dass die Messung nicht zu häufig durchgeführt wird, da der normale Blutfluss und damit der Blutdruck nach Öffnen der Stauung einige Zeit benötigt, um sich wieder zu normalisieren. Andererseits sollen möglichst viele Messwerte aufgenommen werden, um eventuelle Änderungen deutlich zu beobachten. Hierbei hat sich ein Abstand der einzelnen Messungen von 3 Minuten als praktikabel erwiesen. Ausführliche Untersuchungen finden sich hierzu in [37].

Reaktionen des Atmungsapparates, d.h. der Lunge, wurden gemessen, indem mittels eines leitfähigen Gummibandes (vergleichbar einem Dehnungsmessstreifen) um die Brust die Bewegungen des Brustkorbs aufgezeichnet wurden. Durch geeignete Auswertung des zeitlichen Widerstandsverlaufs kann daraus die Atemfrequenz bestimmt werden. Weitergehende Untersuchungen wie z.B. die Messung des Atemvolumens mit einem Spirographen bieten sich wegen der relativ hohen Unannehmlichkeiten für die Versuchsperson nicht an. Insgesamt muss bei der Messung der vegetativen Parameter darauf geachtet werden, dass durch die

Messung die Versuchsperson nicht zu stark beeinflusst wird, sonst wird nicht die Wirkung der elektromagnetischen Wellen sondern die Wirkung der Messapparatur auf die Versuchsperson bestimmt. Damit verbieten sich z.B. auch die Entnahme von Blut und die entsprechenden Laboruntersuchungen.

Um nicht nur Reaktionen „innerer“ Organe des menschlichen Organismus zu untersuchen, wurden zusätzlich noch die Hauttemperatur am rechten Handrücken und die Hautleitfähigkeit zwischen rechten Ring- und Mittelfinger gemessen. Die gesamte Messdatenaufzeichnung wurde durch ein kommerzielles Überwachungssystem (Vitaport, Fa. Becker, Karlsruhe) sichergestellt, das zusätzlich noch auf seine elektromagnetische Verträglichkeit untersucht wurde, um Artefakte und Störungen durch eine mögliche Einstrahlung des Mikrowellensignals direkt in das Überwachungssystem ausschliessen zu können.

7.5 Versuchsaufbau und Ablauf der Untersuchung

Die Untersuchung zur Bestimmung möglicher Wirkungen eines 77 GHz-Millimeterwellensignals auf das vegetative Nervensystem wurde als experimentelle Befeldungsstudie angelegt, d.h. 50 Versuchspersonen wurden unter definierten Bedingungen eine bestimmte Zeit diesem elektromagnetischen Feld ausgesetzt und währenddessen wurden ihre vegetativen Parameter aufgezeichnet. Durch ein Cross-over-Design, das die während der aktivierten Befeldung ermittelten Daten mit Daten vergleicht, die in einem Scheinbefeldungszeitraum ermittelt wurden, können mögliche Wirkungen erkannt werden. Da unter Umständen die Abfolge von Befeldungs- und Scheinbefeldungszeitraum für einen zu beobachtenden Effekt relevant ist, wurde die Gesamtzahl der Versuchspersonen in zwei gleich große Gruppen unterteilt, wobei die eine Gruppe zuerst befeldet und dann der Scheinbefeldung ausgesetzt wird, während die zweite Gruppe zuerst scheinbar und dann tatsächlich befeldet wird. Um eine zusätzliche Beeinflussung durch den Versuchsbetreuer zu verhindern, wird die Zuweisung der einzelnen Versuchspersonen verdeckt zufällig durchgeführt, d.h. weder die Versuchsperson noch der Versuchsbetreuer wissen, in welchem Zeitraum die Befeldung stattfindet. Durch einen solchen, sogenannten Doppel-Blind-Versuch in Verbindung mit dem Cross-over-Design kann eine hohe Objektivität der Untersuchung erreicht werden. Bild zeigt den schematischen Ablauf der realisierten Untersuchung.

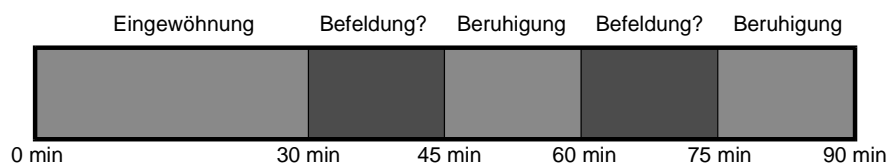


Bild 7.3: Ablauf der Untersuchung

Die Anwendung des Cross-Over-Designs hat in diesem Fall aber noch weitere Vorteile: Die anfängliche Versuchsplanung sah vor, nach einer Eingewöhnungsphase von 30 Minuten die Versuchsperson in zwei möglichen Befeldungsfenstern (Schein- und tatsächliche Befeldung oder umgekehrt) zu untersuchen. Jedes Befeldungsfenster wurde von einer Erholungsphase von 15 Minuten Dauer gefolgt, die vor allem ein Übersprechen von im einen Befeldungsfenster initiierten Effekten in das andere verhindern soll. Durch die relativ lange Eingewöhnungsphase wurde angenommen, dass sich die vegetativen Parameter ohne Befeldung nicht mehr ändern würden. Nach Auswertung einiger Testaufzeichnungen musste allerdings festgestellt werden, dass diese Annahme nicht gerechtfertigt ist, sondern dass durchaus signifikante Unterschiede zwischen den beiden Scheinbefeldungsphasen (Gruppe 1: 30.-45. Minute, Gruppe 2: 60.-75. Minute) zu ermitteln sind. Dies bedeutet, dass die Versuchsergebnisse durch die Reihenfolge von Befeldung und Scheinbefeldung beeinflusst werden, wenn diesem nicht durch ein geeignetes statistisches Modell entgegengewirkt wird. Dieser Sachverhalt konnte nur durch die Anwendung des Cross-Over-Designs aufgedeckt werden.

Die Untersuchungen wurden in einem elektromagnetisch geschirmten Absorberraum durchgeführt, um Einflüsse durch Fremdsignale von außen zu verhindern. Zusätzlich konnte dadurch eine weitgehende Konstanz der Raumtemperatur (22°C - 24°C) und der relativen Luftfeuchtigkeit (29% - 35%) sichergestellt werden. Um die Versuchsperson während der Untersuchung in einer gleichmässigen, neutralen Stimmung zu halten, wurde über einen Kopfhörer Klaviermusik eingespielt (J.S.Bach: „Das wohltemperierte Klavier“).

