

# Berechnungsverfahren und auf Abtastung basierende Messverfahren zur Bestimmung elektrischer HF-Störfelder und der damit verbundenen Störeinkopplungen in Leitersysteme

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

Vorgelegt von

Lothar Geisbusch

geboren in Sindelfingen

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

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. S. Tenbohlen

Tag der Einreichung: 9. Juni 2005

Tag der mündlichen Prüfung: 20. Dezember 2005

Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart

2006



# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Friedrich M. Landstorfer

danke ich für die Aufnahme an sein Institut, die Betreuung meiner Arbeit und das sehr gute Institutsklima.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan Tenbohlen

danke ich für das Verfassen des Mitberichts.

Herrn Dr.-Ing. Ulrich Jakobus danke ich für Rat und Tat rund um die Momentenmethode und für das Zur-Verfügung-Stellen spezieller Varianten seines Programms Feko. Des Weiteren danke ich Herrn Dipl.-Ing. Marcus Maier und Herrn Dr.-Ing. Ning Yan Zhu für die kritische Durchsicht meiner Arbeit. Meinen Kollegen danke ich nicht nur für die hervorragende Zusammenarbeit, sondern auch für die Diskussionen, aus denen sich neue Sichtweisen und Lösungsansätze ergaben.

Herrn Dr. Pascal Leuchtmann danke ich für die Unterstützung bei der Implementierung seiner Linienmultipole.

Mein besonderer Dank gilt den Studenten, die im Rahmen ihrer Studien- und Diplomarbeiten durch ihr Engagement zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Der Forschungsgemeinschaft Funk e. V. (FGF), der Forschungsvereinigung Automobiltechnik e. V. (FAT) und der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) danke ich für die Förderung dieser Arbeit.

Aber nicht zuletzt möchte ich meinen Eltern Irmgard und Hermann Geisbusch danken, die mir das Studium der Elektrotechnik ermöglicht und mich darüber hinaus auch bei der Promotion unterstützt haben.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Legende</b>	<b>xii</b>
<b>Abkürzungen</b>	<b>xvi</b>
<b>Zusammenfassung</b>	<b>xviii</b>
<b>Abstract</b>	<b>xxiv</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Verbreitung von Funkanwendungen . . . . .	1
1.2 Störbeeinflussung durch Funkdienste . . . . .	1
1.3 Störungen und ihre Kopplungswege . . . . .	2
1.4 Notwendigkeit zur Untersuchung des Störpotentials . . . . .	3
1.5 Untersuchung von elektromagnetischen Feldverteilungen und Untersuchung ihrer Einkopplungen in Leitersysteme . . . . .	4
1.5.1 Herzschrittmacher . . . . .	4
1.5.2 Kraftfahrzeuge . . . . .	5
<b>2 Herkömmliche Messverfahren</b>	<b>9</b>
2.1 Messverfahren zur Bestimmung der Feldstärke . . . . .	9
2.1.1 Antenne mit HF-Leitung als Ableitung . . . . .	9
2.1.2 Antenne mit hochohmiger Ableitung . . . . .	9
2.1.3 Feldsensoren mit optischer Ableitung . . . . .	10
2.2 Messverfahren zur Bestimmung der Störeinkopplung . . . . .	11
2.2.1 Stromzange . . . . .	11
2.2.2 Prüfspitze . . . . .	11

<b>3</b>	<b>Neuartiges Messverfahren nach dem Abtast-Prinzip für optisch gekoppelte Spannungs- und Feldsensoren</b>	<b>13</b>
3.1	Einleitung . . . . .	13
3.2	Grundprinzip . . . . .	15
3.2.1	Innerer Aufbau des Feldsensors und des Mess-Herzschriftmachers . . . . .	15
3.2.2	Gesamtaufbau . . . . .	16
3.2.3	Bestimmung von Betrag und Phase anhand der Abtastwerte . . . . .	17
3.3	Theoretische Betrachtungen und Konzeptionierung . . . . .	18
3.3.1	Spezifikation . . . . .	18
3.3.2	Vorbetrachtungen zu Abtast-Halteschaltungen . . . . .	19
3.3.2.1	Anwendungsgebiete von Abtastern . . . . .	19
3.3.2.2	Arbeitsprinzip von Abtastern . . . . .	20
3.3.2.3	Abtasteffizienz . . . . .	20
3.3.2.4	Abtastung einer kapazitiven Spannungsquelle . . . . .	21
3.3.3	Abtastimpulserzeugung . . . . .	21
3.3.3.1	Abtastimpulsbreite . . . . .	21
3.3.3.2	Spannungsrampe zur Erzeugung des Abtastimpulses . . . . .	22
3.3.3.3	Erzeugung schneller Impulsflanken mit Transistoren . . . . .	23
3.3.3.4	Erzeugung schneller Impulsflanken mit Tunneldioden . . . . .	24
3.3.3.5	Erzeugung schneller Impulsflanken mit Speicherschaltdioden . . . . .	25
3.3.3.6	Erzeugung schneller Impulsflanken mit nichtlinearen Wellenleitern (non-linear transmission-line, NLTL) . . . . .	27
3.3.3.7	Erzeugung kurzer Impulse mit Titan-Saphir-Lasern . . . . .	29
3.3.4	Schnelle Schalter . . . . .	29
3.3.4.1	Feldeffekttransistoren als Schalter . . . . .	29
3.3.4.2	Bipolartransistoren als Schalter . . . . .	30
3.3.4.3	Zweidiodentor als Schalter . . . . .	30

3.3.4.4	Abtastung einer kapazitiven Quelle mit einem Zweidiodentor . . .	31
3.3.4.5	Abtastung einer kapazitiven Quelle mit einem Vierdiodentor . . .	32
3.3.4.6	Optische Schalter . . . . .	34
3.3.5	Messwertübertragung . . . . .	34
3.3.5.1	Vergleich der digitalen mit der analogen Messwertübertragung .	34
3.3.5.2	Analoges Verfahren zur Messwertübertragung . . . . .	35
3.3.6	Datenrückgewinnung und Bestimmung von Amplitude und Phasenwinkel	36
3.3.6.1	Verfahren für Abtastzeitpunkt-Verzögerung $\Delta t_i$ als Vielfache ei- nes Periodenviertels . . . . .	36
3.3.6.2	Verfahren für von Vielfachen eines Periodenviertels abweichen- den Abtastzeitpunkt-Verzögerungen $\Delta t_i$ . . . . .	37
3.3.7	Abtastalgorithmus . . . . .	40
3.3.8	Apertur-Jitter und sein Einfluss auf die Bandbreite der Messeinrichtung .	41
3.3.9	Definition des Apertur-Jitters . . . . .	41
3.3.9.1	Ursachen des Apertur-Jitters . . . . .	41
3.3.9.2	Wahrscheinlichkeitsdichte der Abtastwerte . . . . .	41
3.3.9.3	Zusammenhang von Apertur-Jitter und Frequenzgang . . . . .	43
3.3.9.4	Einbeziehung der Abtastimpulsbreite . . . . .	45
3.3.9.5	Möglichkeiten zur Messung des Jitters . . . . .	46
<b>4</b>	<b>Aufbau des Messsystems nach Kapitel 3</b>	<b>49</b>
4.1	Übersicht über die Schaltungsgruppen des Sensors . . . . .	49
4.2	Abtaster . . . . .	50
4.2.1	Wahl des Verfahrens und dessen Funktionsweise . . . . .	50
4.2.2	Grundsätzliche Topologie des Abtasters . . . . .	51
4.2.2.1	Betrieb mit bipolarem Ansteuerimpuls . . . . .	51
4.2.2.2	Umpolung der Speicherschaltodiode mit Hilfe einer Induktivität .	52
4.3	Gesamtschaltung des Sensors . . . . .	54

4.3.1	Schaltplan . . . . .	54
4.3.2	Trigger-Empfänger . . . . .	55
4.3.3	Stand-by-Detektion . . . . .	55
4.3.4	Impulsaufbereitung . . . . .	55
4.3.5	Impulsverstärker . . . . .	55
4.3.6	Balancierung . . . . .	56
4.3.7	Abtastimpulserzeugung . . . . .	56
4.3.8	Abtaster . . . . .	56
4.3.8.1	Funktionsweise . . . . .	56
4.3.8.2	Übersteuerung des Abtasters . . . . .	57
4.3.8.3	Realisierung . . . . .	57
4.3.9	Anschluss der Antenne bzw. des Tastkopfs . . . . .	57
4.3.10	Auskopplung der Abtastspannung . . . . .	58
4.3.11	Optischer Sender . . . . .	58
4.3.12	Realisierung . . . . .	59
4.4	Elektrische Feldsonde . . . . .	59
4.4.1	Antenne . . . . .	59
4.4.2	Frequenzgangkorrektur durch Kompensationsadmittanz . . . . .	61
4.4.3	Frequenzgangkorrektur durch Skineffekt . . . . .	62
4.4.3.1	Modifikation des Batteriefachs . . . . .	62
4.4.3.2	Ausführung des dielektrischen Rings . . . . .	63
4.4.3.3	Frequenzgang des Sensors . . . . .	63
4.4.4	Batterielebensdauer . . . . .	63
4.5	Vektorvoltmeter zur Messung der Herzschrittmarker-Elektrodeneinkopplung . . . . .	65
4.5.1	Eingangsschaltung mit Haltekapazität . . . . .	65
4.5.2	Herzschrittmarkergehäuse . . . . .	65
4.5.3	Frequenzgang des Mess-Herzschrittmarkers . . . . .	66
4.6	Steuergerät . . . . .	66
4.6.1	Bestimmung des Apertur-Jitters . . . . .	68
4.6.1.1	Messung des Phasenrauschens . . . . .	68
4.6.1.2	Abschätzung des Apertur-Jitters durch Grenzfrequenzmessung . . . . .	69

---

<b>5</b>	<b>Berechnungsverfahren</b>	<b>73</b>
5.1	Übersicht . . . . .	73
5.2	Das hybride Verfahren MoM-MMP . . . . .	75
5.2.1	MMP-Methode . . . . .	75
5.2.1.1	Wellengleichungen . . . . .	75
5.2.1.2	Multipolentwicklung . . . . .	76
5.2.1.3	Weitere Entwicklungsfunktionen . . . . .	77
5.2.1.4	Zusammensetzung der Felder . . . . .	77
5.2.1.5	Randbedingungen . . . . .	79
5.2.1.6	Multipolkonfiguration . . . . .	80
5.2.1.7	Überbestimmtes Gleichungssystem . . . . .	80
5.2.1.8	Fehlervektoren . . . . .	81
5.2.2	Objektorientierte Implementierung der Multipolmethode . . . . .	82
5.2.2.1	Philosophie der objektorientierten Programmierung . . . . .	82
5.2.2.2	Gleichungssystem . . . . .	83
5.2.2.3	Umsetzung . . . . .	84
5.2.3	Momentenmethode . . . . .	84
5.2.4	Iterative Verkopplung MoM-MMP . . . . .	86
5.2.4.1	Iterative Verkopplung innerhalb der Mehrfach-Multipol-Methode	86
5.2.4.2	Iterative Verkopplung mit der Methode der Momente (MoM) .	86
5.2.4.3	Iterativer Lösungsansatz . . . . .	87
5.2.4.4	Vergleichsrechnung . . . . .	88
5.2.4.5	Relaxationsfaktor . . . . .	89
5.3	Methode zur Erzeugung von Multipolkonfigurationen . . . . .	90
5.3.1	Schwierigkeiten mit bisherigen Verfahren . . . . .	90
5.3.2	Neues Verfahren zur Erstellung von Multipolkonfigurationen . . . . .	92
5.3.3	Interaktive Benutzeroberfläche zum Erstellen von Multipolkonfigurationen	93

<b>6</b>	<b>Berechnung der Störeinkopplung in Herzschrittmacherelektroden</b>	<b>97</b>
6.1	Einführung . . . . .	97
6.2	Kopplungsmodell . . . . .	98
6.3	Definitionen . . . . .	99
6.3.1	Körpermodelle . . . . .	99
6.3.2	Dielektrische Eigenschaften des Körpermodells . . . . .	100
6.3.3	Herzschrittmachermodell . . . . .	100
6.3.4	Implantationsarten . . . . .	101
6.4	Fernfeldberechnungen . . . . .	102
6.4.1	Definition der Einfallsrichtung . . . . .	102
6.4.2	Berechnungsmethode und Reziprozitätstheorem . . . . .	103
6.4.3	Einfluss der Frequenz auf die Worst-Case-Einfallsrichtung . . . . .	103
6.4.4	Fernfeldberechnungsergebnisse . . . . .	103
6.5	Untersuchung der Resonanzeffekte . . . . .	105
6.6	Nahfeldberechnungen . . . . .	106
6.6.1	Positionierung der Antennen . . . . .	106
6.6.2	Berechnungsverfahren und Körpermodell . . . . .	106
6.6.3	Antennen . . . . .	107
6.6.4	Nahfeldberechnungsergebnisse . . . . .	108
6.7	Abstandsgesetz . . . . .	109
6.8	Diskussion der Ergebnisse . . . . .	110

---

<b>7</b>	<b>Messung der Herzschrittmacher-Einkoppelspannung</b>	<b>113</b>
7.1	Einleitung . . . . .	113
7.2	Aufbau . . . . .	113
7.2.1	Körperphantom . . . . .	113
7.2.2	Anordnung der Sendeantenne . . . . .	114
7.2.3	Implantationsarten . . . . .	115
7.3	Messung der Elektrodenimpedanzen . . . . .	116
7.3.1	Vorgehensweise . . . . .	116
7.3.2	Ergebnisse der Impedanzmessungen . . . . .	117
7.4	Ergebnisse der Einkoppelspannungsmessungen . . . . .	119
7.5	Worst-Case . . . . .	119
7.6	Anwendungsbeispiel . . . . .	119
<b>8</b>	<b>Messung der elektrischen Feldverteilung im Kraftfahrzeug bei Mobilfunkbetrieb</b>	<b>123</b>
8.1	Versuchsaufbau . . . . .	123
8.2	Ergebnisse . . . . .	125
<b>9</b>	<b>Ausblick</b>	<b>129</b>
9.1	Messverfahren . . . . .	129
9.2	EMV-Untersuchungen . . . . .	130
	<b>Anhang</b>	<b>142</b>
<b>A</b>	<b>Messverfahren</b>	<b>143</b>
A.1	Simulationsmodell für eine Speicherschaltodiode . . . . .	143
A.2	Gleichungen zur Korrektur des Phasenfehlers . . . . .	145
<b>B</b>	<b>Berechnungsverfahren</b>	<b>147</b>
B.1	Objektorientierte Implementierung der Mehrfach-Multipol-Methode . . . . .	147
<b>C</b>	<b>Einkopplung in Herzschrittmacherelektroden</b>	<b>153</b>
C.1	Definition der Elektroden im Körpermodell 1 . . . . .	153
C.2	Definition der Elektroden im Körpermodell 2 . . . . .	155



# Legende

## Symbole und Schreibweisen

Formelzeichen	Beschreibung
$\underline{a}$	komplexe Größe
$\text{Im}\{\underline{a}\}$	Imaginärteil von $\underline{a}$
$\text{Re}\{\underline{a}\}$	Realteil von $\underline{a}$
$\vec{a}$	Vektor, $(a_x, a_y, a_z)^T$
$\hat{a}$	Einheitsvektor
$\vec{\Delta}$	vektorieller Laplace-Operator
$\text{div } \vec{a}$	Divergenz, $\frac{\partial a_x}{\partial x} + \frac{\partial a_y}{\partial y} + \frac{\partial a_z}{\partial z}$
$\text{grad } a$	Gradient, $\left(\frac{\partial a}{\partial x}, \frac{\partial a}{\partial y}, \frac{\partial a}{\partial z}\right)^T$
$\text{rot } \vec{a}$	Rotation, $\left(\frac{\partial a_z}{\partial y} - \frac{\partial a_y}{\partial z}, \frac{\partial a_x}{\partial z} - \frac{\partial a_z}{\partial x}, \frac{\partial a_y}{\partial x} - \frac{\partial a_x}{\partial y}\right)^T$
$\ A\ $	Matrix

## Verwendete Formelzeichen

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
$b$	Hz	Bandbreite
$b(t)$	S	zeitabhängiger Leitwert
$C$	F	Kapazität
$C'$	F/m	Kapazitätsbelag
$C_H$	F	Haltekapazität
$c_0$	$m/s$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$D_a$	1	Richtfaktor einer Antenne
$D_d$	1	Richtfaktor eines $\lambda/2$ -Dipols
$\delta(t)$		Dirac-Impuls

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
$E$	V/m	elektrische Ersatzfeldstärke
$\hat{E}$	V/m	Amplitude der elektrischen Feldstärke
$\vec{E}$	V/m	komplexes elektrisches Feld in Vektorform
$ERP$	W	auf $\lambda/2$ -Dipol bezogene Strahlungsleistung
$\hat{E}_{\text{inc}}$	V/m	Amplitude der anregenden Feldstärke
$\vec{E}_{\text{inc}}$	V/m	einfallendes elektrisches Feld
$\vec{E}_{\text{scat}}$	V/m	gestreutes elektrisches Feld
$\vec{E}_{\text{tan}}$	V/m	tangentiales elektrisches Feld
$entw$		Entwicklungsnummer
$\vec{\mathcal{E}}$		Operator, der den Strom $\underline{I}$ auf das Feld $\vec{E}$ abbildet
$\varepsilon$	As/Vm	Realteil der Permittivität
$\underline{\varepsilon}$	As/Vm	komplexe Permittivität
$\varepsilon_r$	As/Vm	relative Permittivität
$f$	Hz	Frequenz
$f_{3\text{dB}}$	Hz	3 dB-Grenzfrequenz
$geb$		Gebietsindex
$\vec{H}$	A/m	komplexes magnetisches Feld in Vektorform
$\eta$	1	Abtasteffizienz
$j$		$\sqrt{-1}$
$\Phi$	W	Lichtstrom
$\varphi$	rad	Phasenwinkel
$\varphi$	rad	Koordinate im Kugelkoordinatensystem
$k$		Index
$\underline{k}$	1/m	Wellenzahl
$L$	H	Induktivität
$L'$	H/m	Induktivitätsbelag
$l$	m	Länge
$\lambda_0$	m	Freiraumwellenlänge
$\lambda_{\text{max}}$	m	Wellenlänge bei minimaler Frequenz
$\lambda_{\text{min}}$	m	Wellenlänge bei maximaler Frequenz
$\mu$	Vs/Am	Permeabilität
$\mu$		Index
$\underline{\mu}$	Vs/Am	komplexe Permeabilität
$\mu_r$	1	relative Permeabilität
$\nu$		Index
$\nu$	1	Iterationsschritt
$P_t$	W	abgestrahlte Leistung
$Q$	As	Ladung
$q$	1	Relaxationsfaktor
$R$	$\Omega$	Widerstand

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
$r$	m	Koordinate im Polarkoordinatensystem
$\vec{\mathcal{R}}$		Operator, der das elektrische Feld auf die tangentialen Feldstärke abbildet
$\rho_t(t_\epsilon)$	1/s	Wahrscheinlichkeitsdichte der Abtastzeitpunkte
$\rho_u(u_a)$	1/V	Wahrscheinlichkeitsdichte der Abtasterausgangsspannung
		$u_{a,i}$
$\sigma$	S/m	spezifische Leitfähigkeit
$T_{\text{Abtast}}$	s	Zeitintervall zwischen zwei Abtastereignissen
$T_S$	s	Abtastimpulsbreite
$t$	s	Zeit
$\Delta t$	s	Zeitverzögerung
$t_i$	s	Abtastzeitpunkt $i$
$\Delta t_i$	s	Zeitverzögerung $i$
$t_\epsilon$	s	Fehler eines Abtastzeitpunkts
$t_{\epsilon,\text{RMS}}$	s	Standardabweichung der Abtastzeitpunkte, Apertur-Jitter
$t_{\epsilon,\text{RMS},N}$	s	Jitter über $N$ Perioden
$t_{\epsilon,\text{RMS,max}}$	s	maximal zulässiger Apertur-Jitter
$U$	V	elektrische Spannung
$\hat{U}$	V	Spannungsamplitude
$\underline{U}_{Z_p,pp}$	V	am Eingangstor des Herzschrittmachers anliegende Störspannung
$\underline{U}_{pp}$	V	Spitze-Spitze-Leerlaufspannung der als Antenne wirkenden Herzschrittmacherelektrode
$\underline{U}_{pp,max}$	V	Worst-Case der Spitze-Spitze-Leerlaufspannung der als Antenne wirkenden Herzschrittmacherelektrode
$\underline{U}_{pp,max,f}$	V	Worst-Case-Einkoppelspannung für die Frequenz $f$
$\underline{U}_{pp,max,ff}$	V	Worst-Case der Spitze-Spitze-Leerlaufspannung der als Antenne wirkenden Herzschrittmacherelektrode für den Fernfeldfall
$u(t)$	V	zeitveränderliche Spannung
$u_\mu$	V	Momentanwert zum $\mu$ -ten Abtastzeitpunkt
$\omega$	1/s	Kreisfrequenz
$\vec{x}'_i$	V	$i$ -ter Schätzwert
$\ Y\ $	S	Admittanzmatrix
$\underline{Y}_K$	S	Kompensationsadmittanz
$\ Y_e\ $	S	Admittanzmatrix der Herzschrittmacherelektroden beim bipolaren Schrittmacher
$\ Y_p\ $	S	Admittanzmatrix eines bipolaren Herzschrittmachers
$\underline{Z}$	$\Omega$	Impedanz
$Z_{F0}$	$\Omega$	Wellenwiderstand im Vakuum

Formelzeichen	Einheit	Beschreibung
$Z_L$	$\Omega$	Wellenwiderstand einer Leitung
$Z_e$	$\Omega$	Elektrodenimpedanz
$Z_p$	$\Omega$	Eingangsimpedanz des Herzschrittmachers

## Abkürzungen

Abkürzung	Beschreibung
ABS	Anti-Blockier-System
AM	Amplitudenmodulation
BALUN	balanced-unbalanced, Symmetrierübertrager
BOS	Behörden und Organisationen mit Sicherheitsaufgaben
CAN	controller area network
CW	continous wave
ECL	emitter coupled logic
EMC	electromagentic compatibility
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
ESP	elektronisches Stabilitätsprogramm
FDTD	finite difference time domain
FEM	finite element method
FFT	fast Fourier transformation
FEKO	Feldberechnung bei Körpern mit beliebiger Oberfläche
FM	frequency modulated, frequenzmoduliert
GMT	generalized multipole technique
GSM	global system for mobile communication
GVIF	gigabit video interface
HF	Hochfrequenz
ISM	industrial scientific medical
KFZ	Kraftfahrzeug
LASER	light amplification by stimulated emission of radiation
LED	light emitting diode
LVDS	lo voltage differential signalling
MESFET	metal semiconductor field effect transistor
MMP	Mehrfach-Multipol
MoM	method of moments, Momentenmethode
MOS	metal oxide semiconductor
MOSFET	metal oxide semiconductor field effect transistor
MSM	metal semiconductor
PC	personal computer
PLL	phase locked loop, Phasenregelschleife

---

Abkürzung	Beschreibung
SBOR	successive block over relaxation
SBUR	successive block under relaxation
SMB	sub miniatur B
SRD	step recovery diode, Speicherschaltodiode
TDR	time domain reflectometer, Impulsreflektometer
TE	transversal elektrisch
TETRA	terrestrial trunked radio
TM	transversal magnetisch
TV	television, Fernsehen
UKW	Ultra-Kurz-Welle
WLAN	wireless local are network
VCSEL	vertical cavity surface emitting laser



# Zusammenfassung

Funksysteme dienen der Übermittlung von Informationen mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen, welche von einer Antenne empfangen und anschließend von einem Empfängergerät ausgewertet werden. Allerdings kann diese Art der Informationsübertragung auch zu Nebeneffekten führen. Bei anderen, nicht für den Empfang konzipierten Geräten, können die elektromagnetischen Felder bei hoher Intensität mitunter starke Störungen verursachen. Die Störquellen können aus einzelnen, aber auch aus einem Netzwerk von mehreren Modulen bestehen, die beispielsweise über Stromversorgungsleitungen, Bus-Systeme oder Signalleitungen miteinander verbunden sind. Dabei wirken die elektromagnetischen Wellenfelder direkt oder indirekt auf die Baugruppen ein. So können beispielsweise die elektromagnetischen Felder zunächst in die Verbindungsleitungen einkoppeln und erst dann in Form von leitungsgeführten Wellen in die Geräte eindringen, um dort Störungen zu verursachen. Derartige Leitungseinkopplungen treten besonders dann auf, wenn die Abmessungen der Leitersysteme in der Größenordnung einer Wellenlänge oder darüber liegen.

Ein mögliches Störszenario beschreibt einen Herzschrittmacher-Träger, der ein Funkgerät benutzt. Die elektromagnetischen Wellen, welche zur Informationsübertragung abgestrahlt werden, dringen auch in den menschlichen Körper ein. Die Herzschrittmacher-Elektrode, die eigentlich dafür vorgesehen ist, Signale vom Herzen und Impulse zum Herzen zu übertragen, wirkt ungewollt als Antenne, so dass sie die eindringenden Funksignale empfängt und in Form von Störströmen in das Herzschrittmacher-Gerät einspeist. Die empfindliche Elektronik kann dadurch derart beeinflusst werden, dass sie ihre Funktion nicht mehr korrekt ausführt.

Ein weiteres Beispiel ist der Betrieb eines Mobiltelefons in einem Kraftfahrzeug. Der umfangreiche und stark verzweigte Kabelbaum des Fahrzeugs, der eine Vielzahl von Steuergeräten miteinander vernetzt, kann einen nennenswerten Teil der Strahlungsleistung empfangen, so dass es in der Folge zu einer Störung des ordnungsgemäßen Betriebs der elektronischen Baugruppen kommt.

Die beiden vorgestellten Szenarien haben gemeinsam, dass jeweils sicherheitsrelevante Teile betroffen sind. Zur Abschätzung des erhöhten Gefährdungspotentials, welches sich aus dem Betrieb von Funksystemen in dem entsprechenden Umfeld ergibt, sind Untersuchungen der auftretenden Felder und der daraus resultierenden Störspannungen notwendig. Hierzu soll die vorliegende Arbeit einen Beitrag leisten, der sich wie folgt zusammensetzt:

- Aufbau neuartiger, auf Abtastung basierende Messsysteme, die zum einen für die Messung von Hochfrequenzfeldern und zum anderen für die Messung von HF-Spannungen auf Leitungen bestimmt sind
- Verbesserung eines hybriden Feldberechnungsverfahrens, welches sich für die Untersuchung von Einkoppelspannungen in medizinischen Implantaten eignet
- Berechnung und Messung der Einkopplung von Hochfrequenzfeldern in Herzschrittmacher
- Messung der Feldverteilung im Kraftfahrzeug bei Mobilfunkbetrieb

Die Funktionsbeeinträchtigung eines Geräts hängt nicht nur von der Intensität der Störfelder und den damit einhergehenden Einkoppelspannungen ab (Kopplungsmodell), sondern auch von der Beeinflussbarkeit seiner elektronischen Baugruppen (Beeinflussungsmodell). Letzteres ist zwar nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit, dennoch wird in Kapitel 1 zunächst eine Einführung anhand eines Schaltungsbeispiels gegeben und gezeigt, wie sich HF-Spannungen auf integrierte Schaltungen auswirken.

Darauf folgend wird der Themenkomplex *Einkopplung in Herzschrittmacher* vorgestellt. Feldberechnungsprogramme bieten eine flexible Möglichkeit für die Untersuchung der Störeinkopplung. Allerdings steigen mit der Frequenz der Speicherplatzverbrauch und die Rechenzeit, so dass sich daraus Grenzen ergeben. Durch Auswahl eines entsprechenden Berechnungsverfahrens kann der Rechenaufwand jedoch minimiert werden, und es finden sich für verschiedene Strukturen jeweils geeignete Methoden. Jedoch steigt der Aufwand bei Szenarien, die sehr unterschiedliche Materialien enthalten, wie beispielsweise der biologischer Körper auf der einen Seite und der metallische Herzschrittmacher auf der anderen. Durch den Einsatz von Hybridmethoden können die unterschiedlichen Teilprobleme durch ein jeweils geeignetes Verfahren berechnet werden.

Ist eine Problemstellung aufgrund ihrer Komplexität und ihres Frequenzbereichs numerisch nicht mehr sinnvoll behandelbar, kann die Durchführung von Messungen einen Ausweg darstellen. Dabei ist zu beachten, dass durch den Sensor selbst das Ergebnis nicht verfälscht werden soll. Zur Bestimmung der Einkoppelspannung wird daher ein Mess-Herzschrittmacher benötigt, der, um Feldverzerrungen zu vermeiden, ohne elektrische Leitungen zur Stromversorgung und Messwertableitung auskommt. In der vorliegenden Arbeit wird hierzu ein neuartiges, auf Abtastung basierendes Messgerät beschrieben, welches optisch angesteuert, Spannungsmessungen über einen großen Frequenzbereich erlaubt, eine hohe Dynamik aufweist und dabei über eine lange Batteriebensdauer verfügt.

Während in der vorliegenden Arbeit der Themenkomplex *Einkopplung in Herzschrittmacher* sowohl numerisch als auch messtechnisch behandelt wird, findet die Untersuchung der *Feldverteilung im Kraftfahrzeug bei Mobilfunkbetrieb* ausschließlich durch Messungen statt. In der hohlraumförmigen Fahrgastzelle sind Resonanzen mit vergleichsweise hohen Feldstärken möglich. Diese können auf die zahlreichen elektrischen Leitungen und Komponenten einwirken.

Für die Erarbeitung von EMV-Schutzmaßnahmen ist die Verfügbarkeit von Feldstärkedaten sehr hilfreich. Hierzu soll diese Arbeit einen Beitrag leisten, indem Feldverteilungen unter verschiedenen Einflussparametern wie Frequenz, Antennenposition und Art der Fahrzeugverglasung bestimmt werden. Dabei dürfen der Feldsensor und seine Ableitung das elektromagnetische Wellenfeld im Fahrzeug nicht verzerren. Es bestehen somit ähnliche Anforderungen wie für den Mess-Herzschrittmacher, so dass die auf Abtastung basierenden Messverfahren und Messsysteme in modifizierter Form für den Aufbau eines neuartigen Feldsensors angewendet werden können.

Abtastsysteme finden sich bisher in elektrischen Messsystemen wie beispielsweise Sampling-Oszillographen und Vektor-Netzwerkanalysatoren, wurden bisher jedoch noch nicht in Feldsensoren eingesetzt. Eine Übersicht der herkömmlichen Sensoren findet sich in Kapitel 2. Hier wird der Stand der Technik beschrieben und die verschiedenen Systeme klassifiziert.

Das Grundprinzip der auf Abtastung basierenden Feldsonde und des Mess-Herzschrittmachers wird in Kapitel 3 vorgestellt. Mit wenig Aufwand lassen sich Abtaster mit sehr kurzen Totzeiten bauen. Wird zusätzlich vom kohärenten Unterabtasten Gebrauch gemacht, lassen sich stromsparende und zugleich sehr breitbandige Messsysteme realisieren. Des Weiteren ist dieses Verfahren bzgl. seines Amplituden- und Frequenzgangs nahezu linear und bietet zusätzlich günstige Impedanzverhältnisse. Mit geeigneten Abtastschaltungen können auch elektrische Feldsensoren aufgebaut werden, deren Dipol-Antenne als Spannungsquelle mit Serienkapazität aufgefasst werden kann. Hierzu werden in Kapitel 3 sowohl Realisierungsvarianten von schnellen Schaltern als auch Möglichkeiten zur Erzeugung kurzer Abtastimpulse vorgestellt.

Die vom Abtaster bereitgestellten Spannungswerte sind einer Datenerfassungseinheit zu übermitteln, welche sich außerhalb des Versuchsaufbaus befindet. Damit die elektromagnetischen Felder nicht durch elektrische Leiter des Messsystems verzerrt werden, soll die Messwertableitung mit Hilfe von Lichtwellenleitern erfolgen. Optische Verbindungen haben gegenüber elektrischen Leitern jedoch auch Einschränkungen, weshalb sich eine Diskussion von Möglichkeiten zur Informationsübertragung anschließt.

Lichtwellenleiter werden im Rahmen der vorliegenden Arbeit jedoch nicht nur zur Messwertableitung eingesetzt, sondern auch zur Triggerung des Abtasters. Dabei kann das Trigger-Signal durch das Rauschen der optoelektronischen Bauelemente derart beeinträchtigt werden, dass es zu zufälligen Fehlern der Abtastzeitpunkte kommt, welche unter dem Begriff Apertur-Jitter zusammengefasst werden. Dieser Jitter hat neben der Abtastimpulsbreite den stärksten Einfluss auf die Bandbreite der Messsysteme, weshalb eine ausführliche Behandlung der Zusammenhänge erfolgt. Nach diesen theoretischen Betrachtungen werden einige Aspekte des Phasenrauschens und Möglichkeiten zu dessen Messung aufgezeigt.

Der Minimierung des Jitters wurde bei der Erstellung der Schaltungen zur Trigger-Signalaufbereitung und zur Abtastimpulserzeugung besonders Rechnung getragen. Hierzu stellt Kapitel 4 die umgesetzten Schaltungen vor. Zunächst wird ein Überblick zum inneren Aufbau des Sensors gegeben, und es werden die einzelnen Blöcke beschrieben. Hiervon beeinflusst der Abtaster

die Kenndaten des Messkopfs zu einem wesentlichen Teil, so dass eine ausführliche Behandlung dieser Schaltungsgruppe erfolgt, welche aufgrund der eingeschränkten Energieversorgung stromsparend ausgeführt sein muss. Beim Feldsensor sind sowohl die Knopfzellenbatterien als auch die elektronische Schaltung platzsparend in einer Dipolantenne unterzubringen. Es erfolgt daher eine Beschreibung des besonderen Aufbaus der Antenne, aber auch ihrer elektrischen Eigenschaften, wie beispielsweise ihres Frequenzgangs, der mit entsprechenden Methoden korrigiert werden konnte.

Die Anforderungen bezüglich Platz und elektrischer Eigenschaften des elektrischen Feldsensors sind beim Mess-Herzschrittmacher zwar niedriger, jedoch ist hier die Eingangsschaltung derart zu modifizieren dass sie mit dem Wellenwiderstand der Eingangsbuchse abschließt. Der Frequenzgang dieses Messsystems liegt dann im Bereich von 5 MHz bis 3 GHz innerhalb von  $\pm 0,5$  dB. Die Dynamik ist  $> 70$  dB und mit einem Satz Batterien können ungefähr 280 000 Einzelmessungen nach Betrag und Phase durchgeführt werden.

Messungen bieten zwar den Vorteil, auch bei sehr komplizierten Szenarien Ergebnisse zu liefern, jedoch ist sowohl der materielle als auch der zeitliche Aufwand sehr hoch, wohingegen numerische Berechnungen diese Nachteile nicht aufweisen. Daher werden im unteren Frequenzbereich die Herzschrittmacher-Einkoppelspannungen mit Hilfe eines Berechnungsverfahrens bestimmt, welches in Kapitel 5 beschrieben wird.

Der metallische Herzschrittmacher und die Elektrode lassen sich mit geringem numerischen Aufwand mit der Momentenmethode (MoM) berechnen. Allerdings steigt der Speicherplatzverbrauch erheblich an, sobald der Körper des Herzschrittmacherträgers berücksichtigt wird. Einer der Gründe liegt darin, dass die Permittivität des menschlichen Gewebes sehr hoch ist, wodurch die Wellenlänge im Körper stark verkürzt wird und somit sehr fein segmentiert werden muss. Diese feine Segmentierung würde zwar eine sehr detailreiche Modellierung erlauben, sie ist jedoch für ein Körpermodell mit einfachen Formen nicht erforderlich. Es bietet sich daher an, den Körper mit einem anderen numerischen Verfahren zu berechnen, welches zwar nicht die Detaillierungsmöglichkeiten der Momentenmethode besitzt, jedoch mit weniger Ansatzfunktionen in der Lage ist, das Streuproblem korrekt zu beschreiben. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde hierzu die Mehrfach-Multipol-Methode (MMP) verwendet, welche sich für Streukörper mit runden Formen gut eignet.

Beide Methoden werden in Kapitel 5 zunächst beschrieben und es wird die im Rahmen der vorliegenden Arbeit entstandene objektorientierte Implementierung der MMP-Methode vorgestellt. Für die Berechnung der Einkoppelspannung wird der Herzschrittmacher mit der Momentenmethode und der menschliche Körper mit der Mehrfach-Multipol-Methode behandelt. Das hierbei eingesetzte iterative Kopplungsverfahren wird beschrieben, und es wird auf Möglichkeiten zur Verbesserung der Konvergenz eingegangen. Allerdings ist die Mehrfach-Multipol-Methode, insbesondere für unerfahrene Benutzer, nicht leicht anzuwenden, was sich durch die iterative Verkopplung mit der Momentenmethode noch verschärft. Deshalb wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine Möglichkeit vorgestellt, wie sich Berechnungsmodelle schnell und effizient erstellen und optimieren lassen.

Eingesetzt wird das iterative Berechnungsverfahren in Kapitel 6, um die Herzschrittmacher-Einkoppelspannung für den Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz zu untersuchen. Das tatsächliche Gefährdungspotential hängt hier jedoch nicht nur von dem elektromagnetischen Streuproblem, sondern auch von der inneren Schaltung des Schrittmachers ab. Durch die Einteilung in ein Kopplungsmodell und in ein Verträglichkeitsmodell können die geschilderten Einflüsse sauber getrennt werden. Das Verträglichkeitsmodell ist nicht Gegenstand dieser Arbeit. Hierfür wird auf die angegebene weiterführende Literatur verwiesen.

Die Einkoppelspannung, welche durch das Kopplungsmodell beschrieben wird, kann entweder durch eine einfallende ebene Welle verursacht werden oder aber durch ein Funkgerät in unmittelbarer Nähe des Patienten. Dabei unterscheiden sich die Vorgehensweisen zur Berechnung der beiden Szenarien wesentlich voneinander, so dass eine Einteilung in die *Fernfeld-* und die *Nahfelduntersuchung* erfolgt.

Die *Fernfelduntersuchung* konnte unter Zuhilfenahme des Reziprozitätsprinzips effizient mit Hilfe der Momentenmethode durchgeführt werden. Dabei wurden die Einkoppelspannungen für verschiedene Implantationsarten, Einfallrichtungen, Polarisierungen und Frequenzen bestimmt. Es zeigen sich insbesondere im UKW-Bereich signifikante Resonanzeffekte, welche, wie weitere Untersuchungen ergaben, durch die Herzschrittmacher-Elektrode verursacht werden.

Gegenüber der Fernfelduntersuchung, ist bei der Nahfelduntersuchung der Berechnungsaufwand wesentlich höher, da für jede einzelne Antennenposition ein zeitintensiver Programmdurchlauf erforderlich ist, weshalb für diesen Teil der Untersuchungen das in Kapitel 5 beschriebene hybride Berechnungsverfahren eingesetzt wurde. Somit konnten vergleichsweise viele Parametervariationen, wie beispielsweise verschiedene Positionen der Sendeantenne, berechnet werden, um die Worst-Case-Einkoppelspannung zu bestimmen. Eine Zusammenfassung der Ergebnisse erfolgt abschließend in Form eines einfachen Abstandsgesetzes, welches neben den Nahfeld- auch die Fernfeldergebnisse beinhaltet.

Während die Berechnung der Einkoppelspannungen bis 500 MHz gut auf einem kleineren PC-Cluster durchgeführt werden kann, gestaltet sich die numerische Untersuchung bei Mobilfunkfrequenzen des GSM 900- und GSM 1800-Netzes schwieriger. Daher erfolgte für die Bestimmung der Einkoppelspannung bei höheren Frequenzen in den Kapiteln 3 und 4 der Aufbau eines Mess-Herzschrittmachers, welcher sich für Messungen bis 3 GHz eignet. Kapitel 7 beschreibt den Versuchsaufbau und die Durchführung der Messungen mit einem Körperphantom aus glasfaserverstärktem Kunststoff, welches für die Versuchsdurchführung mit Gewebeersatzflüssigkeit gefüllt wurde. Der Herzschrittmacher ist der Implantationsart entsprechend im Phantom fixiert. Als Strahlungsquelle kam eine Dipolantenne zur Verwendung, welche sich mit Hilfe eines Positionierschlittens verfahren ließ, um die Einkoppelspannung in Abhängigkeit des Antennenabstands zu messen.

Mit den Untersuchungen in den Kapiteln 6 und 7 wurden die Störspannung am Eingang des Herzschrittmachers in Abhängigkeit von verschiedenen Einflussfaktoren ermittelt. Im Gegensatz dazu werden in Kapitel 8 am Kraftfahrzeug nicht die Einkoppelspannungen gemessen,

sondern die Feldverteilungen, die in der Fahrgastzelle bei Mobilfunkbetrieb auftreten. Hierzu wird die auf Abtastung basierende Feldsonde eingesetzt, um entlang von definierten Pfaden die elektromagnetischen Felder zu bestimmen. Es erfolgt eine Untersuchung der verschiedenen Einflussfaktoren wie Frequenz, Platzierung der Antenne und Art der Fahrzeugverglasung. Abschließend werden die Ergebnisse für die untersuchten Parameter-Kombinationen tabellarisch gegenübergestellt.

# Abstract

A fundamental property of radio systems is the emission of electromagnetic waves. These may interfere with other electronic systems, which can be separate devices or assemblies of several modules connected to each other by power supply lines, bus-systems or signal lines. Electric conductors receive electromagnetic energy and guide them to the electronic modules they are connected to. Inside the device the susceptibility signal may disturb the electronic circuits. This can result in a malfunction of the system. Coupling effects arise if the lengths of the conductors are related to or exceed the wave lengths.

For example a disturbance scenario is a pacemaker patient using a radio set. Electromagnetic waves are emitted by the device and couple into to human body and reach the electrode acting like an antenna. The received signal is fed to the cardiac pacemaker devices which may be susceptible to the RF signal.

A further example is the usage of a cell phone inside an automobile. A cavity resonator is formed by the car chassis permitting high-intensity-fields, which may couple into the complex cable harness. Modules connected may be influenced.

Both scenarios have in common, that safety relevant systems are involved. For the estimation of security hazards which may originate from the use of radio systems investigations of the electromagnetic fields and their coupling effects are helpful. In that area this thesis contributes the following methods as well as investigations which are listed below:

- development of new measurement systems for the quantification of electromagnetic RF fields as well as for the determination of induced voltages
- optimization of a hybrid field calculation software capable of computing the voltages induced into cardiac pacemakers
- computation and measurement of the coupling of RF fields into cardiac pacemakers
- measurement of field distributions inside an automobile during the operation of a mobile phone

In chapter 1 problems in the area of RF coupling effects are identified by means of a simple example and different interference mechanisms are discussed. In the following an introduction into the problem of cardiac pacemakers is given and suitable field calculation methods are introduced. The necessity of measurements and adequate measurement systems is pointed out. The instrument for quantification of disturbance voltages which has been developed within this work is discussed in brief.

The chapter continues with a short introduction into EMC problems of automotive technology. The car body is similar to a cavity resonator hence considerably high field intensities during the operation of mobile phones may occur. In order to allow car manufacturers to perform reasonable EMC shielding activities, the knowledge of field intensities which occur inside the car body is necessary. As part of this work, a measurement system has been developed which allows measurements with high accuracy and measurement speed. An overview of the state of the art of field sensors and measurement systems for measuring coupling effects is given in chapter 2. Passive and active field sensors are discussed and systems based on fiber optic technology are also treated. Finally the two most common methods for measuring coupling effects are discussed.

Chapter 3 gives an introduction to the basic idea of the measurement method. Sampling systems with short switching times can be built up with low effort. If the coherent undersampling principle is used additionally, a broadband measurement system with low current consumption can be realized. Furthermore this method provides good linearity with respect to amplitude and frequency response and offers advantageous input impedances, so it can be used for electric field probes. Additionally this method is well suited for vector voltage measurements on electric conductors.

Following the outline of this idea the basic circuits which are applicable to capacitive sources like electric short dipole antennas are figured out. Samplers usually consist of a pulse generator and a fast switch. Consequently different options for the generation of short sampling pulses are discussed, fast switches treated and different error correction methods are investigated.

The most important aspect of the measurement method is aperture jitter, which is defined as the random variation of the occurrence of the sampling event. Beside the sampling pulse width it limits the bandwidth of the system. Hence a detailed derivation of the correlation of bandwidth with jitter is given, taking the sampling pulse width into account. Finally aspects of phase noise and means for its measurement are mentioned.

In chapter 4 the realization of the sensor system is discussed. First an overview is given and then a special design of the system is proposed which allows operation by a small number of coin cell batteries. The major part of the chapter is devoted to the sampler and its driver circuits. The

---

development of the antenna structure and methods for its frequency response correction are also pointed out. The chapter closes with an introduction to the measuring pacemaker variant which allows the quantification of the disturbing voltage on the cardiac pacemaker electrode. Its frequency response is within  $\pm 0,5$  dB between 5 MHz and 3 GHz with a dynamic range larger than 70 dB. One set of batteries is sufficient for 280 000 single voltage vector measurements.

Chapter 5 is focussed to the hybrid field calculation method MoM-MMP. First the multiple multipole method (MMP) is introduced and its object oriented implementation as developed within this work is presented. The method of moments (MoM) is briefly discussed followed by a description of the iterative coupling of both methods. As the multiple multipole method is slightly difficult to apply for unexperienced users, a method how calculation models can be created in a convenient way, is presented.

Chapter 6 deals with coupling effects affecting cardiac pacemaker electrodes within the frequency range from 50 MHz to 500 MHz. After describing the coupling model the calculation models used are presented. Then the study separates in a far-field and in a near-field investigation. The far-field part uses the reciprocity theorem resulting in quite short computation times. The investigations show strong resonance effects within the VHF frequency range. Further calculations reveal that for this effect the pacemaker electrode is responsible, which is embedded inside the human body tissue. Owing to this surrounding medium it acts like a coaxial resonator. The near-field part is treated with the hybrid method MoM-MMP. Effects generated from different transmitting antennas in the close vicinity of the human body are investigated. To this end parameters such as angle of incidence, distance and frequency are varied. Finally a "distance law" is derived which merges the results of the far-field and the near-field investigations. This law quantifies the coupling voltage as a function of frequency and distance to the TX-antenna.

With frequencies up to 500 MHz the computation of the coupling voltage is feasible on a small PC-cluster, while calculations for signals of the GSM 900- and GSM 1800-cellular network prove tedious. Hence experimental investigations are performed in chapter 7 using the measurement system developed within this work.

In chapter 8, field distributions inside a car body generated by a transmitting mobile phone are measured. The measurement setup is introduced and the parameter variations are presented. A comparison of the different interacting parameters like car window type, antenna placement and frequency band is given. For different parameter combinations the mean field intensity is presented.



# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Verbreitung von Funkanwendungen

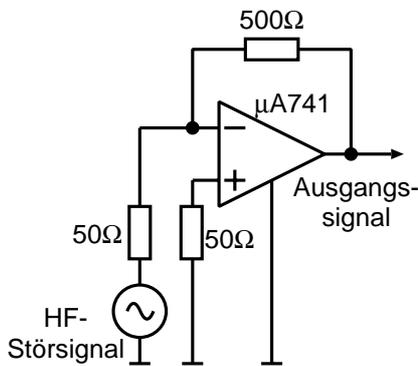
Die technische Fortentwicklung in der Elektrotechnik wird zu einem großen Teil durch Innovationen in der Halbleitertechnik ermöglicht. Mussten Mikrowellen einst aufwändig mit Hilfe von Röhren erzeugt werden, so sind heutzutage preiswerte integrierte Schaltungen als vollständige Sender-/Empfängersysteme erhältlich. Auf diese Weise konnten neue Funkanwendungen in den Konsumbereich Einzug halten, so dass Mobiltelefone, WLAN-Systeme, Bluetooth-Geräte und viele weitere Anwendungen heute weit verbreitet sind. Die mit der Nutzung dieser Geräte verbundene Emission elektromagnetischer Wellen führt zu potentiell hohen Feldstärkewerten in unserer Umwelt.

### 1.2 Störbeeinflussung durch Funkdienste

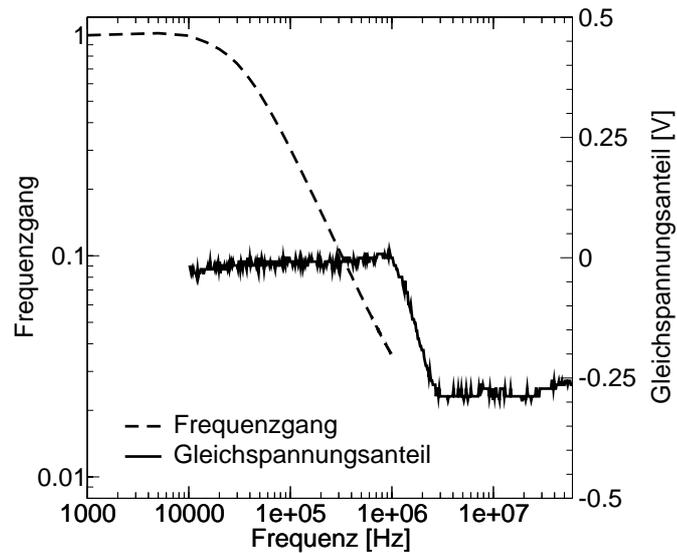
Elektronische Geräte können durch elektromagnetische Felder gestört werden. Ein Beispiel hierfür sind die pulsierenden Geräusche im Autoradio, welche bisweilen durch ein Mobiltelefon hervorgerufen werden. Während im Fall des Radios der Effekt wahrgenommen werden kann, er aber keine weiteren Folgen hat, so wird es problematischer bei Systemen, die zum Schutz von Personen eingesetzt werden. Beispiele hierfür sind sicherheitsrelevante Komponenten im Kraftfahrzeug, wie ABS- und Airbag-Steuerungen, aber auch lebenserhaltende Systeme der Medizintechnik, wie z. B. Herzschrittmacher.

Bei der Beeinflussung eines Geräts spielt der Frequenzbereich eine entscheidende Rolle. Liegt die Frequenz des Störsignals im Bereich des Nutzsignals, so ist am Beispiel einer durch Netzbrummen gestörten Audioanlage der Zusammenhang leicht zu verstehen. Kompliziertere Mechanismen wirken jedoch, wenn die Störfrequenz um Größenordnungen über der eigentlichen Nutzfrequenz des gestörten Systems liegt. Ein Beispiel hierfür ist ein stabilisiertes Netzgerät,

dessen Spannung in Anwesenheit eines sendenden Funkgeräts wegdriftet. Verdeutlichen lässt sich dieser Effekt anhand der einfachen Schaltung in Bild 1.1. Dargestellt ist eine Inverterschaltung mit einer HF-Quelle am Eingang. Bei niedrigen Frequenzen wird das Signal verstärkt, wird die Nutzbandsbreite jedoch überschritten, so nimmt die Verstärkung rasch ab (siehe gestrichelte Kurve in Bild 1.2). Gleichzeitig zeigt das Bild den gemessenen Gleichanteil am Ausgang des Verstärkers bei 1 V Eingangsamplitude [15]. Bei niedrigen Frequenzen ist dieser erwartungsgemäß nahe null. Dieses ändert sich jedoch ab 1 MHz, ab hier baut sich ein Gleichspannungsanteil von  $-0,25\text{ V}$  auf. Ursache hierfür sind die durch Nichtlinearitäten verursachten Gleichrichteffekte in der Eingangsstufe des Verstärkers [112, 99]. Für den weit verbreiteten Operationsverstärker  $\mu\text{A741}$  kann dieser Effekt bis in den GHz-Bereich nachgewiesen werden.



**Bild 1.1:** Ein HF-Störsignal wird in eine Inverterschaltung gespeist.



**Bild 1.2:** Gemessener Frequenzgang und Gleichspannungsanteil am Ausgang der Verstärkerschaltung.

Das vorangegangene Beispiel lässt vermuten, welche Effekte bei AM-modulierten oder gar gepulsten HF-Signalen auftreten. Ohne Vorkehrungen können insbesondere Herzschrittmacher, welche sehr schwache elektrische Signale des Herzens auswerten, leicht gestört werden.

### 1.3 Störungen und ihre Kopplungswege

Störungen können auf verschiedene Arten entstehen und ihre Übertragung kann gemäß Tabelle 1.1 eingeteilt werden [18]. Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt die nähere Betrachtung der Strahlungseinkopplung. Diese tritt vornehmlich bei der Verwendung von Funkdiensten wie z. B. BOS, TETRA oder GSM 900/1800 auf. Empfindliche elektronische Systeme, wie Herzschrittmacher oder KFZ-Komponenten, können durch die hohen Sendeleistungen im Watt-Bereich gestört werden. Prinzipiell kann die Strahlungseinkopplung direkt in die Schaltung erfolgen,

Kopplungsart	Kopplungsmechanismus
galvanische Kopplung	Verbindung von Störquelle und Störsenke über elektrischen Leiter
kapazitive Kopplung	Kopplung durch reaktives elektrisches Feld
induktive Kopplung	Kopplung durch reaktives Magnetfeld
Strahlungseinkopplung	elektromagnetische Wellen koppeln in Leiterstrukturen ein

**Tabelle 1.1:** Verschiedene Kopplungsarten

was jedoch durch eine entsprechende Kapselung der Baugruppen unterbunden werden kann. Wesentlich problematischer sind hingegen die Zuleitungen, welche oftmals die Größenordnung der Wellenlänge des störenden Signals überschreiten und daher als Antenne wirken können. Um hier eine Einkopplung wirksam zu vermeiden, sind aufwändige Schirmungen und Steckersysteme notwendig, die im Fall von KFZ-Kabelbäumen aus Kostengründen jedoch selten in Frage kommen. In anderen Fällen lässt sich eine Schirmung grundsätzlich nicht realisieren, wie im Fall der Herzschrittmacherelektroden.

## 1.4 Notwendigkeit zur Untersuchung des Störpotentials

Die Beispiele zeigen, dass in einigen Fällen eine HF-Einkopplung hingenommen werden muss. Um dennoch Beeinflussungen zu vermeiden, sind an den entsprechenden Baugruppen Här- tungmaßnahmen vorzunehmen. Dies setzt jedoch die Kenntnis der zu erwartenden Störgrößen voraus. Diese sind:

**Elektromagnetische Störfelder:** Sie können sich direkt auf die Baugruppe auswirken, sind aber auch *Ursache* für die eingekoppelten Ströme auf den Zuleitungen.

**Störströme:** Durch die elektromagnetischen Felder werden in den Zuleitungen Störströme eingekoppelt, welche schließlich in die Baugruppen eindringen.

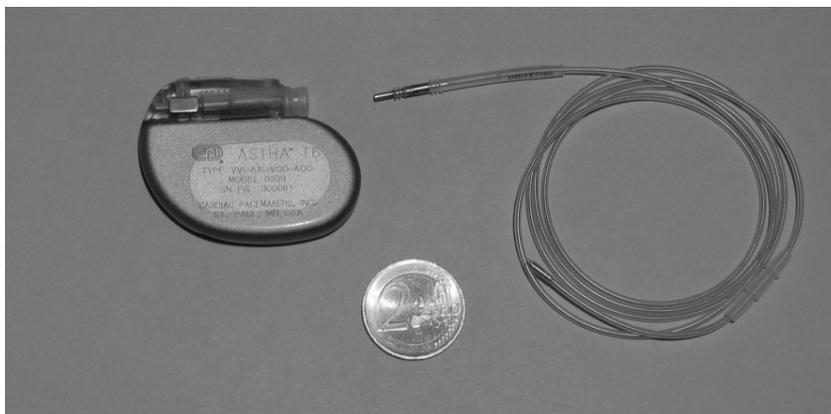
Dabei müssen die elektromagnetischen Felder als Ursache für die Störströme betrachtet werden, so dass sich eine umfassendere Betrachtung anbietet. Im Rahmen dieser Arbeit werden daher sowohl elektromagnetische Felder als auch Einkoppelspannungen auf Leitersystemen bestimmt. Dies beinhaltet insbesondere die Entwicklung eines geeigneten Messverfahrens sowie die Weiterentwicklung einer bereits bestehenden Feldeberechnungsmethode.

## 1.5 Untersuchung von elektromagnetischen Feldverteilungen und Untersuchung ihrer Einkopplungen in Leitesysteme

In dieser Arbeit werden zwei Gattungen sicherheitsrelevanter Systeme untersucht. Das sind zum einen Herzschrittmacher und zum anderen Kraftfahrzeuge, deren verkabelte Module starken elektromagnetischen Feldern ausgesetzt sein können. In beiden Fällen ist es möglich, dass Funkdienste zu sehr starken Einkopplungen in die daran angeschlossenen Leitungssysteme führen.

### 1.5.1 Herzschrittmacher

Herzschrittmacher werden üblicherweise unterhalb eines Schlüsselbeins implantiert. Von dort wird eine Elektrode zur *Vena Cava* geführt und von dort weiter in die Herzkammer geleitet. Beim unipolaren Herzschrittmacher stellt das Gehäuse den Gegenpol zum Elektrodenkopf dar. Das Implantat überwacht die Herzaktivität, indem es die daraus resultierende sehr kleine Spannung misst. Bei Unregelmäßigkeiten oder gar Aussetzern des Herzens wird der Herzschrittmacher aktiv und sendet elektrische Impulse zum Herzen, so dass sich ein regelmäßiger Herzschlag einstellt.



**Bild 1.3:** Realer Herzschrittmacher mit Elektrode.

Die Herzschrittmacherelektrode, die als Verbindung zwischen Herz und Schrittmacher dient, hat jedoch die unerwünschte Eigenschaft, als Antenne zu wirken. Hochfrequenzfelder, die in den Körper eindringen, erzeugen in der Elektrode eine Spannung, welche zum Gerät geführt wird. Je nach Stärke der Störung können unterschiedliche Fehlfunktionen auftreten. Bei AM-modulierten Signalen, wie z.B. denen des TV-Rundfunks, können die durch Gleichrichtung entstehenden pulsierenden Spannungen zu Fehlinterpretationen der Herzaktivität führen.

---

Die Stärke der Einkopplung hängt von sehr vielen Faktoren ab, dies sind z.B. Frequenz, Einfallrichtung und Polarisation des Feldes, Implantationsart, Eingangsimpedanz des Herzschrittmachers und Antennenimpedanz der Elektrode. Zur Abschätzung der Worst-Case-Einkoppelspannung muss eine hohe Zahl an Fällen und Kombinationen betrachtet werden. Messtechnisch ist dieses sehr aufwändig, kann jedoch bis zu bestimmten Frequenzen numerisch mit Hilfe von Berechnungsprogrammen erfolgen.

Die zu berechnende Problemstellung beinhaltet zum einen den dielektrischen menschlichen Körper und zum anderen die metallischen Objekte wie das Herzschrittmachersystem innerhalb und die Sendeantenne außerhalb des Körpers. Es gibt zwar für jedes Teilproblem geeignete Feldberechnungsmethoden, jedoch keine monolithische Methode, die beide Teilprobleme gleichermaßen gut behandelt. Es bieten sich daher Hybridmethoden an, welche die Vorteile zweier Methoden zusammenführen. Im Rahmen dieser Arbeit wird das iterative Hybridverfahren MoM-MMP weiterentwickelt und zur Lösung der Gesamtproblemstellung eingesetzt. Dabei wird die Momentenmethode (MoM) auf die metallischen Objekte und die Mehrfach-Multipol-Methode (MMP) für den menschlichen Körper angewendet.

Die Anwendung der separaten MMP-Methode erfordert ein gewisses Maß an Erfahrung, was sich im Zusammenhang mit der Hybridisierung zusätzlich verschärft. Im Rahmen der Arbeit wird daher eine einfache Möglichkeit vorgestellt, wie sich Berechnungsmodelle schnell und effizient erstellen lassen, so dass auch weniger erfahrene Benutzer schnell zum Ziel kommen.

Bei Berechnungsaufgaben, bei denen die Problemstellung sehr kompliziert ist oder bei welchen eine sehr hohe Frequenz eine sehr feine Auflösung des Modells erfordert, können sich Rechner-Ressourcen schnell erschöpfen. Um hier dennoch zu Ergebnissen zu kommen, bietet sich der Einsatz von Messverfahren an. Im Fall des Herzschrittmachers bedeutet dies, dass eine geeignete Sensorschaltung in ein Herzschrittmachergehäuse einzubauen ist, welches wiederum in ein Körperphantom implantiert wird (siehe Bild 1.4). Zur Vermeidung von Feldverzerrungen sollte die Kommunikation mit dem Mess-Herzschrittmacher optisch erfolgen. Des Weiteren soll das Messsystem eine hohe Bandbreite und einen geringen Stromverbrauch aufweisen. In dieser Arbeit wird daher ein neuartiges, auf Abtastung basierendes Messverfahren entwickelt. Abtaster bieten den Vorteil, dass durch direkte Abtastung des HF-Signals keine stromzehrenden Verstärker mehr notwendig sind. Des Weiteren kommt hinzu, dass der eingesetzte Abtaster nur während des Abtastvorgangs Strom verbraucht und so der Verbrauch im Mittel sehr niedrig gehalten werden kann. Die Triggerimpulse für den Abtaster haben eine wesentlich niedrigere Frequenz als die des abzutastenden Signals (kohärente Unterabtastung), so dass einfache und preiswerte optische Verbindungen eingesetzt werden können.

### 1.5.2 Kraftfahrzeuge

Ursprünglich wurde in Kraftfahrzeugen die Elektrotechnik allenfalls für das Erzeugen eines Zündfunken und zur Beleuchtung benötigt. Im Laufe der Zeit wurden die Möglichkeiten zur



**Bild 1.4:** Körperphantom mit implantierten Mess-Herzschriftmachersystem zur Bestimmung der Einkoppelspannung bei Funkbetrieb.

Messung und Steuerung physikalischer Größen mit Hilfe des elektrischen Stroms auch in der Kraftfahrzeugtechnik wahrgenommen. Bei Benzinfahrzeugen begann dies mit separaten elektronischen Einspritz- und Zündsystemen und mündete schließlich in komplexen Motorsteuerzentralen, die je nach Belastungszustand des Motors und Gaspedalstellung, Einstellungen wie Zündwinkel und Einspritzmenge vornehmen. Dabei spielt heute die Einhaltung von Abgasgrenzwerten eine entscheidende Rolle.

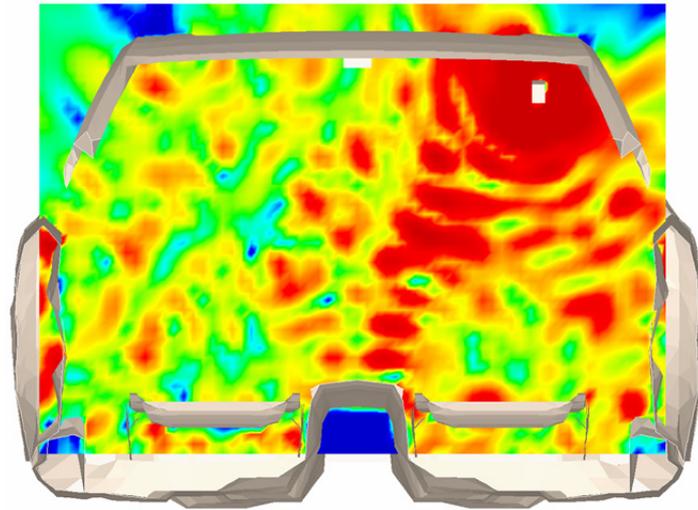
Daneben entstanden Systeme zur Fahrzeugsicherheit wie ABS, ESP und Airbag. Aber auch reine Komfortfunktionen, wie Tempomat, Regensensor und Navigationssystem machen sich heutzutage die Möglichkeiten der modernen Elektronik zunutze. Um den Verkabelungsaufwand zu reduzieren, werden die elektronischen Module über Bussysteme, wie z.B. CAN, GVIF oder LVDS miteinander vernetzt.

Mit der Komplexität der Systeme steigt jedoch auch deren Anfälligkeit gegenüber Störungen, was nicht zuletzt daher rührt, dass sich Fehler aufgrund der Vernetzung fortpflanzen können. Erschwerend kommt die starke Verbreitung von Funkdiensten hinzu, deren Einkopplungen ein zusätzliches Störpotential darstellen.

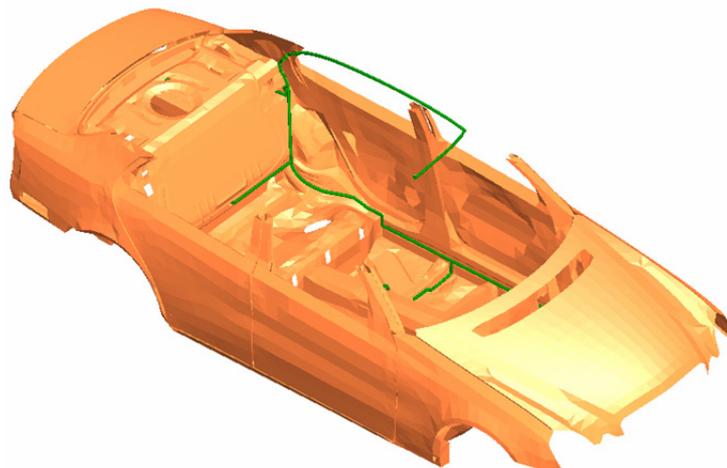
Bei Betrieb eines Mobiltelefons im Kraftfahrzeug treten besonders hohe Feldstärken auf, da die metallische Fahrgastzelle als Resonator wirkt. Bild 1.5 zeigt hierzu eine mit dem Programm FEKO [19] berechnete Feldverteilung, für den Fall, dass der Fahrer im E-Netz telefoniert [51].

Allerdings werden die Fahrzeugkabelbäume bei Betrieb eines Mobiltelefons hohen Feldstärken ausgesetzt, wodurch nennenswerte HF-Spannungen in die Steuergeräte eingekoppelt werden können. Bild 1.6 zeigt das Simulationsmodell eines Kabelbaums [51].

Die Hersteller von Kraftfahrzeugkomponenten unterliegen einem enormen Kostendruck. Gleichzeitig müssen sie eine einwandfreie Funktionsweise ihrer Systeme gewährleisten. Es ist daher



**Bild 1.5:** Elektrische Feldverteilung in einem Kraftfahrzeug senkrecht zur Fahrtrichtung und auf Höhe des Fahrers bei Nutzung eines Mobiltelefons im E-Netz.



**Bild 1.6:** Berechnungsmodell für einen Kabelbaum im Kraftfahrzeug.

wichtig, den Aufwand für die Störimmunität auf der einen Seite so gering wie möglich, aber auf der anderen Seite nur so hoch, wie es erforderlich ist, zu halten.

Dieses setzt jedoch die genaue Kenntnis der Störeinflüsse voraus. Für den Fall der elektromagnetischen Wellen interessiert dabei die Höhe der Feldstärke an verschiedenen Orten im Fahrzeug. Von diesen kann dann auf die Störspannungen auf den Kabelbäumen geschlossen werden.

Die Ausprägung der elektromagnetischen Wellenfelder wird durch sehr viele Faktoren beeinflusst. Diese sind z. B. der Ort der Sendeantenne, die Frequenz, die Art der Verglasung, die Zahl der im Auto sitzenden Personen und die Innenverkleidung des Fahrzeugs. Für aussagekräftige Untersuchungen sind daher zahlreiche Berechnungen und Messungen notwendig.

Prinzipiell lassen sich mit Hilfe von Feldberechnungsprogrammen Kopplungsmechanismen gut

studieren. So liegt ein Vorteil von Berechnungsprogrammen gegenüber von Messungen in der sehr umfangreichen und feinen Auflösung der Ergebnisse. Zudem lassen sich messtechnisch nur schwer zu erfassende Größen, wie z. B. Oberflächenströme, auf einfache Weise bestimmen. Allerdings steigt die Rechenzeit und der Speicherplatzbedarf mit steigender Frequenz rapide an. So führt bei Anwendung der klassischen Momentenmethode die Verdopplung der Frequenz zu einem 16-fachen Speicherplatzbedarf und sogar zu einer 64-fachen Rechenzeit. Der derzeitige Stand der Technik ermöglicht die Berechnung einer Fahrzeugkarosserie im 2,45 GHz-ISM-Band auf einem PC-Cluster [51].