In Voruntersuchungen ohne diese Maßnahmen wurde festgestellt, dass schon eine kurze Unterhaltung von etwa zwei Minuten Dauer mit der Versuchsperson je nach Thema eine Änderung der Herzfrequenz um bis zu 10 Schläge/min und eine Änderung des Blutdrucks um bis zu 15 mmHg hervorrufen kann, zusätzlich wird durch die Atemvorgänge beim Sprechen die Atemfrequenz auswertung praktisch unmöglich.

Da es sich bei der verwendeten 77 GHz-Millimeterwellenquelle um ein Automobil-Abstandsradarsystem handelt, das eine hohe Antennenbündelung aufweist (vertikaler 3dB-Öffnungswinkel $\vartheta_{3dB} = 3^\circ$, horizontaler 3dB-Öffnungswinkel $\varphi_{3dB} = 9^\circ$), muss prinzipiell der Abstand zwischen Sendeantenne und zu befeldender Versuchsperson recht groß gewählt werden. Allerdings sinkt gleichzeitig mit steigendem Abstand die Leistungsdichte S der einfallenden Welle. Die befeldete Fläche A in Abhängigkeit des Abstands r kann bei Annahme einer elliptischen Richtkeule (3dB-Grenze) wie folgt bestimmt werden:

$$A(r) = \pi \cdot r^2 \cdot \tan(\vartheta_{3dB}/2) \cdot \tan(\varphi_{3dB}/2) \text{ m}^2 \quad (7.1)$$

Die Leistungsdichte S der einfallenden Welle in Abhängigkeit des Abstands wurde durch Messungen bestimmt und entsprechend durch folgendes Polynom angenähert:

$$S_{peak}(r) = \frac{1}{340 + 427 \cdot r + 125 \cdot r^2 + 78 \cdot r^3} \frac{W}{cm^2} \quad (7.2)$$

Bild 7.4 zeigt den Verlauf der Strahlungsintensität S und der Befeldungsfläche A in Abhängigkeit vom Abstand r beim verwendeten Radarsystem.

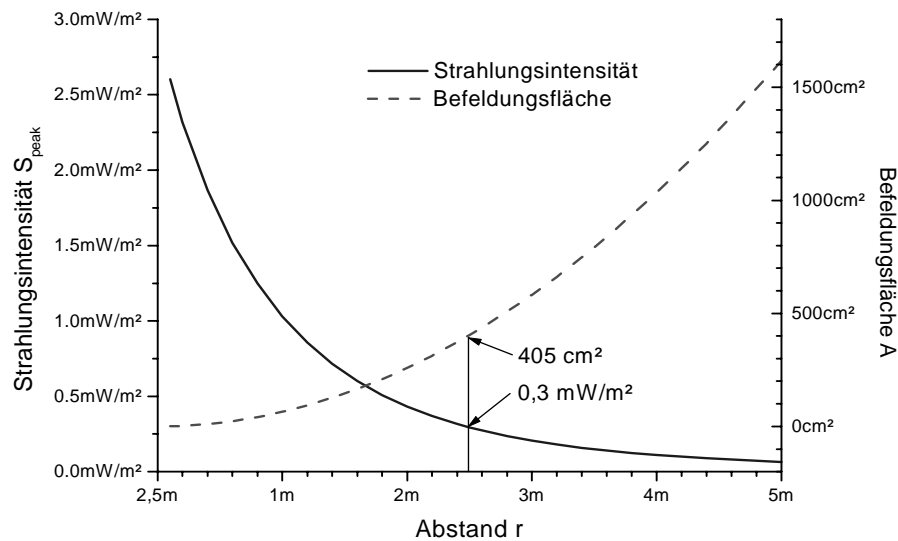


Bild 7.4: Strahlungsintensität S_{peak} und Befeldungsfläche A in Abhängigkeit vom Abstand r

Da sich beide Werte gegenläufig verhalten, muss je nach Anwendung ein geeigneter Kompromiss aus befeldeter Fläche und resultierender Strahlungsintensität gefunden werden. In diesem konkreten Fall wurde ein Abstand von 2,5 m gewählt, so dass sich eine Strahlungsintensität von $S_{peak} = 0,3 \text{ mW/cm}^2$ und eine Befeldungsfläche von $A = 405 \text{ cm}^2$ ergibt. Um die tatsächliche Strahlungsintensität an der Körperoberfläche zu bestimmen, muss allerdings noch die Durchgangsdämpfung der Kleidung der Versuchsperson berücksichtigt werden. Da hierzu in der Literatur nur Werte für niedrigere Frequenzen vorliegen, wurde anhand einiger Textilproben deren Durchgangsdämpfung bestimmt. Bild 7.5 zeigt den eingesetzten Messaufbau. Mittels eines Frequenzvervielfachers wird ein 12,83 GHz in ein 77 GHz-Signal umgesetzt. Dieses wird über ein Standard-Gain-Horn abgestrahlt. Im Abstand von 30 cm in Hauptstrahlrichtung befindet sich ein weiteres Standard-Gain-Horn, vor dem die Textilprobe angebracht werden kann. Das Empfangssignal wird mit einem harmonischen Mischer in den Zwischenfrequenzbereich umgesetzt und von einem Spektrum-Analysator dargestellt. Durch Anwendung einer „Leermessung“ ohne Textilprobe kann eine einfache Kalibration durchgeführt werden, indem die ermittelten Empfangsleistungswerte der verschiedenen Textilproben auf den Empfangslei-

stungswert der „Leermessung“ bezogen werden.

$$a_{\text{Textilprobe}} = a_{\text{MessungTextilprobe}} - a_{\text{Leermessung}} \quad (7.3)$$

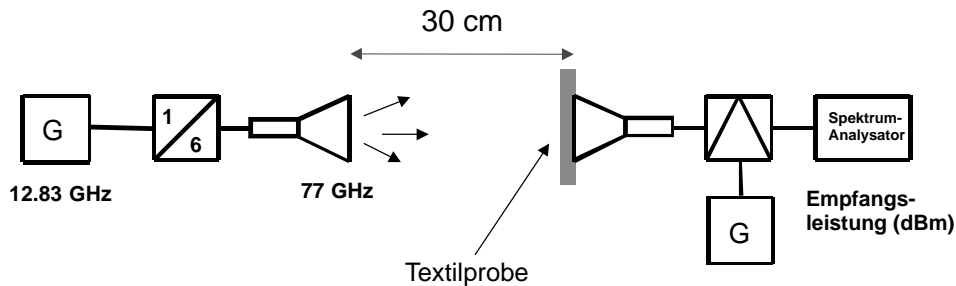


Bild 7.5: Messaufbau zur Bestimmung der Durchgangsdämpfung von Textilproben

Aufgrund des bezogen auf die Wellenlänge λ relativ großen Abstands von $d = 30$ cm wurde in dieser Kalibrationsrechnung die veränderte Anpassung an der Sendehornantenne vernachlässigt, ebenso wurde die Anpassungsänderung der Empfangshornantenne aufgrund einer recht kleinen Rückwärtstransmission $|S_{12}|$ nicht berücksichtigt.