Komplexe technische Objekte können üblicherweise nicht exakt modelliert werden, sondern es müssen Vereinfachungen hingenommen werden. Es ist mitunter schwer, die dadurch verursachten Fehler abzuschätzen. Daraus resultiert die Notwendigkeit, Berechnungsergebnisse mit Hilfe von Messungen exemplarisch zu verifizieren. Messungen sind des Weiteren dort erforderlich, wo komplizierte und elektrisch große Objekte zu untersuchen sind, die aufgrund ihrer Größe nicht mehr berechenbar sind, wie z. B. ein Autobus bei E-Netz-Frequenzen (siehe Bild 1.7).



**Bild 1.7:** Aufbau zur Messung der elektrischen Feldstärke bei Mobilfunkbetrieb in einem Autobus.

Für die Messung der elektrischen Feldverteilungen sind schnelle Verfahren notwendig, die gleichzeitig positionsgenau arbeiten. Hier bietet sich das im vorherigen Abschnitt bereits genannte Abtastverfahren an. Durch die zeitliche Steuerung der Abtastimpulse können die Feldstärken aus einer sich schnell bewegenden Feldsonde ausgelesen werden. Zusätzlich bieten Abtaster Vorteile im Zusammenhang mit elektrisch kurzen Antennen, so dass ein sehr linearer Frequenzgang erreicht werden kann.

Im Rahmen der Arbeit wird daher eine geeignete Antennenstruktur entwickelt, in welche die Abtastschaltung integriert werden kann. Mit der neu entstandenen Feldsonde werden abschließend Messungen an einer Fahrzeugkarosserie durchgeführt. Dabei werden verschiedene Einflussmöglichkeiten wie Verglasung, Antennenposition und Frequenz variiert und schließlich gegenübergestellt.

# Kapitel 2

## Herkömmliche Messverfahren

Für die Verifizierung von Berechnungsergebnissen wie auch für die experimentelle Quantisierung der EMV-relevanten Größen sind zum einen Messgeräte zur Bestimmung der elektromagnetischen Feldstärken und zum anderen Messgeräte zur Bestimmung der Einkopplungen erforderlich. Für die Messung der Felder werden Feldsonden eingesetzt, hingegen kommen für die Messung der Störeinkopplung die galvanische Ableitung und die Stromzange in Frage.

### 2.1 Messverfahren zur Bestimmung der Feldstärke

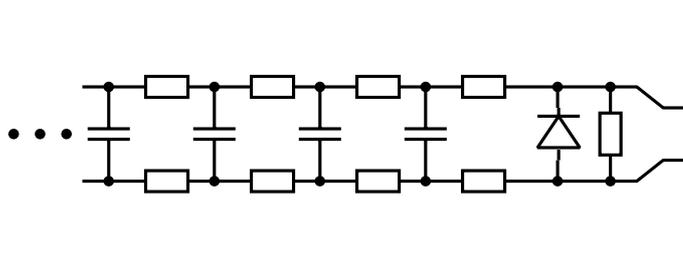
#### 2.1.1 Antenne mit HF-Leitung als Ableitung

Eine einfache Methode zur Bestimmung eines elektromagnetischen Feldes ist der Einsatz einer Antenne, deren Signal mit Hilfe einer HF-Leitung abgeleitet und z. B. einem Vektorvoltmeter oder Spektrumanalysator zugeführt wird. Prinzipielle Probleme bereitet dabei die HF-Leitung, welche das zu messende elektromagnetische Feld beeinflussen kann. Zum einen wirkt das Kabel als Streukörper, der das tangential elektrische Feld kurzschließt, und zum anderen breiten sich Mantelwellen aus, die sich als Fehler im Messergebnis niederschlagen können. Unproblematisch ist das Verfahren jedoch bei der Bestimmung der Nahfelder entlang einer Oberfläche, wie dieses in [6] und [107] durchgeführt wurde.

#### 2.1.2 Antenne mit hochohmiger Ableitung

Der vorangehende Abschnitt zeigt die Schwierigkeiten der metallischen Ableitung. Feldverzerrungen können hingegen enorm reduziert werden, indem die Ableitung stark verlustbehaftet ausgeführt wird. Allerdings eignet sich diese Leitung wegen ihrer starken Dämpfung dann nicht mehr als Wellenleiter. Wird hingegen das HF-Signal mit Hilfe einer Detektordiode direkt an

der Antenne gleichgerichtet, so kann das Gleichspannungssignal über eine hochohmige Ableitung zu einem Voltmeter oder Analog-Digital-Umsetzer geleitet werden (siehe Bild 2.1). Eine detaillierte Diskussion des Verfahrens findet sich in [5].



**Bild 2.1:** Feldsonde mit hochohmiger Ableitung.

Mit Hilfe der beschriebenen Technik lassen sich auch Sondenmatritzen realisieren, welche die Bestimmung der Feldstärkeverteilung entlang einer Oberfläche erlauben. Durch gezieltes Aufsteuern der Matrixzeilen lassen sich die Sonden reihenweise auslesen. In [60, 96] wird die Entwicklung des Verfahrens für die Feldstärkemessung auf Kopfphantomoberflächen beschrieben.

### 2.1.3 Feldsensoren mit optischer Ableitung

Entscheidende Vorteile gegenüber den zuvor vorgestellten Ableitungen bieten optische Leiter. Sie stören zum einen das elektrische Feld nur vernachlässigbar und zum anderen ermöglichen sie wesentlich höhere Bandbreiten als z.B. die hochohmige Ableitung. Mit Hilfe von optischen Verbindungen können Feldsensoren gesteuert und ausgelesen werden.

In [67] wurde ein Messsystem vorgestellt, welches zum einen eine feldverzerrungsarme optische Verbindung hat und zum anderen die Messung des elektrischen Feldes nach Betrag und Phase ermöglicht. Durch geeignete Frequenzumsetzung konnte eine geringe Bandbreite des optisch zu übertragenden Signals eingehalten werden, so dass auf preiswerte optische Komponenten zurückgegriffen werden konnte.

Spielt der Kostenfaktor eine untergeordnete Rolle, so können optische Strecken eingesetzt werden, die mindestens die Messbandbreite des Sensors aufweisen, so dass ein optisches Signal im Sensor direkt mit dem HF-Signal moduliert werden kann. In der Datenerfassungseinheit kann es schließlich demoduliert und ausgewertet werden.

Optische Modulatoren können z.B. auf der Basis von  $\text{LiNbO}_3$  realisiert werden. Allerdings zeigen diese Elemente nur geringe elektrooptische Effekte, so dass diese Sensoren sehr groß ausgeführt werden müssen, um eine zufriedenstellende Empfindlichkeit zu erreichen [40]. Wesentlich besser geeignet sind hingegen Wanderfeld-Modulatoren. Sie stellen eine Art Mikrostreifenleitung dar, in deren Dielektrikum längs der elektrischen Ausbreitungsrichtung ein Lichtstrahl

---

geführt wird. Dieser Lichtstrahl verändert entsprechend seiner Intensität die dielektrischen Eigenschaften, wie Kapazitätsbelag und Verluste [49, 2]. Wichtig dabei ist, dass die Hüllkurve des Lichtstrahls und die Spannungswelle gleichphasig sind.

In [40, 109, 39] wird ein elektrischer Feldsensor vorgestellt, welcher sich den oben beschriebenen Wanderfeld-Modulator zu Nutze macht. Die Stromversorgung erfolgt über eine optisch zugeführte Leistung, welche der Versorgung des Antennen-Verstärkers dient. Der optische Modulator wird mit dem verstärkten Antennensignal angesteuert, so dass ein durchgeschleiftes Lichtsignal moduliert wird. In der Datenerfassungseinheit wird dieses Signal wieder demoduliert.

Statt eines Modulators, der einen durchgeschleiften Lichtstrahl moduliert, kann eine steuerbare LASER-Quelle direkt im Sensor eingesetzt werden. Hierzu eignen sich insbesondere VCSELs (Vertical Cavity Surface Emitting Laser), welche einen niedrigen Schwellstrom besitzen, so dass sie bereits bei Strömen im unteren mA-Bereich zu pumpen beginnen. In [81, 82] wird ein auf VCSEL basierender Sensor vorgestellt. Eine weitere Diskussion erfolgt in Abschnitt 3.1.

## 2.2 Messverfahren zur Bestimmung der Störeinkopplung

### 2.2.1 Stromzange

Ein verbreitetes Verfahren zur nichtinvasiven Messung von Störströmen ist die Stromzange. Sie stellt einen Ringkerntrafo dar, der die zu prüfende Leitung umklammert, so dass diese die Aufgabe einer Primärwindung erfüllt. In der aufgewickelten Sekundärwicklung wird ein Strom induziert, der gemessen werden kann (Rogowski-Spule). Es ist somit möglich auf den Störstrom zu schließen. Der Frequenzbereich für dieses Verfahren ist jedoch beschränkt, so dass ab ca. 1 GHz keine genauen Ergebnisse mehr zu erwarten sind. Die Ableitungen erfolgen mit HF-Wellenleitern, die den Nachteil besitzen, dass sie das elektromagnetische Feld, welches die eigentliche Störung verursacht, beeinflussen.

### 2.2.2 Prüfspitze

Ein wesentlich einfacheres Verfahren stellt die Messung der Störspannung mit Hilfe einer Prüfspitze dar, die das gemessene Signal direkt mit Hilfe eines HF-Leiters ableitet. Die elektromagnetischen Felder, von denen die Einkopplungen herrühren, können jedoch von der metallischen Ableitung beeinflusst werden.



# Kapitel 3

## Neuartiges Messverfahren nach dem Abtast-Prinzip für optisch gekoppelte Spannungs- und Feldsensoren

### 3.1 Einleitung

Für die Untersuchung von Kopplungsmechanismen in EMV-Versuchsszenarien sind elektrische Größen, wie z.B. induzierte Störströme oder Störspannungen, an elektrischen Leitungen zu messen. Des Weiteren besteht ein Interesse an der Messung der elektromagnetischen Felder, von denen die Störeinkopplung ausgeht.

Wie bereits in Kapitel 2 aufgezeigt, werden für die genaue Messung elektromagnetischer Größen nahezu rückwirkungsfreie Messsonden benötigt. Feldsonden sollten daher möglichst klein sein, um das Feld nicht zu verzerren, aber auch um eine gute Ortsauflösung zu erreichen. Des Weiteren ist der Einsatz elektrischer Kabel, die zur Sonde hinführen, zu umgehen.

Wie in Abschnitt 2.1.2 und 2.1.3 bereits gezeigt wurde, werden zur Vermeidung von Feldverzerrungen zwischen der Sonde und der Datenerfassungseinheit besonders geeignete Verbindungen eingesetzt. Die hochohmige Ableitung ist für ein schnelles automatisches Messsystem wegen ihres trägen Verhaltens wenig geeignet. Daher haben sich bei modernen Messverfahren optische Übertragungsmethoden etabliert.

Die meisten heute eingesetzten Verfahren, wie z.B. [109] und [81], senden einen mit dem HF-Signal modulierten Lichtstrahl zur Messdatenerfassungseinheit. Die Entwicklung optischer Komponenten ist mittlerweile soweit fortgeschritten, dass sich diese Verfahren bis weit in den GHz-Bereich eignen.

Dennoch stellen die Kosten der notwendigerweise breitbandigen Komponenten, wie optische Sender- und Empfängermodule, einen erheblichen Faktor dar. Die Ausrüstung zur Steuerung

von Messabläufen und zur Speicherung der Messdaten schlägt bei diesen Verfahren zusätzlich zu Buche.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde daher ein alternatives Verfahren entwickelt. Hierbei handelt es sich dem Prinzip nach um einen Sampling-Oszillographen mit ausschließlich optischer Ansteuerung des Tastkopfes. Die Vorteile sind die Einfachheit, die hohe Bandbreite, die günstigen elektrischen Eigenschaften des Abastereingangs und die schmalbandige und daher preiswerte optische Übertragungstrecke.

Sampling-Oszillographen, nutzen den Stroboskop-Effekt aus, so dass, zwar periodische, aber sehr schnelle Vorgänge, trotz einer niedrigen Abtastrate, sichtbar gemacht werden können. Einen Überblick zur Entwicklung der Sampling-Oszillographen findet sich in [55].

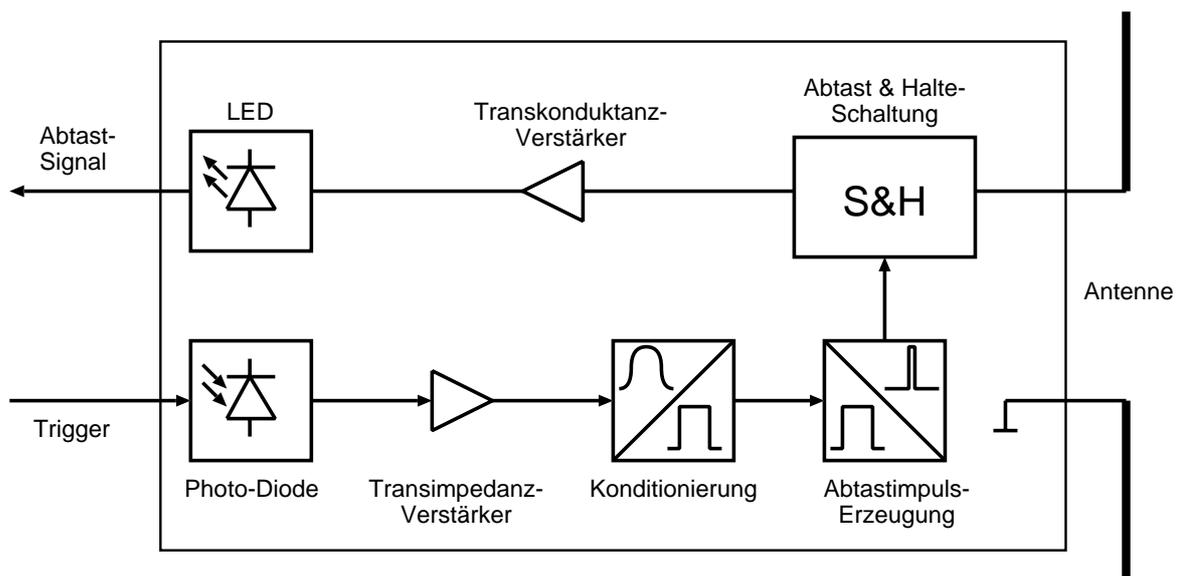
Zur Realisierung dieses auf Unterabtastung basierenden Verfahrens, bedarf es, neben eines schnellen Abtasters, nur einer relativ langsamen Abtasteransteuerung. Die im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Sonden machen sich diesen Sachverhalt zunutze. Sie enthalten einen schnellen Abtaster, welcher mit langsamen Trigger-Impulsen angesteuert wird. Hieraus ergibt sich eine Reihe von Vorteilen:

- Eine derartige Sonde benötigt nur während eines Abtastvorgangs Strom. Der im Mittel aufgenommene Strom ist somit gering, so dass auch kleine platzsparende Batterien für eine hohe Anzahl von Messungen verwendet werden können.
- Die eingesetzte Abtast-Halte-Schaltung erlaubt durch geeignete Triggerung ein nahezu rückwirkungsfreies Messen einer periodischen Spannung. Die Eingangskapazität der Schaltung liegt dabei weit unter 1 pF. Ohm'sche Verluste treten dabei praktisch nicht auf. Der Grund hierfür liegt im kohärenten Unterabtasten. Es wird die Periodizität der Eingangsspannung genutzt und, bezogen zum Periodenanfang, stets zum gleichen Zeitpunkt abgetastet. Die zu messenden Momentanwerte sind somit immer die gleichen. Nach einigen Abtastungen fließt kein Ladestrom mehr durch den Schalter in die Haltekapazität. Die zu messende Spannung wird nur noch vernachlässigbar belastet.
- Die Bandbreite des Sensors liegt ein Vielfaches über derjenigen der optischen Übertragungssysteme zur Triggerung und Steuerung.
- Die kapazitive Eingangsimpedanz der Abtastschaltung, welche nur vernachlässigbare Ohm'sche Anteile besitzt, eignet sich in Verbindung mit einer elektrisch kurzen Antenne für eine Feldsonde mit vergleichsweise linearem Frequenzgang. Sowohl Abtastschaltung als auch Stromversorgung können in die Antenne integriert werden.

## 3.2 Grundprinzip

### 3.2.1 Innerer Aufbau des Feldsensors und des Mess-Herzschrittmachers

Bevor in den folgenden Abschnitten auf die Theorie und den Aufbau des Sensorsystems eingegangen wird, erfolgt ein Überblick über das Messsystem. Bild 3.1 zeigt die wesentlichen Schaltungsgruppen und die Antenne des Feldsensors, wie er für die Messung von Feldverteilungen im Kraftfahrzeug eingesetzt wird. Das Messsystem für die Untersuchung von Herzschrittmacher-Einkoppelspannungen besitzt statt der Antenne ein Eingangnetzwerk mit Anschluss für die Herzschrittmacherelektrode.



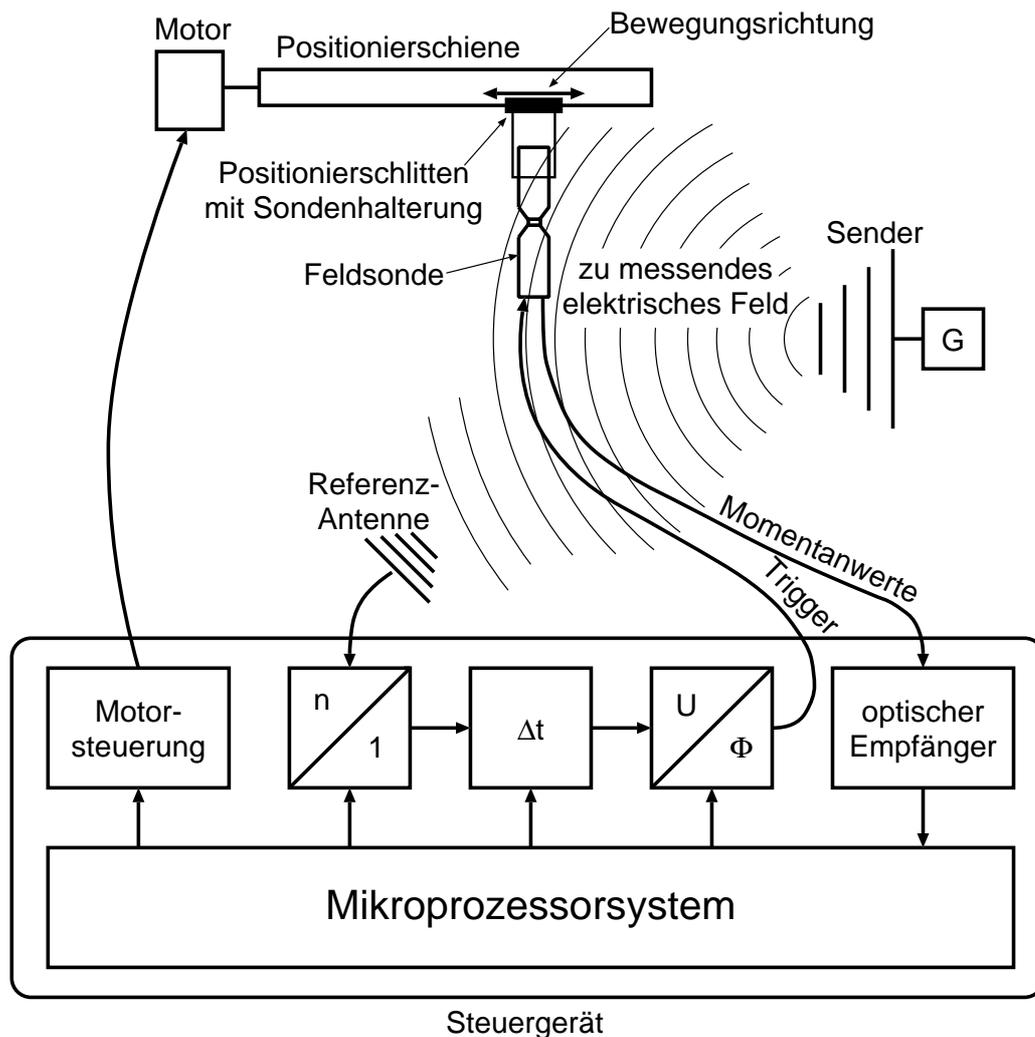
**Bild 3.1:** Blockschaltbild eines als Feldsonde verwendeten Sensors.

Über einen optischen Leiter wird dem Sensor ein Trigger-Signal zugeführt, mit dem sich die Abtastzeitpunkte steuern lassen. Eine Photo-Diode wandelt hier zunächst das optische Signal in einen elektrischen Strom. Der nachfolgende Transimpedanzverstärker (siehe z. B. [111]) wandelt wiederum die Stromimpulse in Spannungsimpulse. Aufgrund der endlichen Bandbreite der optischen Übertragungsstrecke haben die Spannungsimpulse noch flache Anstiegs- und Abfallsflanken, daher ist dem Transimpedanzverstärker ein Konditionierer nachgeschaltet, der das Trigger-Signal aufbereitet. Die konditionierten Impulse sind wegen ihrer langen Impulsbreite aber noch nicht zur Abtastung des HF-Signals geeignet. Aus diesem Grund erzeugt eine besondere Schaltung daraus sehr kurze Abtastimpulse, die der Ansteuerung des Abtasters dienen. Dieser befindet sich in der Abtast-Halteschaltung, welche der von der Antenne kommenden HF-Spannung Proben entnimmt und daraus eine Gleichspannung generiert. Diese entspricht dem Momentanwert des HF-Signals. Die so gewonnene Spannung wird von einem Transadmittanzverstärker (siehe z. B. [111]) in einen Strom umgewandelt, der wiederum eine

LED ansteuert. Anhand der von der LED in den Lichtleiter eingespeisten Lichtleistung kann auf den Abtastwert geschlossen werden.

### 3.2.2 Gesamtaufbau

Zur Erzeugung der Trigger-Impulse und zum Empfang der optisch gesendeten Abtastwerte ist ein Steuergerät notwendig. Im Folgenden wird dieses anhand eines Messaufbaus beschrieben. Bild 3.2 zeigt einen Aufbau zur Bestimmung einer Feldverteilung. Der Sender strahlt ein elektromagnetisches Feld ab. Dieser könnte z. B. ein Mobiltelefon sein, welches in einem Kraftfahrzeug benutzt wird und dessen Wellenfelder an den Karosserieteilen gestreut werden. Es entsteht eine komplizierte Feldverteilung, welche entlang eines Pfades gemessen werden soll. Die Feldsonde zur Messung der Feldverteilung befindet sich auf einem Positionierschlitten, welcher beweglich auf einer Schiene gelagert ist. Durch einen Motor kann der Schlitten bewegt werden.



**Bild 3.2:** Blockschaltbild des Gesamtaufbaus zur Messung einer Feldverteilung.

Für die Messung ist ein Bezugssignal erforderlich, um daraus die Trigger-Signale zu erzeugen. Hierzu ist neben dem Messaufbau eine Referenzantenne platziert. Das von dieser Antenne empfangene Signal wird dem Steuergerät zugeführt, wo es durch einen Frequenzteiler um den Faktor  $n$  auf die Abtastfrequenz heruntergeteilt wird. Es folgt ein programmierbares Verzögerungsglied mit anschließendem optischen Sender. Das Verzögerungsglied ermöglicht das Variieren des Abtastzeitpunktes, was zur Bestimmung von Betrag und Phase notwendig ist, wie aus dem folgenden Abschnitt 3.2.3 noch hervorgehen wird. Die Feldsonde, welche von den Trigger-Signalen angestoßen wird, sendet im Gegenzug den Abtastwert auf optischem Wege zum Steuergerät zurück, wo es in ein elektrisches Signal wieder umgewandelt, digitalisiert und dann abgespeichert wird.

Die Messung einer Feldverteilung erfordert eine synchrone Ansteuerung von Positioniermotor und Feldsonde. Das Steuergerät enthält daher eine gesonderte Baugruppe zur Ansteuerung des Motors. Das interne Mikroprozessorsystem hat auf diese Weise Zugriff auf alle Komponenten, so dass auch bei hohen Messgeschwindigkeiten Mechanik und Messdatenerfassung synchron zueinander sind.

### 3.2.3 Bestimmung von Betrag und Phase anhand der Abtastwerte

Neben den beschriebenen Schaltungsgruppen sind die eingesetzten Algorithmen zur Ansteuerung der Sonde und zur Berechnung des Betrags und der Phase der zu messenden Größe ein weiterer wichtiger Bestandteil. Der Zusammenhang zwischen Abtastwert, Zeitverzögerung  $\Delta t$  und der interessierenden komplexen Spannung  $\underline{U} = \hat{U} \cdot \exp(j\varphi)$  wird im Folgenden kurz vorgestellt.

Die mit dem Sensor zu messende Spannung sei

$$u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t + \varphi). \quad (3.1)$$

Dabei sind  $\hat{U}$  und  $\varphi$  die gesuchten Unbekannten. Das Referenzsignal, von welchem die Trigger-Impulse abgeleitet werden, kann wie folgt angegeben werden:

$$u_{\text{ref}}(t) = \hat{U}_{\text{ref}} \cdot \sin(\omega t). \quad (3.2)$$

Nach der Frequenzteilung von  $u_{\text{ref}}(t)$  durch  $n$  ergibt sich ein Taktsignal mit steigenden Flanken zu den Zeitpunkten

$$t_{\text{ref},i} = i \cdot T_{\text{Abtast}} \quad , \quad i \in \{0, 1, 2, \dots\} \quad (3.3)$$

mit

$$T_{\text{Abtast}} = n \cdot \frac{2\pi}{\omega}. \quad (3.4)$$

Die Verzögerungsschaltung addiert die Verzögerung  $\Delta t$  zu  $t_{\text{ref},i}$ . Somit ergibt sich der Trigger-Zeitpunkt

$$t_{\text{trigger},i} = t_{\text{ref},i} + \Delta t. \quad (3.5)$$

Werden jetzt (3.3)–(3.5) in (3.1) eingesetzt, ergeben sich die Abtastwerte des Sensors:

$$\tilde{u}(\Delta t) = \hat{U} \cdot \cos(\Delta t \cdot \omega + \varphi). \quad (3.6)$$

Anhand der zwei Abtastwerte  $\tilde{u}(\Delta t = 0)$  und  $\tilde{u}(\Delta t = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega})$  kann die Amplitude und die Phase der zeitharmonischen Spannung  $u(t)$  berechnet werden:

$$\hat{U} = \sqrt{\tilde{u}(\Delta t = 0)^2 + \tilde{u}\left(\Delta t = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega}\right)^2} \quad (3.7)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{\tilde{u}(\Delta t = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega})}{\tilde{u}(\Delta t = 0)} \quad (3.8)$$

Aus den Gleichungen (3.7) und (3.8) wird schließlich die Bedeutung des in Bild 3.2 dargestellten Verzögerungsglieds klar. Durch zwei Abtastwerte, welche zum einen mit der Verzögerungszeit  $\Delta t = 0$  und zum anderen mit  $\Delta t = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\omega}$  gewonnen werden, lässt sich schließlich das zeitharmonische Signal  $u(t)$  bestimmen.

Die in diesem Abschnitt dargelegten Grundlagen zeigen das Prinzip des im Rahmen dieser Arbeit aufgebauten Messverfahrens. Aus technologischen Gründen sind die dargestellten Schaltungen und der Algorithmus beim realen Messsystem jedoch komplizierter. Eine ausführliche Darstellung erfolgt in Abschnitt 3.3.6

## 3.3 Theoretische Betrachtungen und Konzeptionierung

### 3.3.1 Spezifikation

Für die Konstruktion und Dimensionierung des Messsystems sind einige Vorgaben zu definieren, welche sich aus den Einsatzgebieten der Messverfahren ergeben. Dabei wird, wie bereits in Kapitel 1 beschrieben, das Sensorsystem zum einen als Mess-Herzschriftmacher zur Messung von Einkoppelspannungen und zum anderen als elektrische Feldsonde ausgeführt. Die Variante als Feldsonde stellt wegen der notwendigerweise kleinen Abmessungen und der besonderen Impedanzverhältnisse der Antenne dabei die höheren Anforderungen an das Sensorsystem. Die Definition der Vorgaben geschieht daher anhand der Feldsondenvariante.

Frequenzbereich: Die mit den Messverfahren zu untersuchenden Szenarien umschließen folgende Frequenzbänder: 20 m-Amateurfunkband, 27 MHz (Pager im Krankenhaus), UKW-Rundfunk, 2 m-Amateurfunkband, TETRA (Terrestrial Trunk Radio), 70 cm-Amateurfunkband, GSM 900 und GSM 1800. Der angestrebte Frequenzbereich wird auf  $f_{\min} = 10$  MHz bis  $f_{\max} = 1,9$  GHz festgelegt.

Abmessungen: Die maximale Länge der Feldsonde ergibt sich aus der Resonanzfrequenz ihrer Dipolantenne:  $l < c_0/(2 \cdot f_{\max}) = 79 \text{ mm}$ . Größere Abmessungen sollten wegen der Antennencharakteristik vermieden werden.

Messbereich: Zur Anregung einer Messanordnung werden Sendequellen mit einer maximalen Leistung von  $P_{t,\max} = 1 \text{ W}$  eingesetzt. Wird ein minimaler Abstand von  $r = 10 \text{ cm}$  zwischen Sendequelle und Feldsonde angenommen, so kann unter Vernachlässigung der Nahfeldverhältnisse, die maximale Feldstärke abgeschätzt werden:  $\hat{E} = \sqrt{(P_t \cdot Z_{F0})/(2\pi r^2)} = 77,4 \text{ V/m}$ . An diesem Ergebnis orientierend wird die für die Feldsonde größte zu messende Feldstärke auf  $\hat{E}_{\max} = 100 \text{ V/m}$  definiert.

Stromversorgung: Die Feldsonde soll insbesondere für die Messung von Feldverteilungen eingesetzt werden. Dabei werden entlang eines Pfades mit hoher Messpunktdichte die Feldstärken gemessen. Für eine ausreichende Ortsauflösung soll der Punktabstand dabei  $d_{\text{Messpunkt}} < \lambda_{\min}/10 = \frac{c_0}{f_{\max} \cdot 10} = 15,8 \text{ mm}$  sein. Es wird ein Punktabstand von  $d_{\text{Messpunkt}} = 10 \text{ mm}$  gewählt. Die im Rahmen dieser Arbeit eingesetzten Messpfade haben  $1,8 \text{ m}$  Länge und setzen sich somit aus 181 Messpunkten zusammen. Um Wartungszeiten der Feldsonde kurz zu halten, wird festgelegt, dass ein Batteriesatz mindestens für 1000 Messpfaddurchläufe ausreichend sein soll, also für 181 000 Messpunkte.

Für die Erfüllung dieser Anforderungen müssen geeignete Verfahren und technische Komponenten gefunden werden. Dabei müssen die einzelnen Funktionsgruppen, wie z. B. Stromversorgung, optischer Empfänger und Abtastschaltung kombinierbar sein. In den folgenden Unterabschnitten werden die einzelnen Funktionsgruppen vorgestellt und verschiedene Lösungsmöglichkeiten diskutiert.

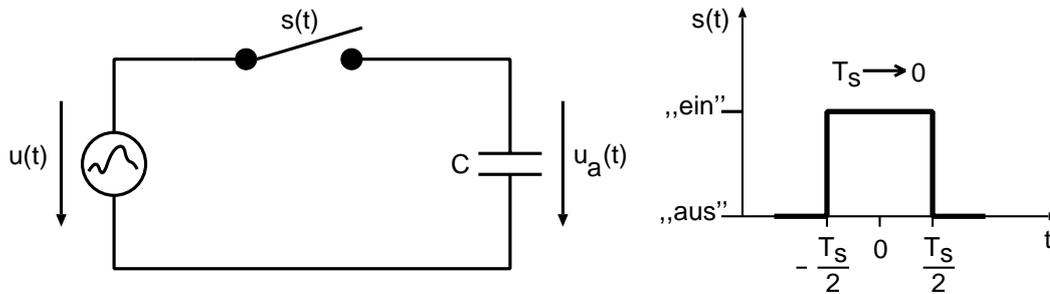
### 3.3.2 Vorbetrachtungen zu Abtast-Halteschaltungen

#### 3.3.2.1 Anwendungsgebiete von Abtastern

Das Schalten von Signalen gestaltet sich einfacher als das Verstärken [1], so dass Abtaster zur Oszillographie schneller Signale eine wesentliche Bedeutung haben [55]. Eine um einen Impulsgenerator erweiterte Variante des Oszillographen ist das Impulsreflektometer (engl. Time Domain Reflectometer), welches der Messung von Leitungsübergängen dient [7]. Abtaster finden ebenfalls in Vektorvoltmetern Verwendung. In Verbindung mit Richtkopplern lassen sich daraus Netzwerkanalysatoren aufbauen [85]. Weitere Anwendungen sind PLL-Oszillatoren [103] und Mikrowellenzähler.

### 3.3.2.2 Arbeitsprinzip von Abtastern

Abtaster werden benötigt, um von einer zeitveränderlichen Größe  $u(t)$  die Momentanwerte  $u(t_i) = u_i$  zu gewinnen. Im idealisierten Fall<sup>1</sup> geschieht dies durch einen Schalter, welcher zu den Zeitpunkten  $t_i$  für die sehr kurze Dauer  $T_s \rightarrow 0$  schließt (siehe Bild 3.3). Nach Abschluss des Schaltvorgangs steht die Abtastspannung  $u_i$  über der Haltekapazität  $C$ .

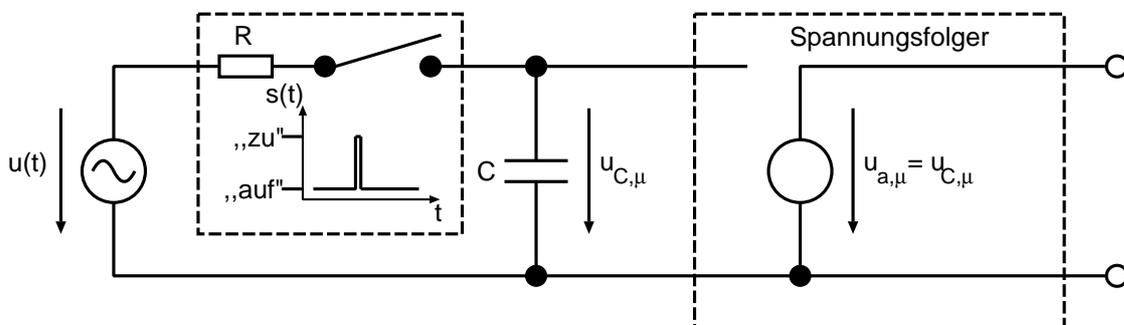


**Bild 3.3:** Idealisierte Darstellung eines Abtast-Halte-Gliedes mit Schalter und Kapazität.

### 3.3.2.3 Abtasteffizienz

Für Abtast-Halteglieder können als Energiespeicher Kapazitäten, Induktivitäten oder Leitungen eingesetzt werden. Die Verwendung von Leitungen wird in [87] und [22] behandelt. Die folgenden Betrachtungen beschränken sich auf Kapazitäten zur Messwertspeicherung.

Bild 3.4 zeigt hierzu eine Abtast-Halteschaltung, bestehend aus der abzutastenden Spannung  $u(t)$ , dem Widerstand  $R$ , dem Schalter und der Haltekapazität  $C$ . Der Spannungsfolger stellt nachfolgenden Schaltungen die Abtastwerte zur Verfügung, ohne dass die Spannung von  $C$  belastet wird.  $u_{C,\mu}$  ist die Abtastspannung nach dem  $\mu$ -ten Abtastvorgang. Allerdings ist dieser



**Bild 3.4:** Abtaster mit Kapazität als Energiespeicher.

<sup>1</sup>Der Innenwiderstand der Quelle und die Verluste des Schalters und der Kapazität werden außer Acht gelassen.

Abtastwert stets mit einem Fehler behaftet, da wegen der endlichen Zeitkonstante  $RC$  ein vollständiges Aufladen nicht möglich ist. Hierzu wird die Abtasteffizienz nach [31] angegeben:

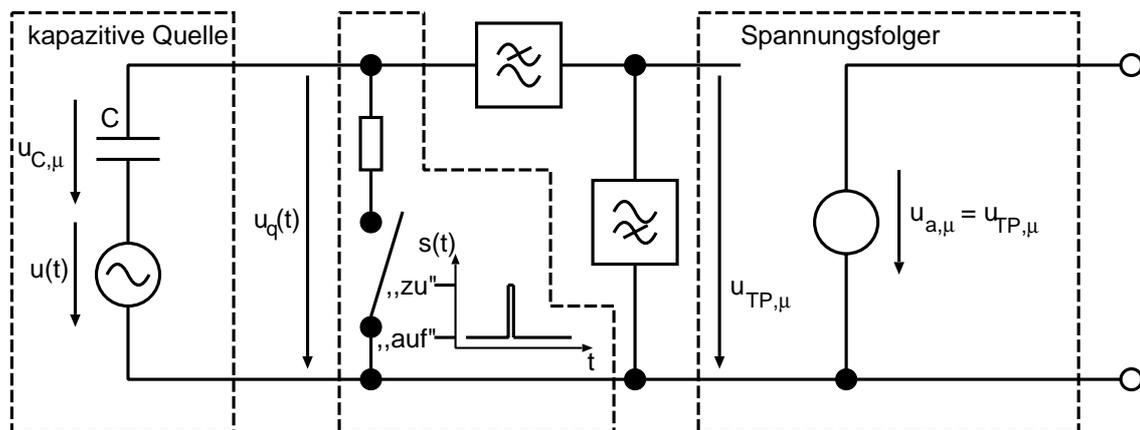
$$\eta = \frac{u_{C,\mu}}{u_\mu}. \quad (3.9)$$

Sie setzt die Haltespannung  $u_{C,\mu}$  ins Verhältnis zu dem tatsächlichen Momentanwert  $u_\mu = u(\mu T_{\text{Abtast}})$ .

### 3.3.2.4 Abtastung einer kapazitiven Spannungsquelle

Eine Dipolantenne, wie sie für die elektrische Feldsonde benötigt wird, kann als Urspannungsquelle mit einer sehr kleinen Serienkapazität, welche im Bereich von wenigen pF liegt, beschrieben werden. Die Abtast-Halteschaltung nach Bild 3.4 kann hier nicht mehr eingesetzt werden, da durch den Ladungstransport des Abtastvorgangs ein Gleichspannungsanteil über der Dipolantenne entstehen würde.

Eine Lösung ergibt sich, wenn die Quellenkapazität selbst als Haltekapazität verwendet wird. Bild 3.5 zeigt hierzu die Schaltung. Zu den Abtastzeitpunkten wird die Antennenfusspunktspannung  $u_q$  kurzgeschlossen, so dass  $u_{C,\mu} = -u(\mu T_{\text{Abtast}})$  wird. Bild 3.6 zeigt den Spannungsverlauf



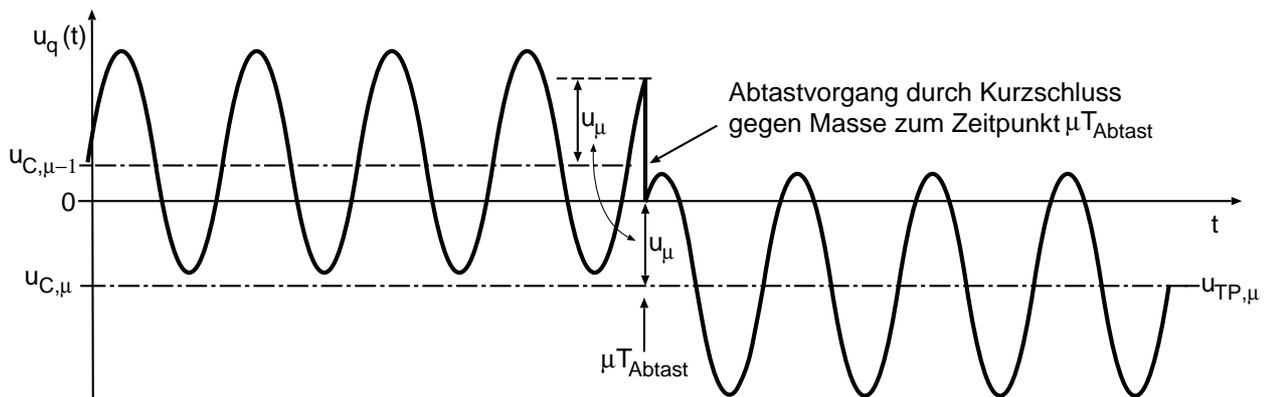
**Bild 3.5:** Abtaster mit kapazitiver Signalquelle.

vor und nach einem Abtastvorgang.  $u_{C,\mu}$  ist nach dem  $\mu$ -ten Abtastvorgang der Gleichspannungsanteil, der mit Hilfe eines Tiefpassfilters vom HF-Anteil getrennt werden kann. Nach dem Filter liegt die Spannung  $u_{TP,\mu}$  an, welche anschließend von einer Spannungsfolgerschaltung impedanzgewandelt wird und dann zur Weiterverarbeitung zur Verfügung steht.

## 3.3.3 Abtastimpulserzeugung

### 3.3.3.1 Abtastimpulsbreite

Die Abtasteffizienz  $\eta$  sagt etwas darüber aus, wie weit der Energiespeicher des Halteglieders bei einem Abtastvorgang aufgeladen wird. Werte  $\eta < 1$  kennzeichnen somit eine unvollständi-



**Bild 3.6:** Abtastung einer kapazitiven Signalquelle.

ge Ladung des Haltegliedes, mit der Folge, dass die Abtastwerte nicht richtig wiedergegeben werden.

Als Abhilfe liegt die Verlängerung der Abtastimpulsdauer  $T_S$  nahe, so dass der Abtaster mehr Zeit zum Einschwingen hat. Dieses muss jedoch mit einer Reduzierung der Bandbreite erkauft werden. So führt eine Verlängerung von  $T_S$  zu einem „Verschmieren“ des genauen Abtastzeitpunktes, so dass insbesondere sehr schnelle Signale „verschwimmen“. Der Zusammenhang zwischen der Abtastimpulsdauer  $T_S$  und der Bandbreite  $b$  ist nach [31]

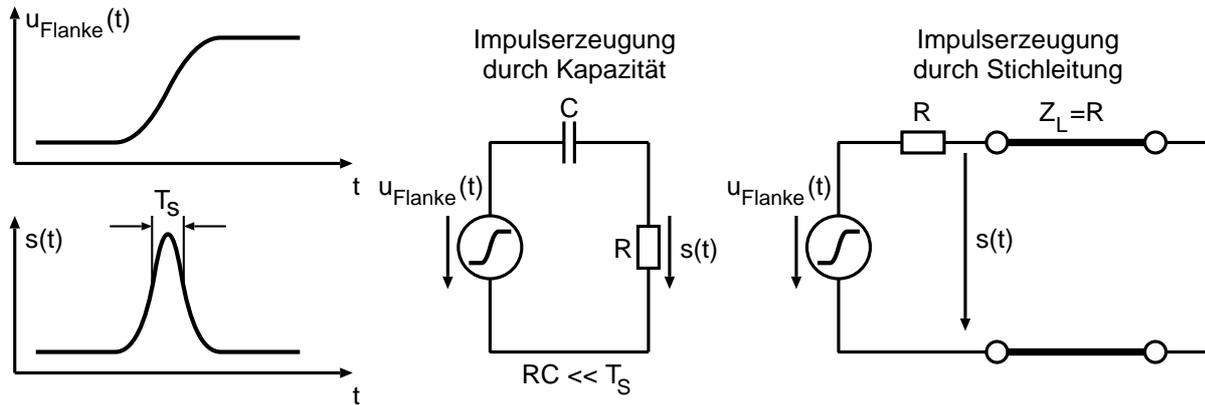
$$b \cong \frac{0,35}{T_S}. \quad (3.10)$$

Für das aufzubauende Sensorsystem bedeutet dies, dass zum Erreichen einer Bandbreite von  $f_{\max} = b = 1,9 \text{ GHz}$ , die Abtastdauer  $T_S < 184 \text{ ps}$  sein muss.

### 3.3.3.2 Spannungsrampe zur Erzeugung des Abtastimpulses

Für die Erzeugung kurzer Abtastimpulse gibt es verschiedene Möglichkeiten. Die zunächst nahe liegendste Schaltungsvariante ist die monostabile Kippstufe. Für die Erzeugung langsamer Signale sind diese Baugruppen durchaus verbreitet und sind auch als integrierte Schaltungen verfügbar. Der Nachteil besteht jedoch darin, dass hierbei für einen Impuls grundsätzlich zwei aufeinanderfolgende Schaltvorgänge notwendig sind, was einer kurzen Impulsdauer nachteilig entgegenwirkt.

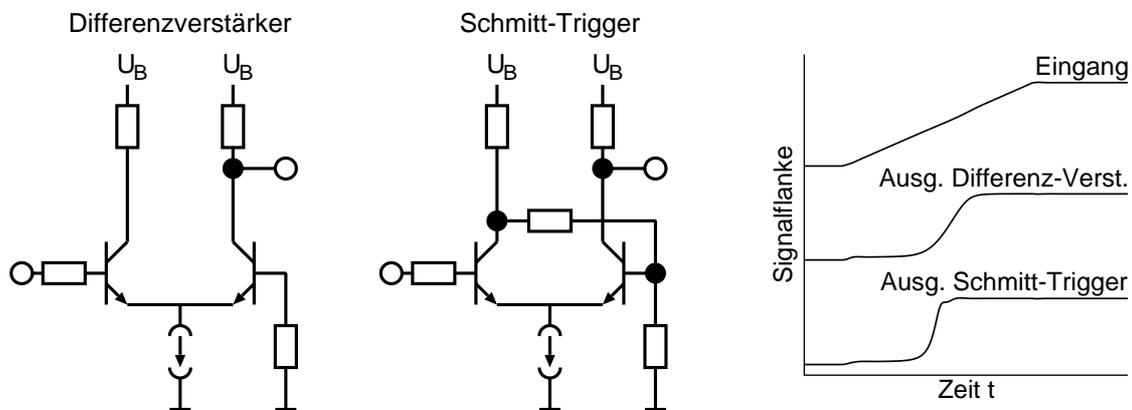
Für die Erzeugung sehr kurzer Abtastimpulse eignen sich Verfahren besser, bei denen aus einer schnellen Spannungsrampe ein Impuls generiert wird [31, 119]. Bild 3.7 zeigt hierzu zwei Möglichkeiten. Dieses ist zum einen die Differenzierung einer Spannungsrampe durch eine Kapazität und zum anderen die Impulsbreitenbegrenzung durch eine am Ende kurzgeschlossene Leitung. Für die Erzeugung kurzer Impulse sind daher sehr steile Spannungsrampen notwendig.



**Bild 3.7:** Möglichkeiten zur Impulserzeugung aus einer Spannungsflanke.

### 3.3.3.3 Erzeugung schneller Impulsflanken mit Transistoren

Eine Möglichkeit zur Flankenbeschleunigung besteht aus einem übersteuerten Verstärker. Durch die Verwendung eines Differenzverstärkers, wie er links in Bild 3.8 dargestellt ist, können Sättigungseffekte, die das Schaltverhalten beeinträchtigen, vermieden werden. Das Simulationser-



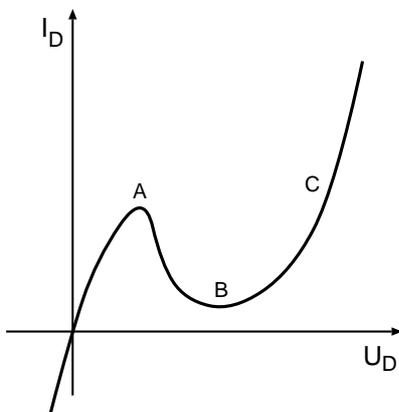
**Bild 3.8:** Signalfankenbeschleunigung durch Differenzverstärker und durch Schmitt-Trigger.

gebnis rechts im Bild zeigt die Eingangs- und die Ausgangsspannungsrampe. Die Anstiegszeit konnte wesentlich verkürzt werden. Eine Schmitt-Trigger-Schaltung lässt sich durch eine Mitkopplung, wie sie die Schaltung in der Mitte des Bildes zeigt, realisieren. Die untere Kurve im Impulsfahrplan zeigt das Ausgangssignal. Die Anstiegszeit ist kürzer als beim einfachen Differenzverstärker.

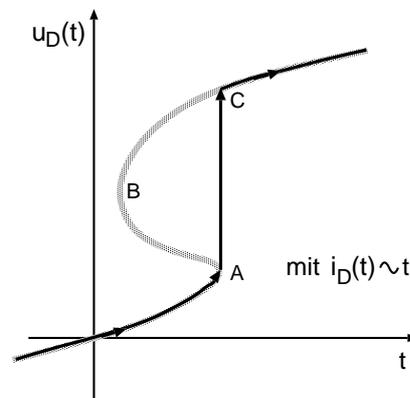
Ein wesentlicher Nachteil dieser Schaltungen ist ihr Stromverbrauch, weshalb sie sich für ein batteriebetriebenes Sensorsystem weniger eignen.

### 3.3.3.4 Erzeugung schneller Impulsflanken mit Tunnelnennern

Eine weitere Möglichkeit zur Erzeugung schneller Spannungsflanken bieten Tunnel-Dioden. Diese Bauelemente besitzen ein stark nicht-lineares Verhalten, wie es in Bild 3.9 dargestellt ist. Bei dieser Kennlinie steigt der Strom  $I_D$  zunächst bis zum Punkt A stark an und erreicht dort ein lokales Maximum. Wird die angelegte Spannung  $U_D$  weiter erhöht, fällt der Strom wieder ab, bis das Minimum an Punkt B erreicht wird. Anschließend geht die Kennlinie in die einer normalen Diode über, so dass der Strom wieder ansteigt. Verursacht wird dieses Verhalten durch eine entartete N- und P-Zone [84, 88]. Die sehr starke Dotierung der beiden Zonen führt dazu, dass die Energiebänder derart verbogen werden, dass Elektronen unter Beibehaltung ihres Energieniveaus aus dem Leitfähigkeitsband der N-Zone in das Valenzband der P-Zone tunneln können, so dass bereits bei sehr kleinen Spannungen nennenswerte Ströme fließen.



**Bild 3.9:** Kennlinie einer Tunneldiode.



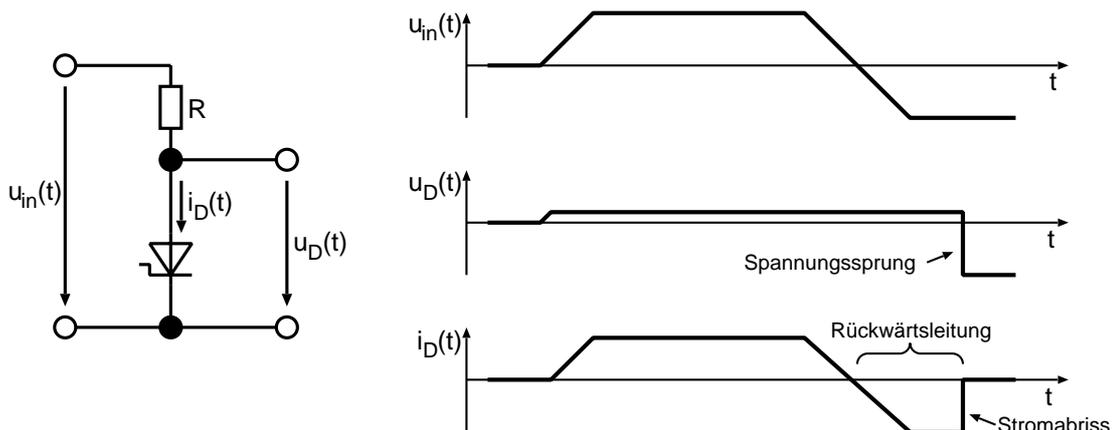
**Bild 3.10:** Spannung  $u_D(t)$  einer Tunneldiode bei eingepprägtem und linear steigenden Strom  $i_D(t) \sim t$ .

Die besondere Kennlinie der Tunneldiode ist aus zweierlei Gründen interessant. Zum einen bietet der negative differentielle Widerstand zwischen den Punkten A und B Möglichkeiten zur Realisierung von Verstärkern und Oszillatoren. Zum anderen kann die Diode zur Erzeugung von Spannungssprüngen eingesetzt werden, indem ein ansteigender bzw. abfallender Strom eingepprägt wird. Bild 3.10 zeigt den Spannungsverlauf  $u_D(t)$  für den Fall eines eingepprägten linear ansteigenden Stroms  $i_D(t)$ . Hierbei steigt die Spannung  $u_D(t)$  zunächst getreu der Diodenkennlinie, bis der Punkt A erreicht wird. Für einen weiteren stetigen Anstieg der Spannung  $u_D(t)$  müsste der Strom  $i_D(t)$  wieder kleiner werden, was jedoch nicht möglich ist, da er eingepprägt wird. Für einen weiteren Stromanstieg ist schließlich nur noch der Punkt C auf der Diodenkennlinie zulässig, so dass der Spannung  $u_D(t)$  nichts anderes verbleibt, als auf diesen Wert zu springen. Dieser Spannungssprung geht sehr schnell vonstatten, so dass dieser Effekt dazu genutzt werden kann, sehr schnelle Flanken zu erzeugen. Die Flankensteilheit hängt hier wesentlich von parasitären Effekten, wie z. B. technologisch bedingten Kapazitäten, ab.

Für die Erzeugung sehr schneller Transienten findet die Tunneldiode z. B. in Impulsreflektometern (engl. time-domain-reflectometer, TDR) Verwendung. Aber sie kann auch für die Erzeugung kurzer Impulse eingesetzt werden, indem die Flanke, wie bereits oben beschrieben, differenziert oder in eine am Ende kurzgeschlossene Leitung geführt wird. Der erzeugte Spannungssprung liegt bei diesem Bauelement bei ca. 0,5 V und entsprechend klein ist die resultierende Impulsamplitude. Für viele Abtastschalter ist diese bereits nicht mehr ausreichend, so dass letztendlich der Tunneldiode bei der Erzeugung von Abtastimpulsen eine eher untergeordnete Rolle zukommt.

### 3.3.3.5 Erzeugung schneller Impulsflanken mit Speicherschalttdioden

Während die Tunneldiode in ihrem statischen Verhalten eine starke Nichtlinearität besitzt, findet sich die besondere Nichtlinearität der Speicherschalttdiode in der zeitlichen Abhängigkeit. Diese Diode, auch Step-Recovery-Diode genannt, verhält sich bei Gleichstrom zwar wie eine normale Diode, zeigt jedoch nach Umpolung des Diodenstroms das in Bild 3.11 dargestellte dynamische Verhalten. Gezeigt wird ein einfacher Versuchsaufbau, bei dem zunächst über einen



**Bild 3.11:** Strom- und Spannungsverlauf bei einer Speicherschalttdiode.

Vorwiderstand eine Vorwärtsspannung  $U_{in} > 0$  angelegt wird, so dass der Diodenstrom  $I_D$  zu fließen beginnt. Nach einer bestimmten Zeit wird die Spannung  $U_D$  umgepolt, wobei der Umpolvorgang nur langsam vollzogen zu werden braucht. Die Diode ist durch die noch vorhandenen Ladungsträger in der PN-Schicht mit Werten unter  $1 \Omega$  sehr niederohmig [42], so dass unmittelbar nach dem Umpolen ein hoher Rückwärtsstrom fließen kann. Nach einer bestimmten Zeit sind die Ladungsträger in der PN-Zone soweit ausgeräumt, dass der Diodenstrom in einer äußerst kurzen Zeit von ca. 50...100 ps abreißt [42]. Dieser Stromabriss führt zu einer extrem schnellen Spannungsänderung von  $U_D$ , die schließlich zur Erzeugung von Abtastimpulsen genutzt werden kann [22]. Gegenüber der Tunneldiode können hier wesentlich höhere Signalleistungen erzeugt werden. Weitere Anwendungen für dieses Bauelement sind die Impulsaufbereitung, die Frequenzvervielfachung [121, 79] und der Aufbau von Kammoszillatoren.

Nach dieser kurzen Einführung werden im Folgenden die theoretischen Grundlagen dargelegt und es wird auf die genaue Wirkungsweise eingegangen. In sämtlichen Anwendungen wird die Diode als ladungsgesteuerter Schalter verwendet, bei der die Impedanz in besonderer Weise von dem Vorhandensein von Ladungsträgern im PN-Übergang abhängt. Dabei kommt, neben der eigentlichen Ladung  $Q$ , der Minoritätsladungsträgerlebensdauer  $\tau$  eine besondere Bedeutung zu. Damit die Diode nach dem Umpolen möglichst lange rückwärtsleitend bleibt, sollte  $\tau$  sehr groß sein. Übliche Werte liegen größenordnungsmäßig bei  $\tau \approx 10$  ns. Erreicht wird dieses dadurch, dass die Speicherschaltodiode eigentlich eine PIN-Diode ist, in deren intrinsischer Zone die Minoritätsladungsträger nur langsam rekombinieren. Für die gespeicherte Ladung  $Q(t)$  kann die Differenzialgleichung

$$i_D(t) = \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{\tau} \quad \text{mit } Q > 0 \quad (3.11)$$

aufgestellt werden [42]. Dabei ist  $i_D(t)$  der zeitabhängige Diodenstrom und  $\tau$  die bereits genannte Minoritätsladungsträgerlebensdauer. Wird die Differenzialgleichung für den konstanten Vorwärtsstrom  $i_D(t) = I_F$  gelöst, so ergibt sich mit der Anfangsbedingung  $Q(t_F) = 0$  die Lösung

$$Q(t) = \tau \cdot I_F \cdot \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t-t_F}{\tau}\right) \right]. \quad (3.12)$$

Wie der Gleichung zu entnehmen ist, stellt sich mit dem eingepprägten Strom  $I_F$  nach der Zeit  $t \rightarrow \infty$  die Ladung

$$Q_F = \tau \cdot I_F \quad (3.13)$$

ein. Nachdem der stationäre Zustand  $Q(t) = Q_F$  eingetreten ist, wird die Diode zum Zeitpunkt  $t = t_R$  umgepolt und der konstante Rückwärtsstrom  $i_D(t) = -I_R$  eingepragt. Dabei kann Gleichung (3.11) erneut angewendet werden. Mit der Randbedingung  $Q(t_R) = Q_F$  ergibt sich die Lösung

$$Q(t) = \tau \cdot (I_F + I_R) \cdot \exp\left(-\frac{t-t_R}{\tau}\right) - \tau \cdot I_R. \quad (3.14)$$

Der Abschaltzeitpunkt  $t_S$  tritt ein, sobald alle Ladungsträger ausgeräumt sind, also  $Q(t_S) = 0$  wird. Mit Hilfe der hergeleiteten Gleichungen kann schließlich die Dauer der Rückwärtsleitung berechnet werden. Hierzu wird Gleichung (3.14) zu null gesetzt und nach  $t_S - t_R$  aufgelöst:

$$t_S - t_R = \tau \cdot \ln\left(1 + \frac{I_F}{I_R}\right). \quad (3.15)$$

Wie der Gleichung zu entnehmen ist, hängt die Dauer der Rückwärtsleitung  $t_S - t_R$  nur von der Lebensdauer  $\tau$  und dem Verhältnis  $I_F/I_R$  ab. Dieser Zusammenhang kann schließlich genutzt werden, um die Minoritätsladungsträgerlebensdauer  $\tau$  auf einfache Weise zu messen. Hierzu wird das Verhältnis der Ströme  $I_F/I_R = e-1 = 1,718$  gesetzt, so dass der Term  $\ln(1+I_F/I_R) = 1$  wird. Eingesetzt in Gleichung (3.15) wird  $t_S - t_R = \tau$  und kann direkt vom Oszillogramm abgelesen werden.

Wird die Diode in komplizierteren Schaltungen eingesetzt, so sind genaue Messungen des sehr schnellen Umschaltvorgangs kaum mehr möglich. Für die Schaltungsdimensionierung sind daher

Simulationen von Vorteil, wozu jedoch geeignete Modelle erforderlich sind. Im Anhang A.1 wird auf die Modellierung eingegangen. Weitere Betrachtungen, sowohl theoretischer wie auch messtechnischer Art, finden sich in [42, 54].

Speicherschaltioden können Durchbruchspannungen von einigen zehn Volt aufweisen, so dass, gegenüber der Tunneliode, Spannungssprünge wie auch Stromspitzen von sehr hoher Amplitude erzeugt werden können [1]. Dadurch wird dieses Bauelement für Abtastschalter, welche mitunter sehr hohe Ansteuerströme benötigen, interessant.

### 3.3.3.6 Erzeugung schneller Impulsflanken mit nichtlinearen Wellenleitern (non-linear transmission-line, NLTL)

Von den bereits vorgestellten Bauelementen zur Erzeugung schneller Impulsflanken ermöglicht die Speicherschaltiodiode die kürzesten Signalfanken ( $< 50$  ps) bei gleichzeitig hoher Signalleistung. Schnellere Schaltzeiten sind aufgrund von parasitären Effekten dieses diskreten Bauelements jedoch kaum mehr möglich. Ganz andere Möglichkeiten bieten hingegen *verteilte* Anordnungen, wie z. B. ein besonders geeigneter *Wellenleiter*. Zur Veranschaulichung soll das Beispiel aus der Natur von Bild 3.12 dienen. Zu sehen ist eine Welle, die auf das Ufer zuläuft, sich auf-türmt und dabei eine nahezu senkrechte Wellenfront bildet, ehe sie in sich zusammenfällt. Zu



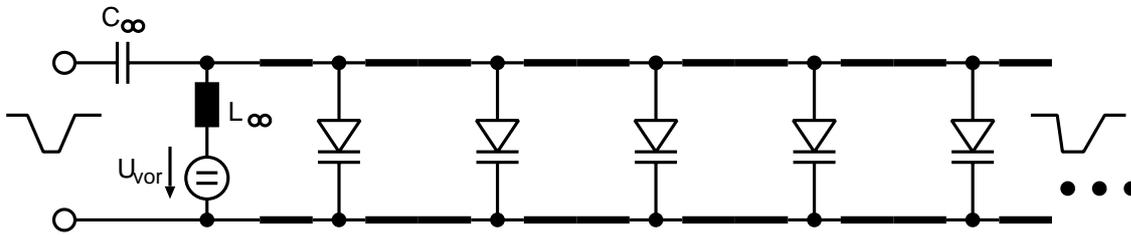
**Bild 3.12:** Eine Welle läuft auf ein Ufer zu und türmt sich dabei auf.

erklären ist dieses Phänomen mit der von der Wassertiefe abhängigen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle. Dabei ist es hilfreich, eine Welle als Superposition von Einzelwellen aufzufassen<sup>2</sup>. Betrachtet man hierzu eine kurze Welle, die auf einer längeren Welle aufsitzt, so „sieht“ die kurze Welle einen höheren Wasserstand und pflanzt sich mit einer anderen Geschwindigkeit als die der darunter liegenden Welle fort. In der Folge verändert sich die Form der Gesamtwelle.

Nichtlineare Wellenleiter können aus einer Leitung hergestellt werden, welche in äquidistanten Abständen mit Varaktordioden belegt ist (siehe Bild 3.13). Dabei werden die Dioden mit Hilfe

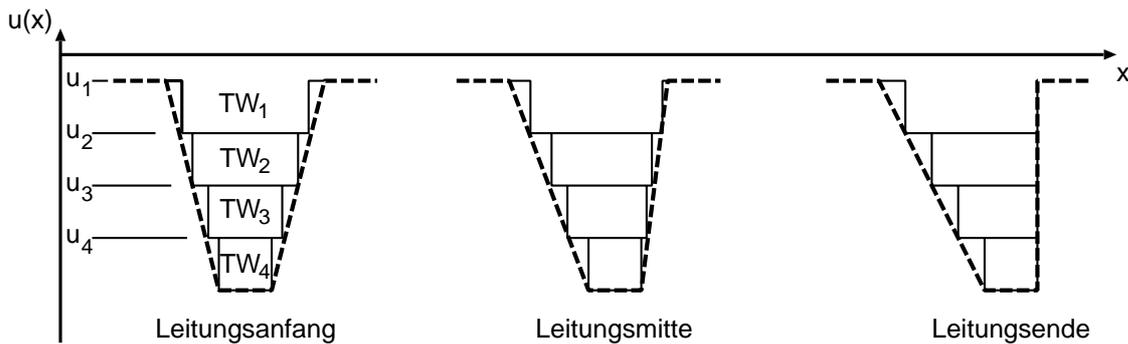
<sup>2</sup>Zur Veranschaulichung wird eine Superposition angenommen, obwohl dies wegen der Nichtlinearität eigentlich nicht zulässig ist.

der Spannung  $U_{\text{vor}} < 0\text{ V}$  in Sperrrichtung vorgespannt. Hierdurch stellt sich ein bestimmter Kapazitätsbelag  $C'(u)$  ein, der zusammen mit dem Induktivitätsbelag  $L'$ , die Phasengeschwindigkeit bestimmt. Der Kapazitätsbelag und damit die Phasengeschwindigkeit wird dabei aber



**Bild 3.13:** Nichtlineare Leitung aus Varaktor-Dioden.

nicht allein von der Vorspannung  $U_{\text{vor}}$  bestimmt, sondern zusätzlich auch vom übertragenen Impuls. Je negativer die Spannung an einem Ort auf der Leitung ist, desto kleiner ist  $C'(u)$  und desto höher ist die Phasengeschwindigkeit. Daraus ergibt sich die Impulsverformung, wie sie in Bild 3.14 stark vereinfacht dargestellt ist. Zunächst wird ein trapezförmiger Impuls links



**Bild 3.14:** Trapezwelle, welche aus Teilwellen  $TW_i$  besteht, und sich in eine Schockwelle umwandelt.

in die Leitung gespeist. Zur Veranschaulichung wird das Signal durch vier überlagerte rechteckförmige Teilwellen  $TW_1 \dots TW_4$  approximiert. Das Spannungsniveau, auf dem sich  $TW_1$  bewegt, ist  $u_1$ . Damit bewegt sich  $TW_1$  mit der Phasengeschwindigkeit  $1/\sqrt{L' \cdot C'(u_1)}$  fort. Das Spannungsniveau  $u_2$  der nächsten Teilwelle ist etwas negativer, so dass ihre Phasengeschwindigkeit  $1/\sqrt{L' \cdot C'(u_2)}$  etwas höher ist. Das setzt sich für die weiteren Teilwellen  $TW_3$  und  $TW_4$  fort. Die unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten führen dazu, dass sich die Teilwellen  $TW_i$  derart gegeneinander verschieben, dass sie auf einer Seite bündig werden (siehe den Impulsverlauf rechts in Bild 3.14). Eine Schockwelle mit sehr kurzer Abfallszeit ist entstanden.

Diese stark vereinfachte Darstellung ist mathematisch zwar nicht zulässig, versucht aber, das Prinzip des nichtlinearen Wellenleiters zur Impulsschärfung plausibel darzulegen. Weiterführende Literatur findet sich in [56, 98, 48, 92, 70]. In diesem Zusammenhang sind auch Solitonwellen zu erwähnen, welche als dispersionslose Wellen sehr weite Distanzen überbrücken können, ohne

dabei ihre Form zu verändern [91, 64]. Interessant wurden Solitonen für optische Weitverkehrsverbindungen.

Mit nichtlinearen Wellenleitern lassen sich bei geeigneter Dimensionierung, sowohl des Leitungslayouts als auch der Varaktordioden, extrem kurze Transienten erzeugen. So wurden in [70] 6,7 ps erreicht, in [119] 2 ps mit daraus resultierender Messbandbreite von 275 GHz und in [92] wird von einer Abfallszeit von 0,68 ps berichtet, welche die Oszillographie von Signalen bis 725 GHz ermöglicht. Die hierzu nötigen Schaltungen sind allerdings nur noch integriert zu realisieren. Dabei werden besondere Anforderungen an die Halbleiterprozesse gestellt, um geeignete Dioden herstellen zu können.

### 3.3.3.7 Erzeugung kurzer Impulse mit Titan-Saphir-Lasern

Noch kürzere Impulse können generiert werden, wenn von der rein elektrischen Erzeugung zur rein optischen übergegangen wird. So ermöglichen Titan-Saphir-Laser Impulsdauern von  $< 10$  fs. Mit Hilfe von elektrooptischen Elementen können mit Hilfe dieses Lasers elektrische Größen erfasst werden [45, 104, 44].