Damit ergeben sich folgende Durchgangsdämpfungswerte nach Tabelle 7.1.

Textilprobe	Dämpfungswert
Handtuch (Baumwolle)	0,40 dB
Frottee-Handtuch (Baumwolle)	0,50 dB
T-Shirt (Baumwolle)	0,30 dB
Pullover (Baumwolle, Synthetik-Faser)	0,45 dB
Sweat-Shirt (Baumwolle)	0,30 dB
Arbeitsmantel (Baumwolle)	0,50 dB
nasses Handtuch (Baumwolle)	12,50 dB

Tabelle 7.1: Durchgangsdämpfungswerte der verschiedenen Textilproben

Man erkennt, dass die durch die Kleidung der Versuchsperson hervorgerufene Felddämpfung relativ klein ist. Dabei stellt Baumwoll-Kleidung den ungünstigsten Fall dar, da die Dämpfung des Textilmaterials vor allem von der Menge des eingelagerten Wassers abhängt und Baumwolle das Textilmaterial mit der höchsten Wasser-Speicherfähigkeit ist. Wie groß der Einfluss schon relativ geringer Mengen von Wasser ist, zeigt der Messwert für ein nasses, aber nicht tropfendes Baumwoll-Handtuch. Trotz der nicht übermäßigen Menge von Wasser im Gewebe steigt die Durchgangsdämpfung auf über 12 dB, d.h. weniger als 10% der einfallenden elektro-

magnetischen Leistung dringen durch das Gewebe, während über 90% der Leistung im Handtuch absorbiert werden.

Kleidung mit eingewebten Metallfäden oder Lederkleidung wurden nicht untersucht, da auch hier relativ hohe Durchgangsdämpfungen erwartet wurden. Stattdessen wurden die Versuchspersonen bei der Vorbereitung der Untersuchungen aufgefordert, während der Untersuchungen keine derartige Kleidung zu tragen bzw. diese für die Untersuchung abzulegen. Ebenso wurde während der Untersuchung auf das Tragen von metallischen Schmuckstücken im Befeldungsbereich verzichtet.

7.6 Statistische Methodik und Auswertung

Da bisher keine Informationen über mögliche Wirkungen von Millimeterwellen auf das vegetative Nervensystem vorliegen, andererseits in der Realität durchaus derartige Befeldungssituationen auftreten, ohne dass die befeldete Person unmittelbar Wirkungen auf sich beobachten konnte, muss grundsätzlich von eher relativ schwach ausgeprägten Effekten ausgegangen werden. Damit muss die statistische Auswertung als erstes Ziel die Reduktion der Variabilität der Messdaten einer Versuchsperson haben, also quasi das Hintergrundrauschen minimieren. Zusätzlich muss auch die Variabilität der Versuchspersonen untereinander minimiert werden. Für einfachere Untersuchungen würde hierzu eine Versuchsgruppe und eine Kontrollgruppe gebildet werden. Dabei würde die Versuchsgruppe der Befeldung ausgesetzt werden, während die Kontrollgruppe keiner Befeldung ausgesetzt wird.

Da die vegetativen Parameter und ihre Reaktion und Variabilität nicht nur von Versuchsperson zu Versuchsperson differieren, sondern auch je nach Stimmung, Tageszeit und äußeren Einflüssen bei der gleichen Versuchsperson sehr stark variieren, muss eine geeignetere Auswertemethode angewendet werden. Es bietet sich an, jede Versuchsperson auch gleichzeitig als ihre eigene Kontrollgruppe einzusetzen, d.h. die Daten der Befeldung werden mit den aufgezeichneten Daten der Scheinbefeldung verglichen. Die Differenzen zwischen beiden Aufzeichnungen können dann mit denen der anderen Versuchspersonen verglichen werden und geeignet ausgewertet werden. Damit kann allerdings das Problem noch nicht vollständig gelöst werden. Da sich die Parameter der Versuchsperson auch innerhalb kurzer Zeiträume ändern können, muss noch ein Maß bestimmt werden, mit dem dieser Veränderung bei allen Versuchspersonen bei äußerlich gleicher Umgebung und fehlender externer Reize Rechnung getragen wird. Als einfachste und plausibelste Annahme kann hierzu ein Ermüdungseffekt angenommen werden, d.h. die Daten, die später aufgenommen werden, sind von ihrer physiologischen Bedeutung her ruhiger. Dieser Effekt wird für alle Personen gleichförmig angesetzt, der Grad der Ermüdung ist allerdings individuell je nach Versuchsperson anzusetzen. Um die-

sen Ermüdungseffekt zu identifizieren, muss für die Hälfte der Versuchspersonen daher die Reihenfolge von Befeldungs- und Scheinbefeldungsintervall vertauscht werden, da angenommen wird, dass sich Befeldungseffekt und Ermüdungseffekt linear überlagern.

Im Folgenden wird das Auswerteverfahren näher beschrieben: Während des Befeldungs- bzw. Scheinbefeldungszeitraums wird pro Minute ein Messwert bestimmt. Für die kontinuierlich zu messende Parameter wie Hauttemperatur oder RR-Intervall (Puls) wird ein Mittelwert über eine Minute ermittelt. Der Blutdruck kann aus medizinischen Gründen nur alle drei Minuten gemessen werden, bei kürzeren Intervallen würde ein zu großer Blutstau erzeugt und die folgenden Werte verfälscht werden. Nach einer visuellen und numerischen Überprüfung auf un plausible Werte oder technische Defekte in der Messeinrichtung werden in einem zweiten Schritt die ermittelten Daten des Befeldungs- und des Scheinbefeldungszeitraums jeweils über 15 Minuten gemittelt. Damit wird für jeden gemessenen Parameter c aus 15 Messwerten $M_c(t)$ ein gemittelter Messwert M_c errechnet. Zur Unterscheidung von Befeldungs- und Scheinbefeldungszeitraum wird noch der Index i , $i=1..2$ eingefügt. Der Index k indiziert die Versuchsperson. Man erhält die folgenden Daten $M_{c,i,k}$:

$$M_{c,i,k} = \frac{1}{15} \sum_{t=1}^{15} M_{c,i,k}(t) \quad (7.4)$$

Die so ermittelten Messdaten werden noch in die beiden Gruppen unterteilt, je nach Reihenfolge von Befeldungs- und Scheinbefeldungsintervall.

Für beide Gruppen wird ein entsprechendes Modell nach (7.5) angesetzt.

$$\left\{ \begin{array}{l} M_{c,i,k} = \mu_c + \alpha_{c,i} + \left\{ \begin{array}{l} 0, i = 1 \\ \beta_c, i = 2 \end{array} \right\} + e_{c,i,k} \quad \text{Gruppe 1} \\ M_{c,i,k} = \mu_c + \alpha_{c,i} + \left\{ \begin{array}{l} \beta_c, i = 1 \\ 0, i = 2 \end{array} \right\} + e_{c,i,k} \quad \text{Gruppe 2} \end{array} \right. \quad (7.5)$$

Die gemessenen Daten $M_{c,i,k}$ setzen sich dabei aus einer additiven Überlagerung verschiedener Werte zusammen: μ_c bestimmt den Mittelwert des jeweiligen Parameters, $\alpha_{c,i}$ den Einfluss der Ermüdung auf den jeweiligen Messparameter c , β_c den eigentlichen Befeldungseffekt auf den Parameter c und $e_{c,i,k}$ beschreibt die zufällige Abweichung, diese wird als normalverteilt mit Erwartungswert Null angesetzt.

Da jede Versuchsperson mit sich selbst verglichen wird, bietet es sich an, pro Versuchsperson anstelle der Daten $M_{c,i,k}$ aus Intervall 1 und 2 die Differenz der Daten beider Intervalle

$$d_{c,k} = M_{c,1,k} - M_{c,2,k} \text{ zu untersuchen. Damit können einfacher Effekte identifiziert werden.}$$

Man erhält damit:

$$\begin{cases} D_{c,k} = \alpha_{c,0} - \beta_c + e_{c,0,k}, & \text{Gruppe 1} \\ D_{c,k} = \alpha_{c,0} + \beta_c + e_{c,0,k}, & \text{Gruppe 2} \end{cases} \quad (7.6)$$

Dabei beschreibt $\alpha_{c,0} = \alpha_{c,1} - \alpha_{c,2}$ den Ermüdungseffekt, dieser ist für beide Versuchsgruppen gleich und $e_{c,0,k} = e_{c,1,k} - e_{c,2,k}$ die Differenz der zufälligen Streuungen der beiden Versuchsintervalle. Diese ist weiterhin normalverteilt mit Erwartungswert Null.

Durch Überführung der Messdaten in entsprechende Matrizen kann das Modell sehr einfach dargestellt werden.

$$D = X\Psi + E \quad (7.7)$$

mit

$$D = \begin{bmatrix} D_{1,1} & \cdots & D_{c,1} \\ D_{1,k} & \cdots & D_{c,k} \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}, \quad X_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ \cdots & \cdots \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad X_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \cdots & \cdots \\ 1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$E = \begin{bmatrix} e_{1,0,1} & \cdots & e_{c,0,1} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ e_{1,0,k} & \cdots & e_{c,0,k} \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \Psi = \begin{bmatrix} \alpha_{1,0} & \cdots & \alpha_{c,0} \\ \beta_1 & \cdots & \beta_c \end{bmatrix}$$

Mit diesen Umformungen kann die zu testende Hypothese sehr einfach formuliert werden. Die Nullhypothese lautet: *Es gibt keinen Effekt*, also:

$$H_0: K\Psi = 0$$

Damit lautet die Gegenhypothese: *Es gibt einen Effekt*, also:

$$H_1: K\Psi \neq 0$$

Damit können nun Standardtests der multivariaten Varianzanalyse angewendet werden. Diese sind ausführlich in [36] dargestellt. Im Folgenden sollen nur die Ergebnisse dieser Auswertung dargestellt und interpretiert werden.

7.7 Ergebnisse und Wertung

Bei der Auswertung muss sichergestellt sein, dass die gewonnenen Messdaten auch dem zugrunde liegenden Modell genügen. Bei diesem Modell wurde angenommen, dass die Verteilung der Messdaten einer diskreten Normalverteilung genügt. Hierzu wurden in der statistischen Auswertung verschiedene Tests durchgeführt. Dabei ergab sich, dass drei Versuchspersonen bzw. ihre Messdaten von der weiteren statistischen Auswertung ausgenommen werden müssen, da sie als sog. 'Ausreißer' klassifiziert wurden, d.h. ihre Messdaten genügen nicht der Forderung nach einer Normalverteilung und würden damit das gesamte Modell zerstören. In diesen Fällen ist es üblich, solche Ausreißer von der weiteren Auswertung auszuschließen, um die Qualität der zu gewinnenden Ergebnisse sicherzustellen. Ergänzend wurde allerdings zusätzlich die Auswertung unter Einbeziehung dieser 3 Messdatensätze durchgeführt.

Unter der Annahme einer Normalverteilung der Parameter ergibt sich im Fall keiner Beeinflussung eine unbeeinflusste diskrete Verteilung der jeweiligen Messparameter nach Bild 7.6. Da die zeitgemittelten Messwerte der beiden möglichen Befeldungszeiträumen idealerweise identisch sein sollten (Es tritt in beiden möglichen Befeldungszeiträumen keine Beeinflussung auf, d.h. die Bedingungen sind in beiden Zeiträumen gleich), ist die Differenz der beiden gemittelten Messwerte Null. Damit liegt die Mittelwert der Verteilung der Differenzwerte ebenfalls bei Null, d.h. der sog. Achsenabschnitt Δ ist $\Delta = 0$.

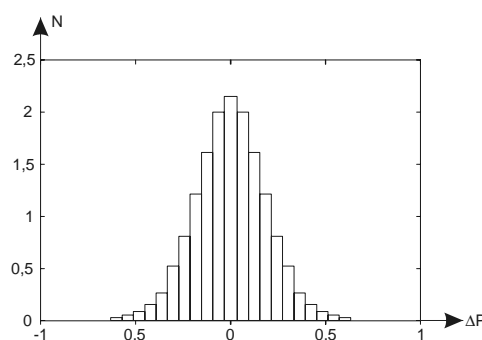


Bild 7.6: Unbeeinflusste Verteilungskurve

Tritt nun in einem der beiden möglichen Befeldungsfenster eine Beeinflussung auf, so bedeutet das, dass die Differenz im Mittel nicht mehr verschwindet, d.h. jetzt ist der Achsenabschnitt $\Delta \neq 0$. Grafisch bedeutet das, dass die diskrete Verteilungsfunktion gegenüber dem Ursprung um Δ horizontal verschoben ist. In Bild 7.7 ist dies für den Fall einer positiven Differenz, d.h. erhöhter Parameter im zweiten möglichen Befeldungsfenster, dargestellt.