Die rein optische Übertragung von Abtastimpulsen bietet einen interessanten Aspekt im Bereich der elektromagnetischen Feldsensoren. Allerdings kann der finanzielle Aufwand dieses Verfahrens angesichts zahlreicher Alternativen nicht mehr gerechtfertigt werden.

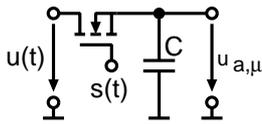
## 3.3.4 Schnelle Schalter

### 3.3.4.1 Feldeffekttransistoren als Schalter

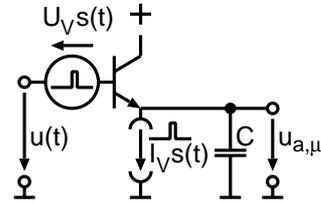
Mit Hilfe von MOS-Feldeffekttransistoren lassen sich mit wenig Aufwand Abtast-Halteschaltungen, wie die in Bild 3.15 dargestellte, realisieren. Sowohl die Sperreigenschaften als auch die Leitfähigkeit im eingeschalteten Zustand sind bei diesem Bauelement gut. Zum Abtasten von Spannungen bei niedrigen Frequenzen ergibt sich daher ein günstiges Verhalten. Für höhere Frequenzen und damit kürzeren Schaltdauern muss die Haltekapazität  $C$  jedoch klein sein, wodurch dann aber die Gate-Source-Kapazität stärker ins Gewicht fällt. In der Folge koppelt das Schaltsignal  $s(t)$  in den Signalpfad stärker ein, so dass  $u_{a,\mu}$  zu stark verfälscht wird. Zur Kompensation dieses Effekts sind daher etwas aufwändigere Schaltungen notwendig (siehe z. B. [118]).

Ein etwas anderer Ansatz zur Realisierung von Abtastern durch Feldeffekttransistoren wird in [1] vorgestellt. Verwendet wird hier ein Dual-Gate-MESFET (Metal Semiconductor Field Effekt Transistor, siehe z. B. [79]). Bei dieser Art von Bauelementen ist das Gate als Schottky-Kontakt ausgeführt. Dual-Gate-Transistoren, welche auch zur Mischung in Empfängerstufen

eingesetzt werden, können stark vereinfacht durch zwei unabhängig in Serie geschaltete Transistoren dargestellt werden. Dabei wird das eine Gate mit dem abzutastenden Signal gespeist und das andere mit den Abtastimpulsen. Somit kann der eine Transistor als Signalverstärker von  $u(t)$  und der andere als Abtastschalter aufgefasst werden. Durch die Wahl der Arbeitspunkte können verschiedene Betriebsmodi herbeigeführt werden [1].



**Bild 3.15:** MOSFET als Schalter.



**Bild 3.16:** NPN-Transistor als Schalter.

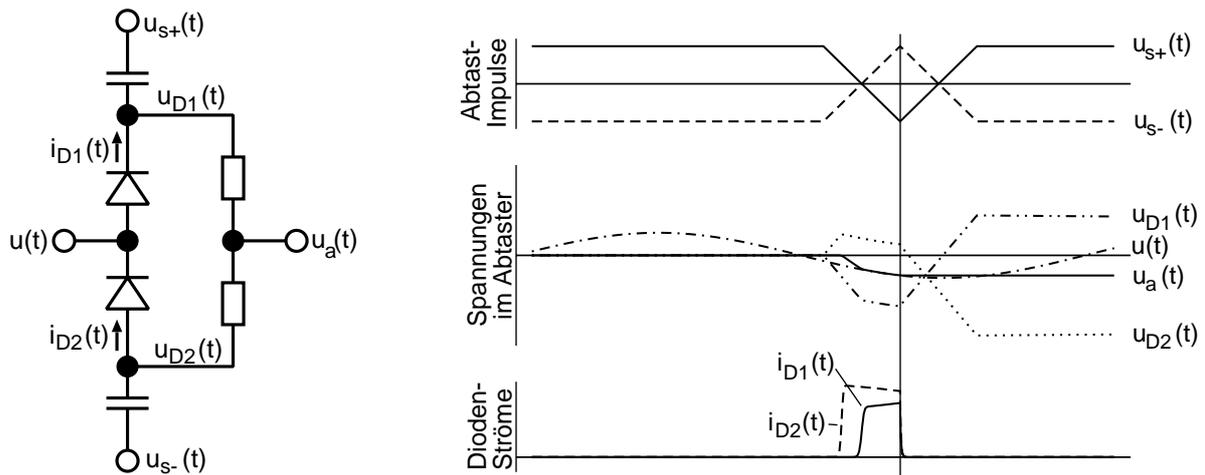
### 3.3.4.2 Bipolartransistoren als Schalter

In [13] werden verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung von Abtast-Haltegliedern mit Bipolar-Transistoren untersucht. Im Gegensatz zum Feldeffekttransistor kann der Bipolartransistor jedoch nicht direkt als Schalter verwendet werden, da er sonst in die Sättigung gerät und ein schnelles Wiederabschalten nicht mehr möglich ist. Ein anderer Ansatz ist in Bild 3.16 dargestellt [13]. Der Abtastvorgang besteht darin, dass der Transistor kurzfristig in seinen Arbeitspunkt gebracht wird und danach wieder stromlos geschaltet wird. Hierzu sind zwei Quellen zu schalten, zum einen der Emittorvorstrom  $I_V \cdot s(t)$  und zum anderen eine Offset-Spannung in Serie zur Basis. Wird der Transistor zum Abtasten in seinen Arbeitspunkt gebracht, fungiert er als Emitterfolger und lädt die Haltekapazität  $C$  auf den Wert  $u_{a,\mu} = u(\mu \cdot T_{\text{Abtast}}) - U_d + U_V$  auf. Dabei ist  $U_d$  die Schleusenspannung der Basis-Emitter-Strecke und  $U_V$  ist die zum Abtasten hinzugefügte Basis-Vorspannung. Die synchrone Steuerung der Basis-Vorspannung und des Emittorvorstroms  $I_V \cdot s(t)$  muss präzise erfolgen und ist daher aufwändig.

### 3.3.4.3 Zweidiodentor als Schalter

Mit Zweidiodentoren kann ein sehr schnelles Schaltverhalten erreicht werden, welches für speziell gezüchtete Schottky-Dioden bereits im THz-Bereich zu finden ist. Somit ist es ersichtlich, dass der in [31] vorgestellte Diodenabtaster, dem Prinzip nach, selbst in modernsten Abtast-Systemen noch zur Anwendung kommt [92].

Das einfachste Diodentor kann aus zwei in Serie geschalteten Dioden aufgebaut werden. Links in Bild 3.17 ist eine derartige Anordnung dargestellt. Dabei wird die Schaltung mit dem abzutastenden Signal  $u(t)$  gespeist. Die dreieckförmigen und komplementären Abtastimpulse  $u_{s+}(t)$  und  $u_{s-}(t)$  werden zum einen am oberen und zum anderen am unteren Anschluss angelegt.



**Bild 3.17:** Schaltung eines Zweidiodentores und Impulsfahrplan.

Dabei wird über die Kapazitäten der Abtastimpuls auf die Dioden weitergegeben, so dass diese leitend werden.

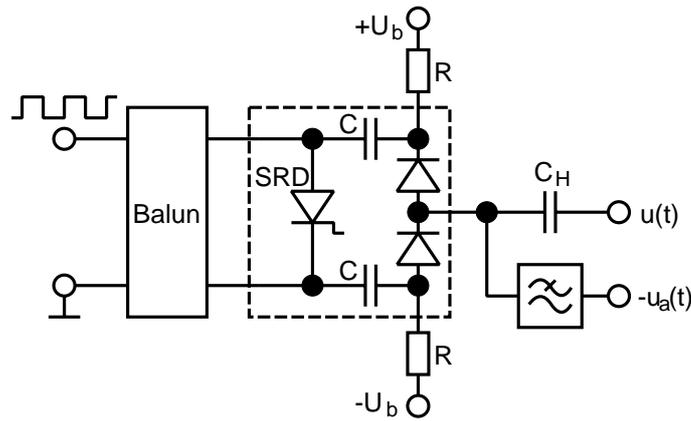
Der Impulsfahrplan rechts in Bild 3.17 zeigt den mit einem Schaltungssimulationsprogramm berechneten Abtastvorgang. Die leitende Phase der Dioden findet während der positiven Flanke des Abtastimpulses statt (siehe  $i_{D1}(t)$  und  $i_{D2}(t)$ ). Zum Zeitpunkt des Impulsscheitels hat  $u_a(t)$  bereits den Abtastwert erreicht.

Dieses Schaltungsprinzip wurde bereits in [31] vorgestellt. In [80] wurde damit ein 20 GHz-Abtastmodul, in [119] ein 275 GHz-Abtastsystem und in [92] ein 725 GHz-Abtastsystem aufgebaut. Ein etwas abgewandeltes Verfahren wird in [110] vorgestellt.

Ein Nachteil dieser Schaltung ist jedoch, dass sich die Haltekapazitäten auf die Gleichtaktspannung der beiden Abtastimpulse  $u_{s+}(t)$  und  $u_{s-}(t)$  beziehen und somit die Ausgangsspannung  $u_a(t)$  beeinflusst werden kann. Mit Hilfe einer geschlitzten Masseleitung, in welcher der Abtastimpuls erzeugt wird, kann dieser Nachteil behoben werden [31, 1, 100].

#### 3.3.4.4 Abtastung einer kapazitiven Quelle mit einem Zweidiodentor

Schwieriger wird es, wenn die Schaltung aus bestimmten Gründen anders realisiert werden muss und es für den Gleichtaktanteil der komplementären Abtastimpulse  $u_{s+}(t)$  und  $u_{s-}(t)$  keinen Massebezug gibt, wie es z. B. bei einem HF-Balance-Transformator der Fall sein kann. Bild 3.18 zeigt eine derartige Anordnung. Diese Schaltung wird u. a. als Phasendetektor für PLL-Oszillatoren im GHz-Bereich eingesetzt. Das niederfrequente Referenzsignal wird links in den HF-Balance-Transformator eingespeist. Die in Abschnitt 3.3.3.5 behandelte Speicherschaltodiode erzeugt daraus schnelle Transienten, welche als kurze Stromimpulse über die Kapazitäten  $C$  an die Dioden weitergegeben werden. Durch den in der Folge leitenden Zustand der Dioden kann der Knoten zwischen den Dioden für die Dauer des Abtastens als Widerstand mit dem Wert



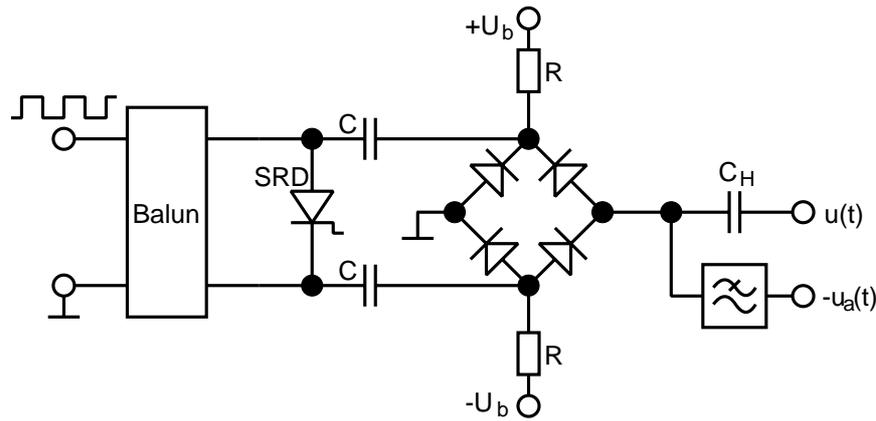
**Bild 3.18:** Abtaster als Phasendetektor.

$R/2$  gegen Masse aufgefasst werden. Bei genauem Betrachten fällt auf, dass es sich hier um die Schaltung nach Bild 3.5 handelt, bei der eine kapazitive Quelle beim kohärenten Unterabtasten in regelmäßigen Zeitabständen kurzfristig über einen Widerstand  $R/2$  gegen Masse geschaltet wird und sich dadurch nach einigen Abtastvorgängen ein Gleichanteil über der Kapazität  $C_H$  einstellt, welcher mit umgekehrten Vorzeichen dem Abtastwert entspricht.  $C_H$  fungiert somit gleichzeitig als Koppel- und als Haltekapazität. Ein Nachteil dieser Schaltung ist, dass keine Gleichanteile von  $u(t)$  gemessen werden können, was jedoch für den eigentlichen Zweck, der Phasendetektion, bedeutungslos ist.

Neben dem Einsatz in Phasendetektoren, eignet sich dieser Schaltungsaufbau besonders zur Messung der Fußpunktspannung einer Dipolantenne, da es sich hierbei um eine kapazitive Quelle handelt. Allerdings besitzt die Schaltung den Nachteil, dass hier nicht direkt sondern über den Widerstand  $R/2$  gegen Masse geschaltet wird, wodurch die Abtasteffizienz empfindlich beeinträchtigt wird.

### 3.3.4.5 Abtastung einer kapazitiven Quelle mit einem Vierdiodentor

Zur Verbesserung der Abtasteffizienz kann die Schaltung nach Bild 3.18 etwas modifiziert werden, indem die beiden Dioden durch eine Diodenbrücke ersetzt werden (siehe Bild 3.19). Bei dieser Schaltung ist einer der Brückenarme direkt gegen Masse geschaltet, so dass für den Ladevorgang größere Ladeströme erreicht werden, was die Abtasteffizienz deutlich erhöht. Im Folgenden soll die Diodenbrücke etwas genauer erläutert werden. Sie ist daher links in Bild 3.20 noch einmal gesondert dargestellt. Betrachtet werden die Strom- und Spannungsverhältnisse, die während des Abtastvorgangs herrschen. Hierbei wird am Anschluss der gemeinsamen Anoden der konstante Schaltstrom  $I$  eingespeist und am Anschluss der gemeinsamen Kathoden exakt der gleiche Strom wieder abgeführt. Die Brücke ist somit leitend, so dass der Strom  $I_q$  fließt, sobald  $U_{\text{Brücke}}$  von null abweicht. Unter Annahme der bekannten Diodenkennlinie



**Bild 3.19:** Abtaster mit Diodenbrücke für eine elektrische Dipolantenne.

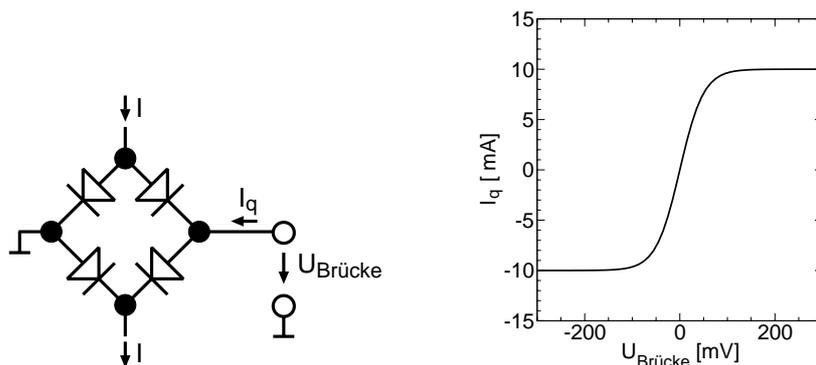
$I_D = I_S \cdot (\exp(\frac{U_D}{U_T}) - 1)$  kann der Zusammenhang zwischen  $I_q$  und  $U_{\text{Brücke}}$  angegeben werden:

$$I_q = (I + 2I_S) \frac{\sinh(U_{\text{Brücke}}/U_T)}{1 + \cosh(U_{\text{Brücke}}/U_T)}. \quad (3.16)$$

Dabei ist  $U_T$  die Temperaturspannung und  $I_S$  der Diodensättigungsstrom. Rechts in Bild 3.20 ist das Diagramm für  $I_S = 1 \mu\text{A}$  und  $U_T = 25 \text{ mV}$  dargestellt. Hier ist auch zu erkennen, dass der geschaltete Strom  $I_q$  nicht größer werden kann als der eingeprägte Schaltstrom  $I = 10 \text{ mA}$ . Des Weiteren ist bemerkenswert, dass sich für den gegebenen Strom  $I$  bereits ein verhältnismäßig kleiner differentieller Widerstand für  $U_{\text{Brücke}} \approx 0$  ergibt. Dieser kann unter Vernachlässigung des sehr kleinen Stroms  $I_S$  als

$$R_S = \frac{2U_T}{I} \quad (3.17)$$

angegeben werden. So ergibt sich z. B. für einen Schaltstrom von  $I = 25 \text{ mA}$  ein Widerstand von



**Bild 3.20:** Diodenbrücke mit Kennlinie für  $I_S = 1 \mu\text{A}$  und  $U_T = 25 \text{ mV}$ .

$R_S = 2 \Omega$ , was bereits im Bereich der Diodenbahnwiderstände liegt, welche in dieser Betrachtung jedoch nicht berücksichtigt wurden. Eine eingehendere Betrachtung der Arbeitsweise und des Verhaltens von Vierdiodentoren findet sich in [87].

### 3.3.4.6 Optische Schalter

Bis hierher wurden schnelle Schalter vorgestellt, welche sich ausschließlich mit Hilfe von elektronischen Halbleiterbauelementen realisieren lassen. Zum Aufbau eines kompletten Abtastsystems, bestehend aus optischem Empfänger, Abtastimpulserzeugung und Abtaster, ist ein bestimmter Aufwand erforderlich. So muss zum einen die Schaltung in der Sonde untergebracht werden und zum anderen muss diese mit Strom versorgt werden. Dieser Aufwand könnte teilweise umgangen werden, wenn die Abtastimpulse direkt auf optischen Wege der Sonde zugeführt werden und schließlich von einem optischen Schalter verarbeitet würden.

So wurde in der Literatur gezeigt, dass mit sehr kurz aufgetasteten optischen Schaltern Messungen an elektronischen Schaltungen vorgenommen werden können. In [45] wird hierzu ein Metall-Halbleiter-Metall-Detektor (MSM photo gate) hergestellt, welcher anschließend zur Messung elektrischer Transienten herangezogen wurde.

Ein etwas anderes Konzept wurde in [104] verfolgt. So lässt sich die Energie von Lichtimpulsen verhältnismäßig gut integrieren. Wurden diese Lichtimpulse mit einem elektrooptischen Modulator moduliert, so sagt das gewonnene Integral etwas über die modulierende elektrische Größe zum Zeitpunkt des Lichtimpulses aus.

Ebenfalls zur Anwendung kommt ein elektrooptischer Modulator in [44]. In dieser Arbeit wird ein Abtastsystem für die Messung an integrierten Schaltungen weiterentwickelt. Dabei wird der Pockels-Effekt ausgenutzt, bei dem sich das Licht in Abhängigkeit vom anliegenden elektrischen Feld unterschiedlich stark bricht. Dieses Verfahren ermöglicht eine sehr feine Ortsauflösung.

All diesen direkten optischen Abtastverfahren ist jedoch zu Eigen, dass die sehr kurzen Abtastimpulse, welche sich im Bereich von 100 fs bewegen, über die optische Strecke hin zum Sensor übertragen werden müssen. Dieses widerspricht jedoch der Grundidee des angedachten Verfahrens, bewusst preiswerte und damit langsame optische Verbindungen zu verwenden und trotzdem ein sehr schnelles Signal messen zu können.

## 3.3.5 Messwertübertragung

### 3.3.5.1 Vergleich der digitalen mit der analogen Messwertübertragung

Die Ausgangsspannung des Abtasters kann nicht mit Hilfe von elektrischen Leitern von der Sonde weg hin zur Datenerfassungseinheit abgeleitet werden, da der Leiter das elektrische Feld in der Messumgebung stören würde. Statt dessen bieten sich hier optische Strecken zur Ableitung an. Optische Ableitungsverfahren besitzen jedoch zwei grundlegende Einschränkungen:

- Die Übertragungsdämpfung hängt vom Biegeradius der optischen Faser und von deren Steckverbindungen ab und ist damit Schwankungen unterworfen.

- Die Übertragungsgröße ist grundsätzlich vorzeichenlos.

Diese Eigenschaften lassen eine direkte Übertragung des abgetasteten Signals  $u_{a,\mu}$  zunächst nicht zu, so dass ein geeignetes Verfahren herangezogen werden muss. Dieses kann zum einen analog und zum anderen digital sein.

Im digitalen Fall werden nur Nullen und Einsen übertragen, so dass die oben genannten Einschränkungen bedeutungslos werden. Die Signalaufbereitung ist jedoch wesentlich aufwändiger. Hierzu gibt es z. B. die folgenden Möglichkeiten:

- Analog-Digital-Umsetzung
- Spannungs-Frequenz-Umsetzung

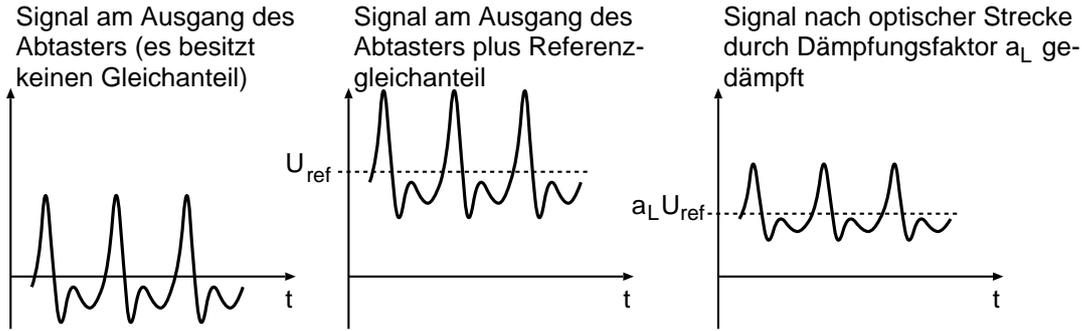
Dabei ist die Analog-Digital-Umsetzung mit Hilfe von integrierten Schaltungen auch mit sehr hohen Auflösungen prinzipiell möglich. Allerdings ist zum einen die Umsetzungsrate begrenzt, so dass die Messgeschwindigkeit des Sensors herab gesetzt wird, und zum anderen reduziert der zusätzliche Stromverbrauch des Umsetzers die Batterielebensdauer.

Die zweite Möglichkeit, die Spannungs-Frequenz-Umsetzung, steuert mit der Abtastspannung  $u_{a,\mu}$  einen Oszillator. Dieser Oszillator erzeugt Impulse, welche mit Hilfe der optischen Ableitung übertragen werden. Eine Realisierung wird in [16] vorgestellt. Dieses Verfahren eignet sich gut, um statische Messwerte zu übertragen. Jedoch sind für die Bestimmung von Betrag und Phase mehrere Messwerte notwendig, die in kurzer Folge übertragen werden müssen, weshalb dieses Verfahren hier zu langsam wäre.

Die analoge Übertragung ermöglicht hingegen hohe Geschwindigkeiten bei gleichzeitig geringem schaltungstechnischen Aufwand und damit niedrigem Stromverbrauch. Die beiden Nachteile „schwankende Kabeldämpfung“ und „vorzeichenlose Übertragung“ müssen jedoch überwunden werden.

### 3.3.5.2 Analoges Verfahren zur Messwertübertragung

Der Gleichanteil der zu messenden Spannung bzw. des zu messenden Feldes ist für die vorgesehenen EMV-Anwendungen des Sensorsystems nicht von Bedeutung und kann daher als Informationsträger herangezogen werden. Wird dieses genutzt, indem die zu übertragende Größe mit dem definierten Gleichanteil  $U_{\text{ref}}$  belegt wird, kann dieser nach der Übertragung ausgewertet werden, um die Kabeldämpfung kompensieren zu können. Bild 3.21 zeigt die Vorgehensweise. Im linken Diagramm ist das vom Abtaster gelieferte Signal dargestellt, welches keinen Gleichanteil besitzt. Das mittlere Diagramm zeigt das Signal, nachdem sensorintern der von einer Referenzspannungsquelle erzeugte Gleichanteil  $U_{\text{ref}}$  hinzugegeben wurde. Dieses Signal kann auf einfache Weise optisch übertragen werden. Dabei erfährt es die Dämpfung  $a_L$ . Das gedämpfte Signal ist



**Bild 3.21:** Signalkodierung für optische Ableitung.

im rechten Diagramm dargestellt. Der Gleichanteil dieses durch die optische Übertragung gedämpften Signals ist  $a_L \cdot U_{\text{ref}}$  und kann durch Tiefpassfilterung leicht bestimmt werden. Da der ursprüngliche Gleichanteil  $U_{\text{ref}}$  bekannt ist, kann der Dämpfungsfaktor  $a_L$  berechnet und zur Rekonstruktion der ursprünglichen Signalamplitude herangezogen werden.

Die einzigen Einschränkungen dieses Verfahrens sind, dass die Amplitude der zu übertragenden Abtastwerte den Referenzwert  $U_{\text{ref}}$  nicht überschreiten darf und dass sich die Übertragungstrecke annähernd linear verhalten muss.

### 3.3.6 Datenrückgewinnung und Bestimmung von Amplitude und Phasenwinkel

#### 3.3.6.1 Verfahren für Abtastzeitpunkt-Verzögerung $\Delta t_i$ als Vielfache eines Periodenviertels

Im Abschnitt 3.2.3 wurde bereits die grundlegende Vorgehensweise zur Bestimmung der Amplitude und des Phasenwinkels dargelegt. Dabei lautete das zu messende Signal

$$u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t + \varphi). \quad (3.18)$$

Damit ergeben sich die von  $\Delta t_i$  abhängigen Abtastwerte

$$u_{a,i} = \hat{U} \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t_i + \varphi). \quad (3.19)$$

Im Sensor wird zu der Abtastspannung  $u_{a,i}$  die Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  aufaddiert und dann mit Hilfe der optischen Übertragungstrecke der Datenerfassungseinheit zugeführt. Dort wird vom optischen Empfänger das Signal empfangen und als Wert  $m_i$  erkannt.  $m_i$  setzt sich somit aus der Dämpfung der optischen Strecke  $a_L$ , dem Abtastwert  $u_{a,i}$ , der Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  und einem Fehler  $\epsilon_i$  wie folgt zusammen:

$$m_i = a_L \cdot (u_{a,i} + U_{\text{ref}}) + \epsilon_i. \quad (3.20)$$

Für die Bestimmung des Signals sind lediglich drei Abtastwerte  $u_{a,i}$  notwendig. Werden jedoch vier Abtastwerte, und zwar jeweils bei  $\Delta t_i = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{i-1}{4}$  mit  $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ , genommen, lässt sich die Messwertübertragung und Auswertung auf sehr einfache Weise durchführen. Die dadurch entstandene Redundanz stellt keinen Nachteil dar, da diese wegen der Mittelwertbildung das Rauschen reduziert und damit die Dynamik des Messsystems erhöht.

Nach kurzer Rechnung kann gezeigt werden, dass die Messwerte nach folgendem Schema ausgewertet werden können: Zunächst wird der Mittelwert  $M$ , welcher dem Gleichanteil  $a_L \cdot U_{\text{ref}}$  entspricht, nach

$$M = \frac{1}{4} \cdot \sum_{i=1}^4 m_i \quad (3.21)$$

bestimmt. Jetzt lässt sich der Schätzwert  $\hat{U}'$  nach

$$\hat{U}' = \frac{U_{\text{ref}}}{M} \cdot \sqrt{\left(\frac{m_1 - m_3}{2}\right)^2 + \left(\frac{-m_2 + m_4}{2}\right)^2} \quad (3.22)$$

und der des Phasenwinkels  $\varphi'$  nach

$$\varphi' = \arctan \frac{-m_2 + m_4}{m_1 - m_3} \quad (3.23)$$

bestimmen.

Das oben beschriebene Verfahren ist somit eine einfache Möglichkeit zur analogen Messwertübertragung über eine optische Strecke. Durch die Bestimmung des Mittelwerts  $M$  kann die Übertragungsdämpfung berücksichtigt werden. Dieses Verfahren liefert jedoch nur dann genaue Ergebnisse, wenn die vorgegebenen Zeitverzögerungen  $\Delta t_i$  jeweils exakt um ein Periodenviertel auseinander liegen.

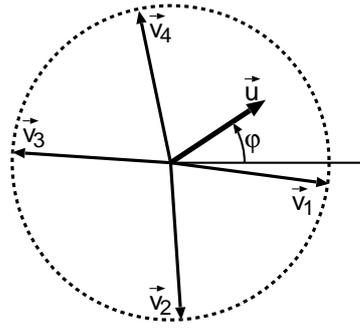
### 3.3.6.2 Verfahren für von Vielfachen eines Periodenviertels abweichenden Abtastzeitpunkt-Verzögerungen $\Delta t_i$

In der Praxis werden Signalverzögerungen üblicherweise mit Hilfe von zuschaltbaren Verzögerungsgliedern realisiert, weshalb sich sowohl Fehler aufgrund von Ungenauigkeiten der Einzelglieder als auch Diskretisierungsfehler der Gesamtverzögerungseinheit nicht vermeiden lassen.

Im Folgenden soll ein Verfahren entwickelt werden, welches auch mit von  $\frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{i-1}{4}$  abweichenden  $\Delta t_i$  genaue Ergebnisse liefert. Hierzu bietet sich zunächst eine grafische Darstellung der zu messenden Größe  $\vec{u}$  (Amplitude und Phasenwinkel) und der Abtastzeitpunkte  $\Delta t_i$ , wie in Bild 3.22 dargestellt, an. Diese Anordnung entspricht der üblichen Darstellung in der komplexen Ebene, jedoch wird im Folgenden nicht komplex gerechnet, sondern mit Hilfe der Vektorrechnung und von geometrischen Überlegungen.

Die Abtastvektoren sind dabei

$$\vec{v}_i = \begin{pmatrix} \cos(-\omega \cdot \Delta t_i) \\ \sin(-\omega \cdot \Delta t_i) \end{pmatrix} \quad (3.24)$$



**Bild 3.22:** Repräsentation der Abtastzeitpunkte  $\Delta t_i$  durch *Abtastvektoren*  $\vec{v}_i$ .

und die zu messende Spannung ist

$$\vec{u} = \hat{U} \begin{pmatrix} \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{pmatrix}. \quad (3.25)$$

Der Abtastwert  $u_{a,i}$  ist somit die Projektion von  $\vec{u}$  auf  $\vec{v}_i$ , also das Skalarprodukt  $u_{a,i} = \vec{u} \cdot \vec{v}_i$ . Das an der Datenerfassungseinheit ankommende optische Signal ist somit

$$m_i = \vec{x} \cdot \vec{v}_i + M + \epsilon_i, \quad (3.26)$$

wobei  $\vec{x} = a_L \cdot \vec{u}$  und  $M = a_L \cdot U_{\text{ref}}$  ist. In  $\epsilon_i$  sind sämtliche durch Störungen und Rauschen verursachten Messfehler enthalten.

Durch die Wahl unterschiedlicher  $\vec{v}_i$  erhält man mehrere Gleichungen, die schließlich zur Lösung der Unbekannten  $\vec{x}$  und  $M$  dienen. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Werte  $m_i$  nicht in mathematischer Reinheit vorliegen, sondern mit den Fehlern  $\epsilon_i$  behaftet und daher lediglich Schätzwerte sind. So kann bei ungünstiger Wahl der Abtastvektoren  $\vec{v}_i$  ein kleiner Messfehler zu einem stark verfälschten Ergebnis führen. In [114] werden verschiedene Verfahren zur Kreisregression und deren Empfindlichkeiten gegenüber von Messfehlern diskutiert. So kann der Einfluss der Fehler minimiert werden, wenn Messpunkte nicht zu nahe beieinander liegen. Außerdem ist es günstig, wenn die Vektoren der Paare  $(\vec{v}_1, \vec{v}_2)$ ,  $(\vec{v}_2, \vec{v}_3)$ ,  $(\vec{v}_3, \vec{v}_4)$ ,  $(\vec{v}_4, \vec{v}_1)$ , welche jeweils ein eigenes Koordinatensystem aufspannen, möglichst senkrecht zueinander stehen. Es kann durch jedes Vektor-Paar eine eigene Schätzung  $\vec{x}'_i$  des gesuchten Vektors  $\vec{x}$  jeweils durch

$$\vec{x}'_1 = (m_1 - M) \cdot \vec{E}_{12} + (m_2 - M) \cdot \vec{E}_{21} \quad (3.27)$$

$$\vec{x}'_2 = (m_2 - M) \cdot \vec{E}_{23} + (m_3 - M) \cdot \vec{E}_{32} \quad (3.28)$$

$$\vec{x}'_3 = (m_3 - M) \cdot \vec{E}_{34} + (m_4 - M) \cdot \vec{E}_{43} \quad (3.29)$$

$$\vec{x}'_4 = (m_4 - M) \cdot \vec{E}_{41} + (m_1 - M) \cdot \vec{E}_{14} \quad (3.30)$$

angesetzt werden. Dabei ist

$$\vec{E}_{ij} = \frac{1}{\vec{v}_i \times \vec{v}_j} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \vec{v}_j. \quad (3.31)$$

Durch Mittelwertbildung der vier Schätzwerte  $\vec{x}'_1$  bis  $\vec{x}'_4$  kann die etwas genauere Schätzung

$$\vec{x}' = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \vec{x}'_i \quad (3.32)$$

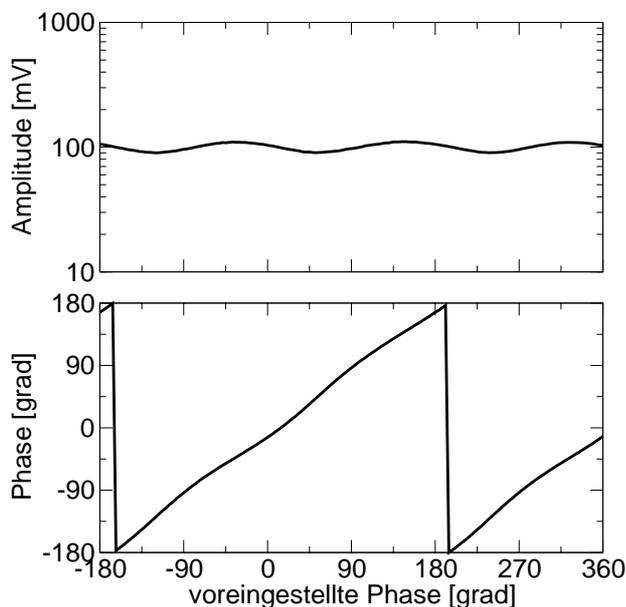
berechnet werden.

Allerdings ist zunächst der Wert  $M$  zu ermitteln. Da jedoch das Gleichungssystem überbestimmt ist, bieten sich mehrere Möglichkeiten zur Berechnung von  $M$  an. Im Rahmen dieser Arbeit wurde hierzu der Ansatz

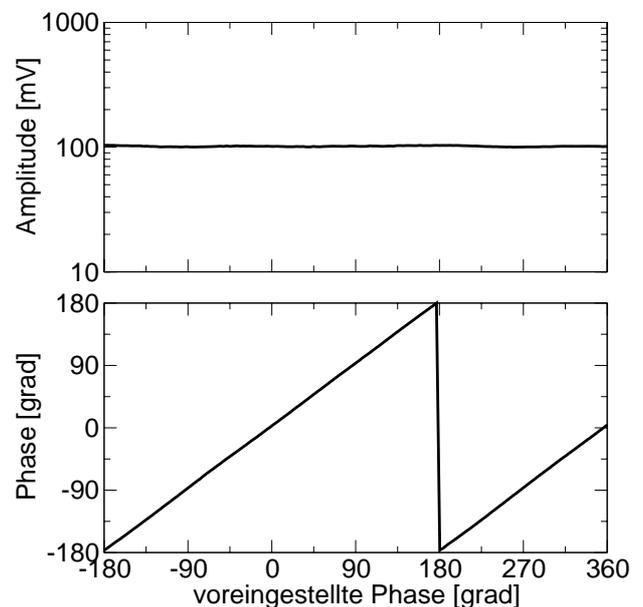
$$|\vec{x}'_1 - \vec{x}'|^2 + |\vec{x}'_2 - \vec{x}'|^2 + |\vec{x}'_3 - \vec{x}'|^2 + |\vec{x}'_4 - \vec{x}'|^2 = \min \quad (3.33)$$

gewählt. Zur Lösung werden die Gleichungen (3.27) bis (3.32) in (3.33) eingesetzt und anschließend zur Minimumsuche nach  $M$  differenziert. Auf die etwas aufwändigere Herleitung wird jedoch an dieser Stelle verzichtet. Die genauen Gleichungen zur Berechnung der Schätzwerte  $\hat{U}'$  und  $\varphi'$  finden sich im Anhang A.2.

Bild 3.23 zeigt den gemessenen Verlauf einer Amplitude und Phase nach Gleichungen (3.21) bis (3.23). Der wellige Verlauf zeigt den Einfluss der Ungenauigkeiten des Verzögerungsglieds. Sind hingegen die tatsächlichen  $\Delta t_i$  des Verzögerungsglieds bekannt, was sich durch Vermessung bewerkstelligen lässt, kann mit Hilfe des Ansatzes (3.33) die Genauigkeit des Messsystems erhöht werden. Bild 3.24 zeigt das Ergebnis.



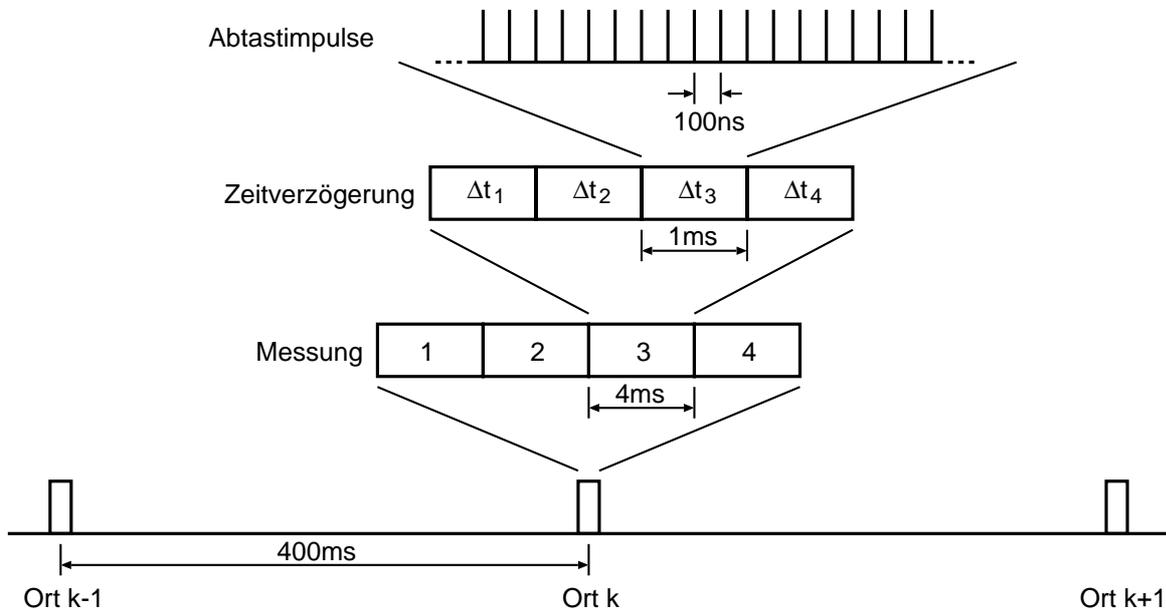
**Bild 3.23:** Verlauf der gemessenen Amplitude und Phase über der tatsächlichen Phase des Eingangssignals **ohne** Korrektur der Fehler des Verzögerungsglieds.  $f = 1$  GHz und  $\hat{U} = 100$  mV.



**Bild 3.24:** Verlauf der gemessenen Amplitude und Phase über der tatsächlichen Phase des Eingangssignals **mit** Korrektur der Fehler des Verzögerungsglieds.  $f = 1$  GHz und  $\hat{U} = 100$  mV.

### 3.3.7 Abtastalgorithmus

In Abschnitt 3.3.6 wurde gezeigt, wie anhand sukzessiver Abtastungen, jeweils mit einer anderen Verzögerung  $\Delta t_i$ , die Amplitude sowie der Phasenwinkel rekonstruiert wird. Bei einem Messdurchlauf, wie er z. B. für die Messung einer Feldverteilung durchgeführt wird, ist für jeden Ort mindestens ein Satz von Messwerten  $m_i$  mit  $i \in \{1, 2, 3, 4\}$  zu verwenden. Werden für einen Ort mehrere Sätze genommen, lässt sich durch Mittelwertbildung die Dynamik des Sensorsystems erhöhen. Allerdings erhöht sich mit der Anzahl der Messungen pro Ort der mittlere Stromverbrauch. Im Folgenden wird der Algorithmus angegeben, mit welchem der Sensor angesteuert wird, so dass sich eine gute Dynamik bei gleichzeitig niedrigem Stromverbrauch ergibt. Bild 3.25 zeigt den Fahrplan.



**Bild 3.25:** Ansteuerung und Triggerung des Sensors.

Der Schrittmotor läuft kontinuierlich den Messpfad ab. Dabei wird alle 400 ms eine Messung durchgeführt, wobei insgesamt vier Sätze, jeweils bestehend aus  $m_i$ ,  $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ , erfasst werden. Für die Messung  $m_i$  wird die Zeitverzögerung  $\Delta t_i$  eingestellt und dann kohärent abgetastet. Somit wird 1 ms lang der gleiche Momentanwert gemessen, so dass sich der Abtaster, die optische Übertragungstrecke und ein nachgeschalteter Filter, welcher der Mittelwertbildung dient, einschwingen können. Das Signal wird schließlich analog zu digital gewandelt und abgespeichert.

---

### 3.3.8 Apertur-Jitter und sein Einfluss auf die Bandbreite der Messeinrichtung

#### 3.3.9 Definition des Apertur-Jitters

Die tatsächlichen Abtastzeitpunkte werden nicht nur durch deterministische Begebenheiten wie z. B. Kabellaufzeiten beeinflusst, sondern auch durch zufällige Prozesse, welche unter den Begriff Apertur-Jitter fallen.

##### 3.3.9.1 Ursachen des Apertur-Jitters

In Abschnitt 3.3.6 wurden die Algorithmen zur Bestimmung von Betrag und Phase diskutiert. Für eine möglichst genaue Messung, insbesondere der Phase, ist die Berücksichtigung der tatsächlichen Abtastzeitpunkte entscheidend. Systematische Fehler der Zeitverzögerung  $\Delta t$  konnten ermittelt und in den Algorithmus eingebunden werden, so dass schließlich sehr genaue Messungen ermöglicht wurden.

Problematischer hingegen sind die zufälligen Fehler  $t_\epsilon$  (Apertur-Jitter). Beiträge zu diesem Jitter entstehen entlang der gesamten Signalkette, angefangen bei der Referenzsignalerzeugung, weiter über die Verzögerungseinheit und optische Strecke bis zum eigentlichen Abtaster.

Die Entstehungsursache des Jitters liegt zunächst im Rauschen von Widerständen, Halbleitern und schließlich dem Schrotrauschen des optischen Übertragungssystems. Dieses Rauschen überlagert sich dem eigentlichen Nutzsignal. Handelt es sich hierbei um ein Trigger-Signal, dessen rampenförmige Flanken von einem Komparator verarbeitet werden, so sind die Umschaltzeitpunkte des Komparatorausgangs nicht mehr exakt vorhersagbar. Durch eine höhere Flankensteilheit des Trigger-Signals kann der Jitter zwar prinzipiell verringert werden, jedoch werden hier von der prinzipiell bandbegrenzten optischen Strecke, welche die Trigger-Signale zum Sensor führt, Grenzen gesetzt. Die Auswahl eines geeigneten optischen Übertragungssystems orientiert sich somit am zulässigen Jitter, welcher Gegenstand dieses Unterkapitels ist.

##### 3.3.9.2 Wahrscheinlichkeitsdichte der Abtastwerte

Der Apertur-Jitter bestimmt zusammen mit der Abtastimpulsbreite die Bandbreite des Messsystems und stellt somit einen wichtigen Aspekt dar. Im Folgenden wird daher der Einfluss des Jitters auf das Messergebnis untersucht.

Nach [65] sind in linearen elektrischen Netzwerken die Werte einer rauschenden Spannung gaußverteilt. Ist die Rauschspannung im Vergleich zu einem Trigger-Signal klein, so kann die

Umwandlung des Trigger-Flankenrauschens in den Jitter der Trigger-Zeitpunkte als linear angenommen werden, so dass diese Zeitpunkte ebenfalls gaußverteilt sind. Die Verteilung hierzu lautet

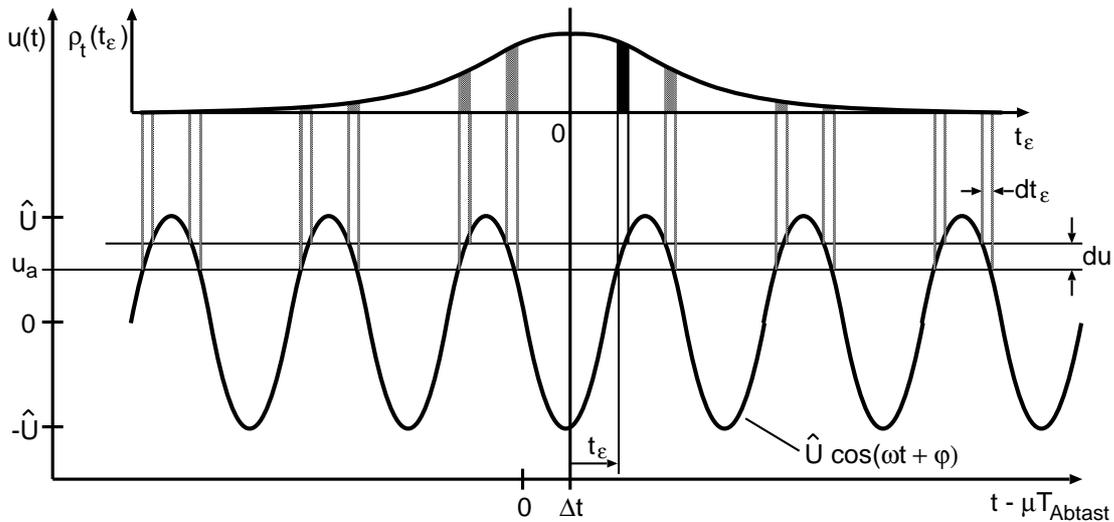
$$\rho_t(t_\epsilon) = \frac{1}{t_{\epsilon,\text{RMS}}\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{t_\epsilon^2}{2t_{\epsilon,\text{RMS}}^2}\right). \quad (3.34)$$

Dabei ist der RMS-Jitter  $t_{\epsilon,\text{RMS}}$  die Standardabweichung von  $t_\epsilon$  und bestimmt somit die „Breite“ der Gauß'schen Glockenkurve.

Zur Veranschaulichung ist in Bild 3.26 die abzutastende zeitharmonische Spannung

$$u(t) = \hat{U} \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.35)$$

dargestellt. Der gewünschte Abtastzeitpunkt liegt bei  $\Delta t$ . Laut dem Bild müsste für diesen Fall der Abtastwert bei  $u_a = u(\Delta t) \approx -\hat{U}$  liegen. Der eigentliche Abtastzeitpunkt  $\Delta t$  wird jedoch durch den Jitter  $t_\epsilon$  verfälscht.  $t_\epsilon$  ist dabei nach der ebenfalls im Bild dargestellten Gauß'schen Glockenkurve  $\rho_t(t_\epsilon)$  verteilt. Für das eingezeichnete  $t_\epsilon$  ergibt sich ein Abtastwert  $u_a = u(\Delta t + t_\epsilon)$ , der erheblich von dem gewünschten Abtastwert  $u_a = u(\Delta t)$  abweicht.



**Bild 3.26:** Einfluss des Jitters auf die Abtastzeitpunkte.

Für die Optimierung des Dynamikbereichs, aber auch zur Überwindung der nicht idealen Abtasteffizienz, können sehr viele Abtastwerte  $u_{a,\mu} = u(\Delta t + t_{\epsilon,\mu} + \mu \cdot T_{\text{Abtast}})$ <sup>3</sup> genommen werden, so dass zum einen die Haltekapazität des Abtasters, trotz  $\eta < 1$ , auf den nahezu vollen Wert geladen wird und zum anderen durch Mittelwertbildung das Rauschen reduziert wird. Allerdings wird die Bandbreite des Messsystems weiterhin durch den Jitter eingeschränkt, da z.B. der Spannungsscheitel  $-\hat{U}$ , wie im Bild dargestellt, nur selten „getroffen“ wird und sich durch die Mittelwertbildung nur betragsmäßig kleinere Werte als  $\hat{U}$  ergeben können, was sich umso stärker auswirkt, je kleiner die Periode von  $u(t)$  im Vergleich zum Jitter  $t_{\epsilon,\text{RMS}}$  ist.

<sup>3</sup>Dabei gilt  $\mu \in \{0, 1, 2, 3, \dots\}$  und  $T_{\text{Abtast}}$  ist ein Vielfaches der Periode des zu messenden Signals  $u(t)$ .

Hierzu soll im Folgenden der Mittelwert  $\bar{u}_a$  berechnet werden, so dass eine Aussage über die Frequenzabhängigkeit getroffen werden kann. Ein weiterer interessanter Aspekt ist, ob die ursprüngliche  $\cos(\omega \cdot \Delta t + \varphi)$ -Charakteristik verzerrt wird, da dieses einen störenden Einfluss auf den Algorithmus zur Betrags- und Phasenauswertung von  $u(t)$  hätte (siehe Abschnitt 3.3.6).

Bevor jedoch der Mittelwert  $\bar{u}_a$  berechnet wird, soll zunächst die Wahrscheinlichkeitsdichte  $\rho_u(u_a)$  bestimmt werden, da sie den Einfluss des Jitters auf das Abtasterausgangssignal gut veranschaulicht.

Zunächst ergibt sich  $\rho_u(u_a)$  aus den Einzelwahrscheinlichkeiten für die Fälle, dass  $u(t)$  im Intervall der hypothetischen Abtastwerte  $[u_a; u_a + du]$  liegt. Dabei muss die Periodizität von  $u(t)$  berücksichtigt werden, wie es in Bild 3.26 dargestellt ist. Hierzu ist das Intervall  $[u_a; u_a + du]$  auf die in Frage kommenden Einzelintervalle für  $t_\epsilon$  abzubilden. Daraus ergibt sich der Ansatz

$$\rho_u(u_a) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ \rho_t \left( t_\epsilon + k \cdot \frac{2\pi}{\omega} \right) \cdot \left| \frac{dt_\epsilon}{du_a} \right| + \rho_t \left( -t_\epsilon - 2 \cdot \Delta t - 2 \cdot \frac{\varphi}{\omega} + k \cdot \frac{2\pi}{\omega} \right) \cdot \left| \frac{dt_\epsilon}{du_a} \right| \right]. \quad (3.36)$$

Wird in diese Gleichung die Gleichung (3.34) eingesetzt, ergibt sich nach weiterer Umformung

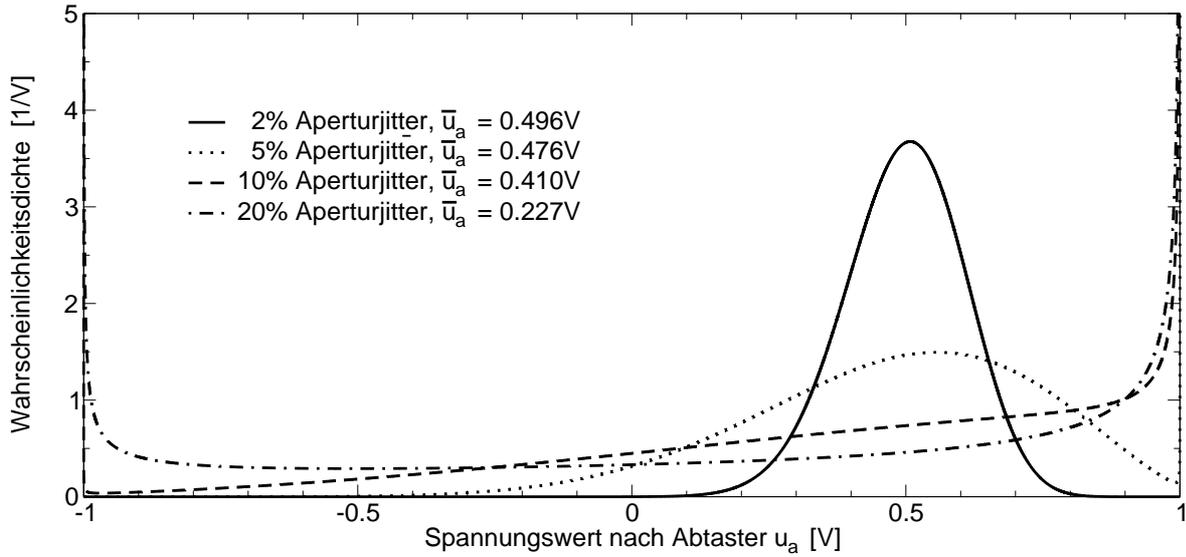
$$\rho_u(u_a) = \frac{1}{\omega \sqrt{\hat{U}^2 - u_a^2}} \cdot \frac{1}{t_{\epsilon, \text{RMS}} \sqrt{2\pi}} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ \exp \left[ -\frac{\left( \frac{1}{\omega} \arccos \frac{u_a}{\hat{U}} - \frac{\varphi}{\omega} - \Delta t + k \cdot \frac{2\pi}{\omega} \right)^2}{2t_{\epsilon, \text{RMS}}^2} \right] + \exp \left[ -\frac{\left( -\frac{1}{\omega} \arccos \frac{u_a}{\hat{U}} - \frac{\varphi}{\omega} - \Delta t + k \cdot \frac{2\pi}{\omega} \right)^2}{2t_{\epsilon, \text{RMS}}^2} \right] \right\}. \quad (3.37)$$

Mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsdichte  $\rho_u(u_a)$  ist es jetzt möglich, die Auftrittswahrscheinlichkeit eines bestimmten Abtastwerts  $u_a$  vorherzusagen. Bild 3.27 zeigt exemplarisch  $\rho_u(u_a)$  für verschiedene Werte des Apertur-Jitters. Die Prozentangabe bezieht sich dabei auf das Verhältnis von  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  zur Periode des harmonischen Signals  $u(t)$ , also  $2\pi/\omega$ . Für das Diagramm ist  $\varphi$  so eingestellt, dass sich  $u_a = 0.5 \text{ V}$  ergeben müsste. Erwartungsgemäß „verwischen“ die Auftrittswahrscheinlichkeiten mit steigendem Jitter.

### 3.3.9.3 Zusammenhang von Apertur-Jitter und Frequenzgang

Für die Berechnung des Erwartungswerts  $\bar{u}_a$  kann prinzipiell die Wahrscheinlichkeitsdichte  $\rho_u(u_a)$  benutzt werden. Diese aufwändige Rechnung kann jedoch umgangen werden, wenn statt dessen die Wahrscheinlichkeitsdichte  $\rho_t(t_\epsilon)$  nach Gleichung (3.34) verwendet wird. Das Integral hierzu lautet

$$\bar{u}_a = \int_{-\infty}^{\infty} u(t_\epsilon) \cdot \rho_t(t_\epsilon - \Delta t) dt_\epsilon. \quad (3.38)$$



**Bild 3.27:** Dichteverteilung der Abtastwerte für  $\varphi = \frac{2}{3}\pi$  und  $\Delta t = 0$  für verschiedene Aperturjitter.

Werden die Gleichungen (3.34) und (3.35) in (3.38) eingesetzt, so kann zur weiteren Lösung des Integrals die Beziehung

$$\int_0^{\infty} e^{-a^2 x^2} \cos bx dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2a} \cdot e^{-b^2/4a^2} \quad (3.39)$$

aus [11] angewendet werden. Der gesuchte Mittelwert ist schließlich

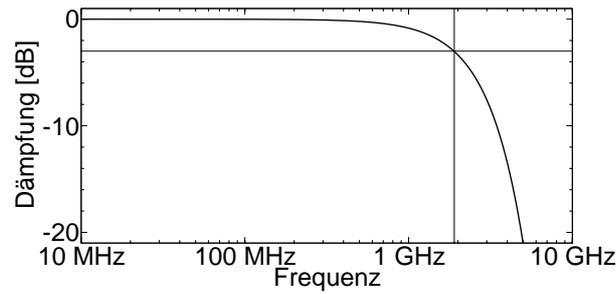
$$\boxed{\bar{u}_a = \hat{U} \cos(\omega \cdot \Delta t + \varphi) \cdot \exp\left(-\frac{(\omega \cdot t_{\epsilon, \text{RMS}})^2}{2}\right)} \quad (3.40)$$

Dieser Zusammenhang zeigt, dass die  $\cos(\omega \cdot \Delta t + \varphi)$ -Abhängigkeit erhalten bleibt. Diese wichtige Eigenschaft hat zur Folge, dass die Messfehler des Sensors, die durch den Jitter verursacht werden, sich nur auf seinen Frequenzgang, aber nicht auf seinen Phasengang, auswirken.

Während sich die Phasenabhängigkeit, wie dargestellt, gutmütig verhält, wirkt sich im Gegensatz hierzu der Jitter stark auf die gemessene Amplitude aus. Der durch den gaußverteilten Jitter verursachte Frequenzgang ist dem Prinzip nach wieder eine Gauß'sche Glockenkurve und hat somit einen quadratisch exponentiellen Abfall. Mit Hilfe von Gleichung (3.40) kann der Zusammenhang zwischen der 3 dB-Bandbreite  $f_{3\text{dB}}$  und dem Jitter  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  angegeben werden. Er lautet

$$f_{3\text{dB}} \cdot t_{\epsilon, \text{RMS}} = 0,133. \quad (3.41)$$

Wird für  $f_{3\text{dB}}$  die für das Messsystem geforderte Frequenz  $f_{\text{max}} = 1,9 \text{ GHz}$  eingesetzt, ergibt sich ein zulässiger Jitter von  $t_{\epsilon, \text{RMS}, \text{max}} = 70 \text{ ps}$ . Bild 3.28 zeigt den jitterverursachten Frequenzgang.



**Bild 3.28:** Theoretischer Frequenzgang,  $f_{3\text{dB}} = 1,9\text{ GHz}$ ,  $t_{\epsilon,\text{RMS}} = 70\text{ ps}$ .

### 3.3.9.4 Einbeziehung der Abtastimpulsbreite

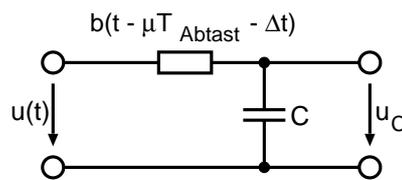
Der Frequenzgang des Messsystems wird zusätzlich durch die Abtastimpulsbreite beeinflusst, und zwar so, dass der zulässige Jitter dadurch kleiner wird. Die Impulsbreite kann berücksichtigt werden, wenn angenommen wird, dass die Impulse gaußförmig sind. Dies ist durchaus zulässig, wie sich später in Kapitel 4 noch zeigen wird. Im Folgenden wird für den Abtastimpulsstrom

$$i_S(t) = \hat{I}_S \cdot \exp\left(-\frac{4 \ln 2}{T_S^2} \cdot t^2\right) \quad (3.42)$$

angesetzt. Dabei ist  $\hat{I}_S$  der Maximalstrom und  $T_S$  die Abtastimpulsbreite, so dass  $i_S(\pm \frac{T_S}{2}) = \frac{\hat{I}_S}{2}$  gilt. Der gaußglockenförmige Strom  $i_S(t)$  treibt den Dioden-Schalter gemäß Bild 3.20, welcher daraufhin nach Gleichung (3.17) durch den zeitabhängigen Leitwert

$$b(t) = \frac{i_S(t)}{2U_T} \quad (3.43)$$

ersetzt werden kann. Das Abtast-Halteglied ist vereinfacht in Bild 3.29 dargestellt. Die Halteka-



**Bild 3.29:** Abtastung des periodischen Signals  $u(t)$  durch den zeitveränderlichen Leitwert  $b(t - \mu T_{\text{Abtast}} - \Delta t)$ .

azität  $C$  sei dabei so groß, dass sich die Spannung  $U_C$  während eines einzelnen Abtastvorgangs nur vernachlässigbar ändert, jedoch nach sehr vielen Abtastungen mit der Abtastwiederholzeit  $T_{\text{Abtast}}$ , welche ein Vielfaches der Periode von  $u(t)$  ist, gegen den mit  $b(t - \Delta t)$  gewichteten Mittelwert von  $u(t)$  strebt, so dass

$$\bar{u}_a = U_C = \frac{1}{\int_{-\infty}^{\infty} b(t) dt} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot b(t - \Delta t) dt \quad (3.44)$$

gilt. Diese Gleichung entspricht der Gleichung für den Jitter (3.38). Somit ist der Koeffizientenvergleich zwischen den Gleichungen (3.42) und (3.34) zulässig und es kann ermittelt werden, wie die Abtastimpulsbreite  $T_S$  skaliert werden muss, damit sie in gleicher Weise auf die Bandbreite Einfluss nimmt wie der Jitter. Damit erhält man

$$t_{\epsilon, \text{Abtast}} = \frac{T_S}{\sqrt{8 \ln 2}}. \quad (3.45)$$

$t_{\epsilon, \text{Abtast}}$  kann somit anstatt  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  in Gleichung (3.40) eingesetzt werden, um die Abhängigkeit des Abtastsignals  $\bar{u}_a$  von der Abtastimpulsbreite  $T_S$  zu ermitteln. Des Weiteren ergibt sich, in Gleichung (3.41) eingesetzt, der unmittelbare Zusammenhang zwischen Abtastimpulsbreite  $T_S$  und der 3 dB-Grenzfrequenz  $f_{3 \text{ dB}}$

$$f_{3 \text{ dB}} \cdot T_S = 0,133 \cdot \sqrt{8 \ln 2} = 0,313. \quad (3.46)$$

Dieses entspricht etwa dem Zusammenhang (3.10), welcher in [31] angegeben wurde.

Bis hierher wurde der Einfluss der Abtastimpulsbreite (3.46) und der des Jitters (3.41) jeweils getrennt angegeben. Diese können aber auf einfache Weise kombiniert werden, wenn auf eine Eigenschaft der Normalverteilung zurückgegriffen wird. Hiernach ergibt sich bei der Addition der beiden normalverteilten und unabhängigen Zufallsveränderlichen  $X_1$  und  $X_2$  die ebenfalls normalverteilte Zufallsveränderliche  $X_{1+2}$ . Die Standardabweichung von  $X_{1+2}$  errechnet sich zu  $\sigma_{1+2} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ . Somit lassen sich  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  und  $T_S$  kombinieren und es kann nach Gleichung (3.41) die Beziehung

$$\boxed{t_{\epsilon, \text{RMS}}^2 + \frac{T_S^2}{8 \ln 2} = \left( \frac{0,133}{f_{3 \text{ dB}}} \right)^2} \quad (3.47)$$

angegeben werden. Dieser wichtige Zusammenhang erlaubt es, den zulässigen Jitter  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  anhand der Abtastimpulsbreite  $T_S$  und der 3 dB-Grenzfrequenz  $f_{3 \text{ dB}}$  zu berechnen. So ergibt sich z. B. für  $f_{3 \text{ dB}} = 1,9 \text{ GHz}$  und  $T_S = 100 \text{ ps}$  ein Jitter von  $t_{\epsilon, \text{RMS}} = 56 \text{ ps}$ .

### 3.3.9.5 Möglichkeiten zur Messung des Jitters

Während die mathematische Bestimmung des zulässigen Jitters  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  und der zulässigen Abtastimpulsbreite  $T_S$  auf einfache Weise anzugeben sind, gestaltet sich die Messung dieser Größen umso aufwändiger. Im Folgenden werden daher einige Betrachtungen bzgl. der Charakterisierung von Jitter und der Spektraldichte des Phasenrauschens angestellt. Des Weiteren werden verschiedene Messmöglichkeiten aufgeführt.

Ursachen für das Rauschen sind zunächst die thermischen Elektronenbewegungen und das Schrotrauschen, welches in stromdurchflossenen Leitern auftritt und durch die endliche Ladung der Elementarladungsträger hervorgerufen wird [65, 86]. Diese Rauschvorgänge können zum einen mit Hilfe von statistischen Verteilungen behandelt werden, zum anderen aber auch

mit Hilfe der Beschreibung im Frequenzbereich, der Spektraldichte. Letzteres erlaubt die Berücksichtigung von Frequenzgängen von elektronischen Schaltungsgruppen. Des Weiteren lässt sich Rauschen im Frequenzbereich mit Hilfe eines Spektrumanalysators leicht messen.

Schwieriger hingegen ist die Messung des Phasenrauschens, was mit der Messung der Frequenzstabilität einhergeht. Hier können ebenfalls Spektraldichten definiert werden, zum einen die Spektraldichte der Frequenz  $S_\nu(f)$  und zum anderen die der Phase  $S_\varphi(f)$  [4]. Mit Hilfe dieser Spektren kann zwischen sich langsam und sich schnell ändernden Instabilitäten unterschieden werden.

Wird das Phasenrauschen als Jitter gemessen, so ist die Anzahl der Perioden  $N$ , über die gemessen wird, anzugeben. Der Jitter soll daher  $t_{\epsilon,\text{RMS},N}$  genannt werden. Für den Fall des weißen Phasenrauschens ist nach [17]  $t_{\epsilon,\text{RMS},N}$  zwar von  $N$  unabhängig, nicht aber für die restlichen Fälle, bei denen das Rauschen korreliert ist. Nach [90] ist eine Korrelation vorhanden, sobald das Spektrum  $S_\varphi(f)$  eine vom weißen Rauschen abweichende Form besitzt.

Die Messung des Phasenrauschens kann sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich durchgeführt werden. Zeitbereichsmessungen werden üblicherweise mit Hilfe von Speicheroszillographen vorgenommen. Dabei ist die Anzahl der Intervalle  $N$ , welche vermessen werden, stets anzugeben.

Die Messung im Frequenzbereich kann anhand der Spektraldichte  $S_\varphi$  vorgenommen werden. Hierbei ist zu beachten, dass es sich hier nicht um die Spektraldichte des eigentlichen Signals handelt, sondern um die der Winkelabweichung. Folglich kann diese Größe nicht direkt mit einem Spektrumanalysator gemessen werden, sondern muss zuvor mit Hilfe eines Phasendetektors messbar gemacht werden. Zusätzlich ist für diese Messung ein synchronisierter Referenzoszillator notwendig. Eine Beschreibung dieses Verfahrens ist in [4] zu finden.

Für die Messung des Apertur-Jitters an einem Abtaster bietet sich neben den oben genannten Verfahren ein weiteres an, indem der Abtaster selbst als Detektor Verwendung findet. Diese Möglichkeit erlaubt Messungen mit geringem messtechnischen Aufwand. Allerdings ist die Auswertung der Messdaten etwas aufwändiger, da zwischen Amplituden- und Phasenrauschen unterschieden werden muss.

So wird in [105] ein zeitharmonisches Testsignal abgetastet, digitalisiert und anschließend mit einem FFT-Algorithmus in den Frequenzbereich umgewandelt. Dabei treten sowohl das Amplitudenrauschen wie auch verschiedene Jitterbeiträge in Erscheinung, welche im Messergebnis zunächst nicht mehr voneinander trennbar sind. Aus diesem Grund werden mehrere Messungen jeweils bei verschiedenen Eingangssignalamplituden und verschiedenen Frequenzen durchgeführt. Durch die beschriebenen Algorithmen lassen sich schließlich mit Hilfe der unterschiedlichen Messdatensätze die Rauschbeiträge voneinander isolieren, womit schließlich der Apertur-Jitter bestimmt ist.

Für die Messung des Jitters geht hingegen [14] einen anderen Weg. Hier wird zwar auch das Ausgangssignal des Abtasters analysiert, jedoch muss hier kein zeitharmonisches Testsignal vorliegen, sondern es ist ein beliebiges periodisches Signal ausreichend. Von diesem Signal werden unabhängig voneinander mehrere gleichartige Kurvenzüge aufgezeichnet. Durch anschließende Kreuzkorrelation können die Zeitversätze zwischen den gemessenen Kurvenzügen ermittelt werden, so dass eine anschließende Korrektur vorgenommen werden kann. Von den korrigierten Kurvenzügen wird schließlich der Mittelwert gebildet, so dass ein Referenzkurvenzug mit sehr wenig Rauschen entsteht. Mit Hilfe dieser Referenz kann das Rauschen der gemessenen Einzelkurvenzüge ermittelt werden. Dieses Rauschen wird zum einen vom Amplitudenrauschen und zum anderen vom Jitter verursacht. Dabei macht sich der Jitter dort am stärksten bemerkbar, wo der Gradient des Testsignals am größten ist. Dieser Gradient wird mit Hilfe der in [14] beschriebenen Methoden ausgewertet, um den Jitter vom Amplitudenrauschen zu isolieren.

# Kapitel 4

## Aufbau des Messsystems nach Kapitel 3

### 4.1 Übersicht über die Schaltungsgruppen des Sensors

Im Folgenden werden die verschiedenen Schaltungsteile des Messsystems erläutert. Dabei richtet sich das Hauptaugenmerk auf den Sensor, so dass nur teilweise auf das Steuergerät eingegangen wird.

In Bild 4.1 ist das Blockschaltbild des Sensors dargestellt. Die einzelnen Blöcke können in drei Gruppen eingeteilt werden: *Abtaster*, *Stromversorgung* und *optischer Sender*.

Den kompliziertesten Funktionsblock stellt der Abtaster dar. Dieser muss in einer Weise ausgeführt werden, dass er im Ruhezustand nach Möglichkeit keinen Strom verbraucht. Aber auch während des Abtastvorgangs soll der impulsförmige Stromverbrauch möglichst kurz und gleichzeitig niedrig sein, um die Batterielebensdauer zu maximieren. Angesteuert wird der Sensor von einem optischen Trigger-Impuls, welcher eine Impulsbreite von ca. 10 ns hat. Die Empfängerdiode speist daraus einen Transimpedanzverstärker, welcher aus den Stromimpulsen der Photodiode Spannungsimpulse erzeugt und an die Schaltung zur Abtastimpulserzeugung weitergibt. Zusätzlich hat die Empfängerschaltung einen Detektor, welcher anzeigt, ob regelmäßige optische Impulse mit einer vorgegebenen Mindestrate empfangen werden, so dass der optische Sender zur Ableitung der Abtastwerte nur bedarfsweise eingeschaltet wird. Die Abtastimpulserzeugung generiert aus den Triggerimpulsen von 10 ns Impulsdauer sehr kurze Abtastimpulse von ca. 100 ps Dauer, welche wiederum den Schalter des Abtasters treiben. Der Abtaster tastet die Spannung an der Antenne bzw. des Tastkopfs ab.

Im zweiten Funktionsblock, dem optischen Sender, wird die Abtastspannung zunächst in einen Strom umgewandelt, welcher wiederum die Sende-LED ansteuert. Der Nennstrom der eingesetzten LED ist mit 10 mA recht hoch, was der Grund dafür ist, dass der optische Sender erst dann eingeschaltet wird, wenn regelmäßige Trigger-Impulse anliegen.

Die letzte Funktionsgruppe ist die Stromversorgung. Sie beinhaltet zunächst die Batterie, welche zwei unterschiedliche Spannungen liefert, 16,5 V und 7,5 V. Die 16,5 V werden als Vorspannung

für den optischen Triggerimpulsempfänger benötigt. Die andere Spannung (7,5 V) wird für den Rest des Sensors benötigt, nachdem sie von einem Spannungsregler auf 5 V herabgeregelt wurde.

Bei Unterspannung (Batterie entladen) wird ein Fehlersignal gesetzt und dem optischen Sender mitgeteilt. Dieser schaltet die Sende-LED ab, so dass von außen der Fehlerfall erkennbar wird. Fehlerhafte Messungen aufgrund einer entladenen Batterie sind somit ausgeschlossen.

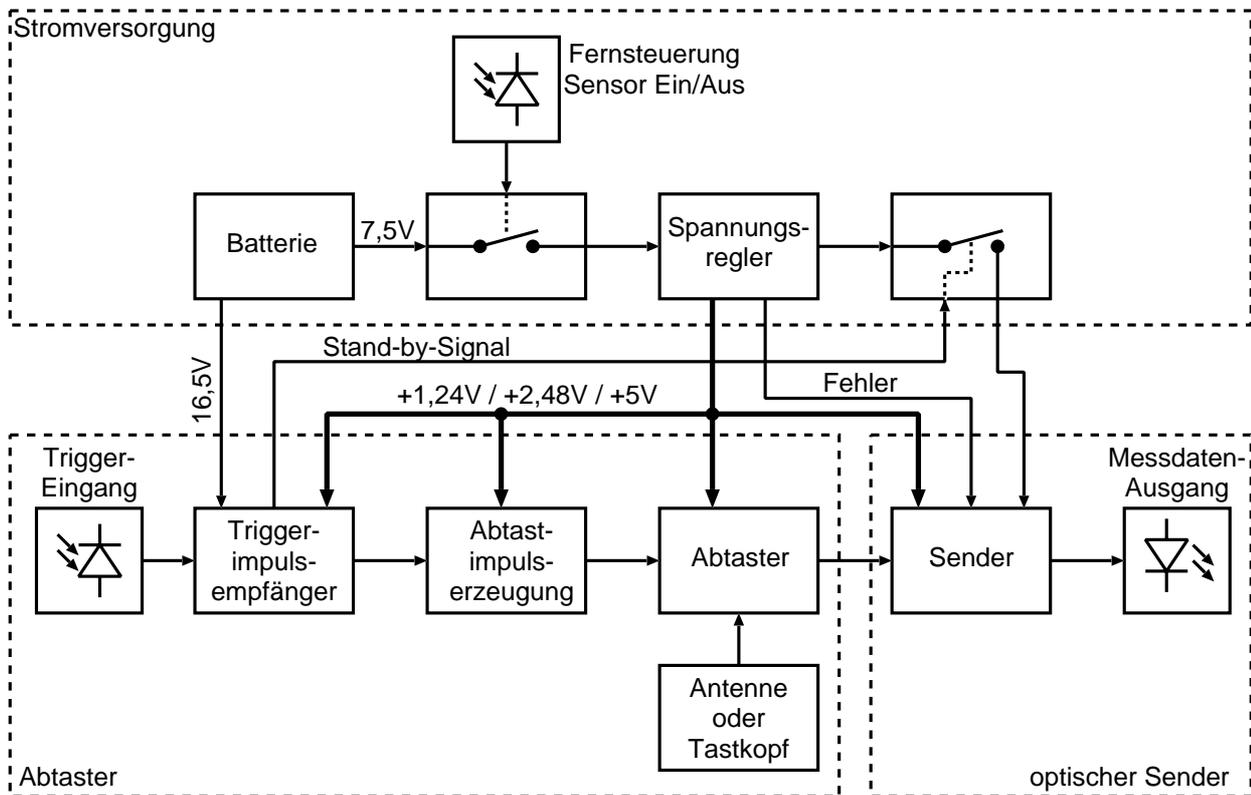


Bild 4.1: Blockschaltbild des Sensors.

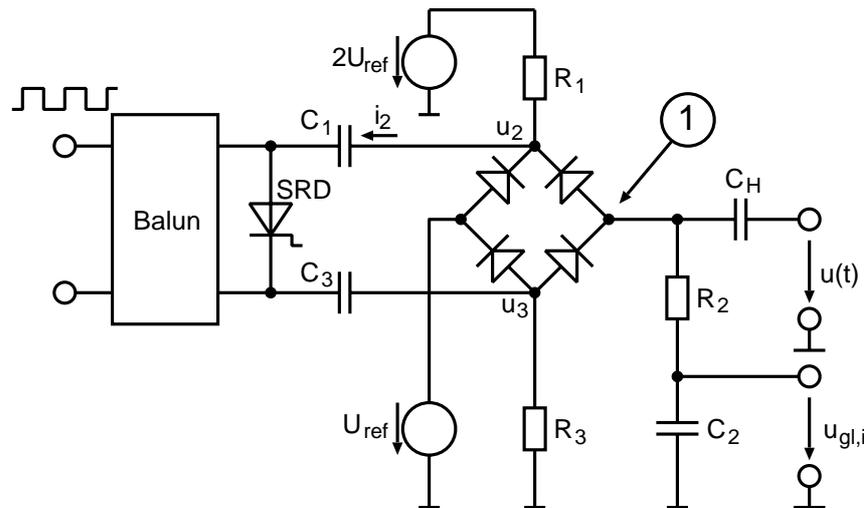
## 4.2 Abtaster

### 4.2.1 Wahl des Verfahrens und dessen Funktionsweise

In Abschnitt 3.3 wurden verschiedene Verfahren zur Abtastung diskutiert. Dabei wurde auf die unterschiedlichen Schalteranordnungen, auf Möglichkeiten der Abtastimpulserzeugung und schließlich auf schnelle elektronische Schalter eingegangen. Aufgrund der kompakten Bauweise und den stromsparenden Betriebsmöglichkeiten ist die Speicherschaltodiode in Verbindung mit einem Diodentor das Verfahren der Wahl.

Gemäß Abschnitt 3.3.5.2 ist der gleichanteilsfreien zu messenden Spannung  $u(t)$  entweder vor der Abtastung oder danach die Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  hinzuzufügen, damit später die Dämpfung der analogen optischen Ableitung herausgerechnet werden kann. Dieses lässt sich leicht

mit Hilfe der Schaltung nach Bild 3.19 realisieren, wenn diese etwas modifiziert wird. Bild 4.2 zeigt die modifizierte Schaltung.



**Bild 4.2:** Prinzipschaltung des Sensorabtasters.

Der Abtaster wird über den Balun angesteuert. Die HF-Spannung  $u(t)$  wird über die Kapazität  $C_H$ , welche gleichzeitig die Haltekapazität darstellt, eingekoppelt. Dabei kann  $C_H$  Bestandteil der Quellenimpedanz sein, wie es z. B. bei einer elektrisch kurzen Dipolantenne der Fall ist. Andernfalls ist  $C_H$  gesondert zu realisieren. Die Diodenbrücke stellt einen Schalter dar, welcher den mit ① gekennzeichneten Knoten gegen die Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  schaltet. Dadurch entsteht am Knoten ① ein Gleichanteil, welcher sich gemäß

$$u_{\text{gl},i} = U_{\text{ref}} - u(\omega \cdot \Delta t_i + \varphi) \quad (4.1)$$

aus der Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  und der negativen Abtastspannung  $-u_{a,i} = -u(\omega \cdot \Delta t_i + \varphi)$  zusammensetzt und mit Hilfe von  $R_2$  und  $C_2$  herausgefiltert wird.

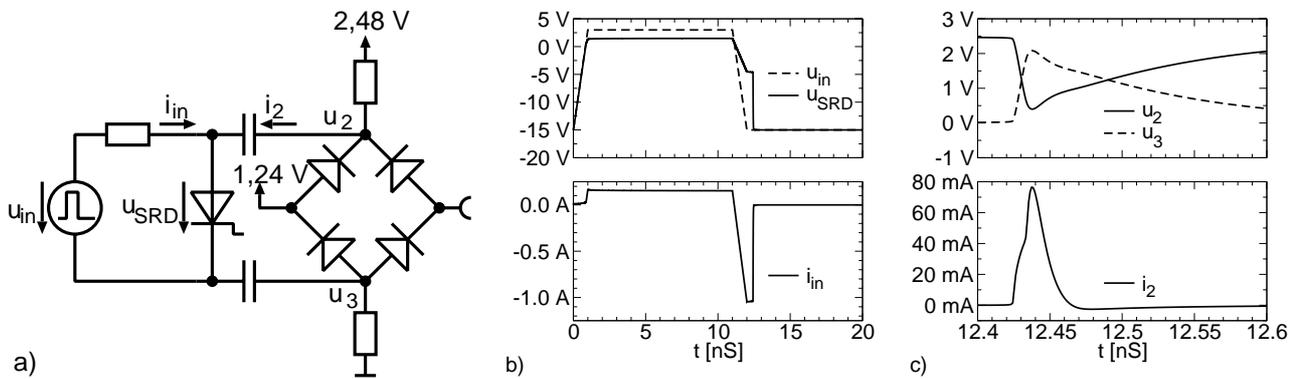
Eine Variante auf Basis eines Zweidiodentors ist in [95] beschrieben.

## 4.2.2 Grundsätzliche Topologie des Abtasters

### 4.2.2.1 Betrieb mit bipolarem Ansteuerimpuls

Bild 4.3-a zeigt eine einfache Ausführung eines Abtasters. Gespeist wird die Schaltung von der Impulsquelle  $u_{\text{in}}(t)$  gemäß Bild 4.3-b. Der positive Impuls erzeugt in der Speicherschaltodiode einen Vorwärtsstrom. Nachdem das Ende des Impulses erreicht ist, stellt sich durch die zunächst rückwärtsleitende Diode ein negativer Strom ein. Die Rückwärtsleitung der Diode reißt jedoch nach einer bestimmten Zeit sehr abrupt ab, so dass ein sehr steiler Spannungsanstieg über der Diode entsteht. Dieser Spannungssprung reicht schließlich aus, über die beiden verhältnismäßig

kleinen Koppelkapazitäten einen nennenswerten Strom durch das Diodentor zu schicken. Der Abtastimpulsstrom  $i_2$  und die Spannungen am Diodentor sind in Bild 4.3-c dargestellt. Die Amplitude von  $i_2$  erscheint mit 75 mA zwar etwas hoch, jedoch wird ein beträchtlicher Teil des Stromes zum Umladen der Sperrschichtkapazitäten der Dioden aufgewendet. Die eigentliche Diodenleitung beginnt erst ab dem Knick im Verlauf von  $i_2$  (siehe Bild 4.3-c bei  $t = 12,435$  ns).

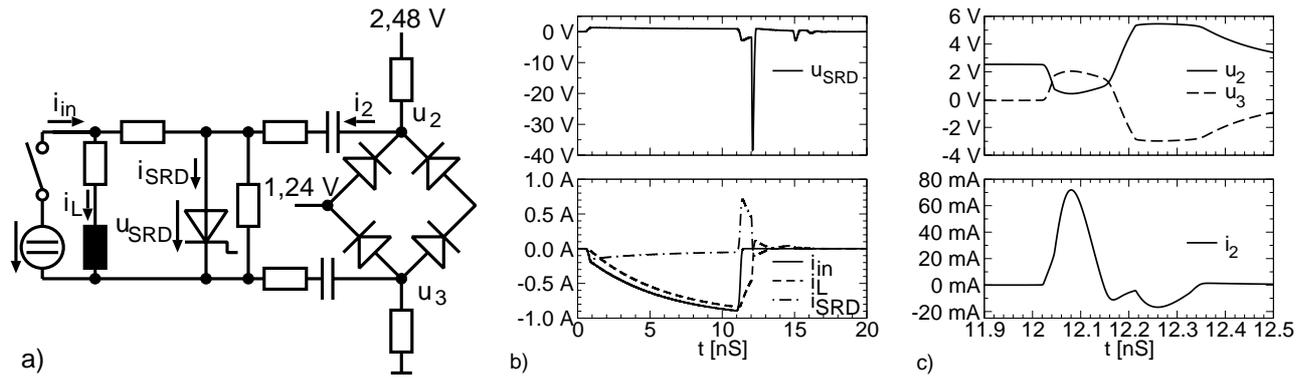


**Bild 4.3:** Einfacher Abtaster und Verlauf der Spannungen und Ströme bei einem Abtastvorgang.

Dieses Beispiel macht die Größenordnung der von der Impulsquelle  $u_{in}(t)$  zu liefernden Ströme und Spannungen deutlich. Es werden somit sowohl an die Sensorstromversorgung wie auch an die Schaltung zur Erzeugung von  $u_{in}(t)$  besondere Anforderungen gestellt.

#### 4.2.2.2 Umpolung der Speicherschaltodiode mit Hilfe einer Induktivität

Auf eine aufwändige Stromversorgung, welche sehr hohe Spannungen zur Ansteuerung der Speicherschaltodiode liefern muss, kann verzichtet werden, wenn eine Induktivität als Energiespeicher eingesetzt wird, welche zugleich die Funktion eines Spannungsvervielfachers übernimmt. Bild 4.4-a zeigt eine Schaltungsvariante dieses Prinzips. Gegenüber der Schaltung von Bild 4.3-a enthält diese Schaltung Widerstände zur Unterdrückung der Schwingneigung, die sich aus der Induktivität und den Kapazitäten ergibt. Zur Ansteuerung dient eine Gleichspannungsquelle, welche mit Hilfe eines Schalters für die Zeit von 10 ns zugeschaltet wird. Diese Art der Ansteuerung lässt sich leicht mit Hilfe eines Transistors in Emitter-Schaltung realisieren. Durch das Zuschalten der Quelle ergibt sich zum einen ein Strom durch die Speicherschaltodiode und zum anderen baut sich der Strom  $i_L$  in der Induktivität auf. In Bild 4.4-b sind die Stromverläufe dargestellt. Nach ca. 10 ns trennt der Schalter die Gleichspannungsquelle wieder ab, so dass deren Strom  $i_{in}$  abrupt null wird. Jedoch kann der Spulenstrom  $i_L$  als energietragende Größe nicht springen, so dass er sich einen anderen Weg „sucht“ und schließlich den Pfad durch die Speicherschaltodiode findet. Dabei polt sich die Spannung über der Diode um. Der von der Induktivität gelieferte Rückwärtsstrom fließt solange weiter, wie noch Ladungsträger



**Bild 4.4:** Abtaster mit Induktivität als Energiespeicher und Verlauf der Spannungen und Ströme bei einem Abtastvorgang

in der Sperrschicht vorhanden sind. Sobald die Ladungsträger ausgeräumt sind, kommt es zum Abriss von  $i_{SRD}$ . Außer den beiden Kapazitäten zum Diodentor gibt es für den Spulenstrom  $i_L$  keine Möglichkeit mehr zum Weiterfließen, wenn man den Parallelwiderstand zur Diode vernachlässigt. Die Spannung nimmt somit sehr hohe Werte an (Bild 4.4-b, oben), um den Strom  $i_L$  über die beiden Koppelkapazitäten durch das Diodentor zu treiben. Sowohl die Spannungen am Diodentor als auch der Strom durch das Tor sind in Bild 4.4-c dargestellt.

Das Schaltungsnetzwerk muss sorgfältig ausgelegt werden, damit es zum einen nicht zu Durchbrüchen in den Diodenstrecken kommt und zum anderen die überschüssige Energie der Induktivität in geeigneter Weise aufgezehrt wird. So zeigt die exemplarische Schaltung von Bild 4.4-a im Diagramm von Bild 4.4-c einen Effekt, der für eine einwandfreie Funktionsweise des Abtasters vermieden werden muss: Nachdem der Stromimpuls, der durch eine Gaußglocke angenähert werden kann, abgeklungen ist, wird er bei  $t = 12,14\text{ ns}$  negativ. Dieser Vorgang ist zunächst von geringerer Bedeutung, da der Strom lediglich zu Umladeeffekten der Sperrschichtkapazitäten führt. Eine Zeit später, bei  $t = 12,2\text{ ns}$ , kommt es jedoch zum Durchbruch der Diodenstrecken, da die Sperrspannung erreicht wurde, was auch am abgeflachten Verlauf von  $u_2$  und  $u_3$  zu erkennen ist. Dieses Beispiel macht deutlich, dass ein geeignetes passives Netzwerk notwendig ist, damit es während der Relaxation nicht zu unerwünschten Effekten kommt.

## 4.3 Gesamtschaltung des Sensors

### 4.3.1 Schaltplan

Bild 4.5 zeigt die für die Signalverarbeitung relevanten Schaltungsteile des Sensors. Die Batterien und Spannungsregler sind nicht eingezeichnet.

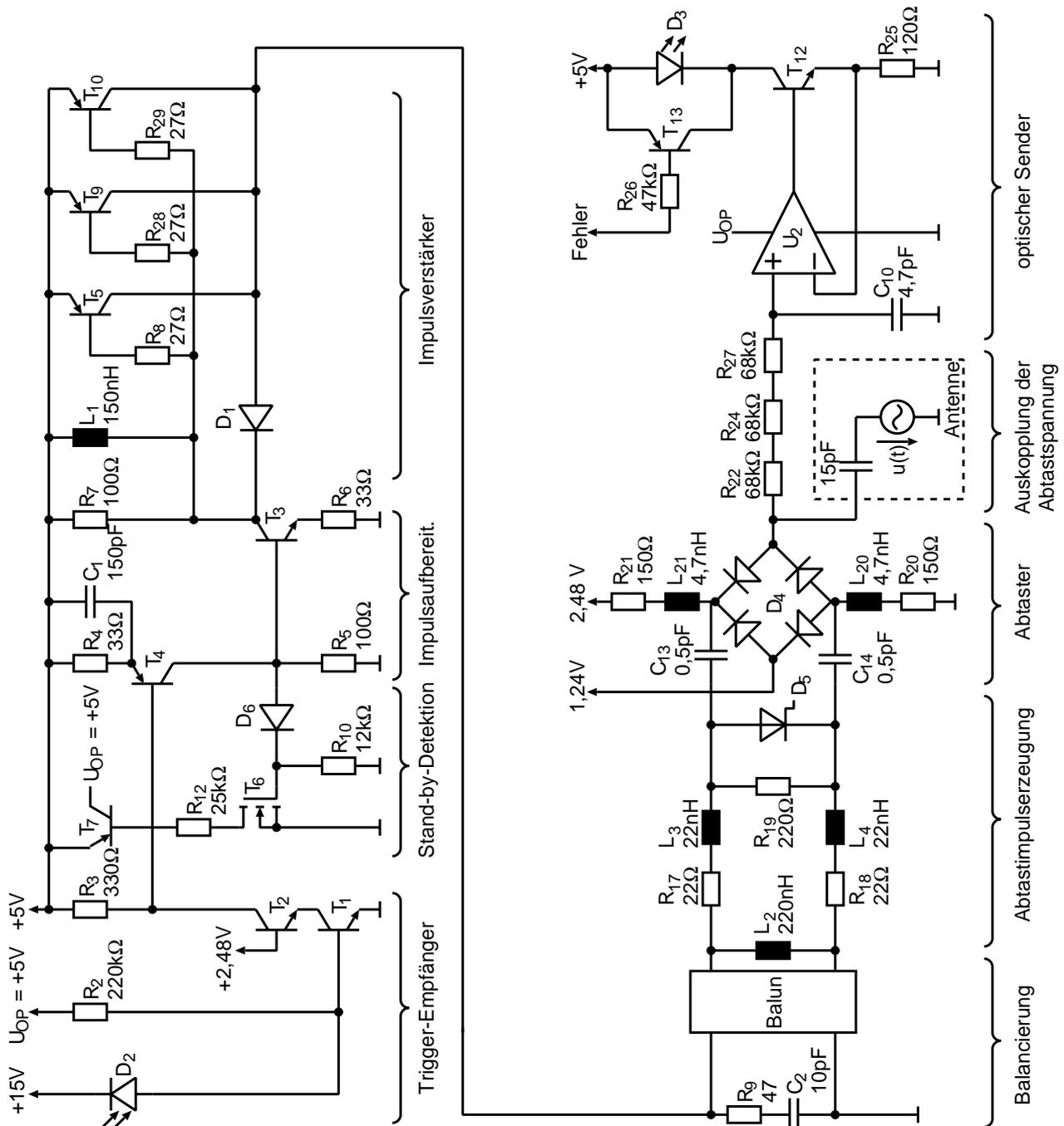


Bild 4.5: Schaltung des Sensors ohne Stromversorgung.

### 4.3.2 Trigger-Empfänger

Für das optische Triggersignal wird ein 62,5/125  $\mu\text{m}$ -Glasfaserkabel verwendet. Der Signalstrom der Photodiode liegt bei ca. 70  $\mu\text{A}$  (siehe [32] zur Berechnung von optischen Übertragungssystemen). Dem gegenüber steht eine verhältnismäßig große Sperrschichtkapazität von ca. 1 pF. Es sind daher Transimpedanzverstärker notwendig, welche der Photodiode einen niederohmigen Eingang anbieten, so dass diese Kapazität wirkungslos bleibt.

Realisiert wird dieses durch den Transistor  $T_1$ . Wenn der Sensor im aktiven Modus ist, ist  $U_{OP} = 5\text{ V}$ , so dass  $T_1$  durch  $R_2$  in seinen Arbeitspunkt gebracht wird und sich das Schaltverhalten dadurch verbessert. Der Transistor  $T_2$  dient zum Außerkräftsetzen der Miller-Kapazität von  $T_1$ .

Werden keine Trigger-Impulse mehr gesendet, geht der Sensor in den Stand-by-Modus, so dass  $U_{OP} = 0\text{ V}$  wird und  $T_1$  und  $T_2$  stromlos werden.

### 4.3.3 Stand-by-Detektion

Liegen regelmäßig Triggerimpulse an, so wird die Sperrschichtkapazität von  $T_6$  regelmäßig über die Diode  $D_6$  geladen, so dass sich eine Gate-Source-Spannung aufbaut. In der Folge steuert  $T_6$  den Transistor  $T_7$  durch, so dass die Spannung  $U_{OP}$  bereit steht.

### 4.3.4 Impulsaufbereitung

Die Triggerimpulse haben aufgrund der eingesetzten optischen Strecke lange Anstiegszeiten. Mit Hilfe von  $T_4$ ,  $R_4$  und  $C_1$  wird die Impulsform verbessert. Transistor  $T_3$  nimmt eine Verstärkung vor.

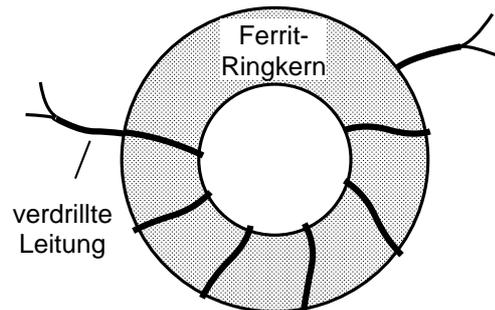
### 4.3.5 Impulsverstärker

Die Speicherschaltodiode benötigt sehr hohe Vorwärtsströme, um anschließend genügend lange rückwärtsleitend zu sein (vgl. Abschnitt 3.3.3.5). Gleichzeitig muss ein hinreichender Strom durch die Induktivität aufgebaut werden (vgl. Abschnitt 4.2.2.2), so dass zusammen mit dem Diodenstrom bis zu 300 mA von den Transistoren  $T_5$ ,  $T_9$  und  $T_{10}$  getrieben werden müssen. Die Diode  $D_1$  verhindert, dass die Transistoren in Sättigung geraten. Die Induktivität  $L_1$  sorgt zum einen für ein zügiges Einschalten und zum anderen für ein besonders rasches Abschalten der Transistorstufe.

### 4.3.6 Balancierung

Die Balancierung geschieht mit Hilfe eines Baluns. Dieser besteht aus einer verdrehten Leitung, welche um einen Ferrit-Kern gewickelt ist, wie in Bild 4.6 gezeigt wird.

Die verwendete verdrehte Leitung hat einen Wellenwiderstand von ca.  $50 \Omega$ . Der Balun ist daher eingangsseitig mit  $R_9$  und  $C_2$  abgeschlossen, um Mehrfachreflexionen, hervorgerufen durch die Schaltvorgänge der Speicherschaltodiode, zu vermeiden.



**Bild 4.6:** Mechanische Ausführung des Baluns.

### 4.3.7 Abtastimpulserzeugung

Die Abtastimpulserzeugung erfolgt nach dem Balun. Sobald die Transistorstufe  $T_5$ ,  $T_9$  und  $T_{10}$  abschaltet, polt die Induktivität  $L_2$  die Spannung über der Speicherschaltodiode  $D_5$  um. Über die Induktivitäten  $L_3$  und  $L_4$  fließt der Rückwärtsstrom der Diode. Nachdem dieser abgerissen ist, treiben  $L_3$  und  $L_4$  ihren Strom über die Kapazitäten  $C_{13}$  und  $C_{14}$  durch das Diodentor, so dass dieses leitend wird. Aufgrund der kleinen Kapazität von  $C_{13}$  und  $C_{14}$  ergibt sich ein sehr kurzer Abtastimpuls. Der Widerstand  $R_{19}$  dient zum Bedämpfen von Schwingungen.

### 4.3.8 Abtaster

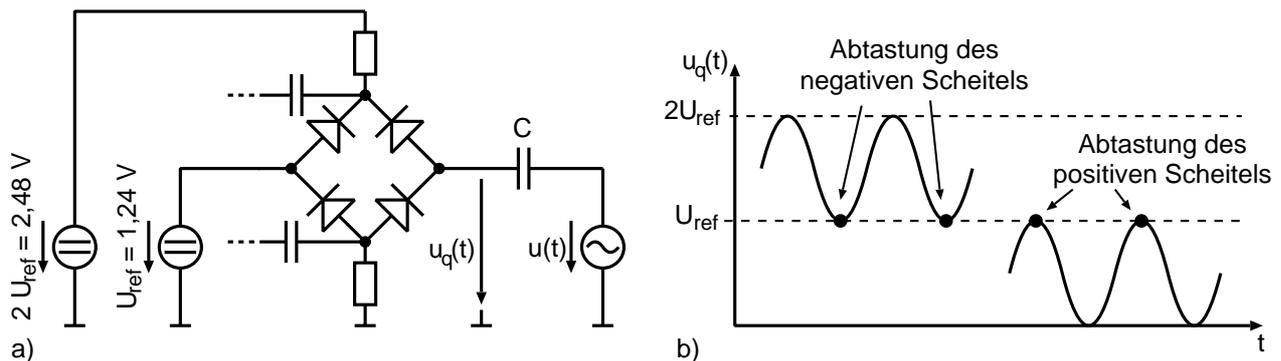
#### 4.3.8.1 Funktionsweise

Der Abtaster zieht kurzfristig die zu messende HF-Spannung gegen die Referenzspannung von  $U_{\text{ref}} = 1,24 \text{ V}$ . Dadurch baut sich ein Gleichanteil über der Kapazität der Quelle auf. Das Diodentor wird mit der doppelten Referenzspannung symmetrisch mit Hilfe von  $L_{20}$ ,  $L_{21}$ ,  $R_{20}$  und  $R_{21}$  vorgespannt. Die Induktivitäten sind nach [12] in Mikrostreifenleitertechnik dimensioniert.  $R_{20}$  und  $R_{21}$  dienen der Dämpfung von Schwingungen.

### 4.3.8.2 Übersteuerung des Abtasters

Die Wahl der Referenzspannung von  $U_{\text{ref}}$  orientiert sich an der Durchbruchspannung der verwendeten Dioden und begrenzt wiederum die maximale Amplitude der Eingangsspannung  $u(t)$ . Zur Vermeidung eines Durchbruchs muss  $U_{\text{BV}} > 2 \cdot U_{\text{ref}}$  gelten. Für die verwendeten Dioden ist  $U_{\text{BV}} = 3 \text{ V}$ , so dass der Wert  $U_{\text{ref}} = 1,24 \text{ V}$  gewählt wurde.

Bild 4.7 zeigt das Diodentor und die dabei auftretenden Spannungsverhältnisse bei Abtastung des positiven und negativen Spannungsscheitels von  $u(t)$  mit der Spitze-Spitze-Amplitude  $U_{\text{ref}}$ . Wird der negative Scheitel von  $u(t)$  abgetastet, so verschiebt sich der Gleichanteil von  $u_q(t)$  in



**Bild 4.7:** Spannungsverhältnisse bei Abtastung einer Eingangsspannung mit maximaler Amplitude.

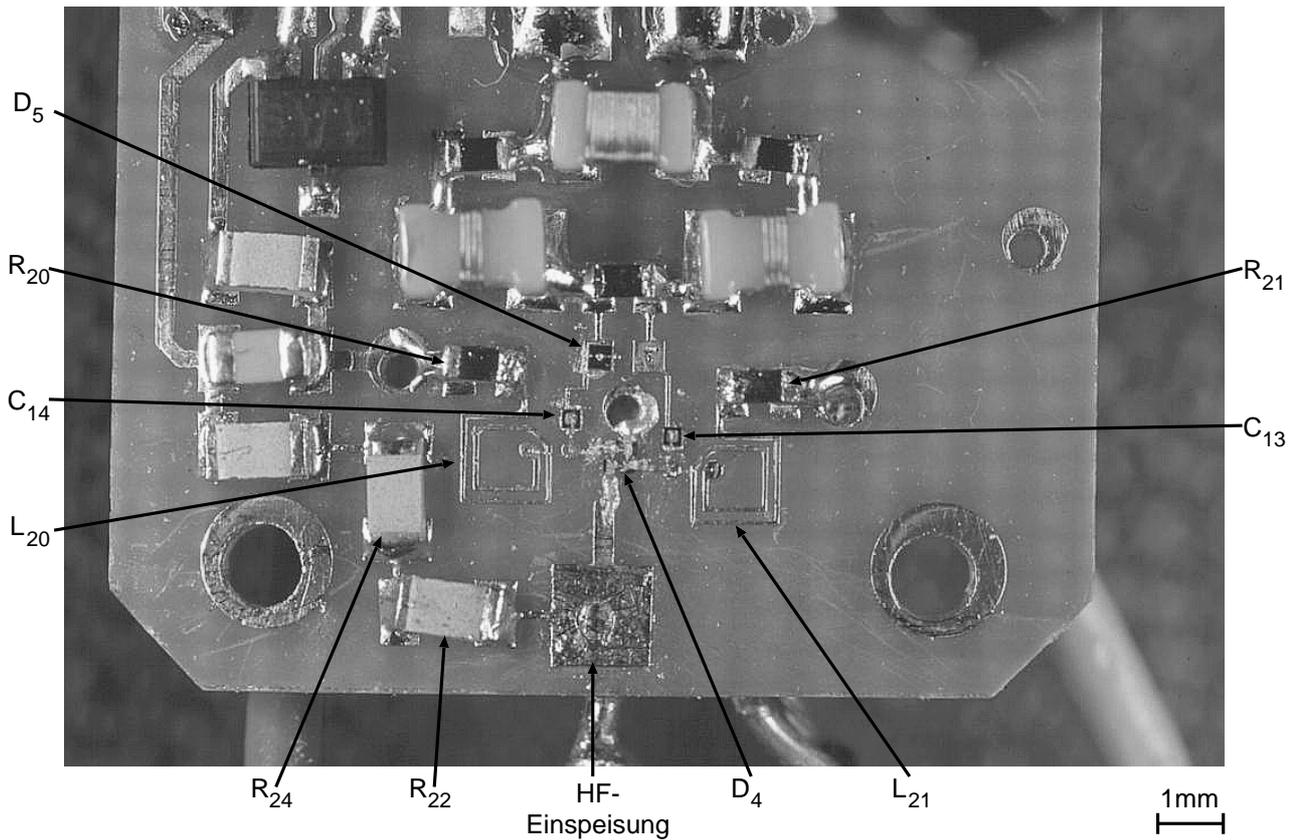
der Weise, dass  $u_q(t)$  zwischen  $U_{\text{ref}}$  und  $2 \cdot U_{\text{ref}}$  schwingt. Steigt die Spitze-Spitze-Amplitude über den Wert  $U_{\text{ref}}$  hinaus an, treten Gleichrichteffekte durch die Dioden auf, so dass der Gleichanteil von  $u_q(t)$ , welcher als Abtastwert ausgewertet wird, verfälscht wird. Ähnliches gilt für die Abtastung des positiven Spannungsscheitels. Eine Übersteuerung des Sensors sollte daher vermieden werden.

### 4.3.8.3 Realisierung

Die Realisierung des Abtasters ist in Bild 4.8 dargestellt. Durch entsprechende Leiterflächen in der Multilayer-Platine wurde dafür gesorgt, dass die an das Diodentor herangeführte Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  während des Abtastens stabil bleibt. Induktivitäten wurden vermieden und Kapazitäten wurden zur Stabilisierung in den Multilayer-Schichten realisiert. Die Diodenbrücke, die Speicherschaltodiode und die Koppelkondensatoren  $C_{13}$  und  $C_{14}$  sind direkt als Chip auf die Platine aufgebracht und wurden anschließend gebondet.

### 4.3.9 Anschluss der Antenne bzw. des Tastkopfs

Im Fall des elektrischen Feldsensors, ist die Antenne am Diodentor angeschlossen. Die Antenne, welche zugleich als Haltekapazität dient, muss eine Kapazität von ca.  $15 \text{ pF}$  aufweisen.



**Bild 4.8:** Fotografie des Abtasters.

Wird das Sensorsystem als Vektorvoltmeter benutzt, z. B. als Mess-Herzschrittmacher, so ist die kapazitive Quelle gemäß Abschnitt 4.5.1 zu realisieren.

#### 4.3.10 Auskopplung der Abtastspannung

Die Auskopplung geschieht über die Widerstände  $R_{22}$ ,  $R_{24}$  und  $R_{27}$ . Die Anzahl der Widerstände wird benötigt, um eine verlustbehaftete Leitung zu realisieren, auf der keine Resonanzen entstehen können, die den Frequenzgang des Messsystems beeinträchtigen.  $C_{10}$  dient der Glättung.

Der Gesamtwert der Widerstände wurde dabei so gewählt, dass er um den Faktor 100 größer ist als der Blindwiderstand der Quelle bei der unteren Grenzfrequenz des Sensors von 5 MHz. Der Kondensator  $C_{10}$  wurde auf den etwas kleineren Wert von 4,7 pF dimensioniert, so dass die Ausleserate des Sensors von 100 kHz nicht beeinträchtigt wird.

#### 4.3.11 Optischer Sender

Der Operationsverstärker  $U_2$  und der Transistor  $T_{12}$  sind als Stromquelle konfiguriert. Proportional zum Gleichspannungsanteil der HF-Quelle wird ein Strom durch die LED  $D_3$  geschickt.

Bei entladener Batterie wird Transistor  $T_{13}$  durchgeschaltet, so dass  $D_3$  kurzgeschlossen wird. Durch diese Vorgehensweise wird verhindert, dass der Batteriestrom nach Abschalten der LED verringert wird, sich die Batteriespannung dadurch wieder erholt, dann der Fehlerfall wieder aufgehoben wird und es dadurch zu Oszillationen kommt.

### 4.3.12 Realisierung

Die Gesamtschaltung befindet sich auf der beidseitig bestückten Multilayer-Platine, die in Bild 4.9 dargestellt ist. Auf der Unterseite befindet sich die Stromversorgung, bestehend aus Pufferkondensatoren, Widerstandsnetzwerken und Spannungsreglern. Auf der Oberseite befindet sich der Abtaster und die Schaltung zur Ansteuerung desselben.

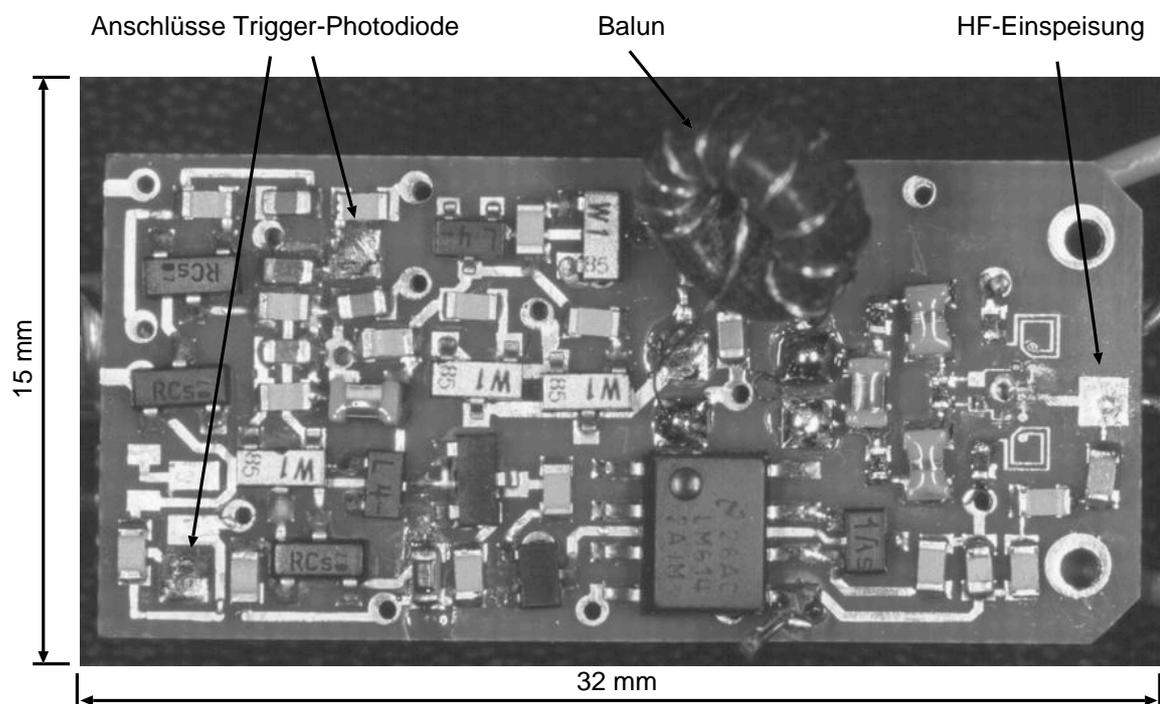


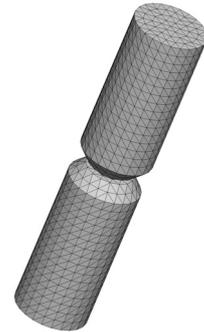
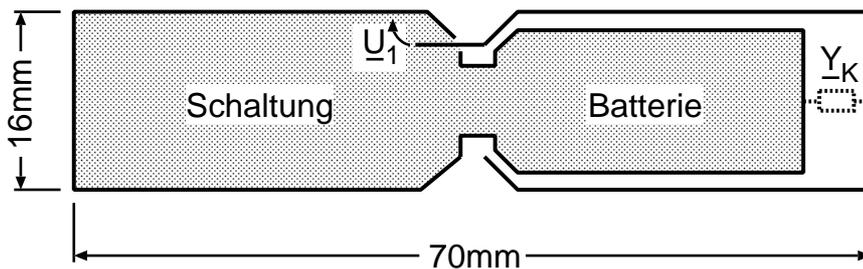
Bild 4.9: Oberseite der Sensor-Platine.

## 4.4 Elektrische Feldsonde

### 4.4.1 Antenne

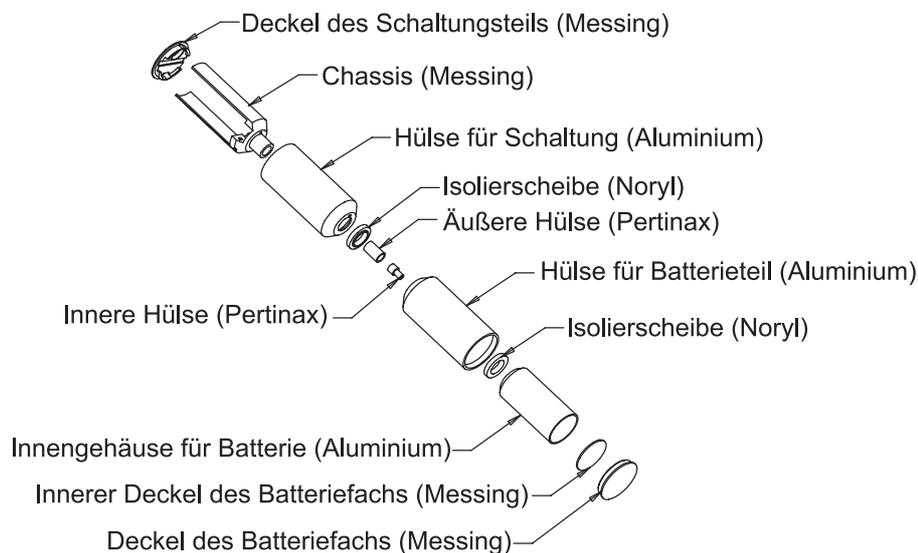
Kleine Gesamtmaße der Antenne führen zu einer höheren Resonanzfrequenz, wodurch sich der nutzbare Frequenzbereich erhöht. Die im Abschnitt 4.3.12 dargestellte Baugruppe wurde daher so ausgeführt, dass sie in einem einzelnen Arm (Pol) der Dipolantenne Platz findet. Neben der Schaltung sind jedoch noch die Batterien (sieben Knopfzellen) unterzubringen. Zur

vollen Raumausnutzung der Antenne werden daher die Batterien im anderen Arm untergebracht. Allerdings ergibt sich dabei die Notwendigkeit einer durchgehenden Kammer, in der die Schaltung und die Batterie auf dem selben Potential liegen (siehe Bild 4.10). Diese Kammer, die im Bild schraffiert dargestellt ist und zugleich den linken Antennenpol darstellt, hat aus Sicht der Schaltung Massepotential. Über die rechte Seite der Kammer ist der andere Pol der Antenne gestülpt. Zwischen den beiden Antennenpolen liegt die Fußpunktspannung  $\underline{U}_1$  an, die in der Mitte der Anordnung der Schaltung zugeführt wird. Bild 4.11 zeigt die Außenansicht des Berechnungsmodells und Bild 4.12 die Explosionszeichnung des Antennengehäuses.



**Bild 4.10:** Gehäuse der Antenne mit Kompensationsadmittanz  $\underline{Y}_K$  zur Frequenzgangkorrektur.

**Bild 4.11:** Außenansicht des Berechnungsmodells.



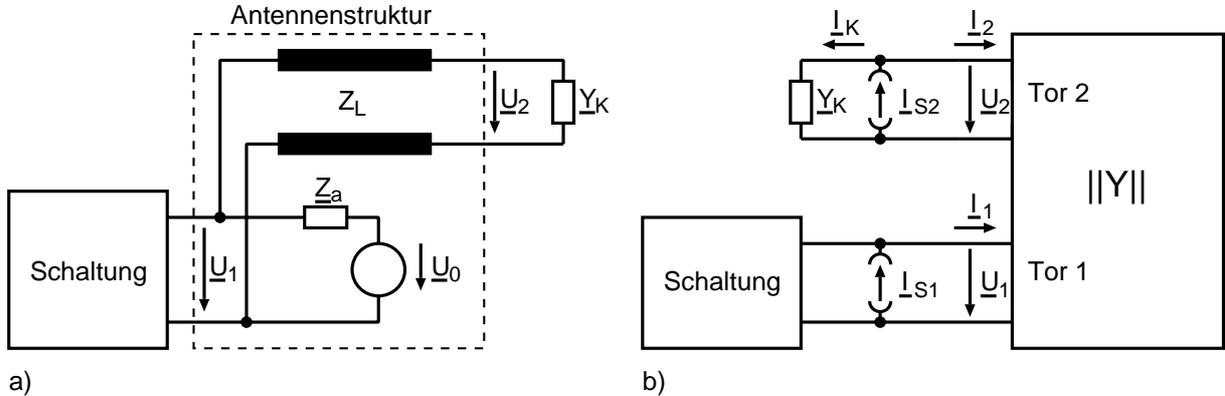
**Bild 4.12:** Explosionszeichnung der elektrischen Feldsonde.

Die besondere Platzierung des Batteriefachs führt zu einer sehr hohen Totkapazität (ca. 13,5 pF) der Antenne [66]. Obwohl sich die Fußpunktspannung dadurch verringert, ist diese Kapazität als Haltekapazität des Abtasters sogar gewünscht.

#### 4.4.2 Frequenzgangkorrektur durch Kompensationsadmittanz

Das Batteriefach im Gegenpol hat jedoch auch einen Nachteil. Es bildet zusammen mit der Außenhülle der Antenne eine am Ende offene Koaxialleitung, die in  $\lambda/4$ -Resonanz die Fußpunktspannung  $\underline{U}_1$  gänzlich kurzschließt. Jedoch kann durch eine geeignete Kompensationsadmittanz  $\underline{Y}_K$  dieses behoben werden. Bild 4.13-a zeigt das Ersatzschaltbild der Antenne, welches die durch die äußeren Abmessungen bestimmte Impedanz  $\underline{Z}_a$  und Leerlaufspannung  $\underline{U}_0$  enthält. Die Leitung mit der Impedanz  $\underline{Z}_L$  repräsentiert die koaxiale Leitung, realisiert durch das Batteriefach. Außen angeschlossen ist die Kompensationsadmittanz  $\underline{Y}_K$  und die Schaltung, welche aufgrund des besonderen Abtastprinzips als offen angesehen werden darf.

Für die Bestimmung der Kompensationsadmittanz  $\underline{Y}_K$  kann die Antenne als Zweitor  $\|Y\|$  mit den nach außen gezogenen Quellen  $\underline{I}_{S1}$  und  $\underline{I}_{S2}$  aufgefasst werden (siehe Bild 4.13-b). Die Admittanzmatrix  $\|Y\|$  lässt sich z. B. mit Hilfe des Feldberechnungsprogramms FEKO [19] bestimmen. Dabei wird in zwei getrennten Rechnungen einmal an Tor 1 die Spannung 1 V eingepreßt und Tor 2 kurzgeschlossen und in der zweiten Rechnung wird Tor 1 kurzgeschlossen und an Tor 2 die Spannung 1 V eingepreßt. Die resultierenden Ströme ergeben die Elemente der Admittanzmatrix. In einer dritten FEKO-Berechnung wird die Antennenstruktur mit einer einfallenden ebenen Welle bestrahlt und die sich ergebenden Quellenströme  $\underline{I}_{S1}$  und  $\underline{I}_{S2}$  bestimmt.



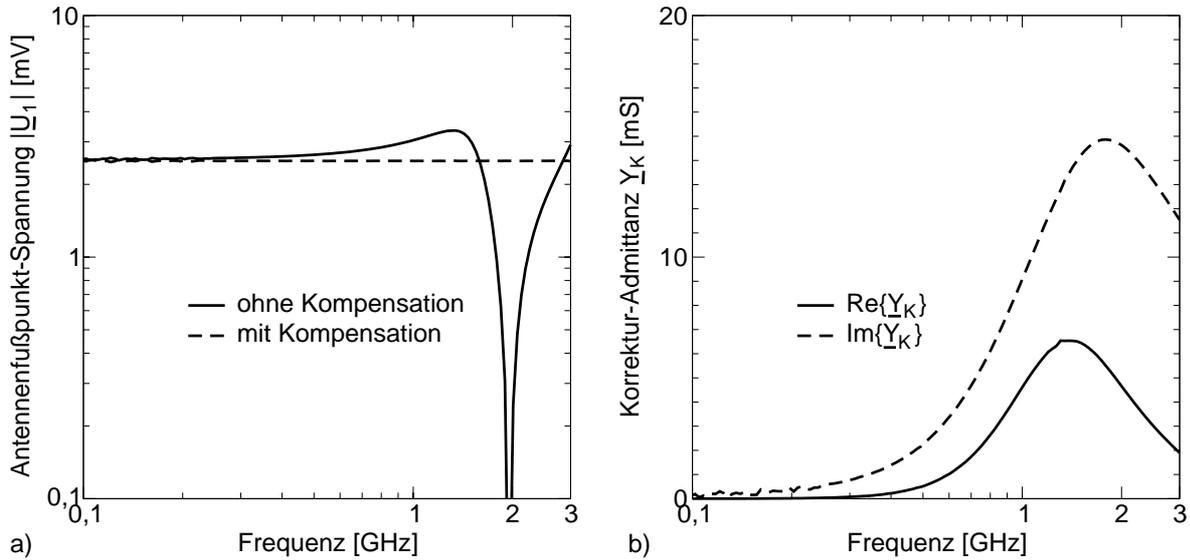
**Bild 4.13:** a) Einfaches Ersatzschaltbild der Antennenstruktur. b) Antenne als Zweitorquelle.

Das Gleichungssystem, das die Strom- und Spannungsverhältnisse beschreibt, lautet

$$\|Y\| \cdot \vec{U} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{I}_{S1} \\ \underline{I}_{S2} - \underline{U}_1 \cdot \underline{Y}_K \end{pmatrix}. \quad (4.2)$$

Wird  $\underline{U}_2$  eliminiert, nach  $\underline{Y}_K$  aufgelöst und  $\underline{U}_1(f) = \underline{U}_1(f_{\min})$  eingesetzt, ergibt sich die Kompensationsadmittanz  $\underline{Y}_K(f)$ . Bild 4.14-a zeigt den mit dem Programm FEKO [19] berechneten Frequenzgang ohne Kompensation, bei dem bei ca. 2 GHz eine Nullstelle vorliegt, und es zeigt den Frequenzgang, wenn das Batteriefach mit der nach Gleichung (4.2) bestimmten Admittanz

$\underline{Y}_K(f)$  abgeschlossen wird (siehe Bild 4.14-b). Wie den Bildern zu entnehmen ist, kann der Frequenzgang vollständig geglättet werden. Allerdings lässt sich ein Zweipol mit dem geforderten Admittanzverlauf nur sehr schwer realisieren, weil der ab ca. 1,8 GHz fallende Imaginärteil Schwierigkeiten bereitet. Das hier beschriebene Verfahren ist somit gut geeignet, den Feldsensor an einzelnen Frequenzpunkten, insbesondere im Bereich der Nullstelle, zu kompensieren, für die Kompensation des gesamten Frequenzbereichs eignet es sich jedoch weniger.

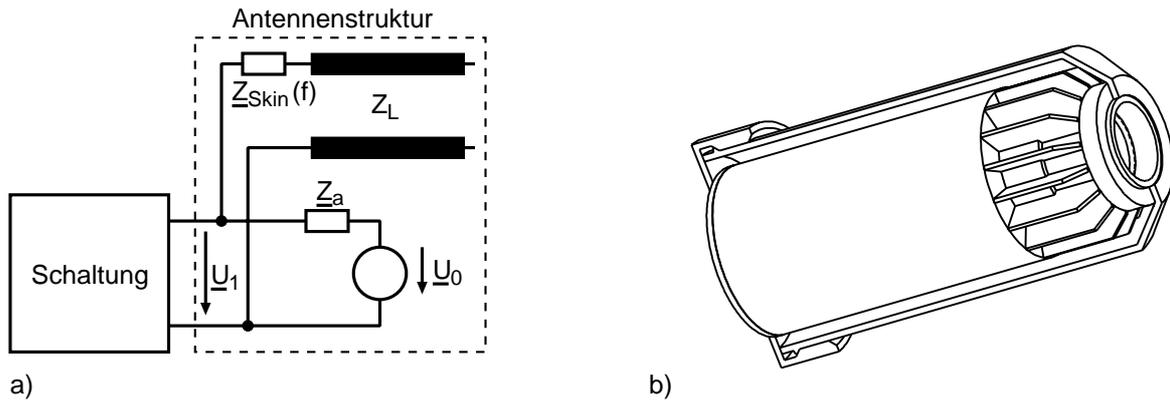


**Bild 4.14:** a) Nicht kompensierte und kompensierte Antennenfußpunktspannung  $\underline{U}_1(f)$  mit  $|E_{\text{inc}}| = 1 \text{ V/m}$ . b) Verlauf der Kompensationsadmittanz  $\underline{Y}_K$ .

### 4.4.3 Frequenzgangkorrektur durch Skineffekt

#### 4.4.3.1 Modifikation des Batteriefachs

Eine weitere Möglichkeit zur Unterdrückung der Nullstelle ist die Modifikation des Batteriefachs im Bereich seines Halses. Das Batteriefach wird hierzu weiter zum Antennenäußeren verschoben, so dass sich dessen Hals verlängert. Danach ist es möglich um den Hals einen verlustbehafteten Ring zu legen, der bei niedrigen Frequenzen vom Feld durchdrungen wird und somit wirkungslos bleibt, zu höheren Frequenzen hin jedoch aufgrund des Skin-Effekts den Stromfluss zum Batteriefach abschnürt. Der Kurzschluss, der im Fall innerer Resonanz entsteht, kann sich somit nur noch schwach auswirken. Bild 4.15-a zeigt das Prinzipschaltbild. Die Serienimpedanz  $\underline{Z}_{\text{Skin}}$  ist für niedrige Frequenzen etwa null. Bei höheren Frequenzen nimmt sie jedoch bedeutende Werte an.



**Bild 4.15:** a) Entkopplung des Batteriefachs bei hohen Frequenzen durch Skin-Effekt. b) Batteriefach mit Lamellen um den verlängerten Hals.

#### 4.4.3.2 Ausführung des dielektrischen Rings

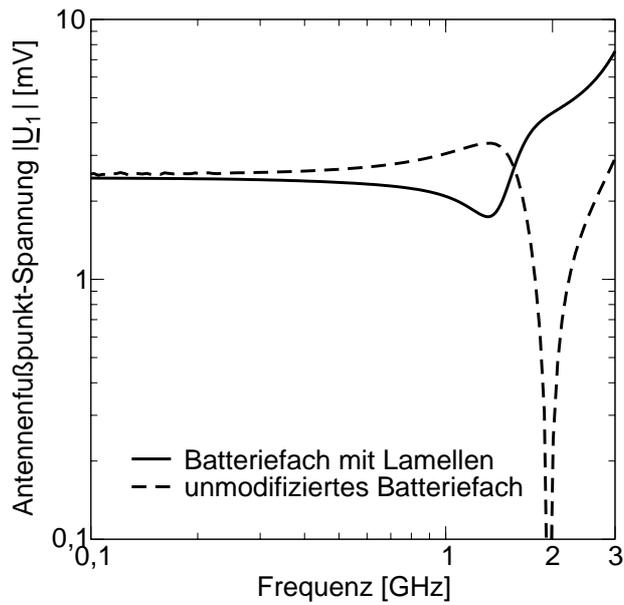
Für eine geeignete Korrektur des Frequenzgangs erwies sich für den dielektrischen Ring eine Leitfähigkeit von  $\sigma_{\text{Skin}} = 70 \text{ S/m}$  als geeignet. Allerdings ist die Herstellung derartiger Festkörper und die Ermittlung der Mischungsverhältnisse sehr aufwändig [102]. Ein alternativer Ansatz besteht in der Anordnung von Lamellen, welche in Dickschichttechnik mit Widerstandspaste beschichtet werden. Mit Hilfe der Schichtstärke lässt sich die gewünschte Leitfähigkeit leicht einstellen. Bild 4.15-b zeigt das Batteriefach mit Lamellen um den verlängerten Hals. Die Lamellen sind entsprechend der Stromflussrichtung in Längsrichtung angeordnet. Mit einem Flächenwiderstand von  $R_{\square, \text{Skin}} = 10 \Omega$  ergibt sich der mit dem Feldberechnungsprogramm FEKO [19] ermittelte Frequenzgang nach Bild 4.16.

#### 4.4.3.3 Frequenzgang des Sensors

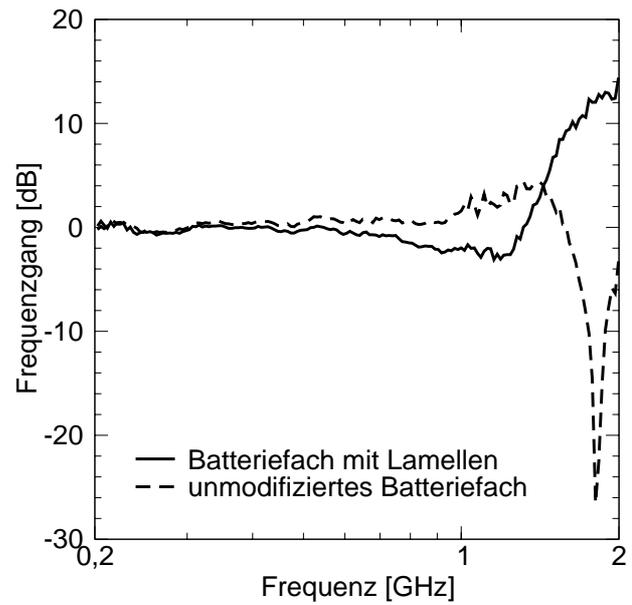
Bild 4.17 zeigt den gemessenen Frequenzgang der unmodifizierten und den der mit Lamellen bestückten Sonde. Durch die Lamellen konnte die Nullstelle eliminiert werden, so dass die Sonde jetzt auch bei den EMV-technisch interessanten E-Netz-Frequenzen sinnvoll eingesetzt werden kann. Bei höheren Frequenzen steigt die Empfindlichkeit, da das Batteriefach abgeschnürt wird und somit keine Kapazität mehr für die Spannungsteilung zur Verfügung steht. Der nicht ganz flache Verlauf nach hinten hinaus ist nicht sehr störend, da das Abtastverfahren die Kenntnis der Frequenz ohnehin voraussetzt und somit leicht mit Hilfe des Frequenzgangs nach Bild 4.17 kalibriert werden kann.

#### 4.4.4 Batterielebensdauer

Mit dem in Abschnitt 3.3.7 dargestellten Abtastalgorithmus ergibt sich eine Dynamik von 70 dB. Dabei werden pro Sekunde 2,5 Messungen durchgeführt. Der mittlere Stromverbrauch



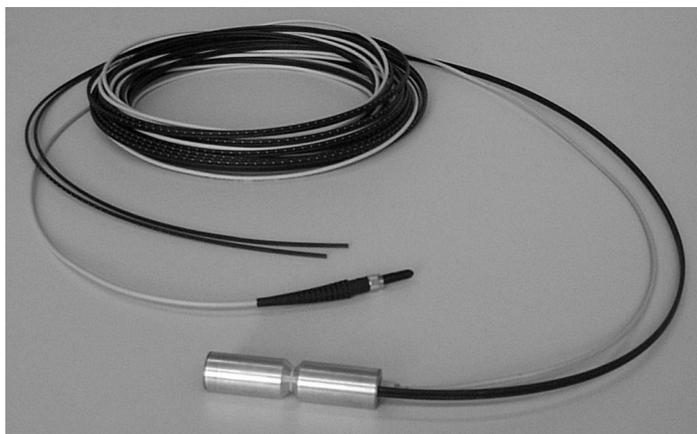
**Bild 4.16:** Vergleich der Antennenfußpunkt-Spannung für den Fall des unmodifizierten Batteriefachs mit dem des Batteriefachs mit verlustbehafteten Lamellen,  $|E_{inc}| = 1 \text{ V/m}$ .



**Bild 4.17:** Gemessener Frequenzgang mit unmodifiziertem Batteriefach und mit Batteriefach mit Lamellen.

liegt dann bei 2,5 mA. Mit einem Satz Batterien, welcher aus fünf Silberoxidzellen zu je 80 mAh und drei Lithiumzellen zu je 30 mAh besteht, können 280 000 Einzelmessungen nach Betrag und Phase durchgeführt werden.

Abschließend zeigt Bild 4.18 den als Feldsonde ausgeführten Sensor. Die 10 m langen optischen Kabel ermöglichen den Einsatz auch in großen Versuchsszenarien, wie z. B. Autobussen. Weiteres zum Messverfahren und exemplarische Messergebnisse finden sich in [29, 27].

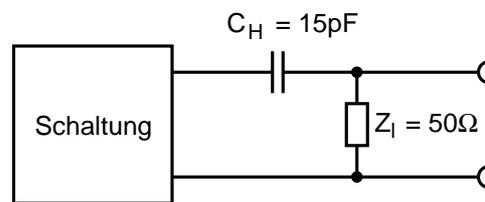


**Bild 4.18:** Elektrische Feldsonde mit optischen Kabeln.

## 4.5 Vektorvoltmeter zur Messung der Herzschrittmarker-Elektrodeneinkopplung

### 4.5.1 Eingangsschaltung mit Haltekapazität

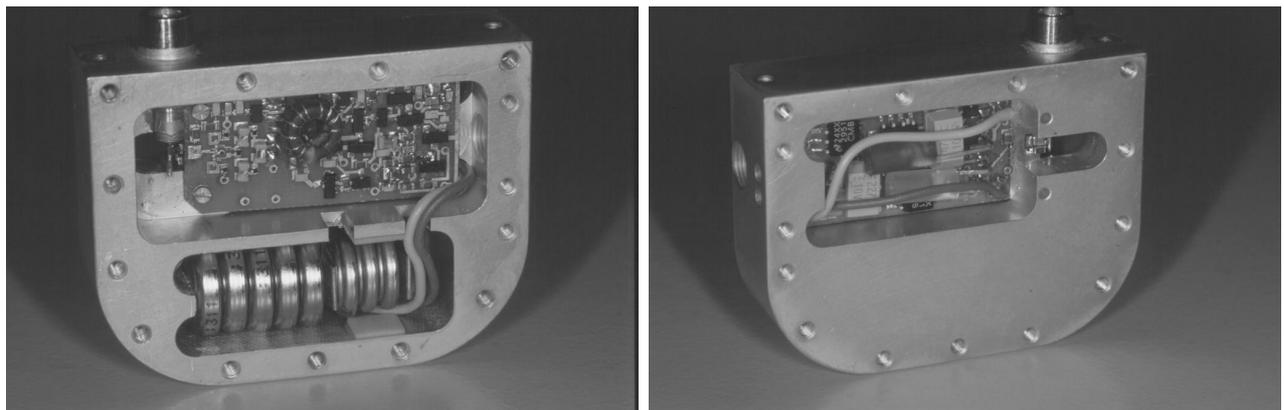
Für die Messung von Einkoppelspannungen wird die Sensorschaltung in ein wasserdichtes Herzschrittmarkergehäuse mit  $50\ \Omega$ -Anschluss platziert. Während die Antenne des vorangegangenen Abschnitts zugleich die Haltekapazität des Abtasters darstellt, muss hier eine Kapazität gesondert bereitgestellt werden. Bild 4.19 zeigt die Eingangsschaltung, bestehend aus Abschlusswiderstand und Haltekapazität. Es wird an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass der Abtastalgorithmus



**Bild 4.19:** Eingangskreis des Mess-Herzschrittmarkers

mus mehrmals den gleichen Momentanwert abtastet, bis die Spannung über der Haltekapazität eingeschwungen ist und somit kein Stromfluss mehr stattfindet, so dass effektiv nur noch die Lastimpedanz  $Z_\ell = 50\ \Omega$  von außen sichtbar ist.

### 4.5.2 Herzschrittmarkergehäuse



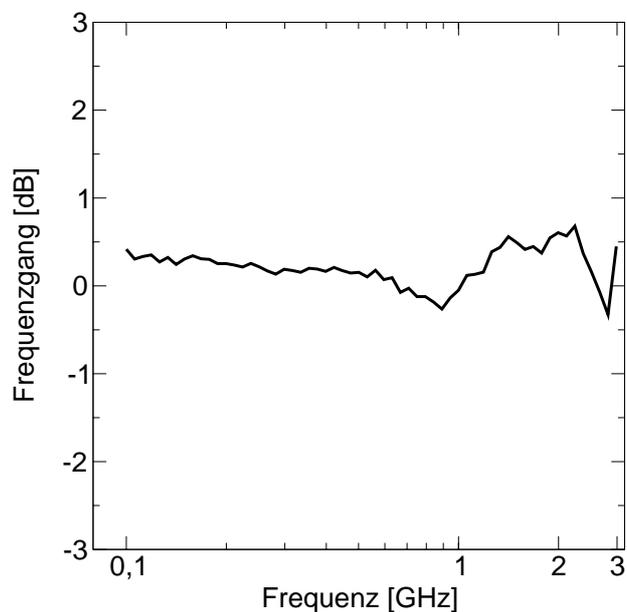
**Bild 4.20:** Vor- und Rückansicht des als Herzschrittmarker ausgeführten Sensors.

Bild 4.20 zeigt die Realisierung als Mess-Herzschrittmarker [69]. Das wasserdichte Gehäuse kann in flüssigkeitsgefüllten Phantomen untergebracht werden, um die in die Herzschrittmarkerelektrode eingekoppelte Störspannung zu messen. Dank des  $50\ \Omega$ -SMB-Anschlusses ergeben sich für das Messsystem noch weitere Anwendungen, z.B. die Messung der Einkopplung

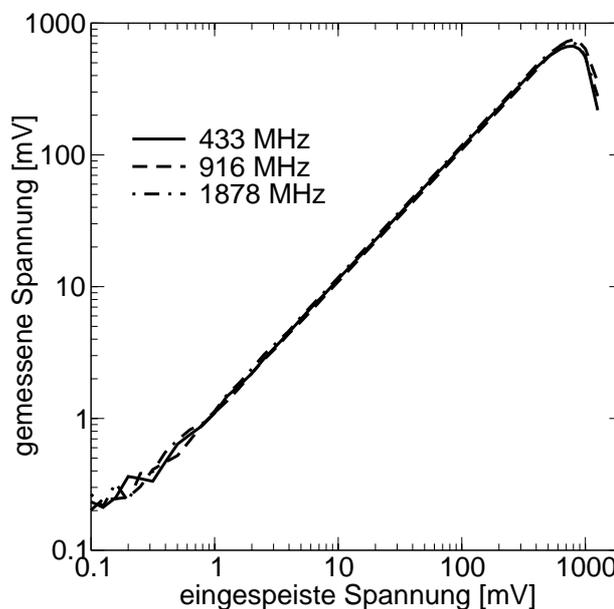
in einen KFZ-Kabelbaum oder die Messung der Empfangsleistung einer Antennenstruktur, bei der Mantelwellen auf der Ableitung unerwünscht sind.