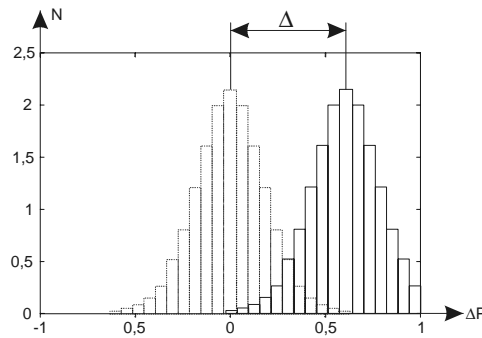


Bild 7.7: Beeinflusste Verteilungskurve

Zur Bestimmung des Signifikanzniveaus wird der Parameter σ eingeführt. Dieser bezeichnet die Wahrscheinlichkeit, dass ein experimentell beobachteter Effekt auf zufälligen Effekten und nicht auf den der Hypothese zugrunde liegenden Effekten, d.h. Befeldung bzw. Beruhigung beruht. Ein großes $\sigma_{Befeldung}$ bedeutet daher, dass eventuell zu beobachtende Effekte auf zufälligen Vorgängen beruhen, während ein kleines $\sigma_{Beruhigung}$ bedeutet, dass die auftretenden Effekte vom gesuchten Effekt, also Befeldung oder Beruhigung, hervorgerufen werden. Mit diesen Definitionen für den Achsenabschnitt Δ und für dem Signifikanzparameter σ können nun die Ergebnisse der statistischen Auswertung diskutiert werden.

Die statistische Auswertung unter Ausschluss der Ausreißer A, B und C ergibt die folgenden Werte:

$$\text{Befeldungseffekt:} \quad \Delta_{Befeldung} = 0,4941 \quad \sigma_{Befeldung} = 0,8690$$

$$\text{Beruhigungseffekt:} \quad \Delta_{Beruhigung} = 9,0886 \quad \sigma_{Beruhigung} = 0,0001$$

Zum Vergleich wurde die Auswertung mit allen Messdaten, d.h. auch unter Einbeziehung der drei Ausreißer, durchgeführt:

$$\text{Befeldungseffekt:} \quad \Delta_{Befeldung} = 0,6933 \quad \sigma_{Befeldung} = 0,7106$$

$$\text{Beruhigungseffekt:} \quad \Delta_{Beruhigung} = 0,4374 \quad \sigma_{Beruhigung} = 0,0005$$

Man erkennt, dass der Achsenabschnitt Δ , der den Mittelwert des Einflusses der Befeldung bzw. des zeitlichen Ablaufs (Beruhigung) darstellt, für den Fall der Befeldung nahe bei Null liegt, während der Achsenabschnitt des Beruhigungseffekts deutlich von Null verschieden ist ($\Delta=9,0866$). Für den Befeldungseffekt beträgt der Signifikanzparameter $\sigma=0,8690$. Das bedeutet, dass die Hypothese H_0 : „Die Befeldung hat keinen Einfluss“ mit einem sehr hohen Si-

gnifikanzniveau nicht verworfen werden darf. Dagegen ergibt sich für die Annahme eines Beruhigungseffekts ein sehr kleiner Wert für den Signifikanzparameter σ , d.h. die Hypothese: „Der zeitliche Ablauf hat keinen Einfluss“ muss verworfen werden, d.h. es gibt sehr sicher einen Beruhigungseffekt, ebenso sicher keinen Befeldungseffekt.

Betrachtet man noch die Ergebnisse der Auswertung unter Einbeziehung der drei Ausreißer, so erkennt man, dass durch diese drei Versuchspersonen die Deutlichkeit der Ergebnisse verloren geht, der Befeldungseffekt wird zwar nicht wahrscheinlicher ($\sigma_{Befeldung}$ steigt von 0,6890 auf 0,7106) aber der Beruhigungseffekt wird sehr undeutlich ($\Delta_{Beruhigung}$ sinkt von 9,0886 auf 0,4374). Diese Aussagen suggerieren auf den ersten Blick, dass durch das Entfernen der Messdaten dieser Personen das Ergebnis dieser Untersuchung in eine bestimmte Richtung beeinflusst werden kann, allerdings muss nochmals darauf hingewiesen werden, dass durch die Einbeziehung dieser Daten das Gesamtergebnis falsch wird, da das zugrundeliegende Modell nicht mehr gültig wäre. Es ist auch sehr unwahrscheinlich, dass ein aus 47 Versuchspersonen gewonnenes Ergebnis (kein Befeldungseffekt, starker Beruhigungseffekt) durch 3 zusätzliche Personen dahingehend verändert wird, dass der Befeldungseffekt wahrscheinlicher wird und der klar vorhandene Beruhigungseffekt ($\Delta=9,0866$) fast völlig verschwindet ($\Delta=0,4373$).

In den folgenden Bildern 7.8 und 7.9 sind noch zusätzlich die diskreten Verteilungsfunktionen der einzelnen Messkanäle jeweils getrennt für Beruhigungs- und Befeldungseffekt dargestellt. Dabei ist jeweils der Achsenabschnitt Δ als Abstand zwischen dem Mittelwert, also dem Maximum der Verteilungskurve und dem Ursprung zu betrachten. Je weiter sich die Verteilungskurve vom Ursprung entfernt, desto wahrscheinlicher und größer ist der entsprechende Effekt.