### 4.5.3 Frequenzgang des Mess-Herzschrümmachers

Bild 4.21 zeigt den Frequenzgang des Messsystems, welcher bis 3 GHz in einem Fenster von  $\pm 0,5$  dB liegt. Insbesondere hier zeigen sich die Vorteile des kohärenten Abtastens, welches höchste Bandbreiten erlaubt, ohne die Spannungsquelle zu belasten. Die Linearität des Messsystems ist in Bild 4.22 dargestellt. Sie wird durch das grundsätzlich lineare Verhalten des Abtasters ermöglicht. Zwischen der Rauschuntergrenze und dem 1 dB-Kompressionspunkt liegt ein nutzbarer Dynamikbereich von  $>70$  dB. Der rapide Abfall für Eingangsspannungen über 0,7 V rührt dadurch her, dass das Diodentor zu leiten beginnt (siehe Bild 4.7).



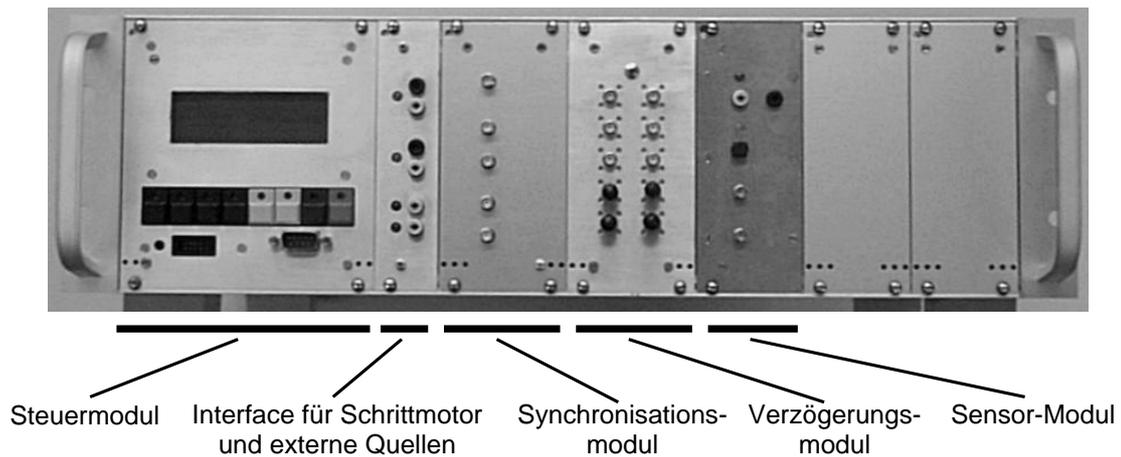
**Bild 4.21:** Frequenzgang des Mess-Herzschrümmachers.



**Bild 4.22:** Linearität des Mess-Herzschrümmachers.

## 4.6 Steuergerät

Das Steuergerät erzeugt anhand des Referenzsignals die Triggerimpulse und steuert den Sensor über optische Fasern. Die vom Sensor ausgesendeten optischen Signale werden empfangen, analog zu digital gewandelt und abgespeichert. Zusätzlich können Schrittmotoren für die Positionierung der Feldsonde angesprochen werden. Die Messung läuft automatisch ab, so dass anschließend die Messdaten über eine serielle Schnittstelle zu einem PC geschickt werden können. Bild 4.23 zeigt das Gerät, welches aus den folgenden Einschüben besteht:



**Bild 4.23:** Steuergerät.

**Steuermodul** Mikroprozessor mit Anzeige und Schnittstelle [77].

**Interface für Schrittmotor und Externe Quellen** Triggert intern das Sensormodul, schaltet generische Quellen ein und steuert den Schrittmotor [77]. Die generischen Quellen können z. B. besondere Mobiltelefon-Emulatoren sein, welche über Lichtwellenleiter aktiviert ein Dauerstrichsignal senden [101, 33]. Für die Ansteuerung des Schrittmotors wird zunächst ein gesondertes Gerät mit der Leistungselektronik angesteuert [120]. Um Störungen fern zu halten, erfolgt die Kommunikation auch hier über Lichtwellenleiter.

**Synchronisationsmodul** Das Synchronisationssignal wird mit Hilfe einer Antenne oder eines Kopplers aus dem Versuchsaufbau abgezweigt und diesem Modul zugeführt. Aus diesem Signal erzeugt es einen Takt mit der gewünschten Abtastrate. [9] setzt hierzu einen PLL-Oszillator ein, welcher synchron zum Referenzsignal geführt wird. Ein etwas einfacherer Ansatz, welcher im Steuergerät schließlich Verwendung fand, ist die Frequenzteilung mit Hilfe eines Pre-Scalers und anschließendem programmierbaren ECL-Frequenzteiler [77].

**Verzögerungsmodul** Das Taktsignal vom Synchronisationsmodul wird mit Hilfe eines programmierbaren Verzögerungsbausteins im Bereich von 0 bis 10 ns verzögert [43]. Um noch längere Verzögerungszeiten zu erzielen, wird in [89] eine Verzögerungsschleife mit programmierbaren Zähler eingesetzt.

**Sensor-Modul** Das Sensor-Modul schaltet den Sensor nach Bedarf ein. Des Weiteren erzeugt es aus dem verzögerten Taktsignal kurze optische Impulse, welche den Sensor schließlich triggern. Die vom Sensor wiederum ausgesendeten optischen Signale werden empfangen, analog zu digital gewandelt und abgespeichert. Nachdem der Messdurchlauf abgeschlossen ist, liest das Steuermodul die Daten aus und sendet sie zum PC. Zur Verbesserung der Dynamik sind programmierbare Filter enthalten.

### 4.6.1 Bestimmung des Apertur-Jitters

In den Abschnitten 4.4.3 und 4.5.3 wurden der Frequenzgang des elektrischen Feldsonden-Systems und der des Mess-Herzschrütmacher-Systems für bestimmte Frequenzbereiche dargestellt. Allerdings lassen diese Kurven keine Aussage über die tatsächliche Bandbreite des Abtastsystems zu, welches durch die Abtastimpulsbreite und durch den Apertur-Jitter begrenzt wird.

Der Minimierung dieses Jitters wurde insbesondere beim Aufbau des Steuergeräts Rechnung getragen. So ist die Signalaufbereitung durchgängig auf ECL-Basis und die Signalführung im Gerät ist differentiell. Des Weiteren wurden für den optischen Trigger-Impuls-Sender jitterunempfindliche Schaltungen entworfen. Aber nicht nur im Steuergerät wurde die Jitter-Problematik berücksichtigt, sondern auch im Sensor. Im Folgenden soll der Versuch beschrieben werden, den Apertur-Jitter zu bestimmen.

#### 4.6.1.1 Messung des Phasenrauschens

In Abschnitt 3.3.9.5 wurden verschiedene Möglichkeiten zur Messung des Apertur-Jitters aufgezeigt. Bei Abtastsystemen bietet sich hierzu die Auswertung der Abtastwerte an, wie es in [105] vorgestellt wird. Dort wird das Signal-zu-Rausch-Verhältnis am Abtaster für verschiedene Eingangsamplituden, Signal- und Abtastfrequenzen gemessen. Aus den gewonnenen Daten lassen sich die verschiedenen Jitter- und Rauschbeiträge voneinander isolieren.

Allerdings kann diese Methode nicht direkt auf die Messsysteme der vorliegenden Arbeit angewendet werden, da die Konvertierungsrate des AD-Umsetzers im Steuergerät mit 100 kHz wesentlich niedriger ist, als die Abtastrate, welche zwischen 5 MHz und 10 MHz liegt<sup>1</sup>. Die relevanten Spektralanteile des Apertur-Jitters, könnten daher nicht ausgewertet werden.

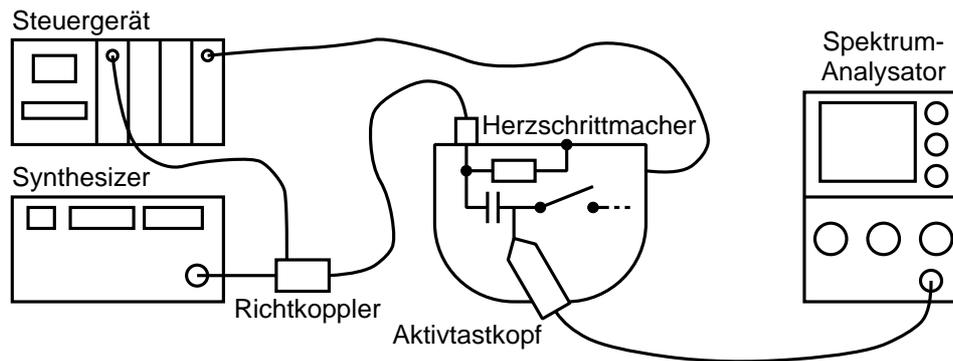
Um diese Einschränkung zu umgehen, wurde mit einem Spektrumanalysator direkt im Mess-Herzschrütmacher gemessen, wie es in Bild 4.24 dargestellt ist. Die Verwendung eines aktiven Tastkopfs erlaubt die Spannungsmessung an der Haltekapazität, ohne diese zu entladen.

Die Abtastung fand stets zum Nulldurchgang des Signals statt, so dass der Jitter in Form eines Spannungsrauschens auftritt. Dabei ist allerdings zu beachten, dass die Abtasteffizienz, welche ca. bei 2 % liegt, das Spektrum derart verändert, dass eine anschließende Korrektur erforderlich wird.

Die Messung wurde wie folgt durchgeführt: In den Mess-Herzschrütmacher wurde mit einem Synthesizer ein phasenreines Signal ( $< -114$  dBc/Hz bei 20 kHz Versatz) mit einer Leistung

---

<sup>1</sup>Die Abtasteffizienz wurde klein gehalten, so dass sich eine Mittelwertbildung der Abtastwerte einstellt, welche für eine hohe Selektivität und geringes Rauschen sorgt. Daraus ergibt sich eine niedrige Bandbreite des Abtaster-Ausgangssignals, welche hier etwa bei 32 kHz liegt.



**Bild 4.24:** Messung des Phasenrauschens.

von  $-10$  dBm und einer Frequenz von 900 MHz eingespeist. Die Auflösungsbreite des Spektrumanalysators betrug dabei 1 kHz.

Allerdings konnte im relevanten Frequenzbereich zwischen 0 Hz und 5 MHz kein durch Apertur-Jitter verursachtes Rauschen festgestellt werden. Der Apertur-Jitter ist somit zu gering, um ihn mit diesen Messaufbau bestimmen zu können.

#### 4.6.1.2 Abschätzung des Apertur-Jitters durch Grenzfrequenzmessung

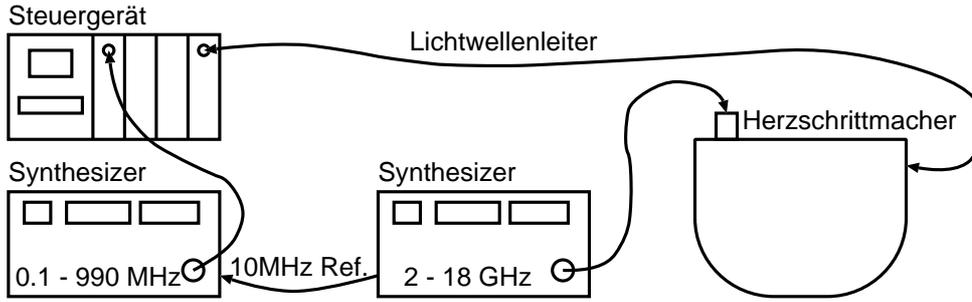
Die Messung aus dem vorhergehenden Abschnitt führte zu keinem Ergebnis, so dass im Folgenden der Jitter durch Bestimmung der Grenzfrequenz nach oben hin abgeschätzt wird. Dabei muss in Kauf genommen werden, dass die Abtastimpulsbreite einen Einfluss auf das Ergebnis hat (siehe Abschnitt 3.3.9.3).

Für die Messung wird der in Bild 4.25 dargestellte Aufbau verwendet. Er besteht aus dem Mess-Herzschrittmacher, dem Steuergerät, einem Synthesizer zur Referenzsignalerzeugung und einem Synthesizer zur Testsignalerzeugung. Beide Synthesizer sind phasenstarr miteinander gekoppelt. Der Grund für die Verwendung von zwei Signalquellen liegt darin, dass das Steuergerät nur Referenzsignale bis 3 GHz verarbeiten kann. Die Frequenzen der Synthesizer sind bei der Messung stets ganzzahlige Vielfache der Abtastfrequenz von 10 MHz. In das Steuergerät wird ein Referenzsignal von 900 MHz eingespeist.

Bild 4.26 zeigt das Messergebnis. Ab 4 GHz treten Resonanzen auf, da die Leitungsführung im Mess-Herzschrittmacher nur für Frequenzen bis 1,9 GHz ausgelegt wurde. Ein Ablesen der 3 dB-Grenzfrequenz ist daher schwierig, so dass gemäß Gleichung (4.3) eine Kurvenanpassung vorgenommen wurde (siehe auch Gleichung (3.40)).

$$g(f) = 20 \text{ dB} \cdot \log \left\{ \exp \left[ \frac{(2\pi f \cdot t_{\epsilon, \text{RMS, ges}})^2}{2} \right] \right\} \quad (4.3)$$

Für die Funktion  $g(f)$  wurde der Gesamtjitter von  $t_{\epsilon, \text{RMS, ges}} = 30$  ps ermittelt, so dass  $g(f)$  dem gemessenen Frequenzgang am nächsten kommt.  $t_{\epsilon, \text{RMS, ges}}$  beinhaltet den Jitter sämtlicher



**Bild 4.25:** Messung der Bandbreite.

beteiligter Komponenten und setzt sich wie folgt zusammen:

$$t_{\epsilon, \text{RMS, ges}}^2 = t_{\epsilon, \text{RMS}}^2 + \frac{T_S^2}{8 \ln 2} + t_{\epsilon, \text{RMS, synth}}^2 \quad (4.4)$$

Dabei ist  $t_{\epsilon, \text{RMS}}$  der gesuchte Apertur-Jitter des Messsystems und  $T_S$  die Abtastimpulsbreite (siehe Abschnitt 3.3.9.4). Der Jitter der Signalgeneratoren ist  $t_{\epsilon, \text{RMS, synth}}$  und wurde mit einem Sampling-Oszillographen zu  $t_{\epsilon, \text{RMS, synth}} = 20 \text{ ps}^2$  bestimmt.

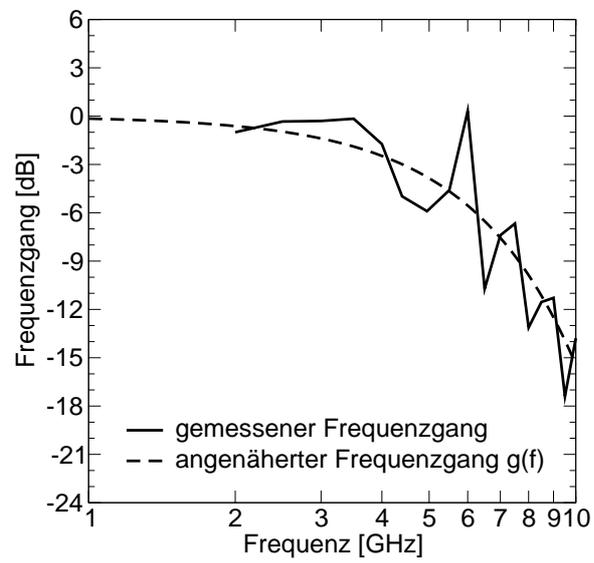
Somit kann Gleichung (4.4) umgestellt werden und die Abschätzung

$$t_{\epsilon, \text{RMS}}^2 < t_{\epsilon, \text{RMS, ges}}^2 - \frac{T_S^2}{8 \ln 2} = t_{\epsilon, \text{RMS, ges}}^2 - t_{\epsilon, \text{RMS, synth}}^2 = (30 \text{ ps})^2 - (20 \text{ ps})^2 = (22,4 \text{ ps})^2 \quad (4.5)$$

vorgenommen werden. Die Abtastimpulsbreite lässt sich auf ähnliche Weise eingrenzen, sie ist dann  $T_S < 53 \text{ ps}$ .

Die hier angegebenen Werte sind lediglich Abschätzungen nach oben hin. Das Ergebnis zeigt aber, dass sich das Prinzip der optischen Übertragung von Trigger-Signalen zur Ansteuerung eines stromsparenden und daher für Knopfzellenbetrieb geeigneten Abtasters für weitaus höhere Frequenzen eignet, als ursprünglich vorgesehen wurde. Allerdings müsste bezüglich der Signalführung den höheren Frequenzen Rechnung getragen werden, damit Resonanzen, wie sie sich in Bild 4.26 zeigen, nicht auftreten. Dann wäre es durchaus denkbar für das Messsystem Anwendungen im C- oder gar bis zum X-Band zu erschließen.

<sup>2</sup>Der hohe Wert von 20 ps rührt daher, dass es sich bei dem Synthesizer für den Frequenzbereich 2 - 18 GHz nicht um ein integriertes Gerät handelte, sondern um eine Zusammenschaltung eines Source-Synchronizers mit einem Wobbler, von dem letzterer nicht für eine hohe Phasenreinheit ausgelegt ist.



**Bild 4.26:** Frequenzgangmessung zur Bestimmung des Apertur-Jitters.



# Kapitel 5

## Berechnungsverfahren

### 5.1 Übersicht

Eine häufige Ursache für die Störung elektrischer bzw. elektronischer Geräte ist die Einkopplung unerwünschter Signale in deren Zuleitungen und Anschlüsse. So können die Kabel- und Leiterstrukturen als Antennen wirken und Störsignale empfangen. In den Kapiteln 3 und 4 wurde ein Messverfahren vorgestellt, welches sich für die Messung der störungsverursachenden elektrischen Felder eignet und in leicht abgewandelter Form auch zur Messung von Störgrößen an Leitersystemen herangezogen werden kann. Im Folgenden werden die Messverfahren verlassen und numerische Verfahren zur Bestimmung der Störeinkopplungen behandelt.

Numerische Berechnungen bieten neben ihrer hohen Flexibilität die Möglichkeit, Spannungen, Ströme und elektromagnetische Felder an nahezu beliebigen Orten des Berechnungsmodells in Erfahrung zu bringen. Die Bestimmung von detaillierten Daten also, die mit Hilfe von Messungen nicht möglich sind.

Für die Berechnung elektromagnetischer Streufelder haben sich verschiedene Methoden entwickelt, von denen die meisten in folgende Klassen eingeteilt werden können:

- Feldbasierte Verfahren
- Quellenbasierte Verfahren

Die feldbasierten Verfahren beruhen auf der direkten Berechnung der elektromagnetischen Felder. Hierzu wird der Raum in dreidimensionale Elemente, wie z. B. quaderförmige Voxel oder Tetraeder, diskretisiert. Diese Volumenzerteilung hat den Vorteil, dass den einzelnen Raumelementen beliebige Materialeigenschaften zugewiesen werden können und diese Verfahren daher für die Berechnung stark inhomogener Streukörper, wie z. B. eines menschlichen Körpers, geeignet sind. Allerdings ergibt sich daraus der Nachteil, dass diese Verfahren keinen unendlich

ausgedehnten Raum behandeln können und sich stets auf ein begrenztes Volumen beschränken müssen. Für den Abschluss des Volumens sind daher geeignete Randbedingungen notwendig. Ein weiterer Nachteil ist der hohe Speicherverbrauch dieser Methoden. Beispiele für diese Verfahren sind die Finite-Differenzen-Methode (FDTD) [62] und die Finite-Elemente-Methode (FEM) [71].

Anders als die feldbasierten Verfahren setzen die quellenbasierten Verfahren Ströme und Ladungen an, mit denen die Streukörper belegt werden. Ein Beispiel hierfür ist die Methode der Momente (MoM) [38]. Im ersten Schritt werden die Quellen durch Lösung der Feldintegralgleichung bestimmt. Im zweiten Schritt werden, ausgehend von den Quellen, die elektromagnetischen Felder berechnet. Ein Vorteil des Verfahrens liegt in der für bestimmte Anordnungen geringen Zahl der Unbekannten, die sich dadurch ergibt, dass von den Streukörpern, sofern sie homogen sind, nur die Oberfläche diskretisiert werden muss. So eignet sich die Methode insbesondere für technische Objekte wie z. B. metallische Antennenstrukturen. Ein weiterer Vorteil ist, dass die Unendlichkeit des Raumes exakt berücksichtigt wird. Allerdings eignet sich diese Methode nicht besonders für inhomogene Körper. Auch für elektrisch sehr große Anordnungen (Geometrieabmessungen wesentlich größer als die Wellenlänge) eignet sich diese Methode weniger.

Neben den feld- und quellenbasierten Verfahren gibt es noch ein Verfahren, welches eine Art Mittelweg darstellt, die Mehrfach-Multipol-Methode (MMP) [34, 61, 72, 10]. Neben dem Namen *MMP* findet auch die Bezeichnung *GMT* (Generalized Multipole Technique) häufig Verwendung, welche in [78] vorgeschlagen wurde. Das Verfahren setzt Reihenentwicklungen von Partikulärlösungen der Maxwell'schen Gleichungen an und bestimmt die Entwicklungskoeffizienten, indem versucht wird, die Randbedingungen zu erfüllen. Bevorzugt werden sphärische Entwicklungen (Multipole) eingesetzt, welche dem Verfahren seinen Namen geben. Diese Multipole sind sehr gut geeignet, um die elektromagnetischen Felder inner- und außerhalb von Streukörpern mit rundlicher Form zu beschreiben. Ein Beispiel für einen derartigen Streukörper stellt der Rumpf des menschlichen Körpers dar.

Eine im Rahmen dieser Arbeit behandelte Problemstellung ist die Einkopplung elektromagnetischer Felder in implantierte Herzschrittmachersysteme. Hierbei dringen elektromagnetische Felder in den menschlichen Körper ein und koppeln dann in die als Antenne wirkende Herzschrittmacherelektrode. Bei der Berechnung sind verschiedenartige Streukörper involviert: Der dielektrische menschliche Körper, der sich mit der Mehrfach-Multipol-Methode berechnen lässt, das Herzschrittmachersystem und optional eine Sendequelle (z. B. Mobiltelefon), welche sich gut mit der Momentenmethode berechnen lässt. Für diese gemischte Problemstellung eignet sich ein Hybridverfahren, welches die Mehrfach-Multipol-Methode und die Momentenmethode miteinander verkoppelt [63, 97]. Im Folgenden wird auf dieses Hybridverfahren eingegangen und es werden Verbesserungen zur Anwendbarkeit dieses Verfahrens vorgestellt.

## 5.2 Das hybride Verfahren MoM-MMP

### 5.2.1 MMP-Methode

#### 5.2.1.1 Wellengleichungen

Grundlage der Berechnung elektromagnetischer Felder sind die Maxwell'schen Gleichungen. Sind keine freien Ladungsträger vorhanden, können diese Gleichungen in folgender komplexer Form angegeben werden:

$$\operatorname{rot} \underline{\vec{H}} = j\omega \underline{\varepsilon} \underline{\vec{E}} \quad (5.1)$$

$$\operatorname{rot} \underline{\vec{E}} = -j\omega \mu \underline{\vec{H}} \quad (5.2)$$

$$\operatorname{div} \underline{\vec{H}} = 0 \quad (5.3)$$

$$\operatorname{div} \underline{\vec{E}} = 0. \quad (5.4)$$

$$(5.5)$$

Dabei gilt für die komplexen Größen  $\vec{X}(\vec{r}, t) = \operatorname{Re}\{\underline{\vec{X}}(\vec{r}) \cdot \exp(j\omega t)\}$ .  $\underline{\varepsilon}$  und  $\mu$  sind die Materialeigenschaften des Mediums, welches im Folgenden als homogen, linear und isotrop angenommen werden soll. Das komplexe  $\underline{\varepsilon}$  setzt sich aus dem reellen  $\varepsilon$  und der Leitfähigkeit  $\sigma$  gemäß

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \quad (5.6)$$

zusammen.

Zur Gewinnung der Wellengleichung für das magnetische Feld wendet man auf Gleichung (5.1) den Rotationsoperator an und setzt anschließend Gleichung (5.2) ein. Entsprechend wird zur Herleitung der Wellengleichung für das elektrische Feld auf Gleichung (5.2) der Rotationsoperator angewendet und Gleichung (5.1) eingesetzt. Man erhält die Gleichungen

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{\vec{H}} - \underline{k}^2 \underline{\vec{H}} = 0 \quad (5.7)$$

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{\vec{E}} - \underline{k}^2 \underline{\vec{E}} = 0 \quad (5.8)$$

mit  $\underline{k}^2 = \omega^2 \mu \underline{\varepsilon}$ . Unter Zuhilfenahme der Beziehung  $\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{X} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \vec{X} - \Delta \vec{X}$  und unter Voraussetzung von Ladungsfreiheit ergeben sich die vektoriellen Helmholtz-Gleichungen

$$\Delta \underline{\vec{H}} + \underline{k}^2 \underline{\vec{H}} = 0 \quad (5.9)$$

$$\Delta \underline{\vec{E}} + \underline{k}^2 \underline{\vec{E}} = 0. \quad (5.10)$$

### 5.2.1.2 Multipolentwicklung

Partikulärlösungen dieses Differentialgleichungssystems können mit Hilfe der Separation der Variablen bestimmt werden. Hierzu ist eines der sechs Koordinatensysteme, in denen die vektorielle Helmholtz-Gleichung separierbar ist [61], zu wählen. Die für die MMP-Methode wichtigsten Lösungen, die sogenannten Multipole, werden durch Separation in Kugelkoordinaten gewonnen. Dabei ergeben sich die unterschiedlichen Feldfunktionen eines Multipols. Für die etwas aufwändigere Separation gibt es unterschiedliche Lösungsansätze [61, 113]. Auf die Herleitung wird an dieser Stelle verzichtet und statt dessen auf die Literatur [61, 113, 73, 117] verwiesen.

Der vollständige Satz Feldfunktionen kann zunächst in TE-Wellen (transversal elektrisch) und TM-Wellen (transversal magnetisch) unterteilt werden. Die folgenden Gleichungen beschreiben eine TM-Welle [73]<sup>1</sup>.

$$\underline{E}_{\text{TM},r,s,n,m}(r, \theta, \phi) = n(n+1) \frac{b_n(\underline{kr})}{r} P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos}{\sin}(m\phi) \quad (5.11)$$

$$\underline{E}_{\text{TM},\theta,s,n,m}(r, \theta, \phi) = \left[ \underline{kb}_{n-1}(\underline{kr}) - n \frac{b_n(\underline{kr})}{r} \right] \cdot \left[ n \frac{\cos \theta}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta) - \frac{n+m}{\sin \theta} P_{n-1}^m(\cos \theta) \right] \frac{\cos}{\sin}(m\phi) \quad (5.12)$$

$$\underline{E}_{\text{TM},\phi,s,n,m}(r, \theta, \phi) = - \left[ \underline{kb}_{n-1}(\underline{kr}) - n \frac{b_n(\underline{kr})}{r} \right] \frac{m}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\sin}{-\cos}(m\phi) \quad (5.13)$$

$$\underline{H}_{\text{TM},r,s,n,m}(r, \theta, \phi) = 0 \quad (5.14)$$

$$\underline{H}_{\text{TM},\theta,s,n,m}(r, \theta, \phi) = -j\omega \underline{\epsilon} b_n(\underline{kr}) \frac{m}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\sin}{-\cos}(m\phi) \quad (5.15)$$

$$\underline{H}_{\text{TM},\phi,s,n,m}(r, \theta, \phi) = -j\omega \underline{\epsilon} b_n(\underline{kr}) \cdot \left[ n \frac{\cos \theta}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta) - \frac{n+m}{\sin \theta} P_{n-1}^m(\cos \theta) \right] \frac{\cos}{\sin}(m\phi) \quad (5.16)$$

Dabei ist  $n$  die Ordnung,  $m$  der Grad,  $b_n$  eine der sphärischen Bessel-Funktionen und  $P_n^m$  die assoziierte Legendre-Funktion erster Art. Die Funktionensätze  $\underline{\vec{E}}_{\text{TM},s,n,m}$ ,  $\underline{\vec{E}}_{\text{TE},s,n,m}$ ,  $\underline{\vec{H}}_{\text{TM},s,n,m}$  und  $\underline{\vec{H}}_{\text{TE},s,n,m}$ <sup>2</sup> sind vollständig, so dass sich ein beliebiges Feld durch Reihenentwicklung angeben lässt. Z. B. das elektrische Feld mit

$$\underline{\vec{E}} = \sum_{n=1}^{N_{\max}} \sum_{m=0}^n \left( a_{nm} \cdot \underline{\vec{E}}_{\text{TM},c,n,m} + b_{nm} \cdot \underline{\vec{E}}_{\text{TM},s,n,m} + c_{nm} \cdot \underline{\vec{E}}_{\text{TE},c,n,m} + d_{nm} \cdot \underline{\vec{E}}_{\text{TE},s,n,m} \right). \quad (5.17)$$

Gleichung (5.17) nennt sich Multipolentwicklung und besitzt die Koeffizienten  $a_{nm}$ ,  $b_{nm}$ ,  $c_{nm}$  und  $d_{nm}$ . Damit die Entwicklung im mathematischen Sinn vollständig wäre, müsste  $N_{\max} \rightarrow \infty$  gelten. In der Praxis wird  $N_{\max}$  jedoch so gewählt, dass die Entwicklung den Erfordernissen genügt, gleichzeitig aber noch numerisch sinnvoll ist.

<sup>1</sup>Gegenüber der Literaturstelle sind die Gleichungen konjugiert komplex, da in der Literaturstelle, anders als hier, von  $\vec{X}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\underline{\vec{X}}(\vec{r}) \cdot \exp(-j\omega t)\}$  ausgegangen wird.

<sup>2</sup> $\underline{\vec{X}} = (\underline{X}_r, \underline{X}_\theta, \underline{X}_\phi)^T$

Die Gesamtzahl der Entwicklungskoeffizienten von Gleichung (5.17) ist  $2N_{\max}^2 + 6N_{\max}$ . Wird berücksichtigt, dass für die Feldfunktionen  $\vec{E}_{\text{TM},s,n,0} = \vec{0}$  und  $\vec{E}_{\text{TE},s,n,0} = \vec{0}$  gilt, reduziert sich die Zahl der notwendigen Koeffizienten auf  $2N_{\max}^2 + 4N_{\max}$ .

Es sei angemerkt, dass es neben der Multipolentwicklung die sog. Normalentwicklung gibt. Der Unterschied liegt in der radialen Abhängigkeit. Handelt es sich bei  $b_n$  um sphärische Bessel-Funktionen, liegt eine Normalentwicklung vor. Sie hat die Eigenschaft, dass ihre Singularität im Unendlichen liegt, nicht jedoch in ihrem Koordinatenursprung. Das Feld stellt eine Art stehende Welle dar.

Hingegen sind bei der Multipolentwicklung die radialen Abhängigkeiten  $b_n$  sphärische Hankel-Funktionen zweiter Art. Diese Entwicklung besitzt eine Singularität im Koordinatenursprung, d. h. ihr Feld wird dort unendlich. Es liegt eine Strahlungsquelle vor, von der es, ausgehend vom Koordinatenursprung, einen Energiefluss gibt.

### 5.2.1.3 Weitere Entwicklungsfunktionen

Multipole werden durch Separation in Kugelkoordinaten gewonnen. Wird hingegen in anderen Koordinatensystemen separiert, ergeben sich z. B. für das kartesische Koordinatensystem die ebenen Wellen und für das zylindrische Koordinatensystem die zylindrischen Wellen [73]. Es können aber auch Feldfunktionen als Wirkung von Linienquellen (z. B. Bündelung von elektrischen Strömen) verwendet werden, wie z. B. Linienmultipole nach [74].

Die Überlagerung von unterschiedlichen Entwicklungsarten, z. B. von Multipolen mit Linienmultipolen, ist zulässig. Dieses kann genutzt werden, wenn dadurch die Geometrie des Streukörpers besser berücksichtigt werden kann [34, 117]. In [78] wurde für die Verwendung unterschiedlicher Entwicklungsarten die Bezeichnung *Generalized Multipole Technique* (GMT) definiert.

### 5.2.1.4 Zusammensetzung der Felder

Das Berechnungsmodell nimmt eine Unterteilung in verschiedene Gebiete vor. Das Gebiet  $geb \in \{1 \dots N_{\text{geb}}\}$  hat die Materialeigenschaften  $\varepsilon_{\text{geb}}$  und  $\mu_{\text{geb}}$ . In den Gebieten liegt jeweils das Feld  $\vec{E}_{\text{geb}}$  vor, welches sich gemäß

$$\vec{E}_{\text{geb}} = \vec{E}_{\text{inc},\text{geb}} + \vec{E}_{\text{scat},\text{geb}} \quad (5.18)$$

zusammensetzt. Dabei ist  $\vec{E}_{\text{inc},\text{geb}}$  das anregende Feld, welches von außen eingepreßt wird. Daraus resultieren die Felder  $\vec{E}_{\text{scat},\text{geb}}$ , welche, vereinfacht ausgedrückt, durch Beugung, Brechung und Reflexion entstehen.

Das Streufeld wird in jedem Gebiet durch jeweils ein oder mehrere Entwicklungsansätze repräsentiert. Die  $N_{\text{entw},\text{geb}}$  Entwicklungsansätze im Gebiet  $geb$  setzen das Streufeld gemäß

$$\vec{E}_{\text{scat},\text{geb}} = \sum_{\text{entw}=1}^{N_{\text{entw},\text{geb}}} \vec{E}_{\text{scat},\text{geb},\text{entw}} \quad (5.19)$$

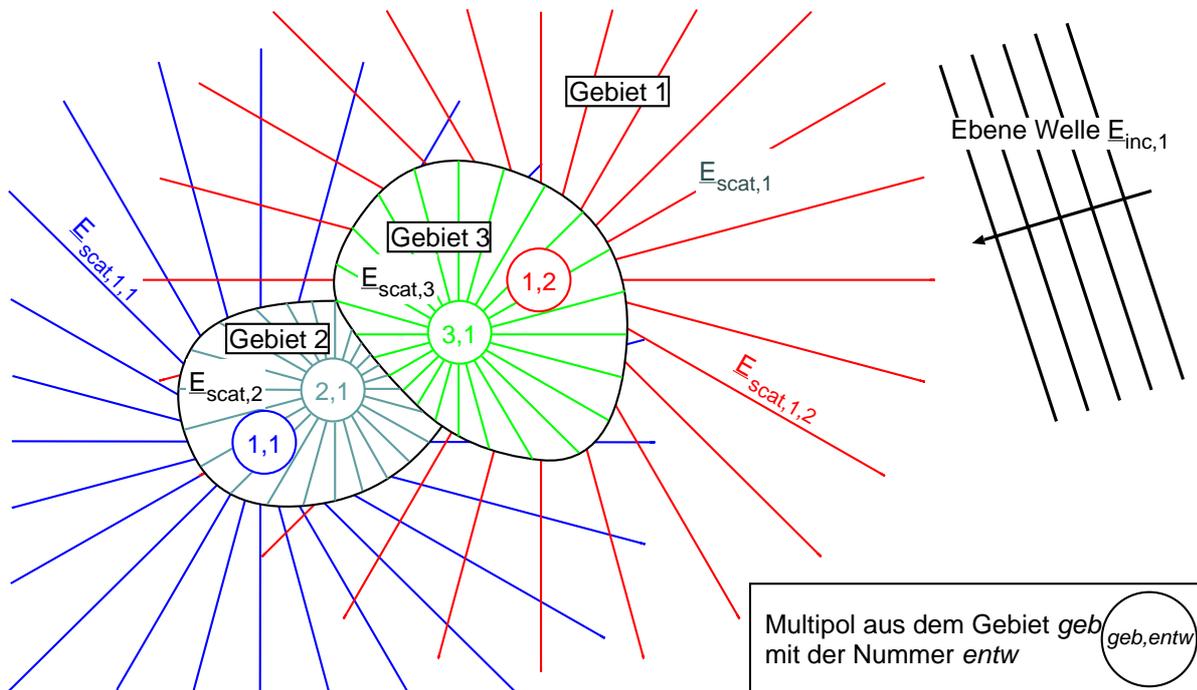
zusammen.

Ein Entwicklungsansatz wird durch

$$\vec{E}_{\text{scat},\text{geb},\text{entw}} = \sum_{i=1}^{N_{i,\text{geb},\text{entw}}} \alpha_{\text{geb},\text{entw},i} \cdot \vec{f}_{\text{geb},\text{entw},i} \quad (5.20)$$

verallgemeinert ausgedrückt. Dabei sind  $\alpha_{\text{geb},\text{entw},i}$  die Entwicklungskoeffizienten und  $\vec{f}_{\text{geb},\text{entw},i}$  die Feldfunktionen. Der Entwicklungsansatz kann verschiedene Entwicklungsarten, wie z. B. Multipole oder Linienmultipole, repräsentieren. Im Fall der Multipole entsteht Gleichung (5.20) durch Umsortieren von Gleichung (5.17). In diesem Fall wäre  $N_{i,\text{geb},\text{entw}} = 2N_{\text{max}}^2 + 4N_{\text{max}}$ .

Zur Veranschaulichung soll Bild 5.1 herangezogen werden. Es zeigt einen Außenraum, welcher als *Gebiet 1* gekennzeichnet ist. In diesem befindet sich ein dielektrischer Streukörper, welcher sich aus den *Gebieten 2* und *3* zusammensetzt. Als Anregung dient eine ebene Welle  $\vec{E}_{\text{inc},1}$ , welche auf den Streukörper trifft. Im Innenraum des Körpers gibt es keine Anregung, es sind also  $\vec{E}_{\text{inc},2} = \vec{0}$  und  $\vec{E}_{\text{inc},3} = \vec{0}$ . Das äußere Streufeld des Körpers wird durch die beiden Multipolentwicklungen  $\textcircled{1,1}$  ( $\vec{E}_{\text{scat},1,1}$ ) und  $\textcircled{1,2}$  ( $\vec{E}_{\text{scat},1,2}$ ) repräsentiert. Die Felder innerhalb des Körpers werden für *Gebiet 2* und *3* jeweils durch einen einzelnen Entwicklungsansatz bestimmt, also  $\textcircled{2,1}$  ( $\vec{E}_{\text{scat},2} = \vec{E}_{\text{scat},2,1}$ ) und  $\textcircled{3,1}$  ( $\vec{E}_{\text{scat},3} = \vec{E}_{\text{scat},3,1}$ ). Insgesamt liegen also vier Entwicklungen vor. Es sei angemerkt, dass für den Außenraum Multipol- und für den Innen-

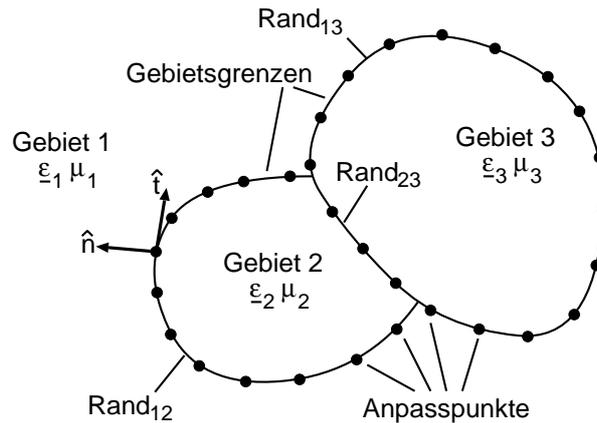


**Bild 5.1:** Multipolanordnung für einen Streukörper, der aus zwei Teilgebieten besteht. Die sternförmig dargestellten Geraden markieren den Wirkungsbereich des Multipols, von dem sie ausgehen.

raum Normalentwicklungen angesetzt werden. Multipole besitzen ihre Singularität ( $\vec{E} \rightarrow \infty$ )

in ihrem Koordinatenursprung, so dass dieser nicht in das Gebiet platziert werden darf, für das er zuständig ist. Die Koordinatenursprünge der Multipole (1,1) und (1,2) sind daher in das Innere des Streukörpers gesetzt. Anders verhält es sich mit den Entwicklungen (2,1) und (3,1), sie sind Normalentwicklungen und besitzen ihre Singularität im Unendlichen. Ihre Koordinatenursprünge können daher in die Gebiete gelegt werden, in denen sie wirksam sind.

### 5.2.1.5 Randbedingungen



**Bild 5.2:** Anordnung der Gebiete und Anpasspunkte bei der Mehrfach-Multipol-Methode.

Die jeweils isotropen und homogenen Gebiete werden durch die Materialeigenschaften  $\mu_k$  und  $\epsilon_k$  charakterisiert, wobei  $k$  die Gebietsnummer ist (siehe Bild 5.2). Die Gebietsgrenzen werden durch so genannte Anpasspunkte beschrieben und sie dienen dazu, Randbedingungen festzulegen, mit deren Hilfe schließlich das Gleichungssystem zur Bestimmung der Koeffizienten  $\alpha_{geb,entw,i}$  aufgestellt wird. Die Randbedingungen an dem Anpasspunkt  $j$  für das elektrische und magnetische Feld sind

$$\hat{t}_{1,j} \cdot \vec{E}_{j,k} = \hat{t}_{1,j} \cdot \vec{E}_{j,l} \quad (5.21)$$

$$\hat{t}_{2,j} \cdot \vec{E}_{j,k} = \hat{t}_{2,j} \cdot \vec{E}_{j,l} \quad (5.22)$$

$$\epsilon_k \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{E}_{j,k} = \epsilon_l \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{E}_{j,l} \quad (5.23)$$

$$\hat{t}_{1,j} \cdot \vec{H}_{j,k} = \hat{t}_{1,j} \cdot \vec{H}_{j,l} \quad (5.24)$$

$$\hat{t}_{2,j} \cdot \vec{H}_{j,k} = \hat{t}_{2,j} \cdot \vec{H}_{j,l} \quad (5.25)$$

$$\mu_k \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{H}_{j,k} = \mu_l \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{H}_{j,l} \quad (5.26)$$

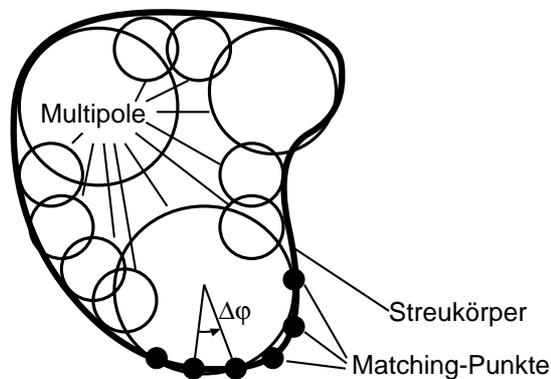
Dabei sind  $k$  und  $l$  die Nummern der beiden aneinandergrenzenden Gebiete und  $\hat{t}_1$  und  $\hat{t}_2$  sind die normierten Tangentialvektoren und  $\hat{n}$  ist der normierte Normalenvektor des Anpasspunkts.

$\vec{E}_{j,k}$  ist das elektrische Feld am Anpasspunkt  $j$  im Gebiet  $k$  und  $\vec{E}_{j,l}$  ist das Feld in Gebiet  $l$ . Gleiches gilt für die magnetischen Felder  $\vec{H}_{j,k}$  und  $\vec{H}_{j,l}$ .

### 5.2.1.6 Multipolkonfiguration

Mathematisch ist die Beschreibung des Streufeldes eines beliebigen Körpers durch einen einzigen Entwicklungsansatz hinreichend, allerdings führen die dann notwendigerweise hohen Ordnungen zu numerischen Schwierigkeiten. Das kann umgangen werden, indem mehrere Multipolentwicklungen mit jeweils unterschiedlichen Koordinatenursprüngen angesetzt werden [34, 117], daher der Name *Mehrfach-Multipol-Methode*.

Bei diesem Verfahren sind die Multipole derart anzuordnen, dass sie stückweise kugelflächenförmige Gebietsgrenzen abdecken. Bild 5.3 zeigt hierzu einen Streukörper mit rundlichen Formen. Die kugelförmigen Bereiche werden mit Multipolen mit größerem Einflussbereich abgedeckt, während die Zwischenräume mit Multipolen mit kleinerem Einflussbereich abgedeckt werden. Der größte Sehwinkel  $\Delta\varphi$ , unter dem ein Multipol zwei benachbarte Anpasspunkte sieht, bestimmt die Ordnung des Multipols. Verfahren zur Multipolkonfiguration finden sich in [72, 113].

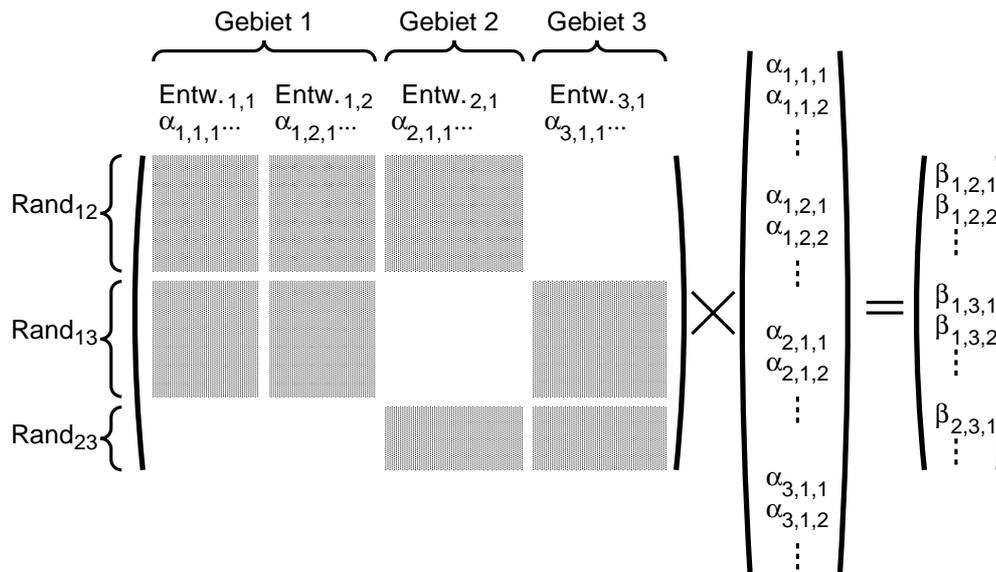


**Bild 5.3:** Multipolkonfiguration zur Beschreibung des Feldes außerhalb des Streukörpers.

### 5.2.1.7 Überbestimmtes Gleichungssystem

Die Bestimmung der Entwicklungskoeffizienten erfolgt über die Aufstellung eines Gleichungssystems in Form einer Matrix, wie es Bild 5.4 für die Anordnung aus den Bildern 5.1 und 5.2 zeigt. Die Zergliederung der Problemstellung beginnt mit der Unterteilung in Gebiete, hier sind es das Außengebiet 1 und die beiden inneren Gebiete 2 und 3. Für jedes der drei Gebiete müssen Feldentwicklungen angesetzt werden. In diesem Fall sind es für das Gebiet 1 zwei Entwicklungen und für die Gebiete 2 und 3 jeweils eine Entwicklung (siehe Bild 5.1). Jede Entwicklung hat den Satz Koeffizienten  $\alpha_{geb,entw,i}$ . Dabei ist  $i$  die durchlaufende Nummerierung,  $entw$  die Nummer der Entwicklung aus dem Gebiet  $geb$ . In der Matrix ist jede Feldentwicklung für eine bestimmte Gruppe von Matrixspalten zuständig. Die Gebiete werden durch Ränder voneinander getrennt. So begrenzt der Rand<sub>23</sub> die Gebiete 2 und 3. Eine Berandung besteht aus einem Satz Anpasspunkte, die neben ihren eigentlichen Aufpunkten noch jeweils zwei in der Randfläche liegende Tangential-Vektoren  $\hat{t}_1$  und  $\hat{t}_2$  besitzen<sup>3</sup>.

<sup>3</sup>Der Normalenvektor lässt sich mit  $\hat{n} = \hat{t}_1 \times \hat{t}_2$  berechnen.



**Bild 5.4:** Beispiel für das Gleichungssystem zur Bestimmung der Entwicklungskoeffizienten  $\alpha_{geb,entw,i}$ . Die Ränder werden mit den relevanten Entwicklungen verknüpft.

Innerhalb der Matrix werden die Ränder mit den entsprechenden Entwicklungen verknüpft. Nicht jede Entwicklung muss am Feld an einem bestimmten Rand beteiligt sein, so dass die Matrix nicht zwingend besetzt ist.

Üblicherweise werden mehr Anpasspunkte verwendet, als zur Bestimmung der Koeffizienten  $\alpha_{geb,entw,i}$  notwendig wären. Im Angelsächsischen wird diese Methode auch *Generalized Point Matching Technique* genannt. Das Gleichungssystem ist daher überbestimmt und verhält sich dadurch numerisch gutmütiger. Ein geeigneter Grad der Überbestimmung liegt etwa bei vier.

Gelöst wird das Gleichungssystem, indem die Fehlerquadrate minimiert werden, d. h., die Fehler in den Anpasspunkten werden gegeneinander austariert. Gelöst werden kann das Gleichungssystem mit Hilfe der QR-Zerlegung.

### 5.2.1.8 Fehlervektoren

Ein wichtiger Aspekt von numerischen Berechnungen ist die Genauigkeit der Ergebnisse. Bei ungeeigneter Modellierung der Berechnungsanordnung kann ein schlecht konditioniertes Gleichungssystem entstehen, woraus eine unbrauchbare Lösung resultieren kann. Aber auch zu wenige Entwicklungsansätze bzw. zu niedrige Entwicklungsordnungen können dazu führen, dass das elektromagnetische Feld nicht hinreichend genau repräsentiert werden kann. Es ist daher wichtig, einen Indikator für die Güte einer Lösung zu haben.

Werden nach einem Berechnungsdurchlauf die Residuen der Gleichungen (5.21) bis (5.26) gemäß

(5.27) zusammengefasst, erhält man den relativen Fehler  $\rho_j$  [35].

$$\rho_j^2 = \frac{1}{6} \left\{ \frac{|\underline{\varepsilon}_k \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{E}_{j,k} - \underline{\varepsilon}_l \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{E}_{j,l}|^2}{|\underline{\varepsilon}_k \cdot \underline{\varepsilon}_l|} + \left| \hat{t}_{1,j} \cdot \vec{E}_{j,k} - \hat{t}_{1,j} \cdot \vec{E}_{j,l} \right|^2 + \left| \hat{t}_{2,j} \cdot \vec{E}_{j,k} - \hat{t}_{2,j} \cdot \vec{E}_{j,l} \right|^2 + \sqrt{\frac{|\underline{\mu}_k \cdot \underline{\mu}_l|}{|\underline{\varepsilon}_k \cdot \underline{\varepsilon}_l|}} \cdot \left[ \frac{|\underline{\mu}_k \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{H}_{j,k} - \underline{\mu}_l \cdot \hat{n}_j \cdot \vec{H}_{j,l}|^2}{|\underline{\mu}_k \cdot \underline{\mu}_l|} + \left| \hat{t}_{1,j} \cdot \vec{H}_{j,k} - \hat{t}_{1,j} \cdot \vec{H}_{j,l} \right|^2 + \left| \hat{t}_{2,j} \cdot \vec{H}_{j,k} - \hat{t}_{2,j} \cdot \vec{H}_{j,l} \right|^2 \right] \right\} \quad (5.27)$$

Dieser kann für jeden einzelnen Anpasspunkt  $j$  berechnet werden. Allerdings ist die tabellarische Auswertung dieser Fehler mühsam, so dass deren grafische Darstellung zusammen mit dem Berechnungsmodell erstrebenswert ist. Hierzu bieten sich die Normalenvektoren der Anpasspunkte an, deren Länge entsprechend Gleichung (5.28) gesetzt werden.

$$\vec{n}_{\text{error},j} = \hat{n}_j \cdot \rho_j \quad (5.28)$$

Die grafische Darstellung der Anpasspunkte durch ihre Fehlervektoren  $\vec{n}_{\text{error},j}$  erlaubt eine einfache Überprüfung des Berechnungsergebnisses. Das im Rahmen dieser Arbeit entstandene Programm *xmmpedit* ermöglicht dem Benutzer eine komfortable Darstellung der Fehlervektoren (siehe Bild 5.17).

## 5.2.2 Objektorientierte Implementierung der Multipolmethode

### 5.2.2.1 Philosophie der objektorientierten Programmierung

Ein Feldberechnungsprogramm besteht aus mehreren Komponenten, wie z. B. Routinen zum Einlesen und Interpretieren der Eingabedaten, Funktionen zum Berechnen der Matrixelemente, Gleichungslöser, Funktionen zum Berechnen der gesuchten elektromagnetischen Felder und Ausgaberroutinen. Diese Aufzählung zeigt bereits eine Separation der Aufgaben. Allerdings greifen bestimmte Grundfunktionalitäten des Programms in mehrere dieser Teilaufgaben ein. Die Verwendung von Multipolentwicklungen hat z. B. Einfluss auf die Erstellung der Matrix, Interpretation des Lösungsvektors und die Berechnung der elektromagnetischen Felder. Werden weitere Feldentwicklungen, wie z. B. Linienmultipole, hinzugenommen, greifen diese ebenfalls in den nahezu gesamten Programmablauf ein.

Insbesondere bei der Mehrfach-Multipol-Methode sind eine Vielzahl von Feldentwicklungen möglich, die je nach Anwendungsfall optimal sind. Mit der Ausdehnung auf weitere Berechnungsaufgaben ergibt sich somit ein Bedarf an ständiger Programmiererweiterung. Für eine prozedurale Implementierung des Programms bedeutet dieses, dass häufig das gesamte Programm umgeschrieben werden muss, wodurch sich leicht Fehler einschleichen können.

Ein gängiges Mittel, um Komplexität zu reduzieren, ist Abstraktion. So können z. B. zusammengehörige Daten in einem Verbund gruppiert und als Objekt betrachtet werden. Dabei interessiert nicht, wie im Detail die Programmabschnitte zur Behandlung der Daten aussehen, sondern wie sich das Objekt nach außen hin darstellt und was man mit dem Objekt machen kann. Die Objektinterna interessieren dabei nicht. Am Beispiel einer Multipolentwicklung bedeutet dies, dass das Objekt verschiedene Attribute wie Koordinatenursprung, Ordnung, Grad und Entwicklungskoeffizienten gespeichert hat, diese aber nach außen hin nicht sichtbar sind. Auch die komplizierte Berechnung des Feldes bleibt nach außen hin verborgen. Das Objekt bietet lediglich ein paar wenige Methoden<sup>4</sup>, wie z. B. die zur Berechnung des elektrischen Feldes für einen bestimmten Ort.

Diese Denkweise wird von der objektorientierten Programmierung unterstützt. Ihre wesentlichen Kennzeichen sind *Klassen* (abstrakte Datentypen), *Datenkapselung*, *Vererbung* und *Poly-morphie* [52]. *Klassen* beschreiben dabei die Objekteigenschaften. Durch *Datenkapselung* sind nur relevante Daten nach außen hin sichtbar. Die *Vererbung* erlaubt eine Gruppierung der Objekte. So kann, um wieder das Beispiel der Feldentwicklungen zu nehmen, eine allgemeine Klasse *TExpansion* definiert werden, welche die Methoden *electricField* und *magneticField* zur Berechnung der Felder besitzt. Von dieser Klasse können dann spezielle Klassen, wie z. B. *T3DMPAllExp* oder *TLineMultExp* abgeleitet werden. Sie implementieren jeweils ihre speziellen Feldfunktionen. Durch die Vererbung haben sie jedoch auch das „Gesicht“ von *TExpansion* und können als solches behandelt werden, d. h. in den aufrufenden Programmsegmenten ist kein zusätzlicher Aufwand zur Unterscheidung der verschiedenen Feldentwicklungen mehr notwendig. Dadurch können z. B. einheitliche Daten-Container [53] zur Verwaltung der Daten eingesetzt werden. Das letzte der vier Kennzeichen der objektorientierten Programmierung ist die *Poly-morphie*. Sie erlaubt es, dass Objekte mehrere „Gesichter“ haben, d. h. sie sind das eine, aber sie sind auch das andere.

Durch eine geeignete Abstraktion der Feldberechnungsmethode, können Abhängigkeiten reduziert werden, so dass das Programm in möglichst unabhängige Module zergliedert werden kann. Dieses erlaubt den nachträglichen Einbau weiterer Module, ohne nennenswerten Mehraufwand.

### 5.2.2.2 Gleichungssystem

In der Matrix ist jede Feldentwicklung für eine bestimmte Gruppe von Matrixspalten zuständig. Feldentwicklungen werden daher im Folgenden als *Spaltenobjekte* bezeichnet (siehe Bild 5.4).

<sup>4</sup>Im objektorientierten Sprachgebrauch werden Klassenfunktionen auch als Methoden bezeichnet.

Jeder Gebietsrand ist für eine Gruppe von Matrix-Zeilen zuständig und wird daher im Folgenden *Zeilenobjekt* genannt.

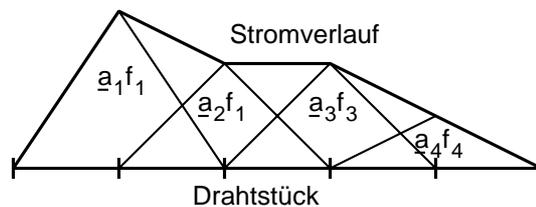
### 5.2.2.3 Umsetzung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Mehrfach-Multipol-Methode in objektorientierter Weise implementiert. Die Eingabedateien sind an die prozedurale Implementierung der ETH Zürich angelehnt [35], so dass für dieses Programm bereits erstellte Berechnungsmodelle ohne Modifikationen verwendet werden können. Im Anhang B werden die wichtigsten Klassen und deren Interaktionen beschrieben.

Durch die Verwendung des entwickelten Klassenmodells wird eine sehr genaue Schnittstellen-Definition gegeben, was eine Programmerweiterung, insbesondere durch mehrere beteiligte Personen, stark vereinfacht. Durch Abstraktion können die verschiedensten Entwicklungsarten auf höherer Ebene allgemein behandelt werden. So kann eine neue Feldentwicklung in ein separates Modul untergebracht werden und dieses durch Hinzufügen von nur zwei Programmzeilen in das bestehende Programm eingegangen werden.

### 5.2.3 Momentenmethode

Die einfachste Anwendung der Momentenmethode stellt die Behandlung von Drahtstrukturen dar. Hierzu werden die Drahtstücke in Segmente unterteilt, auf denen Basisfunktionen angesetzt werden. Auf diese Weise kann der Stromverlauf entlang des Drahtes approximiert werden. Es sind grundsätzlich verschiedene Basisfunktionen, wie z. B. Rechteckfunktionen, möglich. Im Folgenden wird jedoch von dreiecksförmigen Funktionen  $f_i$ , wie in Bild 5.5 dargestellt, ausgegangen. Jede Basisfunktion  $f_i$  wird mit dem Koeffizient  $\underline{a}_i$  gewichtet, so dass sich durch



**Bild 5.5:** Approximation des Stromes entlang eines Drahtsegments mit Hilfe dreiecksförmiger Basisfunktionen.

Überlagerung von hinreichend vielen Basisfunktionen  $f_i$  ein beliebiger Stromverlauf ausdrücken lässt.

Das elektrische Feld eines Fadenstroms lässt sich mit

$$\underline{\vec{E}} = \underline{\mathcal{E}}\underline{I} = -\frac{j}{4\pi\epsilon\omega} \text{grad} \int_{L'} \frac{\partial \underline{I}(\vec{r}')}{\partial l'} \cdot G(\vec{r}, \vec{r}') dl' - j\omega \frac{\mu}{4\pi} \int_{L'} \underline{I}(\vec{r}') \cdot \hat{l}' \cdot G(\vec{r}, \vec{r}') dl' \quad (5.29)$$

berechnen [50]. Dabei ist  $G(\vec{r}, \vec{r}')$  eine geeignete Green'sche Funktion. Mit Gleichung (5.29) wird ebenfalls der Operator  $\vec{\mathcal{E}}$  definiert.

Der Strom  $\underline{I}$  setzt sich gemäß

$$\underline{I} = \sum_{i=1}^{N_i} \underline{a}_i f_i \quad (5.30)$$

zusammen. Damit kann das gestreute elektrische Feld in Abhängigkeit von den Koeffizienten  $\underline{a}_i$  angegeben werden:

$$\vec{E}_{\text{scat}} = \sum_{i=1}^{N_i} \underline{a}_i \cdot \vec{\mathcal{E}} f_i. \quad (5.31)$$

Bei der Momentenmethode setzt sich das elektrische Gesamtfeld gemäß

$$\vec{E} = \vec{E}_{\text{inc}} + \vec{E}_{\text{scat}} \quad (5.32)$$

zusammen.

Die Koeffizienten  $\underline{a}_i$  sind derart zu lösen, dass auf der Drahtoberfläche die Randbedingung

$$\vec{E}_{\text{tan}} = \sum_{i=1}^{N_i} \underline{a}_i \vec{\mathcal{R}} \vec{\mathcal{E}} f_i + \vec{\mathcal{R}} \vec{E}_{\text{inc}} = 0 \quad (5.33)$$

erfüllt ist. Dabei bildet der Operator  $\vec{\mathcal{R}}$  das elektrische Feld auf die Tangentialkomponenten an den Drahtoberflächen ab. Diese Gleichung kann entweder nach dem Punktanpassungsverfahren auf den Drahtsegmenten erfüllt werden, oder durch die Bildung von Momenten. Letzteres Verfahren liefert genauere Ergebnisse. Mit Hilfe der Gewichtungsfunktion  $w_j$  für das Segment  $j$  und mit

$$\langle \dots, w_j \rangle = \int_L \dots w_j dl \quad (5.34)$$

wird das Moment berechnet. Es handelt sich also um eine gewichtete Mittelwertbildung entlang eines Segments. Damit kann das Gleichungssystem

$$\sum_{i=1}^{N_i} \underline{a}_i \langle \vec{\mathcal{R}} \vec{\mathcal{E}} f_i, w_j \rangle = - \langle \vec{\mathcal{R}} \vec{E}_{\text{inc}}, w_j \rangle \quad (5.35)$$

angegeben werden. Sind die Basisfunktionen  $f_i$  gleich den Gewichtungsfunktionen  $w_j$ , dann handelt es sich um das Galerkin-Verfahren. Die Lösung von (5.35) liefert die Koeffizienten  $\underline{a}_i$ . Mit deren Hilfe und mit (5.31) können die gestreuten elektrischen Felder schließlich berechnet werden.

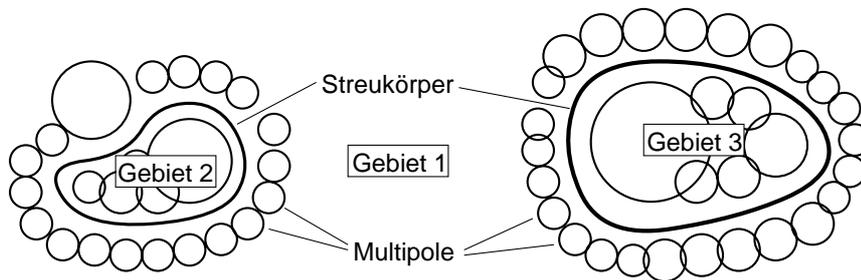
Die Darstellung der Momentenmethode erfolgte anhand des einfachsten Falls, den elektrischen Linienströmen auf Drahtsegmenten. Jedoch kann die Methode auf Flächenströme ausgeweitet werden, so dass auch metallische Flächen, wie z.B. Antennenreflektoren, PKW-Karosserien oder Herzschrittmachergehäuse, behandelt werden können. Werden zusätzlich noch magnetische Ströme berücksichtigt, lassen sich auch homogene dielektrische Körper behandeln. Eine ausführliche Beschreibung der Momentenmethode findet sich in [50].

## 5.2.4 Iterative Verkopplung MoM-MMP

### 5.2.4.1 Iterative Verkopplung innerhalb der Mehrfach-Multipol-Methode

Für die Berechnung von komplizierten Anordnungen ergibt sich eine hohe Anzahl von Unbekannten. Bezogen auf die Wellenlänge führt auch eine hohe Frequenz und die Verwendung von Dielektrika mit hohen Permittivitätswerten zu einer relativen Vergrößerung der Anordnung. Aufgrund der Zwei- bzw. Dreidimensionalität der allermeisten Problemstellungen kann die Zahl der zu lösenden Unbekannten rapide ansteigen. Noch stärker wirkt sich dies auf die Matrixgröße des Gleichungssystems aus. Rechnerkapazitäten sind daher schnell erschöpft.

Zur Lösung dieser Schwierigkeit wurde in [63] eine Methode zur Lösung des Gleichungssystems durch Verteilen auf mehrere Rechner vorgestellt. Die MMP-Methode erlaubt hierbei eine einfache Zergliederung des Problems. Befinden sich zum Beispiel zwei dielektrische Körper im freien Raum, wie in Bild 5.6 dargestellt, erhalten beide Körper jeweils ihren eigenen Satz Multipole, die ihre Ränder „umkleiden“, so dass jeder Körper in einem eigenen Gleichungssystem berechnet werden kann. Die Interaktion der beiden Streuprobleme wird durch eine iterative Verkopplung der beiden Gleichungssysteme erreicht, bei der das Streufeld des einen Körpers als einfallendes Feld für den anderen Körper wirkt, und umgekehrt. Bei geeigneten Multipolkonfigurationen konvergieren die Berechnungsprozesse.

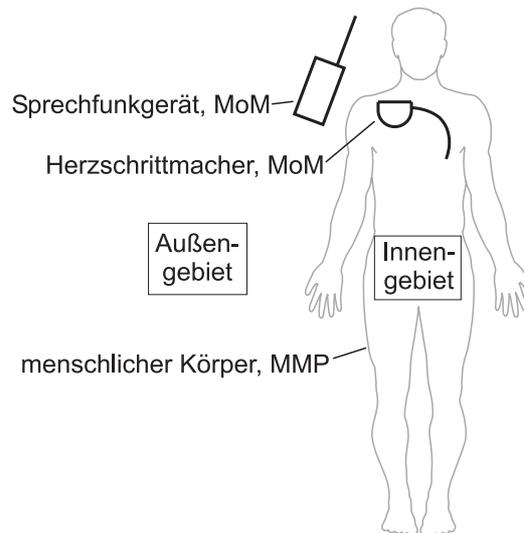


**Bild 5.6:** Iterative Berechnung zweier Streukörper mit der Mehrfach-Multipol-Methode.

### 5.2.4.2 Iterative Verkopplung mit der Methode der Momente (MoM)

In [63] wurde die Möglichkeit, andere Berechnungsverfahren, wie z. B. die Momentenmethode, mit der Mehrfach-Multipol-Methode iterativ zu verknüpfen, vorgeschlagen. In [97] wurde dies aufgegriffen und eine Verkopplung mit dem auf der Momentenmethode basierenden Feldberechnungsprogramm FEKO [19] vorgenommen. Bild 5.7 zeigt hierzu ein Berechnungsszenario. Es soll die in einen Herzschrittmacher eingekoppelte Störspannung, welche durch ein Sprechfunkgerät hervorgerufen wird, berechnet werden.

Der menschliche Körper wird hierbei mit der Mehrfach-Multipol-Methode behandelt. Die technischen Objekte, welche überwiegend aus Metall bestehen, werden mit der Momentenmethode berechnet.



**Bild 5.7:** Unterteilung in MoM-Gebiete und MMP-Gebiet.

### 5.2.4.3 Iterativer Lösungsansatz

Wird Bild 5.7 zu Grunde gelegt, so existieren die beiden Gebiete *Außengebiet* und *Innengebiet*. Für jedes Gebiet *geb* ergibt sich das Gesamtfeld  $\vec{E}_{geb}$  durch Überlagerung der Felder aller Quellen des Gebiets, wie es durch Gleichung (5.36) ausgedrückt wird.

$$\vec{E}_{geb} = \vec{E}_{\text{MoM},geb} + \vec{E}_{\text{MMP},geb} \quad (5.36)$$

Dabei ist  $\vec{E}_{\text{MMP},geb}$  das Feld der Multipole im Gebiet *geb*. Im Außengebiet ist  $\vec{E}_{\text{MoM},\text{Außengebiet}}$  das Feld des Sprechfunkgeräts und im Innengebiet ist  $\vec{E}_{\text{MoM},\text{Innengebiet}}$  das Streufeld des Herzschrittmachers.