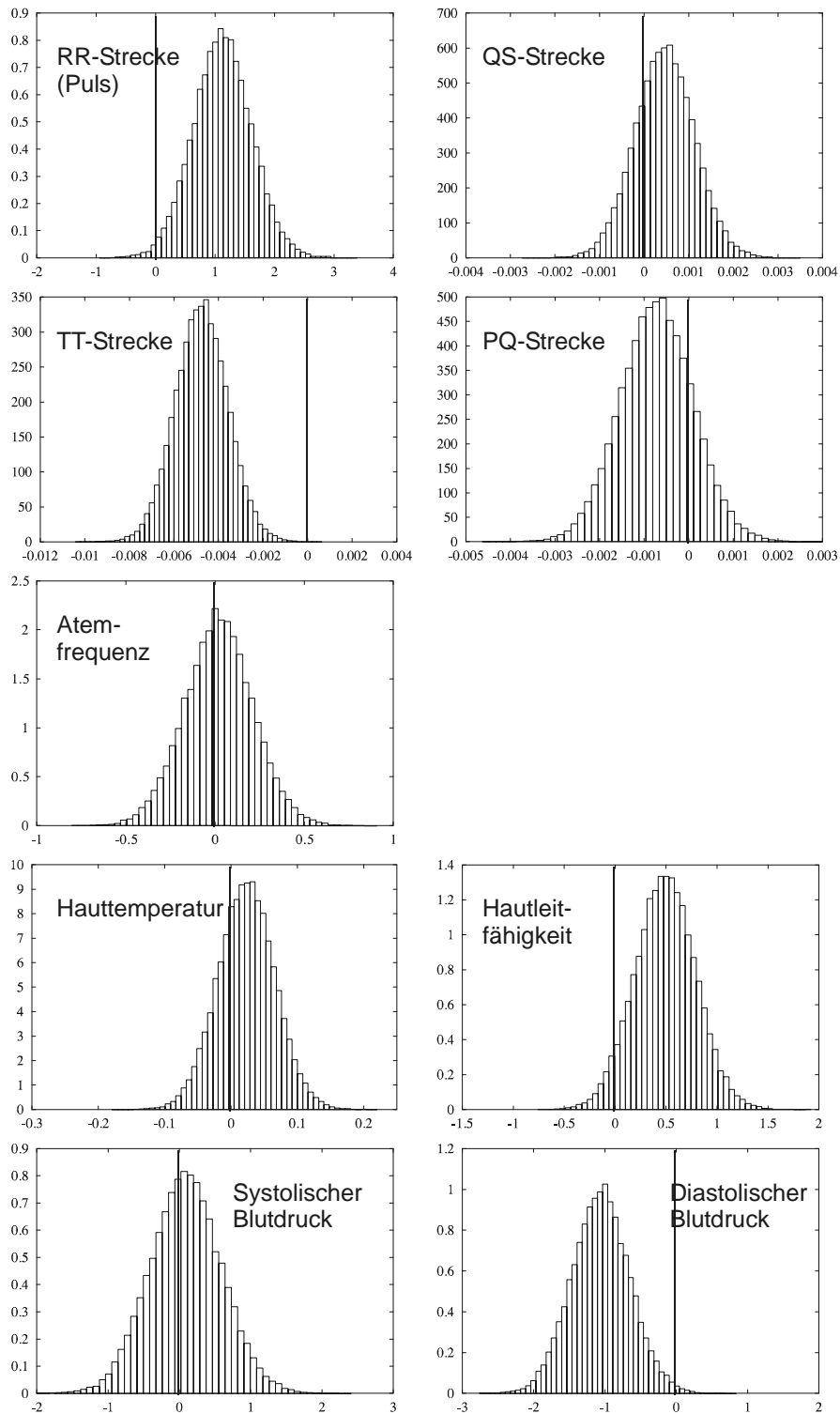


Bild 7.8: Verteilungsfunktionen des *Ermüdungseffekts* der einzelnen Messparameter
(zur Definition der EKG-Parameter vgl. Bild 7.2)

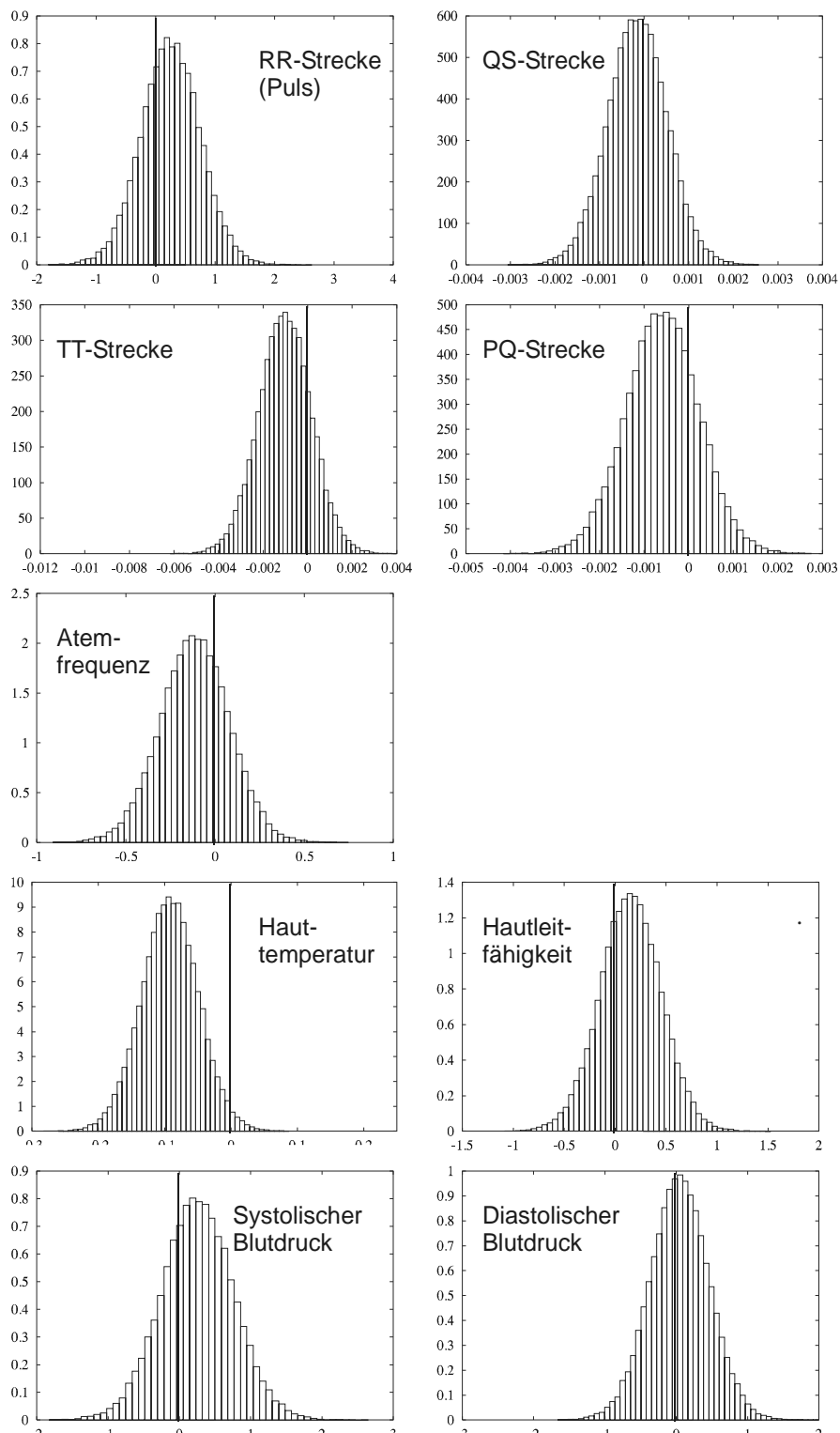


Bild 7.9: Verteilungsfunktionen des *Befeldungseffekts* der einzelnen Messparameter (zur Definition der EKG-Parameter vgl. Bild 7.2)