Mit jedem Iterationsschritt  $\nu$  konvergieren<sup>5</sup> die Lösungen  $\vec{E}_{\text{MoM},geb,\nu}$  und  $\vec{E}_{\text{MMP},geb,\nu}$  gemäß

$$\vec{E}_{\text{MoM},geb} = \lim_{\nu \rightarrow \infty} \vec{E}_{\text{MoM},geb,\nu} \quad (5.37)$$

$$\vec{E}_{\text{MMP},geb} = \lim_{\nu \rightarrow \infty} \vec{E}_{\text{MMP},geb,\nu}. \quad (5.38)$$

Das elektrische Feld des MoM-Anteils des Gebiets *geb* setzt sich gemäß

$$\vec{E}_{\text{MoM},geb,\nu} = \sum_{i=1}^{N_{i,geb}} a_{geb,i,\nu} \vec{\mathcal{E}}_{geb} f_{geb,i} + \vec{E}_{\text{inc},geb} \quad (5.39)$$

zusammen, siehe auch Abschnitt 5.2.3. Dabei ist  $\vec{E}_{\text{inc},geb}$  das anregende elektrische Feld,  $f_{geb,i}$  sind die Basisfunktionen im Gebiet *geb* und  $\vec{\mathcal{E}}_{geb}$  ist der Operator für das Gebiet *geb*, der einen Strom gemäß  $f_{geb,i}$  auf das elektrische Feld abbildet. Die Koeffizienten  $a_{geb,i,\nu}$  werden für jeden Iterationsschritt  $\nu$  erneut berechnet, so dass Gleichung (5.40) erfüllt wird.

$$\vec{\mathcal{R}} \vec{E}_{\text{MoM},geb,\nu} + \underbrace{\vec{\mathcal{R}} \vec{E}_{\text{MMP},geb,\nu-1}}_{\text{Korrekturterm}} = \vec{0} \quad (5.40)$$

<sup>5</sup>Eine geeignete Multipolkonfiguration ist Voraussetzung.

Der Korrekturterm ist das im vorangegangenen Iterationsschritt berechnete Streufeld des MMP-Körpers.

Der iterative Programmablauf beginnt zunächst mit einer MoM-Berechnung. Für diesen ersten Iterationsschritt  $\nu = 1$  wird

$$\vec{\underline{E}}_{\text{MMP},\text{geb},0} = \vec{0} \quad (5.41)$$

gesetzt.

Nach Durchlauf dieser Berechnung dient das berechnete Feld  $\vec{\underline{E}}_{\text{MoM},\text{geb},\nu}$  als anregendes Feld für die MMP-Berechnung. Die Gleichungen (5.21) bis (5.23) werden um Korrekturterme erweitert, so dass sich die Gleichungen (5.42) bis (5.44) ergeben.

$$\hat{t}_{1,j} \left[ \vec{\underline{E}}_{\text{MMP},k,\nu}(\vec{r}_j) - \vec{\underline{E}}_{\text{MMP},l,\nu}(\vec{r}_j) \right] = -\hat{t}_{1,j} \left[ \vec{\underline{E}}_{\text{MoM},k,\nu}(\vec{r}_j) - \vec{\underline{E}}_{\text{MoM},l,\nu}(\vec{r}_j) \right] \quad (5.42)$$

$$\hat{t}_{2,j} \left[ \vec{\underline{E}}_{\text{MMP},k,\nu}(\vec{r}_j) - \vec{\underline{E}}_{\text{MMP},l,\nu}(\vec{r}_j) \right] = -\hat{t}_{2,j} \left[ \vec{\underline{E}}_{\text{MoM},k,\nu}(\vec{r}_j) - \vec{\underline{E}}_{\text{MoM},l,\nu}(\vec{r}_j) \right] \quad (5.43)$$

$$\hat{n}_j \left[ \varepsilon_k \vec{\underline{E}}_{\text{MMP},k,\nu}(\vec{r}_j) - \varepsilon_l \vec{\underline{E}}_{\text{MMP},l,\nu}(\vec{r}_j) \right] = -\underbrace{\hat{n}_j \left[ \varepsilon_k \vec{\underline{E}}_{\text{MoM},k,\nu}(\vec{r}_j) - \varepsilon_l \vec{\underline{E}}_{\text{MoM},l,\nu}(\vec{r}_j) \right]}_{\text{Korrekturterme}} \quad (5.44)$$

Dabei sind  $\vec{\underline{E}}_{\text{MMP},k,\nu}$  und  $\vec{\underline{E}}_{\text{MMP},l,\nu}$  die Feldentwicklungen für die Gebiete  $k$  und  $l$  und werden vom MMP-Prozess derart berechnet, dass die Gleichungen (5.42) bis (5.44) erfüllt werden. Im folgenden Iterationsschritt  $\nu + 1$  wird erneut eine MoM-Berechnung angestoßen, auf die wiederum eine MMP-Berechnung folgt.

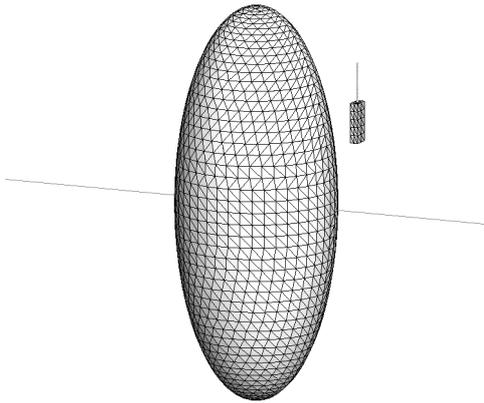
Als Abbruchkriterium dient die relative Änderung der Koeffizienten  $a_{\text{geb},i,\nu}$ . Hierzu können die Koeffizienten als Vektor  $\vec{a}_{\text{geb},\nu} = (a_{\text{geb},1,\nu}, a_{\text{geb},2,\nu}, \dots, a_{\text{geb},N_{i,\text{geb}},\nu})^T$  zusammengefasst werden. Die Iteration wird abgebrochen, sobald für jede MoM-Berechnung des Gebiets  $\text{geb}$  die Ungleichung

$$\frac{\|\vec{a}_{\text{geb},\nu} - \vec{a}_{\text{geb},\nu-1}\|_2}{\|\vec{a}_{\text{geb},\nu}\|_2} < \varepsilon_{\text{geb}} \quad (5.45)$$

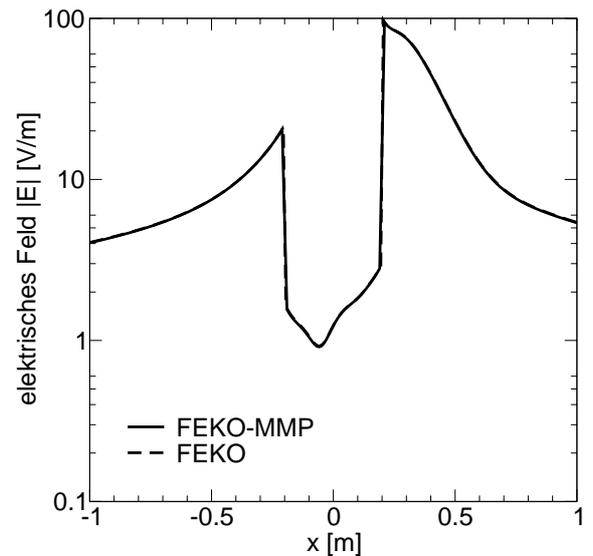
erfüllt ist. Entsprechend der gewünschten Genauigkeit kann  $\varepsilon_{\text{geb}}$  für jedes Gebiet gewählt werden.

#### 5.2.4.4 Vergleichsrechnung

Für eine Vergleichsrechnung wird ein prolates Ellipsoid mit 1000 mm Höhe und 400 mm Durchmesser herangezogen (siehe Bild 5.8). Es ist homogen und seine Materialeigenschaften sind  $\varepsilon_r = 56$ ,  $\mu_r = 1$  und  $\sigma = 0,53 \text{ S/m}$ . In unmittelbarer Nähe ist ein Sprechfunkgerät angebracht, welches bei einer Frequenz von  $f = 100 \text{ MHz}$  eine Leistung von 1 W abstrahlt. Das Feld wird entlang der in Bild 5.8 dargestellten Achse berechnet. Bild 5.9 zeigt den Betrag der Feldstärke entlang der Achse. Eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den beiden Verfahren konnte gefunden werden. Für die hier dargestellte Berechnung wurde für das Abbruchkriterium (5.45)  $\varepsilon_{\text{Außengebiet}} = 10^{-4}$  gesetzt. Es wurden fünf Iterationen benötigt.



**Bild 5.8:** Körpermodell mit Sprechfunkgerät.



**Bild 5.9:** Elektrische Feldstärke zum einen mit dem iterativen Verfahren FEKO-MMP gerechnet und zum anderen nur mit FEKO berechnet.

#### 5.2.4.5 Relaxationsfaktor

Unter bestimmten Bedingungen können während des Iterationsprozesses Oszillationen auftreten. Im ungünstigsten Fall schaukeln sich die iterativen Berechnungen sogar auf, so dass keine Konvergenz mehr eintritt. Ein Grund hierfür können zu geringe Abstände zwischen den Berechnungsanordnungen sein [75]. Durch geeignete Multipolkonfigurationen kann dieses Problem jedoch etwas entschärft werden.

Insbesondere geringe Abstände zwischen den Berechnungsanordnungen führen zu einer größeren Zahl notwendiger Iterationen. Ein Beispiel hierfür ist ein Herzschrittmachergehäuse, welches ca. 1 cm tief unter der Haut implantiert ist. Damit die Berechnungsdauer nicht zu lang wird, ist es erstrebenswert, die notwendige Zahl an Iterationsschritten gering zu halten.

Nach [63] können die Gauß-Iterationsschritte durch einen Relaxationsfaktor  $q < 1$  gedämpft oder durch  $q > 1$  beschleunigt werden (sukzessive Blockunterrelaxation / SBUR und sukzessive Blocküberrelaxation / SBOR). Hierzu werden die Gleichungen (5.42) bis (5.44) modifiziert. So wird z. B. aus (5.42) schließlich

$$\hat{t}_{1,j} \left[ \vec{E}_{\text{MMP},k,\nu}(\vec{r}_j) - \vec{E}_{\text{MMP},l,\nu}(\vec{r}_j) \right] = \hat{t}_{1,j} \left[ \vec{E}_{\text{MMPinc},k,\nu}(\vec{r}_j) - \vec{E}_{\text{MMPinc},l,\nu}(\vec{r}_j) \right]. \quad (5.46)$$

Die beiden anderen Gleichungen werden entsprechend modifiziert. Der MMP-Prozess wird jetzt nicht mehr direkt durch den MoM-Prozess angeregt, sondern durch die Hilfsgrößen  $\vec{E}_{\text{MMPinc},geb,\nu}$ , welche unter Zuhilfenahme des Relaxationsfaktors  $q$  gemäß

$$\vec{E}_{\text{MMPinc},geb,\nu} = (1 - q) \cdot \vec{E}_{\text{MMPinc},geb,\nu-1} + q \cdot \vec{E}_{\text{MoM},geb,\nu} \quad (5.47)$$

aus den Feldern der MoM-Prozesse berechnet werden. Zu Beginn der Rechnung wird  $\vec{E}_{\text{MMPinc,geb},0} = \vec{0}$  gesetzt.

Im Folgenden wird von dem Berechnungsbeispiel aus Abschnitt 5.2.4.4 ausgegangen und ein Herzschrittmacher knapp unter der Körperoberfläche modelliert. Die genaue Berechnungsanordnung hierzu ist im Kapitel 6 zu finden. Durch den Schrittmacher erhöht sich die Anzahl der benötigten Iterationen leicht. Für verschiedene Relaxationsfaktoren  $q$  ergeben sich die Iterationszahlen nach Tabelle 5.1. Durch den Relaxationsfaktor  $q = 0,9$  ergibt sich für dieses Beispiel optimale Konvergenz.

$q$	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2
Anzahl Iterationen	12	10	9	8	7	6	7	9	12

**Tabelle 5.1:** Anzahl der benötigten Iterationen in Abhängigkeit vom Relaxationsfaktor  $q$ .

## 5.3 Methode zur Erzeugung von Multipolkonfigurationen

### 5.3.1 Schwierigkeiten mit bisherigen Verfahren

Voraussetzung für eine erfolgreiche Anwendung der Mehrfach-Multipol-Methode ist eine gut gewählte Multipolkonfiguration. Dieses bedeutet zum einen eine geeignete Anordnung und Zahl der Anpasspunkte, so dass diese sowohl die Geometrie des Streukörpers hinreichend genau beschreiben, als auch den Feldinhomogenitäten gerecht werden. Zum anderen müssen Feldentwicklungen angesetzt werden, welche geeignet sind, die zu erwartenden Streufelder zu approximieren. Zusätzlich müssen Anpasspunkte und Feldentwicklungen aufeinander abgestimmt sein, damit eine sinnvolle Lösung möglich ist.

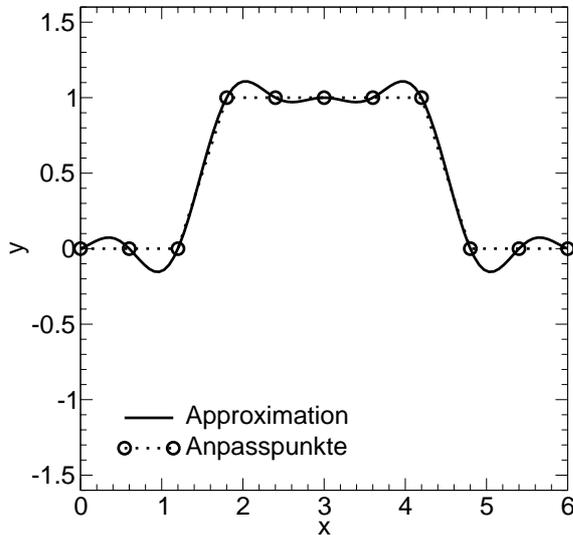
Sind die Anpasspunkte in ungeeigneter Weise angeordnet, kann das im Folgenden beschriebene Problem auftreten. Ein trapezförmiger Funktionsverlauf soll durch eine Fourier-Reihe fünfter Ordnung approximiert werden. Der gewöhnliche Lösungsweg würde zwar über das Fourier-Integral führen, im Folgenden sollen aber die Fourierkoeffizienten, wie bei der Mehrfach-Multipol-Methode, durch Punktanpassung bestimmt werden. Hierzu werden die Fourier-Koeffizienten  $a_0$  bis  $a_{10}$  mit Hilfe des linearen Gleichungssystems

$$y_i = a_0 + \sum_{j=1}^5 a_{(2,j-1)} \cos(j \cdot x_i) + a_{(2,j)} \sin(j \cdot x_i) \quad i \in \{1, 2, \dots, 11\} \quad (5.48)$$

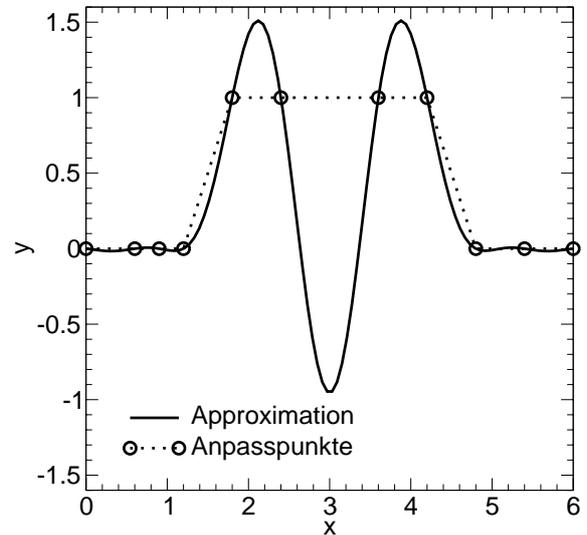
gelöst. Die Anpasspunkte  $(y_i, x_i)$  werden derart gewählt, dass sie dem Verlauf eines trapezförmigen Impulses folgen. Im ersten Beispiel werden die Punkte so gelegt, dass das Abtasttheorem

$$x_i - x_{i-1} < \frac{2\pi}{2 \cdot 5} \quad i \in \{2, 3, \dots, 11\} \quad (5.49)$$

befolgt wird und die Punkte auf der x-Achse äquidistant sind. Nach Lösung von (5.48) ergibt sich der Verlauf nach Bild 5.10. Anders verhält es sich hingegen, wenn die Wahl der Anpasspunkte ungeeignet ist (siehe Bild 5.11). Das Ergebnis weicht stark von dem gewünschten Verlauf ab, so dass die Lösung unbrauchbar ist.



**Bild 5.10:** Approximation durch Fourier-Reihe bei richtig gesetzten Anpasspunkten.



**Bild 5.11:** Approximation durch Fourier-Reihe bei schlecht gesetzten Anpasspunkten.

Der beschriebene Effekt kann auch bei der Mehrfach-Multipol-Methode auftreten, wenn die Anpasspunkte lokal nicht hinreichend dicht gesetzt sind oder die Ordnung eines Multipols zu hoch ist. Insbesondere unerfahrene Benutzer haben es oftmals schwer, brauchbare Lösungen zu erzielen, da der relative Fehler  $\rho_j$  in den Anpasspunkten<sup>6</sup> als Maß für die Güte einer Lösung dann nicht mehr aussagekräftig ist. Siehe hierzu auch Abschnitt 5.2.1.8.

Diese Schwierigkeit kann dadurch abgemildert werden, dass mehr Anpasspunkte eingesetzt werden als notwendig sind und sich dadurch ein überbestimmtes Gleichungssystem ergibt<sup>7</sup>.

Der übliche Weg zur Erstellung einer Multipolkonfiguration besteht zunächst im Setzen der Anpasspunkte, welche gleichzeitig die Geometrie der Streukörper beschreiben. Im nächsten Schritt werden die Multipole gesetzt [113, 20, 93, 23]. Dabei muss der Grad und die Ordnung der Multipole derart gesetzt werden, dass das Abtasttheorem nicht verletzt wird.

Für die separate Multipolmethode mag diese Vorgehensweise noch praktikabel sein. Allerdings erfordert die Berechnung von wie in Bild 5.8 dargestellten Szenarien mit Hilfe der beschriebenen iterativen Hybridmethode besonders geeignete Multipolkonfigurationen, welche mit der herkömmlichen Vorgehensweise sehr zeitaufwändig zu erstellen ist.

Nähert sich das Sprechfunkgerät von Bild 5.8 dem Körpermodell, entstehen wegen des Nahfelds komplizierte Streufelder, welche mit Hilfe von Entwicklungsfunktionen, wie z. B. Multipolen,

<sup>6</sup>Nach einer Berechnung kann die Nichterfüllung der Randbedingungen als relative Fehler in den Anpasspunkten berechnet werden.

<sup>7</sup>Auch *Generalized Point Matching Technique* genannt.

ausgedrückt werden müssen. Hierzu bietet es sich an, in der Nähe des Sprechfunkgeräts sowohl innerhalb als auch außerhalb des Körpermodells weitere Entwicklungsfunktionen anzusetzen. Dabei stellt die Platzierung der Multipole selbst keinen großen Aufwand dar, jedoch das Setzen weiterer Anpasspunkte, so dass das Abtasttheorem erfüllt bleibt.

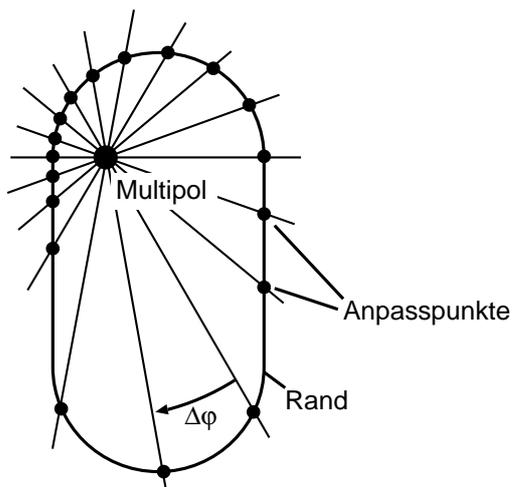
### 5.3.2 Neues Verfahren zur Erstellung von Multipolkonfigurationen

Um die Erstellung von Multipolkonfigurationen zu vereinfachen, aber auch um die Mehrfach-Multipol-Methode unerfahrenen Benutzern besser zugänglich zu machen, wird hier ein Verfahren zur Erzeugung von Multipolkonfigurationen vorgestellt. Hierbei wird der übliche Weg umgedreht, d. h. die Multipole werden zuerst von Hand gesetzt und erst dann die Anpasspunkte erzeugt. Die Erzeugung der Anpasspunkte erfolgt unter Berücksichtigung des Abtasttheorems automatisch. Die im vorherigen Abschnitt beschriebenen Probleme können somit nicht mehr auftreten. Nach einem Feldberechnungsdurchlauf werden die relativen Fehler in den Anpasspunkten zuverlässige Indikatoren für die Güte einer Lösung, so dass die Mehrfach-Multipol-Methode auch von weniger erfahrenen Benutzern erfolgreich angewendet werden kann.

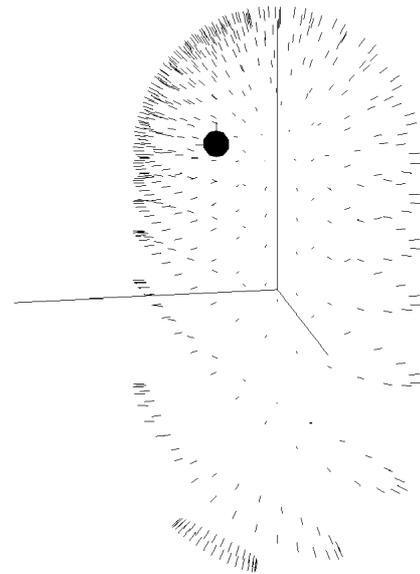
Das Programm benötigt zur Erzeugung der Anpasspunkte die Geometriedaten der Streukörper. Hierzu wird auf das Eingabeformat des Feldberechnungsprogramms FEKO [19] zurückgegriffen. Dieses birgt den Vorteil, dass für das Programm FEKO bereits erstellte Berechnungsmodelle mit wenig Aufwand für die Mehrfach-Multipol-Methode weiterverwendet werden können. Das Eingabeformat ermöglicht die Definition von Flächenelementen wie Dreiecke, Vierecke, Kreisflächen und Oberflächensegmente von Kugeln, Kegelstümpfen, Ellipsoiden, Tori und weiteren Sonderformen [3].

Erzeugt werden die Anpasspunkte durch Projektionen ausgehend von den Feldentwicklungen hin auf die Gebietsränder. Bild 5.12 zeigt einen mit Halbkugeln abgeschlossenen Kreiszyylinder, in welchem ein Multipol platziert ist. Der Winkel  $\Delta\varphi$ , unter dem der Multipol zwei benachbarte Anpasspunkte „sieht“, wird Sehwinkel genannt. Zur Erfüllung des Abtasttheorems ist der Sehwinkel  $\Delta\varphi < \pi/N_{\max}$  einzuhalten [113].  $N_{\max}$  ist dabei die Multipolordnung, siehe hierzu auch Abschnitt 5.2.1.2. Bild 5.13 zeigt die Anordnung dreidimensional. In der Nähe des Multipols ergibt sich automatisch eine höhere Dichte von Anpasspunkten. Durch Erhöhen der Multipolordnung oder durch Platzieren eines weiteren Multipols kann auf einfache Weise die Zahl der Anpasspunkte lokal erhöht und damit das Berechnungsmodell verfeinert werden.

Bei den Multipolentwicklungen wie auch den Normalentwicklungen wird vom Ursprung des Entwicklungskoordinatensystems aus projiziert. Hingegen müssen bei den gekrümmten Linienmultipolen [74, 76] die Projektionen anders vorgenommen werden. Diese Entwicklungen besitzen zum einen einen longitudinalen Grad und zum anderen einen Grad um ihre eigene Achse, den  $\varphi$ -Grad. Bild 5.14 zeigt einen Linienmultipol mit Vektoren zur Projektion auf die Anpasspunkte. Die Anzahl der Vektoren um den Linienmultipol herum erhöht sich mit dem  $\varphi$ -Grad, so dass



**Bild 5.12:** Zweidimensionale Darstellung der Projektion.



**Bild 5.13:** Von einem Multipol aus projizierte Anpasspunkte mit Normalenvektoren.

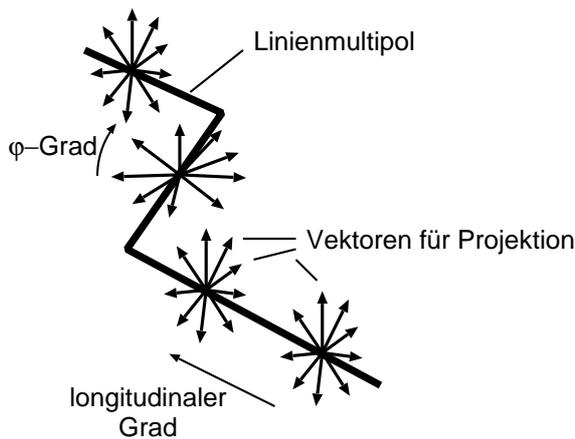
das Abtasttheorem stets erfüllt ist. Derartige Gruppen von Vektoren wiederholen sich entsprechend des longitudinalen Grades, so dass auch hier das Abtasttheorem erfüllt wird. Bild 5.15 zeigt einen als Ring geformten Linienmultipol um einen länglichen Körper. Zu sehen sind die projizierten Anpasspunkte, welche in der Nähe des Linienmultipols dichter angeordnet sind.

Es kann allerdings auch vorkommen, dass von einem Multipol ausgehende Projektionsvektoren keine Fläche finden, auf die sie einen Anpasspunkt projizieren. Dadurch werden möglicherweise nicht ausreichend Anpasspunkte generiert und die Zahl der Gleichungen für die Mehrfach-Multipol-Methode wird zu gering sein. Angestrebt werden sollte ein Grad der Überbestimmung von etwa vier. Um dieses zu bewerkstelligen, erhöht das Programm zur Erzeugung der Anpasspunkte sukzessive deren Dichte, bis die angestrebte Gesamtzahl erreicht ist [3].

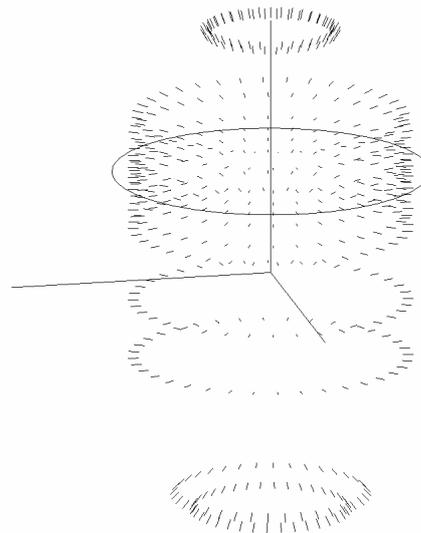
Abschließend zeigt Bild 5.16 ein Körpermodell, welches in mehrere Kammern unterteilt ist. Dieses birgt den Vorteil, dass mehrere Normalentwicklungen für den Innenraum angesetzt werden können. Um den Hals befinden sich zwei aufeinander liegende Linienmultipole, von denen der eine im Kopf und der andere im Schulterbereich wirksam ist. Für das Feld des Außenraums wurden in den Körper zahlreiche Multipole gelegt.

### 5.3.3 Interaktive Benutzeroberfläche zum Erstellen von Multipolkonfigurationen

Das im vorhergehenden Abschnitt beschriebene halbautomatische Verfahren erfordert für den Benutzer eine visuelle Rückkopplung, so dass er erkennen kann, ob hinreichend Anpasspunkte gesetzt sind und dass er nach einer Feldberechnung die Fehler in den Anpasspunkten überprüfen



**Bild 5.14:** Von einem Linienmultipol ausgehende Vektoren zur Projektion auf die Anpasspunkte.



**Bild 5.15:** Von einem ringförmigen Linienmultipol aus projizierte Anpasspunkte mit Normalenvektoren.

kann. Diese werden als Länge der Normalenvektoren an den Anpasspunkten dargestellt. Bild 5.17 zeigt die Benutzeroberfläche mit zwei Dialogen zur Multipolkonfiguration. Das Programm erlaubt die Darstellung von Anpasspunkten und optional von deren Normalenvektoren. Die Entwicklungsfunktionen können symbolisch dargestellt werden [8]. Für das Arbeiten mit dem Hybridverfahren MoM-MMP können die MoM-Anordnungen dargestellt werden, wie z. B. das Sprechfunkgerät und der Herzschrittmacher in Bild 5.17. Die Positionen der einzelnen Körper zueinander können auf diese Weise geprüft werden.

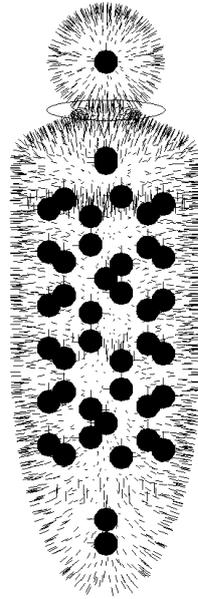
Die Benutzeroberfläche wurde unter X11<sup>8</sup> mit Hilfe der Motif-Programmbibliothek<sup>9</sup> [41, 21] implementiert. Für die dreidimensionale Darstellung der Objekte wurde auf OpenGL<sup>10</sup> zurückgegriffen [58, 116, 106]. OpenGL ermöglicht das Rendering von dreidimensionalen Objekten in Echtzeit, so dass das Simulationsszenario flüssig auf dem Bildschirm vergrößert, gedreht und modifiziert werden kann.

Das Kernstück der Applikation ist das Grafikfenster. Es erlaubt die detaillierte Darstellung der Multipolkonfiguration. Des Weiteren können die geometrischen Flächen dargestellt werden, aus denen sich nach Abschnitt 5.3.2 die Anpasspunkte berechnen. Eine weitere wichtige Möglichkeit ist, dass die MoM-Anordnungen dargestellt werden können, die bei hybrider MoM-MMP-Berechnung einfließen würden.

<sup>8</sup>X11 ist ein netzwerkfähiges Client-Server-Protokoll zur Implementierung von graphischen Bildschirmoberflächen unter UNIX.

<sup>9</sup>Motif ist ein eingetragenes Warenzeichen der OpenGroup. Mit Motif können Benutzeroberflächen aufgebaut werden. So wird z. B. das Aussehen von Bedienelementen, wie Buttons, Menüs und Rahmen definiert. Zusätzlich werden auch Empfehlungen für das Verhalten der zu programmierenden Anwendung gegeben.

<sup>10</sup>OpenGL ist ein eingetragenes Warenzeichen von SGI.



**Bild 5.16:** Beispiel für ein Körpermodell. Die Anpasspunkte wurden durch Projektionen von den einzelnen Entwicklungen erzeugt. Um den Hals befindet sich ein Linienmultipol.

Im Grafikfenster kann mittels Mausklicks und -bewegungen die Ansicht des Modells gedreht, verschoben und gezoomt werden. Des Weiteren lassen sich mit Hilfe der Maus Multipole selektieren, drehen und positionieren.

Mit dem im Bild 5.17 dargestellten *Multipol Manager* lassen sich Feldentwicklungen erstellen und konfigurieren. Es können Parameter, wie Position, Ausrichtung, Entwicklungsart und weitere Parameter wie Multipolordnungen eingegeben werden.

Das Beispiel aus Bild 5.17 zeigt ein ellipsoides Körpermodell, in das ein Herzschrittmacher implantiert ist. Außerhalb des Körpermodells ist ein Sprechfunkgerät angeordnet. Sowohl im Bereich des Geräts als auch des Schrittmachers wurden zusätzliche Multipole angeordnet. Diese sind notwendig, die lokal komplizierteren Streufelder besser zu approximieren. Ohne diese Zusatzmultipole würde das MoM-MMP-Hybridverfahren nicht konvergieren. Der violett dargestellte Multipol ist gerade selektiert und seine Daten können im Dialog „Multipol Data“ bearbeitet werden.

Die auf den Anpasspunkten dargestellten Normalenvektoren sind grün dargestellt. Ihre Länge entspricht dem relativen Fehler in den Randbedingungen, kurze Vektoren bedeuten also eine hohe Genauigkeit und lange Vektoren eine geringere Genauigkeit. Mit Hilfe der graphischen Darstellung können Bereiche mit geringer Genauigkeit lokalisiert werden und dort zusätzliche Multipole platziert werden. Nach einer zweiten Berechnung können die Fehler in den Anpasspunkten erneut überprüft werden.

Die hier vorgestellte Benutzeroberfläche erlaubt eine bequeme Erstellung der Multipolkonfiguration. Die Güte der Berechnung kann anhand der Fehler in den Randbedingungen geprüft und kann durch interaktives Nachbearbeiten der Multipolkonfiguration optimiert werden.

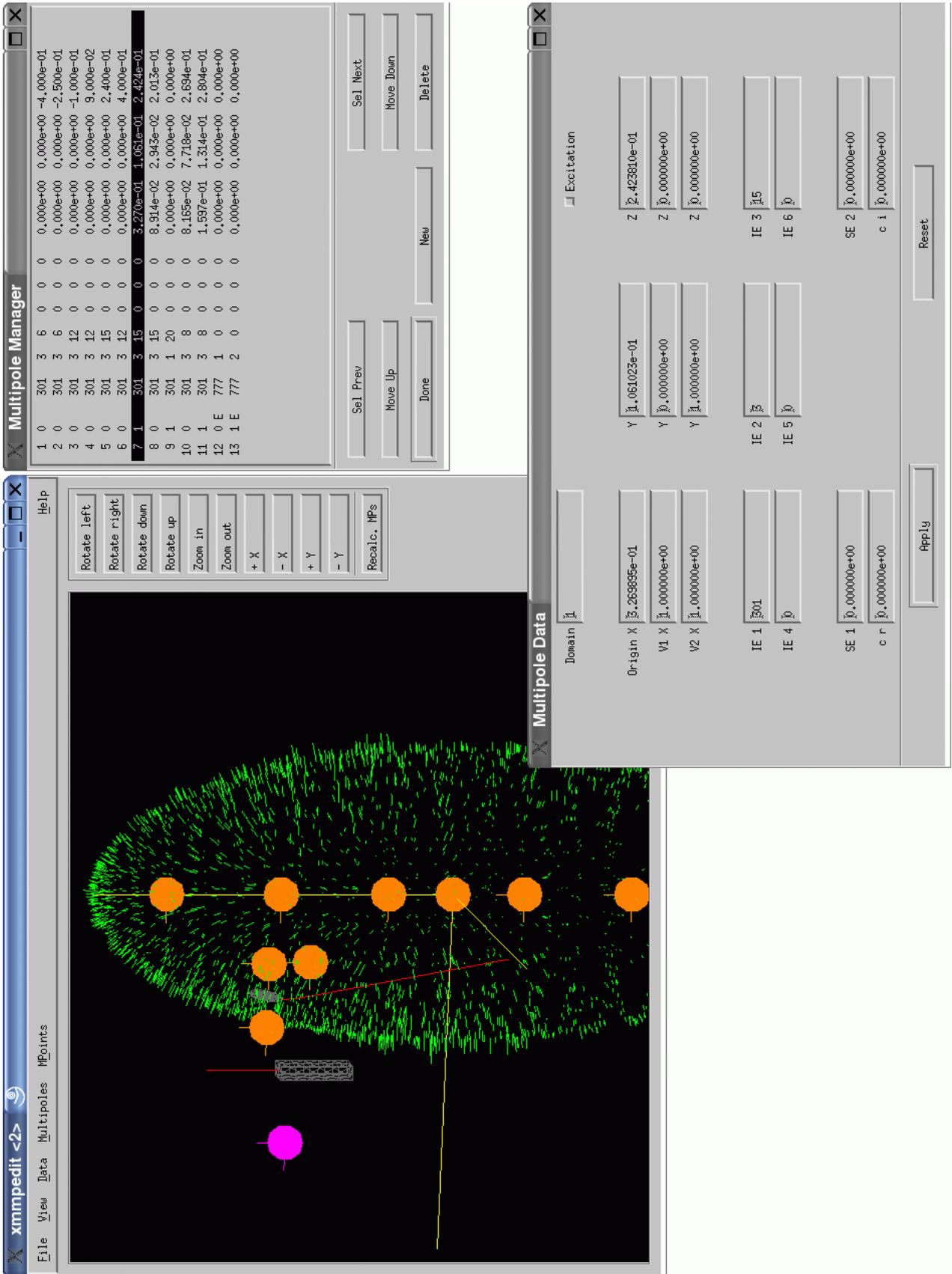


Bild 5.17: Benutzeroberfläche *xmmpedit*.

# Kapitel 6

## Berechnung der Störeinkopplung in Herzschrittmacherelektroden

### 6.1 Einführung

Bei Patienten mit Herzrhythmusstörungen schlägt das Herz unregelmäßig oder es kann sogar für mehrere Sekunden aussetzen. Um die damit einhergehenden Gefahren wie Sauerstoffmangel zu vermeiden, kann die Krankheit in vielen Fällen mit Hilfe eines Herzschrittmachers therapiert werden. Diese Geräte werden meist im Bereich des Schlüsselbeins unter die Haut implantiert. Je nach Seite handelt es sich dann um eine rechts- oder links-pektoriale Implantation. Bei seltenen Indikationen kann das Gerät auch im Bauchraum implantiert werden. Dann würde es sich um die abdominale Implantation handeln. Die Verbindung zum Herzen erfolgt mit Hilfe einer Herzschrittmacherelektrode. Im einfachsten Fall handelt es sich dabei um einen zumeist mit Silikon ummantelten elektrischen Leiter, welcher in das Herz eingeführt wird und an seinem Ende mit dem Herzen verwächst.

Zur Behandlung der verschiedensten Arten von Herzerkrankungen stehen heute eine Vielzahl von Herzschrittmachertypen zur Verfügung. Die einfachsten Geräte senden in regelmäßigen Abständen einen Impuls zum Herzen. Etwas aufwändigere Geräte überwachen das Herz und setzen erst bei Bedarf ein. Noch komplexere Geräte haben einen Defibrillator integriert.

Allerdings können Herzschrittmacher durch HF-Strahlungsfelder hoher Intensität gestört werden, wenn die Felder in den Körper des Patienten eindringen und in die Herzschrittmacherelektrode einkoppeln. Die Elektrode wirkt dabei als Antenne und führt der Herzschrittmacherelektronik Störsignale zu. Prinzipiell liegen die Frequenzen üblicher Funkdienste außerhalb der Bandbreite des Herzschrittmachers, jedoch können aufgrund von Nichtlinearitäten der Halbleiter die HF-Signale gleichgerichtet werden [112, 99].

Diese gleichgerichteten Anteile führen in der Regel zu Arbeitspunktverschiebungen der Eingangsverstärker. Ein leichter Versatz durch ein kontinuierliches oder allenfalls frequenzmoduliertes HF-Signal wird das Gerät in der Regel nicht beeinträchtigen. Problematisch hingegen

sind amplitudenmodulierte Signale, wie z. B. die des TV-Rundfunks. Diese führen zu einer gepulsten Gleichspannung. Auch wenn diese im mV-Bereich oder gar darunter liegt, kann sie vom Herzschrittmacher verwechselt werden und fälschlicherweise als Herzsignal interpretiert werden.

Die wissenschaftliche Untersuchung dieses Gefährdungspotentials ist aufgrund der Parametervielfalt sehr schwierig. So wird die eingekoppelte Störspannung durch die Gestalt des menschlichen Körpers, Anordnung des Schrittmachers, Geometrie der Elektrode, Einfallswinkel des elektromagnetischen Feldes und Frequenz bestimmt, um nur einige zu nennen.

Experimentelle Untersuchungen wurden in [47] an 231 verschiedenen Herzschrittmachertypen durchgeführt. Die Schrittmacher wurden hierzu in definierter Weise in einem Wasserbad mit 0,9 % Kochsalz fixiert und mit Mobiltelefonen des C-, D- und E-Netzes bestrahlt. Der Abstand der Antenne zur Wasseroberfläche wurde variiert und dabei der Funktionszustand des Herzschrittmachers protokolliert. Mit Hilfe der bekannten Zahlen von implantierten Herzschrittmachern konnte aufgezeigt werden, für wieviele Patienten eine potentielle Gefährdung besteht. Es werden Empfehlungen für den sicheren Umgang mit Mobiltelefonen gegeben.

Hingegen wurden in [36] Berechnungen durchgeführt. Wegen der untersuchten hohen Frequenzen von bis zu 2,5 GHz musste dabei auf ein planares Modell zurückgegriffen werden. In der Untersuchung wurden ebenfalls die sehr wichtigen Elektrodenimpedanzen behandelt. Es zeigt sich, dass aufgrund von Resonanzen sehr hohe Störspannungen auftreten können, was auch im Rahmen dieser Arbeit bestätigt werden konnte.

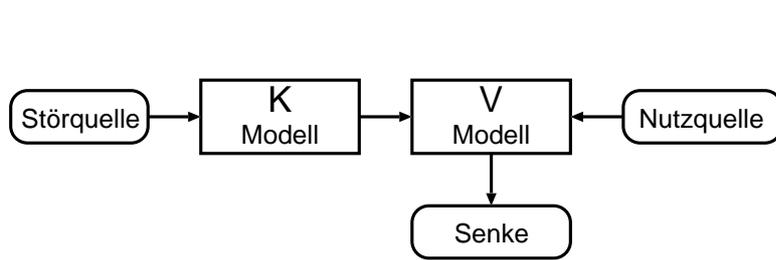
Derselbe Autor untersuchte in [37] die Einkopplung von Nahfeldern in ein Körpermodell. Die untersuchten niedrigen Frequenzen von 30 kHz bis 100 MHz ermöglichten die Verwendung eines dreidimensionalen Körpermodells.

Die Herzschrittmacherstudie im Rahmen der vorliegenden Arbeit ergänzt die bisherigen Arbeiten um den Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz. Es werden im Folgenden sowohl Fernfeld- als auch Nahfelduntersuchungen durchgeführt. Dank der rasanten Entwicklung auf dem Gebiet der Rechnertechnik, aber auch durch die Entwicklung von Hybridmethoden (siehe Kapitel 5), erfolgt die Untersuchung anhand von dreidimensionalen Körpermodellen.

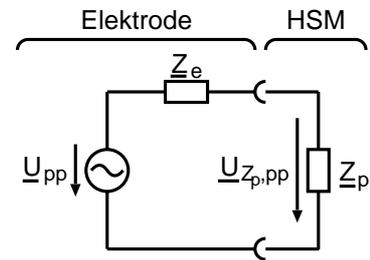
## 6.2 Kopplungsmodell

Das Gefahrenpotential für einen Herzschrittmacherträger wird durch zwei Mechanismen bestimmt. Zum einen ist das die Störeinkopplung in die Herzschrittmacherelektrode, und damit in die Schrittmacherschaltung, und zum anderen ist das die Beeinflussbarkeit des implantierten Geräts. Hierfür führt [83] das Beeinflussungsmodell ein, welches in Bild 6.1 dargestellt ist. Es besteht aus dem Kopplungsmodell sowie dem Verträglichkeitsmodell. Letzteres ist für jedes Schrittmachergerät spezifisch. Es sagt aus, ab welchen Störspannungen und bei welchen Modulationsarten das Gerät beeinflusst wird. Des Weiteren enthält es Angaben über elektrische

Eigenschaften wie z. B. die Eingangsimpedanz der Schaltung. Das Verträglichkeitsmodell ist jedoch nicht Bestandteil dieser Untersuchung, daher wird an dieser Stelle auf [83, 46] verwiesen.



**Bild 6.1:** Beeinflussungsmodell, bestehend aus Kopplungsmodell und Verträglichkeitsmodell.



**Bild 6.2:** Ersatzschaltbild von Herzschrittmacherelektrode und Schrittmacher.

Gegenstand dieser Arbeit ist das Kopplungsmodell. Es beschreibt die Herzschrittmacherelektrode als verallgemeinerte Quelle, die aus der Spitze-Spitze-Leerlaufspannung  $\underline{U}_{pp}$  und der Elektrodenimpedanz  $\underline{Z}_e$  besteht (siehe Bild 6.2). Das Verträglichkeitsmodell definiert die Herzschrittmacherimpedanz  $\underline{Z}_p$ , mit deren Hilfe die tatsächlich am Schrittmacher anliegende Störspannung  $\underline{U}_{Z_p,pp}$  berechnet werden kann.

Etwas komplizierter verhält es sich im Fall des bipolaren Herzschrittmachers, bei dem zwei Elektroden zum Herzen führen. Ein derartiges Gerät kann nicht mehr durch eine einzelne Impedanz beschrieben werden, sondern muss als N-Tor aufgefasst und durch die Admittanzmatrix  $||\underline{Y}_p||$  ausgedrückt werden. Ähnliches gilt für die beiden Elektroden, diese können durch die Admittanzmatrix  $||\underline{Y}_e||$  und zwei fiktive Ströme beschrieben werden. Durch Parallelschalten der beiden Admittanzmatrizen und Anwendung der fiktiven Ströme können die Störspannungen ermittelt werden. In [30] wird anhand eines EKG-Geräts mit drei Ableitungen eine Möglichkeit vorgestellt, wie mit Hilfe der Momentenmethode ein Kopplungsmodell für ein N-Tor berechnet werden kann.

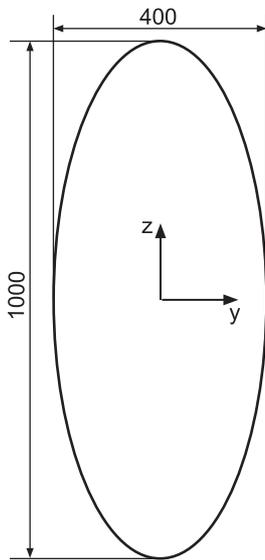
## 6.3 Definitionen

### 6.3.1 Körpermodelle

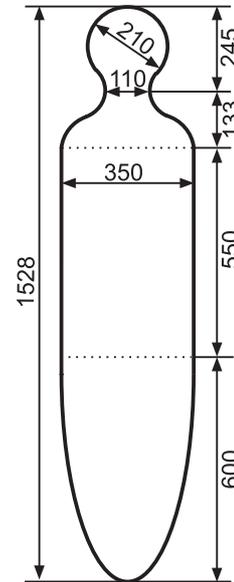
Im Rahmen der Untersuchung kommen zwei Körpermodelle zum Einsatz. Zum einen ein prolaten Ellipsoid mit 400 mm Durchmesser und 1000 mm Höhe, im Folgenden *Körpermodell 1* genannt (siehe Bild 6.3). Die Abmessungen wurden so gewählt, dass sie den Oberkörper eines Durchschnittsmenschen zwischen 16 und 60 Jahren nach DIN 33402 Teil 2 abdecken. Dieses

einfache Körpermodell eignet sich gut für die Durchführung der Nahfelduntersuchungen mit Hilfe der Mehrfach-Multipol-Methode.

Für die Fernfelduntersuchungen, welche weniger aufwändig sind, kann das etwas detailliertere *Körpermodell 2* verwendet werden (siehe Bild 6.4). Es besitzt einen Kopf, Schultern und einen Beinansatz.



**Bild 6.3:** Körpermodell 1 (Maße in mm).



**Bild 6.4:** Körpermodell 2 (Maße in mm).

### 6.3.2 Dielektrische Eigenschaften des Körpermodells

Die verwendeten Körpermodelle sind homogen. Ihre dielektrischen Eigenschaften werden durch gewichtete Mittelwertbildung der Organparameter bestimmt. Hierzu werden die Anteile gemäß Tabelle 6.1 verwendet, die mit Hilfe eines anatomischen Atlases ermittelt wurden [68].

Gewebeart	Muskel	Knochen	Lunge	Leber	Herz	Magen
Anteil	41 %	20 %	19 %	11 %	5 %	4 %

**Tabelle 6.1:** Zusammensetzung des Oberkörpers.

Aus den dielektrischen Eigenschaften der einzelnen Organe nach [24] lässt sich ihr Mittelwert in Abhängigkeit von der Frequenz nach Tabelle 6.2 angeben.

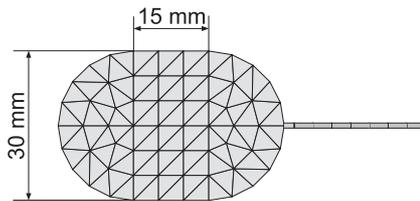
### 6.3.3 Herzschrittmachermodell

Untersuchungen haben ergeben, dass die Form des Herzschrittmachers einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Einkopplung hat [36, 68]. Daher wird die einfache Form nach Bild 6.5 gewählt.

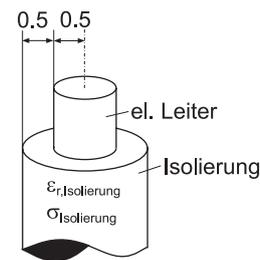
Frequenz [MHz]	50	100	200	300	400	500
$\varepsilon_r$	70	56	48	45	44	43
$\sigma$ [s/m]	0,45	0,53	0,57	0,62	0,65	0,67

**Tabelle 6.2:** Materialparameter des Körpermodells.

Das Modell der Herzschrittmacherelektrode ist gemäß Bild 6.6 aufgebaut. Für die Isolierung werden die Parameter  $\varepsilon_{r,\text{Isolierung}} = 2$  und  $\sigma_{\text{Isolierung}} = 1 \mu\text{S/m}$  verwendet.



**Bild 6.5:** Modell des Herzschrittmachers.



**Bild 6.6:** Beschaffenheit des Herzschrittmacherelektrodenmodells (Maße in mm).

### 6.3.4 Implantationsarten

Die Art und Weise, wie ein Schrittmacher implantiert wird, ist nicht generell festgelegt, sondern ist weitgehend dem Chirurgen überlassen. Allerdings kann eine Gruppierung in drei Implantationsarten vorgenommen werden: rechts-pektoriale, links-pektoriale und abdominale Implantation. Die Konfigurationen werden in Tabelle 6.3 beschrieben und im Rahmen der Untersuchung in ein Berechnungsmodell umgesetzt. Der letzte Punkt in der Tabelle beinhaltet eine aufgewickelte Elektrode. Dieser Fall tritt häufig auf, da die Elektroden selten die exakt passende Länge haben und der Chirurg daher den Rest aufwickelt und diesen neben dem Schrittmachergerät unterbringt.

Abbildungen und exakte Maße der Modelle finden sich im Anhang C. Das Gehäuse des Herzschrittmachers ist bei den Berechnungsmodellen stets 1 cm tief unter der Körperoberfläche platziert. Die Elektrode wird etwa in die Mitte des Körpers geführt, so dass der Elektrodenkopf dort endet, wo sich das Herz befindet. Für die beiden Körpermodelle 1 und 2 sind die Abmessungen der Elektroden etwas unterschiedlich, von der Grundanordnung jedoch gleich. Die Implantationsarten für Körpermodell 1 sind in den Bildern C.1 bis C.4 dargestellt und für Körpermodell 2 in den Bildern C.5 bis C.7.

Links-pektoral	Der Herzschrittmacher ist unter dem linken Schlüsselbein implantiert.
Rechts-pektoral	Der Herzschrittmacher ist unter dem rechten Schlüsselbein implantiert.
Abdominal	Der Herzschrittmacher ist im Bauchraum implantiert. Die Elektrode läuft in einer großen Schleife zum Herz.
Rechts-pektoral mit aufgewickelter Elektrode	Der Herzschrittmacher ist unter dem rechten Schlüsselbein implantiert. Die überlange Elektrode wird zusammengewickelt und dem Gerät beigelegt.

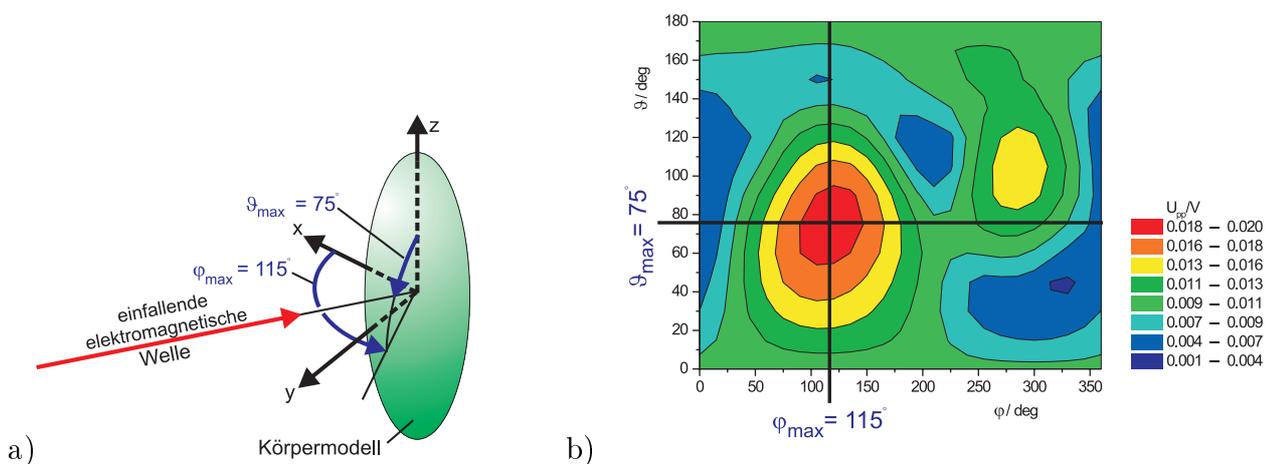
**Tabelle 6.3:** Untersuchte Implantationsarten.

## 6.4 Fernfeldberechnungen

### 6.4.1 Definition der Einfallsrichtung

Die Fernfeldberechnungen behandeln die Einkopplung durch einfallende ebene Wellen. Diese werden mit Hilfe des sphärischen Koordinatensystems gemäß Bild 6.7-a definiert. Die Winkel  $\varphi$  und  $\vartheta$  bestimmen die Einfallsrichtung. Die Polarisation ist durch den Winkel  $\eta$  gegeben.

Wird die Einkopplung für eine Vielzahl von Einfallsrichtungen berechnet, ergibt sich ein Diagramm nach Bild 6.7-b. Es wurden jeweils die Werte für die Polarisation mit der höchsten Einkopplung eingezeichnet. Im Beispiel tritt der Worst-Case bei  $\varphi_{\max} = 115^\circ$  und  $\vartheta_{\max} = 75^\circ$  auf.



**Bild 6.7:** a) Definition der Einfallsrichtung. b) Beispiel für die eingekoppelte Spannung für verschiedene Einfallsrichtungen  $\varphi$  und  $\vartheta$ . Das Maximum befindet sich bei  $\varphi_{\max} = 115^\circ$  und  $\vartheta_{\max} = 75^\circ$ .

## 6.4.2 Berechnungsmethode und Reziprozitätstheorem

Das Reziprozitätstheorem besagt, dass der Gewinn einer Antenne im Sendefall der gleiche ist, wie im Empfangsfall. Das kann genutzt werden, indem der Herzschrittmacher nicht mehr als Empfänger aufgefasst wird, sondern als Sendequelle. Für diesen Fall ist nur noch eine einzige Berechnung notwendig, um die Störeinkopplung für sämtliche Einfallsrichtungen und Polarisationen zu bestimmen. Eine beträchtliche Beschleunigung ist somit möglich.

Für die Fernfeldberechnungen wurde das auf der Momentenmethode basierende Programm FE-KO [19] benutzt. Dabei wurde die Berechnungsanordnung am Tor des Herzschrittmachers mit einer definierten Spannungsquelle gespeist. So kann mit einem einzelnen Berechnungsdurchlauf für eine Frequenz die Elektrodenimpedanz  $Z_e$  und der Gewinn  $G(\vartheta, \varphi, \eta)$  für beliebig viele  $\vartheta$  und  $\varphi$  bestimmt werden. Mit diesen Daten lässt sich schließlich mit Gleichung (6.1) die im Empfangsfall eingekoppelte Störspannung  $|U_{pp}|$  berechnen.

$$|U_{pp}| = \left| \vec{E}_{inc} \right| \cdot 2\lambda_0 \cdot \sqrt{\frac{\text{Re}\{Z_e\} \cdot G(\vartheta, \varphi, \eta)}{\pi \cdot Z_{F0}}} \quad (6.1)$$

Dabei ist  $\lambda_0$  die Wellenlänge und  $Z_{F0}$  der Freiraumwellenwiderstand.  $\left| \vec{E}_{inc} \right|$  ist die Amplitude der einfallenden ebenen Welle. Die Herleitung von Gleichung (6.1) findet sich in [68].

## 6.4.3 Einfluss der Frequenz auf die Worst-Case-Einfallsrichtung

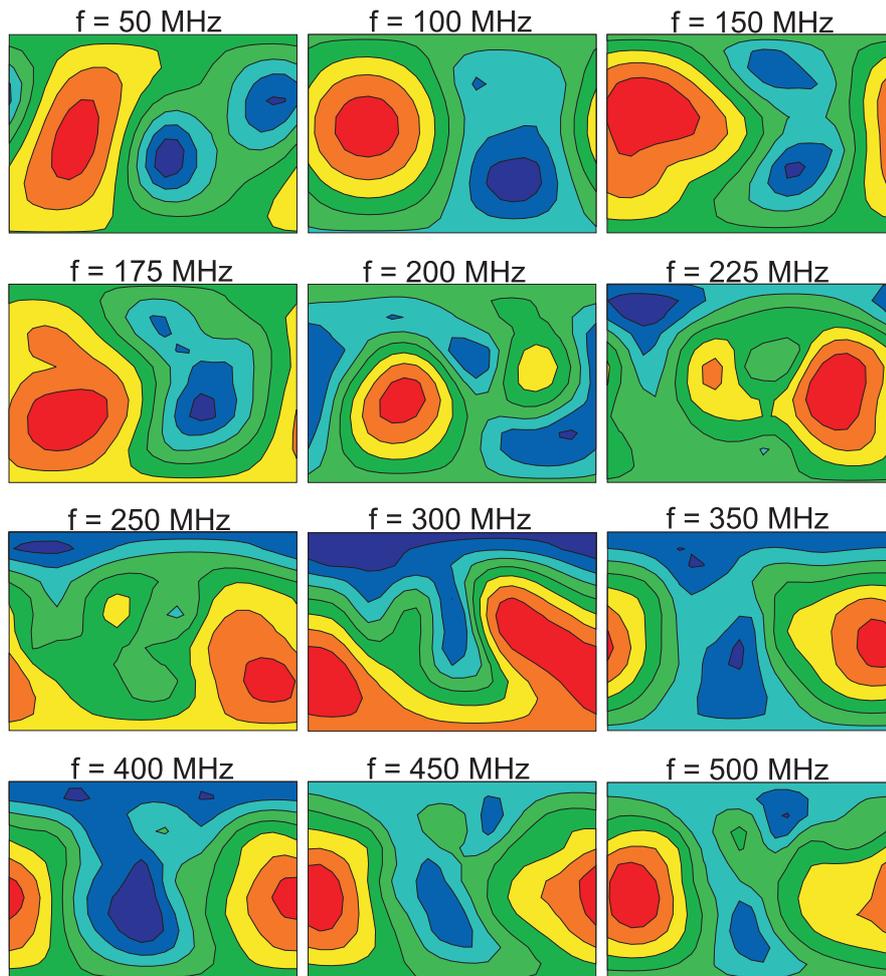
Anhand des folgenden Beispiels soll gezeigt werden, dass die Worst-Case-Einfallsrichtung nicht ohne weiteres vorhersehbar ist, sondern, dass in engen Frequenzschritten jeweils die Einkopplung für sämtliche Einfallsrichtungen berechnet werden muss, um dann den Worst-Case herauszugreifen. Hierzu zeigt Bild 6.8 die eingekoppelte Spannung über der Einfallsrichtung für verschiedene Frequenzen. Die Definitionen und der Maßstab sind gemäß Bild 6.7.

Bis  $f = 175$  MHz ist die Worst-Case-Einfallsrichtung bei ca.  $\varphi_{max} = 100^\circ$ . Wird die Frequenz weiter erhöht, ändert sich das und nimmt bei  $f = 300$  MHz ein stark verändertes Muster an. Ab  $f = 350$  MHz liegt  $\varphi_{max}$  bei ca.  $0^\circ$ .

Eine Ursache könnte sein, dass bei niedrigen Frequenzen das Magnetfeld maßgebend ist und die induzierte Spannung für die Einkopplung verantwortlich ist. Bei höheren Frequenzen kann das Magnetfeld den Körper nicht mehr durchdringen. Dafür kann sich jedoch das elektrische Feld stärker auf den dicht unter der Oberfläche liegenden Herzschrittmacher auswirken.

## 6.4.4 Fernfeldberechnungsergebnisse

Die Ergebnisse beziehen sich auf eine einfallende ebene Welle mit einer Feldstärke von  $|E_{inc}| = 1$  V/m. Die eingekoppelten Störspannungen  $U_{pp}$  werden der Norm VDE 0848 Teil 3 entsprechend



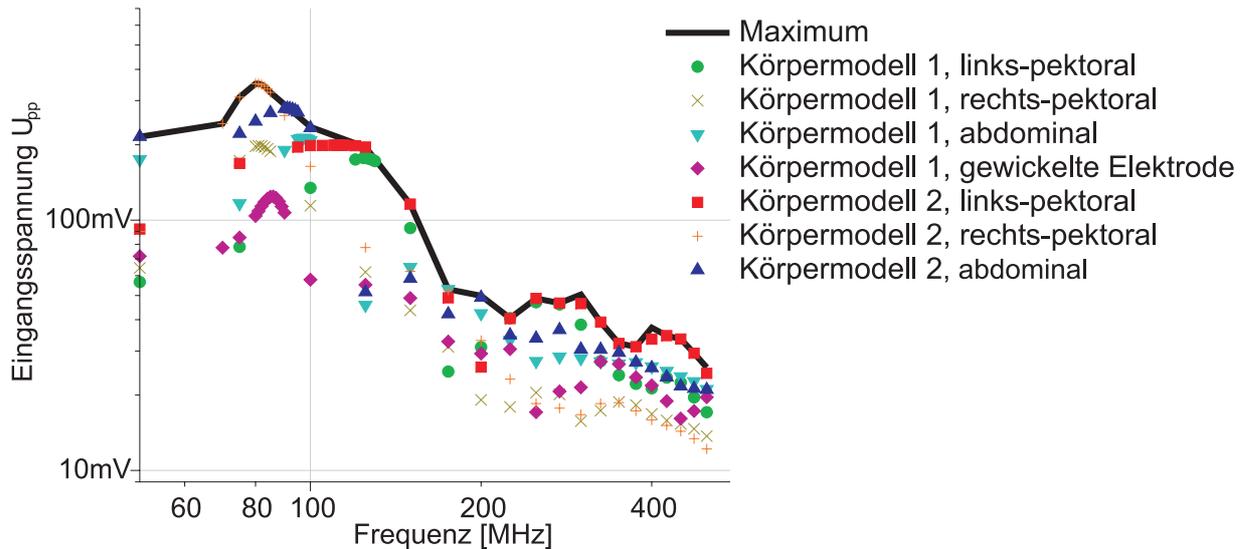
**Bild 6.8:** Verteilung der eingekoppelten Störspannung für verschiedene Frequenzen. Körpermodell 1 mit rechts-pektoraler Implantation.

als Spitze-Spitze-Werte angegeben. Des Weiteren handelt es sich bei  $U_{pp}$  um Leerlaufspannungen (siehe Bild 6.2).

Es wurden die Störspannungen für die beiden Körpermodelle 1 und 2, jeweils kombiniert mit den Implantationsarten nach Tabelle 6.3 bestimmt. Ausnahme ist die Kombination von Körpermodell 2 mit aufgewickelter Elektrode, diese wurde nicht berechnet, da es sich bei Körpermodell 1 bereits gezeigt hat, dass die aufgewickelte Elektrode nicht zum Worst-Case beiträgt.

Die Ergebnisse sind in Bild 6.9 zusammengefasst. Die angegebenen Werte ergeben sich aus der Einfallrichtung und Polarisation mit der höchsten Einkopplung. Sehr hohe Spitzen-Werte werden offensichtlich durch Resonanzen verursacht. Daher wurde in Resonanzbereichen in feineren Frequenzschritten gerechnet.

Nimmt man von allen Kombinationen die höchsten Werte, so erhält man als Endergebnis der Fernfelduntersuchung die schwarze Kurve in Bild 6.9. Insbesondere treten im UKW-Bereich



**Bild 6.9:** Zusammenfassung der Fernfelderergebnisse. Aufgetragen sind jeweils die Werte für die Einfallrichtung und Polarisation mit der höchsten Einkopplung. Die Feldstärke der anregenden ebenen Welle ist  $|E_{inc}| = 1 \text{ V/m}$ .

sehr hohe Einkoppelspannungen auf, die zu höheren Frequenzen jedoch rasch abnehmen. Verantwortlich hierfür sind Resonanzeffekte, welche im folgenden Abschnitt 6.5 behandelt werden.

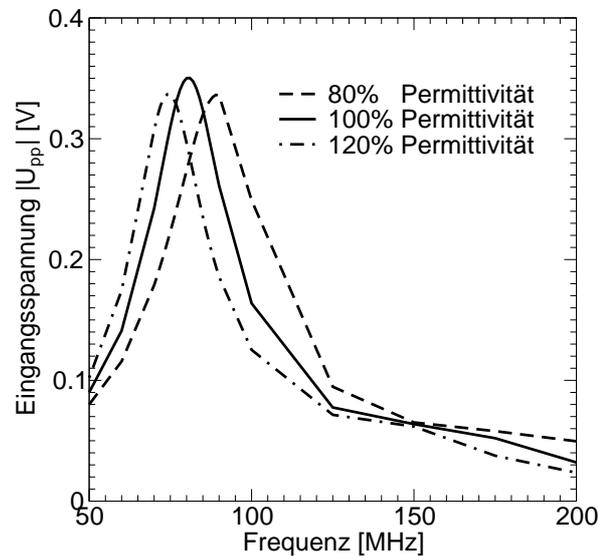
## 6.5 Untersuchung der Resonanzeffekte

Es hat sich gezeigt, dass durch Resonanzeffekte sehr hohe Einkoppelspannungen im Frequenzbereich des UKW-Rundfunks auftreten. Eine Ursache können Körperresonanzen sein. Um zu klären, ob es sich um Resonanzen innerhalb des Körpers handelt, wurde die relative Permittivität  $\epsilon_r$  des Körpermediums variiert. Dabei konnte jedoch keine signifikante Veränderung der Resonanzfrequenz festgestellt werden. Auch die Feldverteilungen im Körper wurden durch die Variation nur vernachlässigbar beeinflusst. Erst nach einem Absenken der Leitfähigkeit  $\sigma$  um den Faktor zehn konnte durch eine Variation von  $\epsilon_r$  eine deutliche Änderung der Feldverteilung im Körper gezeigt werden. Daraus lässt sich schließen dass es aufgrund der hohen Verluste innerhalb des Körpermediums keine Resonanzen gibt.

Allerdings ist bekannt, dass der menschliche Körper, ähnlich einem  $\lambda/2$ -Dipol, Resonanzfrequenzen besitzt [59]. Dies bedeutet, dass die elektromagnetische Energie im Wesentlichen außerhalb des Körpers gespeichert wird. Diese Resonanzen sind eine Erklärung für die insgesamt hohen Einkoppelspannungen im Bereich von 50 MHz bis ca. 150 MHz, aber nicht für die sehr schmalen Resonanzspitzen einzelner Körper-Elektrode-Kombinationen.

Fündig wird man jedoch, wenn man die Permittivität der Elektrodenisolierung variiert (siehe Bild 6.10). Entsprechend der Änderung von  $\epsilon_{r, \text{Isolierung}}$  kann die Resonanzfrequenz variiert

werden. Daraus lässt sich schließen, dass die Elektrode wie ein Koaxialresonator wirkt. Die Elektrodenisolierung wirkt als Dielektrikum und das umhüllende Körpermedium als Außenleiter. Es zeigt sich, dass die Leitfähigkeit ausreichend ist, um einen Resonator mit vergleichsweise hoher Güte zu realisieren.



**Bild 6.10:** Einkoppelte Spannung für verschiedene Permittivitäten  $\varepsilon_{r,\text{Isolierung}}$  der Elektrodenisolation.

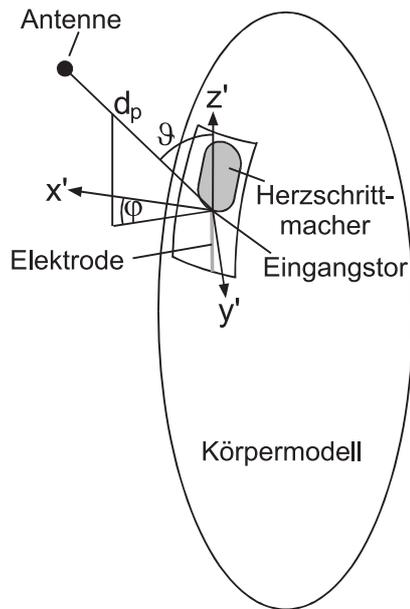
## 6.6 Nahfeldberechnungen

### 6.6.1 Positionierung der Antennen

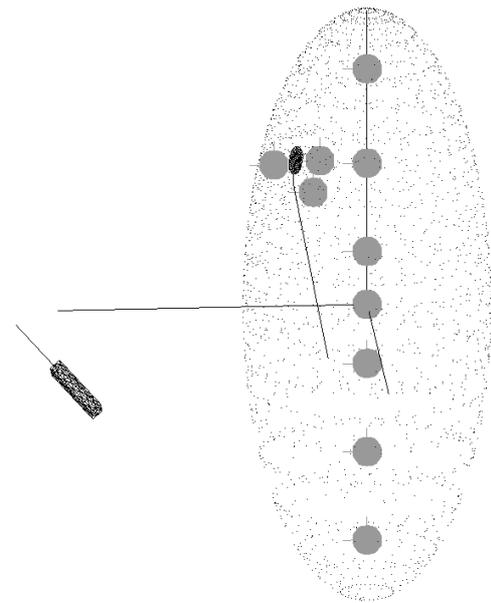
Bei den Nahfelduntersuchungen wird die Einkopplung durch Sendequellen in der Nähe des menschlichen Körpers berechnet. Die untersuchten Abstände rangieren dabei zwischen  $d_p = 5$  cm und  $d_p = 2$  m. Die Positionierung der Antenne erfolgt mit Hilfe eines polaren Koordinatensystems (siehe Bild 6.11). Der Ursprung des Koordinatensystems ist am Eingangstor des Herzschrittmachers, also am Elektrodenanschluss. Der Parameter  $d_p$  bestimmt den Abstand zwischen dem Herzschrittmacher und der Sendeantenne. Durch Variation der Winkel  $\varphi$ ,  $\vartheta$  und der Polarisation kann der Worst-Case gesucht werden.

### 6.6.2 Berechnungsverfahren und Körpermodell

Als Berechnungsmethode wurde das hybride Verfahren MoM-MMP nach Kapitel 5 herangezogen. Dabei wurde der Körper mit der Mehrfach-Multipol-Methode behandelt und mit der Momentenmethode der Herzschrittmacher und die Sendequelle. Dieses birgt den Vorteil, dass die



**Bild 6.11:** Positionierung der Antenne mit Hilfe eines polaren Koordinatensystems.



**Bild 6.12:** Körpermodell 1 mit Anpasspunkten und Multipolen. Links-pectorale Implantation. Handfunkgerät bei  $\vartheta = 130^\circ$ ,  $\varphi = 0^\circ$  und  $d_p = 50$  cm.

zeitaufwändige Aufstellung und QR-Zerlegung der MMP-Matrix für jede Frequenz nur einmal durchzuführen ist, während in den MoM-Berechnungen zwar für jede weitere Antennenposition die Matrix neu aufgestellt und zerlegt werden muss, dieses aber aufgrund der einfachen Antennen sehr schnell geschieht.

Im Gegensatz zu den Fernfeldberechnungen sind die Nahfeldberechnungen sehr aufwändig, weshalb sich die Untersuchungen auf das Körpermodell 1 beschränken müssen. Bild 6.12 zeigt ein Berechnungsszenario mit Multipolen. Damit die Streufelder des Herzschrittmachers korrekt behandelt werden, wurden zusätzliche Multipole platziert.

### 6.6.3 Antennen

Die Berechnungsergebnisse sind auf eine Strahlungsleistung von  $ERP = 1 \text{ W}^1$  normiert, die gemäß Gleichung (6.2) definiert wird

$$ERP = P_t \cdot \frac{D_a}{D_d} \quad (6.2)$$

Dabei ist  $P_t$  die abgestrahlte Gesamtleistung.  $D_d$  ist der Richtfaktor einer  $\lambda/2$ -Dipolantenne und es gilt somit  $D_d = 1,64$ . Der Faktor  $D_a$  wird durch die jeweils untersuchte Antenne bestimmt.

<sup>1</sup>ERP = Effective Radiated Power.

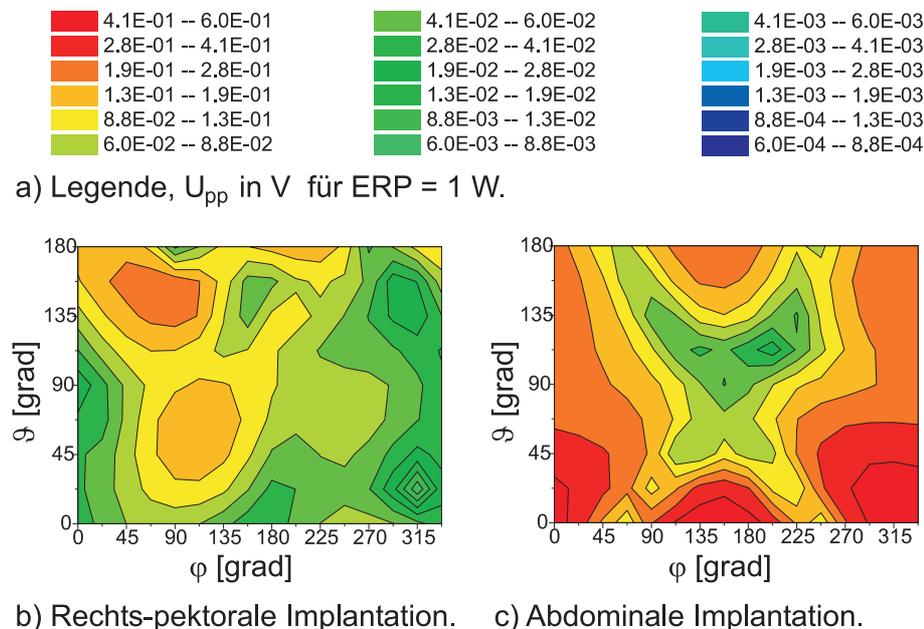
Es wurden vier verschiedene Antennentypen einbezogen. Das sind ein Handfunkgerät ( $D_a = 1,59...1,66$ , je nach Frequenz), ein  $\lambda/2$ -Dipol ( $D_a = 1,64$ ), ein Hertz'scher Dipol (elektrischer Elementardipol) und ein magnetischer Elementardipol (jeweils  $D_a = 1,5$ ). Das Handfunkgerät hat ein quaderförmiges Gehäuse mit den Abmessungen 100 mm x 40 mm x 20 mm (siehe Bild 6.12). Die zentrisch platzierte Monopolantenne hat 100 mm Länge und einen Durchmesser von 5 mm.

Zahlreiche Vergleichsrechnungen haben ergeben, dass für die untersuchten Abstände die Einkopplungen durch die vier verschiedenen Antennenarten ähnlich sind. Im Weiteren wird daher nur mit dem Hertz'schen Dipol und dem magnetischen Elementardipol gerechnet.

#### 6.6.4 Nahfeldberechnungsergebnisse

Aufgrund der sehr hohen Zahl von Parametern, wie Antennentyp, Implantationsart, Polarisation, Frequenz und Antennenabstand, ist es kaum möglich, sämtliche Kombinationen zu berechnen. Im vorherigen Abschnitt wurde daher bereits eine Beschränkung auf den Hertz'schen Dipol und den magnetischen Elementardipol vorgenommen. Im nächsten Schritt werden die weniger problematischen Implantationsarten aussortiert.

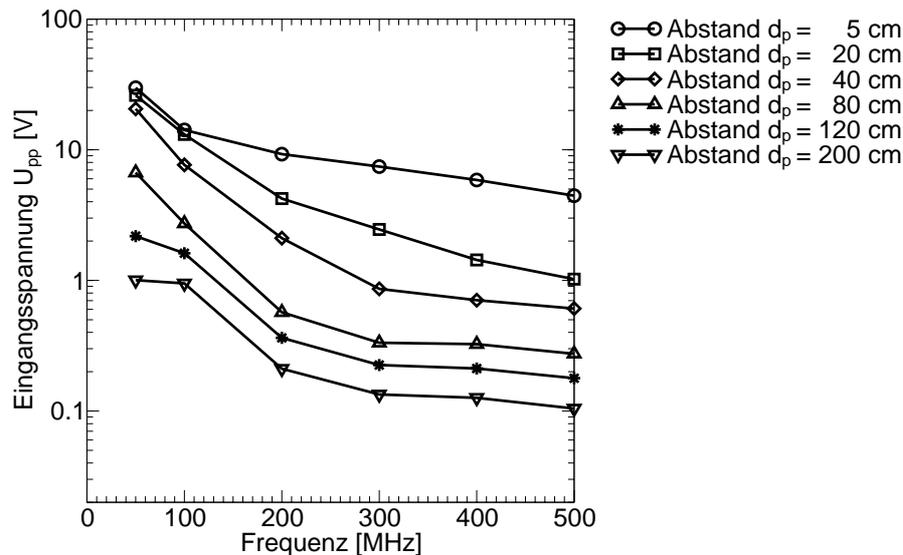
Zahlreiche Berechnungen haben gezeigt, dass die abdominale Implantationsart zu den höchsten Einkoppelspannungen führt. Bild 6.13 zeigt hierzu einen exemplarischen Vergleich zwischen der rechts-pektoralen und der abdominalen Implantationsart. Der Grund für die höhere Einkopp-



**Bild 6.13:** Vergleich der Einkopplung bei der rechts-pektoralen mit der Einkopplung bei der abdominalen Implantation. Angeregt durch einen Hertz'schen Dipol, vertikal polarisiert, Abstand  $d_p = 80$  cm,  $f = 200$  MHz.

lung ist zum einen in der Elektrodenlänge und zum anderen in der größeren umschlossenen Fläche zu finden.

Das abschließende Ergebnis der Nahfelduntersuchung wird anhand der abdominalen Implantationsart gewonnen, welche unter den vier Implantationsarten zur höchsten Einkoppelspannung führt. Des Weiteren werden die Positionswinkel  $\varphi$  und  $\vartheta$  sowie die Polarisation der Elementardipole variiert und davon der Worst-Case herausgegriffen. Bild 6.14 zeigt das Ergebnis für verschiedene Abstände der Strahlungsquelle zum Herzschrittmacher.



**Bild 6.14:** Worst-Case der eingekoppelten Spannung  $U_{pp}$  bei einer Sendeleistung  $ERP = 1$  W.

## 6.7 Abstandsgesetz

Im Folgenden soll ein Abstandsgesetz entwickelt werden, welches es erlaubt, für eine Frequenz und einen gegebenen Abstand  $d_p$  die Worst-Case-Einkoppelspannung  $U_{pp,max}$  zu ermitteln. Hierzu sollen die Ergebnisse der Fern- und der Nahfelduntersuchung zusammengeführt werden.

Tabelle 6.4 führt die Fernfeldergebnisse von Bild 6.9 für diskrete Frequenzen auf. Soll mit

Frequenz [MHz]	50	100	200	300	400	500
Fernfeldeinkopplung $\frac{U_{pp,max,ff}}{\hat{E}_{inc,0}}$ [m]	0,17454	0,20774	0,04234	0,02805	0,02600	0,02111

**Tabelle 6.4:** Zusammenfassung der Fernfeldergebnisse.

diesen Daten die Einkopplung durch ein weit entferntes Handfunkgerät ermittelt werden, so kann Gleichung (6.3) für die Bestimmung des Feldes am Körper herangezogen werden.

$$\hat{E}_{inc} = \sqrt{\frac{Z_{F0} \cdot P_t \cdot D_a}{2\pi \cdot d_p^2}} \quad (6.3)$$

Aus Gleichungen (6.2) und (6.3) und mit  $D_d = 1,64$  lässt sich (6.4) angeben.

$$\frac{U_{pp,max}}{\sqrt{ERP}} = \frac{U_{pp,max,ff}}{\hat{E}_{inc,0}} \cdot \frac{9,9198\sqrt{\Omega}}{|d_p|} \quad (6.4)$$

Mit dieser Gleichung kann die Worst-Case-Einkoppelspannung durch ein weit entferntes Handfunkgerät mit dem Abstand  $d_p$  und mit Hilfe der Fernfeldergebnisse nach Tabelle 6.4 bestimmt werden. Das zu entwickelnde Abstandsgesetz muss für große  $d_p$  gegen (6.4) konvergieren.

Wegen der  $1/d_p$ -Charakteristik bietet sich für das Abstandsgesetz eine Padé-Approximation gemäß Gleichung (6.5) an, bei der der Nennergrad um eins größer ist als der Zählergrad.

$$\frac{U_{pp,max,f}}{\sqrt{ERP}} = k_f \cdot \frac{a_{0,f} + a_{1,f} \cdot d_p + d_p^2}{b_{0,f} + b_{1,f} \cdot d_p + b_{2,f} \cdot d_p^2 + d_p^3} \quad (6.5)$$

Die Koeffizienten können für jede Frequenz  $f$  durch ein lineares Gleichungssystem gelöst werden. Zur Aufstellung der Gleichungen werden die Daten von Bild 6.14 und Tabelle 6.4 eingesetzt. Schließlich ergeben sich die Koeffizienten gemäß Tabelle 6.5.

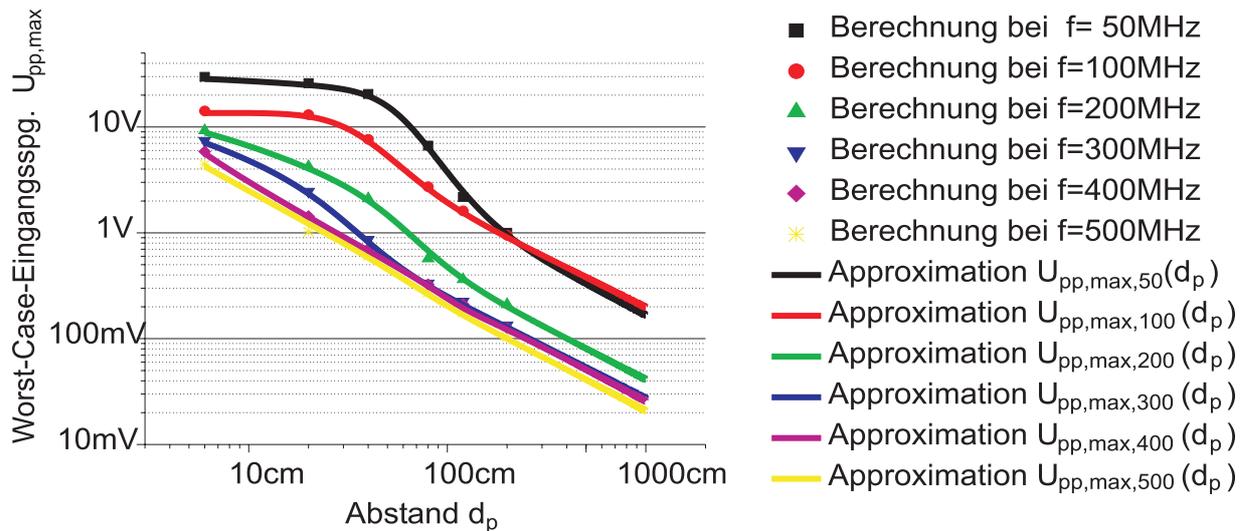
Frequenz $f$ [MHz]	$k_f$ [ $\sqrt{\Omega}$ ]	$a_{0,f}$	$a_{1,f}$ [1/cm]	$b_{0,f}$	$b_{1,f}$ [1/cm]	$b_{2,f}$ [1/cm <sup>2</sup> ]
50	173,0	14900	-100,0	81800	1150	-51,00
100	206,0	3870	-36,0	59400	-651	9,86
200	42,0	6220	-74,6	13600	2580	-50,00
300	27,8	2000	-40,6	2640	816	-20,20
400	25,8	13000	-199,0	-16200	12900	-194,00
500	21,0	7200	-91,9	-1970	6270	-79,90

**Tabelle 6.5:** Koeffizienten für Abstandsgesetz.

Werden die so gewonnenen Funktionen der Einkoppelspannungen für die verschiedenen Frequenzen aufgetragen, ergibt sich das Gesamtergebnis nach Bild 6.15. Bei den niedrigen Frequenzen ist der Nahfeldeinfluss deutlich zu erkennen, während sich bei den hohen Frequenzen 400 MHz und 500 MHz ein Verlauf mit einer  $1/r$ -Charakteristik zeigt, welche in der logarithmischen Darstellung als Gerade auftritt.

## 6.8 Diskussion der Ergebnisse

Es sei darauf hingewiesen, dass es sich bei den angegebenen Einkoppelspannungen um Leerlaufspannungen handelt. Die tatsächlich anliegende Spannung hängt sowohl von der Eingangsimpedanz des verwendeten Herzschrittmachergeräts als auch von der Elektrodenimpedanz ab. Untersuchungen hierzu finden sich in [69, 36, 68].



**Bild 6.15:** Worst-Case-Einkoppelspannungen bezogen auf  $ERP = 1\text{ W}$ . Zusammenführung von Nah- und Fernfeldergebnissen.

Als eine der Hauptursachen für die hohen Einkoppelspannungen können Resonanzen verantwortlich gemacht werden, die auch in [36] und [94] nachgewiesen werden konnten. Um diese Problematik zu entschärfen gibt es zum einen den Ansatz, dass die Elektrode verlustbehaftet ausgeführt wird. Die andere Möglichkeit findet sich beim Herzschrittmachergerät, und zwar in zweierlei Weise: Zum einen kann die Eingangsimpedanz derart gestaltet werden, dass Resonanzen gedämpft werden und Einkoppelspannungen durch niedrige Impedanzen reduziert werden. Zum anderen kann die Störanfälligkeit gegenüber einer bestimmten Einkoppelspannung, Frequenz und Modulationsart durch günstige Schaltungsauslegung reduziert werden. In der aktuellen Norm VDE-0848 finden sich Klassifizierungen von Herzschrittmachern, nach denen sich die aufgeführten Personenschutzgrenzwerte richten.

Eine weitergehende Diskussion der Nahfeldergebnisse findet sich in [25]. Fernfeldergebnisse und Verifizierungsmessungen werden in [115] diskutiert. Zusammenfassungen der Gesamtuntersuchung werden in [28, 26] gegeben, hingegen findet in [68] eine detaillierte Gesamtdarstellung statt. Weitere Angaben zur Berechnungsmethode werden in [97] mitgeteilt.



# Kapitel 7

## Messung der Herzschrittmacher-Einkoppelspannung bei D- und E-Netzfrequenzen

### 7.1 Einleitung

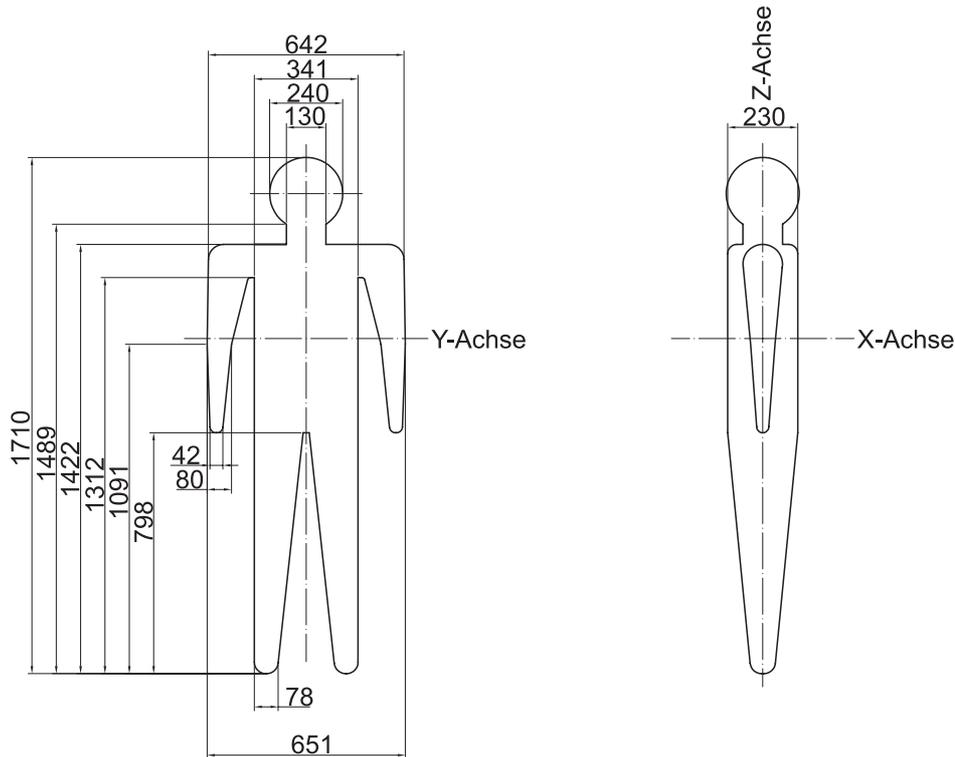
In Kapitel 6 wurden die Herzschrittmacher-Einkoppelspannungen für den Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz bestimmt. Auf die Mobilfunkfrequenzen des D- und des E-Netzes musste dabei verzichtet werden, da eine Berechnung auf dem PC-Cluster, der für die Untersuchung zur Verfügung stand, aus Speicherplatz- und Rechenzeitgründen nicht möglich war.

Für die Bestimmung der Einkoppelspannung bei D- und E-Netzfrequenzen wird das in den Kapiteln 3 und 4 aufgebaute Messsystem eingesetzt, welches sich für Frequenzen bis 3 GHz eignet.

### 7.2 Aufbau

#### 7.2.1 Körperphantom

Für die Untersuchung wurde ein Körperphantom aus glasfaserverstärktem Kunststoff aufgebaut, dessen Abmessungen einem Durchschnittsmenschen zwischen 16 und 60 Jahren gemäß DIN 33402 Teil 2 entsprechen. Die Zeichnung in Bild 7.1 zeigt das Phantom und seine Maße. Die Wandstärke liegt zwischen 5 mm und 10 mm. Auf dem Rücken des Phantoms ist eine wasserdicht verschließbare Öffnung angebracht, welche die Montage des Herzschrittmachers erlaubt (siehe Bild 1.4). Für die Befüllung mit Körperersatzflüssigkeit und für die optischen Kabel



**Bild 7.1:** Abmessungen des Körperphantoms (Maße in mm).

des Messsystems befindet sich oben auf dem Kopf eine Öffnung. Verschlusschrauben an den unteren Enden der Beine ermöglichen die Entleerung.

Die Körperersatzflüssigkeit setzt sich gemäß [68] zusammen und ist in Tabelle 7.1 aufgeführt.

Zutat	Zucker	Wasser	Kochsalz
Gewichtsanteil	58 %	40 %	2 %

**Tabelle 7.1:** Mischungsverhältnis der Körperersatzflüssigkeit.

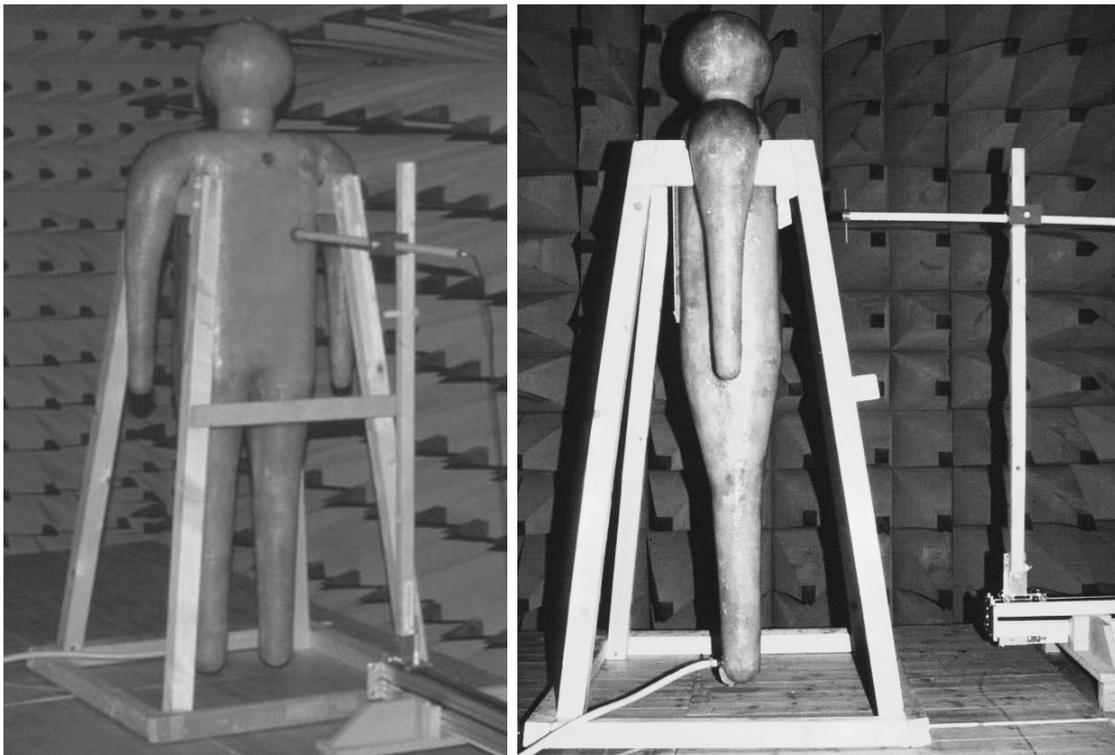
## 7.2.2 Anordnung der Sendeantenne

Die Sendeantenne wird durch eine elektrisch betriebene Linearschiebeeinheit positioniert, welche von der Datenerfassungseinheit des Messsystems gesteuert wird. Damit kann die Einkoppelspannung in Abhängigkeit vom Abstand der Antenne zum Körperphantom gemessen werden. Für die Messungen wird die Antenne auf vier verschiedenen Pfaden bewegt:

1. Antenne wird vor der Brust auf dem Pfad  $(x; 0; 65 \text{ mm})^T$ ,  $x > 0$  bewegt.
2. Antenne wird links vom Körperphantom auf dem Pfad  $(0; y; 65 \text{ mm})^T$ ,  $y > 0$  bewegt.

3. Antenne wird vor Rücken auf dem Pfad  $(x; 0; 65 \text{ mm})^T, x < 0$  bewegt.
4. Antenne wird rechts vom Körperphantom auf dem Pfad  $(0; y; 65 \text{ mm})^T, y < 0$  bewegt.

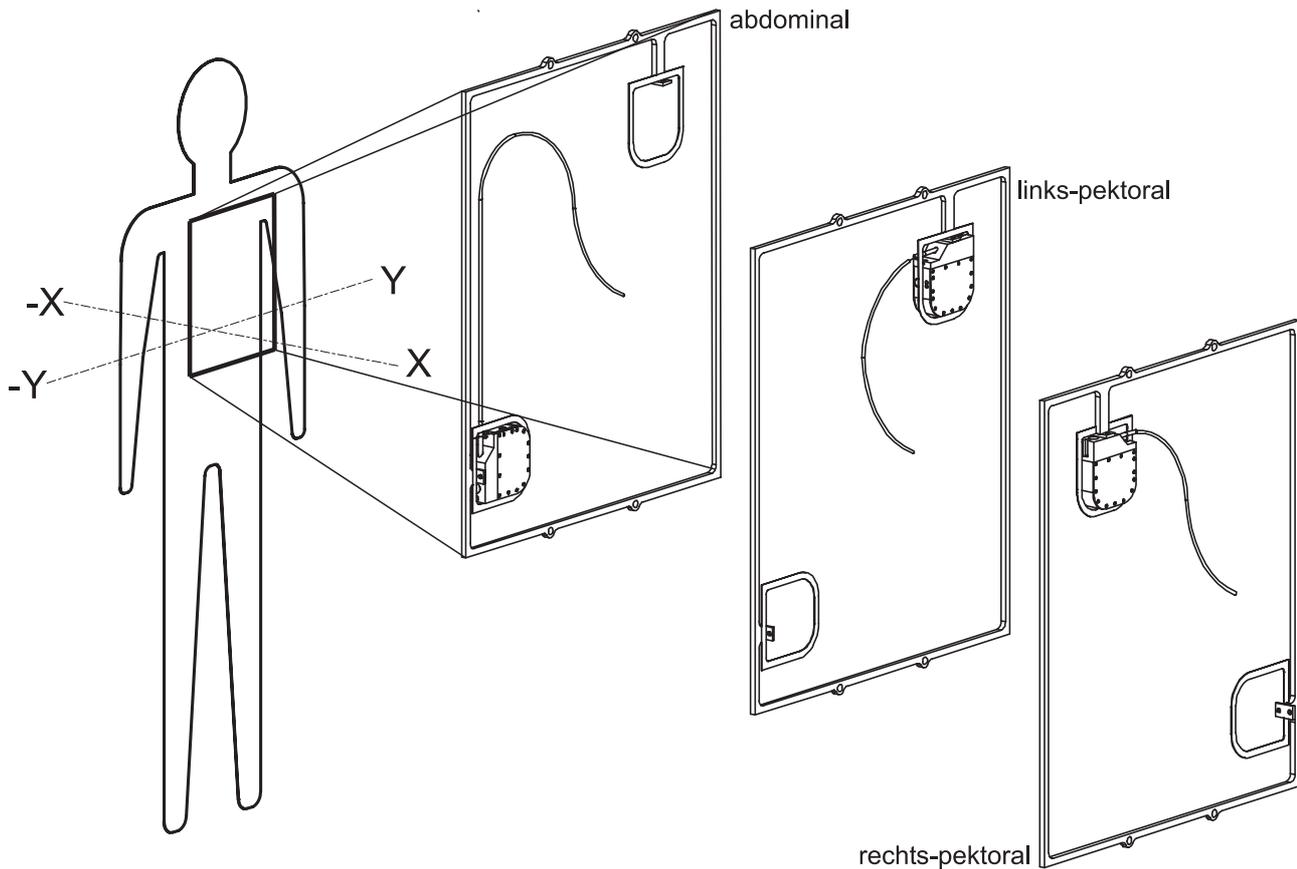
Bild 7.2 zeigt das Körperphantom mit der stets vertikal polarisierten Resonanzdipolantenne, welche durch die Antriebseinheit, die jeweils rechts unten in den beiden Bildern zu sehen ist, positioniert wird.



**Bild 7.2:** Anordnung der Sendeantenne.

### 7.2.3 Implantationsarten

Es wurden, wie in Kapitel 6, die drei Implantationsarten *rechts-pektoral*, *links-pektoral* und *abdominal* untersucht. Hierzu wurde der Mess-Herzschriltmacher und die Elektrode mit Hilfe eines ebenen Rahmens positioniert (siehe Bilder 1.4 und 7.3). Der Rahmen besitzt zum einen verschiedene Aufnahmen für das Messgerät und zum anderen spannt er ein feines Kunststoffgitter auf, welches ein exaktes Positionieren der Elektrode erlaubt. Die genauen Abmessungen der Elektrode und die Maße zur Positionierung des Rahmens finden sich in [69].



**Bild 7.3:** Anordnungen der Implantationsarten.

## 7.3 Messung der Elektrodenimpedanzen

### 7.3.1 Vorgehensweise

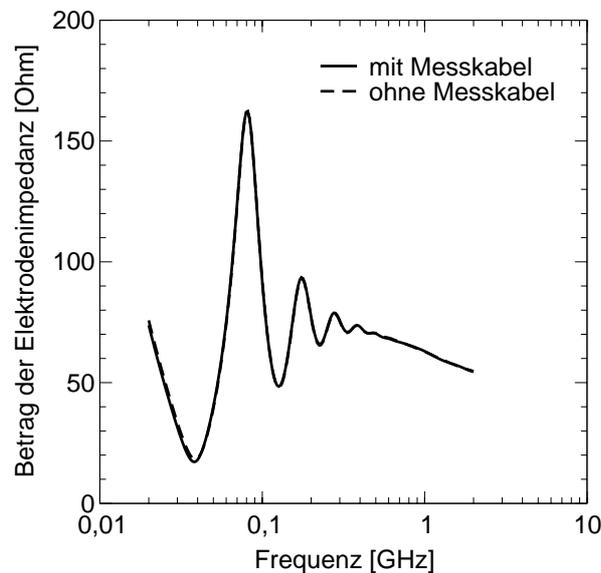
Das Kopplungsmodell setzt sich aus der Elektrodenimpedanz  $\underline{Z}_e$  und der Leerlaufspannung  $\underline{U}_{pp}$  zusammen (siehe auch Abschnitt 6.2). Das Messsystem liefert zunächst die Spannung  $\underline{U}_{Z_p,pp}$ , so dass die Elektrodenimpedanz  $\underline{Z}_e$  benötigt wird, um  $\underline{U}_{pp}$  bestimmen zu können.

Zur Impedanzmessung diente ein Gehäuse wie das des Mess-Herzschrmmachers. Eine Koaxialleitung wurde intern mit dem Elektroden-Anschlussstecker verbunden und nach außen geführt. Auf diese Weise konnte mit einem Netzwerkanalysator die Elektrodenimpedanz gemessen werden, wozu das Gerät entsprechend der Implantationsart in das Körperphantom eingebracht wurde. Die Messungen wurden mit einem befüllten Phantom durchgeführt.

Für die eigentliche Messung der Einkoppelspannungen verzichtet das auf Abtastung basierende Gerät bewusst auf elektrische Ableitungen, um Feldverzerrungen zu vermeiden. So stellt sich auch hier die Frage, ob die koaxiale Ableitung zur Impedanzmessung nicht auch zu verfälschten Messergebnissen führt. Allerdings lassen die Resonanzuntersuchungen von Abschnitt 6.5 vermuten, dass aufgrund der hohen Leitfähigkeit des Körpergewebes nennenswerte Feldstärken

nur in unmittelbarer Umgebung der Elektrode auftreten und das Feld im Bereich der coaxialen Ableitung soweit abgeklungen ist, dass die Elektrodenimpedanz nicht mehr beeinflusst wird.

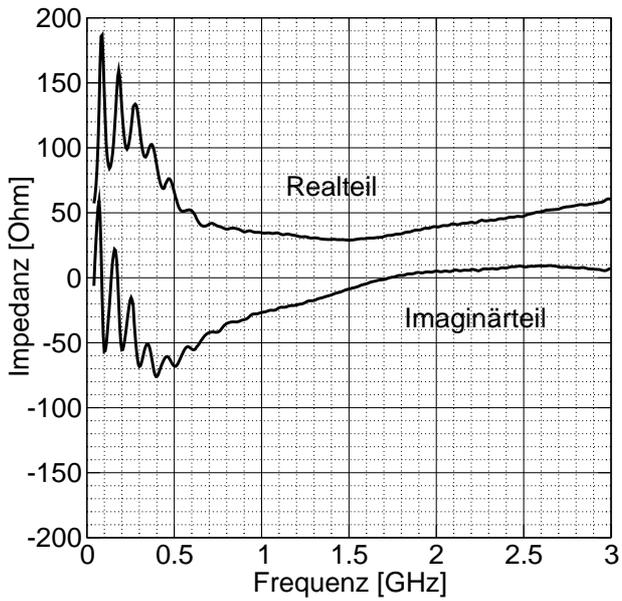
Zur Überprüfung dieser Annahme wird im Folgenden eine Berechnung mit dem Programm FEKO [19] durchgeführt. Hierzu wird ein kreisförmiges planares Herzschrittmachergehäuse mit 5 cm Durchmesser und einer 50 cm langen geraden Elektrode angenommen und in ein unendlich ausgedehntes Medium mit den dielektrischen Eigenschaften  $\epsilon_r = 43$  und  $\sigma = 0,67 \text{ S}$  eingebracht. Die Elektrode ist entsprechend Abschnitt 6.3.3 modelliert. Die Impedanz wird für den Frequenzbereich von 20 MHz bis 2 GHz berechnet. In einer zweiten Berechnung wird ein zusätzlicher metallischer Leiter von 50 cm Länge, der das coaxiale Messkabel repräsentiert, an das Gehäuse angebracht. Elektrode und Messkabel spannen einen Winkel von  $90^\circ$  auf. Bild 7.4 zeigt das Berechnungsergebnis. Gemäß dem Diagramm sind ab 40 MHz keine Unterschiede mehr erkennbar, so dass angenommen werden kann, dass der Koaxialleiter am Herzschrittmachergehäuse für die Frequenzen des D- und des E-Netzes nur vernachlässigbare Fehler bei der Impedanzmessung verursacht.



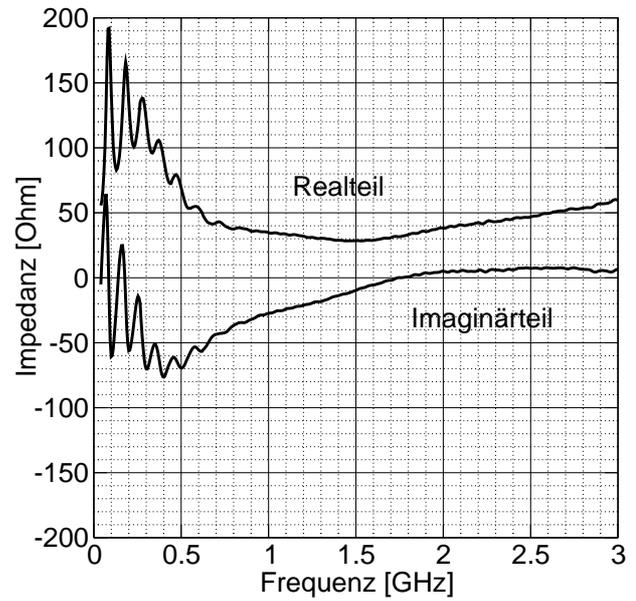
**Bild 7.4:** Untersuchung des Einflusses des coaxialen Messkabels auf die Impedanzmessung. Dargestellt sind die berechneten Elektroden-Impedanzen einmal mit und einmal ohne Messkabel,  $\epsilon_r = 43$ ,  $\sigma = 0,67 \text{ S}$ .

### 7.3.2 Ergebnisse der Impedanzmessungen

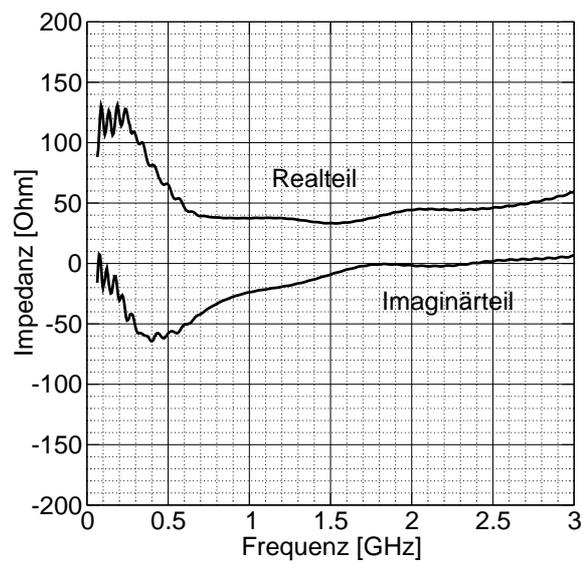
Die Messergebnisse sind in den Bildern 7.5 bis 7.7 dargestellt. Bemerkenswert ist, dass die Impedanzen der rechts-pektoralen und der links-pektoralen Implantation sehr ähnlich sind. Diese beiden Elektroden haben zwar die gleiche Länge, sind aber unterschiedlich geformt. Bei der abdominalen Implantation ist die Elektrode länger. Die Resonanzstellen unter 500 MHz sind daher dichter als bei den beiden anderen Implantationsarten.



**Bild 7.5:** Impedanz der rechts-pektoral implantierten Elektrode.



**Bild 7.6:** Impedanz der links-pektoral implantierten Elektrode.



**Bild 7.7:** Impedanz der abdominal implantierten Elektrode.

## 7.4 Ergebnisse der Einkoppelspannungsmessungen

Während in Kapitel 6 vergleichsweise viele Fälle bzgl. Frequenz, Polarisation, Antennenposition und Antennenart berechnet werden konnten, muss sich die Messung auf eine geringere Anzahl von Szenarien beschränken. So wurden für die beiden Mobilfunknetze die Frequenzen 916 MHz und 1878 MHz ausgewählt. Die Anzahl der Pfade, auf der die Sendeantenne verfahren wird, beschränkt sich auf vier. In Kombination mit den drei Implantationsarten ergeben sich insgesamt 24 Messdurchläufe.

Die Ergebnisse sind auf die Sendeleistung  $ERP = 1\text{ W}$  normiert und in den Bildern 7.8 bis 7.15 dargestellt. Es zeigt sich, dass die höchsten Einkoppelspannungen auftreten, wenn sich die Sendequelle vor der Brust befindet (siehe Bilder 7.8 und 7.12).

## 7.5 Worst-Case

Anders als bei den Berechnungsergebnissen aus Kapitel 6 wird für sehr kleine Abstände nicht immer der Worst-Case getroffen. Der Grund hierfür liegt darin, dass, anders als bei den Berechnungen, die Antenne nicht entlang der gesamten Körperoberfläche verfahren wurde, sondern dass nur wenige Pfade, die senkrecht zum Phantom stehen, verwendet wurden.

Zur Ermittlung des Worst-Case, wurden in den Bildern 7.16 und 7.17 sämtliche Messergebnisse zusammengefasst. Es wurde eine Hüllkurve skizziert, um das Ablesen zu erleichtern.

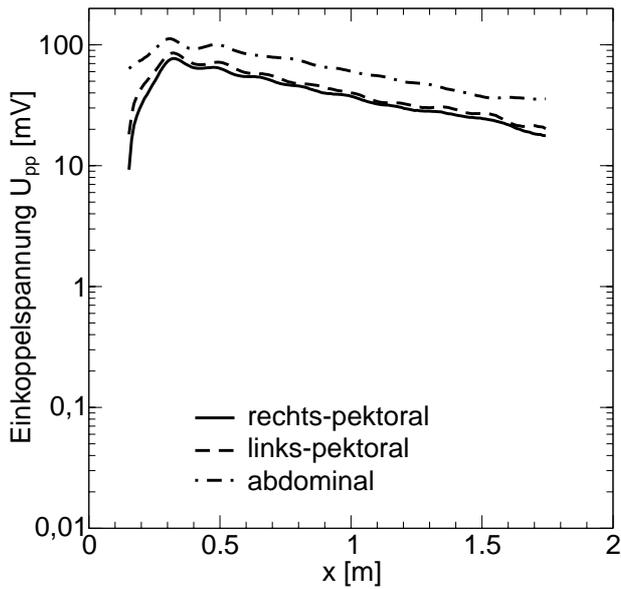
## 7.6 Anwendungsbeispiel

Im Folgenden soll ein Beispiel angegeben werden, wie sich anhand der Messergebnisse die Worst-Case-Einkoppelspannung für zwei Herzschrittmacher mit unterschiedlichen Eingangskapazitäten berechnet werden können. Hierzu wird die Ersatzschaltung nach Bild 6.2 herangezogen.

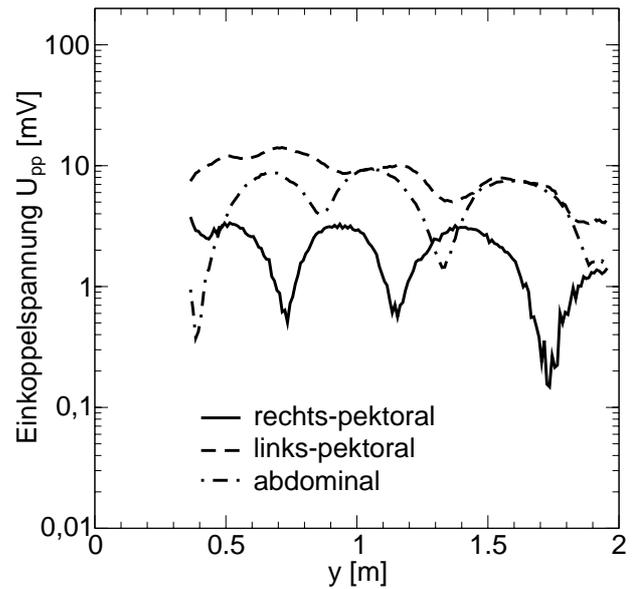
Die Frequenz sei  $f = 900\text{ MHz}$  und für die Sendeleistung des Mobiltelefons im D-Netz gilt  $ERP = 2\text{ W}$ <sup>1</sup>. Die Implantation ist abdominal und die Sendeantenne befindet sich 0,5 m vor dem Körper.

Die Elektrodenimpedanz kann aus Bild 7.7 herausgelesen werden und ist  $Z_e = (49 - j28)\ \Omega$ . Die Leerlaufspannung ist gemäß Bild 7.16  $|U_{pp}| / \sqrt{ERP} = 60\text{ mV} / \sqrt{ERP}$ . Es werden die Eingangsspannungen für ein Gerät mit 100 pF und für eines mit 2 nF Eingangskapazität berechnet. Die Leerlaufspannung  $|U_{pp}|$  für  $ERP = 2\text{ W}$  und die tatsächliche Eingangsspannung  $|U_{Z_p,pp}|$  sind in Tabelle 7.2 aufgeführt. Das Ergebnis zeigt, dass durch geeignete Wahl der Eingangskapazitäten die Eingangsspannungen stark reduziert werden können.

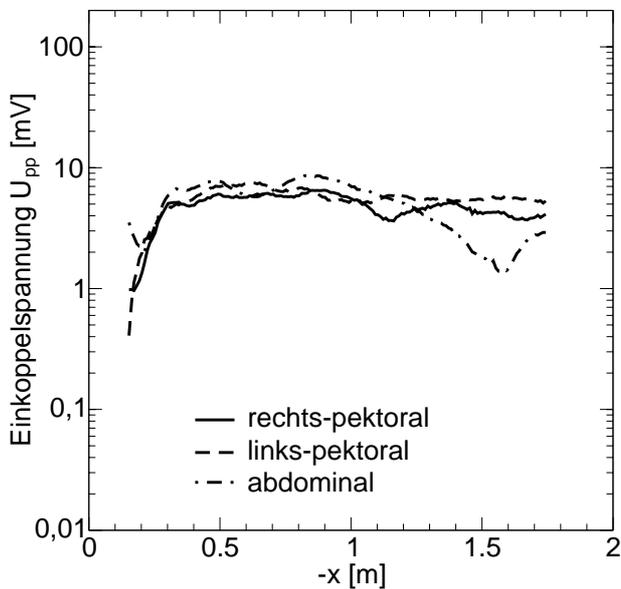
<sup>1</sup>Es wird angenommen, dass der Antennengewinn des Telefons gleich dem einer Dipolantenne ist.



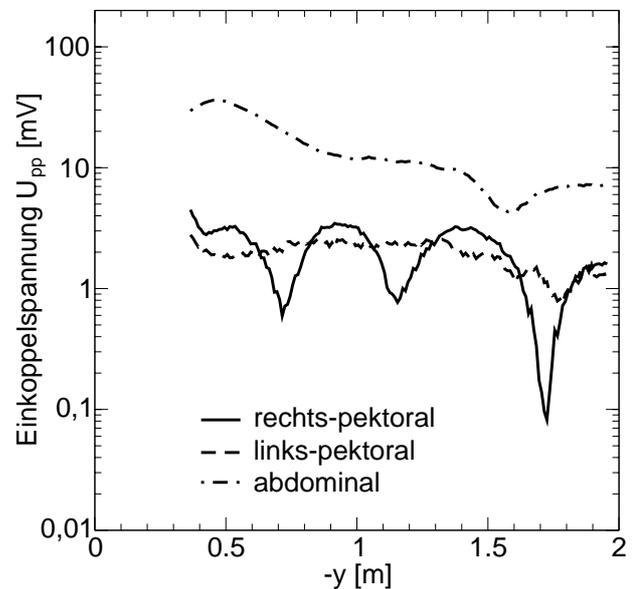
**Bild 7.8:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1$  W, Pfad  $x > 0$ ,  $f = 916$  MHz.



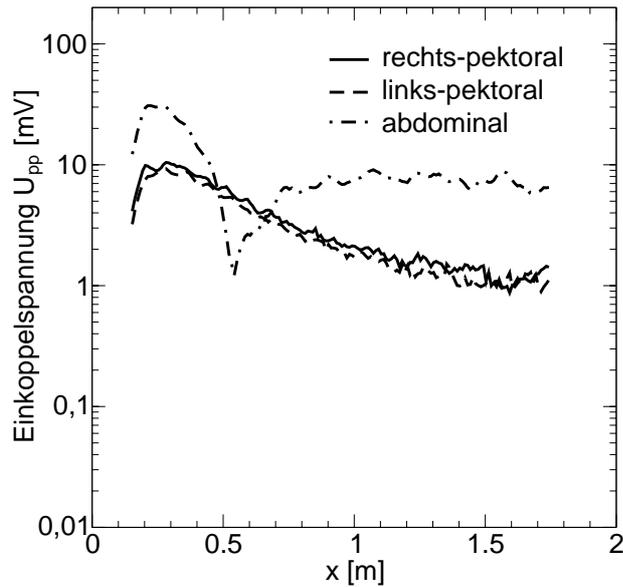
**Bild 7.9:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1$  W, Pfad  $y > 0$ ,  $f = 916$  MHz.



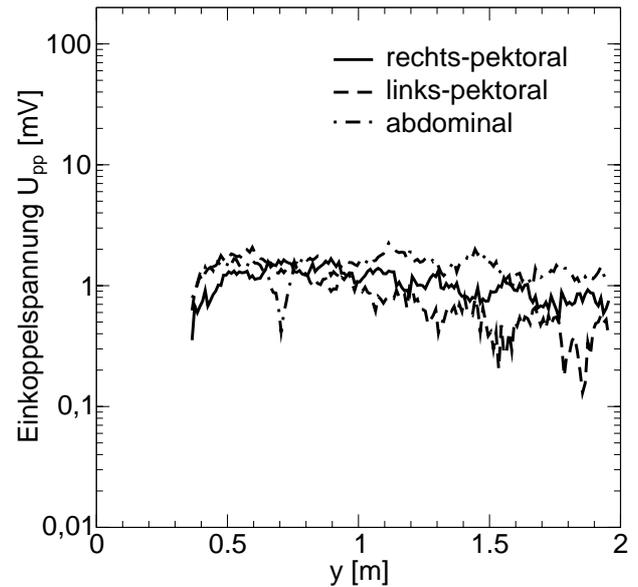
**Bild 7.10:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1$  W, Pfad  $x < 0$ ,  $f = 916$  MHz.



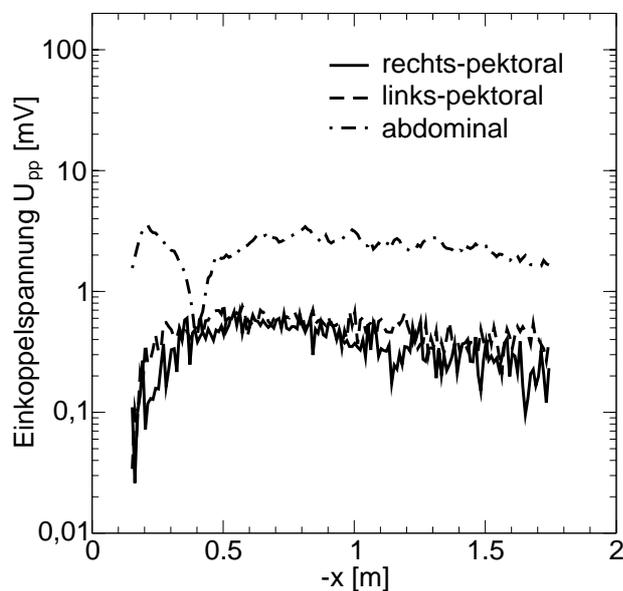
**Bild 7.11:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1$  W, Pfad  $y < 0$ ,  $f = 916$  MHz.



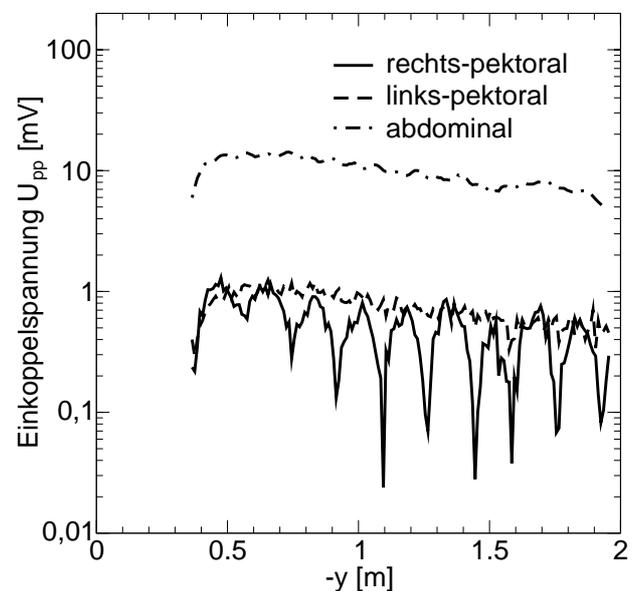
**Bild 7.12:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1\text{ W}$ , Pfad  $x > 0$ ,  $f = 1878\text{ MHz}$ .



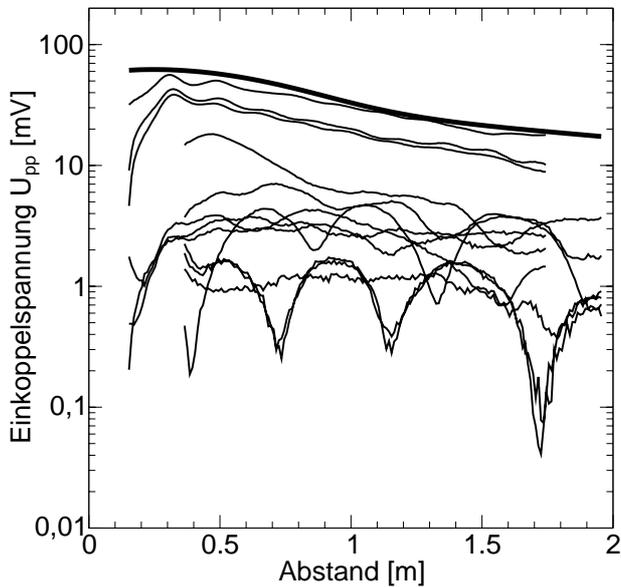
**Bild 7.13:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1\text{ W}$ , Pfad  $y > 0$ ,  $f = 1878\text{ MHz}$ .



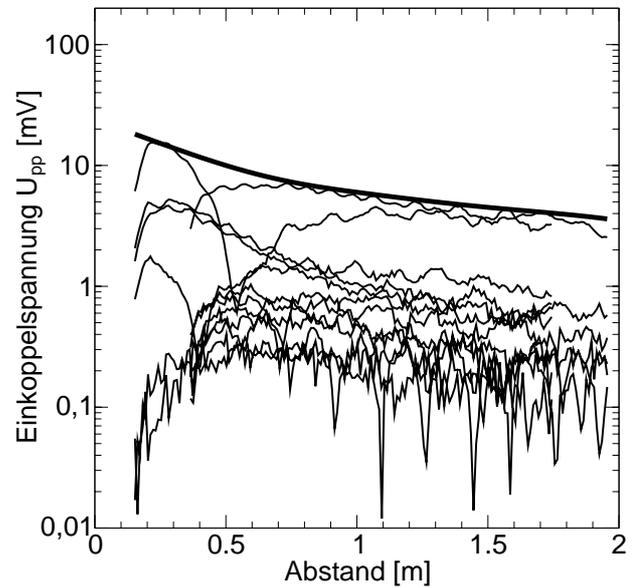
**Bild 7.14:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1\text{ W}$ , Pfad  $x < 0$ ,  $f = 1878\text{ MHz}$ .



**Bild 7.15:** Gemessene Einkoppelspannung bei verschiedenen Implantationsarten, Sendeleistung  $ERP = 1\text{ W}$ , Pfad  $y < 0$ ,  $f = 1878\text{ MHz}$ .



**Bild 7.16:** Zusammenfassung aller Messergebnisse für  $ERP = 1\text{ W}$  und  $f = 916\text{ MHz}$ . Skizziert ist die „Hüllkurve“, welche die Worst-Case-Einkoppelspannung darstellt.



**Bild 7.17:** Zusammenfassung aller Messergebnisse für  $ERP = 1\text{ W}$  und  $f = 1878\text{ MHz}$ . Skizziert ist die „Hüllkurve“, welche die Worst-Case-Einkoppelspannung darstellt.

Eingangsschaltung	$\underline{Z}_p$	$\underline{Z}_e$	$ U_{pp} $	$ U_{Z_p,pp} $
Kapazität mit Wert von 100 pF	$-j1,8\ \Omega$	$(49 - j28)\ \Omega$	85 mV	2,6 mV
Kapazität mit Wert von 2 nF	$-j88\text{ m}\Omega$	$(49 - j28)\ \Omega$	85 mV	133 $\mu\text{V}$

**Tabelle 7.2:** Eingangsspannungen bei verschiedenen Eingangskapazitäten.

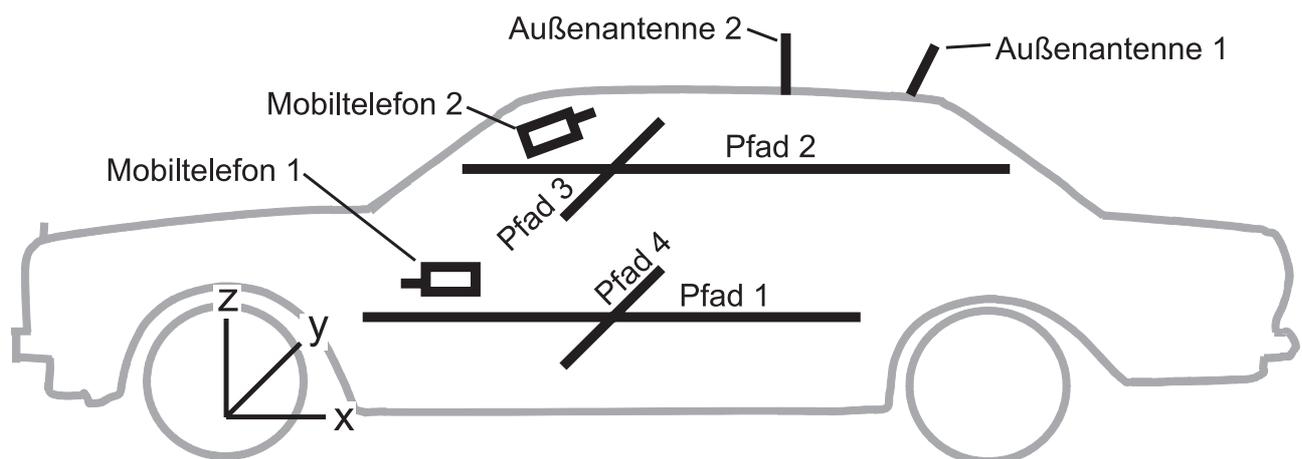
# Kapitel 8

## Messung der elektrischen Feldverteilung im Kraftfahrzeug bei Mobilfunkbetrieb

### 8.1 Versuchsaufbau

In den folgenden Untersuchungen kommt der in Kapitel 4 aufgebaute Feldsensor zum Einsatz, um die elektrische Feldstärke in der Fahrgastzelle eines Kraftfahrzeugs bei Mobilfunkbetrieb zu messen.

Der Versuchsaufbau setzt sich aus der Fahrzeugkarosserie, vier unterschiedlichen Antennenanordnungen und vier unterschiedlichen Messpfaden zusammen. Bild 8.1 gibt hierzu eine Übersicht. Die untersuchten Antennenanordnungen unterteilen sich in stationär angebrachte Außen-



**Bild 8.1:** Anordnung der Antennen und der Messpfade.

antennen und in Mobiltelefone innerhalb der Fahrgastzelle (siehe Tabelle 8.1). Die Antennen sind stets  $\lambda/4$ -Monopole, d. h., für jede Frequenz wurden gesonderte Antennen eingesetzt. Als Mobiltelefonersatz dienten für diesen Zweck entwickelte CW-Sendequellen [101, 33]. Bild 8.4

Außenantenne 1	fest eingebaute Dachantenne, nahe der Heckscheibe, symmetrisch zum Fahrzeug montiert
Außenantenne 2	Fensterklemmantenne an Fondtür hinten links
Mobiltelefon 1	Mobiltelefon auf der Mittelkonsole im Bereich des Wählhebels
Mobiltelefon 2	Mobiltelefon links am Fahrerkopf

**Tabelle 8.1:** Definition der Antennenanordnungen.

zeigt ein solches Gerät an der Position „Mobiltelefon 1“. Die Außenantennen wurden durch einen externen Verstärker gespeist. Die Kabeldämpfungen wurden ermittelt und bei der Kalibration des Systems berücksichtigt [77].

Die insgesamt vier Messpfade sind in zwei Längspfade und zwei Querspfade eingeteilt (siehe Tabelle 8.2). Für jeden Messpfad wurden die Feldstärken für alle drei Raumrichtungen gemessen. Hierzu diente eine Hartschaumstoffhalterung, welche das Fixieren der Sonde für drei verschiedene Richtungen erlaubt (siehe Bilder 8.3 und 8.4).

Pfad 1	Messpfad knapp oberhalb und entlang des Mitteltunnels
Pfad 2	Messpfad entlang des Mitteltunnels in Fahrerkopfhöhe
Pfad 3	Messpfad quer zur Fahrtrichtung in Fahrerkopfhöhe
Pfad 4	Messpfad quer zur Fahrtrichtung knapp über den Mitteltunnel hinweg

**Tabelle 8.2:** Definition der Messpfade.

Die untersuchten Frequenzen waren 433 MHz als Ersatz für das TETRA-Band<sup>1</sup>, 916 MHz für das GSM-900-Band<sup>2</sup> und 1878 MHz für das GSM-1800-Band.

Als Sonderausstattungsvariante bieten verschiedene Kraftfahrzeughersteller *Siglasol*-Verglasungen<sup>3</sup> an. Diese haben einen sehr dünnen Metallfilm zur Reflexion des Infrarotlichts, so dass sich das Fahrzeug in der Sonne weniger aufheizt. Diese schirmende Wirkung hat allerdings auch einen Einfluss auf die elektromagnetischen Wellen der zu untersuchenden Frequenzen. Es werden sämtliche Messungen zum einen ganz ohne Verglasung und zum anderen mit *Siglasol*-Verglasung durchgeführt.

Bild 8.2 zeigt die Fahrzeugkarosserie auf dem Dach des Instituts für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart. Im Vordergrund ist die Linearschiebeeinheit zu sehen. Sie verschiebt mittels Kunststoff-Bowdenzügen die Feldsonde, welche sich auf einer Schiene aus Holz und Kunststoff befindet (siehe Bild 8.3).

<sup>1</sup>TETRA - terrestrial trunked radio

<sup>2</sup>GSM - global system for mobile communication

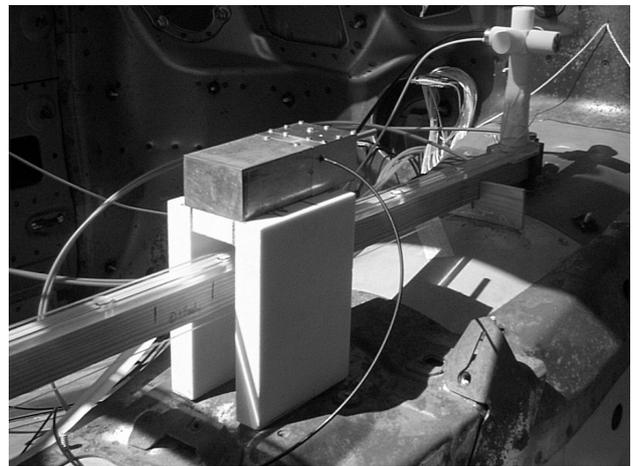
<sup>3</sup>*Siglasol* ist ein eingetragenes Warenzeichen der Fa. Pilkington.



**Bild 8.2:** Versuchsaufbau.



**Bild 8.3:** Sonde auf Messpfad 2.



**Bild 8.4:** Mobiltelefon 1 und Sonde auf Messpfad 1.

Wegen der großen Zahl an Parametern müssen Einschränkungen getroffen werden. Es werden daher nur die Kombinationen nach Tabelle 8.3 untersucht, dafür aber für alle drei Frequenzen und die beiden Verglasungsarten. Pfad 1 wird für jede Antenne gemessen, so dass anschließend Vergleiche vorgenommen werden können.

## 8.2 Ergebnisse

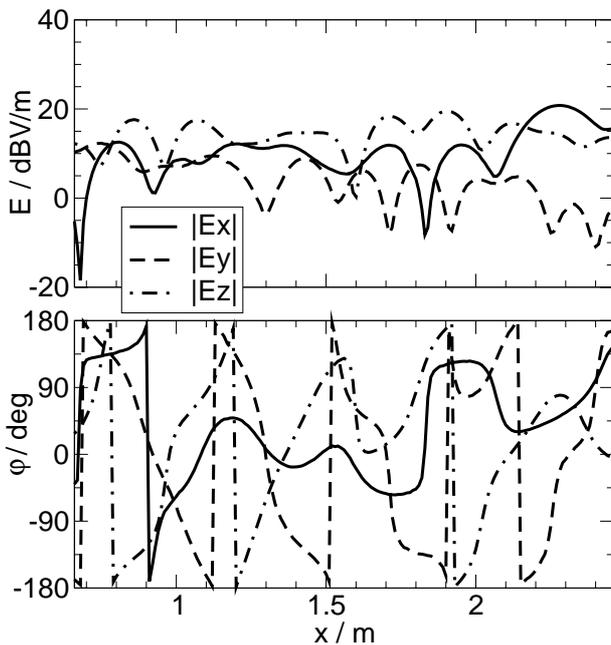
Die GSM-900-Spezifikation erlaubt eine Spitzsendeleistung von 2 W für Mobiltelefone, welche jedoch bei einer Verbindung nur zu einem Achtel der Zeit senden (einer von acht Zeitschlitzen). Daher wird im Folgenden auf die Sendeleistung von  $P_t = 0,25 \text{ W}$  normiert. Für das GSM-1800- und TETRA-Netz weichen die Spezifikationen hiervon zwar ab, aber zwecks Vergleichbarkeit werden hier einheitlich alle Ergebnisse auf 0,25 W normiert.

Die Bilder 8.5 und 8.6 zeigen zum einen den Feldstärkeverlauf bei außen angebrachter Antenne und zum anderen bei einem im Fahrzeug angebrachten Mobiltelefon. Die oberen Diagramme

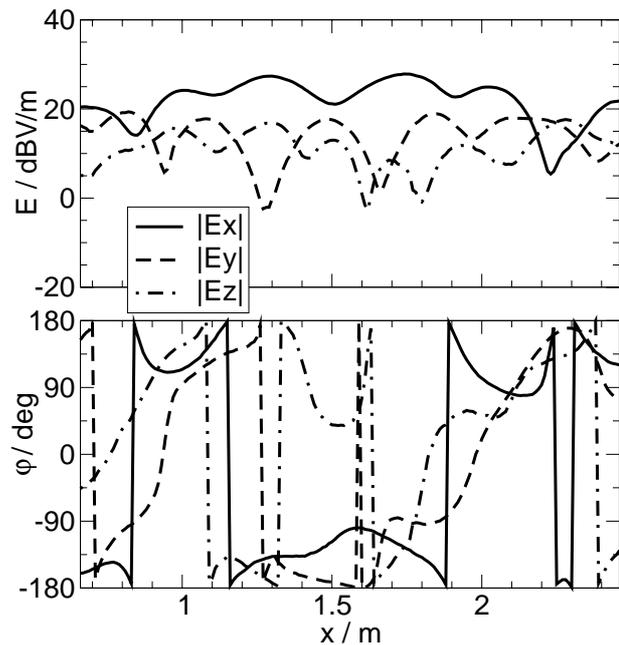
	Pfad 1	Pfad 2	Pfad 3	Pfad 4
Außenantenne 1, Dach, mitte, hinten	X	X	-	-
Außenantenne 2, Fensterrahmen, Fondtür	X	-	X	-
Mobiltelefon 1, Mittelkonsole	X	-	-	X
Mobiltelefon 2, Fahrerkopf	X	X	-	X

**Tabelle 8.3:** Untersuchte Kombinationen von Antennenarten und -positionen mit Messpfaden.

zeigen jeweils die Amplitude der elektrischen Feldstärke in dBV/m und die unteren die Phase in Grad. Der Vergleich der beiden Diagramme zeigt den Unterschied zwischen den beiden



**Bild 8.5:** Feldstärkeverlauf bei  $f = 916$  MHz,  $P_t = 0,25$  W, Außenantenne 1 (Dachantenne), Messpfad 1 (über Mitteltunnel).