Abschliessend sind in Tabelle 7.1 noch die Konfidenzintervalle aufgeführt. Dabei ist allerdings

zu beachten, dass diese nur univariant berechnet wurden und damit nur als beschreibend zu werten sind, da sie bei multivarianten Verteilungen, wie sie hier vorliegen, so nicht bestimmt werden dürfen. Trotzdem geben diese Konfidenzintervalle einen sehr guten Eindruck, welche absoluten Änderungen der einzelnen Parameter noch als Effekt detektierbar wären.

Messkanal	Beruhigungseffekt	Befeldungseffekt	Einheit
Puls	[0,8066 bis 2,1572]	[-0,7600 bis 0,5905]	1/min
PQ	[-0,0024 bis 0,0001]	[0,0014 bis 0,0011]	s
QS	[-0,0007 bis 0,0017]	[-0,0013 bis 0,0011]	s
ST	[-0,0069 bis -0,0037]	[-0,0015 bis 0,0017]	s
Atemfrequenz	[-0,3518 bis 0,4135]	[-0,3990 bis 0,3663]	1/min
Hautleitfähigkeit	[0,3545 bis 1,1588]	[-0,4119 bis 0,3925]	mS
Hauttemperatur	[-0,0017 bis 0,1276]	[-0,1327 bis 0,0118]	°C
Systolischer Blutdruck	[-0,5551 bis 1,1685]	[-0,8989 bis 0,8247]	mmHg
Diastolischer Blutdruck	[-1,8852 bis -0,2269]	[-0,9643 bis 0,6939]	mmHg

Tabelle 7.1: univariante Konfidenzintervalle der einzelnen Messkanäle

Bewertend kann festgestellt werden, dass mit dieser Untersuchung kein Effekt durch Befeldung von Versuchspersonen mit einem 77 GHz-Millimeterwellensignal detektiert werden kann. Hierbei muss natürlich einschränkend bemerkt werden, daß der Beweis einen Nicht-Effekts nie vollständig erbracht werden kann. Dahingehend müssen die in Tabelle 7.2 dargestellten univariaten Konfidenzintervalle verwendet werden, um die „Empfindlichkeit“ der statistischen Auswertung zu beschreiben. Damit kann z.B. für die Bestimmung eines Effekts auf den Puls durch die Befeldung eine Erhöhung um 0,59 Schläge/Minute und eine Erniedrigung um 0,76 Schläge/Minute noch signifikant detektiert werden. Für die übrigen aufgezeichneten Parameter ergeben sich ähnlich niedrige Werte. Aus physiologischer Sicht sind daher aufgrund der noch signifikant detektierbaren geringen Änderungen auf die Parameter des vegetativen Nervensystems Effekte auszuschliessen und die angenommene Hypothese (Es gibt keinen Befeldungseffekt) kann nicht verworfen werden.

Allerdings ist diese Aussage an die speziellen Versuchsbedingungen gebunden, da in dieser Untersuchung nur eine Frequenz und nur eine Strahlungsintensität untersucht wurden. Ebenso ist es denkbar, dass bei Untersuchung anderer Parameter oder bei Befeldung anderer Körperbereiche unterschiedliche Ergebnisse erhalten werden könnten. Dies gilt speziell auch für die kombinierte Untersuchung mit zusätzlichen Reizungen, z.B. Lärm oder Befeldung in anderen Frequenzbereichen.

Anhang

I. Approximationspolynome für die Nahfeldstörspannung

Frequenz	Approximationspolynom
50 MHz	$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{EIRP}} = 173 \cdot \frac{14900 - 100d + d^2}{81800 + 1150d - 51d^2 + d^3}$
100 MHz	$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{EIRP}} = 206 \cdot \frac{3870 - 36d + d^2}{59400 - 651d + 9,86d^2 + d^3}$
200 MHz	$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{EIRP}} = 42 \cdot \frac{6220 - 74,6d + d^2}{13600 + 2580d - 50d^2 + d^3}$
300 MHz	$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{EIRP}} = 27,8 \cdot \frac{2000 - 40,6d + d^2}{2640 + 816d - 20,2d^2 + d^3}$
400 MHz	$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{EIRP}} = 25,8 \cdot \frac{13000 - 199d + d^2}{-16200 + 12900d - 194d^2 + d^3}$
500 MHz	$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{EIRP}} = 21 \cdot \frac{7200 - 91,9d + d^2}{-1970 + 6270d - 79,9d^2 + d^3}$

Literatur

- [1] 26. Verordnung zur Durchführung des Bundesimmissionschutzgesetzes (Verordnung über elektromagnetische Felder - 26.BimSchV). Bundesgesetzblatt; Bonn, Jg.1996, Teil 1, Nr. 66, Dezember 1996
- [2] R. Bitzer, H. Keller, J. Scholmann: *Normgerechtes Messen nichtionisierender elektromagnetischer Strahlung leicht gemacht*. Wehrtechnisches Symposium elektromagnetische Verträglichkeit 97; Mannheim, 1997.
- [3] I. Dettmann: *Entwurf einer optischen Übertragungsstrecke zur Messung von Störspannungen am Eingang eines Herzschrittmachers*. Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1999.
- [4] Rat der Europäischen Union: *Empfehlung des Rates vom 12. Juli 1999 zur Begrenzung der Exposition der Bevölkerung gegenüber elektromagnetischen Feldern (0 Hz - 300 GHz)*. Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaften; Brüssel, L1999/60 DE, Nr. 1999/519/EG, Juli 1999.
- [5] G. Fässler: *Inverse Feldtransformation zur Bestimmung der elektromagnetischen Emission und der Stromverteilung planarer Leiterplatten*. Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag; Aachen, 1997.
- [6] Federal Communications Commission (FCC): *Evaluating Compliance with FCC Guidelines for Human Exposure to Radiofrequency Electromagnetic Fields*. OET Bulletin 65; Washington, Ed. 97-01, August 1997.
- [7] Gabriel: *Dielectric Properties of Human Tissue*, Internet-Link: <http://www.fcc.gov/fcc-bin/dielec.sh>
- [8] R. Glaser, C. Portier, A. Sheppard: *Biologische und biophysikalische Forschung zu extremen Nieder- und Funkfrequenzen*. in FGF-Newsletter 1.01, 9. Jahrgang, Nr.1, April 2001.
- [9] G. Hartsgrrove, A. Kraszewski, A. Surowiec: *Simulated Biological Materials for Electromagnetic Radiation Absorption Studies*, 1987.
- [10] ICNIRP Guidelines: *Guidelines for Limitation Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300 GHz)*. Health Physics, Vol. 74, No. 4:494-522, April 1998.
- [11] S. Ioannou: *Messung und Berechnung der Einkopplung elektromagnetischer Felder in implantierte Herzschrittmacher*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1999.

- [12] U. Jakobus: *Erweiterte Momentenmethode zur Behandlung kompliziert aufgebauter und elektrisch großer elektromagnetischer Streuproblem*. Dissertation, Universität Stuttgart, VDI Fortschrittsberichte, Reihe 21, Nr. 171, VDI Verlag, 1995.
- [13] M. Kanda, L. Driver: *An Isotropic Electric-Field Probe with Tapered Resistive Dipoles for Broad-Band Use, 100 kHz to 18 GHz*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, No. 2, Febr. 1987.
- [14] J. Kantz: *Untersuchung verlustbehafteter Dipole zur Feldstärkemessung im Personenschutz*. Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1999.
- [15] M. Klar: *Aufbau einer isotropen E-Feldsonde für den Frequenzbereich 30 MHz bis 18 GHz*. Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1996.
- [16] M. Krieg: *Optimierung einer isotropen E-Feldsonde für den Frequenzbereich 10 MHz-18 GHz*. Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1996.
- [17] K. Kurz: *Magnetische Feldsonde für die EMVU-Meßtechnik*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1996.
- [18] F. Landstorfer et.al.: *Development of a model describing the coupling between electrodes of cardiac pacemakers and transmitting antennas in their close vicinity in the frequency range from 50 MHz to 500 MHz*. Final Report - second edition, Institut für Hochfrequenztechnik, 1999.
- [19] H. Lindenmeier, J. Hopf: *Kurzwellenantennen*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1992.
- [20] H.-J. Meckelburg, K. Jahre, K. Matkey: *Störfestigkeit von Herzschrittmachern im Frequenzbereich 30 kHz bis 2,5 GHz*. Forschungsgemeinschaft Funk, Newsletter - Edition Wissenschaft, Ausgabe Nr. 6, April 1996.
- [21] P. Merz: *Entwicklung einer isotropen Feldsonde für den Frequenzbereich 1 MHz - 18 GHz*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1995.
- [22] S. M. Mousavi, H. Laske, E. Steiner: *Atlas der Schnittanatomie und Radiologie*. Verlag Wilhelm Maudrich, Wien, 1989.
- [23] H. Pries: *Aufbau isotroper E-Feldsonden in Dickschicht und SMD-Technik für den Frequenzbereich 30 MHz bis 18 GHz*. Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1997.
- [24] C. Probol, K.-H. Gonschorek: *Field Probes Printed on Substrates for Dosimetric Assessments in the Frequency Range from 1 MHz to 18 GHz*. 14th Symposium on Electromagnetic Compatibility, Wroclaw, Juni 1998.

- [25] S. Ringer: *Isotrope Feldsonde zur Bestimmung der magnetischen Feldstärke im Frequenzbereich 30 MHz - 1 GHz*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1996.
- [26] H.-O. Ruöß: *Auf der Momentenmethode basierende Berechnungsverfahren zur Untersuchung der Wechselwirkung von Antennen und biologischen Körpern*. Dissertation, Universität Stuttgart, Shaker Verlag; Aachen, 1999.
- [27] M. Schallner, J. Waldmann, S. Hübner, F. Landstorfer, H. Keller, R. Bitzer: *The Influence of the Human Body on Electric and Magnetic Field Components in the Immediate Vicinity of the Body*. Frequenz, Vol. 52(1998), Nr.9-10, September 1998.
- [28] T. Schmid, O. Egger, N. Kuster: *Automated E-Field Scanning System for Dosimetric Assessments*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-44, No. 1, Jan. 1996.
- [29] U. Schuhmacher: *Entwurf und Aufbau eines Meßsystems zur Erfassung der Störspannung am Eingang eines Herzschrittmachers*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1997.
- [30] R. Sharavi: *Materialien zur Herstellung eines Ganzkörperphantoms*. Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1998.
- [31] S. Silbernagel, A. Despopoulos: Taschenatlas der Physiologie. 4., überarbeitete Auflage, Thieme, Stuttgart, 1991.
- [32] D. Simunic: *Das elektrische Feld einer Radarantenne*. in EMF-Report - Safety Test Solutions, Edition 1, Eningen, 1997.
- [33] W. Spreitzer: *Magnetfeldsonde für die EMV-Messtechnik*, Studienarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1995.
- [34] J. Waldmann: *Entwicklung breitbandiger Miniatur-E-Feldsonden*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1996.
- [35] J. Waldmann, J. Kantz, F. Landstorfer: *Development of Resistive Loaded Dipols*, IEEE-APS/URSI, Boston, 2001;
- [36] J. Waldmann, F. Landstorfer, R. Wisniewski, K. P. Haderler, J. Müller, V. Müller, F. Lang: *Investigation of possible non-thermal effects of cm-/mm-waves on the autonomic nervous system*. Final Report, Institut für Hochfrequenztechnik, 2000.
- [37] R. Wisniewski: *Aufbau eines Meßplatzes zur Untersuchung von Auswirkungen elektromagnetischer Strahlung auf den Menschen*. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1999.

Lebenslauf

16. Oktober 1969	geboren in Stuttgart
August 1976 - Juni 1980	Besuch der Jakobschule in Stuttgart
August 1980 - Mai 1989	Besuch des ev. Heidehof-Gymnasiums in Stuttgart
Juni 1989 - August 1990	Grundwehrdienst in Donauwörth
Oktober 1990 - Juli 1996	Studium der Elektrotechnik an der Universität Stuttgart Abschluß mit Diplom
seit Oktober 1996	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenz- technik der Universität Stuttgart