**Bild 8.6:** Feldstärkeverlauf bei  $f = 916$  MHz,  $P_t = 0,25$  W, Mobiltelefon 1 (Fahrerkopf), Messpfad 1 (über Mitteltunnel).

Antennenpositionen. Für den Fall der Strahlungsquelle im Inneren des Fahrzeugs ergibt sich erwartungsgemäß eine höhere Feldstärke.

Quantitative Vergleiche sind allein anhand der Verläufe nur schwer möglich. Daher wird im Folgenden die Ersatzfeldstärke

$$E = \sqrt{|E_x|^2 + |E_y|^2 + |E_z|^2} \quad (8.1)$$

verwendet und diese entlang des Messpfades gemittelt. Die Feldstärkewerte sind Amplitudenwerte. Tabelle 8.4 zeigt hierzu die Ergebnisse für die untersuchten Antenne-Pfad-Kombinationen. Hier gehen sowohl alle drei Frequenzen als auch die beiden Fälle der Verglasungsart ein. Es ist zu erkennen, dass die Außenantennen innerhalb des Fahrzeugs die geringsten Feldstärkewer-

te liefern. In der Praxis ergibt sich zusätzlich, dass bei einer Außenantenne das Telefon die Leistung herunterregelt, da in diesem Fall die Funkverbindung zur Basisstation besser ist.

	Pfad 1	Pfad 2	Pfad 3	Pfad 4
Außenantenne 1, Dach, mitte, hinten	4,08 V/m	5,55 V/m	-	-
Außenantenne 2, Fensterrahmen, Fondtür	6,12 V/m	-	7,16 V/m	-
Mobiltelefon 1, Mittelkonsole	22,62 V/m	-	-	18,75 V/m
Mobiltelefon 2, Fahrerkopf	18,09 V/m	19,07 V/m	-	20,30 V/m

**Tabelle 8.4:** Mittlere elektrische Feldstärke bei den untersuchten Kombinationen von Antenne und Pfad bei einer Sendeleistung von  $P_t = 0,25$  W.

Um den Einfluss der Verglasung, der Frequenz und der Antennenposition aufzuzeigen, zeigt Tabelle 8.5 die mittleren Feldstärken entlang des Messpfades 1 für die verschiedenen Kombinationen. Position 1 in Tabelle 8.5 zeigt den Durchschnittswert aller Messungen, er ist 12,09 V/m bei einer Sendeleistung von 0,25 W.

Positionen 2 und 3 zeigen den Unterschied zwischen Außenantenne und Telefon im Fahrzeug. Die Feldstärken zeigen mit 5,11 V/m zu 20,04 V/m große Unterschiede.

Bemerkenswert ist auch der Einfluss der Verglasung. Für den Fall des Mobiltelefons innerhalb des Fahrzeugs führt die *Siglasol*-Verglasung zu einer Feldstärkeerhöhung, vergleiche hierzu Positionen 6 und 9. Hingegen ist der Einfluss im Fall der Außenantennen gering, siehe Positionen 5 und 8.

Die hier durchgeführte Untersuchung zeigte die Einflüsse verschiedener Parameter. Die Feldstärkewerte gelten allerdings nur für einen Fahrzeugrohbau, also ohne Ausstattungsteile und Ausschlag. Insbesondere eine Person, führt zu einer Dämpfung des elektromagnetischen Feldes. Weitere Ergebnisse finden sich in [51].

<i>Position</i>	<i>keine Verglasung</i>	<i>Siglasol-Verglasung</i>	<i>Außenantennen</i>	<i>Telefon im Fzg.</i>	<i>f = 433 MHz</i>	<i>f = 916 MHz</i>	<i>f = 1878 MHz</i>	<i>Alle Freq.</i>
1	x	x	x	x	10,00 V/m	14,30 V/m	11,96 V/m	12,09 V/m
2	x	x	x	-	5,79 V/m	5,68 V/m	3,83 V/m	5,11 V/m
3	x	x	-	x	14,79 V/m	24,12 V/m	21,21 V/m	20,04 V/m
4	x	-	x	x	7,85 V/m	11,84 V/m	10,03 V/m	9,90 V/m
5	x	-	x	-	5,58 V/m	5,92 V/m	3,40 V/m	4,97 V/m
6	x	-	-	x	10,44 V/m	18,57 V/m	17,56 V/m	15,53 V/m
7	-	x	x	x	12,14 V/m	16,77 V/m	13,89 V/m	14,28 V/m
8	-	x	x	-	6,01 V/m	5,45 V/m	4,26 V/m	5,24 V/m
9	-	x	-	x	19,13 V/m	29,68 V/m	24,86 V/m	24,55 V/m

**Tabelle 8.5:** Für verschiedene Kombinationen die Mittelwerte der elektrischen Feldstärke entlang des Messpfads 1 bei einer Sendeleistung von  $P_t = 0,25$  W.

# Kapitel 9

## Ausblick

### 9.1 Messverfahren

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein auf Abtastung basierendes Messsystem aufgebaut, welches mit Trigger-Signalen vergleichsweise niedriger Frequenz elektrische Spannungen bzw. Felder bis weit in den GHz-Bereich abtasten kann. Das Verfahren erlaubt die Verwendung von optischen Kabeln, die das elektromagnetische Feld in der Versuchsumgebung nur vernachlässigbar verzerren. Für diese Übertragungsstrecken konnte hierfür auf einfache und preiswerte Systeme zurückgegriffen und dabei die gewünschte Bandbreite und Dynamik des Gesamtsystems dennoch erreicht werden.

Es wurde gezeigt, dass das Verfahren für EMV-Untersuchungen wertvolle Dienste leisten kann, allerdings konnten nicht sämtliche Möglichkeiten zur Optimierung ausgeschöpft werden, ohne den Rahmen dieser Arbeit zu sprengen.

Wie in Abschnitt 3.3.8 hergeleitet wurde, hängt die Bandbreite, neben der Abtastimpulsbreite, auch vom Jitter ab. Hierzu wurden umfangreiche Betrachtungen angestellt und beim Aufbau des Steuergeräts, der optischen Strecke und des Sensors berücksichtigt, so dass der angestrebte Frequenzbereich übertroffen werden konnte.

Was jedoch aus Zeitgründen unterbleiben musste, waren tiefergehende Untersuchungen der einzelnen Rauschbeiträge entlang des optischen Übertragungssystems, welches der Ableitung der Abtastwerte dient. Für die Verbesserung der Dynamik wären eingehendere Betrachtungen der Rauschmechanismen lohnenswert.

Ebenfalls Optimierungspotential bietet der Abtaster und seine Ansteuerung. Wenn durch andere Schaltungsanordnungen der Stromverbrauch reduziert wird, könnten die Batterien verkleinert und dadurch die Gesamtabmessungen des Feldsensors reduziert werden. Die Linearität des Frequenzgangs könnte zu höheren Frequenzen hin ausgedehnt werden.

Einen beträchtlichen Einfluss auf den Frequenzgang hat das Batteriefach. Um Resonanzen, die zu Nullstellen führen, zu unterdrücken, wurden um den Hals des Batteriefachs verlustbehaftete Lamellen gelegt, so dass es zu höheren Frequenzen hin abgeschnürt wird. Durch weiterführende Untersuchungen von Möglichkeiten zur Ausführung der Antennenstruktur könnte der Frequenzgang weiter optimiert werden.

Im Rahmen der Arbeit wurde für das Messsystem nur die Bestimmung von Betrag und Phase in Betracht gezogen und in den abschließenden Untersuchungen angewendet. Ein weiteres Anwendungsfeld, für das sich die aufgebauten Messsysteme gut eignen, ist die Oszillographie. Hierzu wären die Abtastalgorithmen abzuwandeln. Für die Aufbereitung der Messdaten sind die systematischen Fehler der Abtastimpulsverzögerungsstufe, welche Bestandteil des Steuergeräts ist, in geeigneter Weise zu korrigieren. Daraus ergäben sich Anwendungsmöglichkeiten wie Messung der Impulsantwort von Antennen, Time-Gating zur Ausblendung von Reflexionen der Antennenmesskammer und Messung des Ausbreitungsverhaltens von impulsförmigen elektromagnetischen Wellen.

## 9.2 EMV-Untersuchungen

In der Herzschrittmacheruntersuchung von Kapitel 6 wurden systematisch Worst-Case-Szenarien gesucht und die dabei auftretenden Einkoppelspannungen aufgezeigt. Es wurden jedoch keine Untersuchungen der Auftrittswahrscheinlichkeiten angestellt. Ergebnisse hierzu wären hilfreich, um genauere Aussagen über das tatsächliche Risiko treffen zu können.

Neben den unipolaren Herzschrittmachern existieren bipolare Geräte und weitere medizinische Hilfen wie Hirnschrittmacher und Cochlea-Implantate. Es bietet sich an, die Studie für diese Geräte auszuweiten.

Untersuchungen bei den höheren Frequenzen (D- und E-Netzfrequenzen) wurden mit Hilfe von Messungen vollzogen. Hier liegt es nahe, die Ergebnisse mit weiteren Messungen auszuweitern. Das auf Abtastung basierende Verfahren bietet dabei Möglichkeiten zur Reduzierung des Messaufwands: Die Worst-Case-Polarisation kann mit Hilfe von Messungen für zwei Polarisationsrichtungen und Ausnutzung der jeweiligen Phaseninformation der Einkoppelspannung ermittelt werden. Resonanzfrequenzen können mit einer impulsförmigen Anregung ermittelt werden.

Mit der Messung der Impulsantwort lassen sich kritische Frequenzen auch im Bereich der Kraftfahrzeugtechnik ermitteln. Eigenfrequenzen, welche von der Geometrie des Fahrzeugs abhängen, können auf diese Weise ermittelt werden. Gleiches gilt für das Einkoppelverhalten bei Kabelbäumen.

Die Untersuchungen erfolgten an einer Rohkarosserie. Kunststoffteile, Dämmmaterialien, Sitze und Verkleidungen konnten daher nicht berücksichtigt werden. Hierzu wären vergleichende

Messungen an einem vollständigen Fahrzeug interessant. Des Weiteren haben Insassen einen erheblichen Einfluss auf das elektromagnetische Feld, was ebenfalls einen interessanten Aspekt darstellt.



# Literaturverzeichnis

- [1] AKERS, N. P., D. M. INST und D. C. VILAR: *RF sampling gates: a brief review*. IEE Proceedings, 133(1):45–49, Januar 1986.
- [2] ALLES, M., T. BRAASCH und D. JÄGER: *High-speed Coplanar Schottky Travelling-Wave Photodetectors*. In: *Int. Conf. on Integrated Photonics Research, Conference Proceedings*, S. 380–383, Boston, USA, 1996.
- [3] BALCERZCAK, S.: *Matchingpunkterzeugung für die Mehrfach-Multipol-Methode*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2003. Diplomarbeit.
- [4] BARNES, J. A., A. R. CHI, L. S. CUTLER, D. J. HEALY, D. B. LEESON, T. E. MCGU-  
NIGAL, J. A. MULLEN, W. L. SMITH, R. L. SYDNOR, R. F. C. VESSOT und G. M. R.  
WINKLER: *Characterization of Frequency Stability*. IEEE Trans. Instrumentation and  
Measurement, 20:105–120, Mai 1971.
- [5] BASSEN, H. I. und G. S. SMITH: *Electric Field Probes - A Review*. IEEE Trans. Antennas  
Propag., 31(5):710–718, September 1983.
- [6] BERGER, N.: *Innovative Verfahren zur Erweiterung der Mess- und Prüftechnik von  
MMICs*. Doktorarbeit, Universität Stuttgart, Berlin, 2003.
- [7] BIELER, M., M. SPITZER, G. HEIN und U. SIEGNER: *Time-domain characterisation  
of non-coplanar high-frequency components up to 300 GHz*. IEE Electronics Letters,  
38(18):1038–1039, August 2002.
- [8] BILBAO, E.: *Xmmpedit a Versatile MMP-Configuration Editing Program*. Institut für  
Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2003. Diploma Thesis.
- [9] BLASCHKE, D.: *Entwicklung eines Synchronisationssystems für eine optische Feldsonde*.  
Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2002. Diplomarbeit.
- [10] BOMHOLT, L. H.: *MMP-3D — A Computer Code for Electromagnetic Scattering Ba-  
sed on the GMT*. Doktorarbeit, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, Zürich,  
Switzerland, 1990.
- [11] BRONSTEIN, I. N., K. A. SEMENDJAJEW, G. MUSIOL und H. MÜHLIG: *Taschenbuch  
der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Frankfurt am Main, 1999.

- [12] BUNCH, R. L., D. I. SANDERSON und S. RAMAN: *Quality Factor and Inductance in Differential IC Implementations*. IEEE Microwave Magazine, 3(2):82–92, Juni 2002.
- [13] BÜRKLE, H. P.: *Möglichkeiten und Grenzen sehr schneller Abtasthalteglieder für die A/D-Umsetzung mit Silizium- und Silizium-Germanium-Bipolartransistoren*. Doktorarbeit, Institut für Elektrische Nachrichtentechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 1997.
- [14] COAKLEY, K. J., C.-M. WANG, P. D. HALE und T. S. CLEMENT: *Adaptive Characterization of Jitter Noise in Sampled High-Speed Signals*. IEEE Trans. Instrum. Meas., 52(5):1537–1547, Oktober 2003.
- [15] CRISCITO, R.: *Untersuchung der Störbeeinflussung von elektronischen Kraftfahrzeugkomponenten und Entwicklung von geeigneten Modellen für EMV-Untersuchungen*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2005. Diplomarbeit.
- [16] DETTMANN, I.: *Entwurf einer optischen Übertragungsstrecke zur Messung von Störspannungen am Eingang eines Herzschrittmachers*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 1999. Zweite Semesterarbeit.
- [17] DRAKHLIS, B.: *Calculate Oscillator Jitter By Using Phase-Noise Analysis, Part 1 of 2 Parts*. Microwaves & RF, S. 82,84,86,88,90,157, Januar 2001.
- [18] DURCANSKY, G.: *EMV-Gerechtes Gerätedesign*. Franzis' Verlag, München, 2 Aufl., 1991.
- [19] EMSS: *Feko Suite 4.3, Benutzerhandbuch*. EMSS, Electromagnetic Software and Systems, Böblingen, Deutschland, 2004.
- [20] ENSLE, T.: *Implementierung eines automatischen Setzalgorithmus für die MMP-Methode*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 1999. Diplomarbeit.
- [21] FERGUSON, P. M.: *Motif Reference Manual*. O'Reilly & Associates, Inc., Sebastopol, USA, 1993.
- [22] FISCHER, J.: *Erzeugung von Gegentaktimpulsen mit hoher Symmetrie und Schaltzeiten im ps-Bereich zur Ansteuerung von Serientor-Sampling-Leitungen mit Diodentoren*. Doktorarbeit, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Aachen, 1992.
- [23] FUCHS, M.: *Entwicklung menschlicher Körpermodelle und Bestimmung der Multipolkonfiguration*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2000. Wahlstudienarbeit.
- [24] GABRIEL, C.: *Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies*. Techn. Ber., 1996. Brooks Air Force Technical Report AL/OE-TR-1996-0037.

- 
- [25] GEISBUSCH, L., U. JAKOBUS, F. M. LANDSTORFER, M. MAIER, H. O. RUOSS, W. SPREITZER und J. WALDMANN: *Untersuchung der Nahfeldeinkopplungen in Herzschrittmacherelektroden im Frequenzbereich von 50 bis 500 MHz*. In: *Tagungsband Nichtionisierende Strahlung, NIR99*, S. 719–731, Köln, 27. September - 1. Oktober 1999.
- [26] GEISBUSCH, L., U. JAKOBUS, H. O. RUOSS, J. WALDMANN, M. MAIER, W. SPREITZER und F. LANDSTORFER: *Worst case study of the coupling between electrodes of cardiac pacemakers and transmitting antennas*. In: *22nd Annual Bioelectromagnetics Society Meeting*, S. 230–231, München, Juni 2000.
- [27] GEISBUSCH, L. und F. LANDSTORFER: *Eine Feldsonde basierend auf Abtastung*. In: *ITG Diskussionssitzung, Messverfahren der EMV*, S. 57–60, München, Oktober 2003.
- [28] GEISBUSCH, L. und F. M. LANDSTORFER: *Einkopplung elektromagnetischer Felder in Herzschrittmacherelektroden im Frequenzbereich von 50 MHz bis 500 MHz*. Nr. 1. Forschungsgemeinschaft Funk e. V., Bonn, April 2000. Newsletter - Edition Wissenschaft.
- [29] GEISBUSCH, L. und F. M. LANDSTORFER: *A New Active Sampling Field Probe*. In: *INICA 2003, International ITG-Conference on Antennas*, S. 41–44, Berlin, 17.-19. September 2003.
- [30] GEISBUSCH, L., M. SCHICK, S. BALCERCZAK und F. LANDSTORFER: *Methode zur Worst-Case-Untersuchung der Verkopplung zwischen medizinischen Geräten*. In: *BMT 2002, 36. Jahrestagung der Deutschen Gesellschaft für Biomedizinische Technik (DGBMT) im VDE*, S. 668–671, Karlsruhe, September 2002.
- [31] GROVE, W. M.: *Sampling for Oscilloscopes and Other RF Systems: DC Through X-Band*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 14(12):629–635, Dezember 1966.
- [32] GUSTED, D. und W. W.: *Fiberoptik Übertragungstechnik*. Franzis' Verlag, Poing, 1998.
- [33] GUTIERREZ, A.: *Development of a 433 MHz Mobile Telephone Emulator for EMC Measurements*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2003. Diplomarbeit.
- [34] HAFNER, C.: *Beiträge zur Berechnung elektromagnetischer Wellen in zylindrischen Strukturen mit Hilfe des 'Point-Matching'-Verfahrens*. Doktorarbeit, Swiss Federal Institute of Technology, Zürich, Switzerland, 1980. Diss. ETH No. 6683.
- [35] HAFNER, C. und L. BOMHOLT: *The 3D Electrodynamic Wave Simulator*. John Wiley&Sons, Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore, 1993.
- [36] HANSEN, V. und T. VAUPEL: *Berechnung der Eingangsimpedanz von Herzschrittmachern*. Nr. 6. Forschungsgemeinschaft Funk e. V., Bonn, April 1996. Newsletter - Edition Wissenschaft.

- [37] HANSEN, V., X. XU, H. KAMMERER und T. EIBERT: *Elektromagnetische Felder im Nahbereich im freien Raum und im biologischen Gewebe — 30kHz bis 100 MHz — HF-Störspannungen an Herzschrittmachern*. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz, Dortmund, 1995.
- [38] HARRINGTON, R. F.: *Field Computation by Moment Methods*. The Macmillan Company, New York, 1968.
- [39] HEINZELMANN, R., D. KALINOWSKI, A. STÖHR und D. JÄGER: *Miniaturized Fiber-Coupled E-Field Sensor*. In: *MICRO.tex 2000, Conference Proceedings*, Bd. 1, S. 495–500, Hanover, September 2000.
- [40] HEINZELMANN, R., A. STÖHR, T. ALDER, R. BUSS und D. JÄGER: *EMC Measurements Using Electrooptic Waveguide Modulators*. In: *International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP '96*, Kyoto, Japan, 3.-4. Dezember 1996.
- [41] HELLER, D. und P. M. FERGUSON: *Motif Programming Manual*. O'Reilly & Associates, Inc., Sebastopol, USA, 1994.
- [42] HEWLETT-PACKARD COMPANY: *Application Note 918: Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes*, Januar 1986.
- [43] HOFFMANN, J.: *Entwicklung eines programmierbaren Verzögerungselements*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2003. Studienarbeit.
- [44] HOFMANN, R. D.: *Aufbau und Untersuchung der Grenzen eines indirekten elektrooptischen Samplingsystems zur Messung integrierter Schaltungen*. Doktorarbeit, Universität Ulm, Ulm, 1996.
- [45] HWANG, J.-R., H.-J. CHENG und J. F. WHITAKER: *Photoconductive sampling with an integrated source follower/amplifier*. *Appl. Phys. Lett*, 68(11):1464–1466, März 1996.
- [46] IRNICH, W., L. BATZ, E. KRÄMER, R. J. TOBISCH und M. S. TULEIMAT: *Ein Beitrag zur Sicherheit von Implantaten*. Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz, Dortmund, 1989.
- [47] IRNICH, W., L. BATZ, R. MÜLLER und R. TOBISCH: *Störbeeinflussung von Herzschrittmachern durch Mobilfunkgeräte*. Nr. 7. Forschungsgemeinschaft Funk e.V., Bonn, Mai 1996. Newsletter - Edition Wissenschaft.
- [48] JAEGER, D.: *Characteristics of travelling waves along the non-linear transmission lines of monolithic integrated circuits: a review*. *Int. J. Electronics*, 58(4):649–669, 1985.
- [49] JÄGER, D.: *Optically Controlled Microwave Devices*. In: *International Topical Meeting on Microwave Photonics MWP '96 technical digest*, Kyoto, Japan, 3.-4. Dezember 1996. Invited Paper.

- 
- [50] JAKOBUS, U.: *Erweiterte Momentenmethode zur Behandlung kompliziert aufgebauter und elektrisch großer elektromagnetischer Streuprobleme*. Doktorarbeit, Düsseldorf, 2001. Fortschritts-Berichte VDI, Reihe 21, Nr. 171.
- [51] JAKOBUS, U., L. GEISBUSCH und F. M. LANDSTORFER: *Elektromagnetische Feldverteilung und Einkopplungen bei Mobilfunkbetrieb im Kraftfahrzeug*. Forschungsvereinigung Automobiltechnik FAT, Frankfurt, 2005.
- [52] JOSUTTIS, N.: *Objektorientiertes Programmieren in C++: Von der Klasse zur Klassenbibliothek*. Addison-Wesley, Bonn, 1995.
- [53] JOSUTTIS, N. M.: *The C++ Standard Library: A Tutorial and Reference*. Addison-Wesley, Bonn, 1999.
- [54] JUNGMEISTER, H. G. und D. SCHMIDT: *Die mathematische Behandlung von Speicherschaltioden und Impulsschaltkreisen mittels nichtlinearer analytischer Funktionen*. NTZ, (1):9–14, 1968.
- [55] KAHRS, M.: *50 Years of RF and Microwave Sampling*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 51(6):1787–1805, 2003.
- [56] KARBOWIAK, A. E. und R. H. FREEMAN: *Resolution of the Paradox Concerning Energy Flow on Nonlinear Transmission Lines*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 21(5):357–358, 1973.
- [57] KHAKZAR, H.: *Entwurf und Simulation von Halbleiterschaltungen mit PSPICE*. expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1997.
- [58] KILGARD, M. J.: *OpenGL Programming for the X Window System*. Addison-Wesley, Boston, USA, 1996.
- [59] KING, R. W. P.: *Electric Current and Electric Field Induced in the Human Body When Exposed to an Incident Electric Field Near the Resonant Frequency*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 48(9):1537–1543, September 2000.
- [60] KLAR, M.: *Effiziente Verfahren zur Bestimmung der Einkopplung elektromagnetischer Felder in den menschlichen Körper*. Doktorarbeit, Universität Stuttgart, Aachen, 2002.
- [61] KLAUS, G.: *3-D Streufeldberechnungen mit Hilfe der MMP-Methode*. Doktorarbeit, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Zürich, Switzerland, 1985.
- [62] KUNZ, K. S. und R. J. LUEBBERS: *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. CRC Press, New York, 1993.
- [63] KUSTER, N. und L. H. BOMHOLDT: *A Block Iterative Technique to Expand MMP's Applicability to EM Problems of Higher Complexity*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 42(5):875–883, Mai 1994.

- [64] LAM, L.: *Introduction to Nonlinear Physics*. Springer, Berlin, 1987.
- [65] LANDSTORFER, F. und H. GRAF: *Rauschprobleme der Nachrichtentechnik*. F. Landstorfer, H. Graf, Universität Stuttgart, 2 Aufl., 1991.
- [66] LANDSTORFER, F. und H. H. MEINKE: *Ein neues Ersatzbild für die Impedanz kurzer Strahler*. 26(11):490–495, 1973.
- [67] LANDSTORFER, F. und P. SCHÖFFEL: *Eine Sonde zur Vermessung räumlicher elektromagnetischer Felder nach Betrag und Phase*. Frequenz, 38(9):224–230, 1984.
- [68] LANDSTORFER, F. M., L. GEISBUSCH, U. JAKOBUS, M. MAIER, H.-O. RUOSS, W. SPREITZER und J. WALDMANN: *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*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2 Aufl., 1999.
- [69] LANGBEIN, K.: *Weiterentwicklung und Aufbau von auf Abtastung basierenden EMV-Messsystemen und deren Anwendung zur Bestimmung der Herzschrittmachereinkopplung bei Mobilfunk*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2005. Diplomarbeit.
- [70] LANGER, T.: *Computergestützter Entwurf nichtlinearer Transmissionsleitungen zur Erzeugung elektrischer Transienten im Picosekunden-Bereich*. Doktorarbeit, Technische Universität Berlin, Berlin, 2001.
- [71] LEHNER, G.: *Elektromagnetische Feldtheorie*. Springer Verlag, Berlin, 2 Aufl., 1993.
- [72] LEUCHTMANN, P.: *Automatisierte Funktionenwahl bei der MMP-Methode*. Doktorarbeit, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Zürich, Switzerland, 1987.
- [73] LEUCHTMANN, P.: *The Generalized Multipole Technique (GMT) and the Multiple Multipole Program (MMP): Theory and Practical Use in Computational Electromagnetics*. Swiss Federal Inst. of Technology (ETH), 1993.
- [74] LEUCHTMANN, P. und M. GNOS: *Curved Line Multipoles for the MMP-Code*. In: *10th Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics*, Bd. 1, S. 120–128, Monterey, USA, März 1994.
- [75] LEUCHTMANN, P. und U. JAKOBUS: *The hybrid MoM/GMT: The importance of space between co-workers*. In: *Workshop Proceedings M-MoW2, 29th European Microwave Conference*, S. 1–8, München, Oktober 1999.
- [76] LIEBL, T.: *Implementierung und Evaluation einer eigenen Klasse für Linienmultipole im objektorientierten Programm mmp2000 zur Berechnung elektromagnetischer Felder mit der Generalized Multipole Technique*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2002. Studienarbeit.

- 
- [77] LIEBL, T.: *Weiterentwicklung und Inbetriebnahme eines Messsystems zur Messung elektrischer Felder in Fahrzeugen*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2004. Diplomarbeit.
- [78] LUDWIG, A.: *A New Technique for Numerical Electromagnetics*. IEEE AP-S Newsletter, S. 40–41, Februar 1989.
- [79] MAAS, S. A.: *Nonlinear Microwave Circuits*. Artech House, Norwood, USA, 1988.
- [80] MADANI, K. und C. S. AITCHISON: *A 20 GHz Microwave Sampler*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 40(10):1960–1963, Oktober 1992.
- [81] MANN, W., A. KORTKE, S. ZINAL und K. PETERMANN: *Highly sensitive optoelectronic E-field probes for interference free near field antenna measurements*. In: *INICA 2003, International ITG-Conference on Antennas*, S. 343–346, Berlin, 17.-19. September 2003.
- [82] MANN, W. und K. PETERMANN: *Breitbandige optoelektrische E-Feld-Sensoren mit minimaler Feldwechselwirkung*. In: *ITG Diskussionsitzung, Messverfahren der EMV*, S. 66–69, München, Oktober 2003.
- [83] MECKELBURG, H. J., K. JAHRE und K. MATKEY: *Störfestigkeit von Herzschrittmachern im Frequenzbereich 30 kHz bis 2,5 GHz*. Nr. 5. Forschungsgemeinschaft Funk e.V., Bonn, März 1996. Newsletter - Edition Wissenschaft.
- [84] MEINKE GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer, Berlin, Göttingen, Heidelberg, 2 Aufl., 1962.
- [85] MEINKE GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 4 Aufl., 1986.
- [86] MÜLLER, R.: *Rauschen*. Springer Verlag, Berlin, 1979.
- [87] NARZINSKI, K.-H.: *Schottky-Diodentore als schnelle Schalter in Serientor-Sampling-Leitungen*. Doktorarbeit, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Aachen, 1983.
- [88] NÜHRMANN, D.: *Das große Werkbuch Elektronik*. Franzis-Verlag, München, 5 Aufl., 1989.
- [89] OTT, T.: *Weiterentwicklung der Zeitbasis für ein Messsystem zur Messung elektrischer Spannungen und Felder durch Abtastung*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2004. Bachelor-Arbeit.
- [90] PHILLIPS, J. und K. KUNDERT: *Noise in Mixers, Oscillators, Samplers and Logic. An Introduction to Cyclostationary Noise*. In: *IEEE 2000 Custom Integrated Circuits Conference*, S. 431–438, 2000.

- [91] REMOISSENET, M.: *Waves Called Solitons*. Springer Verlag, Berlin, 1994.
- [92] RODWELL, M. J. W., S. T. ALLEN, R. Y. YU, M. G. CASE, U. BHATTACHARYA, M. REDDY, E. CARMAN, M. KAMEGAWA, Y. KONISHI, J. PUSL und R. PULLEELA: *Active and Nonlinear Wave Propagation Devices in Ultrafast Electronics and Optoelectronics*. Proceedings of the IEEE, 82(7), Juli 1994.
- [93] ROEDER, M.: *Implementierung und Evaluation eines Setzalgorithmus für Multipole zur Berechnung elektromagnetischer Felder mit der Generalized Multipole Technique*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2001. Diplomarbeit.
- [94] RÖMER, B.: *Wirkung von elektromagnetischen Feldern auf Herzschrittmacher, Erprobungsbericht Nr.: N0118-3-A/037/T*. Techn. Ber., Bundesamt für Wehrtechnik und Beschaffung, Münster, 1995.
- [95] RUDOLFF, L.: *Entwicklung einer glasfasergesteuerten Abtastschaltung mit niedrigem Stromverbrauch*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2001. Pflichtstudienarbeit.
- [96] RUOSS, H.-O., M. KLAR, W. SPREITZER und G. FÄSSLER: *Fast and Accurate SAR-Testing of Hand-held Mobile Telephones: Measurement Technique, Set-up and First Assessment of Accuracy*. AEÜ International Journal of Electronics und Communications, 54(3):155–162, 2000.
- [97] RUOSS, H.-O.: *Auf der Momentenmethode basierende Berechnungsverfahren zur Untersuchung der Wechselwirkung von Antennen und biologischen Körpern*. Doktorarbeit, Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Aachen, 1999.
- [98] SALAMEH, D. und D. LINTON: *Study of the Effect of Various Parameters on Nonlinear Transmission-Line (NLTL) Performance*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 47(3):350–353, März 1999.
- [99] SANSEN, W.: *Distortion in Elementary Transistor Circuits*. IEEE Trans. Circuits and Systems, 46(3):315–325, März 1999.
- [100] SCHIECK, B.: *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*. Springer, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1999.
- [101] SCHMIDT, M.: *Entwicklung eines generischen Mobiltelefons*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2002. Diplomarbeit.
- [102] SHARAVI, W. R.: *Materialien zur Herstellung eines Ganzkörperphantoms*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 1998. Zweite Semesterarbeit.
- [103] SHARIFOLNASABI, M., M. M. TAHERI und M. KAMAREI: *Compact 20 GHz sampling phase detector with integrated impulse generation*. IEE Electronics Letters, 38(18):1034–1036, August 2002.

- 
- [104] SHIBATA, T. und M. YONEYAMA: *A Novel Sample and Hold System Using an Optical Modulator*. IEEE Photonics Tech. Lett., 4(6):588–591, Juni 1992.
- [105] SHINAGAWA, M., Y. AKAZAWA und T. WAKIMOTO: *Jitter Analysis of High Speed Sampling Systems*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 25(1):220–224, Februar 1990.
- [106] SHREINER, D.: *OpenGL Reference Manual*. Addison-Wesley, Boston, USA, 3 Aufl., 2000.
- [107] SPREITZER, W.: *Äquivalente Quellen als Lösungsansatz für EMV-Probleme*. Doktorarbeit, Universität Stuttgart, Aachen, 2002.
- [108] STAUFFER JR., G. H.: *SPICE up the development of a step recovery diode frequency multiplier*. RF Design Magazine (www.rfdesign.com), Juni 1999.
- [109] STÖHR, A., R. HEINZELMANN, T. ALDER und D. JÄGER: *Electroabsorption Modulators for Broadband Fiber Electro-Optic Field Sensors*. In: LAMPROPOLOUS, G. und R. LESSARD (Hrsg.): *Applications of Photonic Technology 2, ISBN 0-306-45808-X*, S. 871–876. Plenum Press, New York, USA, 1998.
- [110] THOMANN, W., S. G. KNORR und M.-P. CHANG: *A 40 GHz/9 ps Sampling Head for Wideband Applications*. In: *21st European Microwave Conference*, Stuttgart, 9.-12. September 1991.
- [111] TIETZE, U. und C. SCHENK: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer Verlag, Berlin, 11 Aufl., 1999.
- [112] TRONT, J. G., J. J. WHALEN, C. E. LARSON und J. M. ROE: *Computer-Aided Analysis of RFI Effects in Operational Amplifiers*. IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 21(4):297–306, November 1979.
- [113] TUDZIERS, C.: *Verbesserung der Anwendbarkeit der Multipolmethode durch automatisches Setzen der Entwicklungsparameter und Parallelisierung*. Doktorarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, Hamburg-Harburg, 1996.
- [114] UMBACH, D. und K. N. JONES: *A Few Methods for Fitting Circles to Data*. IEEE Trans. Instrumentation Meas., 52(6):1881–1885, Dezember 2003.
- [115] WALDMANN, J., L. GEISBUSCH, U. JAKOBUS, F. LANDSTORFER, M. MAIER, H. O. RUOSS und W. SPREITZER: *Kopplungsmodell zur Berechnung der Störspannung am Eingang von Herzschrittmachern beim Einfall einer ebenen elektromagnetischen Welle im Frequenzbereich 50 MHz - 500 MHz*. In: *Tagungsband Nichtionisierende Strahlung, NIR99*, S. 733–742, Köln, 27. September - 1. Oktober 1999.
- [116] WOO, M., J. NEIDER, T. DAVIS und D. SHREINER: *OpenGL Programming Guide*. Addison-Wesley, Boston, USA, 3 Aufl., 1999.

- [117] WRIEDT, T. (Hrsg.): *Generalized Multipole Techniques for Electromagnetic and Light Scattering*. North-Holland, Netherland, 1999. ISBN: 0 444 50282 3.
- [118] YAMASHITA, M.: *Photoconductive sampling with an integrated source follower/amplifier*. Review Scientific Instruments, 44(5):638–639, Mai 1973.
- [119] YU, R. Y., M. CASE, M. KAMEGAWA, M. SUNDARAM, M. J. W. RODWELL und A. W. GOSSARD: *275 GHz 3-Mask Integrated GaAs Sampling Circuit*. IEE Electronic Letters, 26(13):949–951, Juni 1990.
- [120] ZEIDLER, J.: *Entwicklung einer optisch angesteuerten Schrittmotoransteuerung zur Messung von Feldverteilungen*. Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, Stuttgart, 2003. Studienarbeit.
- [121] ZHANG, J. und A. V. RÄISÄNEN: *Computer-Aided Design of Step Recovery Diode Frequency Multipliers*. IEEE Trans. Microwave Theory Techn., 44(12):2612–2616, Dezember 1996.

# Anhang A

## Messverfahren

### A.1 Simulationsmodell für eine Speicherschaltodiode

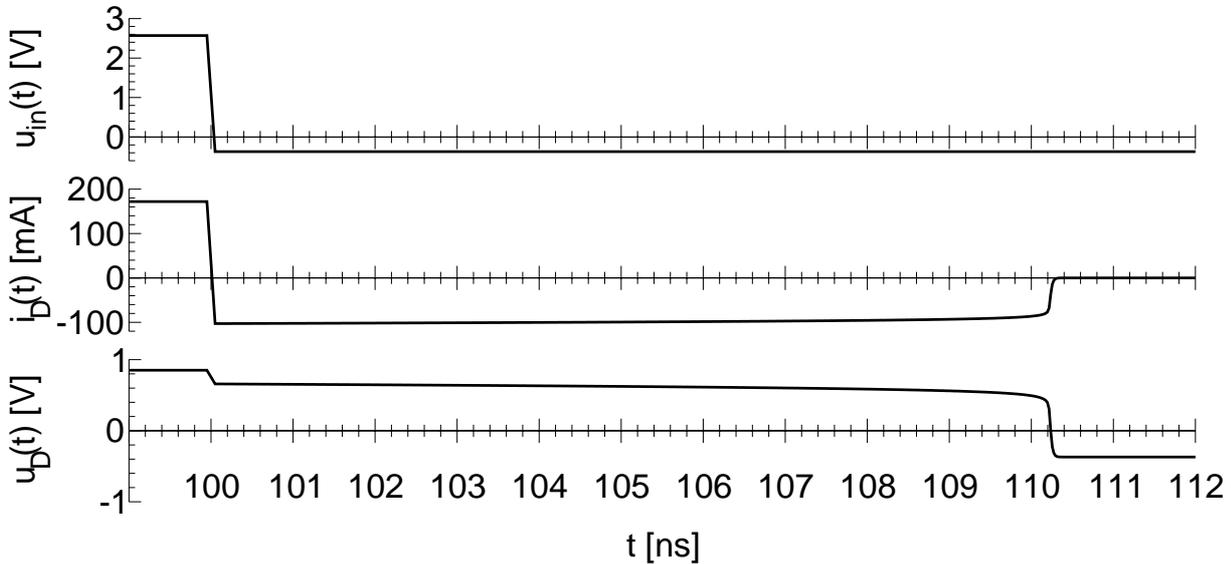
Nachdem in Abschnitt 3.3.3.5 das dynamische Verhalten anhand von Gleichungen hergeleitet und anschließend gezeigt wurde wie die Ladungsträgerlebensdauer  $\tau$  auf einfache Weise gemessen werden kann, wird im Folgenden auf die Modellierung dieses Bauelements eingegangen. Gängige Schaltungssimulationsprogramme bauen auf das von der Universität Berkeley entwickelte Programm *Spice* auf. Zur Modellierung der Speicherschaltodiode sind daher die Angaben aus den Datenblättern in Form von *Spice*-Parametern auszudrücken. Im Wesentlichen finden sich dort die Ladungsträgerlebensdauer  $\tau$ , der Bahnwiderstand  $R_S$  und die Sperrschichtkapazität  $C_j|_{U_D=-6V}$  bei  $-6V$  Vorspannung. Die zur Modellierung notwendigen *Spice*-Parameter sind in Tabelle A.1 aufgelistet (komplette Liste der Parameter siehe [57]). Die Werte für  $R_S$  und  $\tau$  können direkt aus dem Datenblatt übernommen werden,  $C_j|_{U_D=0V}$  muss jedoch aus  $C_j|_{U_D=-6V}$  berechnet werden. Nach [108] können für die übrigen Größen  $I_S$ ,  $U_J$ ,  $n$  und  $m$  die in der Tabelle angegebenen Standardwerte verwendet werden.

Zur Verifizierung der in Abschnitt 3.3.3.5 dargelegten Theorie und der vorgestellten Modellbildung wird ein exemplarisches Simulationsergebnis vorgestellt. Dabei wird die in Bild 3.11 dargestellte Schaltung simuliert. Der Vorwiderstand  $R$  hat dabei den Wert  $R = 10\Omega$ , und die Parameter der Diode sind  $R_S = 0,7\Omega$ ,  $\tau = 10\text{ ns}$  und  $C_j|_{U_D=-6V} = 0,7\text{ pF}$ . Die restlichen *Spice*-Parameter wurden entsprechend Tabelle A.1 gesetzt. Simuliert wurde das Schaltungsbeispiel mit dem Programm *ADS* der Fa. Agilent. Die berechneten Spannungen und Ströme sind in Bild A.1 dargestellt. Die Spannung  $u_{in}(t)$  wurde so gewählt, dass sich ein Vorwärtsstrom von  $I_F \approx 172\text{ mA}$  und ein Rückwärtsstrom von  $I_R \approx 100\text{ mA}$  einstellt, so dass die Ladungsträgerlebensdauer  $\tau$  direkt vom Diagramm abgelesen werden kann. In der Simulation wird zunächst  $u_{in}(t)$  auf einen konstanten Wert gehalten, so dass sich  $i_D(t) = I_F$  über eine Zeitdauer  $\gg \tau$  einstellt und somit  $Q_F = \tau \cdot I_F$  wird. Zum Zeitpunkt  $t = 100\text{ ns}$  wird  $u_{in}(t)$  derart umgestellt, dass sich  $i_D(t) = -I_R$  einstellt. Aufgrund des Bahnwiderstandes  $R_S$  bricht die Spannung

Variablenname	Spice-Parameter	Wert	Beschreibung
$I_S$	IS	1 nA	Sättigungsstrom
$U_J$	VJ	0,6 V	Sperrschichtpotential bei 0 V Vorspannung
$C_j _{U_D=0V}$	CJ0	$C_j _{U_D=-6V} \cdot \left(1 - \frac{6V}{V_J}\right)^m$	Sperrschichtkapazität bei 0 V Vorspannung
$\tau$	TT	Datenblatt	Transitzeit bzw. Minoritätsladungsträgerlebensdauer aus Datenblatt
$R_S$	RS	Datenblatt	Bahnwiderstand
$n$	N	1,5	Emissionskoeffizient
$m$	M	0,5	Exponent der Sperrschichtkapazität

**Tabelle A.1:** Spice-Parametersatz für die Speicherschaltodiode.

$u_D(t)$  zunächst etwas ein, hält sich dann aber auf einem relativ stabilen Wert. Zum Zeitpunkt  $t \approx 110,2\text{ ns}$  bricht die Spannung schließlich schlagartig zusammen und  $i_D(t)$  reißt ab. Die implizierte Dauer der Rückwärtsleitung entspricht etwa der Ladungsträgerlebensdauer  $\tau$ , so dass sich das erwartete Verhalten einstellt. Das Beispiel wurde aus Darstellungsgründen so ge-



**Bild A.1:** Verifizierung des Spice-Modells mit dem Schaltungssimulationsprogramm ADS.

wählt, dass die auftretenden Spannungssprünge klein sind. Jedoch können Speicherschaltioden Durchbruchspannungen von einigen zehn Volt aufweisen, so dass, gegenüber der Tunneldiode, Spannungssprünge wie auch Stromspitzen von sehr hoher Amplitude erzeugt werden können [1]. Dadurch wird dieses Bauelement für Abtastschalter, welche mitunter sehr hohe Ansteuerströme benötigen, interessant.

## A.2 Gleichungen zur Korrektur des Phasenfehlers

Im Folgenden wird die Lösung von Gleichung (3.33) aus Abschnitt 3.3.6.2 angegeben. Zur einfacheren Handhabung werden weitere Hilfsgrößen eingeführt, welche mit Hilfe der Werte  $m_i$  und Gleichung (3.31) berechnet werden können:

$$\vec{F} = -m_1 \vec{E}_{12} - m_2 \vec{E}_{21} - m_2 \vec{E}_{23} - m_3 \vec{E}_{32} - m_3 \vec{E}_{34} - m_4 \vec{E}_{43} - m_4 \vec{E}_{41} - m_1 \vec{E}_{14} \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{G} = -\vec{E}_{12} - \vec{E}_{21} - \vec{E}_{23} - \vec{E}_{32} - \vec{E}_{34} - \vec{E}_{43} - \vec{E}_{41} - \vec{E}_{14} \quad (\text{A.2})$$

$\vec{F}$  und  $\vec{G}$  werden benötigt, um die Hilfsgrößen  $\vec{A}_i$  und  $\vec{B}_i$  zu definieren:

$$\vec{A}_1 = 4m_1 \vec{E}_{12} + 4m_2 \vec{E}_{21} + \vec{F} \quad (\text{A.3})$$

$$\vec{A}_2 = 4m_2 \vec{E}_{23} + 4m_3 \vec{E}_{32} + \vec{F} \quad (\text{A.4})$$

$$\vec{A}_3 = 4m_3 \vec{E}_{34} + 4m_4 \vec{E}_{43} + \vec{F} \quad (\text{A.5})$$

$$\vec{A}_4 = 4m_4 \vec{E}_{41} + 4m_1 \vec{E}_{14} + \vec{F} \quad (\text{A.6})$$

$$\vec{B}_1 = 4\vec{E}_{12} + 4\vec{E}_{21} + \vec{G} \quad (\text{A.7})$$

$$\vec{B}_2 = 4\vec{E}_{23} + 4\vec{E}_{32} + \vec{G} \quad (\text{A.8})$$

$$\vec{B}_3 = 4\vec{E}_{34} + 4\vec{E}_{43} + \vec{G} \quad (\text{A.9})$$

$$\vec{B}_4 = 4\vec{E}_{41} + 4\vec{E}_{14} + \vec{G}. \quad (\text{A.10})$$

Mit Hilfe von  $\vec{A}_i$  und  $\vec{B}_i$  kann jetzt das gesuchte  $M$  auf einfache Weise berechnet werden:

$$M = \frac{\sum_{i=1}^4 \vec{A}_i \cdot \vec{B}_i}{\sum_{i=1}^4 |\vec{A}_i|^2}. \quad (\text{A.11})$$

Diese Größe ist der ermittelte Gleichanteil, welcher dem durch die Kabeldämpfung  $a_L$  abgeschwächten  $U_{\text{ref}}$  entspricht. Wird  $M$  in die Gleichungen (3.27) bis (3.32) eingesetzt, so kann der Schätzwert  $\vec{x}'$  berechnet werden. Daraus ergibt sich schließlich  $\vec{u}'$ :

$$\vec{u}' = \frac{U_{\text{ref}}}{M} \cdot \vec{x}'. \quad (\text{A.12})$$

Dabei ergeben sich die Schätzwerte der Amplitude und des Phasenwinkels

$$\hat{U}' = |\vec{u}'| \quad (\text{A.13})$$

$$\varphi' = \arctan\left(\frac{u'_y}{u'_x}\right) \quad (\text{A.14})$$

Wobei  $\vec{u}' = (u'_x, u'_y)^T$  ist.



# Anhang B

## Berechnungsverfahren

### B.1 Objektorientierte Implementierung der Mehrfach-Multipol-Methode

Im Rahmen dieser Arbeit wurde die Mehrfach-Multipol-Methode in objektorientierter Weise implementiert. Allerdings sind die Eingabedateien an die prozedurale Implementierung der ETH Zürich angelehnt [35], so dass für dieses Programm bereits erstellte Berechnungsmodelle ohne Modifikationen verwendet werden können.

Im Folgenden werden die wichtigsten Klassen beschrieben. Die in den Bildern B.1 bis B.3 dargestellten Klassen zeigen in der jeweils ersten umrahmten Zeile den Namen. In den darunter anschließenden Blöcken sind die öffentlichen Klassenfunktionen oder auch Methoden aufgelistet.

**TEquation** Die Klasse *TEquation* steht im Zentrum der Implementierung (siehe Bild B.1). Sie steuert die Aufstellung und Dreieckszerlegung der Matrix und die Rücksubstitution zur schlussendlichen Bestimmung des Lösungsvektors.

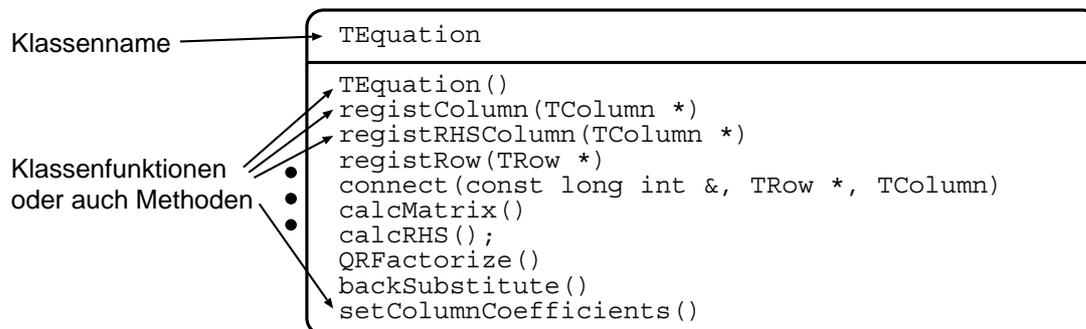
Wie in Abschnitt 5.2.2.2 beschrieben, stellen die Feldentwicklungen *Spaltenobjekte* dar, diese werden durch die abstrakte Klasse *TColumn* repräsentiert und mit der Methode *registColumn* bei *TEquation* registriert. Elektromagnetische Anregungen erfolgen ebenfalls durch Feldentwicklungen, nur dass die Entwicklungskoeffizienten bereits vom Benutzer vorgegeben sind. Auch diese sind *Spaltenobjekte*, werden jedoch mit *registRHSColumn*<sup>1</sup> registriert. Die durch die Anpasspunkte definierten Randbedingungen erzeugen die einzelnen Gleichungen und belegen daher Matrixzeilen. Diese *Zeilenobjekte* werden durch die abstrakte Klasse *TRow* repräsentiert und werden mit der Methode *registRow* registriert (siehe Bild B.1).

Bis zu diesem Zeitpunkt stehen Instanzen von *TRow* und *TColumn* noch in keinerlei Beziehung zueinander. D. h. es wurde nicht definiert, welche Randbedingungen für welche Feldentwicklung

---

<sup>1</sup>RHS = right hand side, rechte Seite des Gleichungssystems.

gelten. Dies geschieht jetzt mit der Methode *connect*. Zusammen mit einem Parameter<sup>2</sup> wird *TEquation* mitgeteilt, welche Gleichungen zur Lösung welcher Koeffizienten anzuwenden sind. Für jede grau schattierte Fläche in Bild 5.4 wird die Methode *connect* aufgerufen.



**Bild B.1:** Methoden der Klasse *TEquation*.

Zu diesem Zeitpunkt besitzt *TEquation* alle Informationen zur Aufstellung der Matrix. Durch den Methodenaufruf *calcMatrix* wird die Aufstellung der Matrix gestartet. Allerdings trägt *TEquation* nur so weit hierzu bei, dass sie intern Speicher allokiert, aber die Aufstellung der Teilmatrizen an die Instanzen von *TColumn* deligiert. Auf diese Weise bleibt *TEquation* von den speziellen Begebenheiten der sehr unterschiedlichen Entwicklungsfunktionen gänzlich unberührt. Die Berechnung der rechten Seite des Gleichungssystems wird mit der Methode *calcRHS* angestoßen.

Anschließend erfolgt mit dem Aufruf von *QRFactorize* die QR-Zerlegung der Matrix, so dass das überbestimmte Gleichungssystem nach dem Quadratminimierungsverfahren gelöst wird. Die Methode *backSubstitute* stößt die Rücksubstitution an, so dass anschließend der Lösungsvektor vorliegt.

Die Methode *setColumnCoefficients* teilt den Spaltenobjekten die Entwicklungskoeffizienten mit, so dass alle Informationen zur Berechnung der Felder bereit stehen. Die Feldentwicklungen können jetzt für beliebige Punkte im Raum das von ihnen erzeugte elektromagnetische Feld angeben.

**TColumn** Die speziellen Klassen der verschiedenen Feldentwicklungen sind von *TColumn* abgeleitet, so dass die Entwicklungen einheitlich von *TEquation* behandelt werden können, ohne eine spezielle Unterscheidung vornehmen zu müssen (siehe Bild B.2). *TColumn* stellt hierfür die Klasse *TRowColumnConnection* mit mehreren Methoden zur Verfügung. *TRowColumnConnection* dient zum Speichern der Verknüpfung der Anpasspunkte mit den Feldentwicklungen. Mit Hilfe der Methode *setJStart* teilt *TEquation* mit, welche Matrixspalten für die Entwicklungskoeffizienten zuständig sind. Damit ist der Instanz von *TColumn* auch bekannt, welche Bereiche

<sup>2</sup>Durch den Parameter können weitere Bedingungen mitgeteilt werden.

der Matrix sie zu Füllen hat. Mit der Methode *getNoOfUnknowns* kann die Anzahl der Entwicklungskoeffizienten erfragt werden. *createRowColumnConnection* dient zum Speichern der Verknüpfung zwischen Anpasspunkten und Feldentwicklungen. Nachdem das Gleichungssystem gelöst ist, werden mit *setCoefficients* die Entwicklungskoeffizienten mitgeteilt. Die Multipole sind damit bestimmt und die elektromagnetischen Feldstärken können auf einfache Weise erfragt werden.



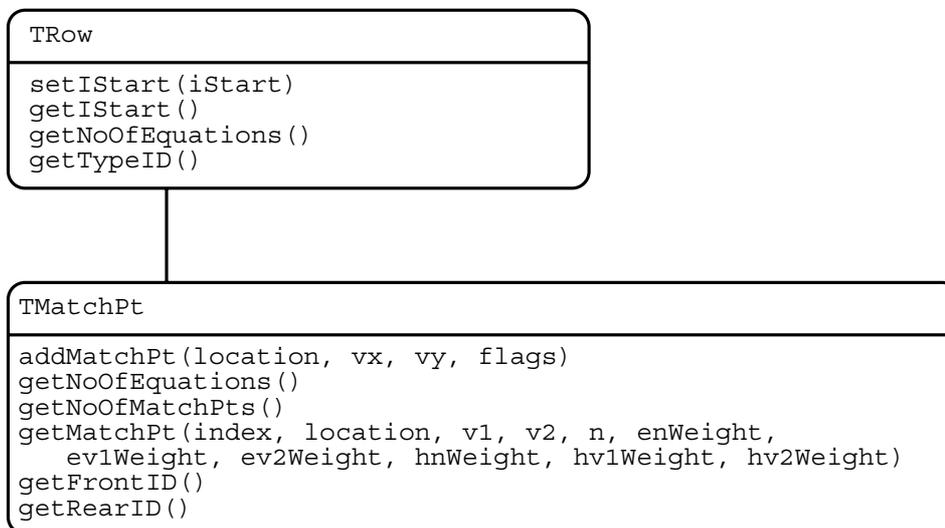
**Bild B.2:** Methoden und Ableitungen der Klasse *TColumn*.

Von *TColumn* ist die abstrakte Klasse *TExpansion* abgeleitet. Sie besitzt äußere Eigenschaften, die sämtlichen Feldentwicklungen gemeinsam sind. Initialisiert wird *TExpansion* mit den Ganzzahl-Parametern *IE1...IE6*, den Fließkommparametern *SE1* und *SE2*, dem komplexen

Parameter  $g$ , dem Koordinatenursprung  $location$ , dem Koordinatensystem  $vx$  und  $vy$ , der Frequenz  $freq$  und den Materialeigenschaften  $epsr$ ,  $muer$  und  $sigma$ . Diese Parameter sind sehr allgemein gehalten, so dass sie zur Konfiguration verschiedener Feldentwicklungen eingesetzt werden können. Sie orientieren sich an den Multipol-Parametern des MMP-Programms der ETH Zürich [35]. Sobald das Gleichungssystem gelöst ist und die Entwicklungskoeffizienten gesetzt wurden, kann das Feld mit den Methoden *electricField* und *magneticField* erfragt werden.

Die Klasse *TStandardExpansion* dient als Hilfsklasse, um interne Programmabläufe zu vereinfachen. Von ihr wiederum sind die speziellen Feldentwicklungsklassen abgeleitet. Für die Multipole ist dies *T3DMPAllExp*, für Linienmultipole *TLineMultipoleExp* und für ebene Wellen *TPlaneWave* (siehe Bild B.2). Auch mit der Momentenmethode berechnete Feldquellen können als Feldentwicklung angewendet werden, was mit Hilfe der Klasse *TFekoExp* geschieht. Weiteres hierzu findet sich in Abschnitt 5.2.4.

**TRow** Die abstrakte Klasse *TRow* (Bild B.3) verkörpert die Zeilenobjekte, d. h. sie definiert die Gleichungen, welche zeilenweise die Matrix auffüllen. Hierzu besitzt sie die Methoden *setIStart* und *getIStart*, womit dem Objekt seine erste Zeile in der Matrix mitgeteilt bzw. erfragt werden kann. Eine wichtige Methode für die Verwaltungsklasse *TEquation* ist *getNoOfEquations*. Die Anzahl der Gleichungen, die sich aus der Zahl der Anpasspunkte und der damit verbundenen Randbedingungen ergeben, lassen sich damit erfragen.



**Bild B.3:** Methoden und Ableitungen der Klasse *TRow*.

Von *TRow* abgeleitet ist die Klasse *TMatchPt*. Instanzen dieser Klasse repräsentieren jeweils den Rand zwischen zwei Gebieten. Ein Rand wird durch einen Satz Anpasspunkte beschrieben. Jeder Anpasspunkt wird mit Hilfe der Methode *addMatchPt* registriert (siehe Bild B.3). Neben dem Ort und der Ausrichtung, können dabei mit den sog. *flags* Gewichtungsfaktoren mitgeteilt

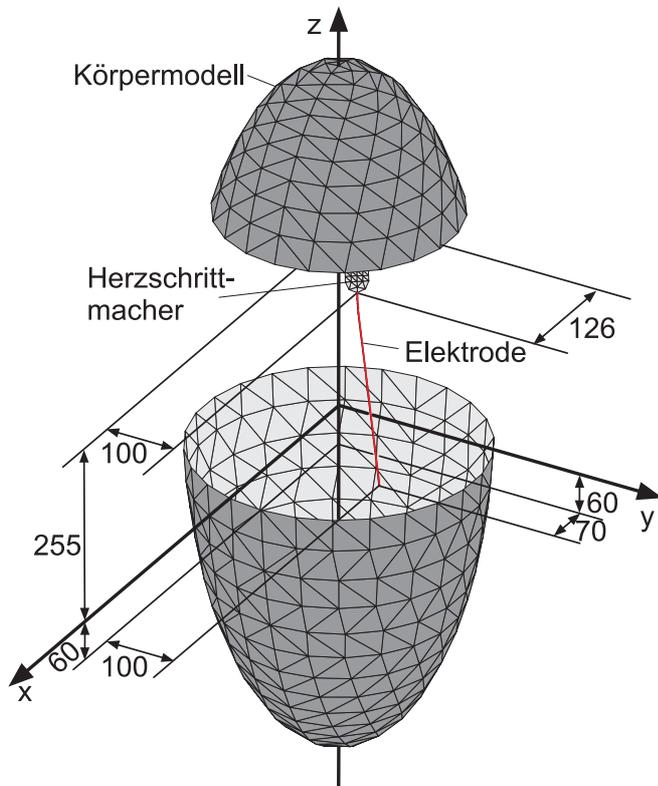
werden, z. B. dass Tangentialkomponenten stärker gewichtet werden als die Normalkomponenten. Die Methode *getNoOfMatchPts* liefert die Anzahl der registrierten Anpasspunkte. Die Methoden *getFrontID* und *getRearID* geben die Kennungen der beiden vom Rand unterteilten Gebiete. Damit lässt sich ermitteln, welche Feldentwicklungen in den Gleichungen berücksichtigt werden müssen. Schließlich gibt es noch die Methode *getMatchPt*, sie liefert sämtliche Daten über einen bestimmten Anpasspunkt, so dass von Seiten des Zeilenobjekts alle Informationen zur Aufstellung der Matrixzeilen bereit stehen.



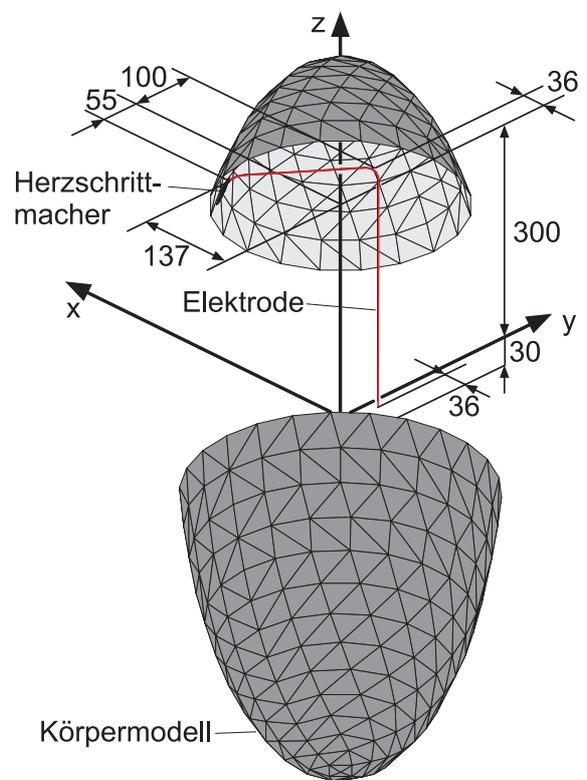
# Anhang C

## Einkopplung in Herzschritmacherelektroden

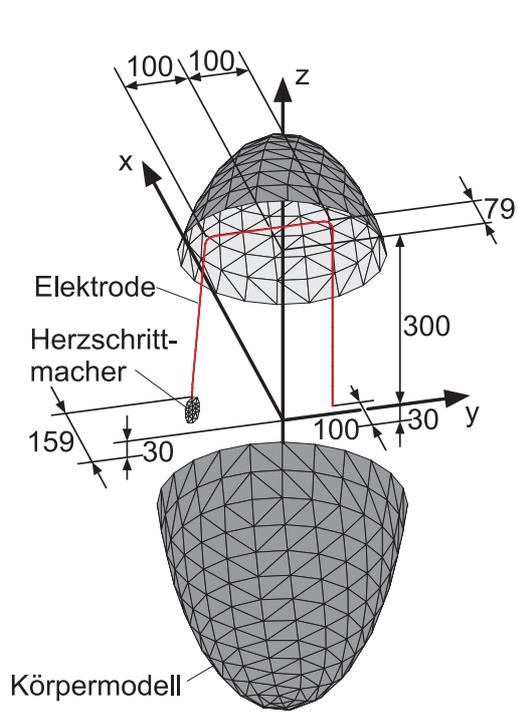
### C.1 Definition der Elektroden im Körpermodell 1



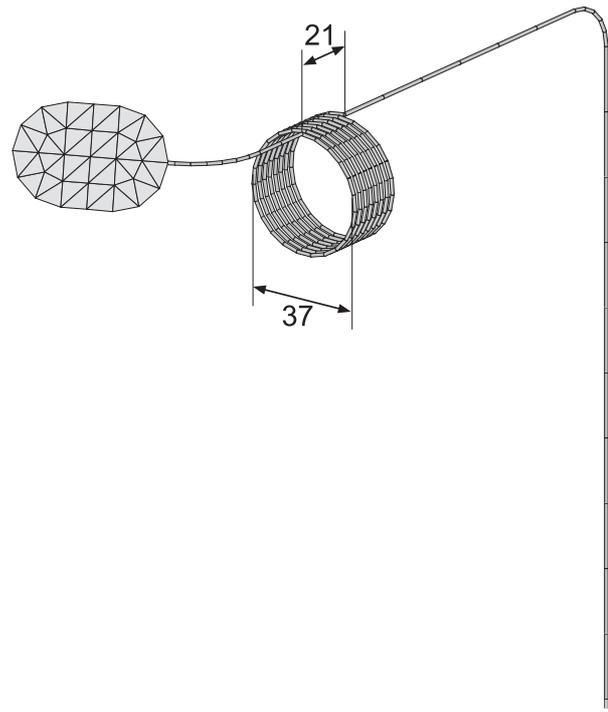
**Bild C.1:** Links-pektorale Elektrode im Körpermodell 1 (Maße in mm).



**Bild C.2:** Rechts-pektorale Elektrode im Körpermodell 1 (Maße in mm).



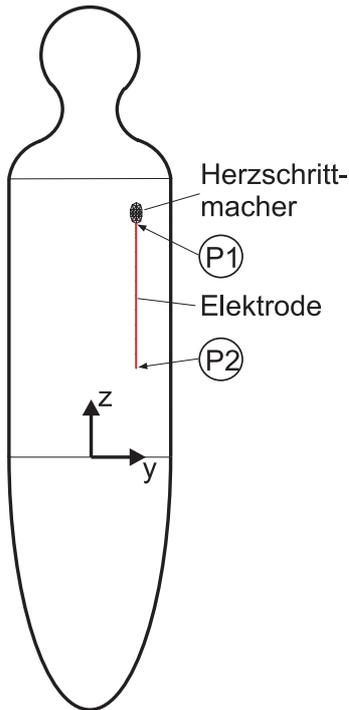
**Bild C.3:** Abdominale Elektrode im Körpermodell 1 (Maße in mm).



**Bild C.4:** Gewickelte Elektrode (Maße in mm).

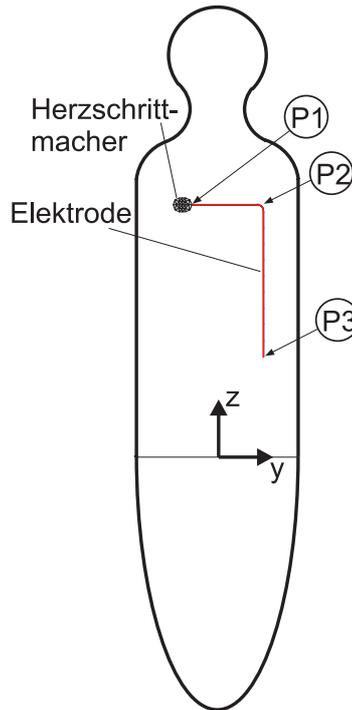
## C.2 Definition der Elektroden im Körpermodell 2

Pos.	x	y	z
(P1)	131	100	455
(P2)	51	100	140



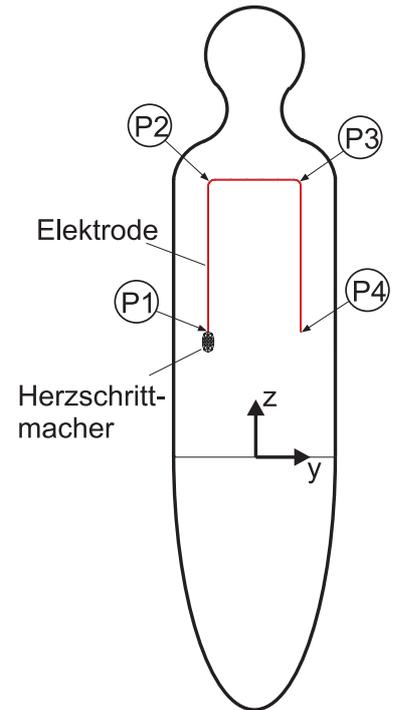
**Bild C.5:** Links-pectorale Elektrode im Körpermodell 2 (Maße in mm).

Pos.	x	y	z
(P1)	154	-55	495
(P2)	53	100	495
(P3)	53	100	165



**Bild C.6:** Rechts-pectorale Elektrode im Körpermodell 2 (Maße in mm).

Pos.	x	y	z
(P1)	131	-100	222
(P2)	51	-100	222
(P3)	51	100	550
(P4)	51	100	220



**Bild C.7:** Abdominale Elektrode im Körpermodell 2 (Maße in mm).



# Lebenslauf

Nachname		Geisbusch
Vorname		<u>Lothar</u> Hermann
geboren		17.8.1970
in		Sindelfingen
Schulausbildung	1977-1981	Grundschule in Sindelfingen
	1981-1982	Hauptschule in Sindelfingen
	1982-1988	Realschule in Sindelfingen
	1988-1991	Technisches Gymnasium in Sindelfingen
Wehrdienst	1991-1992	
Studium der Elektrotechnik	1992-1998	Universität Stuttgart
wiss. Mitarbeiter	1998-2005	wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart