

Michael Norbert Mahler

**Radar-basierte Sensorkonzepte
für den Kfz-Innenraum**



Cuvillier Verlag Göttingen

Radar-basierte Sensorkonzepte für den Kfz-Innenraum



Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
der Universität Ulm

von

Michael Norbert Mahler
aus Stuttgart

1. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. W. Menzel
2. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. J. Detlefsen
Amtierender Dekan:	Prof. Dr.-Ing. H.-J. Pfeleiderer
Datum der Promotion:	27. Juli 2005

2005

Bibliografische Information Der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2005

Zugl.: Ulm, Univ., Diss., 2005

ISBN 3-86537-717-5

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2005

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2005

Gedruckt auf säurefreiem Papier

ISBN 3-86537-716-5

Danksagung

Mein ausgesprochener Dank gilt

Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel

für die Übernahme des Erstberichts dieser Arbeit sowie für die Möglichkeit die Einrichtungen der Abteilung für Mikrowellentechnik, der Universität Ulm nutzen zu können. Nicht vergessen möchte ich die wissenschaftlichen und technischen Mitarbeiter des Instituts.

Weiterhin möchte ich

Herrn Prof. Dr.-Ing. Jürgen Detlefsen

meinen besonderen Dank für sein Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Mitberichts aussprechen.

Danken möchte ich außerdem der Robert Bosch GmbH ohne diese die vorliegende Arbeit hätte nicht realisiert werden können. Mein spezieller Dank gilt der Abteilung CR/ARE1 Arbeitsgruppe Hochfrequenztechnik mit Herrn Dr.-Ing. Hans-Oliver Ruoff der die Betreuung der Arbeit innerhalb der Firma übernommen hat sowie der ganzen Arbeitsgruppe die mit zahlreichen wissenschaftlichen Anregungen und Diskussionen meine Arbeit bereichert haben. Ebenso danke ich den Studenten, welche die Arbeit im Rahmen von Diplomarbeiten sowie Praktika begleitet haben.

Nicht vergessen möchte ich meine Frau Brigitte und meinen Sohn Lucas, meinen Vater und meine Schwiegereltern, die mich über die Dauer der Arbeit stets unterstützt und motiviert haben.

Inhaltsverzeichnis

Liste der verwendeten Formelzeichen	IX
Einleitung	1
Kapitel 1	3
Stand der Technik bei Sensoren im Kfz-Innenraum für die Insassensicherheit	
1.1 Bestimmung von Abständen und Positionen	3
1.1.1 Kapazitive Sensoren	3
1.1.2 Optische Sensoren	5
1.1.3 Ultraschallsensoren	6
1.1.4 Radarsensoren	7
1.2 Stand der Technik zur Bestimmung physiologischer Parameter	8
1.2.1 Drucksensorik auf Basis der Piezotechnologie	8
1.2.2 Widerstands- und kapazitätsveränderliche Bauelemente	9
1.2.3 Herzschlagmessung mit Hilfe von Infrarotsensoren	9
1.3 Stand der Technik zur Bestimmung des Herzschlags mit Hilfe von Radarsystemen	10
Kapitel 2	11
Technische Grundlagen	
2.1 Wellenausbreitung	11
2.2 Spezifische Absorptionsrate (SAR)	11
2.2.1 Definition der spezifischen Absorptionsrate	11
2.2.2 Direkte Feldwirkungen	11
2.2.3 Athermische Effekte	12
2.2.4 Berechnungsmöglichkeiten der spezifischen Absorptionsrate	13
2.2.5 Zulässige Werte	14
2.3 Radarsysteme	16
2.3.1 Radarprinzipien	16
2.3.2 Radarverfahren	16
Kapitel 3	25
Physiologische Grundlagen	
3.1 Biologie, Physiologie des Menschen	25
3.2 Allgemeiner Überblick über die menschliche Anatomie	25
3.3 Das Herz	26

3.3.1	Anatomie des menschlichen Herzens	26
3.3.2	Messung der Herzkontraktion / Herzbewegung	28
3.4	Der menschliche Kreislauf	34
3.4.1	Aufgaben und Aufbau des kardiovaskulären Systems	34
3.4.2	Charakteristische Werte des arteriellen Blutdrucks	35
3.5	Die menschliche Atmung	37
3.5.1	Anatomie des Respirationstrakts	37
3.5.2	Atmungsbewegungen von Thorax und Lunge	41
Kapitel 4		43
Anwendungskonzepte für Radarsysteme im Kfz-Innenraum		
4.1	Anwendungsmöglichkeiten	43
4.1.1	Sicherheitssensor für den Kofferraum	43
4.1.2	Sensor für die Personenklassifizierung	43
4.1.3	Sensor für die Fahrerzustandserkennung	44
4.1.4	Sensor für die Fahrgastraumüberwachung	45
4.2	Personenklassifizierung mit Hilfe des menschlichen Herzschlages	48
4.3	Fahrermonitoring / Fahrerzustandserkennung	50
4.3.1	Pilotstudie „Fahrerzustandserkennung“	50
4.3.2	Ergebnisse der ersten Studie Fahrerzustandserkennung	52
4.3.3	Ergebnisse der Müdigkeitserkennung über den Lidschlag und Spurverhalten	53
4.3.4	Untersuchte Sensoren im Rahmen des Projekts Fahrerzustandserkennung	55
Kapitel 5		61
Analytische und numerische Berechnungen		
5.1	Beschreibung des Übertragungskanal	61
5.1.1	Medium Luft	61
5.1.2	Betrachtete Frequenzbereiche	62
5.1.3	Messumgebung Kraftfahrzeug	62
5.1.4	Größenunterschiede bei Personen	63
5.1.5	Bestimmung des räumlichen Volumens	66
5.2	Der Mensch als Messobjekt	67
5.3	Analytische Berechnungen am vereinfachten menschlichen Körpermodell	68
5.3.1	Analytische Berechnung bei der Frequenz 2.45GHz	70
5.3.2	Analytische Berechnungen bei der Frequenz 24GHz	77
5.3.3	Zusammenfassung der Ergebnisse für die analytischen Berechnungen für die Signalwege im menschlichen Körpermodell	77
5.4	Numerische Reflexionsberechnungen am vereinfachten Menschmodell	78
5.4.1	Übersicht über die durchgeführten Berechnungen	79

5.4.2	Ergebnisse aus den Berechnungen am vereinfachten Körpermodell	85
5.5	Numerische Reflexionsberechnungen am Menschmodell „Hugo“	86
5.5.1	Berechnungen mit MicroWave Studio und Menschmodell „Hugo“	86
5.5.2	Numerische Berechnungen des gestreuten Feldes	88
5.5.3	Numerische SAR-Berechnungen	91
5.6	Randbedingung Kraftfahrzeug	94
5.6.1	Antennenmontageorte im Kraftfahrzeug	95
5.6.2	Geometrische Berechnungen zu den Antennenmontageorten im Kraftfahrzeuginnenraum	96
5.6.2	Numerische Feldberechnungen nach Antennenpositionen im Kraftfahrzeuginnenraum	99
5.7	Zusammenfassung der Ergebnisse aus Kapitel 5	106
Kapitel 6		107
Dimensionierung der Radarsensoren für den Kfz-Innenraum		
6.1	Randbedingungen für die Dimensionierung	107
6.1.1	Verwendbare Frequenzbereiche	107
6.1.2	Sensoranwendungen	108
6.2	Dimensionierung und Abschätzung der Funktionalitäten für den Frequenzbereich 1	109
6.2.1	Zusammenfassung für die Systemdimensionierung für den Frequenzbereich 2,45GHz	115
6.2.2	Systemkonzept für ein Radarsystem zur Bestimmung des Herzschlags im Fahrzeuginnenraum	117
6.2.3	Überlegungen zum Empfangssignal bei 2,45GHz zur Herzschlagmessung.	121
6.3	Abstandsmessung bei der Frequenz 24GHz.	122
6.3.1	Zusammenfassung der Systemdimensionierung für den Frequenzbereich bei 24GHz	123
6.4.	Auswahl der Methoden zur Geschwindigkeitsbestimmung	124
Kapitel 7		125
Radarsensor und Messsystem bei 2,45GHz		
7.1	Überblick über das realisierte Messsystem	125
7.2	Realisierter Radarsensor für 2,45GHz	128
7.2.1	Zugekaufte Komponenten	128
7.2.2	Selbstentworfenene Komponenten	128
7.2.3	HF-Signalerzeugung	133
7.2.4	Filter für den NF-Bereich	134
7.2.5	Zeitverzögerung für den Impulsbetrieb	134
7.3	Antennen für den Frequenzbereich 2,45GHz	136
7.3.1	Einzelantennen	136
7.3.2	Antennengruppen	141

7.4	Software zur Datenauswertung für die Anwendung „Herzschlagdetektion“	147
7.4.1	Prinzip der „Signalauswertung Version 1“	147
7.4.2	Prinzip der „Signalauswertung Version 2“	150
Kapitel 8		159
Messsystem und realisierter Radarsensor bei 24GHz		
8.1	Messsystem	159
8.1.1	Messaufbau	159
8.1.2	Meßprinzip zur Entfernungsbestimmung bei 24GHz	160
8.2	Realisierter Radarsensor	161
Kapitel 9		167
Messergebnisse der untersuchten Radarsensoren		
9.1	2,45GHz Radarsensoren	167
9.1.1	Messungen mit dem Radarsensor der ersten Ausbaustufe bei 2,45GHz.	167
9.1.2	Messergebnisse mit dem Radarsensor in der dritte Ausbaustufe	171
9.1.3	Zwischenergebnis der Messergebnisse mit Einfluss auf den verwendeten Radarsensor	175
9.1.4	Messergebnisse mit der Korrelationsauswertung	175
9.1.5	Abschlussmessungen mit Antennengruppen	180
9.1.6	Zusammenfassung der Ergebnisse	180
9.2	Messergebnisse bei 24GHz	181
9.2.1	Messergebnisse für die Abstandsbestimmung	182
9.2.2	Zusammenfassung der Ergebnisse für die Messungen in der Laborumgebung	185
9.2.3.	Graphische Darstellung der weiteren Ergebnisse	185
Kapitel 10		195
Zusammenfassung und Ausblick		
Anhang A		197
Ergänzungen zu Kapitel 3: Physiologische Grundlagen		
A.1	Morphologische Gliederung des Herzens	199
A.2	Aufbau der Herzwand / Perikard	199
A.3	Erregung des menschlichen Herzens	200
A.3.1	Autorhythmie	200
A.3.2	Erregungsausbreitung	201
A.3.3	Hierarchie der Erregungsbildungszentren	202
A.3.4	Aktionsphasen des Herzens (Übersicht)	203
A.3.5	Nomenklatur des EKGs / Übersicht	204
A.4	Bemerkung zur Anatomie des Gefäßsystems	204
A.4.1	Makroskopische Anatomie des Gefäßsystems	204
A.5	Funktion des arteriellen Gefäßsystems	205
A.5.1	Dehnbarkeit und rhythmische Füllung des Arterien-systems	205

A.5.2	Arterielle Druck und Strompulse	205
A.6	Anatomie der Lunge und der Atemwege / Abbildungen	207
Anhang B		209
Weiterführende Informationen zur analytischen Übertragungsweg- berechnung und Signalverarbeitung		
B.1	Anatomie	209
B.2	Gewebeparameter	210
B.3	Berechnete Werte für die analytische Betrachtung des Wegs 1+ bei 2,45GHz	214
B.4	Abmessungen im Kraftfahrzeug	215
B.5	Erklärungen zur Diskretisierung von MicroWave-Studio	216
B.6	Ergebnis der MicroWave- Studio Berechnung „Antenne schräg vor Person“	218
B.7	Abschätzung der möglichen Empfangssignale	220
B.8	Berechnungen „Menschmodell im Fahrzeuginnenraum“	221
B.9	Software zur Übertragungswegberechnung im Fahrzeuginnenraum	224
Anhang C		225
Personenklassifizierung mit Hilfe des menschlichen Herzschlags		
C.1	Regulation der Pumpleistung des Herzens	225
C.1.1.	Intrakardialer Anpassungsmechanismus	225
C.1.2.	Extrakardialer Anpassungsmechanismus	226
C.1.3.	Anpassung der Herzfrequenz	226
C.2	Werte für den Kreislauf (Puls- und Atemfrequenz)	226
C.2.1	Veränderung über das Alter	226
C.2.2	Unterschiede durch Trainingszustand und Geschlecht	228
C.3	Beeinflussung des Kreislaufs durch Arbeit und Belastung, speziell beim Autofahren	229
C.3.1	Generelle Beeinflussung	229
C.3.2	Belastung des Herz-Kreislaufes beim Autofahren	231
Anhang D		237
Bestimmung der radialen Herzgeschwindigkeit		
D.1	Ultraschall	237
D.1.1.	Ultraschalluntersuchungsmöglichkeiten	237
D.1.2	Bildgebung	239
D.1.3.	Bestimmung radialer Herzgeschwindigkeiten mit Hilfe von Ultraschall	241
D.2	Herzgeschwindigkeitsmessung mit Hilfe eines MRT - Gerätes	243
D.2.1	Radiale Geschwindigkeit	244
D.3	Stand der Technik zur Bestimmung der Herzbewegung im medizinischen Umfeld	244

Anhang E	245
Schaltpläne	
E.1	Hochfrequenzteil für 2,45GHz 245
E.2	Schaltpläne Frequenzerzeugung 2,45GHz 246
E.3	Schaltpläne Zeitbasis 248
E.4	Gekaufte Komponenten für 2,45GHz 251
E.5	NF-Schaltungsteil bei 2,45GHz 252
E.6	Zeitbasis für 24GHz 255
E.7	HF-Komponenten bei 24GHz 255
 Anhang F	 257
Antennenberechnungen	
F.1	Abmessungen der Antennentypen 257
F.2	Messergebnisse Einzel- und Gruppenantennen 258
F.3	Antennenmesssystem Universität Ulm 280
 Anhang G	 283
MATLAB-Programme	
G.1	MATLAB-Programm der Signalauswertung Version 1 „Hochpass“ 283
G.2	MATLAB-Programm der Signalverarbeitung Version 1 „Bandpass“ 285
G.3	MATLAB-Programm der Signalverarbeitung Version 2 286
 Anhang H	 293
Wellenausbreitung	
H.1	Wellenausbreitung 293
H.1.1	Maxwellsche Gleichungen 293
H.1.2	Wellengleichungen und ebene Welle 294
H.1.3	Ebene Wellen an Grenzflächen 296
H.1.4	Ebene Welle im verlustbehafteten Medium mit 299
H.1.5	Leistungsbetrachtung in einer mehrlagigen Materialanordnung 301
 Literaturverzeichnis	 303
 Lebenslauf	 315

Legende

Liste der verwendeten Formelzeichen

Lateinische Buchstaben

a_0	dB	Freiraumdämpfung
A		Absorption im Gewebe
A	m^2	Fläche
A,B		Bezeichnungen für realisierte Antennentypen
A,X	m	Entfernung
\vec{B}	$\frac{Vs}{m^2}$	magnetische Flussdichte
B	$\frac{1}{s}$	Frequenzbandbreite
c_0	$2,997925 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$	Lichtgeschwindigkeit
C	$\frac{Ws}{kgK}$	spezifische Wärmekapazität
\vec{D}	$\frac{As}{m^2}$	magnetische Verschiebungsflussdichte
\vec{E}	$\frac{V}{m}$	elektrische Feldstärke
f	$\frac{1}{s}$	Frequenz
G		Antennengewinn
\vec{H}	$\frac{A}{m}$	magnetische Feldstärke
\vec{J}	$\frac{A}{m^2}$	elektrische Volumenstromdichte

k		Konstante
P	W	Leistung
p		Parameter der verwendeten Korrelationfunktion
R	m	Entfernungsbereich
r, R	m	radiale Entfernung
S	$\frac{W}{m^2}$	Leistungsdichte
SAR	$\frac{W}{kg}$	spezifische Absorptionsrate
r		Reflexionsfaktor
t	s	Zeit
t		Transmissionsfaktor
T_p	s	Pulsperiodendauer
T	C	Temperatur
u,U	V	Spannung
U	V	Spannung
v	$\frac{m}{s}$	Geschwindigkeit
V	m^3	Volumen
W	J	Energie
x,y,z	m	Ortskoordinaten (kartesisches Koordinatensystem)
\underline{Z}_F	Ω	komplexer feldwellenwiderstand
\underline{Z}_{F0}	$120\pi\Omega$	Feldwellenwiderstand im Vakuum
l,b,w,L,W	m	Abmessungen

Griechische Buchstaben

α	$^{\circ}$	Winkel
δ	m	Eindringtiefe
δ		Verluste
λ	m	Wellenlänge
ε	$\frac{As}{Vm}$	Dielektrizitätszahl
ε_0	$8,85 \cdot 10^{-12} \left[\frac{As}{Vm} \right]$	Dielektrizitätskonstante des Vakuums
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{Vs}{Am} \right]$	Permeabilitätszahl des Vakuums
μ	$\frac{Vs}{Am}$	Permeabilität
π	$\approx 3,14159$	Kreiszahl
ρ	$\frac{kg}{m^3}$	Dichte
ρ	$\frac{As}{m^3}$	Raumladungsdichte
σ	m^2	Radarquerschnitt
σ	$\frac{1}{\Omega m} \cdot \frac{S}{m}$	Leitfähigkeit
τ_p	s	Impulsdauer
ω	s^{-1}	Kreisfrequenz
φ	$^{\circ}$	Phase
φ	$^{\circ}$	Winkel
ϑ	$^{\circ}$	Winkel

Symbole und Schreibweisen

∂	partielle Ableitung
\underline{x}	komplexer Wert

Liste der verwendeten Abkürzungen

PMD	Photonic-Mixer-Device
HMI	Human Machine Interaction
SAR	Spezifische Absorptionsrate
CW	Continious Wave
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EMVU	Elektromagnetische Umweltverträglichkeit
EEG	Elektro-Enzephalographie
EKG	Elektro-Kardiographie
EOG	Elektro-Okulographie
CO_2	Kohlendioxid
FSR	Force Sensing Resistor (kraftabhängiger Widerstand)
ISM	für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Anwendungen
MWS	Feldberechnungsprogramm MicroWave-Studio
ADS	Advanced Design System / Hochfrequenzberechnungsumgebung der Firma Agilent
FEKO	Feldberechnungsprogramm
MAFIA	Feldberechnungsprogramm
FMCW	Frequenz moduliertes Dauerstrich Radarsignal
O_2	Sauerstoff
FFT	Fast Fourier Transformation
IQ	Auswertverfahren mit zwei um 90Grad verschobenen Signalen
MATLAB	mathematische Software
bpm	beats per minute (Herzschläge pro Minute)
SRD	Step-Recovery Diode
TX	Sendsignal oder Sender
RX	Empfängersignal oder Empfänger

Einleitung

In der Kraftfahrzeugindustrie kommt dem Sicherheitsaspekt eine immer größere Bedeutung zu. Ziel ist es, den Insassen den größtmöglichen Schutz zu bieten. Aus diesem Grund gibt es viele verschiedene Sicherheitskonzepte, wie ABS, ESP, Müdigkeitswarner, Personendetektion, automatische Unfallmeldesysteme und komplexe Airbagsysteme, die je nach Fahr- oder Unfallsituation aktiviert werden. In Abbildung Ei.1 ist ein Konzept zur Erhöhung der Insassensicherheit dargestellt, das im Rahmen dieser Arbeit untersucht wurde. Weitere Ansätze, die es für das Fahrzeugumfeld gibt, wie z.B. die Pre-Crash Sensorik, sollen hier nicht mitberücksichtigt werden. Die Systemkonzepte *Adaptives Airbagsystem* und *Fahrermonitoring* und die sich damit ergebenden Zusatzanwendungen (z.B. Innenraumüberwachung, Personenklassifizierung, Notrufsystem), die in dieser Arbeit auch von Bedeutung waren, werden in Kapitel 4 im Detail vorgestellt.

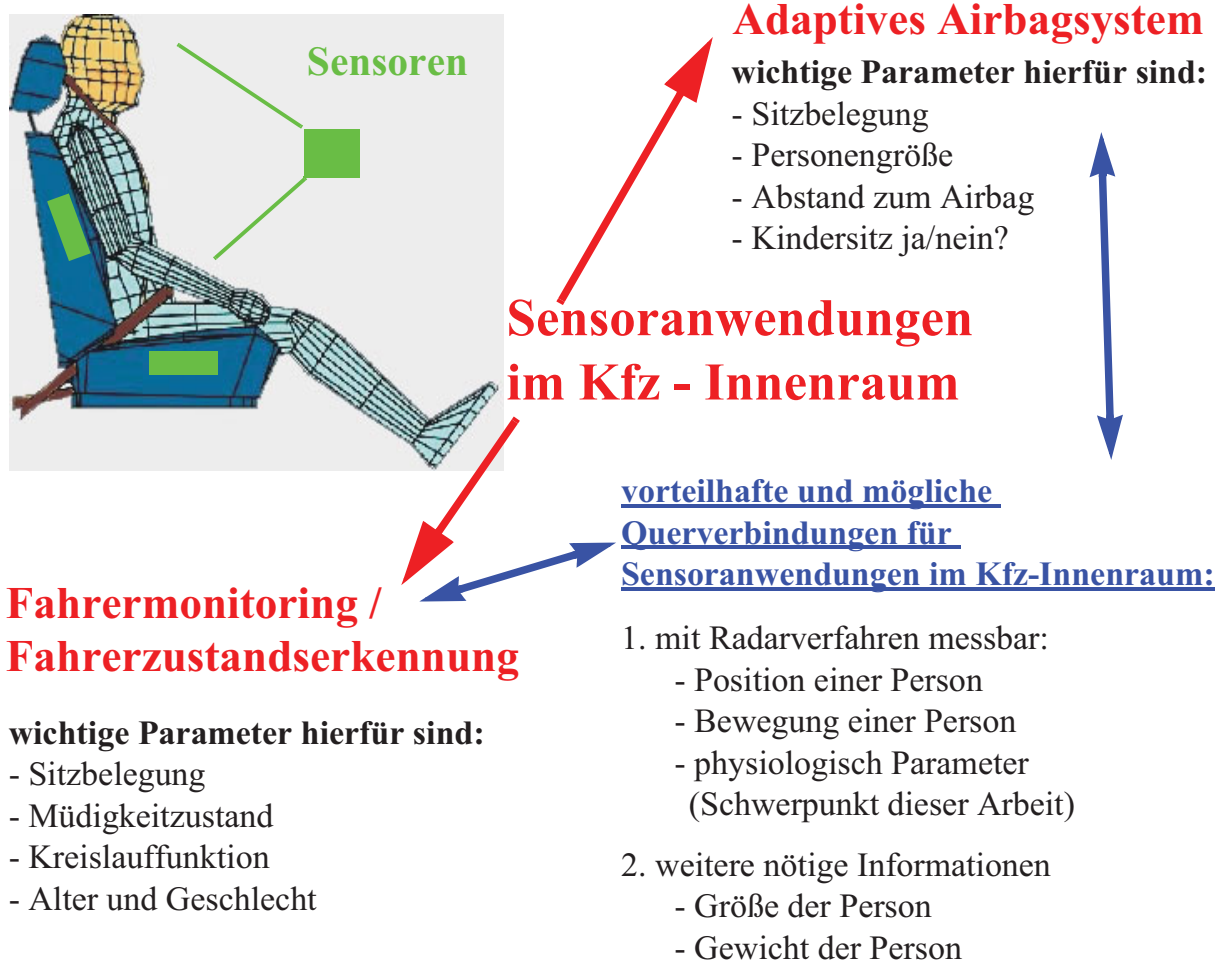


Abbildung Ei.1: Überblick über ein mögliches Konzept zur Erhöhung der Insassensicherheit im Kraftfahrzeug

Aus diesem Konzept (Abbildung Ei.1:) ergeben sich folgende Anforderungen und Ansätze:

Für die Kombination der Konzepte *Adaptives Airbagsystem* und *Fahrermonitoring* ist die Messung mehrere Parameter nötig. Diese sind die **Position** der Personen im Innenraum, die **Bewegungen** der Personen (Richtung und Geschwindigkeit), die **Größe** und das **Gewicht** sowie **physiologische Parameter**, wie z.B. Herzschlag, Atmung, Lidschlag.

Wichtig bei der Konzeptüberlegung sind die Randbedingungen der Umgebung „Fahrzeug“. Dies bedeutet für die Sensoren, dass sie berührungslos messen müssen und auch kein aktives Anlegen nötig ist. Ebenfalls müssen sie in der Kraftfahrzeugumgebung funktionieren, d.h. in einem Temperaturbereich von -40° bis $+80^{\circ}$ fehlerlos arbeiten und unempfindlich gegen Vibrationen und Erschütterungen sein.

Bei der Berücksichtigung all dieser Parameter wird ersichtlich, dass verschiedene Sensoren und Sensortechnologien nötig sind. Mögliche Technologien für die Realisierung der Sensoren sind: Video, Infrarot, Druck, Ultraschall und Radar.

In dieser Arbeit liegt der Schwerpunkt auf der Anwendung der Radartechnik für den Fahrzeuginnenraum für die beiden Konzepte *Adaptives Airbagsystem* und *Fahrermonitoring*. Dabei werden im Wesentlichen die Vorteile der Radarsensorik ausgenutzt: Die Möglichkeit einer kontaktlosen Messung, eine weitgehende Unempfindlichkeit der Radarsensorik gegenüber Vibrationen, sowie die simultane Messung von Geschwindigkeit und Abständen.

Ziel dieser Arbeit ist es, Sensoren und Auswerteverfahren zu erarbeiten, mit denen es möglich ist, Abstände und Bewegungen im Fahrzeuginnenraum zu messen. Als Abstand soll z.B. die Entfernung einer Personen relativ zum Sensor bestimmt werden. Dies liefert einen wesentlichen Parameter, der zur Bestimmung der Position und Bewegung erforderlich ist. Für eine zuverlässige Realisierung des Gesamtkonzepts ist aber auch das Wissen über die Anwesenheit und die Bewegungen einer Person wichtig. Dies kann z.B. über die sogenannte Dopplerverschiebung, die bei einem Radarsensor auftritt, ausgewertet werden. Um die physiologischen Parameter Herzschlag und Atmung zu messen wird in dieser Arbeit ein neuartiger Ansatz verfolgt, der ebenfalls auf einer Dopplerauswertung basiert. Um eine Einführung in das Thema zu geben wird in Kapitel 1 ein kurzer Abriss über den Stand der Technik bei Sensoren im Kraftfahrzeuginnenraum gegeben. In den Kapitel 2 und 3 werden die für diese Arbeit notwendigen Grundlagen erläutert. In Kapitel 4 erfolgt eine Beschreibung der beiden oben schon erwähnten Konzepte zur Erhöhung der Sicherheit im Kraftfahrzeug. In den folgenden Kapiteln 5 bis 8 werden alle Schritte, die zur Realisierung der Radarsensoren nötig sind, vorgestellt. Das sind in Kapitel 5 die numerischen Berechnungen zur Übertragungswegbestimmung im Kraftfahrzeug sowie in Kapitel 6 die theoretische Dimensionierung der Radarsensoren. Die technische Sensorrealisierung wird in Kapitel 7 für den Frequenzbereich 2,45GHz und in Kapitel 8 für den Frequenzbereich 24GHz aufgezeigt. Die mit Hilfe der Sensoren gewonnenen Messergebnisse werden in Kapitel 9 vorgestellt.

Kapitel 1

Stand der Technik bei Sensoren im Kfz-Innenraum für die Insassensicherheit

1.1 Bestimmung von Abständen und Positionen

Die Notwendigkeit der Abstandsbestimmung resultiert aus der Anwendung der adaptiven Airbagauslösung und der dafür erforderlichen Personenklassifizierung [A11].

1.1.1 Kapazitive Sensoren

Bei diesen Sensoren handelt es sich um eine Kondensatoranordnung (z.B. zwischen Fahrzeugsitz und Karosserie) oder um eine spezielle Anordnung von metallischen Platten. Das dazwischenliegende Dielektrikum wird entweder durch die Luft, durch den Menschen oder durch einen Gegenstand (Kiste, Tüte) gebildet. Gemessen wird die Kapazitätsänderung, die z.B. durch den Menschen hervorgerufen wird. Mit diesen Sensoren kann die Position des Objektes (Person, Gegenstand) im „Kondensator“ bestimmt werden. Über die kapazitive Änderung des „Kondensators“ kann auch die Art des Objektes bestimmt werden. Anwendungsbeispiele und Realisierungsmöglichkeiten werden in den Literaturstellen [S1], [S12] und [S13] ausführlicher beschrieben. Diesen Literaturstellen sind auch die Abbildung 1.1, als ein Beispiel für eine Kondensatoranordnung in einem Fahrzeugsitz, und Abbildung 1.2, als Beispiel für eine Plattenanordnung, entnommen.

Die Nachteile der kapazitiven Sensoren sind:

- Die Genauigkeit der Abstandsauflösung wird sehr stark durch die Anzahl der kapazitiven Elemente beeinflusst, d.h. bei dem Einsatz von mehreren Sensorelementen wird auch die Auflösung besser. Dies bedeutet aber einen hohen Materialaufwand, welcher den Sensor sehr teuer macht.
- Für eine komplette Innenraumüberwachung sind eine Vielzahl von Sensoren und Sensorelementen nötig.
- Der Sensor ist sehr störanfällig. Der Grund dafür ist, dass der Sensor selbst ein bestimmtes Feld erzeugt, mit dem er seine Messungen durchführt. Wird dieses Feld jetzt durch andere Strahlungsquellen oder schnelle Wechselfelder gestört, werden dadurch die Messergebnisse verfälscht.

Die Vorteile der kapazitiven Sensorik sind:

- Die gute Modellierbarkeit der Kondensatoranordnung in Form und Abmessungen.
- Die gute Integration der Anordnung im Innenraum (z.B. Sitz, Dach, Seitentür).
- Die Dielektrizitätskonstante des menschlichen Gewebes ist im Vergleich zu anderen Materialien sehr groß, was eine einfache Unterscheidung ermöglicht.

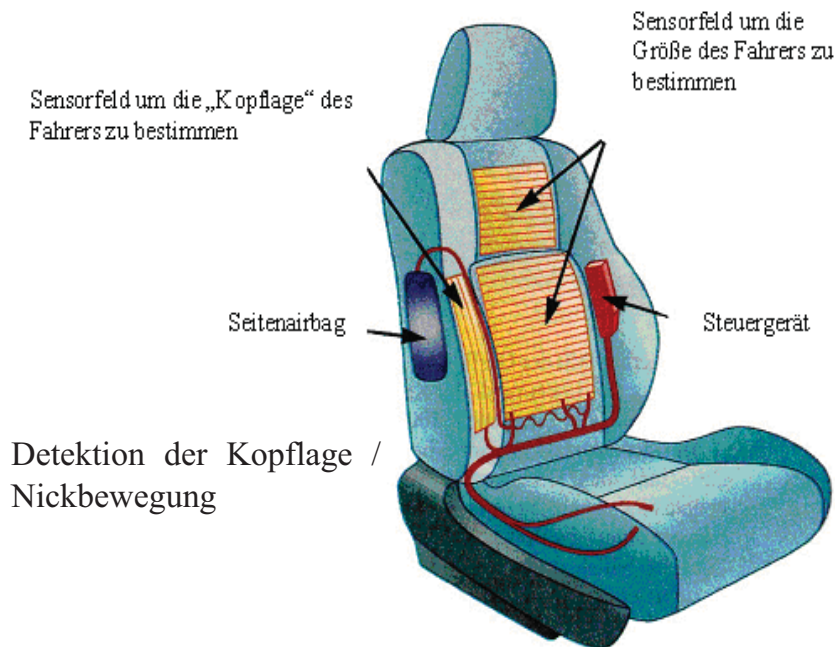


Abbildung 1.1: Kapazitive Sensorelemente im Fahrzeugsitz. Durch die Anordnung der Elemente ist man in der Lage, die Größe, die Position, und den seitlichen Versatz der Person auf dem Sitz zu ermitteln. Dieses Sitzsensorprinzip wurde in [S1] von der Firma Honda veröffentlicht. Bildquelle [S1]

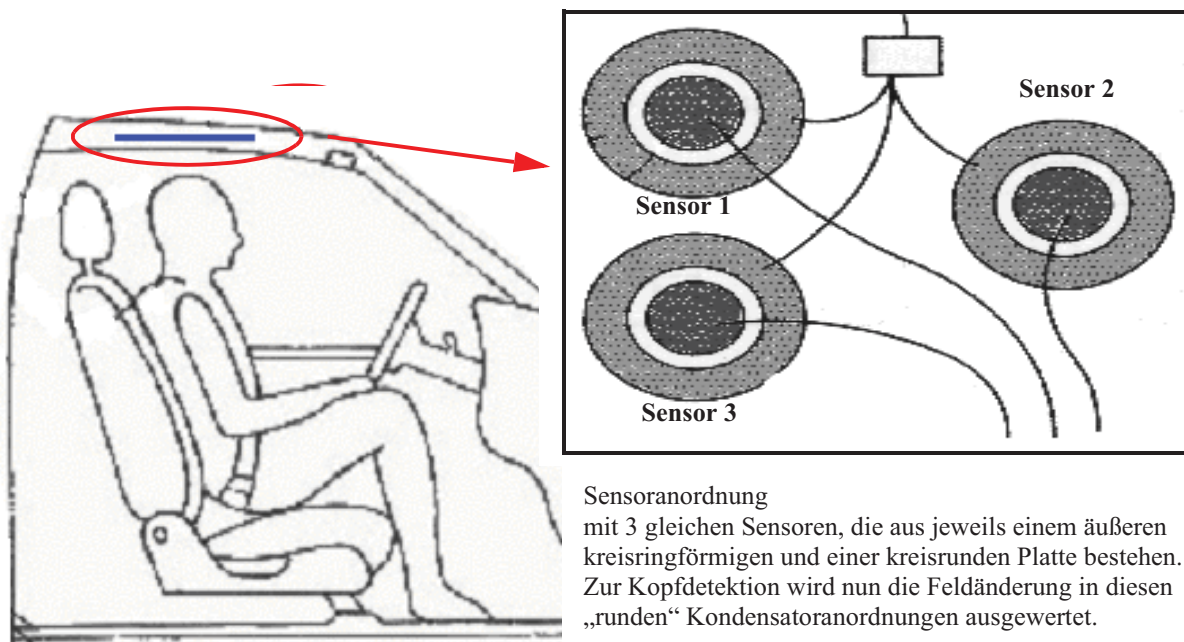


Abbildung 1.2: Das oben dargestellte Sensorsystem wurde von der Firma Advanced Safety Concepts Inc. veröffentlicht [S12]. Ziel dieser Anwendung ist die Detektion des Kopfes im Innenraum bezogen auf die Sensoranordnung. Die Daten sollen hauptsächlich zur Auswertung der Kopfbewegung herangezogen werden (Müdigkeitsdetektion). Bildquelle [S12]

1.1.2 Optische Sensoren

Im Bereich der optischen Sensoren gibt es mehrere Realisierungsmöglichkeiten und Ansätze für verschiedene spezielle Anwendungen. Als Grundlage werden unterschiedliche Techniken herangezogen, wie z.B. Infrarotsysteme, Stereo-Kamera-Systeme, 3D-Systeme mit Hilfe von Lasern sowie Kombinationen aus diesen. Bei den Kamerasystemen wird hauptsächlich die CMOS- und CCD-Technologie [S22], [S23] eingesetzt. Weitere Informationen zu optischen Sensoren sind bei den Automobilzulieferern (Siemens VDO [S23], Delphi, TRW, Temic [A13], [S20] und Robert Bosch [S19]) als auch bei den Automobilherstellern (Daimler-Chrysler, GM) zu bekommen. Als Referenz können hierzu die Veröffentlichungen der Hersteller auf ihren Internetseiten angegeben werden. Im Folgendem sollen hier nur zwei Beispiele dargestellt werden.

1. Innenraumüberwachung: Infrarotstereokamerasystem auf CMOS-Technologie, mit Hilfe dessen die Position einer Personen im Innenraum bestimmt und gleichzeitig eine Klassifizierung durchführt wird. Mit diesem Ansatz ist eine Unterscheidung zwischen Personen und Gegenständen (Kiste / Kindersitz) möglich. Ein Beispiel für diese Sensorrealisierung ist in Abbildung 1.3 aufgeführt. Weitere Literaturstellen zu diesem Sensorkonzept sind: [A10], [S7] und [S11].



Abbildung 1.3: Im linken Bild wird die Unterscheidung zwischen Person und Kindersitz dargestellt (Personenklassifikation). Im rechten Bild wird eine Entfernungsmessung über die Position des Kopfes durchgeführt. Diese Ergebnisse wurde mit einem System der Firma Robert-Bosch erzeugt und in [A10] veröffentlicht. Bildquelle [A10]

2. Lidschlagerkennung: Mit Infrarotkameras wird das Gesichtsfeld der Person gesucht und überwacht. Aus diesem Bild werden dann die Augen separiert und ausgewertet. Durch Änderungen der Reflexionseigenschaften (Augen auf / zu) kann dann das Lidschlußverhalten ausgewertet werden, siehe dazu [S14]. Aus dem Lidschlußverhalten können wiederum Rückschlüsse auf den Wachheitszustand der Person gezogen werden. Mehr Informationen dazu sind in der Literaturstelle [S7] nachzulesen.

Der wesentliche Nachteil eines solchen Sensors liegt vor allem in

- dem hohen Rechenaufwand. Dieser steht auch im Gegensatz zum schnell benötigten Ergebnis für den Abstand der Person zur Steuerung der Airbagauslösung, siehe dazu Kapitel 4 sowie [A10], [A11].

Die weiteren Nachteile sind:

- Die Verschmutzung der Linse, die eine Auswertung erschwert.
- Die Beeinflussung der Bildqualität durch Umwelteinflüsse (Sonne, aufgeheizte Innenräume, verschiedene Gewebefarben).
- Bei einem Infrarotansatz ist eine zusätzliche IR-Beleuchtung (Lichtquelle) notwendig.
- Bei einem Laseransatz bestehen Einschränkungen wegen einer möglichen Gefährdung des Auges.
- Ebenso sind es die hohen Kosten für einen hohen technischen Aufwand.
- Die Einbauorte sind begrenzt (guter und freier Blick auf Messbereich ist nötig).
- Je nach eingesetzter Technologie ist ein großer Platzbedarf notwendig

Ein solches Sensorsystem hat aber auch Vorteile. Der Hauptvorteil ist, dass mit nur einem Sensor schon sehr gute Ergebnisse erzielt werden können.

Die weiteren Vorteile sind

- die Möglichkeiten der Erkennung von komplexen Szenarien (z.B. Kind auf dem Schoß des Vaters, oder eine aufgeschlagene Landkarte vor einer Person).

Um die Nachteile der Lichtempfindlichkeit zu reduzieren, wird im Moment die Kombination zwischen CMOS-Technologie (konventioneller Aufbau) und der PMD (Photonic-Mixer-Device)-Technik verfolgt [S22]. Neue optische Sensoren werden auch nur in PMD-Technologie alleine aufgebaut [S20], [S21], [S27].

Vorteil der PMD-Technologie sind:

- dass schon mit einem Sensor 3D-Information zu bestimmen sind.
- und bei einem Sensor nur ein geringer Platzbedarf nötig ist.

1.1.3 Ultraschallsensoren

Diese Sensorsysteme werden ebenfalls zur Steuerung der Airbagauslösung eingesetzt. Die Ermittlung des Abstandes erfolgt über die Auswertung der Signallaufzeit. Ausgenutzt wird bei diesem System die Reflexion der Schallwellen am menschlichen Körper. Ebenso könnte dieses System auch zur lokalen Überwachung, z.B. des Kopfes, eingesetzt werden, um die Nickbewegung beim Einschlafen erkennen zu können, siehe dazu [S8]. Der Frequenzbereich der Ultraschallsensoren liegt zwischen 40kHz und 300kHz.

Die Nachteile von Ultraschallsensoren sind:

- Das im Moment geringe Auflösungsvermögen der Sensoren.
- Die Störanfälligkeit durch andere Schallquellen im Fahrzeuginnenraum (Interferenzen mit Umgebungsgeräuschen und Reflexionen).
- Die Beeinflussungen des menschlichen Körpers durch Ultraschall (entstehende Verträglichkeitsdiskussion). Zwar wird Ultraschall auch im medizinischen Bereich eingesetzt, aber auch hier wird angestrebt, möglichst wenige Untersuchungen durchzuführen (z.B. Schwangerschaft).
- Es sind mehrere Sensoren notwendig um den Innenraum komplett erfassen zu können.

Ein solches Sensorsystem hat aber den Vorteil

- dass das Prinzip und die Funktionsweise sehr gut bekannt sind (Sonar, Medizinbereich).

1.1.4 Radarsensoren

Im Moment wird Radar im zivilen Bereich noch relativ selten zur Bestimmung des Abstandes eingesetzt. Zu Beginn der Arbeit war noch kein Anwendungsprinzip zur Messung des Abstandes mit Hilfe von Radarsystemen im Fahrzeuginnenraum veröffentlicht.

Inzwischen werden mit Radar folgende Anwendungen untersucht:

- Die Detektion von Bewegungen im Innenraum. Diese Bewegungserkennung wird zur Diebstahlsicherung [R15] oder zur Überwachung von Kindersitzen (Trunk Motion Sensor) [R14],[R17] verwendet.
- Die Überwachung eines bestimmten Bereichs im Innenraum, z.B. für die Sitzbelegungserkennung auf den Frontsitzen im Fahrzeug [R5], [R6], [R16] & [R17].
- Die Messung des Abstandes im Innenraum (Veröffentlichung Mai 2000): Die Firma DaimlerChrysler stellte im Abschlußbericht des Projekts mit dem Titel **HMI²** (Hochzuverlässige Mikrosystemtechnologien für intelligenten Insassenschutz) einen Radarsensor zur Sitzbelegungserkennung mit gleichzeitiger Messung des Abstandes der Person relativ zum Airbag vor. Bei diesem Sensor handelt es sich um ein FMCW-Radar-System, siehe Kapitel 2, mit den Sendefrequenzen von 5,8 oder 24GHz. Im Rahmen dieser Veröffentlichung [A13] wurden auch erste Messergebnisse präsentiert. Eine Unterscheidung in verschiedenen Abstandszonen (wie bei der Airbagauslösung, Kapitel 4) ist darstellbar.

Eine Aussage über die generelle Verwendbarkeit zur Abstandmessung und Genauigkeit eines solchen Systems wurde dort nicht gemacht. Dies ist ein Schwerpunkt dieser Arbeit.

Die Nachteile von Radarsensoren sind

- die EMVU-Problematik, mehr dazu in Kapitel 2,
- die Vielzahl von Sensoren, die notwendig sind, um den Kfz-Innenraum komplett erfassen zu können, sowie
- die Interferenzen, die durch Mehrwegeausbreitungen der elektromagnetischen Welle entstehen.

Wesentliche Vorteile sind

- dass die Prinzipien und Funktionsweisen von Radarsensoren sehr gut bekannt sind,
- und dass die Realisierung bei höheren Frequenzen, und die dadurch resultierende Miniaturisierung (integrierte Bauelemente) durch die Verwendbarkeit von immer höheren Frequenzen möglich ist.

Auf vielfältigen Gebieten wird die Radartechnologie zur Bestimmung von Abständen eingesetzt. Diese sind z.B.

- die Abstandsbestimmung im Umfeld eines Kraftfahrzeugs, z.B. für die Funktion Automatischer Tempomat (ACC). Als Literaturstellen seien exemplarisch [R7], [R8], [R13] und [R19] angegeben.
- die Füllstandsmessung in Tanks und Siloanlagen [R10], [R22] und zur Abstandmessung bei der Prozeßüberwachung [R21].
- das Hindurchschauen durch Medien (z.B. Wände) oder Hineinschauen (z.B. Boden, Stichwort: „Ground Penetration Radar“) [R9], [R18],[R20] & [MR8].

Als aktuellste Literatur zu diesem Themengebiet der Radarsensoren möchte ich hier noch auf die Literaturstellen [MR28] bis [MR31] und [A17] hinweisen.

1.2 Stand der Technik zur Bestimmung physiologischer Parameter

Die Notwendigkeit, im Kfz physiologische Parameter zu messen, wird, wie in der Einleitung schon erwähnt, im Kapitel 4 erläutert. Als einfache Anwendung soll hier nur die Müdigkeitsdetektion erwähnt werden.

1.2.1 Drucksensorik auf Basis der Piezotechnologie

1.2.1.1 Piezosensoren am Lenkrad

Piezosensoren am Lenkrad können z.B. für folgende Anwendungen eingesetzt werden:

1. Bestimmung der Haltekraft: Hierüber kann eine Aussage über den Wachheitszustand des Fahrers abgeleitet werden und es kann ein kompletter Fahrerausfall detektiert werden [D3], [D4].

2. Messung des Herzschlags: In der Handinnenfläche gibt es Stellen, die eine größere Durchblutung besitzen. Hier ist mit einer sehr genauen Drucksensorik die Messung des Pulses möglich [D4], [S15], [M9].

Die Nachteile bei der Piezotechnologie sind:

- Die Herzschlagmessung ist nur auf den Fahrer beschränkt.
- Die Sensoren besitzen eine starke Empfindlichkeit gegenüber Erschütterungen.
- Für eine dauerhafte Messung des Herzschlags müssen viele Sensoren komplett über das Lenkrad verteilt werden, die den Aufwand und die Kosten für ein solches System erhöhen.

Auf der anderen Seite besitzt die Piezotechnologie auch Vorteile.

- Ein solcher Sensor kann auf einer kleinen Sensorfläche realisiert werden.
- Die Sensoren sind günstig in ihrer Herstellung.
- Das Sensorprinzip ist in der Messtechnik sehr weit verbreitet.

1.2.1.2 Piezotechnologie im Sitz

Mit diesem Sensorprinzip könnte ebenfalls der Herzschlag bestimmt werden. Dies ist möglich, da sich auf der Unterseite des Oberschenkels große Blutgefäße befinden. Ein solches System wurde von der Firma Med-Dev [S18] und in [S16], [S17], [S28] sowie in zwei Industriepromotionen [D3], [D4] untersucht. Die Funktion der Sitzbelegungserkennung und die Möglichkeit der Personenklassifikation über das Sitzmuster [A10] konnte nachgewiesen werden.

Die Nachteile eines solchen Systems sind:

- die starke Empfindlichkeit gegenüber Störungen durch die Erschütterungen des Fahrzeugs,
- die Einschränkung bezüglich des geometrischen Designs der Sensoren.

Dazu gibt es noch die Vorteile wie:

- die geringe Kosten für einfache geometrische Sensorelemente,
- und die weite Verbreitung des Sensorprinzips, wie z.B. in der Maschinenbauindustrie.

1.2.2 Widerstands- und kapazitätsveränderliche Bauelemente

Diese Bauelemente sind meist als Streifen ausgeführt, welche die Messung einer Längen- oder Dickenänderung ermöglichen. Eingesetzt werden sie meist im Sitz zur Sitzbelegungs-erkennung und Gewichtsdetektion, siehe Abbildung 1.4 und [S19]. Sie können aber auch im Gurt zur Bestimmung der Atmung eingesetzt werden [D3]. Eine Messung des Herzschlags mit Hilfe des Gurts oder der Sitzfläche ist im Moment wegen der unzureichenden Genauigkeit (Empfindlichkeit) der Elemente nicht möglich.

Bei diesem Prinzip ist der Nachteil,

- dass solche Bauelemente nur eine geringe Genauigkeit besitzen, was wiederum einen eingeschränkten Messbereich zu Folge hat [D3], [D4].

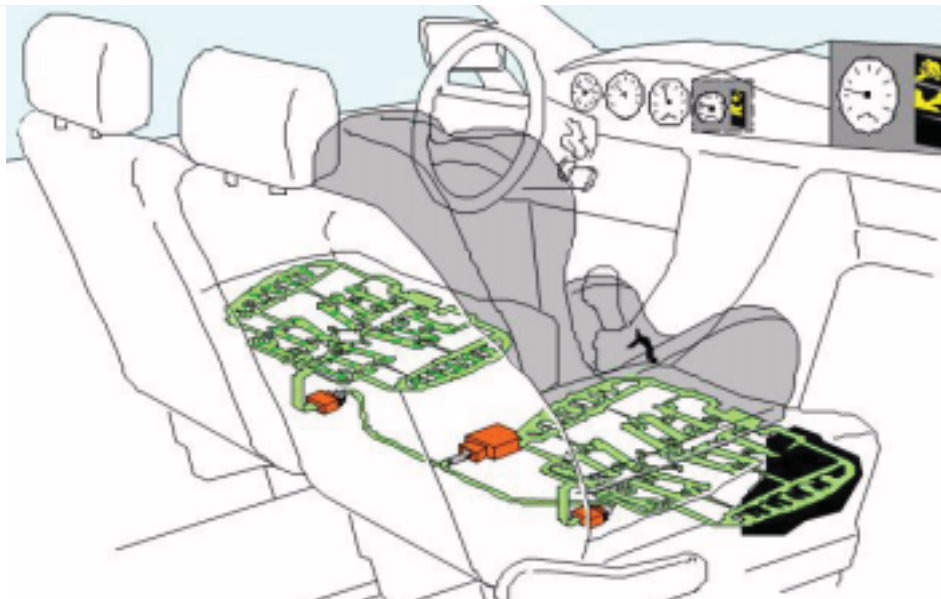


Abbildung 1.4: Realisierung einer Sitzmatte zur Sitzbelegungserkennung der Firma Bosch. Solche Matten werden schon von der Firma Daimler-Chrysler zur Detektion eines Kindersitzes eingesetzt [S19]. Bildquelle: [S19].

Die Vorteile dem gegenüber sind,

- dass eine Möglichkeit der Strukturvariabilität besteht, d.h. Messelemente können je nach Anforderung an ihren Messort schon in eine Grundform gebracht werden.
- Die sehr geringe Bauhöhe der Sensoren (im Zehntel mm-Bereich), was wiederum eine einfachere Montage ermöglicht.

1.2.3 Herzschlagmessung mit Hilfe von Infrarotsensoren

Bei diesem Prinzip wird ebenfalls die gute Durchblutung der Handinnenfläche ausgenutzt - speziell an der Innenfläche des Daumens. Dieses Verfahren wurde in einem Patent der Firma Mitsubishi [S15] veröffentlicht.

Die Nachteile eines solchen Systems sind:

- Es kann nur der Herzschlag des Fahrers bestimmt werden.
- Die Halteposition des Lenkrads wird durch die Sensorposition vorgeschrieben, was keine variable Lenkradhaltung zulässt. Um diese zu erzielen müssten mehrere Sensoren über das Lenkrad verteilt werden, was aber schwierig zu realisieren ist, weil diese Technologie im Vergleich zum Piezosensor deutlich mehr Platz benötigt.

1.3 Stand der Technik zur Bestimmung des Herzschlags mit Hilfe von Radarsystemen

Systeme im Fahrzeuginnenraum auf der Basis der Radartechnik zur Messung des Herzschlags wurden bis heute noch nicht realisiert. Radarsensoren im Kfz werden im Moment nur zur Messung der Atmung eingesetzt [MR21]. Die Messung des Herzschlags ist aber angedacht [MR25]. Bei diesen Messungen soll der Radarsensor in der Rückenlehne integriert werden. Ergebnisse über die Genauigkeit und Funktionalität dieser Arbeiten wurden bis jetzt noch nicht veröffentlicht. Auf anderen Gebieten werden Radarsensoren schon zur Herzschlagmessung eingesetzt. Diese Anwendungen können in folgende Gruppen eingeteilt werden:

- Der Suche nach verschütteten Personen [MR15], [MR22].
- Der Suche von Personen hinter Wänden [MR18], [MR19].
- Im Medizinischen Bereich, um eine nicht invasive und kontaktlose Messung zu erreichen, [MR8], [MR9] und [MR10], [MR11].
- Personenüberwachung (Planung). Für die Atmungsmessung bei Säuglingen wurde es schon im Jahre 1976 veröffentlicht (Stichwort: plötzlicher Kindstod), [MR13] & [MR14].
- In Sicherheits- und Notfallsystemen, wie z.B. im Handy [MR2], [MR23] um den Herzschlag des Trägers zu überwachen.

Die Grundlage für diese Anwendungen wurde im Jahre 1978 von James C. Lin in seiner Doktorarbeit veröffentlicht [MR24]. Die ersten Systemkonzepte folgten in den achtziger Jahren. Bei den dort verwendeten Radarprinzipien handelt es sich meist um Continuous-Wave (CW) oder Impuls-Radar-Systeme, siehe Kapitel 2. Je nach System wurden Frequenzen im Bereich 800MHz bis 10GHz verwendet.

Weitere veröffentlichte Artikel können in zwei Gruppen untergliedert werden:

- Der Sensor liegt direkt auf dem Brustkorb auf oder befindet sich sehr nah am Oberkörper. In dieser Gruppe kann das Empfangssignal sehr gut mit der Herzbewegung, welche aus dem EKG abgeleitet werden kann, verglichen werden, siehe dazu z.B. [MR4] & [MR10].
- Der Sensor befindet sich in größerer Entfernung zum Oberkörper. Hier kann nur noch eine Aussage über die Frequenz des Herzens gemacht werden. Eine Aussage über die eigentliche Herzbewegung ist hier nicht mehr einwandfrei möglich.

Kapitel 2

Technische Grundlagen

2.1 Wellenausbreitung

Die Grundlagen der Wellenausbreitung wurde für diese Arbeit als Stand der Technik angenommen. Zum Nachschlagen sind die in dieser Arbeit verwendeten Definitionen und Gleichungen in Anhang H.1 zusammengefaßt.

2.2 Spezifische Absorptionsrate (SAR)

2.2.1. Definition der spezifischen Absorptionsrate

Bei einer Beschreibung einer Ganzkörperbestrahlung wird die absorbierte Leistung räumlich über den ganzen Körper (mit Inhomogenitäten) integriert und durch die Körpermasse dividiert. Werden nur Teile des Körpers bestrahlt, müssen ebenfalls die Inhomogenitäten im Körper berücksichtigt werden. Hier ist die Verwendung lokaler SAR-Werte notwendig. Dazu wird über eine kleinere Masse gemittelt (1, 10 oder 100 Gramm.) Wie aus der Gleichung (Gl 2.5, Abschnitt 2.2.4) zu ersehen ist, ist die Absorption im Körper stark von der jeweiligen Gewebeart abhängig, was zu sehr unterschiedlichen SAR-Werten führt. Zusätzlich wird durch die unterschiedliche Durchblutung der einzelnen Gewebearten die Wärme unterschiedlich gut abtransportiert, was wiederum Temperaturunterschiede im den einzelnen Körperregionen zur Folge hat. Weiterführende Literatur zur Definition der spezifischen Absorptionsrate ist in den Literaturstellen [SAR1], [SAR2], [SAR3] und [SAR4] nachzulesen. Im weiteren sollen nur kurz die allgemeinen Feldwirkungen durch elektromagnetische hochfrequente Felder erläutert werden. Die Wirkungen für niederfrequente Felder (bis zu einer Frequenz von 30kHz) können in [SAR2] und [SAR3] nachgelesen werden.

2.2.2. Direkte Feldwirkungen

Thermische Effekte

Die Energie hochfrequenter Felder wird von biologischem Gewebe absorbiert. Die Energieübertragung erfolgt durch verschiedene frequenzabhängige Mechanismen, hauptsächlich jedoch durch die Polarisation gebundener Ladungen, Orientierungsschwingungen permanenter Dipole (z.B. Wasser), Schwingungs- und Rotationsbewegungen innerhalb von

Molekülen oder Verschiebung freier Ladungsträger. Bei diesen Vorgängen entsteht infolge von Reibung im Gewebe Wärme. Auf molekularer und zellulärer Ebene kann es zu lokalen Erwärmungen oder zu einer Erwärmung des ganzen Körpers kommen. Ein anderer Effekt ist der, dass Ladungsverschiebung in der Umgebung und innerhalb einer Zelle dazu führen, dass sich Membranspannungen ändern (Effekt nur unterhalb 30kHz relevant). Beide Effekte sind stark frequenzabhängig. Je nachdem wie die bestrahlte Körperteilgröße im Verhältnis zur Wellenlänge steht, kann der Körper unterschiedlich gut Energie aus dem Feld aufnehmen. In der Abbildung (2.1) sind folgende Frequenzbereiche eingezeichnet:

- **Subresonanzbereich** (unterhalb 30MHz):

Hier nimmt die absorbierte Energie etwa mit dem Quadrat der Frequenz zu. Die Eindringtiefe dieser Felder in den menschlichen Körper ist groß. Die Verteilung der absorbierten Leistung im Körper ist inhomogen.

- **Resonanzbereich (30 bis 300MHz):**

In diesem Bereich sind die Maße der absorbierenden Strukturen (Körpergröße auch Körperteilabmessungen) und die Wellenlänge der elektromagnetischen Felder von ähnlicher Größenordnung. Der Resonanzbereich für Kinder liegt im Bereich von 100 bis 400MHz.

- **Bereich oberhalb 300MHz:**

Hier ist die Wellenlänge im Vergleich zu den menschlichen Abmessungen klein. Mit steigender Frequenz wird die Eindringtiefe der elektromagnetischen Felder immer kleiner (Gl H.51). Oberhalb von 10GHz ist die Temperaturerhöhung auf die Körperoberfläche begrenzt. Durch Überlagerungen im Frequenzbereich von 400 - 3000 MHz kann es zu räumlich eng begrenzten Erwärmungen im Körper kommen (Hot Spots). Es gibt auch in diesem Bereich den Begriff des „Hörens“ von hochfrequenter Strahlung: Dies tritt bei pulsförmig amplitudenmodulierter Strahlung mit einer Pulslänge von 1 bis 1000 μs auf. Diese Strahlungsart kommt häufig bei Radargeräten im Frequenzbereich von 200 - 3000MHz vor. Dieses Phänomen kann ebenfalls durch thermisch ausgelöste Effekte erklärt werden. Dieser Effekt ist stark abhängig von der Frequenz, der Intensität und der Pulsfrequenz. Bei 2,45GHz liegt die Hörschwelle für diesen Effekt (Pulsbreiten von 1 - 32 μs) bei Spitzenimpulsleistungsdichten zwischen 10 und 400 kW/m^2 .

Für alle thermischen Effekte gibt es im Moment gültige Grenzwerte. Diese werden in Kapitelabschnitt 2.2.5 in den Tabellen 2.1 und 2.2 aufgeführt.

2.2.3 Athermische Effekte

Bei Versuchen an Tieren und Zellkulturen traten bereits zwischen 0,4 und 1 W/kg verschiedene Effekte auf. So gibt es Berichte über Beeinflussungen des Zentralnervensystems, Wirkungen auf die blutbildenden Organe, über funktionelle Störungen, Veränderungen von Reflexen bei Versuchstieren, Beeinträchtigung der Sinneswahrnehmung, Veränderung von Wirkungsmechanismen und der Wirksamkeit von Medikamenten. Viele in der Literatur vorgestellten Effekte können nicht mit dem Konzept der Wärmewirkung erklärt werden. Diese sogenannten athermischen Effekte treten teilweise schon bei Werten auf, die weit unterhalb der Grenze für thermische Wirkungen liegen. Sie sind jedoch oft nur auf spezielle Frequenzen und Intensitäten begrenzt. Manche Effekte

traten nur bei gepulsten Feldern auf. Für solche Felder werden verschiedene Effekte, wie z.B. die Änderung der Signalleitungsgeschwindigkeit im autonomen Nervensystem des Menschen, in der Literatur beschrieben. Es liegen aber sehr wenige konsistente Daten für Effekte am Menschen vor. Die Mechanismen, die zu diesen athermischen Effekten führen, sind zur Zeit nicht bekannt und derzeit Thema der Forschung. Ob und welche der gefundenen Effekte für die Gesundheit des Menschen eine Bedeutung haben, ist derzeit noch unklar. Als Literaturstellen können hierzu [SAR2], [SAR3] und [SAR4] angegeben werden.

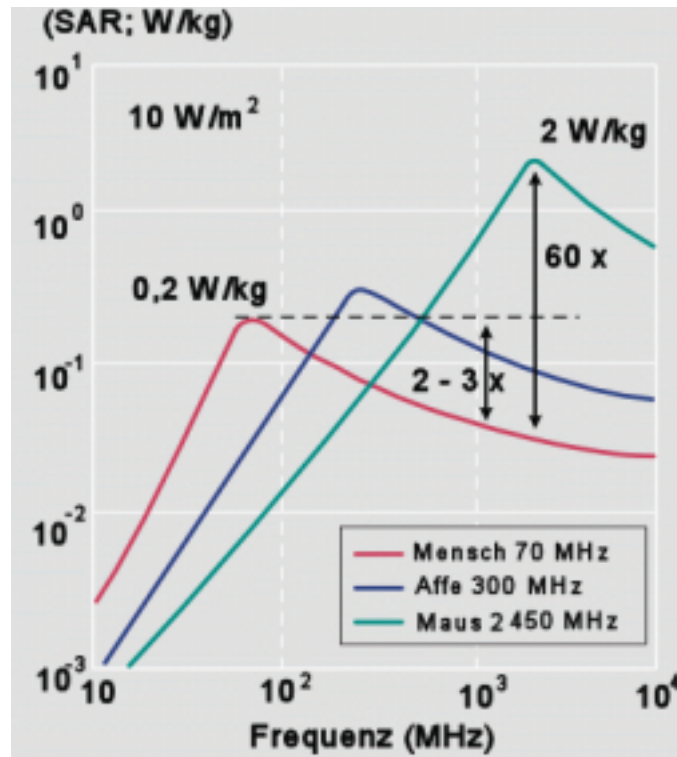


Abbildung 2.1: Durchschnittliche spezifische Absorptionsrate für drei Spezies, die einer Leistungsflußdichte von 10 W/m^2 bei verschiedenen Frequenzen ausgesetzt werden, jeweils gemittelt über den ganzen Körper. Die Absorption der HF hängt von mehreren Faktoren ab, wobei die Größe des Objekts eine wichtige Rolle spielt: Die Resonanzfrequenz ergibt sich, wenn die halbe Wellenlänge etwa der Größe des Objekts entspricht. Bei kleineren Personen, Kindern und Babys liegt die Resonanzfrequenz daher höher. Man erkennt, dass bei 2,45GHz eine Maus etwa 60mal mehr Energie absorbiert als der Mensch bei gleicher Frequenz, gemittelt über den ganzen Körper und bezogen auf die gleiche Masse. Bildquelle: [SAR2]

2.2.4 Berechnungsmöglichkeiten der spezifischen Absorptionsrate

Für die Eindringtiefe in eine Gewebeart gilt nach (Gl H.51):

$$\delta = \sqrt{2/(\omega\mu_0\sigma)} = \sqrt{\frac{\lambda}{\pi c \sigma \mu_0}} = C\sqrt{\lambda} \quad (\text{Gl 2.1})$$

(Definition C: spezifische Wärmekapazität des menschlichen Gewebes)

Aus Gleichung (Gl H.48) ergibt sich für die Absorption in diesem Gewebe:

$$A = 1 - \exp\left(-\frac{x}{C\sqrt{\lambda}}\right) \quad (\text{Gl 2.2})$$

d.h. mit wachsendem λ wird $x/(C\sqrt{\lambda})$ und daher ebenfalls A kleiner.

Ist S die einfallende Strahlungsleistung je Flächeneinheit (Leistungsdichte in W/m^2), so wird die spezifische Absorptionsrate SAR (gemessen in W/kg) definiert als:

$$SAR = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{dS}{dx} \quad (Gl\ 2.3)$$

(ρ = Dichte des Gewebes; x Strahlenweg im Gewebe).

Die Änderung der Leistungsdichte über den Weg im Gewebe kann mit Hilfe der Gleichung (Gl 2.1) berechnet werden zu:

$$\frac{dS}{dx} = -\frac{S_0}{\delta} \exp\left(-\frac{x}{\delta}\right) = -\frac{S}{\delta} \quad (Gl\ 2.4)$$

Aus den Gleichungen (Gl 2.3) und (Gl 2.4) kann die spezifische Absorptionsrate (SAR) wie folgt definiert werden: Sie berechnet die Leistung, die von einer Masse (mit einem Volumen konstanter Dichte) absorbiert wird.

$$SAR = \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{\Delta W}{\Delta m} \right] = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{\Delta W}{\Delta V} \right] \quad (Gl\ 2.5)$$

Aus dieser grundlegenden Definition können nun die Beziehungen zwischen

SAR -Wert und dem elektrische Feld und SAR - Wert und der Temperatur

abgeleitet werden. Diese zwei Gleichungen sind für Messungen und Berechnungen relevant, weil sie die bestimmbar GröÙen im Körper beinhalten. Für die elektrische Feldstärke im Gewebe ergibt sich:

$$SAR = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma}{\rho} \cdot |\vec{E}|^2 \quad (Gl\ 2.6)$$

Für die Temperaturänderung in diesem Gewebe ergibt sich:

$$SAR = C \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (Gl\ 2.7)$$

2.2.5 Zulässige Werte

Die Grenzwerte von den gesicherten thermischen Effekten abgeleitet, bilden - zuzüglich eines hohen Sicherheitsfaktors - die Basiswerte für die unmittelbaren Wirkungen.

Frequenzbereich	spezifische Absorptionsrate SAR in W/kg (1)			spezifische Absorption für Impulsfelder SA in J/kg (2),(3)	Leistungsdichte S in W/m ² (4),(5)
in GHz	Ganzkörper-mittelwert	Kopf und Rumpf (2)	Gliedmaßen (2)		
0,01-10	0,4	10	20	0,01	-
10-300	-	-	-	-	50

(1): Über jedes 6 Minuten-Intervall arithmetisch zu mitteln.
 (2): Mittelungsmasse 10g.
 (3): Trägerfrequenz $f > 300\text{MHz}$ und Pulslänge $T < 30\mu\text{s}$.
 (4): Über jedes Flächenelement von 20cm^2 und jedes Zeitintervall von jeweils $68/f^{1,05}$ -Minuten (f in GHz) zu mitteln.
 (5): Die maximale örtliche Leistungsdichte gemittelt über jedes Flächenelement von 1cm^2 darf 1kW/m^2 nicht überschreiten.
 (-): bei dieser Frequenz nicht relevant.

Tabelle 2.1: Basiswerte für unmittelbare Wirkungen / Berufliche Exposition

Frequenz- bereich	spezifische Absorptionsrate SAR in W/kg (1)			spezifische Absorption für Impulsfelder SA in J/kg (2),(3)	Leistungs- dichte S in W/ m ² (4),(5)
in GHz	Ganzkörper- mittelwert	Kopf und Rumpf (2)	Gliedmaßen (2)		
0,01-10	0,08	2	4	0,002	-
10-300	-	-	-	-	10

Tabelle 2.2: Basiswerte für unmittelbare Wirkungen / sonstige Bevölkerung

Die Grenzwerte sind der Richtlinie „ICNIRP“ aus dem Jahr 1997 entnommen und werden ebenfalls in der Regel der Berufsgenossenschaft „BGRB11“ aus dem Jahr 2001 verwendet [SAR1],[SAR2] und [SAR4].

Daraus sind Grenzwerte für die elektrische Feldstärke für Abbildung 2.2 abgeleitet. Für die Messumgebung Kfz wird der Expositionsbereich 2 verwendet, weil dieser Expositionsbereich für die gesamte Bevölkerung gilt.

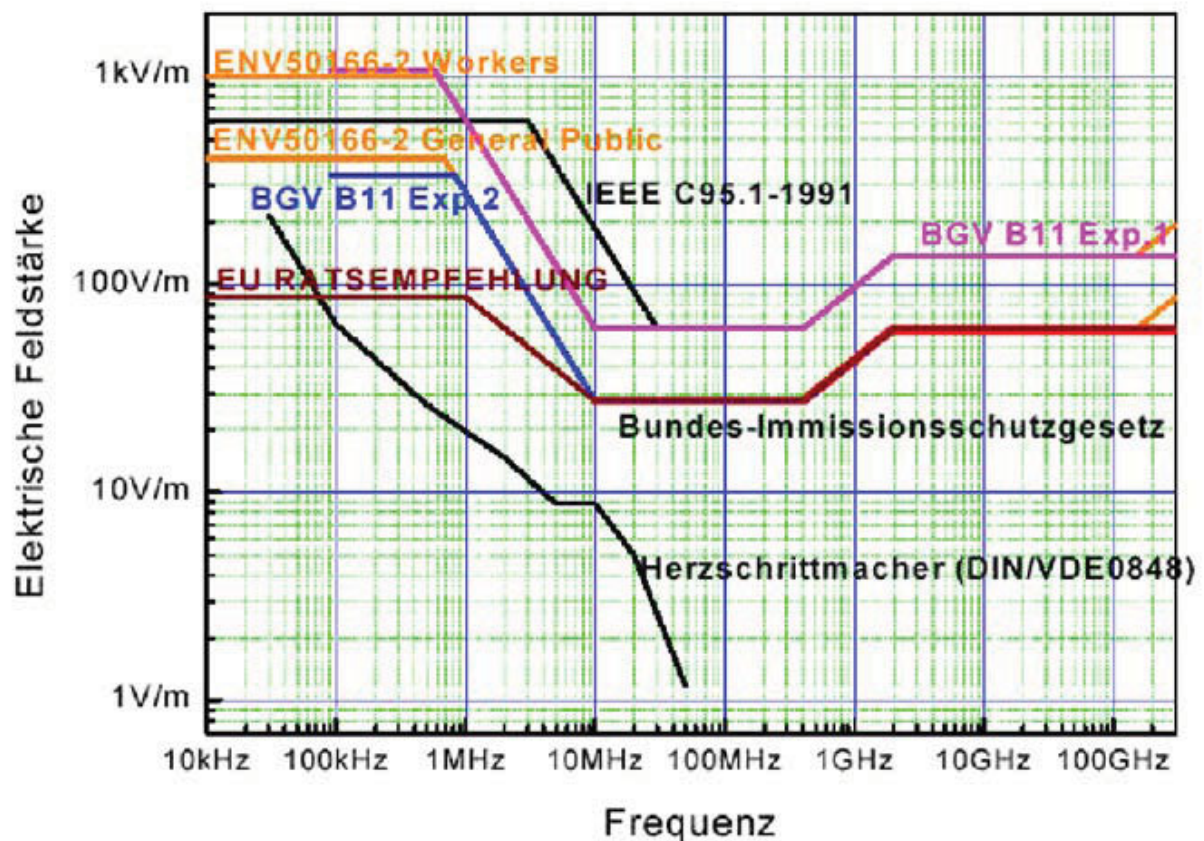


Abbildung 2.2: Personenschutzgrenzwerte für Frequenzen oberhalb 30kHz. Zwischen 1MHz und 1GHz werden die Grenzwerte abgesenkt, um die Resonanzerscheinungen im menschlichen Körper zu berücksichtigen. Bei kurzzeitiger Exposition (<6min) und bei medizinischen Anwendungen sind höhere Frequenzen zulässig. Bildquelle [SAR1]

2.3 Radarsysteme

2.3.1 Radarprinzipien

Primär- und Sekundärradar

Beim Primärradar ist das Zielobjekt nicht *kooperativ*, d.h. im Zielobjekt befindet sich kein Transponder (Sende und Empfangseinheit). Die Zielerkennung erfolgt hier nur über das zurückgestreute und am Radar empfangene Signal. Beim Sekundärradar befindet sich im Zielobjekt ein Transponder. Eingesetzt wird ein solches Radar z.B. im militärischen Bereich bei der Freund - Feind - Erkennung. Weitere Informationen zu diesen Begriffen sind in den Literaturstellen [G6] & [G7] zu finden.

Monostatisch / bistatisch / multistatisch

Beim monostatischen Radar befinden sich Sende- und Empfangsantenne am gleichen Ort (häufig nur eine Antenne für Senden und Empfangen), während beim bistatischen Radar zwei getrennte *Einheiten* vorhanden sind, wobei das von einer Einheit ausgesendete Signal von der anderen Einheit empfangen wird. Im allgemeinen Fall sind auch multistatische Radare möglich, bei denen mehrere Sender und/oder mehrere Empfänger beteiligt sind.

2.3.2 Radarverfahren

In diesem Kapitel soll nur kurz auf die Radarsysteme eingegangen werden, die für diese Arbeit wichtig sind und auch näher untersucht wurden. Eine Dimensionierung der Systeme erfolgt in Kapitel 6. Weitergehende Informationen zu den vorgestellten Radarsystemen ist in den Literaturstellen [G5],[G6], [G7] und [G10] zu finden.

Radargleichung

Für alle Radarsysteme muss die Radargleichung ([G6],[G7]) als wichtige Grundlage berücksichtigt werden. Diese Gleichung besagt, dass mit zunehmendem Abstand zwischen Radargerät und Radarziel die Empfangsleistung P_E eines Radargeräts bei gegebener Sendeleistung P_S abnimmt. Diese Leistung am Empfänger darf aber einen Mindestwert nicht unterschreiten, da sonst eine Auswertung des Empfangssignals wegen Störungen und Rauschen nicht mehr möglich ist. Zunächst soll deshalb unter Zuhilfenahme der Abbildung 2.3 und unter der Annahme idealisierter Bedingungen der Zusammenhang zwischen Sendeleistung und Empfangsleistung für ein monostatisches Radar hergeleitet werden, (idealisiert heißt, dass zur Vereinfachung der Zusammenhänge Fernfeldbedingungen angenommen werden). Die Zusammenhänge für Nahfeldbedingungen sind hier nicht mehr analytisch darstellbar.

Es wird angenommen, dass der Sender (S) die Leistung P_S isotrop abstrahlt. Der Abstand R ist groß im Vergleich zur Länge der elektromagnetischen Welle. Dann gilt für die Leistungsdichte $S_{(r)}$ im Abstand r vom Radargerät

$$S_{(r)} = \frac{P_S}{4\pi r^2} \quad (\text{Gl 2.8})$$

mit $4\pi r^2$ als Oberfläche einer Kugel mit dem Radius r und dem Radargerät im Kugelmittel-

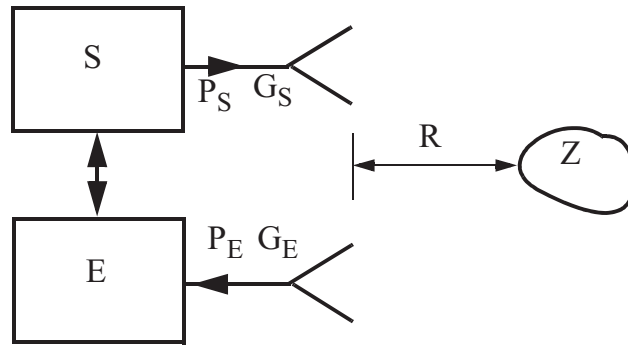


Abbildung 2.3: Radarprinzip zur Herleitung der Radargleichung für monostatisches Radar.

punkt. Die Sendeantenne ist üblicherweise kein Kugelstrahler. Sie strahlt vielmehr die Sendeleistung bevorzugt in eine Richtung ab. In dieser Hauptstrahlrichtung ist die Leistungsdichte deshalb um einen Faktor größer, der als Gewinn G_S der Sendeantenne bezeichnet wird. Es gilt dann:

$$S_{(r)} = \frac{P_S}{4\pi r^2} \cdot G_S \quad (\text{Gl 2.9})$$

(Leistungsdichte in einem beliebigen Abstand r zum Sender)

Das Radarziel selbst befindet sich in der Hauptstrahlrichtung der Antenne und habe den Abstand R vom Radargerät. Dann gilt für die Leistungsdichte $S_{(R)}$ der am Ziel eintreffenden elektromagnetischen Welle

$$S_{(R)} = \frac{P_S}{4\pi R^2} \cdot G_S \quad (\text{Gl 2.10})$$

Die am Radarziel empfangbare Leistung P_Z ergibt sich aus der Leistungsdichte $S_{(R)}$ und der elektrisch wirksamen Zielfläche A_Z zu

$$P_Z = S_{(R)} \cdot A_Z = \frac{P_S}{4\pi R^2} \cdot G_S \cdot A_Z \quad (\text{Gl 2.11})$$

Man beachte, dass A_Z nicht die physikalische Querschnittsfläche des Ziels ist, sondern eine elektrische Ersatzgröße. Wenn das Radarziel diese Leistung wieder isotrop reflektieren würde, so ergäbe sich als Echoleistungsdichte $S_{r(R)}$ im Abstand r vom Radarziel

$$S_{r(r)} = \frac{P_S}{4\pi R^2} \cdot G_S \cdot A_Z \cdot \frac{1}{4\pi r^2} \cdot G_Z \quad (\text{Gl 2.12})$$

Definition: Das Produkt $G_Z \cdot A_Z$ wird im Weiteren als Radarquerschnitt σ bezeichnet. Der Radarquerschnitt besitzt die Einheit m^2 und hängt von der Zielgeometrie, der Oberflächenstruktur des Radarziels, der Frequenz der elektromagnetischen Welle und dem Einfalls- und Ausfallwinkel der elektromagnetischen Welle ab. Dazu siehe auch [G6], [G7] und [G10].

Für die Echoleistungsdichte $S_{r(r)}$ am Ort der Empfangsantenne gilt damit für ein monostatisches Radar (Abstand R zum Radarziel)

$$S_{r(R)} = \frac{G_S \cdot P_S}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad (\text{Gl 2.13})$$

Die Empfangsantenne habe die elektrische wirksame Fläche A_E . Somit ist die Empfangsleistung P_E

$$P_E = S_{r(R)} \cdot A_E = \frac{G_S \cdot P_S}{(4\pi R^2)^2} \cdot \sigma \cdot A_E \quad (\text{Gl 2.14})$$

Zwischen dem Gewinn G einer verlustfreien Antenne und der Antennenwirkfläche A besteht der allgemeine Zusammenhang

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G \quad (\text{Gl 2.15})$$

Es gilt mit dem Gewinn G_E der Empfangsantenne für die Empfangsleistung

$$P_E = P_S \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \cdot \sigma \cdot G_E \cdot G_S \quad (\text{Gl 2.16})$$

Die Gleichung wird als Radargleichung für das monostatische Radarverfahren bezeichnet. Für ein reales monostatisches Radar gilt

$$P_E = P_S \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \cdot \sigma \cdot G_E \cdot G_S \cdot \frac{1}{L} \quad (\text{Gl 2.17})$$

wobei in L die Systemverluste mit zu berücksichtigen sind, siehe [G10 / Kap. 2.12].

Eine vergleichbare Herleitung kann für ein bistatisches Radar durchgeführt werden. Für ein solches System ergibt sich die Empfangsleistung zu

$$P_E = \frac{G_S \cdot P_S}{4\pi R_{SZ}^2} \cdot \sigma \cdot \frac{A_{wE}}{(4\pi)^2 \cdot R_{ZE}^2} \cdot \frac{1}{L} \quad (\text{Gl 2.18})$$

mit

R_{SZ} = Abstand Sender/Ziel

R_{ZE} = Abstand Ziel/Empfänger

A_{wE} = wirksame Antennenfläche Empfänger

2.3.2.1 CW-Radar-Verfahren

Das Radarverfahren mit dem geringsten Aufwand bietet das CW-Radar (Continuous Wave). Das Funktionsprinzip soll anhand des Blockschaltbildes (Abbildung 2.4) und den Signalspannungen (U_s, U_e & U_m) erläutert werden.

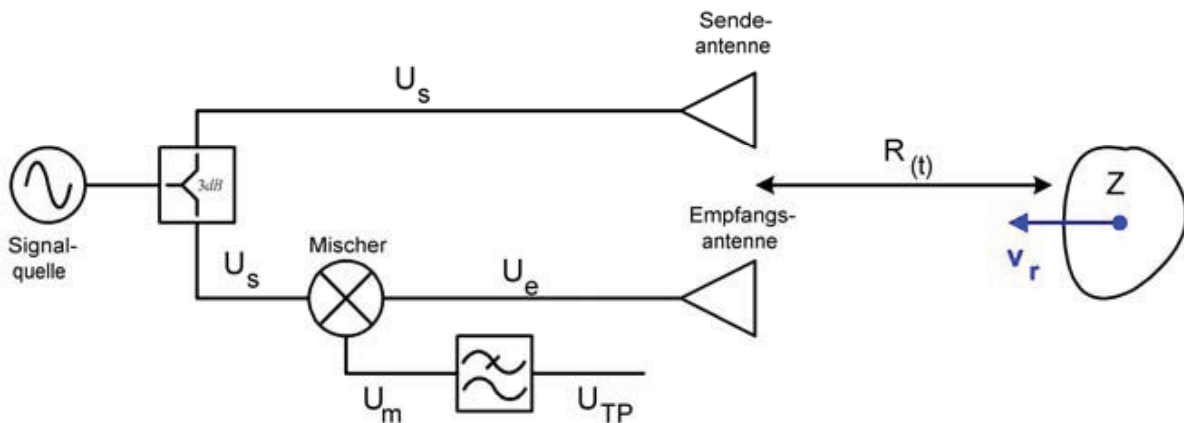


Abbildung 2.4: Blockdiagramm eines einfachen CW-Radar-Systems

Das in der Signalquelle generierte, hochfrequente Signal wird über die Sendeantenne abgestrahlt. Diese abgestrahlte elektromagnetische Welle läuft zum Radarziel und wird von diesem reflektiert. Ein Teil des reflektierten Signals wird von der Empfangsantenne empfangen und dem Mischer zugeführt. Im Mischer wird das Sendesignal mit dem Empfangssignal gemischt. Danach wird das Signal mit einem Tiefpass gefiltert. Die elektromagnetische Welle legt bis zum Empfang eine Strecke von $2R$ zurück. Deshalb ist das Empfangssignal um eine Laufzeit Δt gegenüber dem Sendesignal verschoben. Daraus ergibt sich mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 der elektromagnetischen Welle

$$\Delta t = \frac{2R}{c_0} \quad (\text{Gl 2.19})$$

Für die Signalspannungen $u_{s(t)}$ und $u_{e(t)}$ gelten die Zusammenhänge

$$u_{s(t)} = \hat{u}_s \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s) \quad (\text{Gl 2.20})$$

$$u_{e(t)} = k_e \cdot \hat{u}_s \cdot \cos(\omega_s(t - \Delta t) + \varphi_s + \varphi_z) \quad (\text{Gl 2.21})$$

mit der Proportionalitätskonstante k_e , der Kreisfrequenz ω_s und dem Nullphasenwinkel φ_s des Sendesignals. φ_z ist die bei der Reflexion verursachte Phasendrehung.

Hier ist zu beachten, dass das Ziel einen festen Abstand zur Antenne besitzt. Ein idealer Mischer bildet an seinem Ausgang das Produkt der Eingangssignale ab.

$$u_{m(t)} = k_m \cdot u_{s(t)} \cdot u_{e(t)} \quad (\text{Gl 2.22})$$

oder

$$u_{m(t)} = \hat{u}_m [\cos(2\omega_s t - \omega_s \Delta t + 2\varphi_s + \varphi_z) + \cos(-\omega_s \Delta t + \varphi_z)] \quad (\text{Gl 2.23})$$

Das Produkt der Konstanten k_m und der beiden Amplituden wird zu \hat{u}_m zusammengefasst. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses wird so gewählt, dass sie kleiner als die doppelte Sendefrequenz ist, daraus folgt

$$u_{tp(t)} = \hat{u}_{tp} \cdot \cos(-\omega_s \Delta t + \varphi_z) \quad (\text{Gl 2.24})$$

Setzt man für Δt die Gleichung 2.19 ein und geht davon aus, dass bei der Reflexion am Radarziel keine Phasendrehung auftritt, so folgt

$$u_{tp(t)} = \hat{u}_{tp(t)} \cos(\varphi R) \quad (\text{Gl 2.25})$$

Anhand dieser Gleichung kann man erkennen, dass die Spannung am Ausgang des Tiefpasses nur noch von der Entfernung des Radarziels abhängig ist. Allerdings ist die Phasemessung für die Entfernungsmessung immer mehrdeutig. Die Messung der Entfernung ist bei einem CW-Radar nur für ein Viertel der Wellenlänge des Senders eindeutig [G7]. Bei einem CW-Radar kann aber nicht nur die Entfernung des Ziels bestimmt werden. Es eignet sich sehr gut zur Ermittlung der Geschwindigkeit des Ziels relativ zum Radarsystem. Als Geschwindigkeitskomponente wird die radiale Geschwindigkeit auf das System bestimmt. Wenn das Radarziel eine Geschwindigkeitskomponente auf das Radarsystem besitzt, kann die Gleichung 2.25 ergänzt werden zu

$$u_{tp(t)} = \hat{u}_{tp} \cdot \cos\left(\frac{-2\omega_s}{c_0} v_r \Delta t + \varphi_z + \varphi_s\right); v_r \ll c_0 \quad (\text{Gl 2.26})$$

Aus dieser Gleichung kann die Dopplerfrequenz abgeleitet werden mit

$$f_D = \frac{2f_s}{c_0} \cdot v_r \quad (\text{Gl 2.27})$$

CW-Radar mit zwei Sendefrequenzen

Die Entfernungseindeutigkeit eines CW-Radars kann durch Einführung einer zweiten Frequenz erhöht werden. Das Funktionsprinzip ist in Abbildung 2.5 dargestellt.

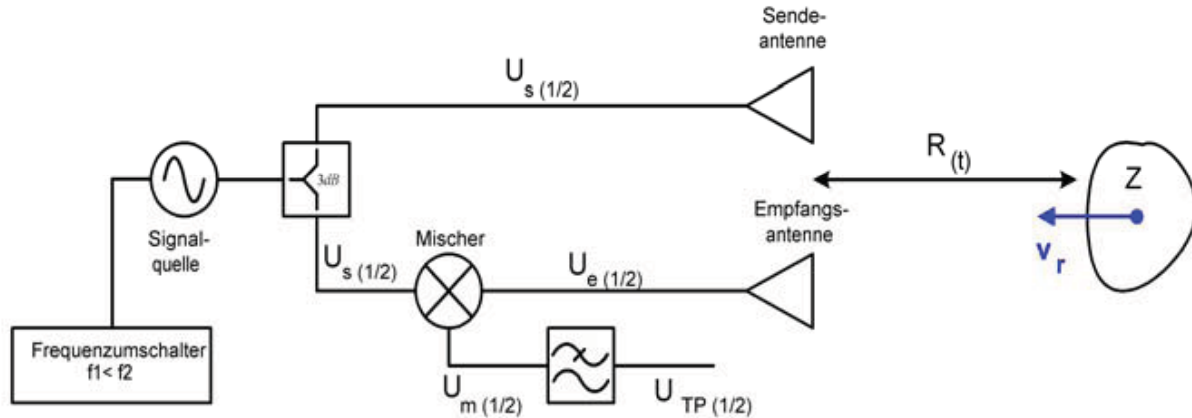


Abbildung 2.5: Blockdiagramm eines CW-Radars mit zwei Sendefrequenzen

Die Herleitung der Spannung am Ausgang ist zu der beim einfachen CW-Radar ähnlich [G7]. Am Ausgang des Tiefpasses ergibt sich für jede Sendefrequenz folgende Signalspannung

$$u_{tp(t)(1/2)} = \hat{u}_{tp(1/2)} \cdot \cos\left(\frac{2\omega_{s(1/2)}R}{c_0}\right) \quad (\text{Gl 2.28})$$

Die Gleichung 2.28 gilt für ein festes Ziel. Nach jeder Frequenzumschaltung werden die gespeicherten Signalspannungen in einem Komparator miteinander verglichen. Der Komparator liefert an seinem Ausgang eine Spannung, die wiederum proportional zur Differenz der Phase der Eingangsspannungen ist, also

$$u_\varphi = k_\varphi \cdot \Delta\varphi \quad (\text{Gl 2.29})$$

mit der Proportionalitätskonstanten k_φ und

$$\Delta\varphi = \frac{2R}{c_0}(\omega_2 - \omega_1) \quad (\text{Gl 2.30})$$

Mit Hilfe dieser Gleichungen lässt sich jetzt die Zielentfernung berechnen zu

$$R = \frac{c_0}{2(\omega_2 - \omega_1)} \Delta\varphi = \frac{c_0}{4\pi\Delta f} \Delta\varphi \quad (\text{Gl 2.31})$$

Darin ist die Frequenzdifferenz

$$\Delta f = f_2 - f_1 \quad (\text{Gl 2.32})$$

Die Phasenmessung ist auch bei diesem Verfahren nur im Bereich von

$$0 \leq \Delta\varphi \leq 2\pi \quad (\text{Gl 2.33})$$

eindeutig. Daraus ergibt sich für den eindeutigen Entfernungsbereich

$$0 \leq R \leq \frac{c_0}{2\Delta f} \quad (\text{Gl 2.34})$$

Für ein bewegtes Ziel kann die Dopplerfrequenz ebenfalls bestimmt werden. Für jede Sendefrequenz ergibt sich je nach Geschwindigkeit eine Dopplerfrequenz. Bei der Annahme, dass die Frequenz 2 größer als Frequenz 1 gewählt wurde, kann nach Gleichung 2.28 gesagt werden, dass die Dopplerfrequenz von Frequenz 2 größer wie die Frequenz 1 ist. Eine komplette Herleitung kann in [G7] nachgelesen werden.

2.3.2.2 FMCW-Radar-Verfahren

Bei diesem Radarsystem ist das Sendesignal frequenzmoduliert. Die Amplitude des Sendesignals ist konstant. Die Abkürzung FMCW steht für Frequency Modulated Continuous Wave. Ein Blockschaltbild ist in Abbildung 2.6 dargestellt.

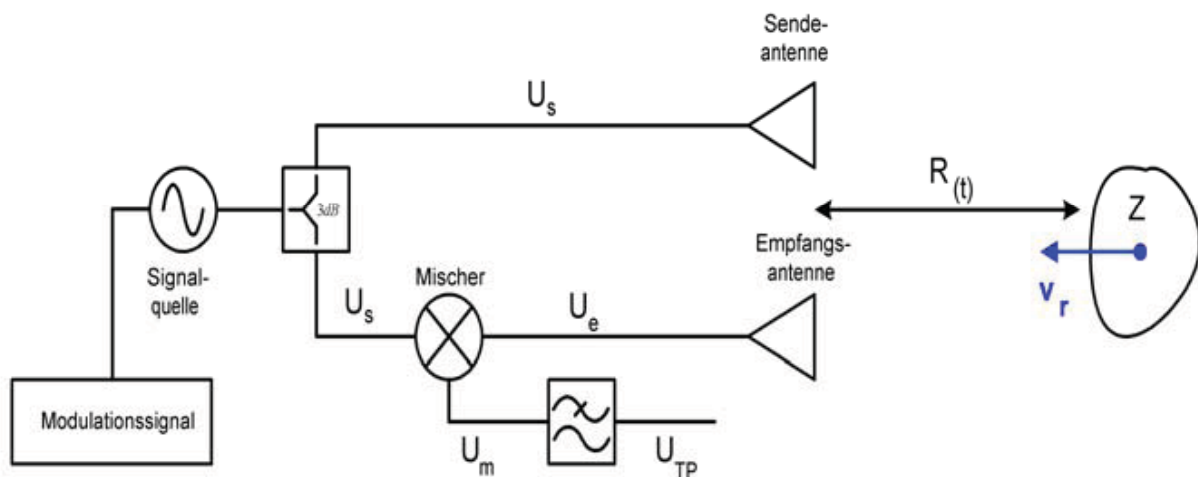


Abbildung 2.6: Blockdiagramm eines FMCW-Radars

Im Betrieb strahlt das FMCW-Radar über die Sendeantenne ein frequenzmoduliertes hochfrequentes Trägersignal ab. Die am feststehenden Radarziel reflektierte elektromagnetische Welle ruft ein Empfangssignal hervor. Dieses Empfangssignal hat die Momentanfrequenz, die es als Sendesignal zum Zeitpunkt des Verlassens des Senders hatte. Das Empfangssignal wird im Radarempfänger in einem Mischer mit einem dem momentanen Sendesignal proportionalen Signal gemischt. Am Ausgang des auf den Mischer folgenden Tiefpassfilters ergibt sich schließlich eine Spannung, deren Frequenz gleich der Differenz der Frequenzen von Sende- und Empfangssignal ist. Aus dieser Differenzfrequenz kann die Zielentfernung bestimmt werden. Das über die Sendeantenne abgestrahlte hochfrequente Signal ist derart frequenzmoduliert, dass die Sendefrequenz innerhalb einer Modulationsperiode der Dauer T_m in Abhängigkeit von der Zeit t um den Frequenzhub Δf ansteigt und wieder abfällt. Die Veränderung der Frequenz kann linear, sinusförmig oder nach einer anderen Zeitfunktion erfolgen. Das Verfahren soll am Beispiel einer symmetrischen Dreiecksmodulation

beschrieben werden. Ein typischer Zeitverlauf der Signalfrequenz ist in Abbildung 2.7 dargestellt. Es wird angenommen, dass sich das Radarziel relativ zum System bewegt, d.h. es wird auch gleich die Dopplerfrequenz mit gemessen.

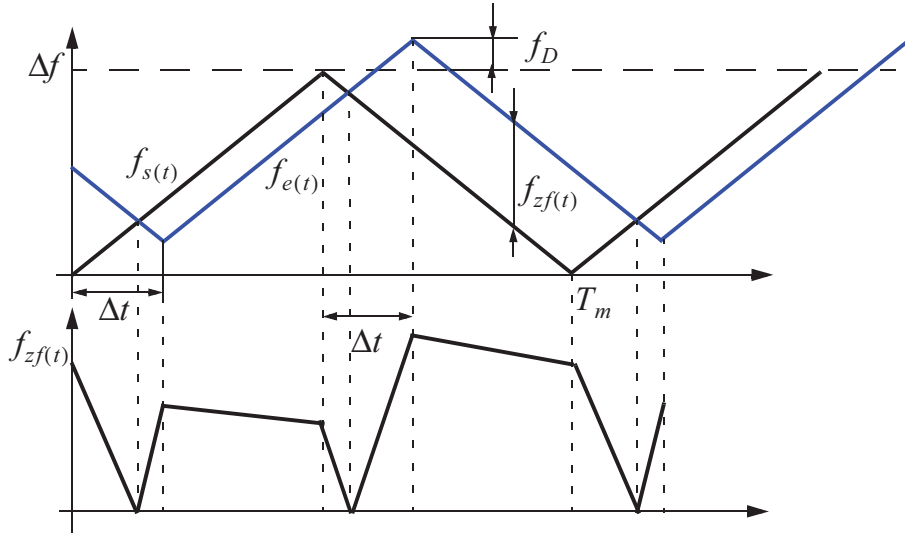


Abbildung 2.7: Zeitverlauf der Sendefrequenz, Empfangsfrequenz und Zwischenfrequenz (Frequenz nach dem Tiefpass) bei dreieckförmiger Frequenzmodulation und einem bewegten Radarziel.

Für eine solches FMCW-Radar ergibt sich dann für die Frequenz am Ausgang des Tiefpasses (gilt für obiges Beispiel).

$$f_{zf(t)} = \begin{cases} \frac{2\Delta f}{T_m} \cdot \Delta t - f_D & \Delta t \leq t \leq \frac{T_m}{2} \\ \frac{2\Delta f}{T_m} \cdot \Delta t + f_D & \frac{T_m}{2} + \Delta t \leq t \leq T_m \end{cases} \quad \text{mit der Einschränkung: } \frac{2 \cdot \Delta f}{T} \cdot \Delta t > f_D \quad (\text{Gl 2.35})$$

Die Entfernungsfrequenz f_{zfr} erhält man aus dem Signal nach dem Tiefpass, indem man die Summe dieser Frequenzen aus zwei aufeinanderfolgenden halben Modulationsperioden bildet

$$f_{zfr} = \frac{2\Delta f}{T_m} \cdot \Delta t \quad (\text{Gl 2.36})$$

Daraus folgt die Entfernung

$$R = \frac{c_0 T_m}{4\Delta f} \cdot f_{zfr} \quad (\text{Gl 2.37})$$

Die Dopplerfrequenz als Maß für die Radialgeschwindigkeit des Radarziels ergibt sich hingegen aus der Dopplerfrequenz f_{zfd} , d.h. der Differenz der Zwischenfrequenzen aus zwei aufeinanderfolgenden halben Modulationsperioden zu

$$f_{zfd} = \frac{1}{2} \cdot \left[f_{zf} \left(t \geq \frac{T_m}{2} + \Delta t \right) - f_{zf} \left(t \leq \frac{T_m}{2} \right) \right] = f_D \quad (\text{Gl 2.38})$$

Mit Hilfe der Gleichung 2.91 kann daraus die Radialgeschwindigkeit berechnet werden.

$$v_r = \frac{c_0}{2f_s} \cdot f_{zfd} \quad (\text{Gl 2.39})$$

Weitere Ergebnisse mit verschiedenen Modulationssignalen sind in [G6], [G7] und [G10] nachzulesen.

2.3.2.3 Impuls-Radar-Verfahren

Dieses Radarverfahren kann auf unterschiedlichste Weise realisiert werden. Genauere Beschreibungen sind in [G6] und [G10] nachzulesen.

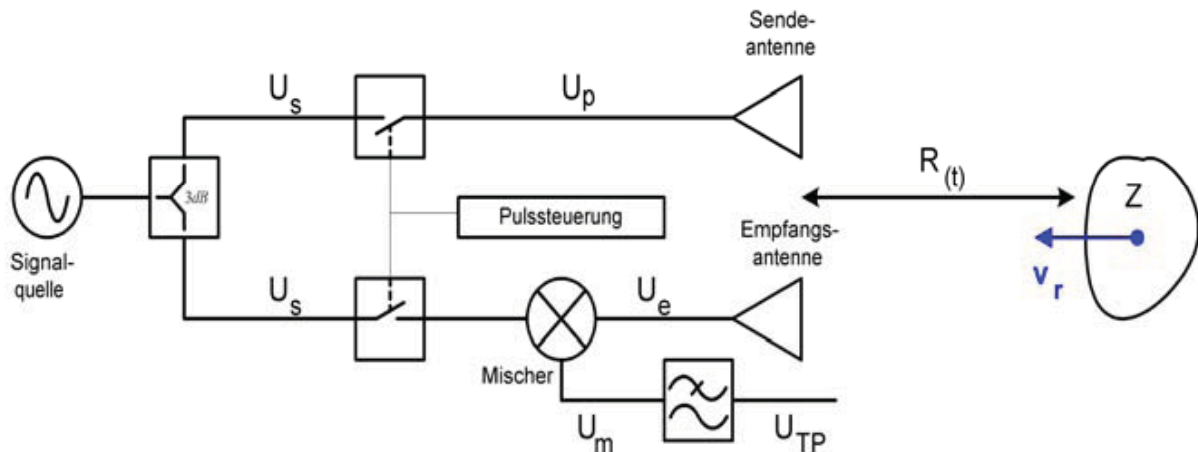


Abbildung 2.8: Blockdiagramm eines Impuls-Radars

Für diese Arbeit wird ein spezielles Impuls-Radar-Verfahren eingesetzt. Bei diesem Radarverfahren ist das Sendesignal allerdings nicht frequenz-, sondern amplitudenmoduliert. Die Abbildung 2.8 zeigt schematisch den Aufbau eines solchen Radarsystems. Um die Laufzeit des ausgesendeten Signals ausgleichen zu können ist der Einsatz einer Pulssteuerschaltung nötig. Diese Schaltung erzeugt im zeitlichen Vergleich zum Sendepuls einen verzögerten Empfangs- oder auch Referenzimpuls. Liegen nun an beiden Mischereingängen im Empfänger zum gleichen Zeitpunkt ein Impuls an, so kann der empfangene Impuls nach dem Tiefpass ausgewertet werden.

In Abbildung 2.9 ist der zeitliche Verlauf eines pulsmodulierten Trägersignals dargestellt.

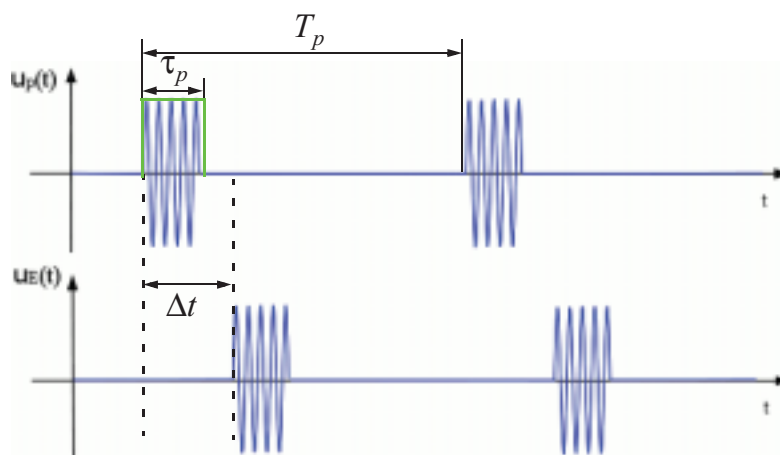


Abbildung 2.9: Zeitlicher Verlauf eines pulsmodulierten Trägersignals

In dieser Abbildung sind:

- τ_p : Impulsdauer
- T_p : Pulsperiodendauer
- $1/T_p$: Pulsfolgefrequenz
- τ_p / T_p : Tastverhältnis
- Δt : Impulslaufzeit

Beim Impulsradar ist die Zielentfernung R proportional zur Impulslaufzeit. Sie lässt sich mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 der elektromagnetischen Welle direkt aus der gemessenen Impulslaufzeit berechnen:

$$R = \frac{1}{2} \cdot c_0 \cdot \Delta t \quad (\text{Gl 2.40})$$

Beim Impulsradar können die Geschwindigkeiten der Objekte auf folgende Weisen bestimmt werden:

Die Amplitudenmodulation liefert bei sehr kurzen Impulsen (im Verhältnis zur Wellenlänge der Trägerfrequenz) keine exakte Information über die Geschwindigkeit des Objekts bei der Trägerfrequenz, so dass eine exakte Dopplerverschiebung aufgrund einer Zielbewegung nur über das gesamte Spektrum des Impulses ausgewertet werden kann.

Eine weitere Möglichkeit, eine Dopplerauswertung durchzuführen ist, wenn die Impulse im Vergleich zur Wellenlänge der Trägerfrequenz sehr lang sind. Hier ist dann in diesem Zeitfenster eine Dopplerauswertung wie bei einem CW-Radar möglich (Dopplerverschiebung der Trägerfrequenz).

Die dritte Möglichkeit die Radialgeschwindigkeit eines Radarziels zu bestimmen ist die, dass sich bei einer Radialgeschwindigkeit des Radarziels die Zielentfernung von Impuls zu Impuls ändert. Aus dieser Änderung kann dann die Radialgeschwindigkeit des Ziels berechnet werden. Diese Auswertungsmöglichkeit ist aber nur bei sehr hohen Pulsfolgen und bei einem kleinen Verhältnis von Impulsdauer/Impulslaufzeit sinnvoll.

Um eine möglichst große Empfangsamplitude unabhängig vom Abstand zu erhalten kann zur Erweiterung der Signalauswertung ein IQ-Demodulator eingesetzt werden. Dieses Auswerteverfahren wird in Kapitel 6 und Folgende noch genauer beschrieben.

Kapitel 3

Physiologische Grundlagen

3.1 Biologie, Physiologie des Menschen

Für diese Promotionsarbeit, in der es - neben der Bestimmung von Abständen - insbesondere auch um die Bestimmung des Herzschlages und der Atmung des Menschen mit Hilfe von Radarsensoren geht, ist medizinisches Grundverständnis für diese Organe notwendig. In diesem Kapitel sollen diese medizinischen Grundlagen kurz dargestellt werden. Weiterführende Erklärungen sind in [M4] bis [M10] zu finden.

3.2 Allgemeiner Überblick über die menschliche Anatomie

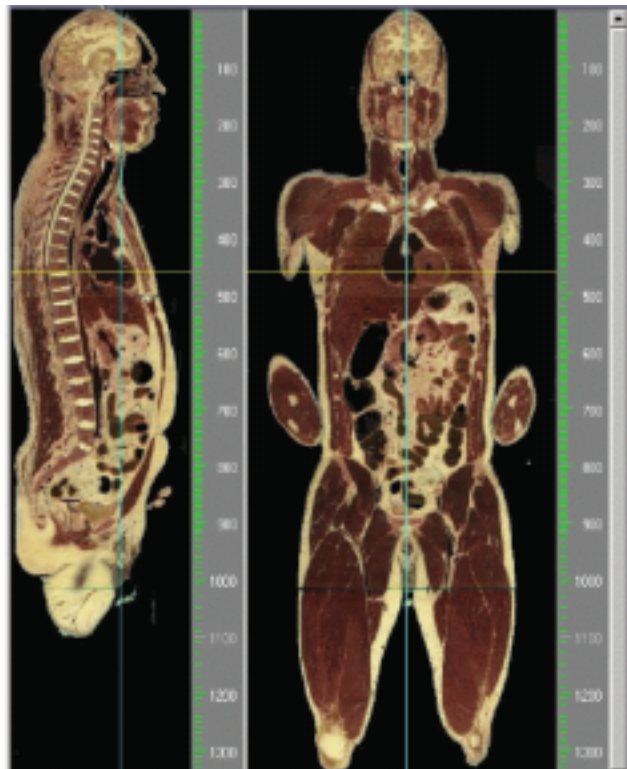


Abbildung 3.1: Computertomographische Schnittbilder (Vertikalschnitte).
Quelle: *VOXEL-MAN 3D Navigator/Innere Organe*, Springer Verlag, Heidelberg

Der menschliche Körper setzt sich aus einer Vielzahl von Gewebearten zusammen. Der prinzipielle Aufbau des Körpers ist aber bei allen Menschen gleich. Individuell sind die „Dicken“ der jeweiligen Gewebeabschnitte. Jeder Mensch ist in seinem Aufbau im Detail einzigartig. Um sich ein Bild über den menschlichen Körper machen zu können, sollen computertomographische Abbildungen das Verständnis über Lage und Größe der betrachteten Organe (Herz und Lunge) etwas erleichtern. Die elektrischen Eigenschaften der einzelnen Gewebearten sind im Anhang B angefügt.

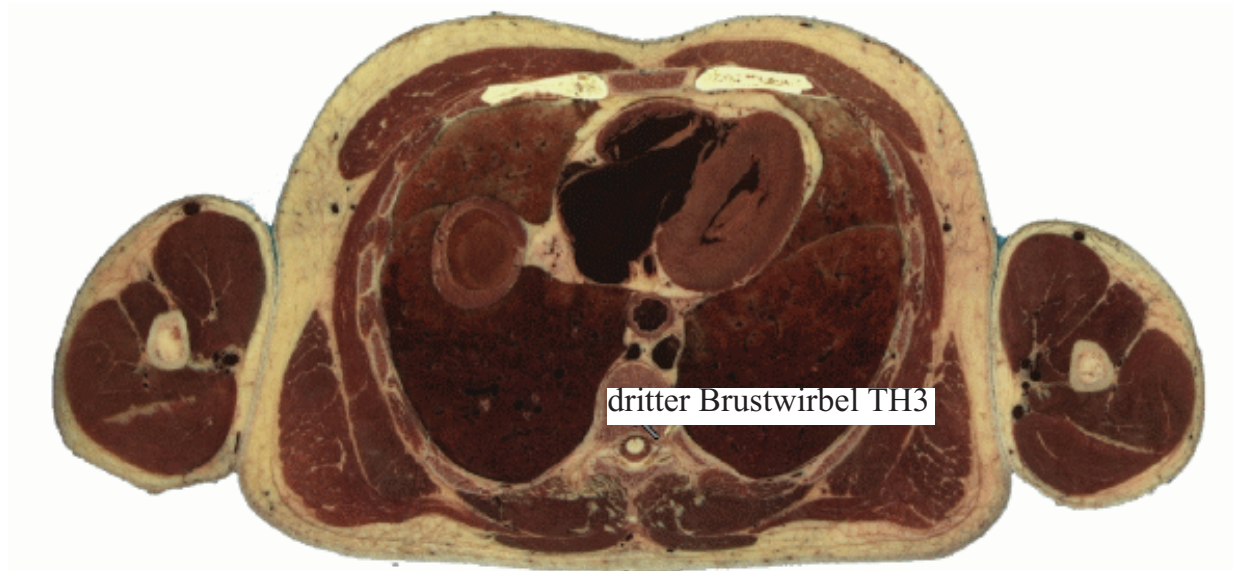


Abbildung 3.2: Computertomographisches Schnittbild (Horizontalschnitt in Höhe der dritten Brustwirbels. TH3).
Quelle: *VOXEL-MAN 3D Navigator/Innere Organe*, Springer Verlag, Heidelberg.

3.3 Das Herz

3.3.1 Anatomie des menschlichen Herzens

Lage

Das Herz liegt im vorderen unteren Teil des Mediastinums (Mittelfellraum), das beiderseits von den Pleuraflügeln (Pleurae mediastinales) der Lungenflügel begrenzt wird (siehe Abbildung 3.3, Anhang A.1 und A.2). Die untere Begrenzung bildet das Zwerchfell, auf dem das Herz teilweise aufliegt. Vorne berührt das Herz das Brustbein (Sternum) und die anschließenden Rippenknorpel. Hinten sind ihm die Organe des hinteren Mediastinums, insbesondere der Ösophagus (Speiseröhre), angelagert. Wegen der engen Beziehungen zum Atmungsapparat ändert das Herz seine Lage mit den Atmungsbewegungen des Zwerchfells, der Rippen und der Lungen.

Form

Die Form des Herzens ist mit einem abgestumpften Kegel vergleichbar, dessen Basis oben liegt und dessen Spitze schräg nach unten weist. Eine gedachte Achse, die von der Mitte der Herzbasis zur Herzspitze verläuft (anatomische Herzachse) ist im Thorax von rechts hinten oben nach links vorn unten gerichtet (die Blickrichtung in der Medizintechnik erfolgt immer von hinten durch die Person hindurch). Die Herzspitze liegt also im linken unteren Thoraxraum, und zwar in der Höhe des fünften Zwischenrippenraums. Hier ist auch von außen der Herzspitzenstoß tastbar.

Größe und Gewicht

Die Größe des Herzens stimmt ungefähr mit der Größe der geballten Faust des betreffenden Menschen überein. Das Herzgewicht beträgt im Mittel beim erwachsenen Mann 320g, bei der Frau 280g.

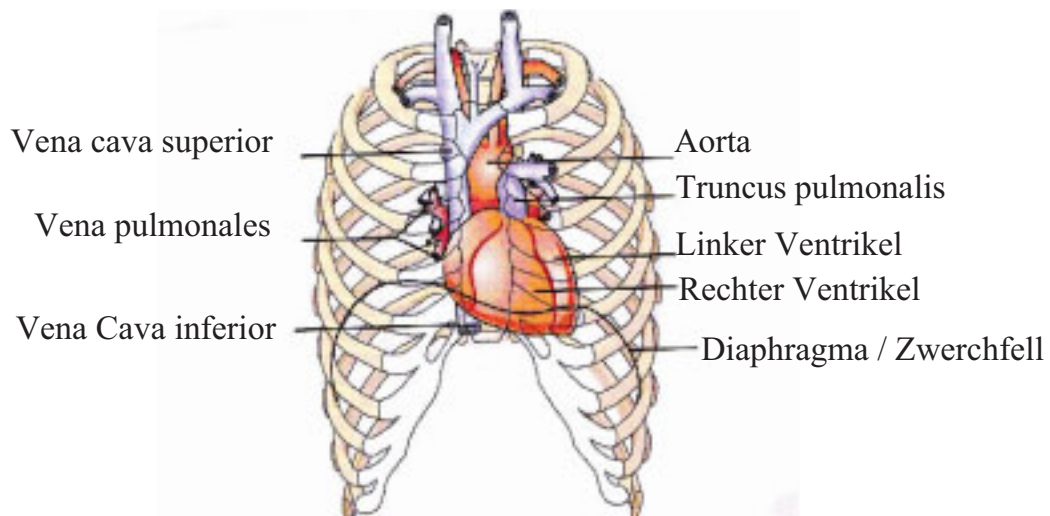


Abbildung 3.3: Lage des Herzens und der großen zu- bzw. ableitenden Gefäße im Thorax. Quelle [M28].

Funktionelle Gliederung des Herzens

In funktioneller Hinsicht besteht das Herz aus zwei getrennten Pumpsystemen, wobei der rechten und der linken Herzkammer (Ventrikel) je ein Vorhof vorgeschaltet ist (siehe Abbildung 3.4). Das „rechte Herz“ fördert aus der Vene cava inferior und superior (große Hohlvene) stammendes venöses Blut durch die Kontraktion des rechten Ventrikels über den Truncus pulmonalis (Lungenschlagader) in den Lungenkreislauf. Das linke Herz pumpt das mit Sauerstoff gesättigte Blut durch die Kontraktion des „linken Ventrikels“ über die Aorta in den Körperkreislauf. Die Kontraktion von linkem und rechtem Herzen erfolgt gleichzeitig. Hierbei muss noch erwähnt werden, dass die Arterien immer vom Herzen weg führen und Venen immer das Blut zum Herzen transportieren. Die Pumpwirkung des Herzens beruht auf der rhythmischen Abfolge von Kontraktion (Systole) und Entspannung

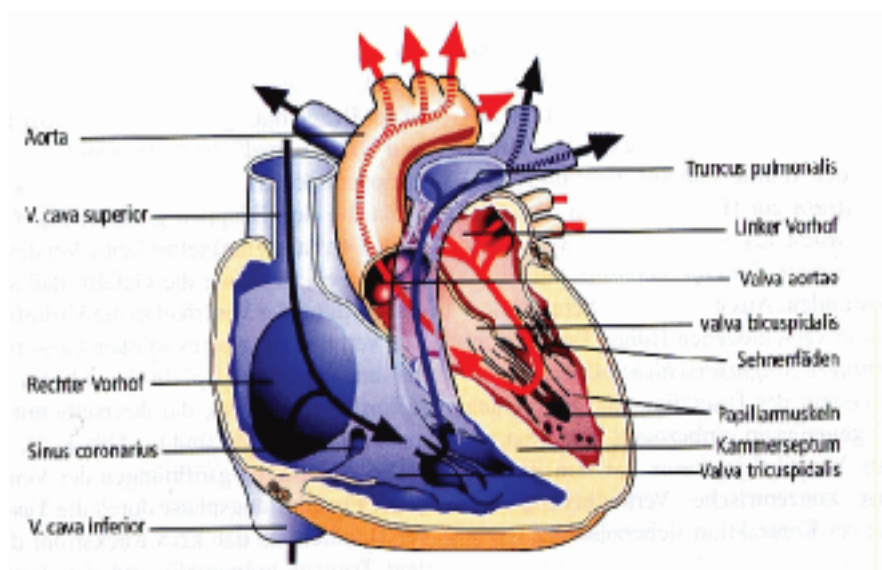


Abbildung 3.4: Frontalschnitt durch das Herz, nach Leonhardt. Vorhöfe und Kammern sind eröffnet. Die Pfeile geben die Richtung des Blutstroms an. Bildquelle [M28]

(Diastole). In der Diastole werden die Herzkammern mit Blut gefüllt, in der Systole wird ein Teil des in den Ventrikeln vorhandenen Bluts, das Schlagvolumen (normalerweise ca. 70ml), ausgeworfen.

Die Stellung des Herzens in einem geschlossenen Kreislaufsystem macht deutlich, dass die Förderleistung des rechten und linken Herzens gleich sein muss. Das der linke Ventrikel wesentlich muskelstärker als der rechte Ventrikel ist, liegt in der Tatsache begründet, dass der linke Ventrikel das gleiche Schlagvolumen gegen einen hohen arteriellen Druck (systolischer Druck 120 mmHg) pumpen muss. Der muskelschwächere rechte Ventrikel hingegen muss lediglich den Druck in der Pulmonalarterie (systolischer Druck 20mmHg) überwinden. Die Ventilwirkung der Herzklappen verhindert dabei einen Rückfluss des Blutes. Weitere Informationen zur morphologischen Gliederung und zum Aufbau der Herzwand (Perikard) sind im Anhang Teil A beigelegt.

Für eine Herzschlagerkennung mittels Radartechnologie sind folgende Bewegungen des Herzens relevant. Anhang A und [M1], [M4],[M21]:

- Schraubenförmige Kontraktion bei der Austreibungsphase des Blutes
- Lageveränderung bei Atmung mit dem Zwerchfell (Herzachsenverschiebung, Steillage)
- Verschiebung durch Atembewegungen mit dem Brustkorb (Zugspannungen des Atemapparates auf den Herzbeutel)
- Erschütterungen durch Bewegungen des gesamten Oberkörpers.

Eine Übersicht über die Geschwindigkeiten dieser einzelnen Bewegungen wird im Anhang Teil C dargestellt. Die Geschwindigkeitsbereich beträgt ja nach räumlicher Lage am Herzen 2 bis 7 cm/s.

Erregung des menschlichen Herzens

Die Herzbewegung (Muskelkontraktion) wird durch einen elektrischen Impuls erzeugt. Diese Impulserzeugung und die Impulsausbreitung im Herzen wird im Anhang A1.3 genauer beschrieben.

3.3.2 Messung der Herzkontraktion / Herzbewegung

3.3.3.1 Das EKG

Das Elektrokardiogramm (EKG) ist ein klinisch häufig eingesetztes diagnostisches Verfahren, das Informationen über die Ausbreitung der elektrischen Erregung über Vorhof und Ventrikelmyokard gibt. Bei der Aufnahme eines EKG werden Veränderungen der Potentialdifferenz zwischen zwei Punkten auf der Körperoberfläche über die Zeit aufgezeichnet. Auf die genaue Entstehung der Potentialdifferenzen in einem Muskel soll hier nicht näher eingegangen werden. Weitere Informationen sind in den Literaturstellen [M1] und [M10] nachzulesen.

Kurzbeschreibung einer EKG Aufnahme:

Ein Muskelpotential wird in der Medizintechnik als ein elektrischer Vektor betrachtet. Es handelt sich also um eine gerichtete Größe, die Einzelvektoren addieren sich zu einem Summen- oder Integralvektor. Erregte Herzmuskelzellen verhalten sich wie ein Dipol, wobei die jeweilige Richtung durch die Länge des Vektors symbolisiert wird. Der Vektor-

pfeil zeigt definitionsgemäß von Minus nach Plus, d.h. von erregtem zu unerregtem Gewebe (Abbildung 3.6). Wie in Abbildung 3.5 links dargestellt ist, entsteht um einen elektrischen Dipol ein elektrisches Feld. Unter der Annahme eines homogenen Leiters greifen die Feldlinien in der dargestellten Weise in den Raum (schwarze Linien).

Senkrecht auf den Feldlinien stehen Linien des gleichen Potentials, diese werden als Isopotentiallinien (rot) bezeichnet. Die messbaren Potentialdifferenzen sind von folgenden Faktoren abhängig:

- Spannung des Dipols. Je größer die Anzahl der erregten Muskelfasern (bei gleicher Richtung) ist, desto größer ist die Potentialdifferenz und der im EKG gemessene Ausschlag.
- Lage der Ableitelektroden in Bezug auf den Dipol (siehe Abbildung 3.5 links).
- Entfernung der Ableitelektroden vom Dipol.

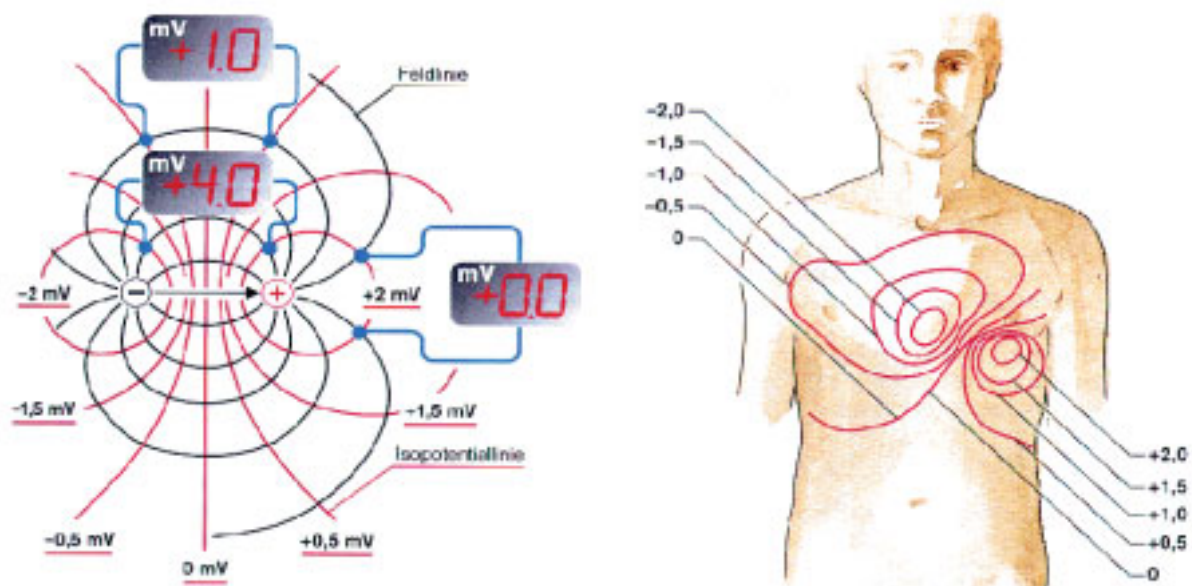


Abbildung 3.5: Links Ausbreitung eines elektrischen Feldes in einem homogenen Leiter. Rechts: Isopotentiallinien. Quelle [M27].

Die im EKG registrierten Potentialschwankungen müssen üblicherweise verstärkt werden; sie betragen bei einer Extremitätenableitung ca. 1mV. Die bisherigen Betrachtungen gingen davon aus, dass der Leiter, in dem sich das Feld ausbreitet, homogen ist. Übertragen auf den Menschen ist diese Annahme aber nur in erster Näherung gerechtfertigt. Die in Abbildung 3.6 rechts auf den Thorax projizierten Isopotentiallinien während der Phase der Ventrikeldepolarisation zeigen kein symmetrisches Feld. Dies beruht auf der Tatsache, dass Herz, Lunge und Leber sowie Binde- und Fettgewebe das elektrische Feld in seiner Ausbreitung unterschiedlich beeinflussen. Wie die Ausschläge im EKG im einzelnen zustande kommen, ist in Abbildung 3.7 verdeutlicht. Die Form des EKG ist von dem natürlichen Erregungsablauf im Herzen und von den jeweils gewählten Ableitungsformen abhängig.

Die charakteristischen Spannungsänderungen des EKG lassen sich am besten für die Ableitung zwischen dem rechten Arm und dem linken Bein (Standardableitung II nach Einthoven, siehe Abbildung 3.8) erläutern. Man erkennt darin „Zacken“ und „Wellen“ mit positiver oder negativer Ausschlagrichtung, die mit den Buchstaben P bis U bezeichnet werden. Den Abstand zwischen zwei Zacken, in dem die EKG-Kurve auf der Nulllinie verläuft, charakterisiert man als Strecke oder Segment. Zacken und Strecken werden zu Intervallen zusammengefaßt, deren zeitlichen Korrelat man als Dauer bezeichnet. Das Intervall zwi-

schen den Gipfeln zweier aufeinanderfolgender R-Zacken entspricht der Dauer einer Herzperiode, aus der sich die momentane Herzfrequenz errechnen lässt: $60/RR\text{-Dauer (s)} = \text{Schläge/min.}$

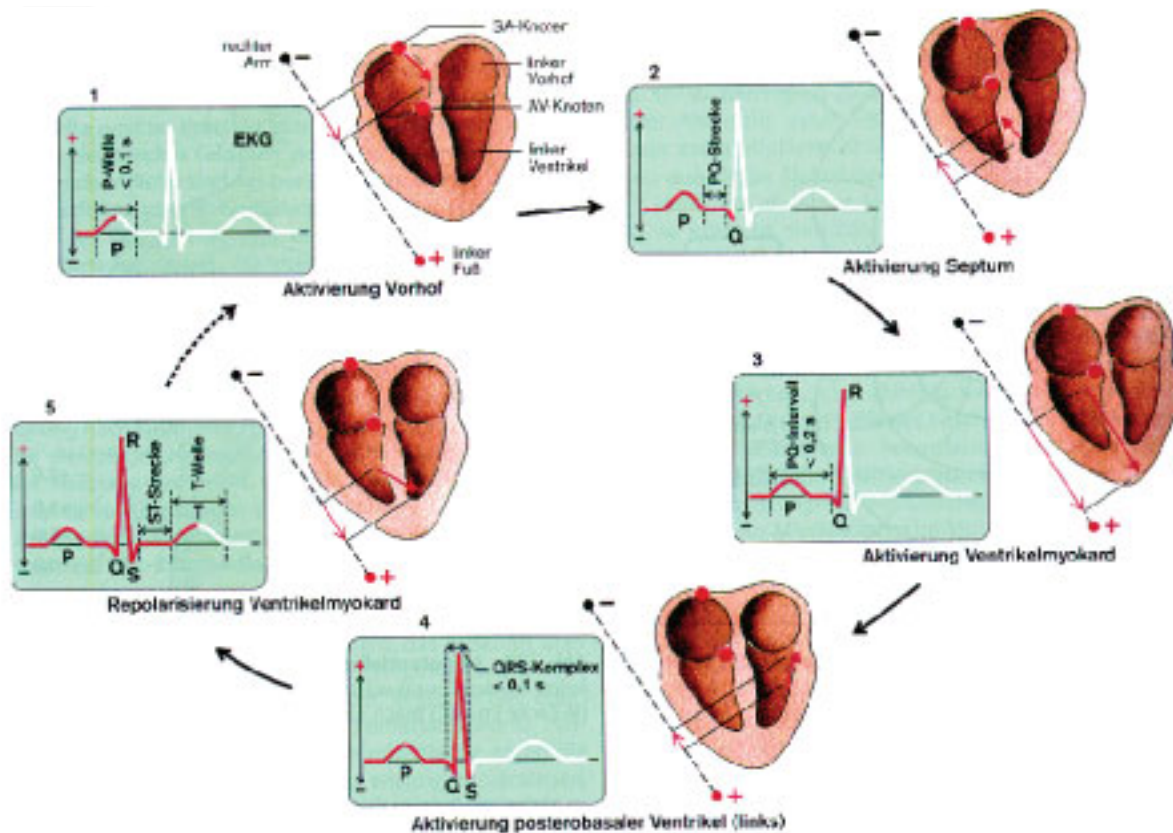


Abbildung 3.6: Sequenz der Vorhof- und Ventrikel-erregung und die Entsprechung im EKG. Die in den einzelnen Phasen auftretenden Integralvektoren sind auf die Ableitung II nach Einthoven projiziert. Quelle: [M27]

Bedeutung der einzelnen EKG-Abschnitte: (siehe Abbildung 3.7 und Anhang A.9)

- **P-Welle:** Diese ist Ausdruck der Erregungsausbreitung in den Vorhöfen.
- **PQ-Strecke:** In diesem Bereich ist die gesamte Vorhofmuskulatur gleichmäßig erregt, so dass keine Potentialdifferenzen innerhalb der Vorhofmyokards vorliegen. Die Erregungsrückbildung des Vorhofmyokards wird vom Beginn des Kammerteils überdeckt.
- **PQ-Intervall:** Dieses Intervall entspricht der sog. Überleitungszeit, d.h. der Dauer vom Beginn der Vorhoferregung bis zum Beginn der Kammererregung.

Der Kammerteil reicht nun von der Q-Zacke bis zum Ende der U-Welle.

- **QRS-Gruppe:** Diese entsteht durch die Erregungsausbreitung in den beiden Ventrikeln (Kammeranfangsschwankung).
- **ST-Strecke:** Sie zeigt durch ihren Nulllinien -Verlauf an, dass während dieser Zeit alle Abschnitte des Ventrikelmyokards gleichmäßig erregt sind.
- **T-Welle:** Diese kennzeichnet die Erregungsrückbildung in den Ventrikeln.
- **U-Welle:** Die Bedeutung dieser Welle ist von ihrer Deutung noch unklar, diese Welle tritt auch nur gelegentlich auf.

Vektorielle Interpretation des EKG-Verlaufs/ Vektorkardiographie:

Die in Abbildung 3.7 in Einzelphasen zerlegte Erregungsausbreitung besteht in Wirklichkeit aus einer Summation von Vektoren, die zu jeder Zeit der Herzerregung ihre Größe und Richtung ändern. Die Verbindungslinie der jeweiligen Spitze des Vektors zu jeder Phase der Herzerregung resultiert in einer dreidimensionalen Figur, der sog. Vektorschleife (siehe Abbildung 3.8 unten). Messtechnisch wird sie dadurch gewonnen, dass gegenüberliegende vertikal und horizontal angeordnete Paare von Ableitelektroden, die auf Höhe des Herzens angebracht sind, über einen Verstärker mit den entsprechenden Auslenkplatten eines Oszillographen verbunden werden (Abbildung 3.8 oben). Der Vorteil der Vektorkardiographie besteht darin, dass sie ein getreues Abbild der Erregungsausbreitung und -rückbildung zu jeder Phase der Herzerregung liefert.

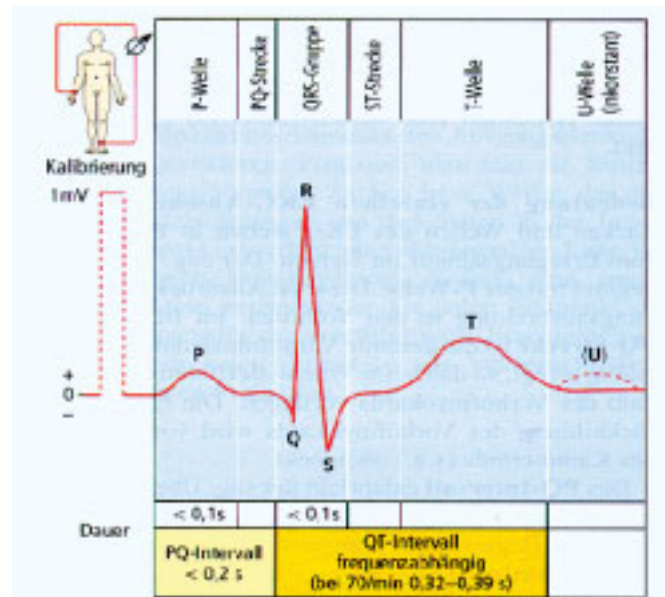


Abbildung 3.7: EKG-Normalform bei bipolarer Ableitung von der Körperoberfläche in Richtung der Herzlängsachse (Standardableitung II). Quelle [M28]

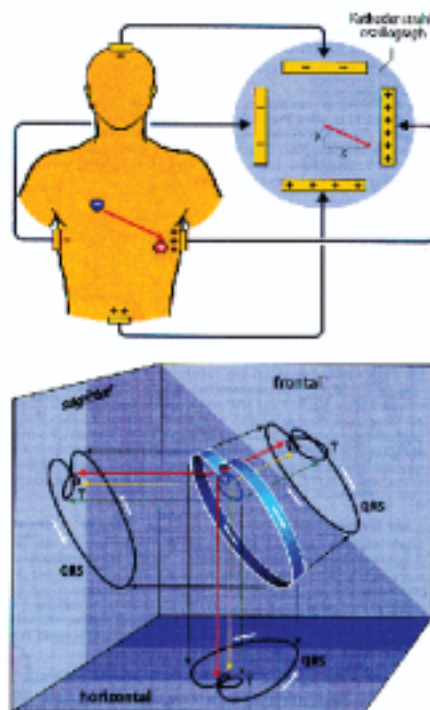


Abbildung 3.8: Interpretation des EKG-Verlaufs mit Hilfe der Vektorkardiographie. Bildquelle [M29]

3.3.3.2 EKG-Ableitungen

Einthoven-Ableitungen:

Bei diesen sog. Standardableitungen werden die Potentialänderungen zwischen jeweils zwei Extremitätenelektroden registriert. Sie stellen die in der ärztlichen Praxis gebräuchlichste Ableitungsform dar und erfassen die Vektorprojektionen auf die Frontalebene des Körpers (siehe Abbildung 3.9 und 3.10). Hierzu geht man von einem gleichseitigen Dreieck aus, dessen Seiten die drei Ableitungsrichtungen darstellen (Abbildung 3.9). Eine ausführlichere Erläuterung dieser Ableitungstechnik ist in der Literaturstelle [M1] nachzulesen.

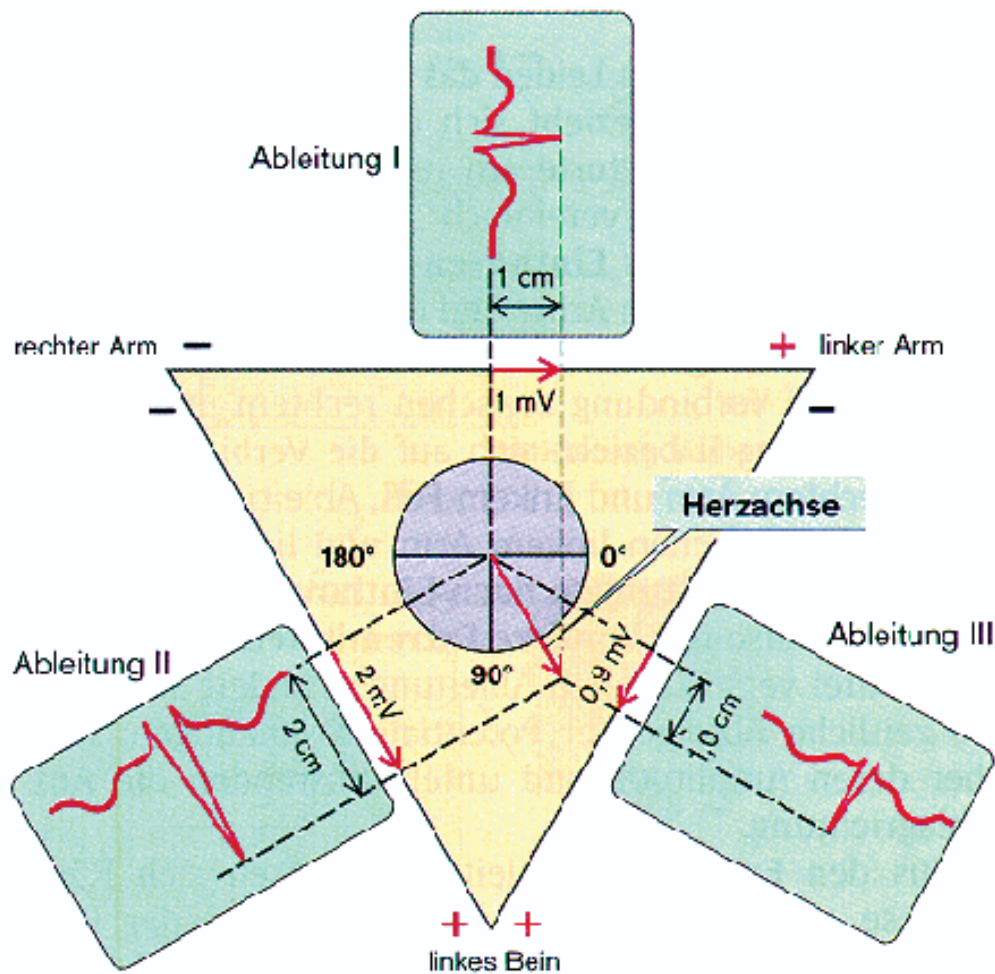


Abbildung 3.9: EKG-Dreieck nach Einthoven. Bildquelle [M27]

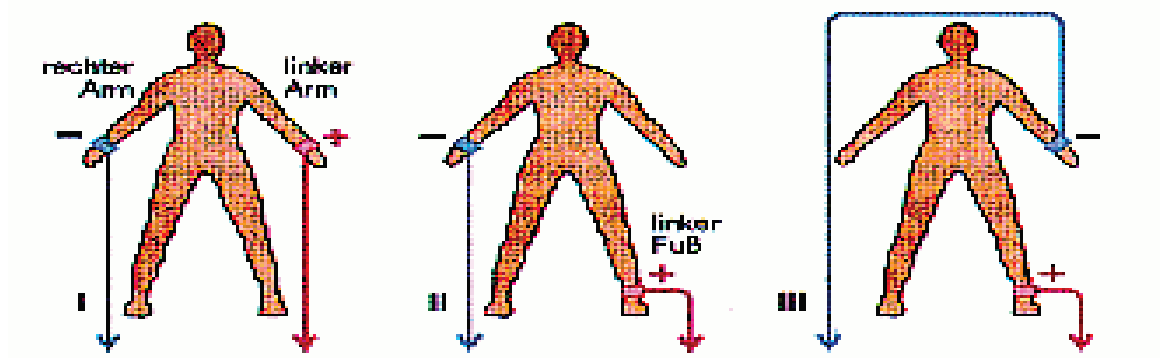


Abbildung 3.10: Messpunkte und Verschaltungen bei der EKG-Ableitung nach Einthoven. Bildquelle [M27]

Unipolare Extremitätenableitung nach Goldberger:

Auch diese Ableitungen liegen in der Frontalebene. Hierbei sind jeweils die Elektroden zweier Extremitäten über Widerstände zusammengeschaltet und dienen als Bezugselektrode gegenüber der differentiellen Elektrode (siehe Abbildung 3.11). Die Goldberger-Ableitungen sind nach der Lage der jeweils differentiellen Elektrode benannt:

aVR = rechter Arm, aVL = linker Arm und aVF = linker Fuß
(aV = Abkürzung für augmented Voltage)

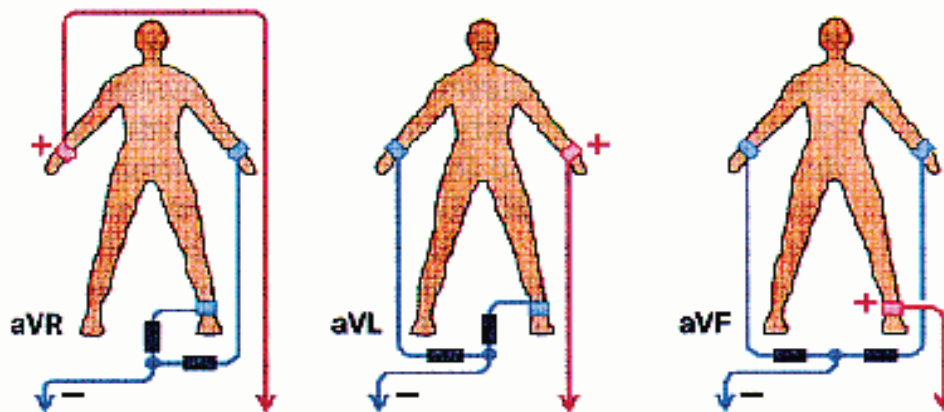


Abbildung 3.11: Messpunkte und Verschaltungen bei der EKG-Ableitung nach Goldberger. Bildquelle [M27]

Unipolare Brustwandableitungen nach Wilson:

Bei diesen EKG-Ableitungen, die vor allem über die Vektorprojektion auf der Horizontalebene Auskunft geben, werden sechs differente Elektroden an genau festgelegten Punkten der Thoraxwand angebracht (siehe Abbildung 3.12). Als indifferente Elektrode dient der Zusammenschluß der drei Extremitätenelektroden über Widerstände von jeweils 5kOhm. Die sechs Ableitungsformen nach Wilson werden mit V1 bis V6 bezeichnet. Infolge der größeren Herznähe der Elektroden sind die Amplituden im Elektrokardiogramm größer als bei den Standardableitungen nach Einthoven.

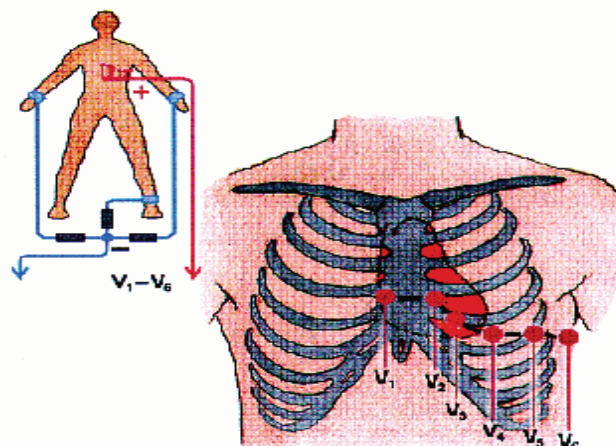


Abbildung 3.12: Messpunkte und Verschaltungen bei der EKG-Ableitung nach Wilson. Bildquelle [M27]

3.4 Der menschliche Kreislauf

Um einen weiteren Einblick in die Funktionsweise der Blutversorgung zu bekommen, soll hier kurz auf die Anatomie des Gefäßsystems eingegangen werden.

3.4.1 Aufgaben und Aufbau des kardiovaskulären Systems

Aufgaben

Die Blutgefäße in ihrer Gesamtheit bilden ein geschlossenes System, in dem das Blut - angetrieben vom Herzen - kontinuierlich zirkuliert. Dieser Kreislauf des Blutes wurde erstmals im Jahre 1628 beschrieben. Der Blutkreislauf stellt das wichtigste Transportsystem des menschlichen Organismus dar. Im einzelnen erfüllt das kardiovaskuläre System folgende Aufgaben:

- Transport von Atemgasen, Nährstoffen und Metaboliten des Zellstoffwechsels
- Transport von Wasser und Elektrolyten für den Mineralhaushalt
- Transport von Säuren und Basen zur pH-Regulation
- Transport von Wärme zur Körperoberfläche zur Temperaturregulation
- Transport hormonalen Informationsträgern
- Transport von zellularen und humoralen Abwehrsystemen

Die Bedeutung der Kreislauffunktion erkennt man daran, dass bei einem Kreislaufstillstand bereits nach einigen Sekunden die ersten Funktionsstörungen und nach 3-5min die ersten irreparablen Schäden im Gehirn auftreten.

Aufbau des Gefäßsystems

Das vom linken Herzen ausgeworfene Blut verteilt sich auf die parallel gestalteten Gefäße der einzelnen Organe und wird danach dem rechten Herzen zugeleitet. Dieser Abschnitt des Systems wird als Körperkreislauf oder großer Kreislauf bezeichnet. Das vom rechten Herzen weitertransportierte Blut fließt durch das Lungengefäßsystem und gelangt dann wieder zum linken Herzen. Diesen Abschnitt charakterisiert man entsprechend als Lungenkreislauf oder „kleiner Kreislauf“. Die Abbildung 3.13 gibt eine schematische Übersicht über das kardiovaskuläre System mit der prozentualen Verteilung des Herzzeitvolumens auf die einzelnen Organe. Diese Verteilung gilt allerdings nur unter Ruhebedingungen und Indifferenztemperatur; bei körperlicher Arbeit, intensiver Verdauung oder Wärmebelastung kann die relative Organdurchblutung erheblich variieren. Gefäße, die das Blut vom Herzen den Organen zuführen, werden als Arterien bezeichnet. Aus den großen Arterien gehen unter fortgesetzter Teilung in zunehmender Zahl die kleinen Arterien, dann die Ateriolen und schließlich die Kapillaren hervor. In den Kapillaren, die jeweils dichte Netzwerke bilden, und den postkapillaren Venolen findet der Stoffaustausch zwischen dem Blut und den umliegenden Zellen statt. Das Blut fließt anschließend in den Venolen zusammen. Diese gehen unter Abnahme der Zahl in die kleinen Venen über, die sich schließlich zu großen Venen vereinigen. Weitere Informationen, speziell zum arteriellen Gefäßsystem, sind im Anhang Teil A beigefügt. Um eine Aussage über die Herzaktion und Kreislauffunktion machen zu können wird als Diagnosemittel die Blutdruckmessung eingesetzt. Warum über den Blutdruck eine Aussage über die Herz- und Kreislauffunktion getroffen werden kann, wird genauer im Anhang A.5 beschrieben.

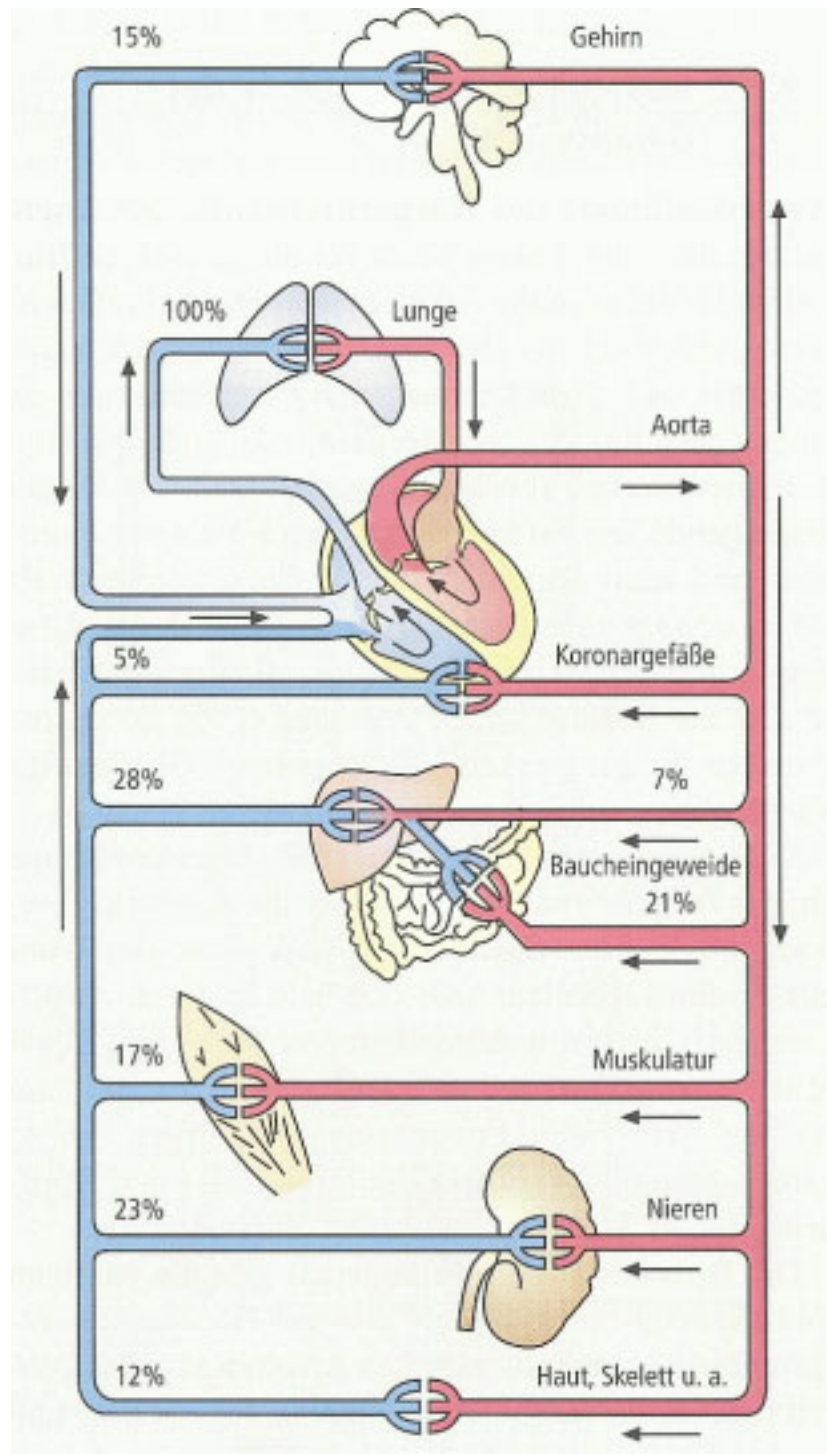


Abbildung 3.13: Blutkreislauf in schematischer Darstellung und prozentuale Verteilung des Herzzeitvolumens auf die Organe unter Ruhebedingungen und Indifferenztemperatur. Bildquelle [M28]

3.4.2 Charakteristische Werte des arteriellen Blutdrucks

Die periodischen Druckänderungen, die an allen Orten des Arteriensystems auftreten, bilden die Grundlage für die Definition von charakteristischen Blutdruckwerten. Das Maximum der Druckpulskurve während der Systole wird als systolischer Blutdruck und das Minimum während der Diastole als diastolischer Blutdruck bezeichnet. Mit wachsender Entfernung vom Herzen steigt der systolische Blutdruck an, während der diastolische Blutdruck im geringen Maße abnimmt. Die Differenz zwischen systolischem und diastolischem Blutdruck wird als Blutdruckamplitude bezeichnet. Neben den beiden Extremwerten stellt der mittlere

arterielle Blutdruck oder arterielle Mitteldruck eine weitere charakteristische Kreislaufgröße dar. Sie ist definiert als der zeitliche Mittelwert der Drücke an dem jeweiligen Messort im Arteriensystem und wird durch Integration der Druckpulskurve über die Zeit eines Zykluses bestimmt.

Blutdruckbeeinflussende Faktoren

Bei der diagnostischen Bewertung des systolischen und diastolischen Blutdrucks ist zu beachten, dass diese Größen nicht nur genetisch bedingte Variationen aufweisen und rhythmischen Schwankungen unterliegen, sondern auch durch verschiedene Faktoren beeinflusst werden können. Hierzu zählt die psychische Situation der Person. Auch starke äußere Reize (Schmerz, Kälte, Wärme, Geräusche, u.a.) sowie Nahrungsaufnahme können zu Blutdrucksteigerungen von unterschiedlichem Ausmaß führen. Schließlich findet man bei körperlicher Arbeit deutliche Veränderungen der Blutdruckwerte. Mit Zunahme der Belastungsintensität steigt der systolische Druck an, während der diastolische Druck weitgehend konstant bleibt. Ein weiterer beeinflussender Faktor ist das Alter. Bestimmt man die systolischen und diastolischen Blutdrücke unter den Bedingungen der psychischen und physischen Ruhe, so findet man neben individuellen Variationen eine deutliche Abhängigkeit von Alter und Geschlecht. Aufgrund der statistischen Alterabhängigkeit verwendet man in der ärztlichen Diagnostik eine Orientierungsregel, die besagt, dass sich der systolische Blutdruck (mmHg) aus 100 plus Lebensalter minus 10% dieser Summe ergibt:

$$P_S = 0,9 \cdot (100 + \text{Lebensalter}) \text{ mmHg} \quad (\text{Gl 3.1})$$

Messung des arteriellen Blutdrucks

Es gibt zwei verschiedene Wege, um den arteriellen Blutdruck zu messen. Die erste Möglichkeit ist die der direkten Messung nach Punktion einer Arterie, [M8]. Die zweite Möglichkeit erfolgt mit Hilfe einer Druckmanschette, siehe Abbildung 3.14.

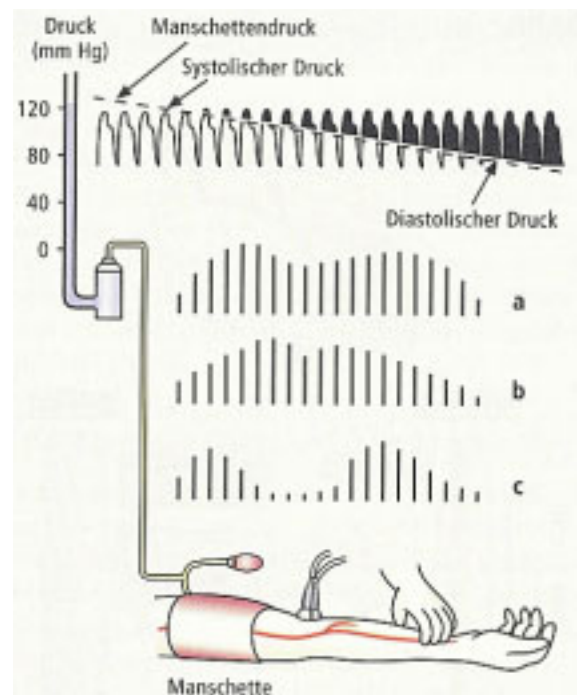


Abbildung 3.14: Prinzip der Blutdruckmessung nach Riva-Rocci. Die bei Abnahme des Manschettendrucks auftretenden Korotkoff-Geräusche sind in drei typische Verlaufsformen (a-c) im Mittelfeld der Abbildung markiert, wobei die jeweilige Geräuschintensität durch die Strichlänge symbolisiert ist. Bildquelle [M28]

3.5 Die menschliche Atmung

3.5.1 Anatomie des Respirationstrakts

Anatomie des Thorax

Der Thorax (Brustkorb) wird von der Brustwirbelsäule, den Rippen und dem Sternum (Brustbein) gebildet. Der Mensch hat 12 Rippenpaare, die mit der Wirbelsäule gelenkig verbunden sind. Von diesen sind die 7 oberen Rippenpaare vorn direkt an das Brustbein angefügt, während die 8. bis 10. Rippen beiderseits über ihre vereinigten Knorpelspitzen mit dem Sternum verbunden sind und die 11. sowie 12. Rippen frei enden (siehe Abbildung 3.19). Die annähernd halbkreisförmig gebogenen Rippen befinden sich in einer Schräglage, die von hinten oben nach vorn unten weist. Mit den Brustwirbeln haben sie zwei gelenkige Verbindungen: Das Rippenköpfchen (Capitulum) ist mit den Wirbelkörper gelenkig verbunden, ein kleiner Rippenhöcker (Tuberculum) bildet nicht weit davon entfernt mit dem Querfortsatz (Processus transversalis) des Wirbels ein zweites Gelenk.

Reguläre Atmungsmuskeln: Bei ruhiger Atmung werden die Formänderungen des Brustraums durch das Zwerchfell (Diaphragma) und die Zwischenrippenmuskeln (M. intercostales, siehe Abbildung 3.17) bewirkt.

Zwerchfell (Diaphragma): Das Diaphragma schließt den Brustraum nach unten hin ab. Es besteht aus einer zentralen Sehnenplatte (Centrum tendineum) und den nach allen Seiten ausstrahlenden Muskelfasern, die an der unteren Thoraxapertur befestigt sind. In der zentralen Sehnenplatte befindet sich eine Öffnung für die untere Hohlvene; durch den Muskelfaserbereich vor der Wirbelsäule ziehen die Aorta und die Speiseröhre (Ösophagus). Normalerweise wölbt sich das Zwerchfell kuppelförmig in den Thoraxraum hinein. In Ausatemungsstellung liegt es in einer Ausdehnung von drei Rippenhöhen der inneren Thoraxwand an (siehe Abbildung 3.15). Bei der Einatmung kontrahieren sich die Muskelzüge des Zwerchfells. Es kommt zu einer Abflachung, wodurch sich die Muskelplatte von der inneren Thoraxwand entfernt. Die dabei eröffneten Räume, die als Recessus phrenicocostales bezeichnet werden, bieten für die lokalisierten Lungenpartien eine gute Entfaltungsmöglichkeit und damit eine entsprechend gute Belüftung. Das Diaphragma wird durch den Nervus phrenicus innerviert, der seinen Ursprung in den Halssegmenten C3-C5 (Wirbel der Wirbelsäule) des Rückenmarks hat.

Interkostalmuskeln:

Die Interkostalmuskeln bewirken die Rippenbewegung bei der Ein- und Ausatmung (siehe Abbildung 3.17).

Einatmung: Der Einatmung dienen hauptsächlich die äußeren Zwischenrippenmuskeln (Mm. Intercostales externi). Ihre Faserzüge verlaufen so, dass der Ansatzpunkt jeweils an der unteren Rippe weiter vom Gelenkdrehpunkt entfernt ist als an der oberen Rippe. Bei der Kontraktion wird also auf die jeweils untere Rippe ein größeres Drehmoment ausgeübt, so dass eine Hebung gegen die nächsthöhere Rippe resultiert. Auf diese Weise tragen die äußeren Zwischenrippenmuskeln zusammen zur Thoraxhebung bei.

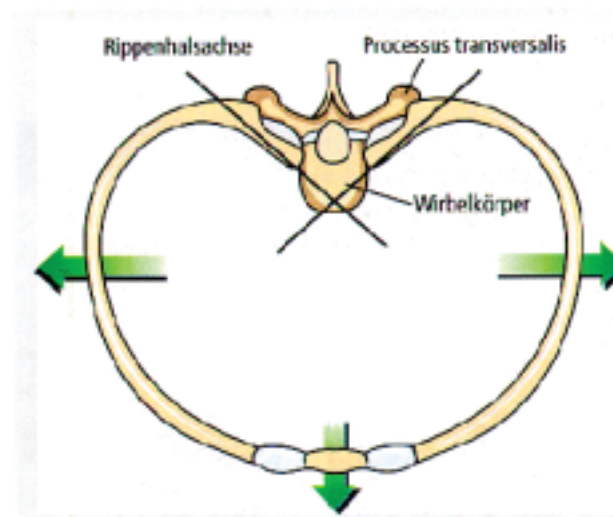


Abbildung 3.16: Gelenkverbindungen eines Brustwirbels mit dem zugehörigen Rippenpaar. Die Pfeile geben die Richtung der inspiratorischen Erweiterung des Thoraxquerschnitts an. Bildquelle [M28]

Interkostalmuskeln

Interne Muskeln zur Rippensenkung

Externe Muskeln zur Rippensenkung

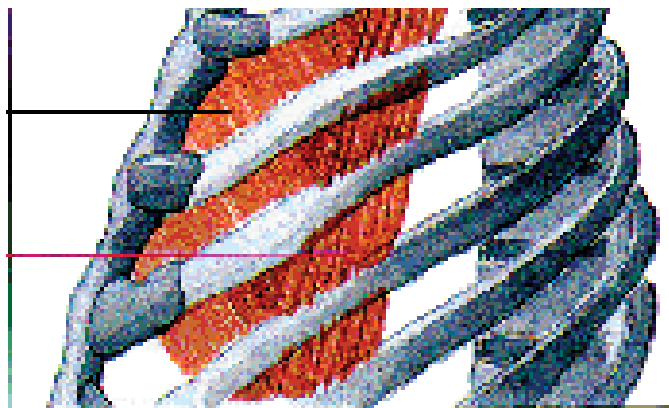


Abbildung 3.17: Übersicht über die Lage der regulären Atmungsmuskulatur (Interkostalmuskulatur). Bildquelle [M27]

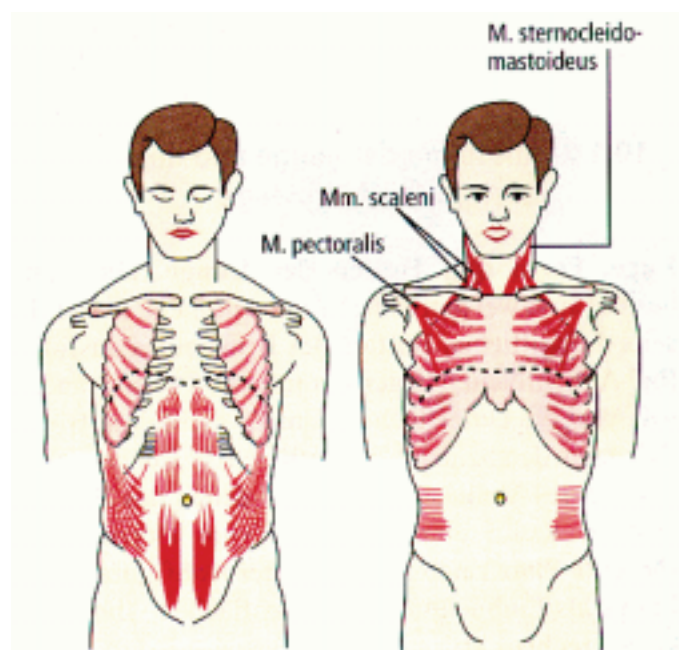


Abbildung 3.18: Auxiliäre Atmungsmuskulatur, nach Benninghoff. Links: Hilfsmuskeln für die Expiration; rechts: wichtige Hilfsmuskeln für die Inspiration. Bildquelle [M28], Abbildung modifiziert nach A. Benninghoff, Anatomie. Band 1-2. Urban & Schwarzenberg, München, Wien, Baltimore 1994.

Anatomie der Lunge:

Die Lunge besteht aus zwei getrennten Lungenflügeln, die beiderseits die seitlichen Hälften des Brustraums ausfüllen. Ihre Außenflächen liegen der inneren Thoraxwand an, während die Unterflächen dem Zwerchfell aufsitzen. Zwischen den beiden Lungenflügeln befinden sich die Organe des Mediastinums, unter denen das Herz den größten Platz einnimmt. Der vom Herzen beanspruchte Platz zeichnet sich in der Konfiguration der Lunge als Einbuchtung der Innenflächen, links stärker als rechts, ab. Jeder Lungenflügel ist von einer mit Gefäßen versorgten Hülle, der Pleura visceralis (Pleura pulmonalis) überzogen. Die Pleura visceralis grenzt, nur durch einen engen Flüssigkeitsspalt getrennt, an die Pleura parietalis, welche die innere Thoraxwand, das Zwerchfell und das Mediastinum seitlich überzieht. Die beiden Pleurablätter, die oft unter der Bezeichnung Brustfell zusammengefasst werden, sind gegeneinander verschiebbar. An der Stelle, an der beiderseits der Hauptbronchus und Gefäße in den Lungenflügel eintreten (Hilus), geht die Pleura visceralis in die Pleura parietalis über. Die Lungenflügel sind durch tiefe Einschnitte in Lungenlappen unterteilt. Der rechte Lungenflügel besteht aus drei, der linke aus zwei Lungenlappen. Siehe dazu Abbildung 3.19 & Anhang A.

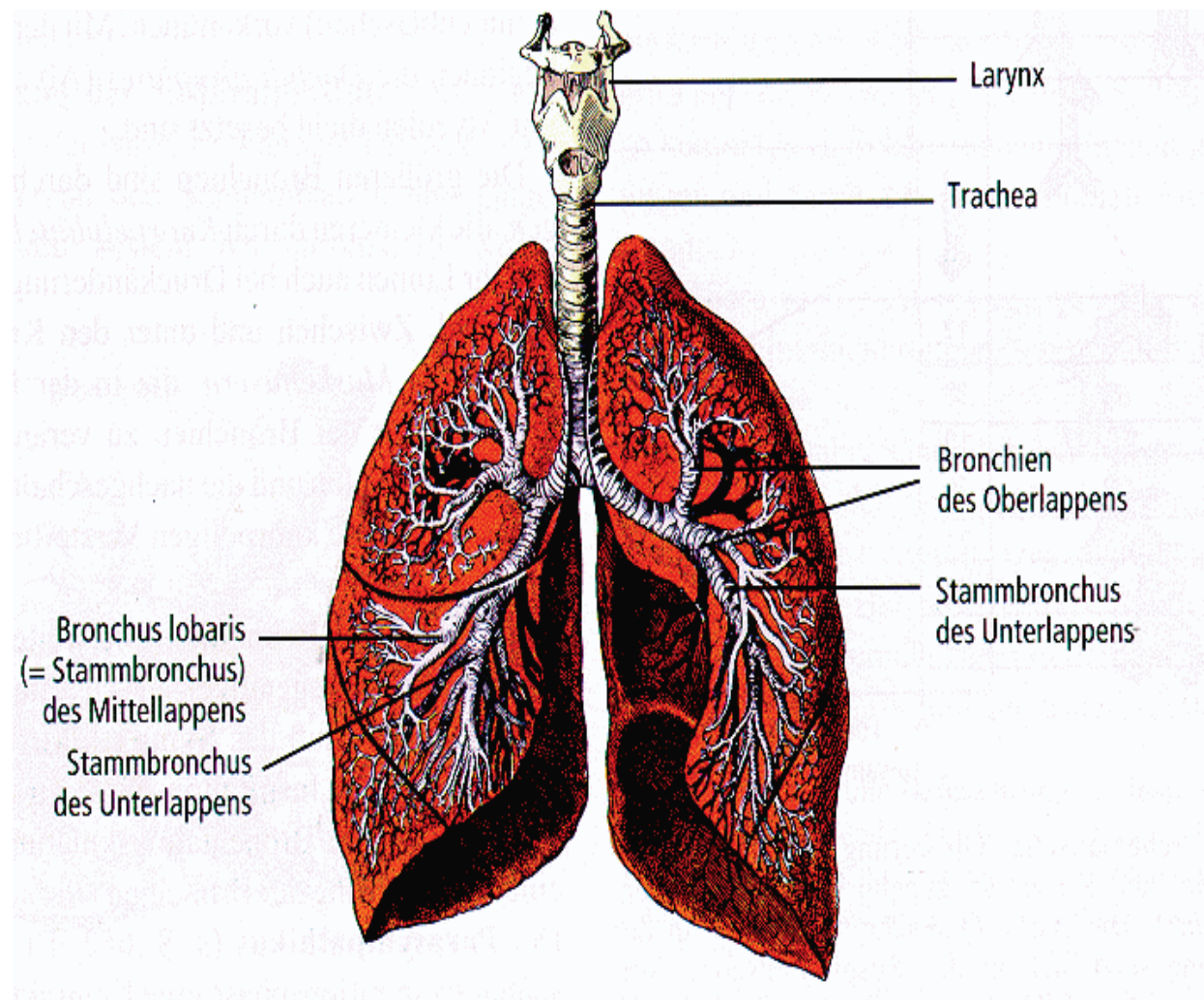


Abbildung 3.19: Lungen und die zuleitende Atemwege in Vorderansicht, nach Benninghoff. Das Lungengewebe ist transparent dargestellt, so dass die Bronchien sichtbar werden.

Bildquelle [M28], Abbildung modifiziert nach A. Benninghoff, Anatomie. Band 1-2. Urban & Schwarzenberg, München, Wien, Baltimore 1994.

3.5.2 Atmungsbewegungen von Thorax und Lunge

Respiratorische Formänderungen des Brustraums werden auch als Atmung bezeichnet. Die für den Gasaustausch notwendige Belüftung der Alveolen wird durch einen rhythmischen Wechsel von Einatmung (Inspiration) und Ausatmung (Expiration) bewirkt. Mit der Inspiration gelangt sauerstoffreiche Frischluft in den Alveolenraum, während in der Expiration sauerstoffarme, mit Kohlendioxid angereicherte Luft an die Umgebung abgegeben wird. Die Luftbewegungen bei Inspiration und Expiration kommen durch den rhythmischen Wechsel von Brustraumerweiterung und -verengung zustande. Für die Erweiterung des Brustraums sind zwei Faktoren maßgebend:

1. Die Hebung der Rippenbögen und
2. die Abflachung des Zwerchfells.

Je nachdem, ob die Erweiterung des Brustraums bei normaler Atmung überwiegend durch Hebung der Rippen oder mehr durch Senkung des Zwerchfells zustande kommt, unterscheidet man einen kostalen Atmungstyp (Brustatmung) von einem abdominalen Atmungstyp (Bauchatmung). Bei der Brustatmung wird die Atmungsarbeit hauptsächlich von der Interkostalmuskulatur geleistet, während das Zwerchfell mehr passiv den Druckänderungen im Thorax folgt. Bei der Bauchatmung bewirkt die stärkere Kontraktion der Zwerchfelmuskulatur eine größere Verlagerung der Baueingeweide, so dass die Bauchwand inspiratorisch gewölbt wird.

Übertragung der Thoraxbewegungen auf die Lunge

Die Lungenoberfläche, die überall an der inneren Thoraxwand dicht anliegt, folgt den Atmungsbewegungen des Thorax, obwohl zwischen beiden keine feste Verbindung besteht. Dies ist dadurch möglich, dass der kapillare Spalt zwischen Pleura visceralis und Pleura parietalis mit Flüssigkeit gefüllt ist, die nicht gedehnt werden kann. Auf diese Weise bleiben die Pleurablätter dicht zusammen, sind aber gleichwohl in seitlicher Richtung gegeneinander verschiebbar. Eine solche Gleitfähigkeit ist notwendig, damit die komplizierten Formänderungen des Brustraums ohne Zerrungen auf die Lunge übertragen werden können.

Lungen und Atemvolumina

Das Volumen des einzelnen Atemzugs ist bei der Ruheatmung, verglichen mit dem in der gesamten Lunge enthaltenen Gasvolumen, verhältnismäßig klein. Über das normale Atemzugvolumen hinaus können also sowohl bei der Inspiration als auch bei der Expiration erhebliche Zusatzvolumina aufgenommen bzw. abgegeben werden. Aber auch bei tiefster Ausatmung ist es nicht möglich, alle Luft aus der Lunge zu entfernen; ein bestimmtes Restvolumen (Residualvolumen) bleibt immer in den Alveolen und den zuleitenden Luftwegen zurück. Für die qualitative Erfassung dieser Verhältnisse hat man die folgende Volumeneinteilung vorgenommen, wobei zusammengesetzte Volumina als Kapazitäten gekennzeichnet werden (siehe Abbildung 3.20).

- **Atemzugvolumen:** Normales In- bzw. Expirationsvolumen;
- **Inspiratorisches Reservevolumen:** Volumen, das nach normaler Inspiration noch zusätzlich eingeatmet werden kann;
- **Expiratorisches Reservevolumen:** Volumen, das nach normaler Expiration noch zusätzlich ausgeatmet werden kann;

- **Residualvolumen:** Volumen, das nach maximaler Expiration noch in der Lunge verbleibt;
- **Vitalkapazität:** Volumen, das nach maximaler Inspiration maximal ausgeatmet werden kann;
- **Inspirationskapazität:** Volumen, das nach normaler Expiration maximal eingeatmet werden kann;
- **Funktionelle Residualkapazität:** Volumen, das nach normaler Expiration noch in der Lunge enthalten ist.
- **Totalkapazität:** Volumen, das nach maximaler Inspiration in der Lunge enthalten ist;

Von diesen Größen kommt neben dem Atemzugvolumen nur der Vitalkapazität und der funktionellen Residualkapazität eine größere Bedeutung zu.

Vitalkapazität: Die Vitalkapazität stellt ein Maß für die Ausdehnungsfähigkeit von Lunge und Thorax dar. Es handelt sich keineswegs, wie man etwa der Bezeichnung entnehmen könnte, um eine „vitale“ Größe, denn selbst bei extremen Anforderungen an die Atmung wird die mögliche Atemtiefe niemals voll ausgenutzt. Die Angabe eines „Normalwertes“ für die Vitalkapazität ist kaum möglich, da diese von verschiedenen Parametern, wie Alter, Geschlecht, Körpergröße, Körperposition und Trainingszustand, abhängig ist. Die Vitalkapazität beträgt für einen jüngeren, 180cm großen Mann etwa 5l und nimmt mit zunehmendem Alter ab.

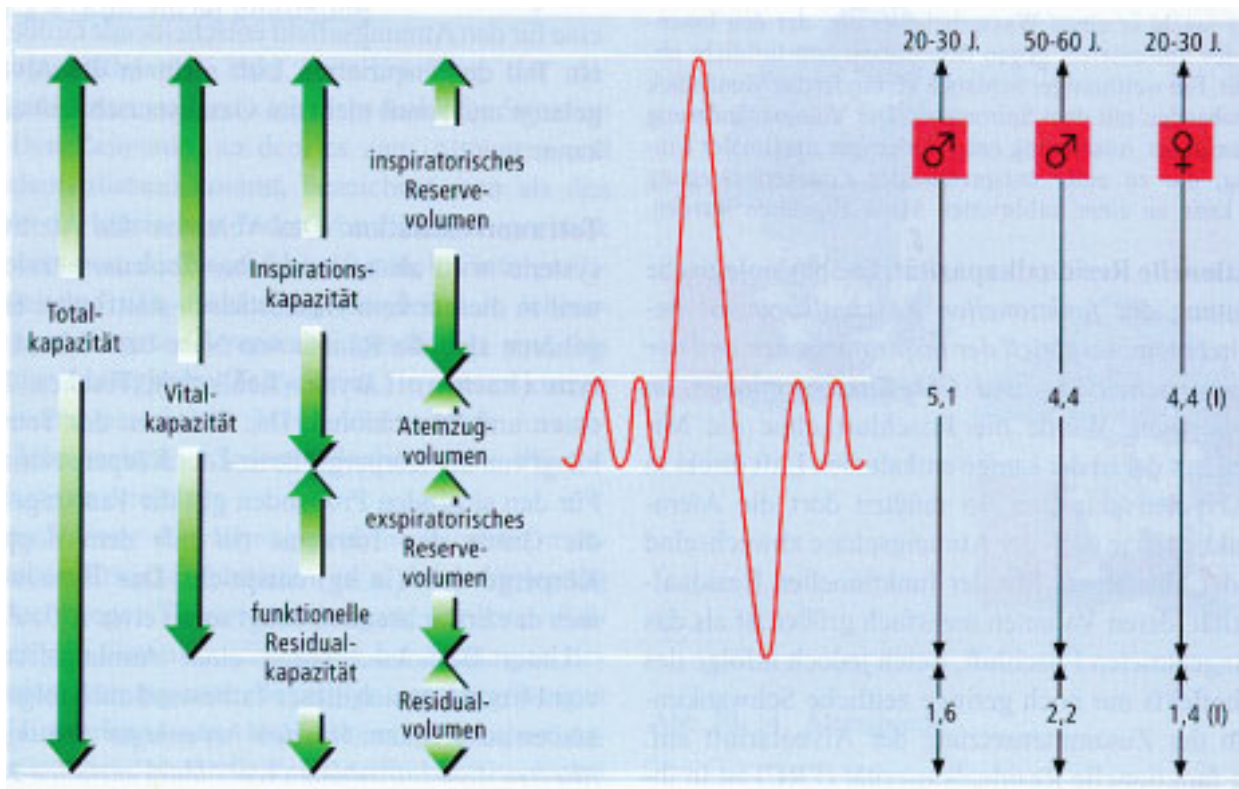


Abbildung 3.20: Lungenvolumina und -kapazitäten. Die angegebenen Werte für die Vitalkapazität und das Residualvolumen (rechts) sollen die Abhängigkeit dieser Größen von Alter und Geschlecht verdeutlichen. Bildquelle [M28]

Kapitel 4

Anwendungskonzepte für Radarsysteme im Kfz-Innenraum

In diesem Kapitel werden die Systemkonzepte vorgestellt, die in dieser Arbeit den Anwendungen von Radarsensoren im Kraftfahrzeug zugrundeliegen.

4.1 Anwendungsmöglichkeiten

4.1.1 Sicherheitssensor für den Kofferraum

Bei diesem Sensor soll der Kofferraum eines Pkws überwacht werden. Mit Radarsensoren können Bewegungen detektiert werden (siehe Kapitel 2). Die Detektion einer Bewegung kann dann zur Auslösung von z.B. einer Notentriegelung des Kofferraumdeckels führen. Auf Details dieser Anwendung soll nicht weiter eingegangen werden, weil die Anforderungen an einen Sensor zur Überwachung des Innenraums (siehe Kapitel 4.1.4) auf den Kofferraumbereich übertragen werden können.

4.1.2 Sensor für die Personenklassifizierung

Eine andere Anwendung, die der Personenklassifizierung, stellt höhere Anforderungen an einen Sensor. Hier müssen Kenngrößen von Personen gemessen werden, mit denen eine Klassifizierung verschiedener Personenklassen (z.B. verschiedene Altersgruppen) sowie eine Unterscheidung zu Gegenständen (Kisten, Taschen,...) durchgeführt werden kann. Es sind dies die Parameter Herzschlag und Atmung [MR1] auf der physiologischen Seite und die Größe der Person auf Seite der bestimmbar, für alle Personen geltenden Parameter. Diese Parameter werden im weiteren auch als globale Parameter bezeichnet. Als globale Parameter gelten Größe, Gewicht, Geschlecht und Alter der Person. Motivation für diese Anwendung ist die notwendige Unterscheidung zwischen Erwachsenen und Kindern. Diese wird in den USA verlangt, um eine adaptive Airbagauslösung richtig zu steuern, siehe auch Kapitelabschnitt 4.1.4.2 [A11]. Zusätzlich könnte diese Anwendung ebenso zur Freigabe der Starterlaubnis des Kraftfahrzeug herangezogen werden.

Die Möglichkeit der Personenklassifizierung mit Hilfe von Radarsensoren wird im Kapitelabschnitt 4.2 genauer beschrieben.

4.1.3 Sensor für die Fahrerzustandserkennung

Bei dieser Anwendung kommen Radarsensoren in einem globalen Sensorsystem zum Einsatz. Bei der Fahrerzustandserkennung, auch als „Fahrermonitoring“ bezeichnet, handelt es sich um ein Systemkonzept, bei dem es darum geht, unterschiedliche mentale Zustände des Fahrers eines Kraftfahrzeugs zu detektieren und zu klassifizieren. Folgende Zustände könnten zum Beispiel definiert werden: normale Verfassung, Müdigkeit, Stress / Überforderung und Fahrerausfall. Diese mentalen Zustände spielen eine wichtige Rolle bei der Verursachung von Unfällen, siehe Abbildungen 4.1. Mit Hilfe einer Klassifizierung soll die Zahl der Unfälle weiter reduziert werden, indem man gezielt auf den Fahrer einwirkt, z.B. durch Wecken, falls er einschlafen sollte. Ein solches Projekt wurde im Rahmen dieser Arbeit begleitet. Auf die Anwendung der Fahrerzustandserkennung soll noch einmal speziell im Kapitel 4.3 eingegangen werden.

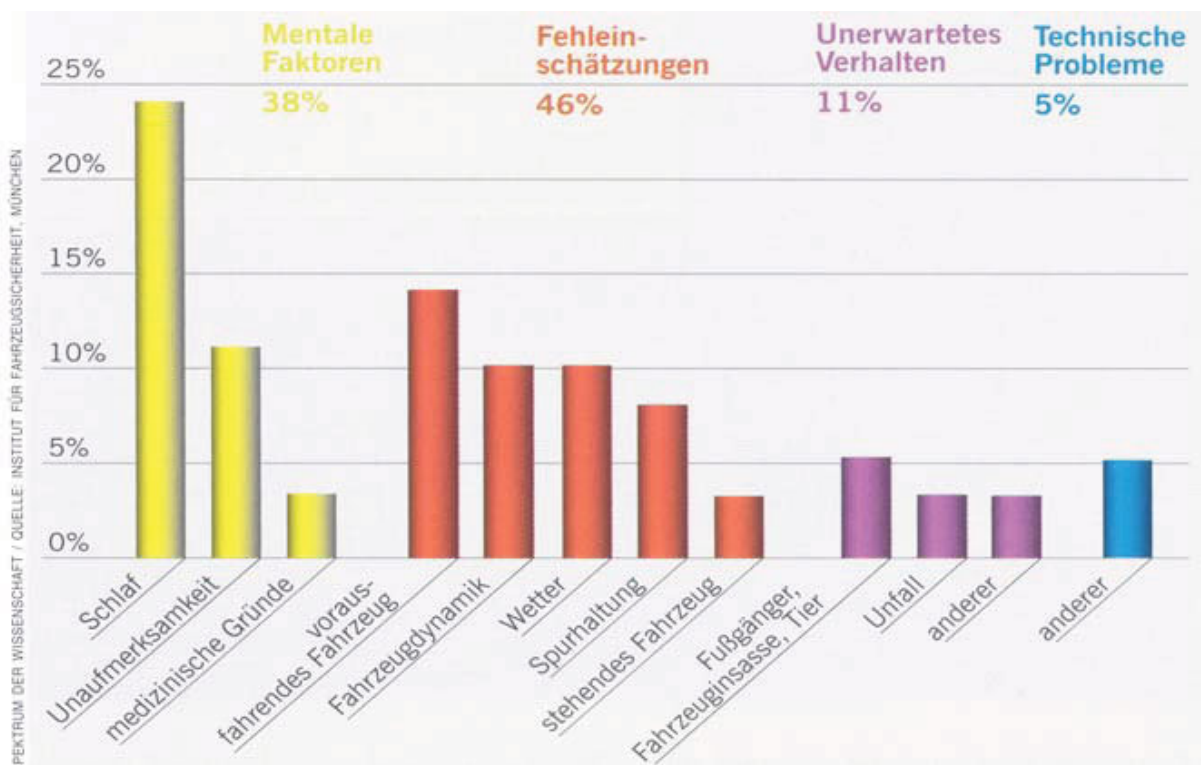


Abbildung 4.1: Ursachen tödlicher Verkehrsunfälle.

Einschlafen am Steuer stellt mit 24% eine der häufigsten Unfallursachen dar. Bei Betrachtung der Frage, welches Ereignis den Unfall ausgelöst hat, werden weitere 11% der Unfälle durch Ablenkung und Unaufmerksamkeit verursacht. In 3% aller Fälle kann ein akutes medizinisches Ereignis (epileptischer Anfall, Herzinfarkt, Diabetes mellitus), welches die Wahrnehmungsfähigkeit kurzzeitig einschränkt, ausfindig gemacht werden. Insgesamt können 38% aller tödlichen Unfälle auf Bundesautobahnen als Vigilanzunfälle (Aufmerksamkeitsstörung) eingestuft werden. Andere unfallauslösende Faktoren liegen zu 46% in der Kategorie Fehleinschätzung, z.B. von Witterung, der Straßenführung, der Fahrdynamik des eigenen Fahrzeugs oder des vorausfahrenden Fahrzeugs. Auch diese Gruppe kann durch reduzierte Konzentration beeinflusst sein, d.h. „Schlafen mit offenen Augen“ kann zu einer Fehleinschätzung führen. Hier stößt die retrospektive Unfallanalyse jedoch an ihre Grenzen, da häufig die Fahrzeuginsassen nicht mehr aussagefähig sind. Da reduzierte Vigilanz nicht immer von Müdigkeit oder Einschlafen zu trennen ist und bei der Kategorie Fehleinschätzung auch reduzierte Vigilanz mit ursächlich sein kann, lassen sich im weitesten Sinne zwei Drittel aller Unfälle mit verringerter Aufmerksamkeit erklären. Unvorhersehbare Ereignisse wurden in 11% der Unfälle beobachtet (z.B. Tier, Panne/Unfall, Geisterfahrer oder Suizid). Weitere 5% der Auslösefaktoren für tödliche Autobahnunfälle gehen auf das Konto von technischen Mängeln, hauptsächlich Reifenpannen. Bildquelle [A3]

4.1.4 Sensor für die Fahrgastraumüberwachung

Bei dieser Applikation gibt es zwei Anwendungsmöglichkeiten für einen Radarsensor.

Innenraumüberwachung zur Personendetektion

Bei dieser Anwendung kommen Sensoren zum Einsatz, die den Innenraum des Kraftfahrzeugs überwachen. Folgende speziellere Applikationen werden unterschieden:

- Eine Innenraumüberwachung für die Autoalarmanlage. Jede Bewegung im Kraftfahrzeuginnenraum wird detektiert und löst einen Alarm aus.
- Eine Innenraumüberwachung zur Steuerung der Schließanlage. Diese kann zum Einsatz kommen um das Auto zu öffnen, wenn der Innenraum zu heiß wird und wenn eine Person oder ein Kind eingeschlossen ist.

Abstandsbestimmung zur Steuerung der Airbagauslösung

Bei dieser Anwendung handelt es sich um die Steuerung der Airbagauslösung je nach Sitzposition eines Insassen. Eine Airbagauslösung kann in kritischen Ausnahmefällen zu einer schweren inneren Verletzung, sogar zum Tode führen. Folgende Verletzungen können durch den Airbag bei einer Auslösung verursacht werden:

Bei der richtigen Sitzposition (In Position) treten bei 25% der Unfallopfer

- leichte Verletzungen wie Platzwunden und Prellungen im Gesicht,
- leichte Verletzungen wie Schürfwunden und Verbrennungen an den Unterarmen auf.

Bei einer falschen Sitzposition (Out of Position) treten schwere Verletzungen auf wie

- Prellungen des Brustkorbs und der Halswirbelsäule,
- innere Verletzungen (Leberruptur, Milzriß, ...),
- schwere Kopf- und Nackenverletzungen durch einen Aufprall auf den Airbag oder auf die Rückenlehne des Sitzes.

Das gesamte Verletzungsspektrum nach einem Unfall wurden in vielen Studien untersucht, wie z.B. in [A4], [A5] und [A9]. Die wichtigste Ursache für die Verletzungsschwere ist der relative Abstand zwischen der Person und dem Airbagmodul. Dieser ist abhängig von der Größe der Person, die wiederum vom Alter (Kind oder Erwachsener), vom Geschlecht und der notwendigen Sitzposition (fahrsituationsabhängig) abhängt. Als ungünstigster Fall für eine schlechte Sitzposition wird eine kleine weibliche Person, die sogenannte „5%-Frau“, angenommen (Abbildung 4.4). Ihre Werte für die Körpergröße sind: 42,6cm für die Körpertiefe, Körpersitzhöhe 80,5cm [N1]. Die weitere stark zu schützende Personengruppe ist die der 4 bis 8 jährigen Kindern. Hier kommt es häufig zu schweren Verletzungen, weil Kinder meistens keine ruhige Sitzposition einnehmen. Hinzu kommt, dass in Amerika keine Gurtpflicht herrscht und daher viele Kinder im Fußraum stehen. In dieser Situation sind sie sehr nahe am Airbagmodul. Eine „falsche“ Sitzposition tritt auch auf, wenn sich ein Kindersitz oder ein Gepäckstück auf dem Fahrzeugsitz befindet. Hier könnten Reparaturkosten eingespart werden, die durch eine fälschliche Airbagauslösung entstehen. Einige der möglichen Sitzpositionen und die sich daraus ergebende Airbagansteuerung sind in Abbildung 4.2 dargestellt.

Zur Ableitung der Sensoranforderungen wurden folgende Sitzpositionen herangezogen:

- „In Position“, Abbildung 4.3
- „Out of Position“, Abbildung 4.4

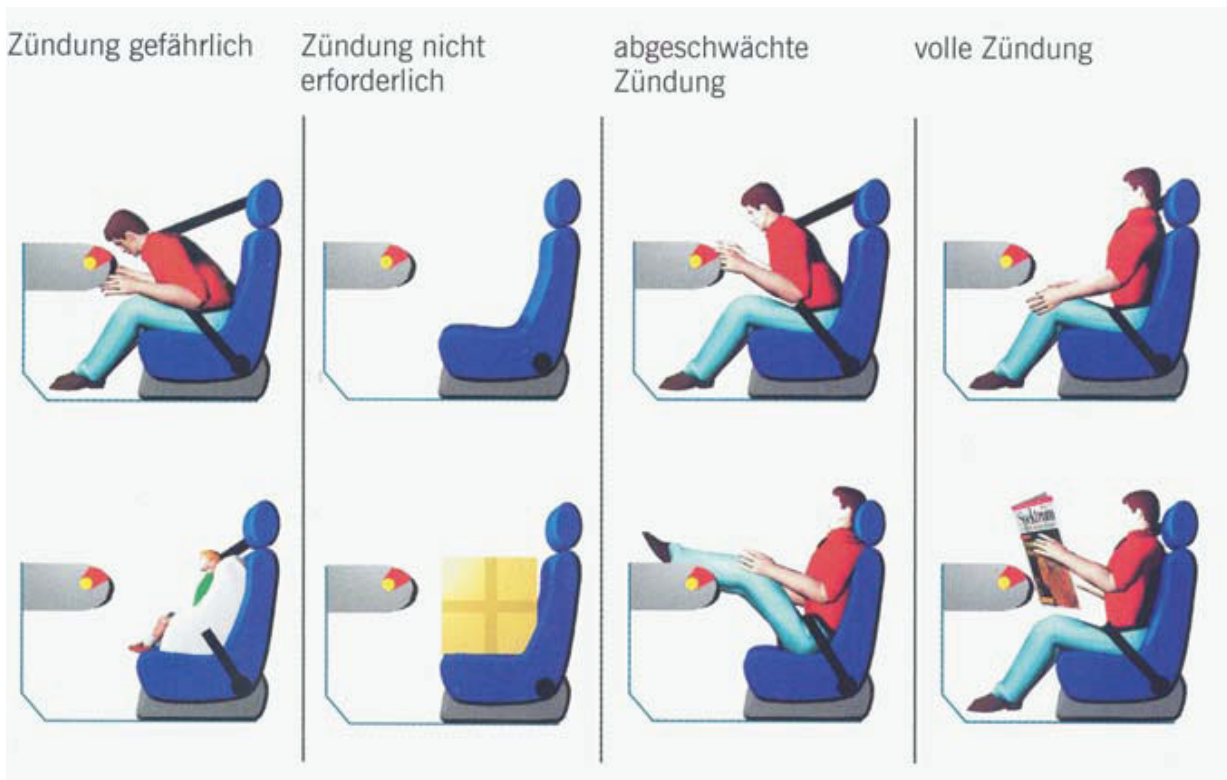


Abbildung 4.2: Verschiedene Sitzpositionen auf den Frontsitzen eines Kraftfahrzeugs. Bildquelle [A3]



Abbildung 4.3: Eine Person in Front eines Airbags mit richtiger Sitzposition. Bildquelle [A3]



Abbildung 4.4: Eine Person in „out of position“ auf dem Fahrersitz. Bildquelle [A3]

Zur Verdeutlichung der Anforderungen an einen Sensor zur Abstandsmessung sind in Abbildung 4.5 die Entfernungen und Zoneneinteilungen aufgeführt, die den Gesetzesvorlagen entnommen werden können.

Sie sind wie folgt definiert:

- Zone 1: In Position (InPos)
- Zone 2: Out of Position (OOP-Zone)
Zonentiefe $B = 150\text{mm}$, Toleranz der senkrechten Zonengrenze zwischen der Zone 1 und Zone 2: $\pm 4\text{cm}$
- Zone 3: Critical out of Position (COOP-Zone)
Senkrecht auf das Airbagmodul mit einem Abstand von $A = 100\text{mm}$ (ergibt erste Zonengrenze), Toleranz der senkrechten Zonengrenze zwischen der Zone 3 und Zone 2: $\pm 2\text{cm}$

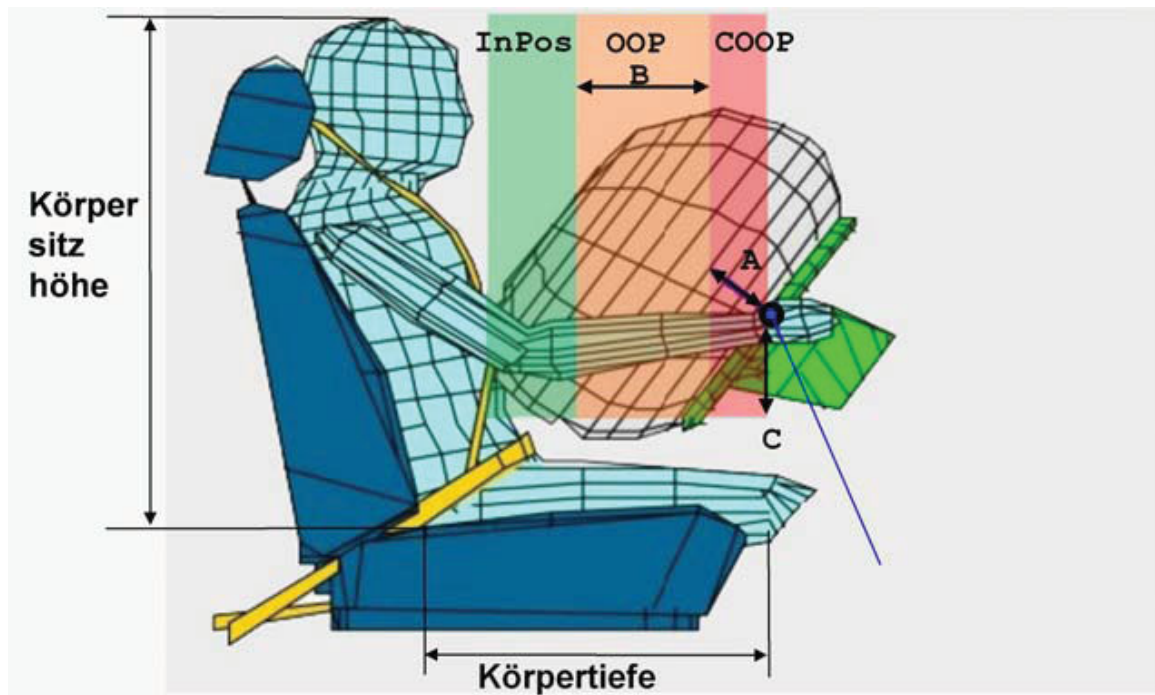


Abbildung 4.5: Zonendefinition in Front eines Airbagmoduls, hier für den Fahrersitz.

Weitere „Out-Of-Position“-Situationen, die von einem Sensor erkennbar sein sollten, sind in der Gesetzesvorlage der FMVSS208 definiert worden (z.B. stehendes Kind auf der Beifahrerseite im Fußraum).

Diese Gesetzesvorlage soll ab 2006 in den Vereinigten Staaten von Amerika gelten. Wann solche oder ähnliche Vorschriften auf dem Europäischen Markt gelten werden, steht bis jetzt noch nicht fest.

Für die Einhaltung der FMVSS208 Bestimmungen stehen folgende drei Realisierungsvarianten zu Verfügung:

- Die erste Variante ist die Unterdrückung der Airbagauslösung bis zu einer bestimmten geschätzten Unfallschwere (Suppression on presence).
- Die zweite Variante beinhaltet die Einhaltung der maximal vorgegebenen Belastungswerte für bestimmte Unfallsituationen durch gezieltes Auslösen des Airbags (z.B. mehrstufiges Aufblasen).
- Die dritte und aufwendigste Variante ist die des dynamischen Erfassen der Sitzposition, um bei einer „Out-Of-Position“-Situation den Airbag abzuschalten (Dynamic Automatic Suppression System).

Bei der dritten Variante soll zusätzlich auch noch nach Alter und Größe der Person unterschieden werden. Für ein solches System zur Airbagsteuerung reicht ein Abstandssensor alleine nicht aus. Die Personenklassifizierung kann, wie in Kapitel 4.1.2 schon erwähnt, über den Herzschlag realisiert werden. Die physiologischen Grundlagen für diese Unterscheidungsmöglichkeit der Personen werden im Kapitel 4.2 genauer beschrieben.

Für die Abstandsmessung zwischen Airbagmodul und Person kann ein Radarsensor in Frage kommen. Diese Frage wird in dieser Arbeit weiter untersucht werden. Für eine solche Anwendung gibt es natürlich auch alternative Sensorkonzepte wie z.B. die Gewichtsbestimmung über Drucksensoren im Sitz [S1],[S26] und [D4], die Klassifikation und Abstandbestimmung mit Hilfe von Videosensoren [S4] und [S7], oder die Abstandbestimmung mit Hilfe von Ultraschallsensoren

4.2 Personenklassifizierung mit Hilfe des menschlichen Herzschlages

Die Personenklassifizierung wird im Automobilbereich eine große Rolle spielen. Aus diesem Grund soll hier die theoretische Möglichkeit der Klassifikation über den menschlichen Herzschlag untersucht werden. Für die oben betrachteten Anwendungen ergeben sich für die Klassifikation folgende Ziele und Grenzbedingungen:

- Eine Unterscheidung zwischen einem gut entwickeltem 12jährigem Kind und einer „5%-Frau“ sollte möglich sein. Die Körperabmessungen können gleich groß sein, aber es wird nach dem FMVSS 208 ein anderes Aufblasverhalten des Airbag für die beiden unterschiedlichen Personengruppen gefordert.
- Die zweite Bedingung ist, dass zwischen einer Person und einem Stückgut, welches ein Kindersitz aber auch ein Paket sein kann, unterschieden werden soll.

Um eine Aussage über die generelle Realisierbarkeit machen zu können, wurden im Rahmen dieser Arbeit die physiologischen Grundlagen zur Klassifikation über den Herzschlag zusammengestellt. Diese Zusammenstellung ist im Anhang Teil C dieser Arbeit beigelegt. Die grundlegenden Literaturstellen zu diesem Kapitelabschnitt sind [M4],[M12] und [M18]. Nach Betrachtung der wichtigsten Einflussfaktoren ergibt sich folgendes Ergebnis.

Gesamtergebnis: Personenklassifizierung über den Herzschlag

Alle für den Abschnitt 4.2 relevanten Ergebnisse sind im folgenden Diagramm (Abbildung 4.6) zusammengestellt. Mehr Informationen zu dieser Grafik sind im Anhang C beigelegt.

Eine sichere Klassifizierung von Personen im Kfz nur über die Parameter Herzschlag und Atmung kann nicht durchgeführt werden. Bei einem „durchschnittlichen“ Kraftfahrer (Eigenschaften: Durchschnittsgröße und gesund) wäre eine Klassifizierung über Herzschlag und Atmung möglich. Um aber auch Grenzfälle (kranke Fahrer, sog. „5%-Frau“, usw.) abdecken zu können, muss eine Kombination mit weiteren Klassifizierungsmerkmalen (z.B. Größe und/oder Gewicht, unterschiedliche Sitzbelegung der Personen) erfolgen. Die Klassifikation mit Herzschlag, Atmung, Größe und Gewicht stellt nach Aussage von Medizinern einen durchführbaren Ansatz dar. Eine exakte Klassifizierung lässt sich nur über die Bestimmung des Knochenalters realisieren, was in der Kraftfahrzeugumgebung natürlich nicht möglich ist.

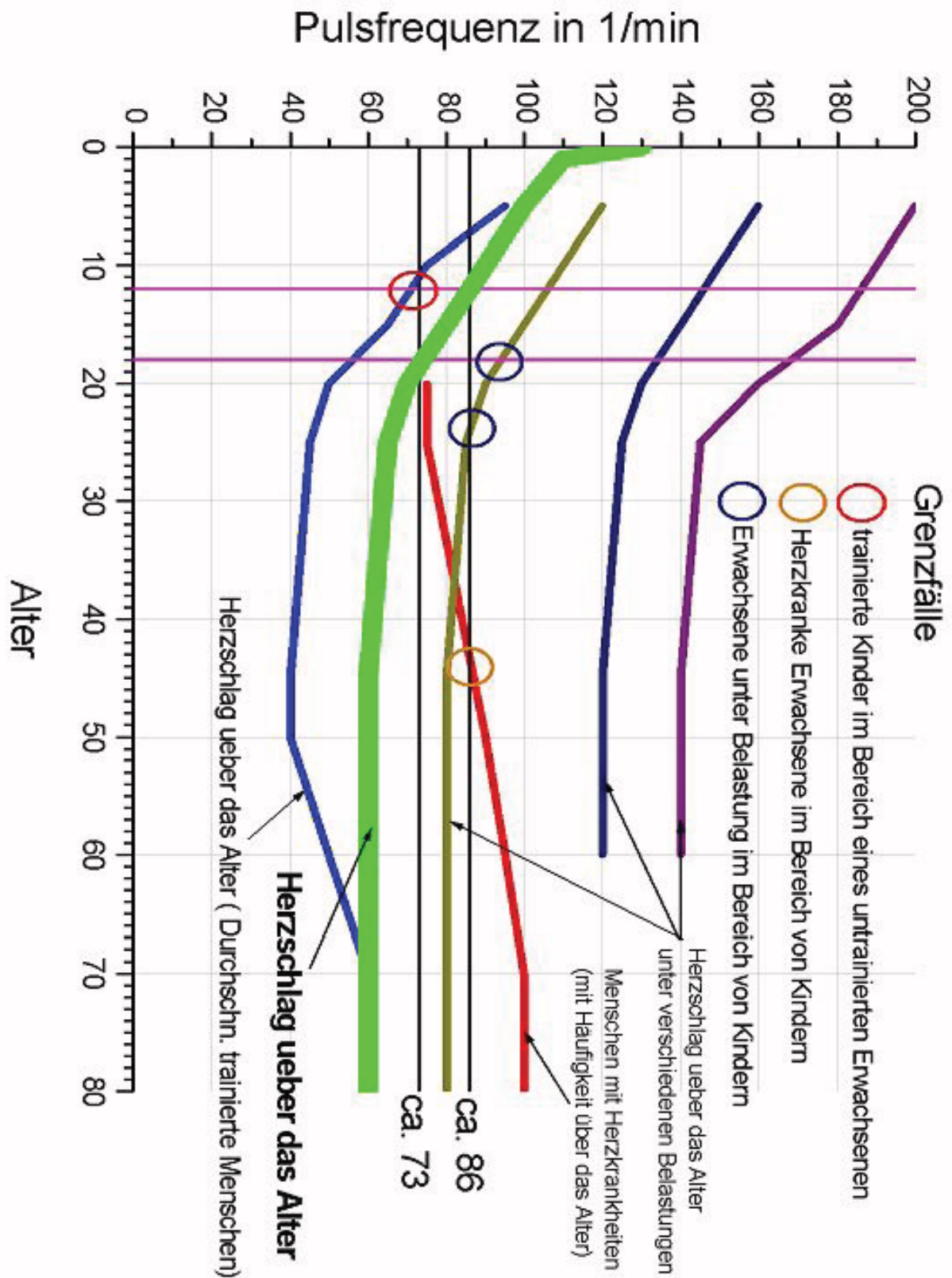


Abbildung 4.6: Verhalten des Herzschlages über das Alter und der Frequenz. Diese Ergebnisse wurden mit Hilfe der Zusammenstellung aus Anhang Teil C erstellt.

4.3 Fahrermonitoring / Fahrerzustandserkennung

Das Thema „Fahrerzustandserkennung“ wird bei der Firma Robert Bosch GmbH als ein eigenes Projekt bearbeitet. Durch die vorliegende Arbeit wurde es bei der Erstellung einer Pilotstudie und bei der Untersuchung von möglichen Sensorrealisierungen für den Fahrzeuginnenraum unterstützt. Dabei wurde der „Herzschlag“ als möglicher Parameter angedacht, um Müdigkeit zu erkennen.

4.3.1 Pilotstudie „Fahrerzustandserkennung“

Das Ziel der Studie war es, den Fahrerzustand über das Fahrverhalten und den physiologischen Parameter zu klassifizieren. Dazu wurden folgende Zustände definiert: normale Verfassung, Müdigkeit, Stress / Überforderung und Fahrerausfall.

Um diese „Zustände“ Parameter zuordnen zu können, wurde ein Messaufbau mit Hilfe eines Fahrsimulators realisiert. Mit Hilfe einer größeren Personengruppe (69 Personen) wurde im ersten Halbjahr 2001 eine immer gleiche Messfahrt im Fahrsimulator durchgeführt. Für diesen Messversuch wurden folgende Bedingungen erstellt:

Probandengruppe:

Bei der Probandengruppe handelte es sich um eine Gruppe von Studenten (beworben haben sich 233) aus den Stuttgarter Universitäten.

Kriterien an die Probandengruppe: männlich, Alter zwischen 22 und 28 Jahre, Nichtraucher, „gesund“ und mit dominanter Hand; rechtsseitig

Insgesamt erfüllten 99 Personen die Kriterien der Probandengruppe. Um eine weitere Vorauswahl treffen zu können, wurden die Probanden noch einem ärztlichen Eignungstest und einer Testfahrt unterzogen. Beim Erfüllen aller Kriterien und beim Bestehen der Untersuchung und der Testfahrt wurden die Studenten in die Studiengruppe aufgenommen. Diese Gruppe umfaßte am Ende 69 Personen.

Zu messende physiologische Größen und Fahrzeugparameter

Um eine gesicherte Aussage über den Zusammenhang zwischen physiologischen Parametern und den „Zuständen“ machen zu können, wurde die Liste der Parameter sehr weit angelegt. Dabei ist klar, dass eine EEG-Messung später im Fahrzeug schwer zu realisieren ist. Das Messsystem wurde so ausgelegt, dass es folgende Parameter messen konnte:

Physiologische Parameter: EEG, EKG, EOG, Atmung, Blutdruck, Sauerstoffsättigung, Hauttemperatur, Hautimpedanz, Kopfbewegungen, Gesichtsfeldmessung

Diese Datenerfassung erfolgte mit Hilfe eines Computers und Sensoren nach den medizinischen Standards.

Kraftfahrzeugparameter: Geschwindigkeit, Beschleunigung, Lenkwinkel, Spurposition, Fahr-/Bremspedalstellung

Umgebungsparameter: Temperatur, Luftfeuchtigkeit, Kohlendioxidkonzentration, Sauerstoffkonzentration

Für die Messung der physiologischen Parameter wurden handelsübliche, in der Medizin eingesetzte Elektroden, verwendet. Die gemessenen Daten wurden dann zusammen mit den Fahrzeugdaten aus dem Fahrsimulator mit einem Computer aufgezeichnet. Die Datenauswertung erfolgte nach Abschluss der Studie.

Ablauf einer Messfahrt

Um Ergebnisse zu erhalten, die nicht von der Durchführung abhängen, wurden die Fahrten immer von der gleichen Person betreut. Um auch keine Abweichungen im Ablauf zu erhalten, wurde dieser Schritt für Schritt getestet und definiert.

Im groben Überblick kann eine solche Testfahrt beschrieben werden durch:

- Mittagessen ohne Kaffee oder Alkohol bei den Getränken
- Fragebogen zum momentanen körperlichen und emotionalen Empfinden
- Testfahrt im Simulator zur Eingewöhnung (Streckenlänge 10km)
- Anlegen der Messelektroden für die physiologischen Parameter
- eigentliche Messfahrt
- Fragebogen zur subjektiven Bewertung

Definition der Messfahrt

Um mit einer Fahrt im Simulator möglichst viele Situationen abdecken zu können, wurde die gesamte Strecke in einzelne Abschnitt eingeteilt:

- Strecke zum Einfahren
- Strecke mit Stressanforderungen
- Lange Strecke, um den Fahrer müde zu machen. Diese Strecke wurde in 3 einzelne Strecken aufgeteilt, die jeweils 3mal wiederholt werden, um auch bei dieser Strecke immer fest definierte Situationen zu bekommen.

Die Gesamtstrecke ist in Abbildung 4.7 dargestellt.

- **Rot:** **Baseline**, 4 km
Ebene Strecke, leichte Kurven
- **Violett:** **Control/Test**, 10 km
Starker Verkehr, abschnittsweise Nebel, starke Neigungen und engen Kurven
- **Gelb/Grün/Blau:** **Induktion**, 10km
Gebiet der Reizdeprivation mit dichtem Nebel, Kurven, geringe Neigungen, 50km/h Limit

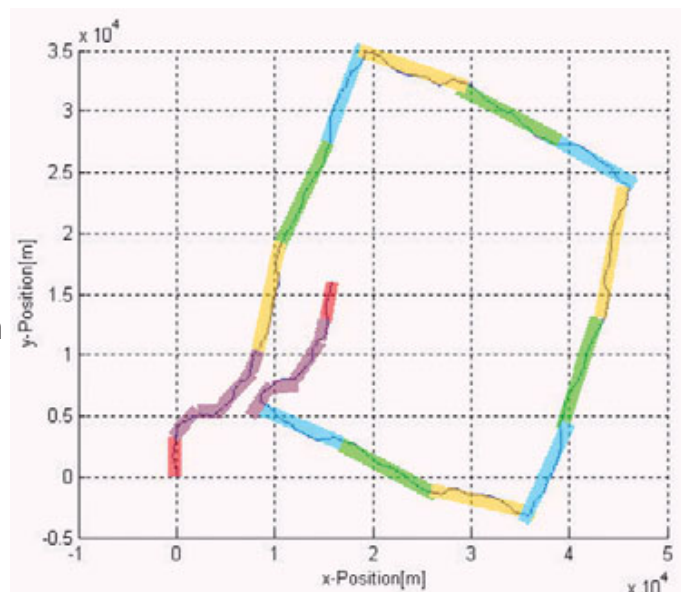


Abbildung 4.7: Darstellung der Messfahrt nach der Streckenart. Bildquelle [D3]

Der Studienablauf wird in der Diplomarbeit [D3] im Detail beschrieben.

4.3.2 Ergebnisse der ersten Studie Fahrerzustandserkennung

Die Auswertung der aufgezeichneten Messungen erstreckte sich bis in den Sommer 2002. Von den aufgezeichneten 69 Versuchen konnten 47 verwendet werden. Die anderen Datensätze waren durch Ausfall von Elektroden, Simulatorabstürzen und Fahrerausfällen (Übelkeit) nicht verwendbar. Die Ergebnisse aus den verwertbaren Datensätzen werden in den nächsten, für diese Arbeit wichtigen, Punkten kurz zusammengefaßt.

Herzfrequenz

Eine Aussage über die Bedeutung des Herzschlags zur Detektion des Zustands „Müdigkeit“ und „Stress“ ist im Moment nur soweit möglich, dass eine Veränderung über die Fahrtdauer festgestellt wurde. Diese Veränderungen gestalteten sich wie folgt: Zu Beginn der Versuchsfahrt bis ca. 20 Minuten Fahrzeit wurde ein Anstieg der Herzfrequenz (Puls) verzeichnet, dem ein nahezu stetiger Abfall bis zu einem Minimum bei 70 Minuten folgte. Anschließend erfolgte ein Anstieg auf eine höhere Durchschnittsfrequenz und dann wieder ein leichter Abfall zum Fahrtende hin. Durch die große Streuung der Werte ist eine Interpretation vorsichtig zu tätigen. Es kann jedoch vermutet werden, dass der Anstieg der Pulsfrequenz zu Beginn der Ermüdungsstrecke auf eine gesteigerte emotionale Spannung der Probanden zurückzuführen ist, die nach 50 Minuten in eine Phase der Entspannung mündet. Tatsächlich ließ sich subjektiv bei Versuchsdurchführung vermehrt ein „Abschlaffen“ der Probanden bezüglich ihrer Körperhaltung und Gestik erkennen. Nach Überwindung der 90 Minuten Grenze fiel dem Beobachter vermehrt unruhiges Verhalten der Versuchspersonen auf, was oft mit der Anwendung verschiedener Wachhaltestrategien, wie Singen oder Bewegungsübungen einher ging. Da aber nur der Puls kontinuierlich gemessen wurde, ist ein Vergleich mit einem weiteren herzbedingten Parameter, dem Blutdruck, der nur alle 15 Minuten gemessen wurde, nicht möglich. Genauere Untersuchungen, was die Möglichkeit angeht, den Herzschlag zur Müdigkeitserkennung einzusetzen, wurden in der Diplomarbeit [D3] durchgeführt. Als Ergebnis aus der Studie kann im Moment der Herzschlag als ein möglicher Parameter, um den Zustand „Müdigkeit zu erkennen, nicht ausgeschlossen werden. Um aber weitere Schlussfolgerungen zu treffen, sind zu diesem Parameter weitere Untersuchungen geplant.

Müdigkeitserkennung über den Lidschlag:

Die Detektion des Zustands „Müdigkeit“ ist auch über das Lidschlagsverhalten möglich! Die gewonnenen Ergebnisse konnten durch weitere Untersuchung in dem Rahmen einer anderen Arbeit [S7] bestätigt werden. Detailergebnisse werden im Abschnitt 4.3.3 dargestellt.

Ergebnis der weiteren gemessenen physiologischen Parameter:

Die Auswertung der gesamten Studie, mit allen aufgezeichneten physiologischen Parameter, wurde in den Veröffentlichungen [S32], [S33] und [S34] präsentiert. Um aber für alle Parameter wie z.B. Herzschlag, Hauttemperatur, Haltekraft, Kopfbewegung noch weitere Werte zu erhalten, wurde im Jahr 2003 eine zweite Versuchsreihe durchgeführt. Die Auswertung dieser aufgezeichneten Werte wird noch das Jahr 2004 andauern.

4.3.3 Ergebnisse der Müdigkeitserkennung über den Lidschlag und Spurverhalten

Bei der ersten Studie ergeben sich für den Zustand „Müdigkeit“ folgende Ergebnisse aus 47 Datensätzen:

- 15 Probanden (32%) ohne Schlafmomente, davon einer mit Unfall
- 32 Probanden (68%) mit Schlafmomenten, davon 6 mit Unfällen.

Der Lidschlag wurde mit Hilfe eines EOG-Sensors und einer Videoaufnahme ermittelt. Das Ergebnis für den Lidschlag wurde bei der Auswertung mit dem Parameter des Spurverhaltens verglichen. Bei diesem Vergleich wurde eine gute Korrelation zwischen diesen zwei Parametern festgestellt, siehe Abbildung 4.8 bis 4.10.

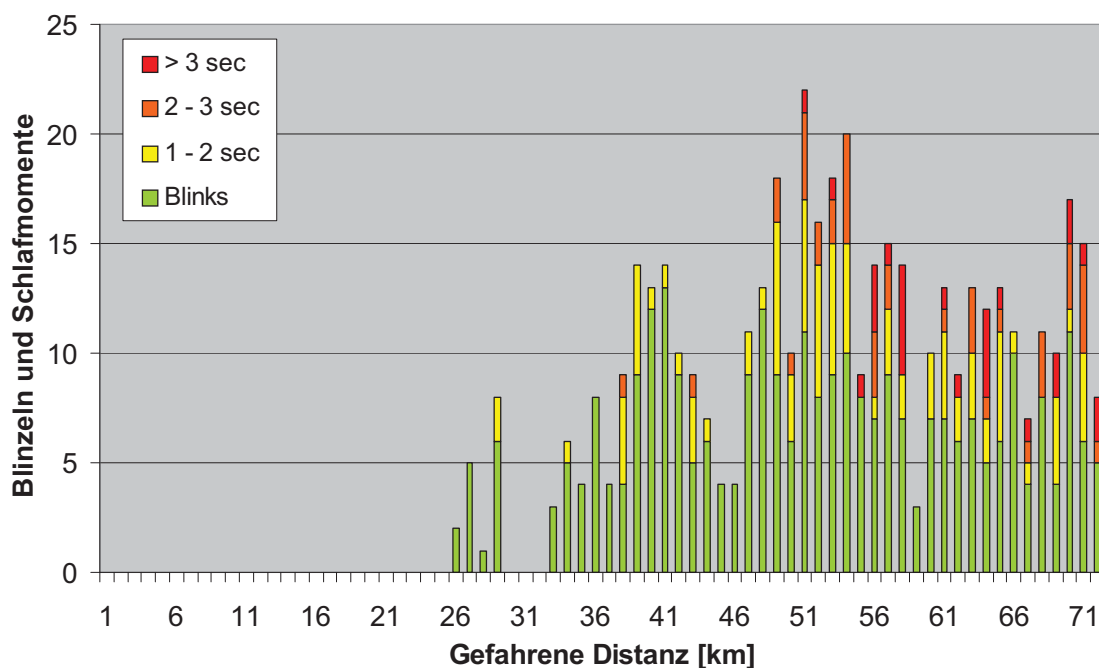


Abbildung 4.8: Lidschlussverhalten einer Versuchsperson über der gefahrenen Fahrstrecke.

Grün stellt die Anzahl der kurzen Blinks, Gelb die Augenschliessungen zwischen 1 und 2 Sekunden, Orange die Blinzler zwischen 2 und 3 Sekunden und Rot die geschlossenen Augen mit einer Dauer größer 3 Sekunden, dar. Bildquelle [D3]

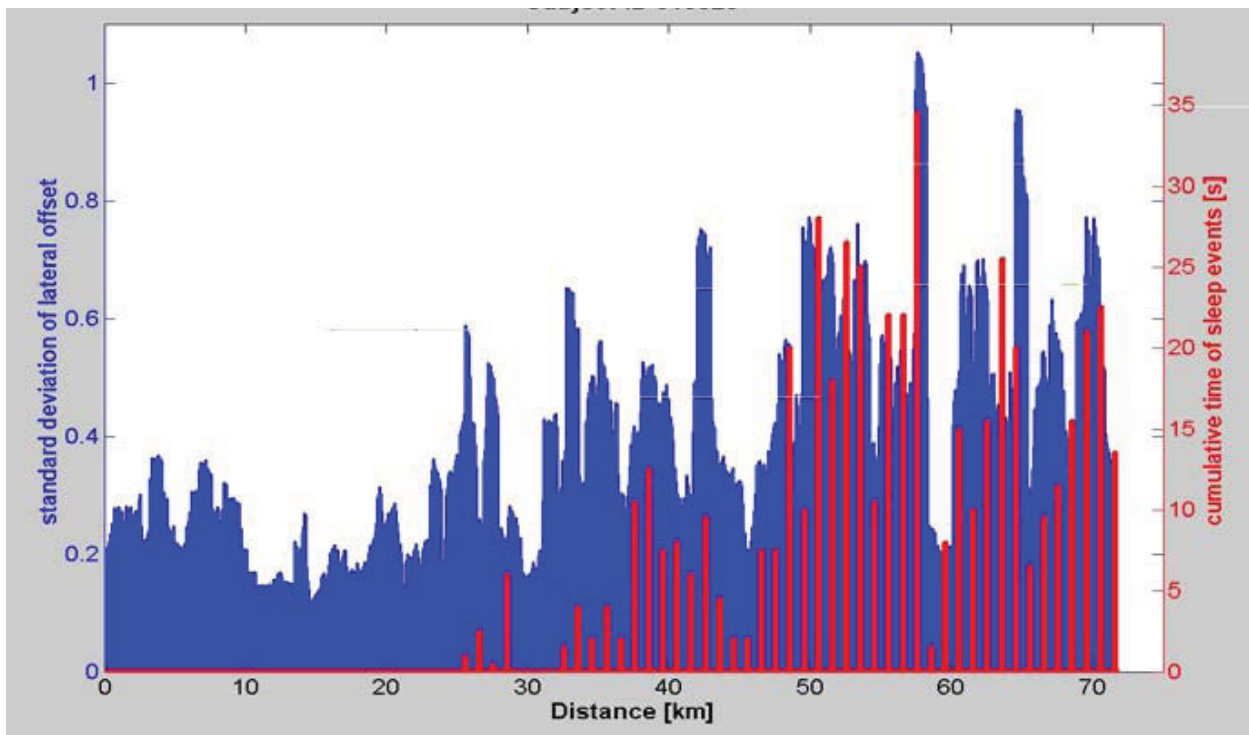


Abbildung 4.9: Lidschlussverhalten und Spurverhalten (Abweichung von der Mittellinie) einer Versuchsperson über die gefahrene Fahrstrecke. Die blaue Kurve zeigt die Abweichung in Metern von der Mittellinie. Die roten Balken zeigen die Dauer der geschlossenen Augen in Sekunden. Bildquelle [D3]

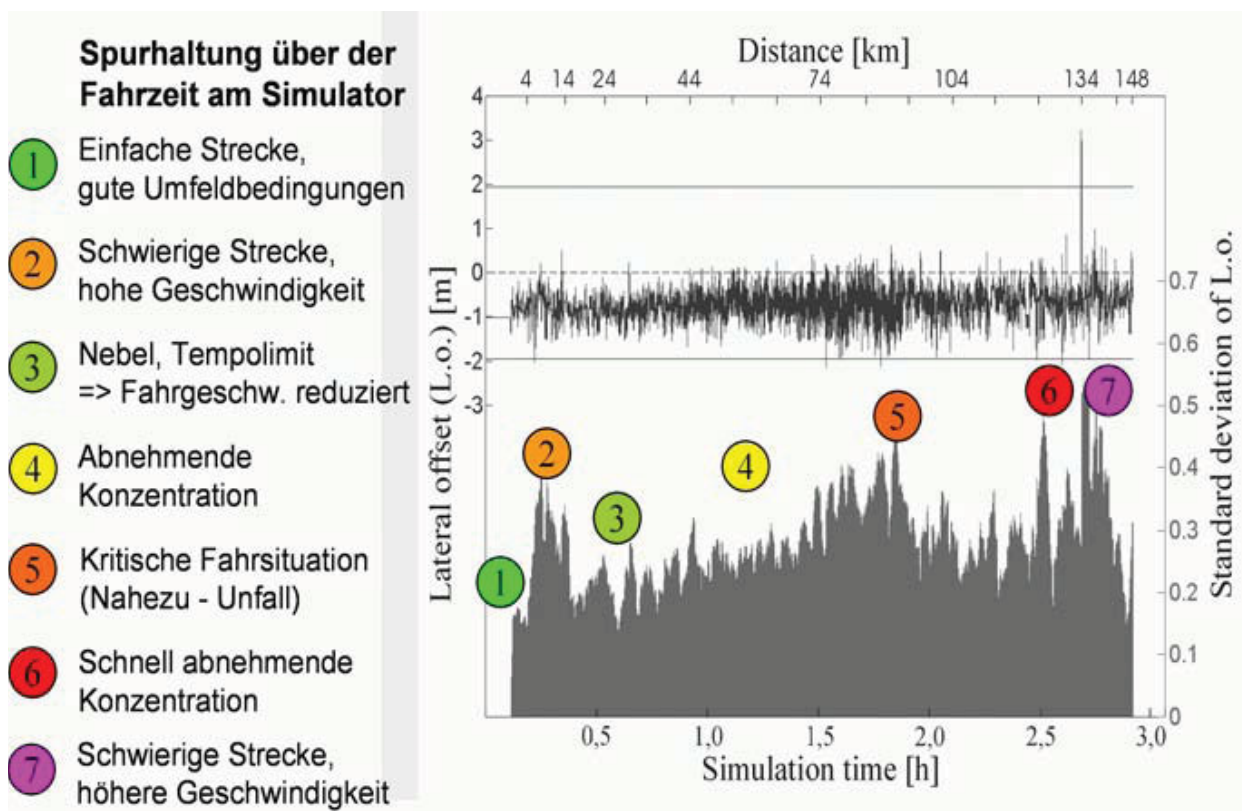


Abbildung 4.10: Spurverhalten (Abweichung von der Mittellinie) und Fahrsituation einer Versuchsperson über die gefahrene Fahrstrecke. Bildquelle [D3]

4.3.4 Untersuchte Sensoren im Rahmen des Projekts Fahrerzustandserkennung

Radarsensor

Die Eignung dieses Sensorprinzips für die Anwendung Fahrerzustandserkennung zu untersuchen ist der Schwerpunkt dieser Promotionsarbeit. Die Sensorrealisierungen für diese Anwendung sind in den Kapitel 5 und Folgende nachzulesen.

Drucksensoren

Um die Lenkradhaltekraft (Aussage über den Müdigkeitszustand einer Person) oder den Herzschlag über Drucksensoren zu ermitteln, wurden widerstandsveränderliche- und Piezosensoren untersucht [D4],[D5]. Diese Arbeiten wurden parallel zur Entwicklung eines Radarsensors durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Arbeiten zeigten, dass die Technologie der Drucksensoren nur bedingt eingesetzt werden kann. In der einen Diplomarbeit [D4] wurde die Möglichkeit der Messung des Herzschlages und die Haltekraft mit Hilfe von Drucksensoren am Lenkrad untersucht. Dabei wurde von mehreren Sensorprinzipien zwei Typen genauer betrachtet: FSR-Sensor (Prinzip ist in Abbildung 4.11 dargestellt, über einen Aussendruck veränderbarer Widerstand) und Bimorphes-Element (Abbildung 4.11, Piezoprinzip).

Bei den Messungen stellte sich heraus, dass sich das FSR - Sensorprinzip sehr gut zur Bestimmung der Haltekraft eignet. Aus diesem Grund wurde an einem Lenkrad auf dem gesamten Umfang 16 Sensoren angebracht, siehe Abbildung 4.12. Die Sensordaten wurden dann parallel mit Hilfe eines Computers ausgewertet. Ein exemplarisches Messergebnis einer Testperson mit Handpositionswechsel ist in Abbildung 4.13 dargestellt. Mit dem Sensorprinzip FSR konnte bei der Herzschlagmessung ein auswertbares Ergebnis erzielt werden. Ein Messergebnis für eine Messung der Herzschlagmessung über den Puls an der Hand, wenn die Handfläche genau auf einem Bimorphen-Sensorelement aufliegt, ist in Abbildung 4.14 dargestellt.

Fazit der Untersuchung der Drucksensorik am Lenkrad.

Um die Haltekraft am Lenkrad zu bestimmen, eignet sich ein FSR-Sensor sehr gut. Problem ist hier nur, dass die Montage des Sensorelements möglichst ohne Vorspannung erfolgen muss, weil das Sensorelement sonst schon durch einen Druck beaufschlagt werden würde, welcher den Dynamikbereich des Sensors einschränkt. Will man jetzt noch parallel eine Herzschlagsbestimmung durchführen, ist der Platz für eine vollständige Detektion über das komplette Lenkrad nicht möglich. Dies kommt daher, dass der Herzschlag nur bestimmt werden kann, wenn die Handfläche direkt über dem Bimorphen Element sitzt, was aber durch den Platzbedarf des FSR - Sensors für die Haltekraftbestimmung nicht möglich ist. Ein weiteres Problem der bimorphen Elemente ist die Störanfälligkeit durch Erschütterungen. Diese Arbeiten an den Drucksensoren am Lenkrad, die als Alternativmöglichkeit für die Radarsensoren angesehen wurde, wurden nur durch die Mitarbeit an dem Projekt „Fahrerzustandserkennung“ bearbeitet. Da der erstellte Prototyp des Lenkrads schon in den nächsten Versuchsfahrten eingesetzt werden konnte, wurden aus diesen Gründen für diese Arbeit die Untersuchungen der Drucksensorik für die Haltekraft eingestellt.

FSR - Sensorprinzip



Bimorphes-Element

Abbildung 4.11: Schematischer Aufbau der verwendeten Drucksensorik Elemente für die Messungen am Lenkrad. Oben: FSR-Sensorelement, unten: Bimorphes-Element. Bildquelle [D5]



Abbildung 4.12a: Bilder des realisierten Lenkrads mit FSR-Sensorelemente. [D4]. Im Kreis ist das montierte Sensorelement zu sehen

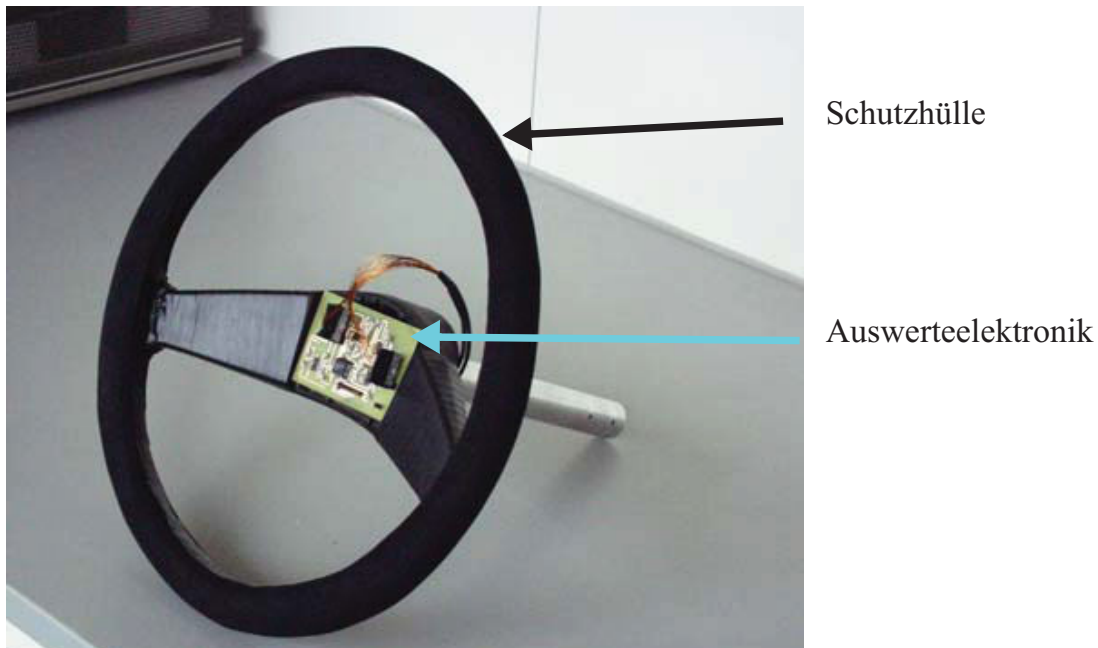


Abbildung 4.12b: Bilder des realisierten Lenkrads mit FSR-Sensorelemente. [D4]. In dieser Abbildung ist das fertig montierte Lenkrad mit Schutzhülle und Auswerteelektronik zu sehen.

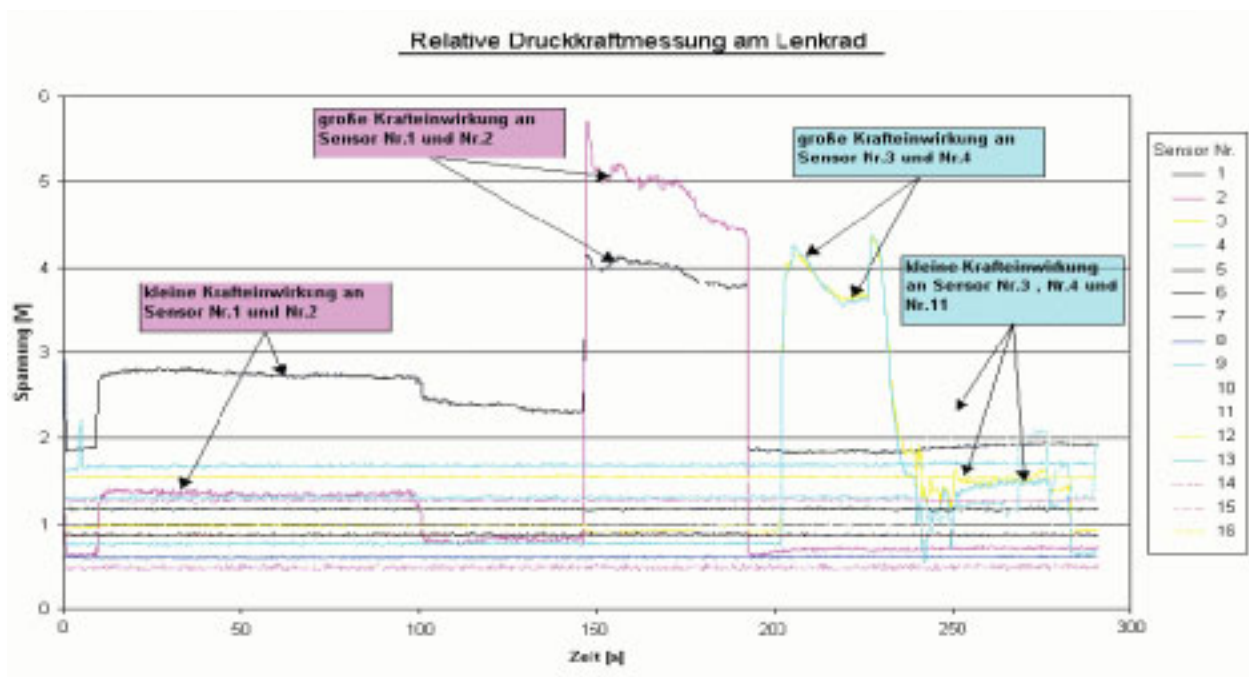


Abbildung 4.13: Messergebnis der Haltekraft am Lenkrad mit dem realisierten Aufbau aus Abbildung 4.12. Mit Handpositionswechsel (Signal zuerst am Sensorelement 1&2, später an 3& 4). [D4]

Es wurden zusätzlich mit diesen Sensoren noch die Anwendungsmöglichkeiten von Drucksensoren im Fahrzeugsitz untersucht [D5]. Hier waren es die Anwendungen

- der Sitzbelegungserkennung (z.B. Möglichkeit der Kindersitzdetektion)
- und der Atmungs- und Herzschlagsbestimmung.

Als Sensoren für die Montage im Sitz wurden wie schon bei den Versuchen am Lenkrad ein Bimorphes-Element und als zweiter Sensor ein kapazitiver Sensor verwendet. Dieser kapazitive Sensor verändert unter Druck seine Kapazität. Bei den Versuchen in der Laborumgebung konnten mit beiden Sensortypen gute Ergebnisse erzielt werden. Für die Ermittlung des Herzschlags wurde das Bimorphe-Element auf der Sitzfläche montiert. Zur Atmungsmessung musste der Sensor dann auf die Rückenlehne montiert werden.

Exemplarische Messergebnisse dazu sind in Abbildung 4.16 und 4.17 dargestellt. Für die Sitzbelegung wurde der kapazitive Sensor eingesetzt und dazu auf der Sitzfläche montiert. Ebenfalls konnte mit diesem Sensortyp eine Atmungsmessung durchgeführt werden. Dazu wurde der Sensor auf dem Sicherheitsgurt im Beckenbereich angebracht. Für diese Messungen sind wieder zwei Ergebnisse exemplarisch in den Abbildung 4.18 und 4.19 dargestellt.

Bei zusätzlichen Versuchen in einem Fahrzeug konnte eine sehr starke zusätzliche Empfindlichkeit gegenüber Erschütterungen bei beiden Sensor festgestellt werden. Diese Erschütterungen modellieren Störungen auf das Nutzsignal. Diese Problematik erschwert die Auswertung der Signale z.B. nach dem Herzschlagssignal beim Bimorphen-Element. Eine Sitzbelegung ist aber durch die Erschütterungen nur geringfügig gestört.

Fazit: Als Ergebnis kann aber festgehalten werden, dass die Sitzsensorik eine mögliche Alternative zu den untersuchten Radarsensoren zur Herzschlagsdetektion sein kann. In späteren Versuchen sollen diese beiden Sensorprinzipien noch einmal miteinander verglichen werden. Ergebnisse dazu sind in Kapitel 9 dargestellt.

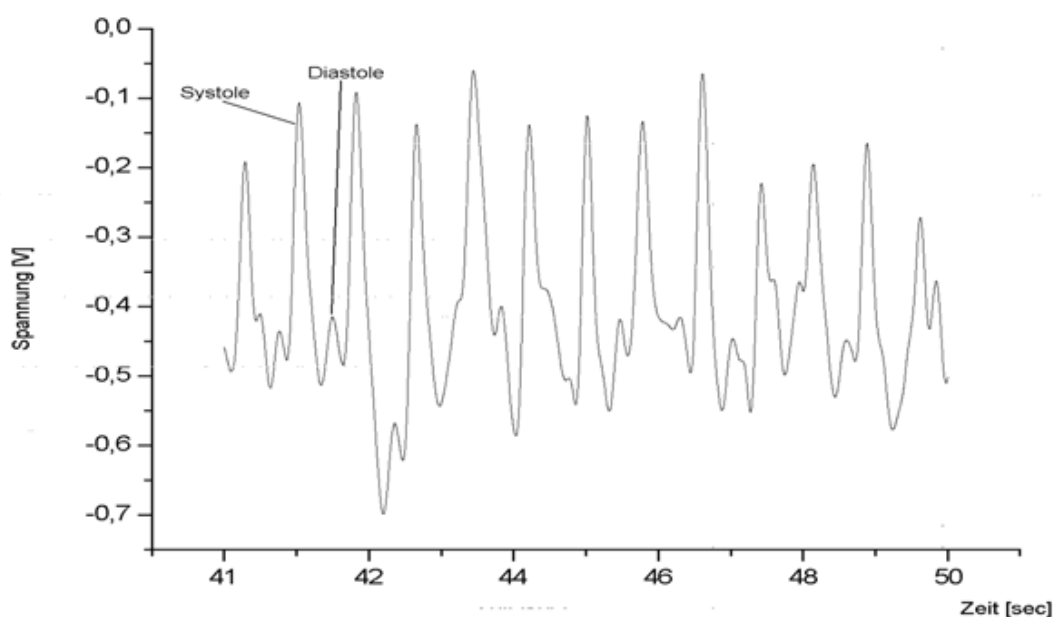


Abbildung 4.14: Messergebnis mit einem Bimorphen-Element wenn die Handinnenfläche auf den Sensor aufliegt. [D4]

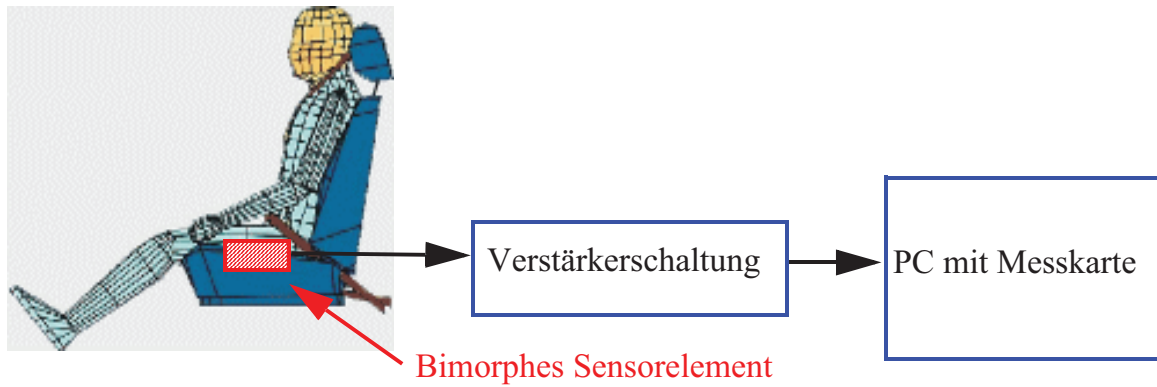


Abbildung 4.15: Messanordnung zur Bestimmung des Herzschlags mit Hilfe eines Bimorphen-Elements auf einem Fahrzeugsitz.[D5]

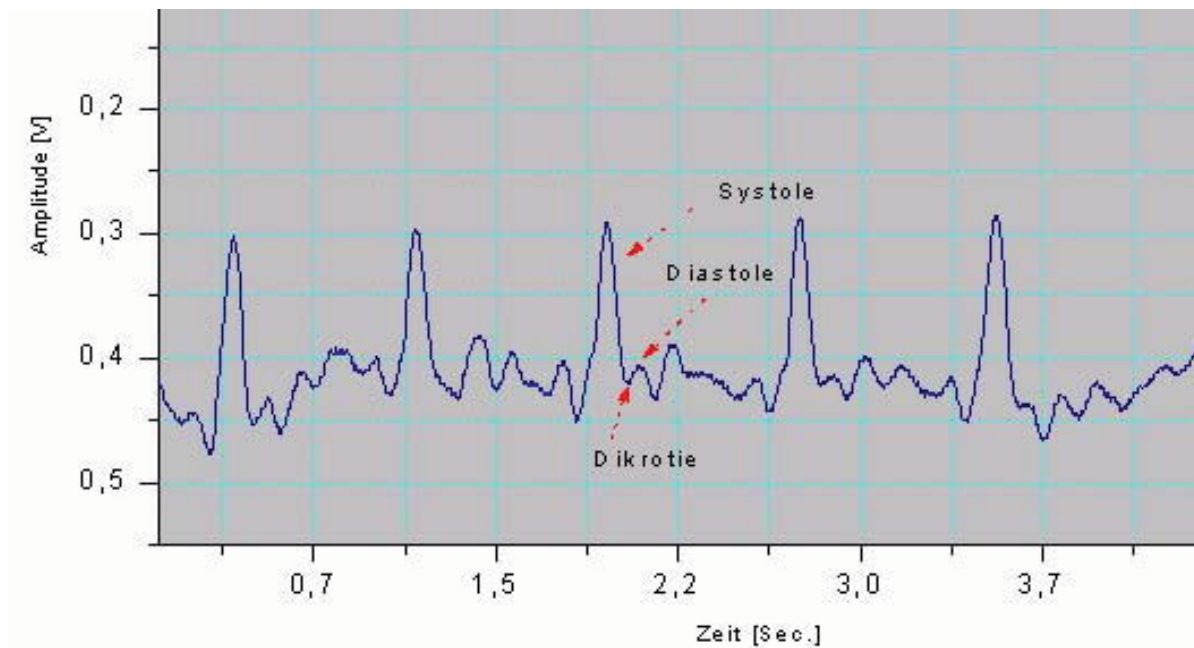


Abbildung 4.16: Ein exemplarisches Messergebnis zur Bestimmung des Herzschlags mit Hilfe eines Bimorphen-Elements auf einem Fahrzeugsitz.[D5]

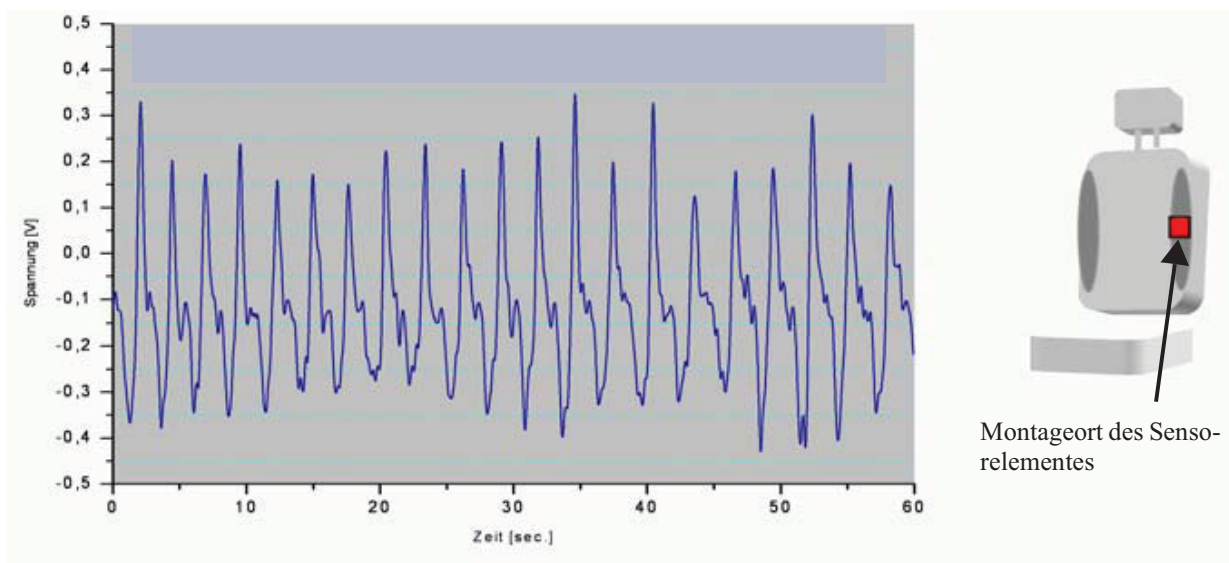


Abbildung 4.17: Messergebnis der Atmungsbestimmung mit Hilfe eines Bimorphen-Elements. Montageort des Elements war die Rückenlehne in Höhe des Herzens (siehe Abbildung). [D5]

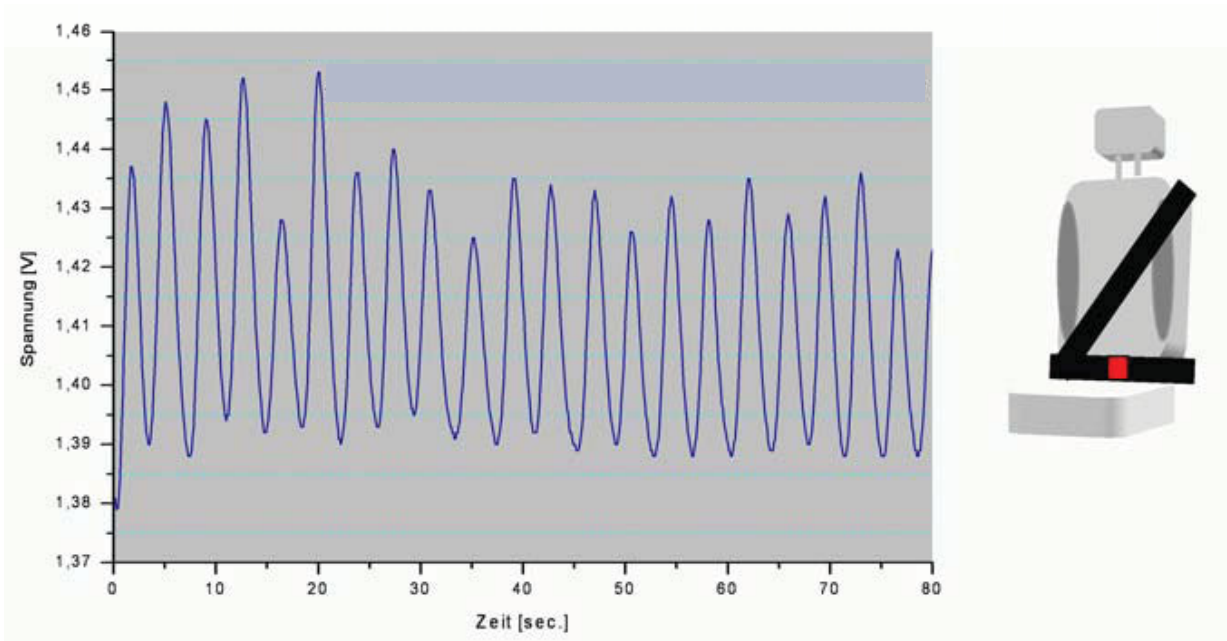


Abbildung 4.18: Messergebnis der Atmungsbestimmung mit Hilfe eines kapazitiven Sensorelements. Montageort des Sensorelements war der Bauchgurt des Sicherheitsgurtes (siehe Abbildung). [D5]

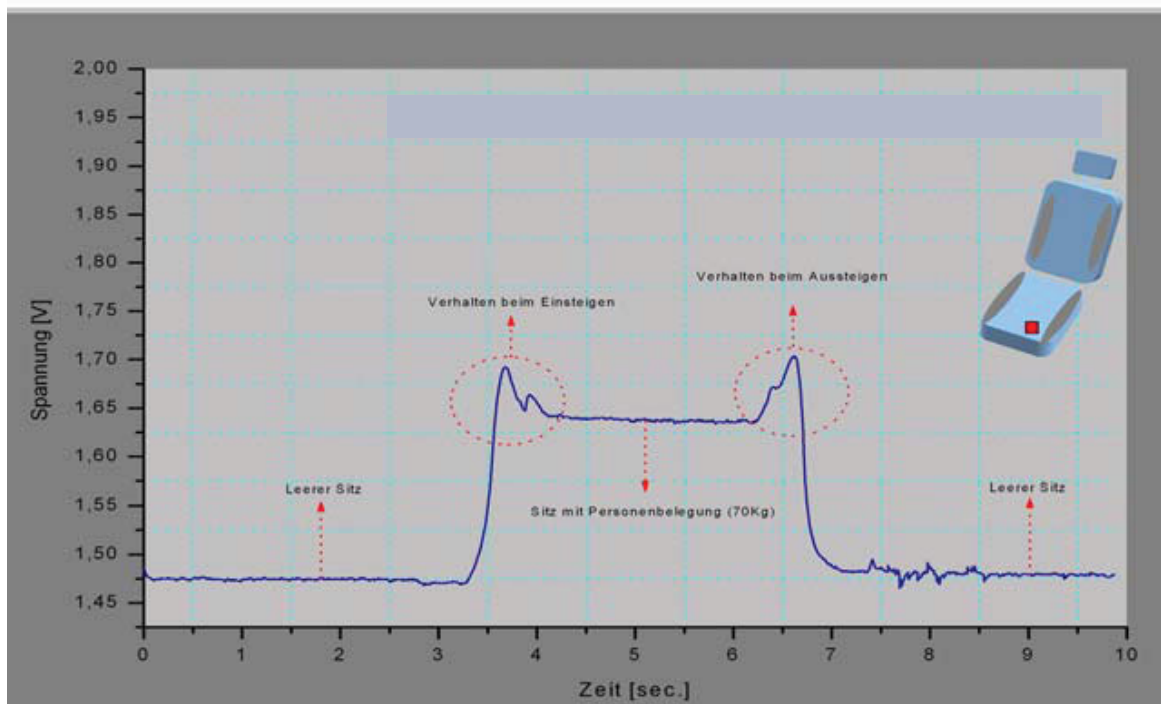


Abbildung 4.19: Messergebnis der Sitzbelegungserkennung mit Hilfe eines kapazitiven Sensorelements. Montageort des Elements ist der vordere Bereich der Sitzfläche (siehe Abbildung). [D5]

Kapitel 5

Analytische und numerische Berechnungen

In diesem Kapitel werden die analytischen und numerischen Berechnungen für die Modellierung des Übertragungskanals im Fahrzeug dargestellt. Als Übertragungskanal wird der Weg der elektromagnetischen Welle zwischen Sende- und Empfangsantennen einschließlich dem Messobjekt und möglicher Störeinflüsse in der Umgebung bezeichnet. In dieser Arbeit wurden zwei verschiedene Zielobjekte betrachtet:

- Das Herz im menschlichen Körper für die Anwendung der Herzschlagmessung.
- Die menschliche Körperoberfläche (Haut) zur Bestimmung des Abstandes zwischen Mensch und Sensor.

In diesen Fällen beinhaltet der Übertragungskanal die beiden „Medien“ Luft und Mensch.

5.1 Beschreibung des Übertragungskanals

5.1.1 Medium Luft

Für eine Wegstrecke in Luft können folgende Beziehungen angenommen werden: Freiraumdämpfung (Freiraumdämpfungsmaß) [G6]:

$$a_0 = 20 \log \left(\frac{4\pi s}{\lambda} \right) \text{ in [dB]}, \quad (\text{Gl 5.1})$$

mit

λ = Freiraumwellenlänge bei der Frequenz f , $f = c_0/\lambda$ = Frequenz und s = Weg der Welle im Freiraum (Luft). Dies entspricht zwei mal der Wegstrecke zwischen dem Sensor und Mensch. Diese Dämpfung beschreibt die Signalabschwächung für die Wegstrecke „Luft“. Weitere Informationen sind unter [G6] und [G13] nachzulesen.

5.1.2 Betrachtete Frequenzbereiche

Für die Anwendung „Herzschlag-Atmungsmessung“ wurden die in der nachfolgenden Übersicht definierten Frequenzbereiche 1 und 2 angedacht. Als Grundlage hierfür wurde die Literaturstelle [MR27] herangezogen. Für die Anwendung „Abstandsmessung“ sollen alle aufgeführten Frequenzbereiche untersucht werden.

Als mögliche verwendbare Frequenzbereiche kommen die ISM - Bänder in Betracht (ISM: Frequenzbereiche für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Anwendungen).

Anwendungen in diesen Bereichen können ohne weitere Frequenzzulassung eingesetzt werden. In dieser Arbeit wurden folgende Frequenzbänder untersucht:

- Frequenzbereich 1: ISM-Band: 2,4 bis 2,5GHz, Mittenfrequenz: 2,45GHz
- Frequenzbereich 2: ISM-Band: 5,725 bis 5,875GHz, Mittenfrequenz: 5,8GHz
- Frequenzbereich 3: ISM-Band: 24 bis 24,25GHz, Mittenfrequenz: 24,125GHz.

Aus der ERC/REC 70-03E, Februar 2002, gibt es noch weitere Randbedingungen

- **Non-Specific Short Range Devices**

2,4 bis 2,4835GHz; 10mW e.i.r.p.

5,725 bis 5,875GHz; 25mW e.i.r.p.

24 bis 24,25GHz; 100mW e.i.r.p.

- **Equipment for Detection Movement and Alert**

2,4 bis 2,4835GHz; 25mW e.i.r.p.

24,05 bis 24,25GHz; 100mW e.i.r.p.

(e.i.r.p: maximale effektive Gesamtleistung, die von der Antenne abgestrahlt werden darf. Dabei muss der Antennengewinn mit einberechnet werden)

5.1.3 Messumgebung Kraftfahrzeug

Abmessungen im Fahrzeug

Um den Übertragungskanal genauer untersuchen zu können, ist die Kenntnis der Fahrzeuggeometrie mit ihren spezifischen Abmessungen nötig. Aus diesem Grund soll in diesem Abschnitt ein kurzer Überblick über die möglichen Distanzbereiche im Kraftfahrzeug gegeben werden. Die Bezeichnungen der verschiedenen Distanzen sind in Abbildung 5.1. angegeben. Als Quelle für die Innenraumabmessungen wurden diverse Automobilzeitschriften (mot; Auto, Motor und Sport) verwendet. In der Tabelle B.7 (Anhang B.4) ist eine Übersicht über die Abmessungen bezogen auf die jeweilige Fahrzeugklasse aufgeführt.

Folgende Fahrzeugklassen wurden für den Vergleich herangezogen (Alle Fahrzeugmodelle waren aus dem Jahr 2002):

- Kleinwagen: Fiat Punto, Opel Corsa, VW Polo
- Untere Mittelklasse: Fiat Stilo, Toyota Corolla, VW Golf
- Mittelklasse: Audi A4, Ford Mondeo, Opel Vectra
- Obere Mittelklasse: Audi A6, BMW 520, Mercedes E220
- Oberklasse: Audi A8, BMW 735, Mercedes S 430
- Mittelklasse Kombi: Ford Mondeo, Nissan Primera
- Van: Fiat Multipla, Opel Zafira

Weitere Klassen, wie die des Smart und die Microklasse, sind in dem Vergleich nicht aufgeführt. Ebenso gibt es in jeder Klasse auch noch die Unterklasse des Kombi. Aus der Tabelle (Anhang B.4, Tabelle B.7) wird ersichtlich, dass für die Abmessungen ein Durchschnitt gebildet werden kann. Die Differenzen zwischen den einzelnen Klassen sind nicht gravierend. Für die hier wichtigen Abmessungen im Frontbereich des Innenraums A und B ergab sich folgendes arithmetische Mittel:

- A: 89.37 - 112.79 gerundet: 89 - 113 cm
- B: 30 - 66.47 gerundet: 30 - 66 cm

Für eine weitergehende Beschreibung des Übertragungskanals müssen zu diesen Abständen noch die Unterschiede in der Personengröße mitberücksichtigt werden.

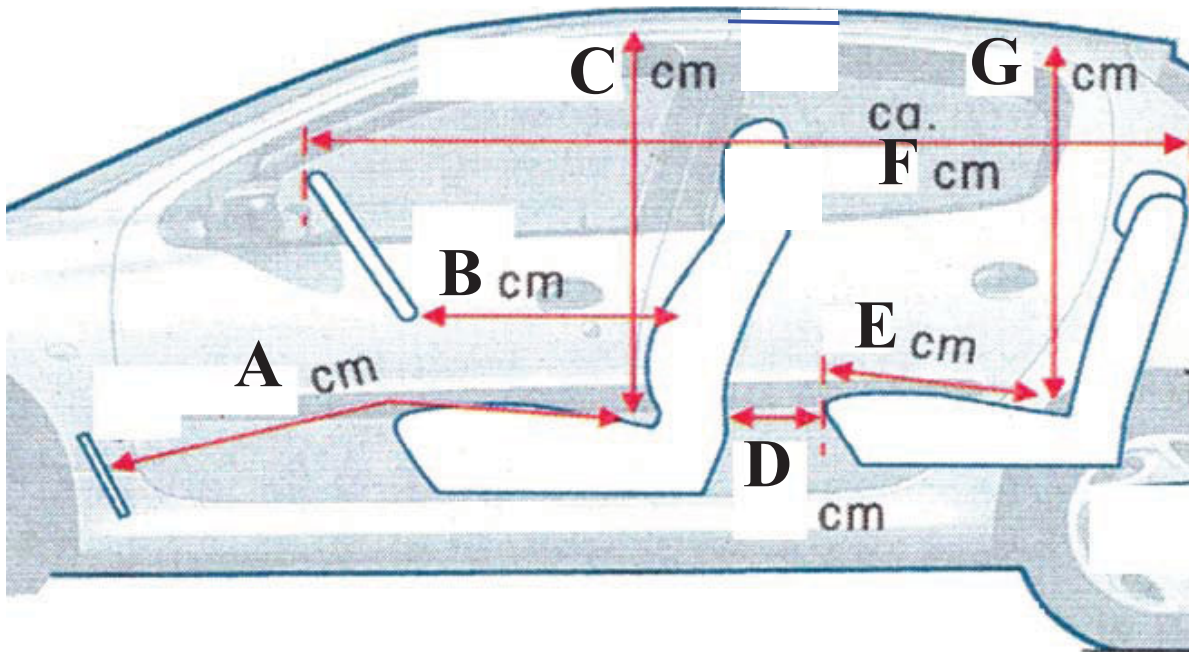


Abbildung 5.1: Definition der Innenraumabmessungen in einem Kraftfahrzeug

5.1.4. Größenunterschiede bei Personen

Die Größenunterscheidung der Menschen in der Bundesrepublik Deutschland kann mit Hilfe einer DIN-Norm durchgeführt werden [Norm1]. Die Werte für die Größen stammen aus dem Jahr 1986. Eine Neuauflage war Sommer 2002 angekündigt, ist aber im Moment noch nicht veröffentlicht. Als Grenzwerte für alle Arten von Objektgestaltungen (Auto, Möbel, usw.) werden folgende zwei Grenzgruppen für Erwachsene angenommen:

- Der sogenannte 95% Mann, d.h. nur 5% der Personen liegen mit ihren Körpermaßen über diesem Grenzwert.
- Die sogenannte 5% Frau, d.h. nur 5% der Personen liegen mit ihren Körpermaßen unter diesem Grenzwert.

In der Tabelle 5.1 sind die Körpermaße aufgeführt, die für diese Arbeit wichtig waren (weitere Informationen, wie die Definition der Abmessung, sind in [Norm1] dargestellt).

Körpermaß	5%-Frau [cm]		95%-Mann [cm]	
	20 bis 25 J.	41 bis 60 J.	20 bis 25 J.	41 bis 60 J.
Reichweite nach vorn	62.5	61.2	79.8	78.1
Körperhöhe	154.4	148.3	186.5	181.6
Schulterbreite zwischen den Akromien	32.6	32.1	42.6	43.1
Körpersitzhöhe	81.2	79.5	97.6	94.7
Schulterhöhe im Sitzen	55.3	53.6	67.1	64.4
Ellenbogen-Griffachsen-Abstand	29.6	28.7	38.7	38.9
Körpertiefe, sitzend (Sitztiefe)	42.8	42.4	54.9	54.4
	5% - Mann [cm]		95% - Frau [cm]	
Körpersitzbreite (Sitzbreite)	32.4	32.6	44.6	46.0
Grenze wurde getauscht, weil Frauen ein breiteres Becken, als Männer besitzen.				

Tabelle 5.1: Körpermaße je nach Körperhaltung. Werte aus DIN-Norm 33402, Oktober 1986

Mit Hilfe dieser Norm und Ergonomieuntersuchungen wurde eine maßgebliche Pkw-Sitzanordnung definiert, siehe Abbildung 5.2 [N6] und [Norm2]. Zu dieser Abbildung gehören noch weitere Körpermaße, siehe Tabelle 5.2. Die Maße aus dieser Tabelle ergeben sich aus den Mittelwerten der DIN-Norm und Berechnungen aus diesen Werten für eine ergonomische Sitzposition [Norm2] und [N6].

	5%-Frau [cm]	50%-Mensch [cm]	95%-Mann [cm]
1	21.0	23.7	26.4
2	23.6	26.8	30.1
3	40.1	44.7	49.3
4	35.7	40.4	45.2
5	41.8	47.6	53.5
6	10.2	10.7	12.0
Größe	150.0	165.0	184.9

Tabelle 5.2: Körpermaße zur Abbildung 5.2

Um die Grenzfälle bei den Sitzposition (5%-Frau & 95%-Mann) besser darstellen zu können, sind in den Abbildungen 5.3 und 5.4 die Situationen einmal von der Seite (Abbildung 5.3) und einmal von oben (Abbildung 5.4) dargestellt.

Mit Hilfe der Werte aus Tabelle 5.2 können nun Volumen im Innenraum definiert werden, in denen sich die Oberkörper der Personen im Frontbereich befinden. Zur Vereinfachung soll zuerst das Volumen auf der Fahrerseite betrachtet werden. Auf der Beifahrerseite ist die Abschätzung stark vom Amaturenbrett des Fahrzeugs abhängig. Auf der Fahrerseite können die Abstände sehr gut relativ zum Lenkrad bestimmt werden, siehe Abbildung 5.1 und [Norm2]. Es sollen für dieses Volumen die ergonomisch richtige Sitzposition angenommen werden, siehe Abbildung 5.2. Für die Betrachtung des Volumens wurde noch folgendes Ergebnis aus der Pkw-Konstruktion mitverwendet: Die Sitzverstellung, damit in einem Sitz sowohl eine 5%-Frau als auch ein 95%-Mann richtig ergonomisch sitzen kann, beträgt 25cm. Ebenso kann der Sitz bei einer Verschiebung nach vorne um ca. 8cm angehoben werden.

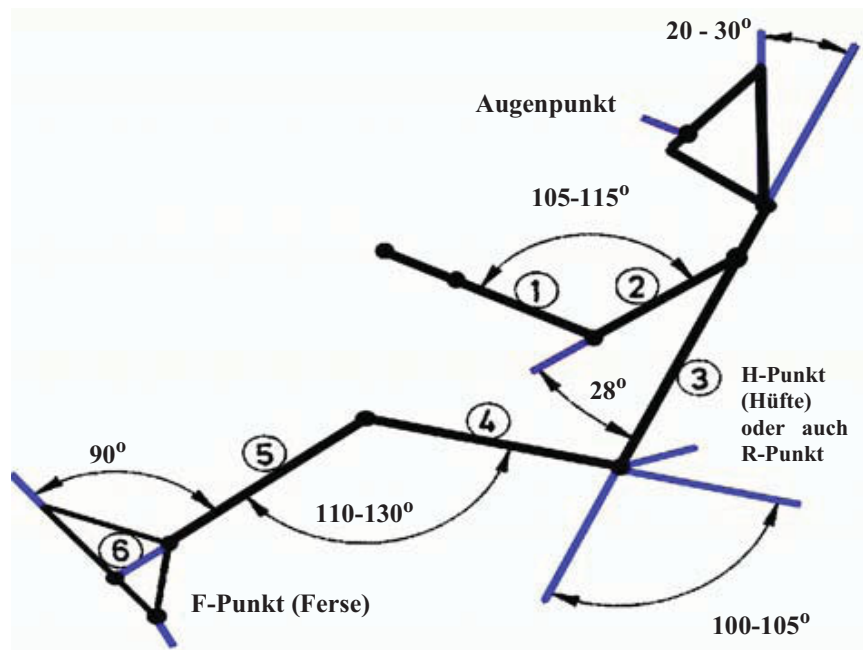


Abbildung 5.2: Körpermaße für verschiedene Körpergrößen. Die angegebene Sitzposition ist für Pkw-Sitzpositionen maßgebend.

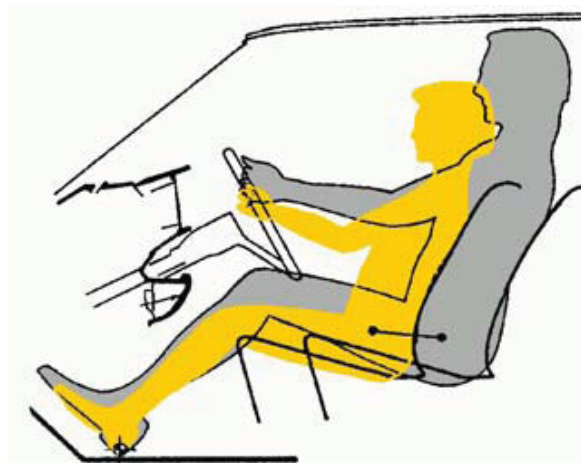


Abbildung 5.3: 5%-Frau und 95%-Mann auf dem Fahrersitz mit Blickrichtung von der Seite. Bildquelle [A1]

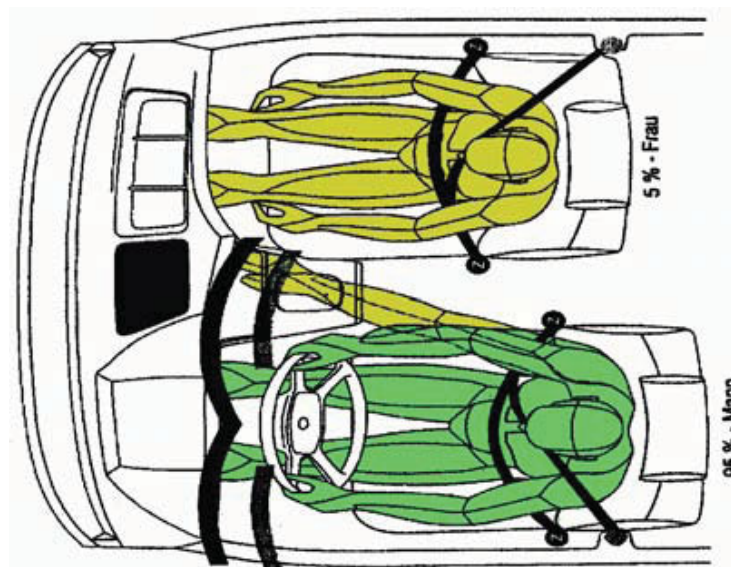


Abbildung 5.4: Sitzabstände im Fahrzeug (Blick von oben). Bildquelle [A1]

5.1.5. Bestimmung des räumlichen Volumens

In diesem Kapitelabschnitt soll nun das räumliche Volumen bestimmt werden, in dem sich der Oberkörper bei einer „ergonomisch“ richtigen Sitzposition, abhängig von der Personengröße auf der Fahrerseite, befinden kann. Alle Grenzen werden in der Abbildung 5.5 mit Hilfe eines geometrischen Körpers dargestellt.

Grenze 1: Volumengrenze nach vorne (zum Lenkrad)

Bei der Addition der Werte 4 und 5 für die 5%-Frau aus Tabelle 5.2 fällt auf, dass die Summe = 77.5 cm beträgt. Dieser Wert ist kleiner als alle Werte für die Abmessung A aus Tabelle 5.1. Um aber den schlechtesten Fall (geringster Abstand) berücksichtigen zu können, wird der Wert für die Abmessung A auf 80cm gesetzt (da die Werte der Norm aus dem Jahr 1986 stammen und generell die Bevölkerung etwas größer geworden ist). Dies ergibt einen horizontalen Abstand vom Fersenpunkt bis zum Hüftpunkt von 75cm (Winkel zwischen Oberschenkel und Unterschenkel betrug 110°). Der Abstand Schulter bis zum Lenkrad kann mit den Werten 1 und 2 aus Tabelle 5.2 berechnet werden. Hieraus resultiert für eine 5%-Frau ein Wert von ca. 35cm. Um an das Lenkrad zu kommen, muss der Sitzwinkel dann 20° betragen. Aus der Din-Norm [Norm1] ist die Körpertiefe für eine 5%-Frau mit ungefähr 25cm angegeben. Bei der Annahme, dass die Körpertiefe bezogen auf den Schultermittelpunkt halbiert werden kann, ergibt sich für den Abstand Brustkorb/Lenkrad bei dem Fall einer 5%-Frau **20 bis 25cm**. Dieser Wert konnte mit Hilfe von Messungen im Pkw bestätigt werden. Eine Unterschreitung dieses Werts ist noch möglich, wenn eine kleine Person nicht die richtig Sitzposition einnimmt und zu aufrecht im Fahrzeug sitzt. Dieser Fall kann aber als „falsche Sitzposition“ bezeichnet werden und soll nur gesondert betrachtet werden (z.B. Airbagauslösung, Kapitel 4.1.4). Alle Winkel und Bezeichnungen sind in der Abbildung 5.2 eingetragen. Wenn man dieselbe Berechnung mit dem 95%-Mann durchführt, kommt man auf einen Abstand von **35-40cm** von Lenkrad horizontal bis auf den Brustkorb.

Grenze 2: Volumengrenze in der Breite

Für die Lage des Brustkorbs in der seitlichen Auslenkung soll ebenso die normale Sitzposition vor dem Lenkrad betrachtet werden. Bei dieser Position sitzt der Fahrer mittig auf dem Sitz und die Auslenkung nach links und rechts beträgt **21.55cm** (95%-Mann /Schulterbreite).

Grenze 3: Volumengrenze nach Hinten

Das Volumen wird durch die maximale Sitzverschiebung nach hinten auf **66cm** begrenzt, siehe Tabelle 5.1 Spalte B. Dieser Wert gilt wiederum für die ergonomisch richtige Sitzposition und gemessen von der Unterkante des Lenkrad horizontal zum Sitz. Viele große Personen drehen aber ihren Sitz flacher (maximaler Winkel 60°). Für diese Sitzverstellung gibt es keine veröffentlichten Werte. Aus diesem Grund wurde an einigen Personen Abstandsmessungen im Pkw durchgeführt. Der Abstandswert für Personen, die im Bereich der 95%-Personengröße lagen, betrug: **40-48cm**.

Grenze 4: Volumengrenze nach Oben

Diese Grenze wird bestimmt durch eine fast senkrechte Sitzposition eines 95%-Mannes (Schulterhöhe im Sitzen): **64.4cm**. Sie beinhaltet auch die Schulterhöhe einer 5%-Frau, auch wenn sie mit ihrem Sitz nach „vorne-oben“ rutscht.

Um auch die „falschen“ Sitzpositionen (siehe Kapitel 4.1.4. und Anhang B) zu berücksichtigen, ist dieses Volumen ebenfalls in Abbildung 5.5 rot eingezeichnet. Diese Volumina spielen bei der Steuerung der Airbagauslösung eine wichtige Rolle (siehe Kapitel 4.1.4). Für die Herzschlag- und Atmungsbestimmung soll aber der „normale“ Volumenbereich betrachtet werden. Das Volumen aus Abbildung 5.5. kann auch für die Beifahrerseite verwendet werden. Hierzu muss der Fußraum und das Amaturenbrett des jeweiligen Fahrzeugs betrachtet werden. Als Tiefenwert für das Volumenteil am Amaturenbrett kann zwischen 20 bis 40cm angenommen werden. Das Volumenteil für die „normale“ Sitzposition ist von der Sitzverstellung und der räumlichen Montage des Beifahrersitzes abhängig.

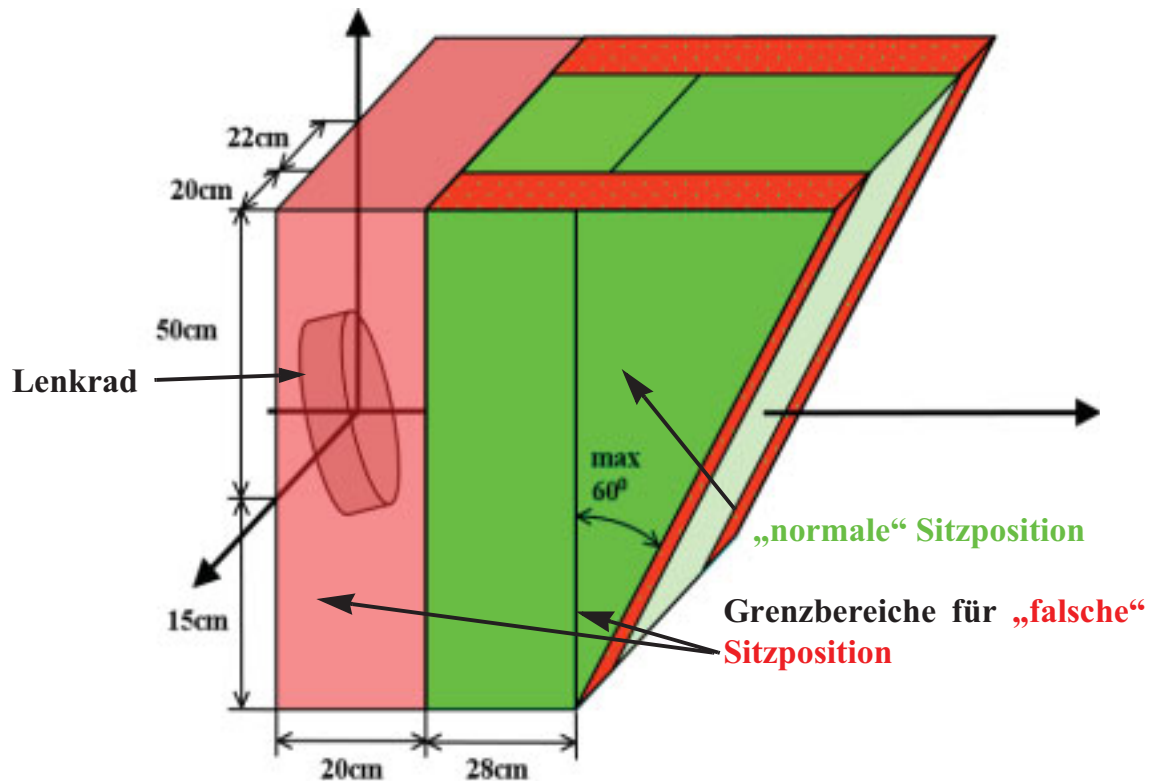


Abbildung 5.5: Volumen für den Oberkörper im Kraftfahrzeuginnenraum bezogen auf das Lenkrad

5.2 Der Mensch als Messobjekt

Ein wichtiger Aspekt bei der Betrachtung des gesamten Übertragungskanal spielte der Mensch. Der menschliche Körper bildet ein komplexes Gebilde. Zwei Punkte sind dabei im Wesentlichen zu beachten:

- Zum einen die elektrischen Eigenschaften der verschiedenen Gewebearten,
- und zum Zweiten die Anatomie des menschlichen Körpers.

Elektrische Eigenschaften

Insgesamt wird der ganze Körper in ca. 40 verschiedene Gewebearten unterteilt [MR28]. Jede Gewebeart hat bezogen auf die Frequenz unterschiedliche elektrische Eigenschaften (Dielektrizitätskonstante, Verluste im Gewebe, usw.), siehe hierzu Anhang B. Aus diesem Grund sind für die Messungen des Herzschlags mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen Kenntnisse über die Reflexion von Wellen an dielektrischen Grenzschichten nötig, siehe auch Anhang B.

Räumliche Lage des Herzens im menschlichen Körper

Die räumliche Anordnung des menschlichen Herzens im Körper ist je nach Person etwas unterschiedlich. Prinzipiell kann gesagt werden, dass das Herz sich in der Mitte des Brustkorbs mit einer leichten Drehung nach links befindet. Aus diesem Grund sind dieser Arbeit im Anhang B einige anatomische Schnittbilder angefügt. Aus diesen Schnitten ist ersichtlich, dass eine Bestimmung des Herzschlags, der durch Reflexion der Wellen am Herzen gemessen werden soll, besser von vorne zu realisieren ist. Eine Messung von hinten kann an der größeren Gewebedicke scheitern. Wenn man sich nur einen kleinen Ausschnitt aus solch einem Bild betrachtet, ist zu sehen, dass bei dem Einfall einer Welle erst verschiedene Gewebearten durchlaufen werden müssen. In der Abbildung 5.6 ist ein solcher Ausschnitt dargestellt. In ihm sind zur Vereinfachung nur zwei mögliche Signalwege eingezeichnet. Für eine vollständige Betrachtung des Signals ist natürlich die Berücksichtigung aller möglichen Wege nötig. Die Berechnung wird dadurch erschwert, dass, wie oben schon erwähnt, alle Menschen sich in ihrem Aufbau leicht unterscheiden. Die grundlegende Schichtenfolge ist aber bei allen Personen gleich. Ein weiteres Problem bei der vollständigen Signalbetrachtung im Menschen ist, dass die Gewebedicken je nach Zustand schon bei einer Person (z.B. Diät) variieren können und es keine homogene Schichtdicken im Körper gibt. Ebenso variieren die Grenzflächenbedingungen (Winkel im Raum) zwischen zwei Gewebearten, da es zwischen den Geweben keine glatten Flächen gibt. Zusätzlich dazu verändern sich die Winkel durch Bewegungen des menschlichen Körpers. Um eine grundsätzliche Abschätzung über die möglichen Frequenzbereiche machen zu können, wurde zunächst ein vereinfachtes Schichtmodell erstellt. Dieses vereinfachte Körpermodell wird im nächsten Kapitel näher beschrieben.

5.3 Analytische Berechnungen am vereinfachten menschlichen Körpermodell

Vereinfachtes Schichtmodell

Bei der Betrachtung verschiedener Menschaufnahmen und nach Rücksprache mit Medizinern ergab sich folgende Schichtfolge für den kürzesten Weg von der Oberfläche zum Herzen. Dieser Weg führt direkt durch das Brustbein, siehe auch Abbildung 5.6. Für die Frequenzbereichsabschätzung sollen zwei verschiedene Wege exemplarisch für alle anderen untersucht, dargestellt werden. Diese beiden Wege sind in der Abbildung 5.6 eingezeichnet. Für Sie ergeben sich für ein vereinfachtes Körpermodell folgende Gewebeschnittfolgen:

Für den definierten Weg 1:

Luft-Haut-Fett-Knochenhülle-Knocheninnenraum-Knochenhülle-Fett-Herz

Für den definierten Weg 1+:

Luft-Haut-Fett-Muskel-Knochenhülle-Knocheninnenraum-Knochenhülle-Fett-Herz

Bei der Bezeichnung Knocheninnenraum kann es sich sowohl um Knochenmark als auch um Knochen (Innen) handeln. Bei Knochen (Innen) ist das Gewebe so definiert, dass es sich um die Knochenbälkchen (Spongiosa) und um das rote Knochenmark handelt.

Bei der Bezeichnung Knochenmark handelt es sich um das gelbe Knochenmark. Die Dicken der Gewebeschichten wurden einem Schnittbild entnommen, welches in einem Massstab 1:1 vorlag [Visibel Human]. Die Grenzflächen werden zur Vereinfachung als parallele Ebenen angenommen. Mit diesen Vereinfachungen und den gemessenen Dicken ergeben sich Schichtbilder für die Wege 1 und 1+, wie in den Abbildungen 5.7 und 5.8 dargestellt.

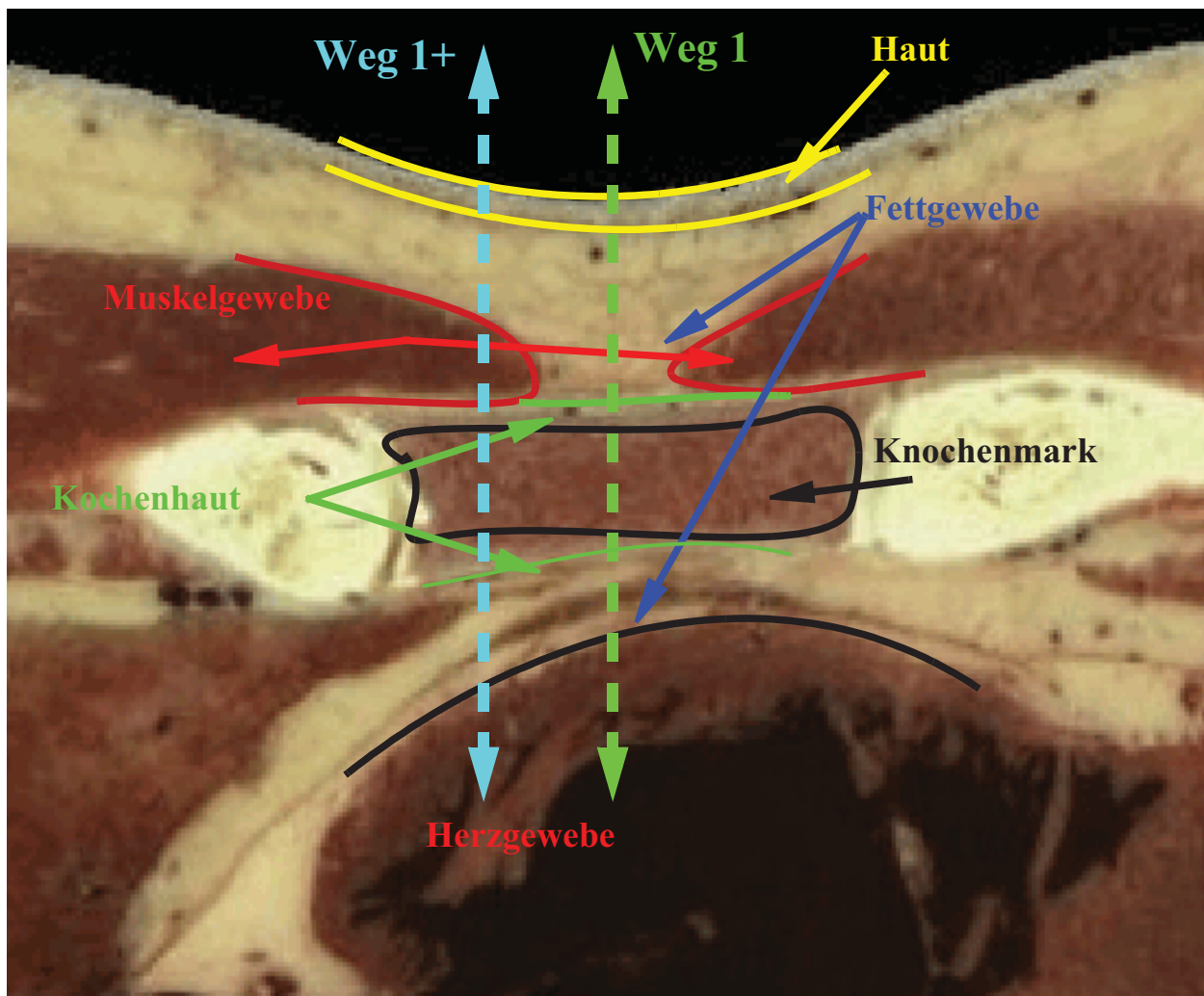
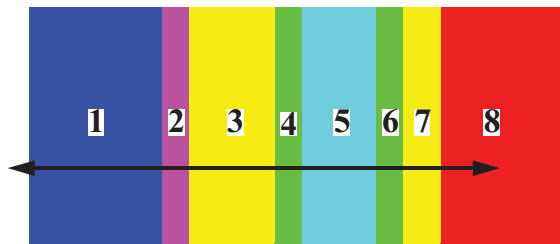
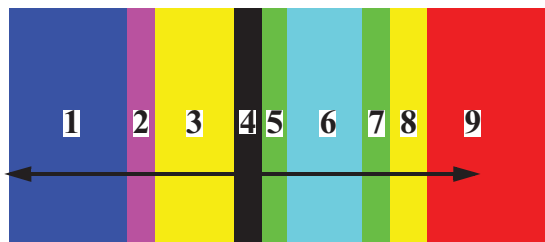


Abbildung 5.6: Ausschnitt aus Abbildung B.3. (Anhang B). Durch die Longitudinalachse in Höhe des 8 Brustwirbels / Transversalebene / caudal Ansicht. Bildquelle [M30]

Weg 1:

- | | |
|-------------------------|------|
| 1. Luft: | |
| 2. Haut: | 1mm |
| 3. Fettschicht 1: | 13mm |
| 4. Knochenhülle 1: | 2mm |
| 5. Knochen (Innenraum): | 13mm |
| 6. Knochenhülle 2: | 2mm |
| 7. Fettschicht 2: | 2mm |
| 8. Herz | |

Abbildung 5.7: Vereinfachte Schichtfolge für einen Signalweg durch das Brustbein „von vorne“. Definition dieser Schichtfolge: Weg 1

Weg 1+:

- | | |
|-------------------------|------|
| 1. Luft: | |
| 2. Haut: | 1mm |
| 3. Fettschicht 1: | 10mm |
| 4. Muskel: | 4mm |
| 5. Knochenhülle 1: | 2mm |
| 6. Knochen (Innenraum): | 9mm |
| 7. Knochenhülle 2: | 2mm |
| 8. Fettschicht 2: | 1mm |
| 9. Herz | |

Abbildung 5.8: Zweite vereinfachte Schichtfolge für einen Signalweg durch das Brustbein „von vorne“. Definition dieser Schichtfolge: Weg 1+

5.3.1. Analytische Berechnung bei der Frequenz 2.45GHz

Für eine einfallende ebene Welle soll nun für die vereinfachten Gewebefolgen (Weg 1 und Weg 1+) und mit den Formeln aus Abschnitt H. der Betrag der Leistung auf diesen Wegen berechnet werden. Für die analytische Berechnung der Signalleistungen im Gewebe werden die Gleichungen Gl H.54 bis H.62 angewendet. Für die Bestimmung der Reflexionen und Dämpfungen sind noch die Gewebeparameter nötig, siehe hierzu Anhang B.

Frequenz 2.45GHz und senkrechter Einfall der ebenen Welle auf das vereinfachte Körpermodell

Für den Weg 1 (Abbildung 5.7) ergeben sich mit den Gleichungen für die Reflexion und Transmission von elektromagnetischen Wellen an Grenzschichten (Anhang H) folgende Berechnungsergebnisse (Tabelle 5.3 und 5.4):

Weg 1: Reflexion und Transmission an den Gewebestoßstellen

	Luft / Haut trocken	Haut trocken / Fett	Fett / Knochen (Hülle)	Knochen / Knochenmark	Knochenmark / Knochen	Knochen/ Fettgewebe	Fettgewebe / Herz
$ r $	0.7278	0.4636	0.1965	0.1965	0.1965	0.1966	0.5335
$1 - r ^2$	0.4703	0.7859	0.9614	0.9614	0.9613	0.9614	
$1 - r ^2$ in dB	-3.276	-1.046	-0.171	-0.171	-0.171	-0.171	
$ r ^2$							0.2846
$ r ^2$ in dB							-5.458

Tabelle 5.3: Reflexion und Transmission an den Gewebestoßstellen auf dem Weg 1

Weg 1: Dämpfungen in den einzelnen Gewebeschichten

	Haut trocken	Fettgewebe	Knochen (Hülle)	Knochenmark	Knochen (Hülle)	Fettgewebe	Herz
d	1mm	13mm	2mm	13mm	2mm	2mm	
E	2.2573cm	11.702cm	4.5779cm	12.884cm	4.5779cm	11.702cm	
Lt	95.66%	89.4%	95.72%	89.4%	95.72%	98.3%	
Lt in dB	-0.1927	-0.4866	-0.18997	-0.4866	-0.18997	-0.07446	
Lauf	20,55	99,59	22,5	99,75	22,5	15,32	

Tabelle 5.4: Dämpfungen in den einzelnen Gewebeschichten auf dem Weg 1

Bemerkung zu Tabelle 5.4:

d: Dicke der Gewebeschicht

E: Eindringtiefe für diese Gewebeart bei der Frequenz 2.45GHz

Lt: Wert in%, auf den die Leistung am Ende der Gewebeschicht abgesunken ist. Dieser Wert wird auf die transmittierte Leistung in dieser Gewebeschicht bezogen

Lt in dB: Leistungsabfall in dB.

Lauf: Laufzeit in diesem Gewebeabschnitt. Einheit ps

Die Tabellen für den **Weg 1+** sind im Anhang B angefügt.

Für die Betrachtung des Dämpfungsverlaufs im Gewebe ergibt sich folgendes Diagramm (Abbildung 5.9). Zur Vereinfachung ist die Dämpfung in den Gewebeschichten linear dargestellt. Zusätzlich wurde folgende Normierung und Definitionen für die graphische Darstellung festgelegt: die Leistung an der Hautoberfläche wird auf „1“ (Einheit W) gesetzt und die elektromagnetische Welle fällt jeweils senkrecht auf die einzelnen Stoßstellen ein. Bei der zusätzlichen Berücksichtigung der Laufzeit in den einzelnen Gewebeschichten ergibt sich ein Diagramm, wie in Abbildung 5.10 dargestellt. Der dort dargestellte Verlauf gilt wieder für das vereinfachte Schichtmodell und den Weg 1 (Werte für das Diagramm wurden mit der Tabelle 5.3 und 5.4 ermittelt). Aus den Diagrammen in Abbildung 5.9 und 5.10 ist zu erkennen, dass am Übergang zwischen Fettgewebe und Herzgewebe sich eine größere Stoßstelle im Körper befindet als auf dem sonstigen Signalweg zum Herzen. Dadurch ist die Auswertung der Herzbewegung mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen

aussichtsreich. Um eine genauere Aussage über Störungen durch Mehrfachreflexionen machen zu können, sind in Abbildung 5.11 Signalwege von Mehrfachreflexionen in den ersten Gewebeschichten auf dem Weg 1 dargestellt. Diese Mehrfachreflexionen gelten für den Weg 1. Aus dem Diagramm wird ersichtlich, dass alle Mehrfachreflexionen wesentlich stärker gedämpft werden, als der gewünschte Signalweg (dickere Linien). Eine Beeinflussung und Störung der Signale, welche auf dem Weg 1 vom Herzen kommen, ist dadurch gering. Zum Vergleich wird in Abbildung 5.12 noch das analytische Ergebnis für den Weg 1+ dargestellt.

Es wurden noch weitere Signalwege auf diese Weise untersucht. Für alle betrachteten Wege „von vorne“ konnte ein vergleichbarer Dämpfungsverlauf ermittelt werden. Die betrachteten Wege 1 und 1+ besaßen aber die geringste Signaldämpfung von allen betrachteten Wegen. Die anderen Wege besitzen eine im Schnitt um 10 bis 15dB größere Signalwegsdämpfung wie die Wege 1 und 1+. Der Grund dafür ist, dass auf den anderen Wegen größere Reflexionen an den Stoßstellen zwischen Muskel / Festgewebe, Knorpel / Fettgewebe und Muskeln / Knochenhülle auftreten. Dies wird durch die größeren Unterschiede in den Dielektrizitätskonstanten an diesen Stoßstellen verursacht. Ein weiterer Grund für die erhöhte Dämpfung auf diesen Wegen ist, dass in den Gewebearten Knorpel, Muskel und Lunge, im Vergleich zum Fettgewebe und den Knochengeweben die Leitfähigkeit geringer ist. Ein exemplarischer Leistungsverlauf für einen solchen Weg mit höherer Dämpfung (Weg 2) ist in Abbildung 5.13 dargestellt.

Eine mögliche Gewebeabfolgeannahme für diesen Weg (**Weg 2**) wurde wie folgt angenommen: Haut (0,2cm)/Fett (1,5cm)/Muskel (2,5cm)/Fett (0,5cm)/Lunge (1,5cm)/Fett (0,2cm)/Herz. Das Berechnungsergebnis dazu ist in Abbildung 5.13 dargestellt.

Einfall der elektromagnetischen Welle „von hinten“ auf den menschlichen Körper.

Um eine Integrationsmöglichkeit des Radarsensors in der Rückenlehne des Sitzes zu untersuchen, wurden auch zwei mögliche Wege „von hinten“ untersucht. Diese zwei Wege sind:

1. Weg durch die Wirbelsäule

Bei diesem Weg treten mindestens 12 Stoßstellen auf, siehe Abbildung B.2 und B.3. Die Wegstrecke, die bei diesem Signalweg einfach zurückzulegen ist, beträgt mindestens 14cm. Durch die vielen Stoßstellen und die Parameter der dazugehörigen Gewebearten kommt der Weg „durch die Wirbelsäule“ nicht als Signalweg in Frage, d.h. die Signaldämpfung ist zu groß (im Vergleich zu Weg 1 um 60 dB größer), so dass die Leistung des Empfangssignals zu gering ist.

2. Weg an der Wirbelsäule vorbei

Bei diesem Weg treten 5 Stoßstellen auf, siehe dazu Abbildung B.2 und B.3. Die Gewebeabfolge und die Dicken für diesen einen Weg sind:

Haut (1mm)/Fett (1cm)/Muskeln (4cm)/Fett (0,7cm)/Lunge (7,5cm)/Fett (2mm)/Herz.

Für diesen Signalweg wurde ebenfalls ein Leistungsdiagramm über den Weg berechnet, siehe Abbildung 5.14. Auch dieser Signalweg eignet sich nicht, da auch hier die Signaldämpfung, im Vergleich zu Weg 1 um 40 dB größer ist.

Frequenz 2.45GHz und schräger Einfall von „vorne“

Für diese Betrachtung wurde das vereinfachte Schichtmodell für die Wege 1 und 1+ beibehalten. Bei dem verwendeten Schichtmodell verlaufen die Stoßstellen parallel, d.h. bei der Anordnung ist der Ausfallswinkel auf das Medium gleich dem Einfallswinkel in das Medium beim Einfall einer ebenen Welle, siehe dazu Kapitel 2. Der maximale Winkel, in dem eine Welle auf dem menschlichen Körper unter solch einer Modelannahme einfallen darf, ist 74° . Diese Vereinfachungen über das verwendete Schichtmodell können aber nur für den Bereich „Einfall der Welle von vorne“ und einem Signalweg über das Brustbein (Weg 1 und 1+) gemacht werden. Für alle anderen Wege ist die Annahme nicht mehr ganz richtig, weil der Signalweg im Körper zu lang wird, und erstens die dadurch auftretenden Winkel eine Schichtfolgenänderung ergeben können, und zweitens die Grenzschichten nicht mehr parallel angenommen werden können (siehe dazu auch die Abbildung in Anhang B).

Genauere Berechnungen ergaben folgendes Ergebnis: Die wichtigste Schichtfolge, für einen Grenzwinkel, bei einem schrägen Einfall ist die Grenzschicht zwischen Luft und Haut. Trifft ein Signalanteil mit einem Winkel größer 9° (bezogen auf die Senkrechte der Grenzschicht) vom Körperinneren auf diese Grenzschicht, so tritt kein Anteil aus dem Körper heraus. Da der Körper aber ein sehr komplexes Gebilde ist, kann angenommen werden, dass es immer genug Signalanteile gibt, die auf den Wegen durch das Brustbein von „vorne“ am Herzen reflektiert wurden und wieder aus dem Körper austreten. Dieses Ergebnis soll mit Hilfe von numerischen Feldberechnungen bestätigt werden, siehe dazu Abschnitt 5.4.2.

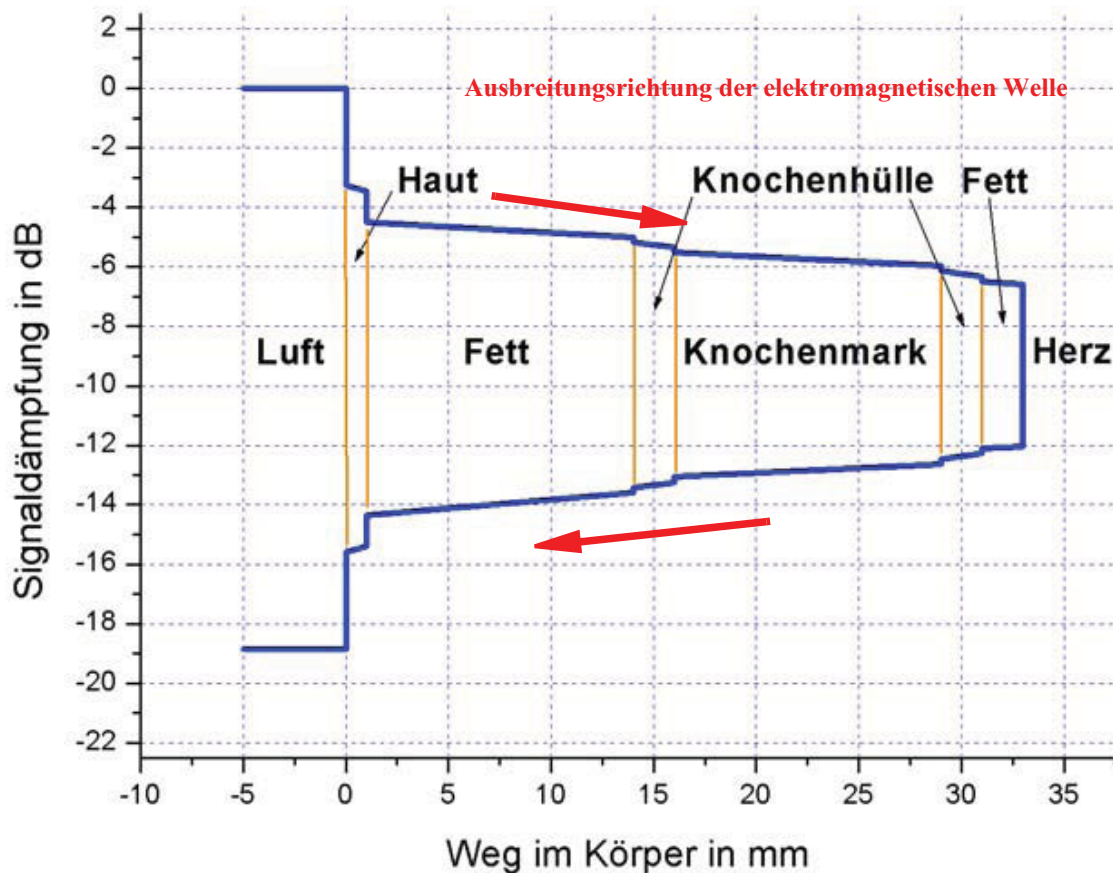


Abbildung 5.9: Signalleistungsverlauf in dB über der Körpertiefe in mm. Dieser Verlauf gilt für das vereinfachte Schichtmodell und dem betrachteten Weg 1. Zur einfacheren Darstellung wurde die Dämpfung im jeweiligen Gewebe als linear angenommen

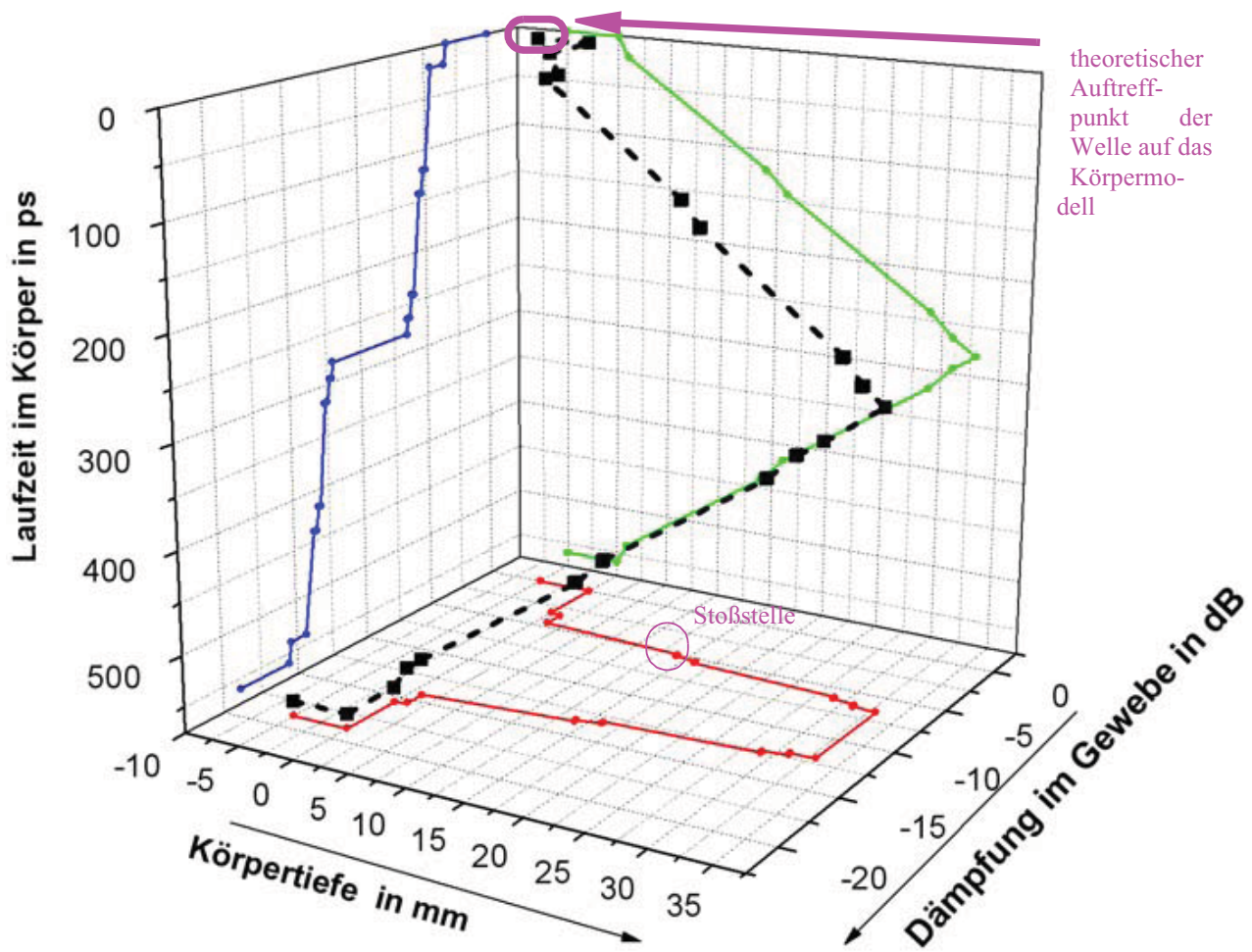


Abbildung 5.10: Dämpfungsverlauf und Laufzeit in den einzelnen Gewebeschichten. Dieser Verlauf gilt für das vereinfachte Schichtmodell und dem betrachteten Weg 1.

Wobei die rote Kurve die Dämpfung in dB über der Körpertiefe darstellt. Die grüne Kurve stellt die Laufzeit der Welle über der Körpertiefe dar und die blaue Kurve zeigt die Laufzeit in den einzelnen Gewebeartenabschnitten über der Dämpfung in diesen Geweben. Die schwarze Kurve ist die 3D-Darstellung. Der Auftreffpunkt auf das Körpermodell befindet sich oben (hinten), der Austrittspunkt aus dem Körper unten (vorne)

5.3.1.1 Zusammenfassung der analytischen Berechnungen bei 2,45GHz

Mit Hilfe der gewonnen Ergebnisse kann nun gesagt werden, dass sich bei der Frequenz 2,45GHz eine Eindringtiefe in den Körper ergibt, die es ermöglicht, die Herzbewegung zu bestimmen. Die Dämpfungen und Reflexionen im Muskelgewebe und in der Lunge sind im Körper auf dem Weg „von Vorne“ die größten, siehe auch Tabelle 5.3 und 5.4 und Anhang B. Generell kann gesagt werden, dass ein Einfall der Wellen von „vorne“ auf den menschlichen Körper aus Gründen des anatomischen Aufbaus vorteilhaft ist. Die Dämpfung von „hinten“ ist im Vergleich zu von „vorne“ um 40dB größer. Diese größere Dämpfung ist für eine sinnvolle Detektion der Herzbewegung zu groß (Signalwegdämpfungen von 65dB und mehr). Eine Aussage über den Austrittswinkel in Bezug auf den Einfallswinkel ist beim schrägen Einfall auf den Körper nur schwer zu bestimmen. Die Unterschiede in den Abmessungen und den Winkeln an den Grenzflächen sind für verschiedene Personen zu unterschiedlich. Diese Problematik soll aber mit Hilfe von numerischen Feldberechnungsprogrammen genauer untersucht werden (Abschnitt 5.4.2).

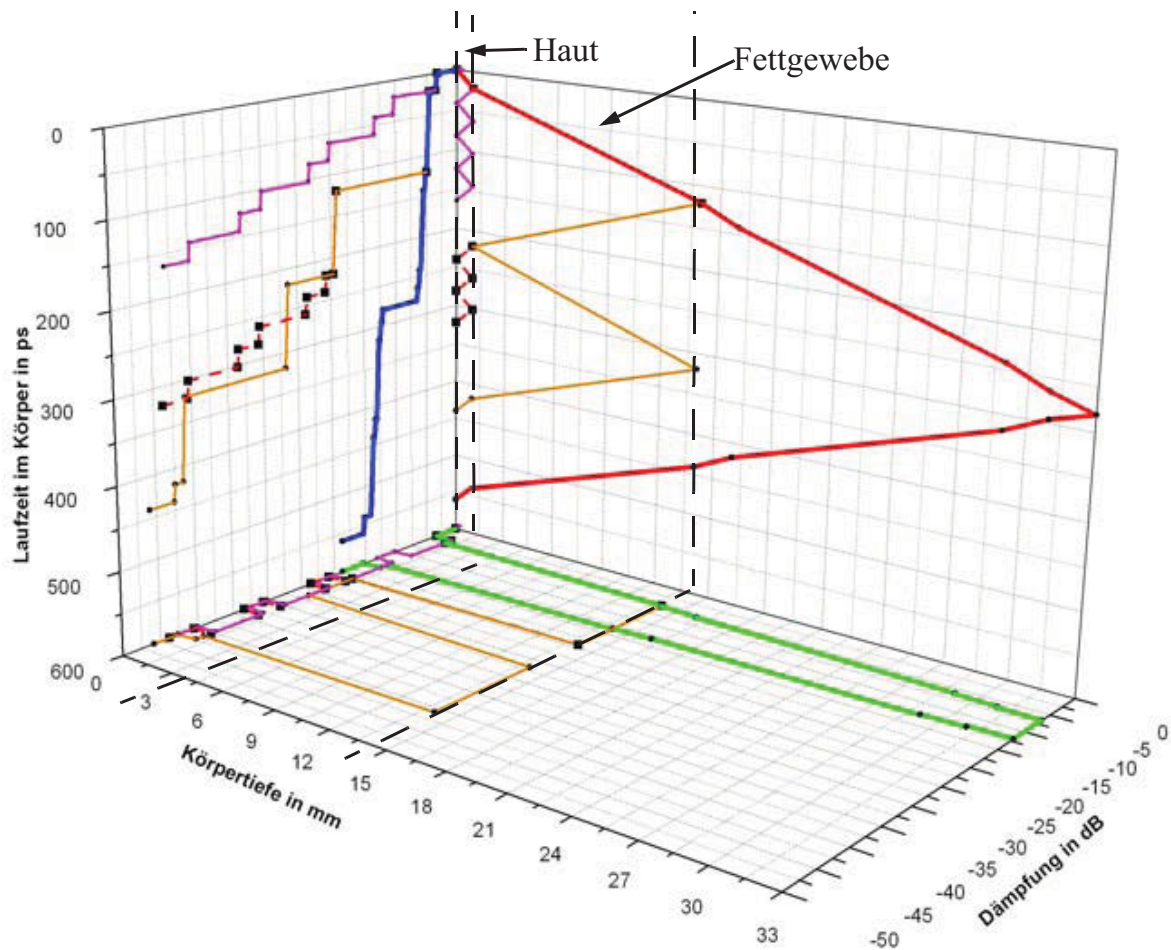


Abbildung 5.11: Mehrfachreflexionen in den ersten zwei Gewebeschichten für den Weg 1

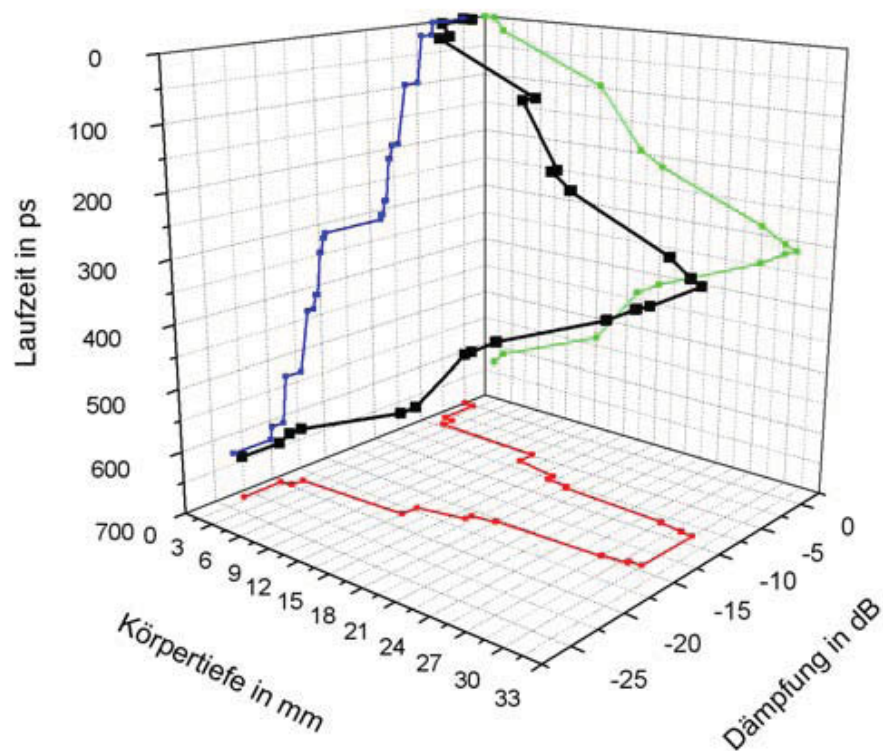


Abbildung 5.12: Darstellung der Signaldämpfung (Betrug der Signalleistung) über den Weg 1+ im menschlichen Körper. Als dritter Parameter ist noch die Laufzeit des Signals über der Dämpfung und der Körpertiefe aufgetragen.

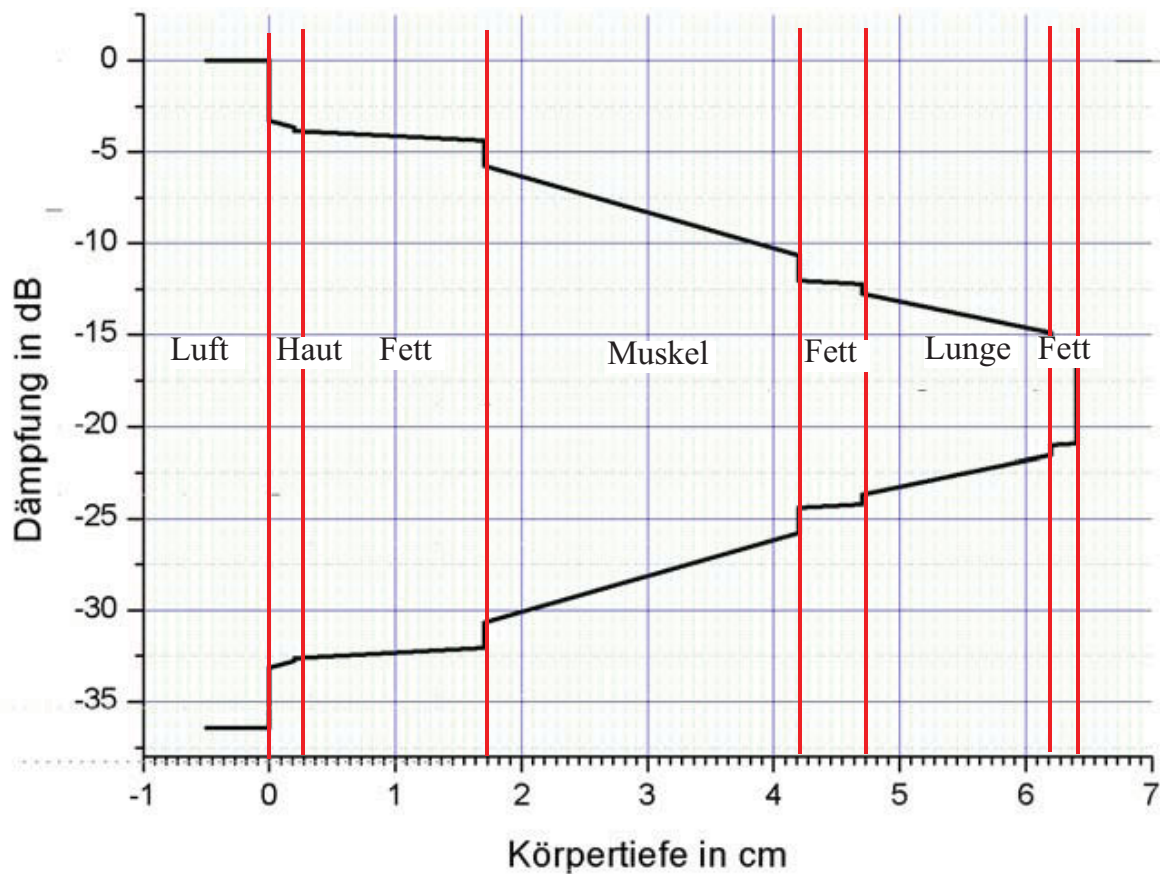


Abbildung 5.13: Betrag der Leistung über der Körpertiefe für den Signalweg „Weg2“ im menschlichen Gewebe: Haut (0,2cm) / Fett (1,5cm) / Muskel (2,5cm) / Fett (0,5cm) / Lunge (1,5cm) / Fett (0,2cm) / Herz.

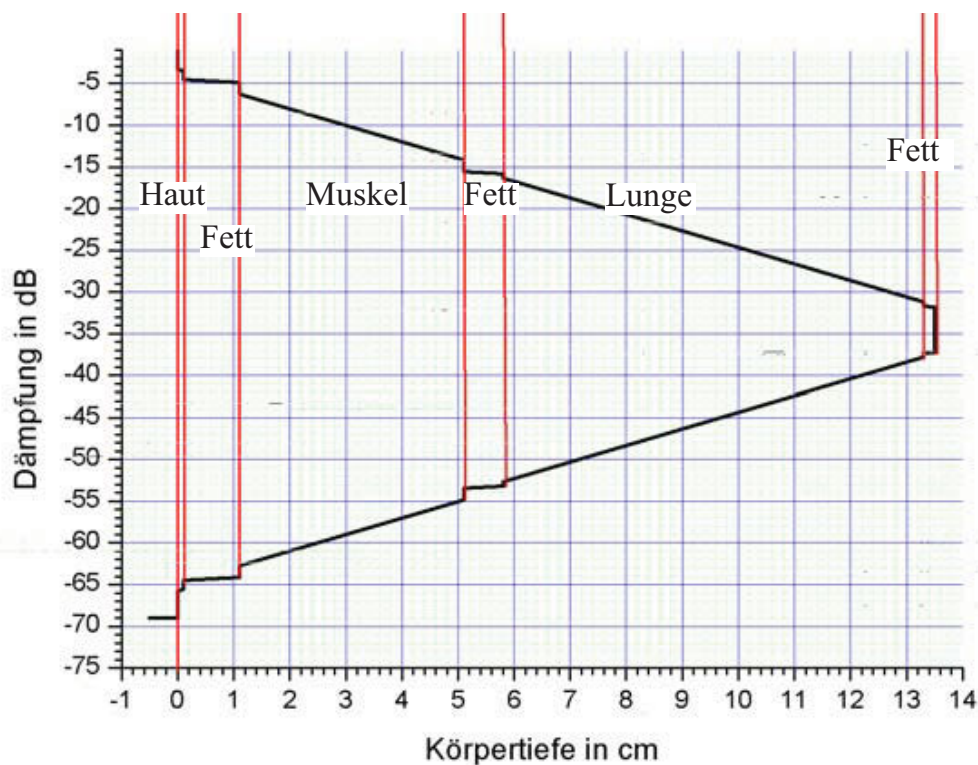


Abbildung 5.14: Betrag der Leistung über der Körpertiefe für den Signalweg „von hinten“ im menschlichen Gewebe: Haut (0,1cm) / Fett (1,0cm) / Muskel (4,0cm) / Fett (0,7cm) / Lunge (7,5cm) / Fett (0,2cm) / Herz.

5.3.2 Analytische Berechnungen bei der Frequenz 24GHz

Senkrechter Einfall „von vorne“ auf den Menschen

Für den definierten Weg 1 ergeben sich mit dem selben Ansatz wie bei 2,45GHz und der vereinfachten Wegdefinition aus Abschnitt 5.3 und den Gewebeparametern aus Anhang B neue Werte für die Reflexion und Transmission an den Stoßstellen bei einer Frequenz von 24GHz, siehe dazu Tabellen 5.5 und 5.6. Ein Vergleich für den Betrag der Dämpfung im Körper über den „Weg 1“ zwischen den beiden Frequenzen 2,45GHz und 24GHz, ist in Abbildung 5.15 dargestellt.

	Luft / Haut trocken	Haut trocken / Fett	Fett / Knochen (Hülle)	Knochen / Knochen mark	Knochen -mark / Knochen	Knochen / Fett- gewebe	Fettge- webe / Herz
$1 - r ^2$ in dB	-2,81	-0,968	-0,07	-0,08	-0,09	-0,09	
$ r ^2$ in dB							-5,97

Tabelle 5.5: Reflexion und Transmission auf dem Weg 1 bei 24GHz

In Tabelle 5.6 sind die Berechnungsergebnisse ist die Dämpfung in den einzelnen Gewebeschichten bei 24GHz in dB dargestellt..

	Haut trocken	Fett- gewebe	Knochen (Hülle)	Knochen- mark	Knochen (Hülle)	Fett- gewebe	Herz
d	1mm	13mm	2mm	13mm	2mm	2mm	
E	1,1mm	7mm	2,9mm	7,1mm	2,9mm	7mm	
Lt in dB	-3,96	-7,96	-2,98	-7,96	-2,98	-1,23	

Tabelle 5.6: Dämpfungen in den einzelnen Gewebeschichten auf dem Weg 1 bei 24GHz

Bemerkung zu Tabelle 5.6:

d: Dicke der Gewebeschicht.

E: Eindringtiefe für diese Gewebeart bei der Frequenz 24GHz.

Lt in dB: Wert in%, auf den die Leistung am Ende der Gewebeschicht abgesunken ist. Dieser Wert wird auf die transmittierte Leistung in diese Gewebeschicht bezogen und in dB umgerechnet.

5.3.3 Zusammenfassung der Ergebnisse für die analytischen Berechnungen für die Signalwege im menschlichen Körpermodell

Als Ergebnis kann zusammengefasst werden, dass sich die Frequenz 2,45GHz mit ihrem Dämpfungsverhalten eignen würde, um die Herzbewegung über ein Dopplersignal messen zu können. Ein weiterer Vorteil bei dieser Frequenz ist, dass es auch eine große Reflexion an der Oberfläche des Körpers gibt, was für eine Abstands- und Atmungsmessung nötig ist. Die Frequenz 24GHz besitzt nur eine starke Reflexion an der Oberfläche des menschlichen Körpers. Diese Eigenschaft ist sehr hilfreich für eine exakte Messung des Abstandes zwischen Sensor und Person. Die Frequenz 5,8GHz wurde nur für den Weg 1 und 1+ analytisch

untersucht. Die Ergebnisse in diesem Frequenzbereich waren mit einer Signaldämpfung von $>45\text{dB/pro Weg im Gewebe}$ im Vergleich zu der Frequenz $2,45\text{GHz}$ schon so groß ist, dass die empfangene Signalleistung bei allen Signalwegen nicht mehr ausreichen würde, um den Herzschlag über die Dopplerfrequenz der Herzbewegung vernünftig auswerten zu können. Aus diesem Grund wurde die Entscheidung getroffen, die weitere Betrachtung auf die beiden Frequenzbereiche $2,45\text{GHz}$ für die Herzschlags-/Atmungsbestimmung und 24GHz für die Abstandbestimmung einzuschränken.

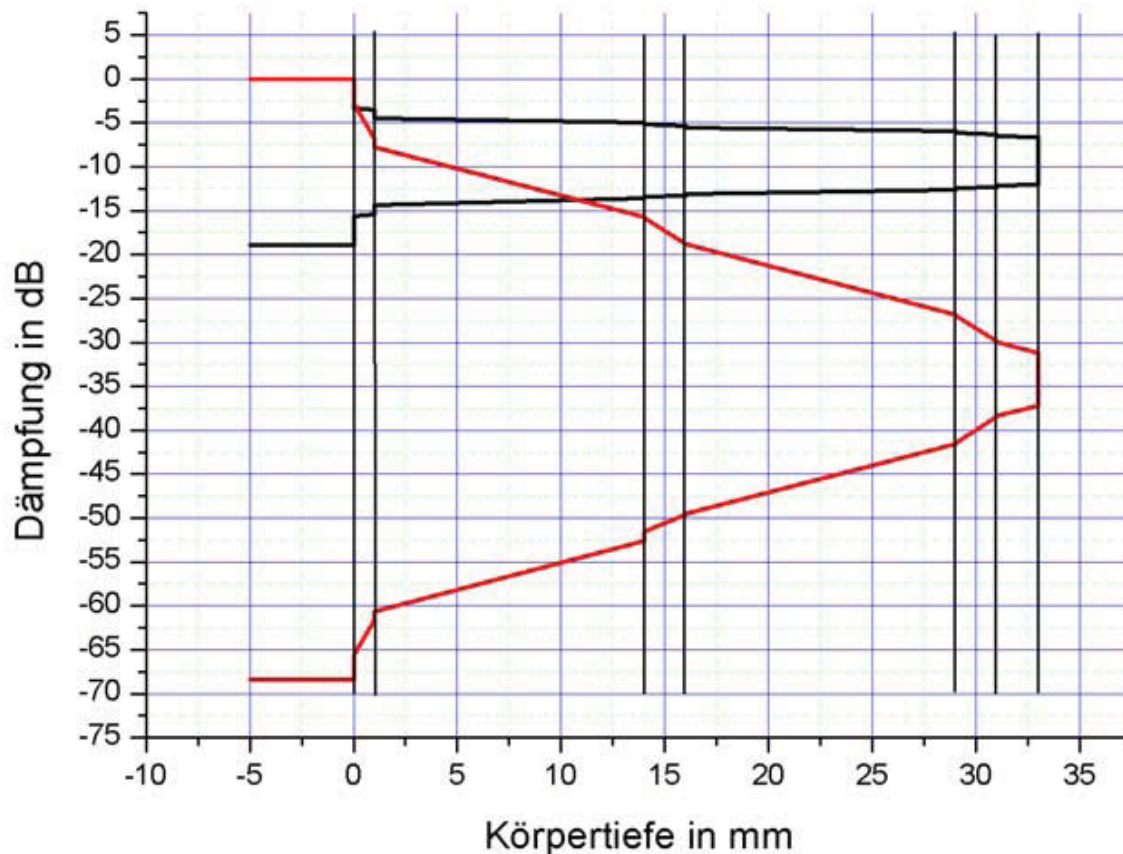


Abbildung 5.15: Betrag der Leistung über der Körpertiefe für den Signalweg „Weg1“. Die schwarze Kurve zeigt die Dämpfung für die Frequenz $2,45\text{GHz}$, die rote Kurve für 24GHz .

5.4 Numerische Reflexionsberechnungen am vereinfachten Menschmodell

Um die analytischen Berechnungen am einfachen Modell mit ebenen Schichten zu bestätigen und auch die Ergebnisse besser darstellen zu können, wurden zusätzlich Feldberechnungen mit Hilfe von numerischen Programmen durchgeführt. Für diese Berechnungen wurden die Programme MAFIA und MicroWave Studio von CST eingesetzt. Bei der Berechnungsmethode dieser beiden Tools handelt es sich um die „Finite Integrations Technik (FIT)“ [H1]. Es wurden beide Programme eingesetzt um die unterschiedlichen Darstellungsmöglichkeiten ausnützen zu können.

5.4.1 Übersicht über die durchgeführten Berechnungen

Feldberechnungsprogramm MAFIA:

Für das Feldberechnungsprogramm MAFIA wurde als Anordnung das vereinfachte Modell aus Abbildung 5.7 und 5.8 angenommen. Die Ausdehnung der Flächen senkrecht auf die Ausbreitungsrichtung der Feldanregung war unendlich. Als Anregung wurde ein kurzer Impuls verwendet, (siehe Abbildungen 5.16 und 5.17). In MAFIA ist solch eine Impulsform, für Berechnungen im Zeitbereich, schon eingefügt, der Anwender, es muss dazu nur noch die Amplitude, Frequenzbereich und Dauer des Impulses angeben, die Umrechnung (Modulation) wird vom Programm selber berechnet. Der Sendeimpuls wurde vor dem vereinfachten Modell in einem Abstand von 10cm berechnet. Durch den Abstand ist es möglich, zum einen eine Aussage über die Laufzeit des Impulses im Gewebe zu machen, ebenso können so auch alle Reflexionen, die in diesem Menschmodell entstehen, berücksichtigt werden. Ziel dieser Berechnungen war es, eine Abschätzung durchführen zu können, wie groß die Anteile des Feldes durch **alle** Reflexion auf den betrachteten Wegen zum Herzen sind. Durch den Austausch der Gewebeparameter und durch das Verändern der Schichtfolge konnten verschiedene Übertragungswege bei verschiedenen Frequenzen im Körper untersucht werden. Als Beispiele für die berechneten Ergebnisse wird hier ein Vergleich für die Frequenzbereiche 2,45GHz und 24GHz und die definierten Wege (Weg 1 und Weg 1+) dargestellt. Die Abbildung 5.16 zeigt den Impulsverlauf für den Weg 1+ bei einer Frequenz von 2,45GHz. Die Abbildungen 5.17 a und b zeigen die Berechnungsergebnisse für den Weg 1 bei den Frequenzen 2,45 und 24GHz.

Feldbrechnungsprogramm „MicroWave Studio“:

Die zusätzlichen Berechnungen mit MicroWave Studio (MWS) wurden deshalb durchgeführt, weil in das Programm ein anatomisch feineres Menschmodell importiert werden kann. Mit einen vergleichbaren Ansatz zu den Mafia-Berechnungen wurden zum einen die Ergebnisse von diesen beiden Programmen miteinander sowie den analytischen Ergebnissen verglichen. Ein Vorteil ist die Möglichkeit der unterschiedlichen Darstellung der Ergebnisse. In MAFIA kann zum einem das elektrische Feld sehr gut über der Zeit dargestellt werden (siehe Abbildungen 5.16 und 5.17) in MicroWave Studio ist die Darstellung der resultierenden Feldstärken in den Gewebeschichten besser (Abbildung 5.18 bis 5.23). Eine Darstellung der Feldstärke über der Zeit war mit MWS bei Beginn der Berechnungen mit der Version 3.2 noch nicht möglich. Als Modell in MicroWave Studio wurde zunächst ebenfalls die Schichtstruktur aus Abbildung 5.7 und 5.8 verwendet. Die Ausdehnung in der Fläche wurde zur Vereinfachung als unendlich angenommen. Als Anregung wurde eine ebene Welle (Continious Wave, CW) mit der elektrischen Feldstärke von 1 V/m in X-Richtung und einer Ausbreitungsrichtung in positiver Z-Richtung angenommen.

Es wurden folgende Berechnungen für die Frequenzbereiche 2,45 und 24GHz und die definierten Wege 1 und 1+ durchgeführt:

1. Ebene Welle im Freiraum.
2. Ebene Welle auf das Schichtsystem (Weg 1 oder Weg 1+).
3. Ebene Welle auf das Schichtsystem, bei dem das Herz- durch Fettgewebe ersetzt wurde.

Für die Frequenz 2,45GHz dokumentieren die Abbildungen 5.18 bis 5.23 die Ergebnisse für diesen Frequenzbereich. In den Abbildungen 5.18 wird der Feldstärkeverlauf in x-Richtung über dem Weg an speziell definierten Testpunkten in den Schichtmodellen dargestellt.

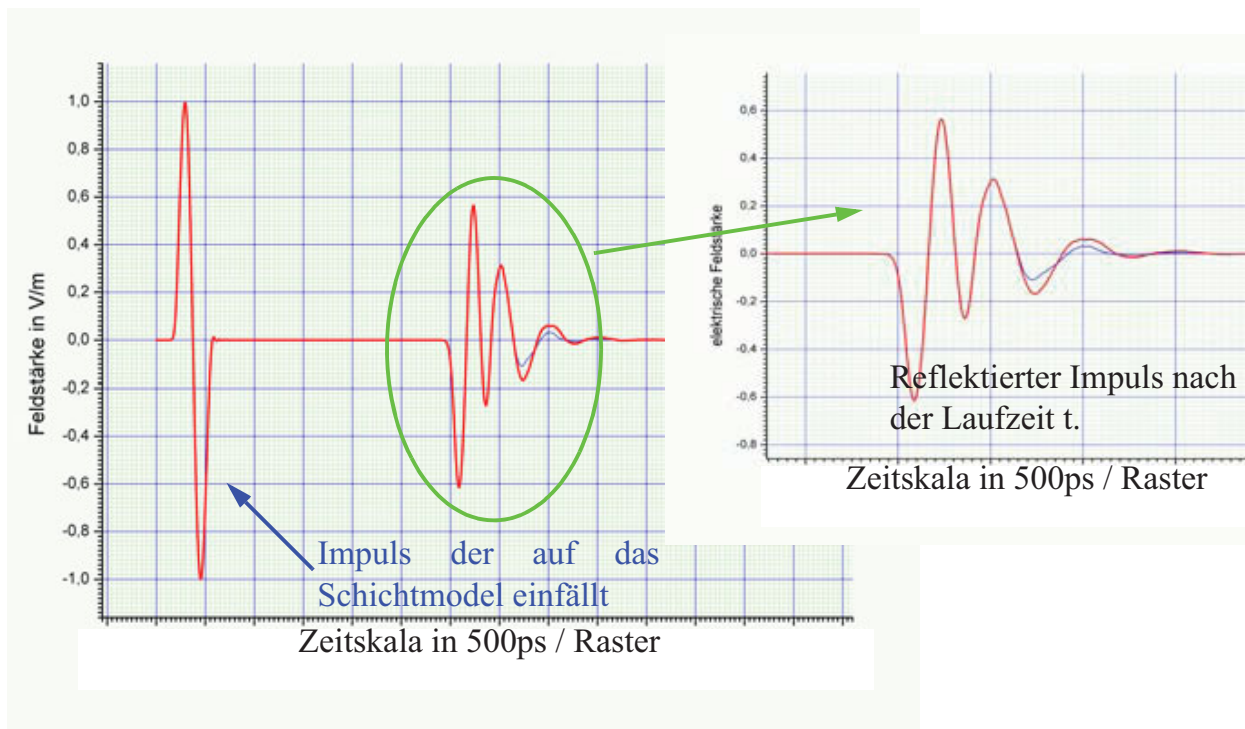


Abbildung 5.16: Impulsverlauf für den Übertragungsweg 1+ im Körper. Die Berechnungsstelle für den Impuls befindet sich vor dem Schichtmodell. Die rote Kurve zeigt den Impulsverlauf für das Schichtmodell 1+ bei einer Frequenz von 2,45GHz. Bei der blauen Kurve wurde das Herzgewebe durch Fettgewebe ersetzt.

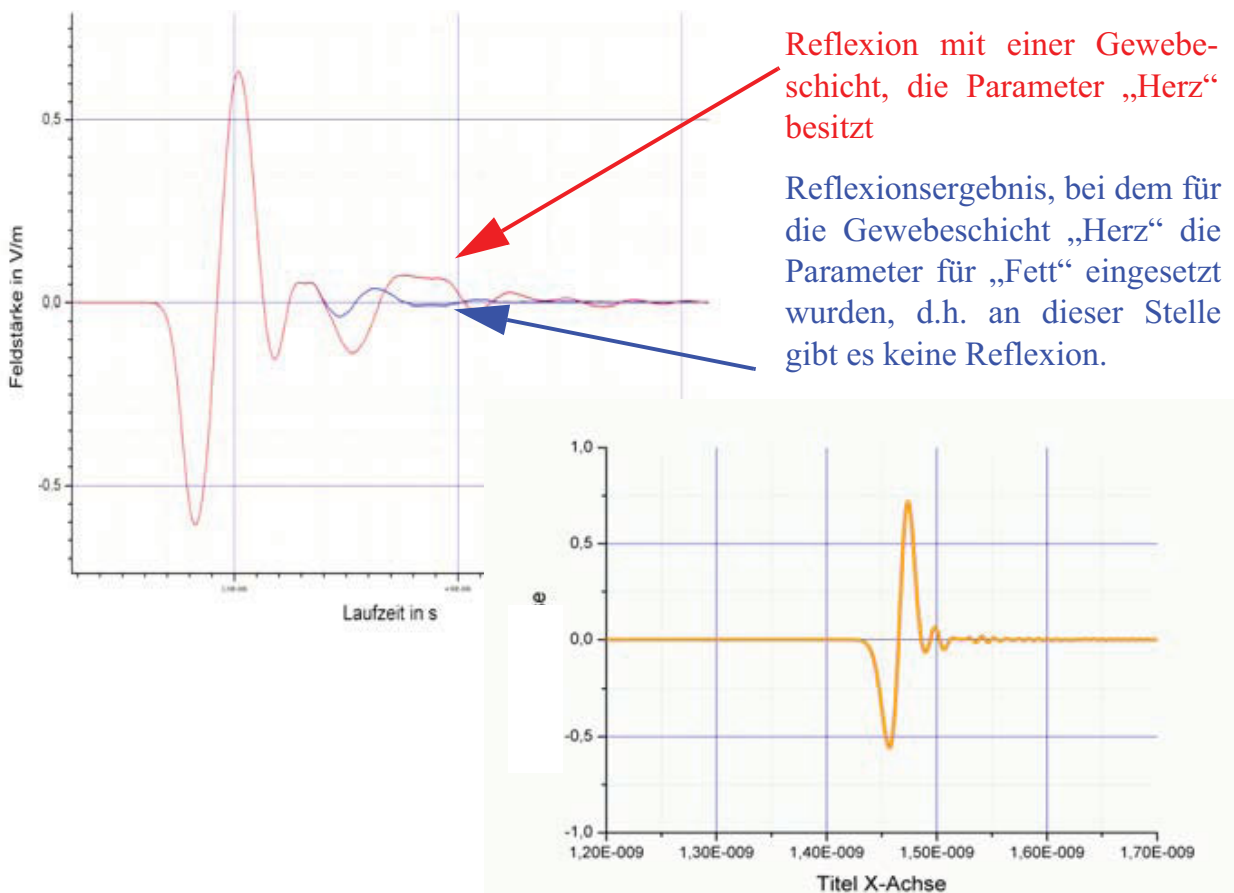


Abbildung 5.17 a und b: Impulsverlauf für den Übertragungsweg 1 im Körper. Die Berechnungsstelle für den Impuls befindet sich vor dem Schichtmodell.

a: / links: Die rote Kurve zeigt den Impulsverlauf für das Schichtmodell 1+ bei einer Frequenz von 2,45GHz. Bei der blauen Kurve wurde das Herzgewebe durch Fettgewebe ersetzt.

b: / rechts: Reflexionsergebnis für die Frequenz 24GHz

Die Testpunkte (Probes) befinden sich immer kurz vor und kurz nach einer Stoßstelle. Die genaue Lage in der Geometrie wurde durch die Feinheit des Berechnungsgitters festgelegt. Die Reihenfolge der Testpunkte geht von kurz unter der Hautoberfläche (e1) bis kurz vor die Grenzfläche Fett/Herz (e14). Die Feldstärke in diesen Abbildungen wird in V/m dargestellt. Dabei sind die Abnahme der Feldstärke, als auch die Reflexionen im Körper zu beobachten.

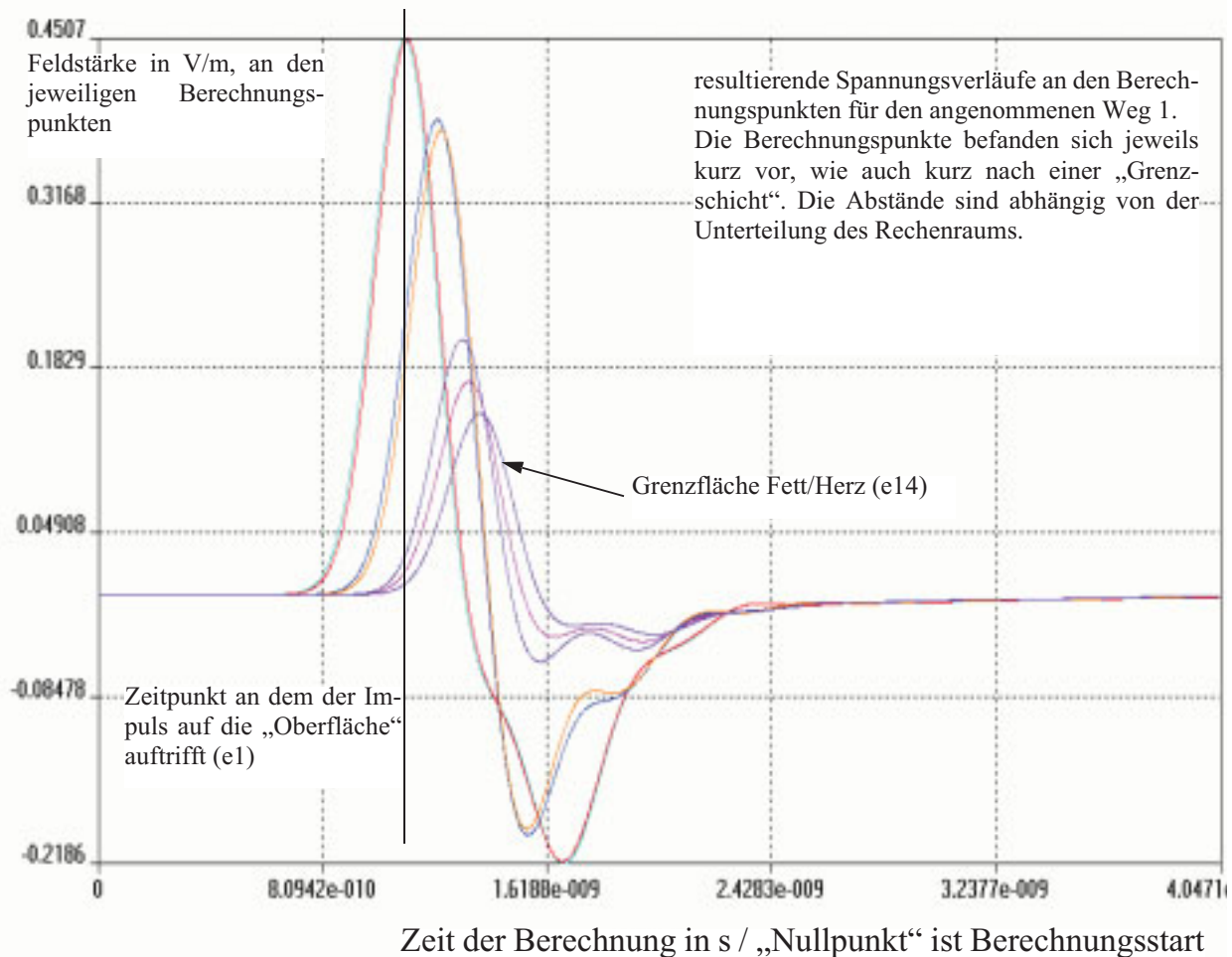


Abbildung 5.18: Verlauf der elektrischen Feldstärke in X-Richtung über der Zeit für den Weg 1 mit „Herzgewebe als letzten Block im vereinfachten Schichtenmodell

In den Abbildungen 5.19 bis 5.23 sind die Ergebnisse in einem 3-D-Model dargestellt. Abbildung 5.19 zeigt die ebene Welle im Freiraum. Zur Verdeutlichung der Wellenlänge ist ein Schichtmodell für den Weg 1+ in das Bild hineingelegt.

Die Abbildungen 5.21 (Weg 1) und 5.20 (Weg 1+) zeigen die elektrische Feldstärke in V/m entlang der X - Richtung. Die Darstellung der Skala ist logarithmisch.

Die Abbildung 5.22 zeigt die elektrische Feldstärke in X-Richtung für den Weg 1. Der Gewebeparameter vom „Bereich Herz“ wurde durch den Gewebeparameter für Fettgewebe ersetzt. Die Abbildung 5.23 zeigt den SAR-Wert in W/m^3 für das Schichtmodell des Wegs 1. Bemerkungen zur Darstellung der Ergebnisse in den folgenden Abbildungen:

Der „farbige Klotz“ beschreibt einen Ausschnitt aus einem unendlichem Schichtsystem. Die Schichtsysteme haben die selbe Gewebeabfolge wie die definierten Wege 1 und 1+.

Die „Welle“ zeigt die resultierende elektrische Feldstärke in V/m für einen bestimmte Phasenlage des einfallenden Felds. Ausnahme ist die Abbildung 5.23. In dieser Abbildung wird der SAR-Wert für die Schichtfolge nach „Weg 1“ in W/m^3 dargestellt.

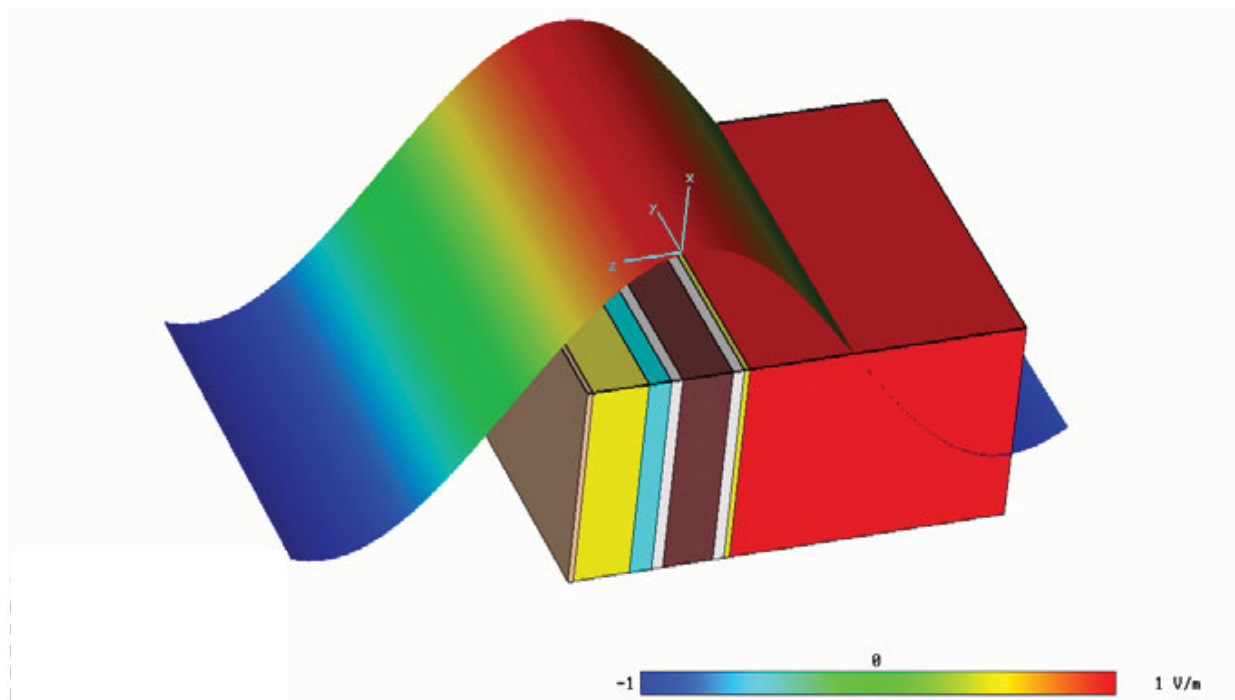


Abbildung 5.19: Darstellung der einfallenden ebenen Welle über einer Schichtfolge für den **Weg 1+**. Die Schichtfolge ist hier nur zur Verdeutlichung eingeblendet. Bei dieser Feldberechnung wurde die Freiraumwelle berechnet.

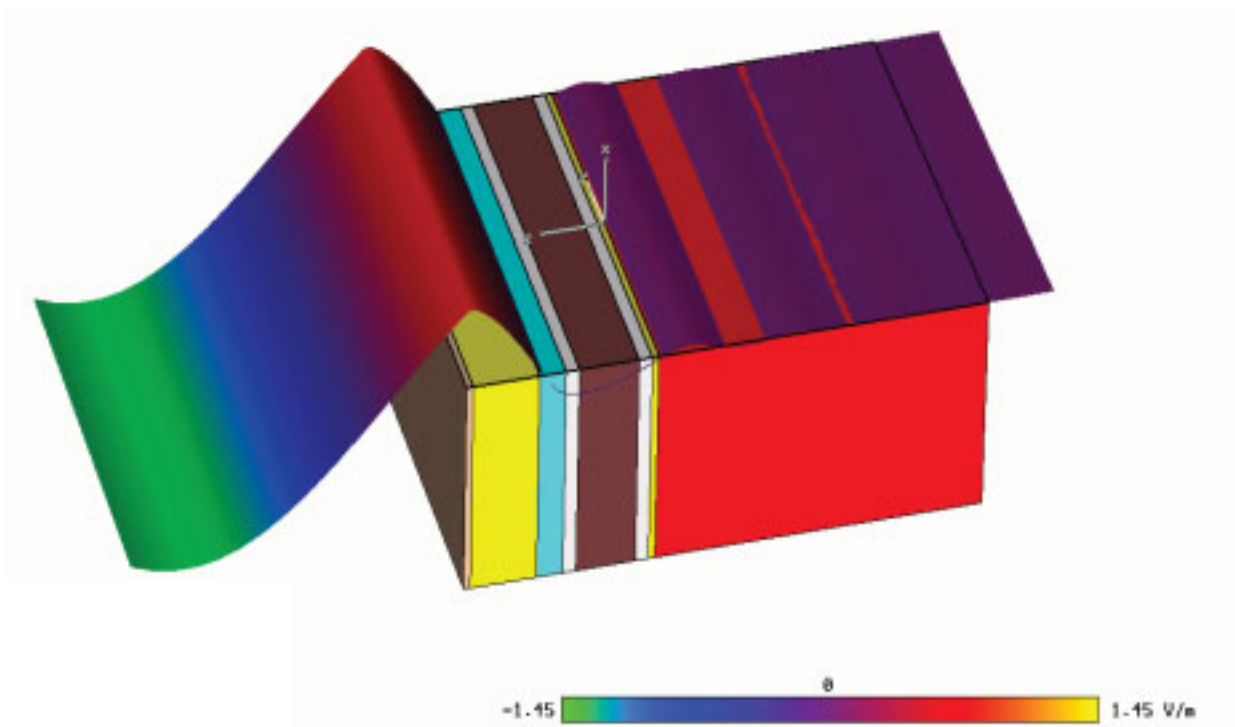


Abbildung 5.20: Logarithmische Darstellung der resultierenden Feldstärke für die Frequenz 2,45GHz in X-Richtung im Rechenraum mit dem Weg 1+ als Schichtmodellabfolge.

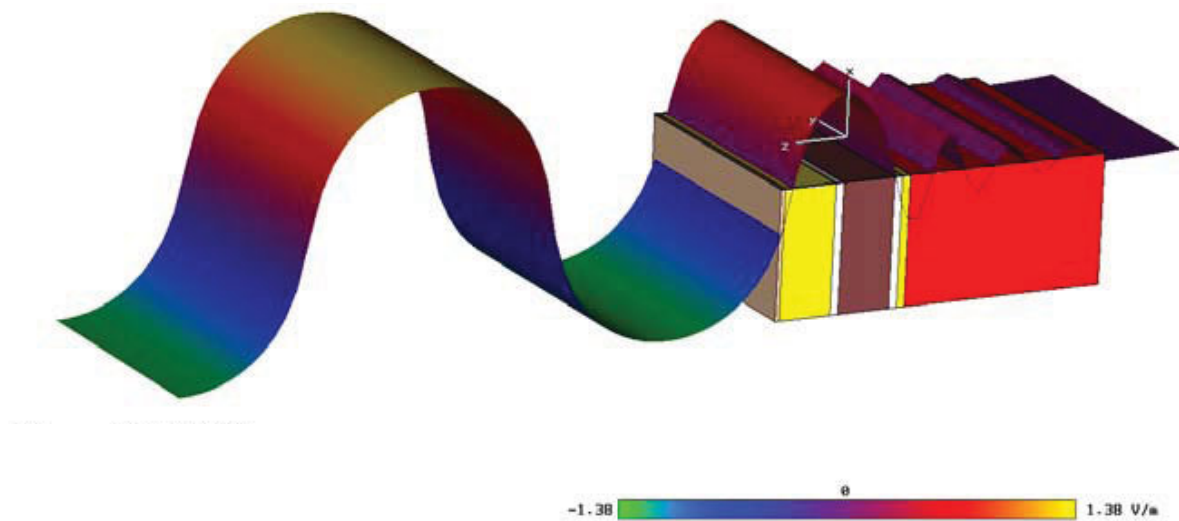


Abbildung 5.21: Logarithmische Darstellung des Betrags der resultierenden Feldstärke bei der Frequenz 2,45GHz in X-Richtung für den Weg 1.

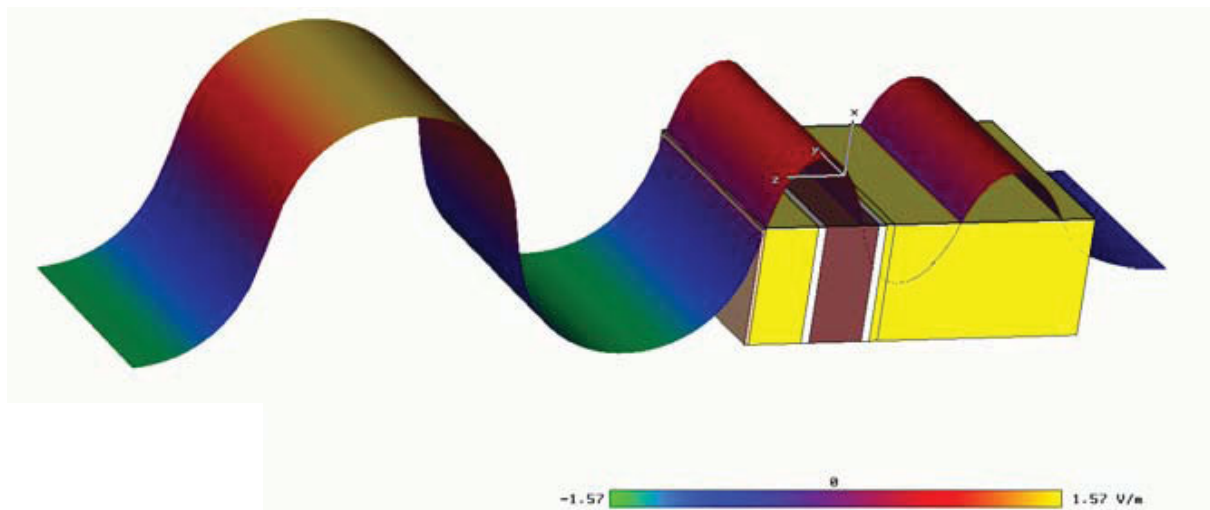


Abbildung 5.22: Logarithmische Darstellung des Betrags der resultierenden Feldstärke bei der Frequenz 2,45GHz in X- Richtung für den Weg 1. Besonderheit: Die Parameter „Herz“ wurden durch die Werte für „Fett“ ersetzt

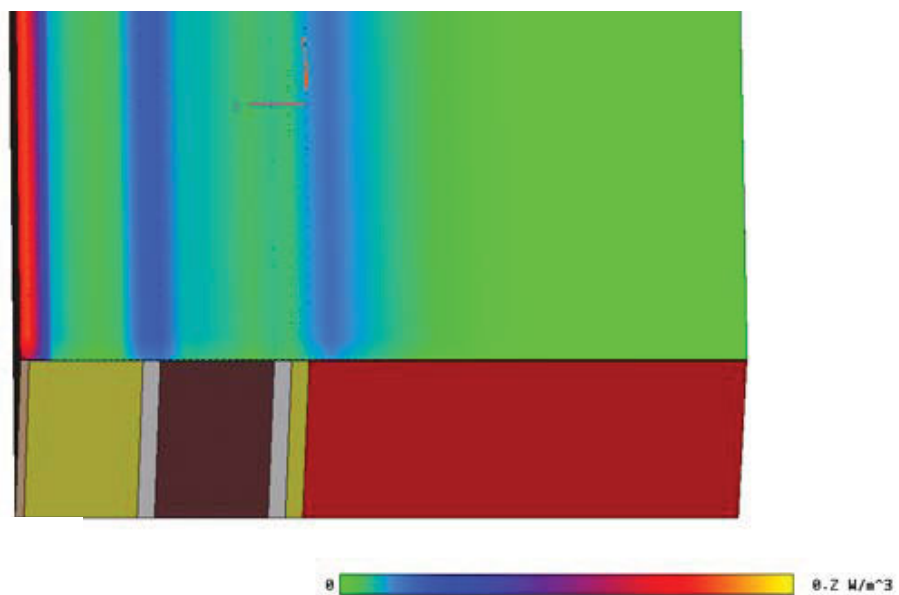


Abbildung 5.23: Darstellung des SAR-Werts für die Schichtabfolge Weg 1 in W/m^3 .

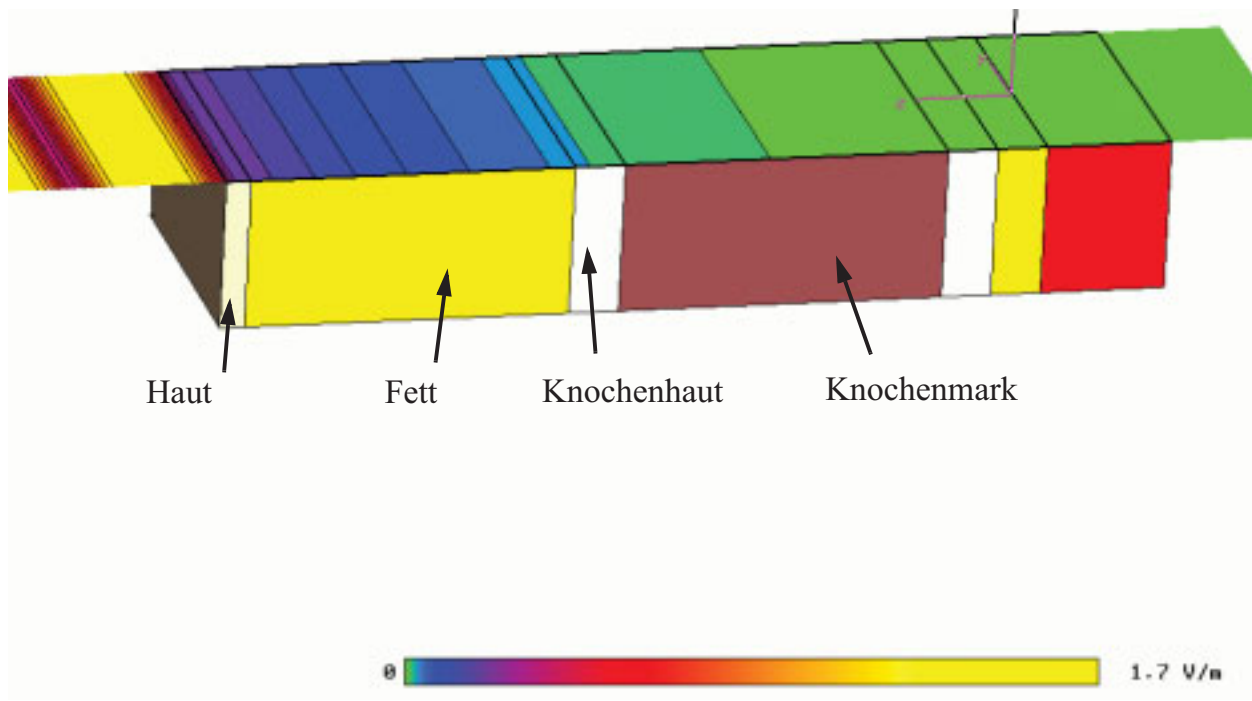


Abbildung 5.24: Logarithmische Darstellung des Betrag der resultierenden Feldstärke für den „Weg 1“. Die anregende ebene Welle hatte eine Feldstärkevektor in X-Richtung und die Ausbreitungsrichtung dieser Welle war die negative Z-Richtung.

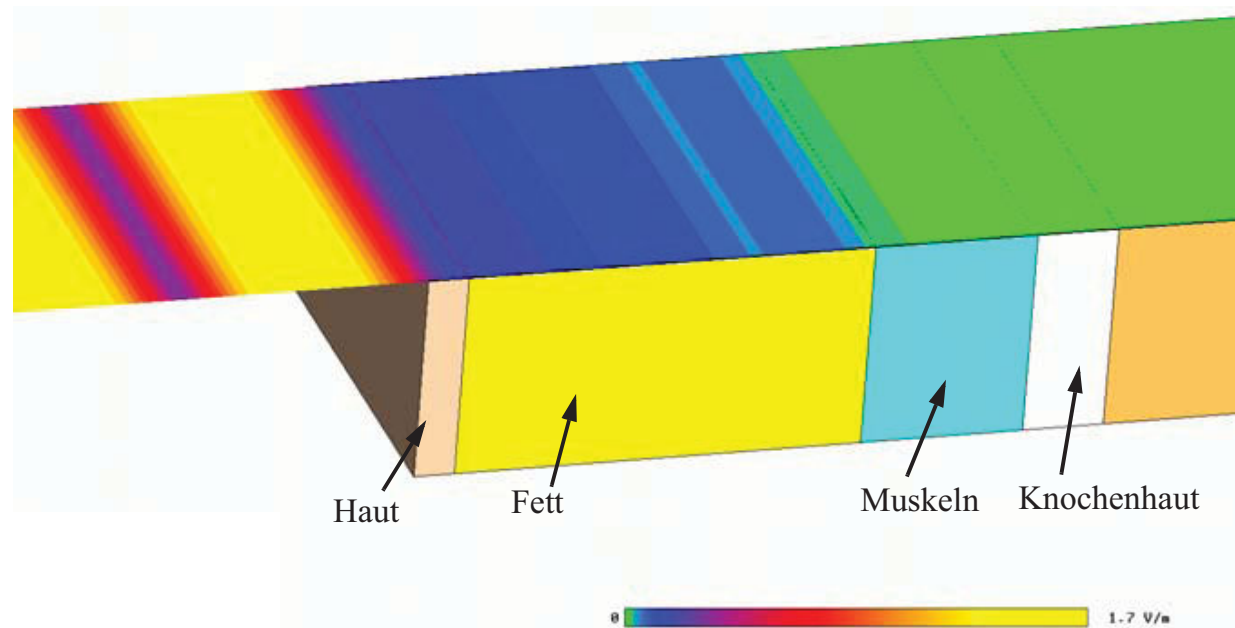


Abbildung 5.25: Logarithmische Darstellung des Betrag der resultierenden Feldstärke für den „Weg 1+“. Die anregende ebene Welle hatte eine Feldstärkevektor in X-Richtung und die Ausbreitungsrichtung dieser Welle war die negative Z-Richtung.

5.4.2 Ergebnisse aus den Berechnungen am vereinfachten Körpermodell

Ergebnisse aus den Berechnungen mit MAFIA

Mit Hilfe der Berechnungen am vereinfachten Menschmodell konnten die Ergebnisse der analytischen Berechnungen aus Kapitel 5.3 bestätigt werden.

Die gewonnenen Ergebnisse mit MAFIA waren:

- Die Summe der Laufzeiten in den Gewebeschichten ist auf den betrachteten Wegen im Vergleich zur analytischen Berechnung identisch.
- An der Stoßstelle Fettgewebe/Herz findet bei der Frequenz 2,45GHz eine Reflexion statt, die zur Herzschlagmessung ausgewertet werden kann (siehe Abbildung 5.17a mit Erklärung). Bei der Umrechnung in dB erhält man eine Dämpfung von 20dB für den Signalweg 1.
- Bei der Frequenz 24GHz findet nur eine dominante Reflexion an der Körperoberfläche statt, siehe zum Beispiel dazu Abbildung 5.17b.

Ergebnisse aus den Berechnungen mit MicroWave Studio

Aus den bisherigen Ergebnissen wird ersichtlich, dass die Frequenz 2,45GHz eine solch große Eindringtiefe in den menschlichen Körper besitzt, dass eine Herzschlagmessung möglich ist, siehe dazu die Abbildung 5.21 und 5.22. Bei allen Berechnungen konnten Dämpfungswerte für den Signalweg von „vorne“ berechnet werden, die im Bereich von -20 bis -25dB liegen. Mit einer solchen Dämpfung können noch Signale mit einem ausreichenden Dynamikbereich detektiert werden um z.B. auch den Herzschlag bei „dickeren“ Personen noch messen zu können. Wenn man diese beiden Abbildungen 5.21 und 5.22 stellvertretend für alle durchgeführten Berechnungsergebnisse vergleicht, ist zu erkennen, dass bei dem Schichtsystem, bei dem die Parameter des Herzgewebes durch die des Fettgewebes ersetzt wurden (5.22, Weg „ohne Herz“), die Feldstärke im Bereich des Herzens deutlich größer ist, als wenn man den „normalen“ Weg (mit richtigen Parametern) betrachtet (Abbildung 5.21), d.h. an der Grenzschicht Fett/Herz wird ein großer Anteil der dort noch vorhandenen Welle reflektiert. Bei den Berechnungen konnte auch der Anteil des reflektierten Feldes bestimmt werden. Dazu wurden jeweils die einzelnen Berechnungsergebnisse der Wege (mit und ohne Herz) miteinander verglichen. Bei der Annahme, dass in einem Weg „ohne Herz“ der Anteil der Reflexion hauptsächlich durch die Oberflächenreflexion verursacht wird, so konnte eine Feldüberlagerung für den Weg 1 gefunden werden, die eine maximale Feldstärke von 1,57V/m besitzt (Abbildung 5.22). Um alle Berechnungen besser miteinander vergleichen zu können wurde für die Amplitude (Feldstärke), der einfallenden Welle, immer ein 1V/m angenommen. Betrachtet man nun den „richtigen“ Weg mit Herz, so wird die erste Reflexion an der Oberfläche durch die zweite „größere“ Reflexion am Herzen überlagert. Diese Überlagerung der verschiedenen reflektierten Wellen mit unterschiedlicher Phase (durch die Laufzeit im Gewebe) führt nun zu einer maximalen Feldstärke von 1,38V/m (Abbildung 5.21). Die Werte gelten speziell für den Weg 1. Bei anderen Wegen (z.B. mit Muskeln und Lunge (Abbildung 5.13)) kommen noch weitere Reflexionsstellen hinzu. Die zwei dominierenden Reflexionsstellen, bei dem ebenen Einfall „von Vorne“, waren aber in allen Berechnungen die Stellen Luft/Haut und Fett/Herz.

Berechnungen an Schichtsystemen mit der Frequenz 24GHz (Abbildung 5.24) zeigen, dass quasi keine Feldstärke mehr im Bereich des Herzens vorhanden ist. Die Körpertiefe, bei der noch Feldstärkewerte angezeigt werden konnten, lagen beim Weg 1 (Abbildung 5.24) an der ersten Grenzschicht Fett/Knochen, beim Weg 1+ (Abbildung 5.25) an der Grenzschicht Fett/Muskel. Ebenso konnte eine Feldüberlagerung, die durch die Reflexion an der Haut entsteht, gezeigt werden (maximaler Betrag 1,7 V/m), d.h. ein großer Anteil des einfallenden Feldes wird an der Körperoberfläche reflektiert. Diese Berechnungen wurden mit den MicroWave Studio-Versionen 3.2 & 4.0 durchgeführt. Mit diesen Berechnungen konnten die bis dorthin durchgeführten Berechnungen und die daraus geschlossenen Anwendungsmöglichkeiten für die Frequenzen bestätigt werden.

5.5 Numerische Reflexionsberechnungen am Menschmodell „Hugo“

5.5.1 Berechnungen mit MicroWave Studio und Menschmodell „Hugo“

Aus dem Projekt „Visibel Human“ [M27] entstand der Datensatz für das „elektrische Modell“ eines Mannes. Dieses kann in das Feldberechnungsprogramm „MicroWave Studio“ importiert werden. Insgesamt besteht das Menschmodell aus 40 verschiedenen Gewebearten. Diesen kann man, je nach Frequenz, die entsprechenden Gewebeparameter zuordnen. Der Körper wird in Quader unterteilt, die ein Raster von ein bis drei Millimeter in jede Raumrichtung besitzen. Mit diesem Modell wurden Berechnungen zur Eindringtiefe, Reflexion der elektromagnetischen Feldern am Menschen (siehe Kapitel 5.5.2) und Abschätzung zur spezifischen Absorptionsrate (siehe Kapitel 5.5.3) durchgeführt. Da die Berechnungen sehr speicherintensiv waren, wurde das Menschmodell auf den Oberkörper begrenzt. Eine solche Berechnungsanordnung ist in Abbildung 5.27 dargestellt. In dieser Abbildung befindet sich der Oberkörper vor zwei planaren Antennen. Mit einer Antenne wurde das elektromagnetische Feld erzeugt, die zweite Antenne diente als Empfangsantenne. Diese Empfangsantenne ermöglichte es gleichzeitig, den Einfluß einer Empfangsantenne auf das Senderfeld zu berücksichtigen. Mit dieser Anordnung konnte die Situation „Antennen am Lenkrad und Person im Sitz“ vereinfacht dargestellt werden. Andere Situationen, wie „Antennen an der Dachkante, in der A-Säule“ oder mit einem „Winkel im Lenkrad“, konnten mit den vorhandenen Computern nicht berechnet werden. Bei solchen Situationen treten Winkel (Abbildung 5.27) zwischen Antenne und Mensch auf, d.h. es gibt einen Winkel zwischen der definierten X-Z-Ebene im Menschkoordinatensystem und der X-Z-Ebene im Koordinatensystem der Antennen (siehe Abbildung 5.27), dies führte zu Problemen bei der Berechnung des Diskretisierungsgitters von MicroWave Studio (Softwareversionen 3 und 4, Erklärung siehe Anhang B.5). Deshalb wurde sich bei den Berechnungen auf die parallele Anordnung beschränkt. Mit Hilfe dieser Berechnungen war es aber trotzdem möglich, eine Vielzahl von Aussagen über den Übertragungsweg zwischen Person und Antennen zu treffen, siehe auch die Ergebnisse in den folgenden Kapiteln 5.5.2 und 5.5.3.

Ergänzende Bemerkung:

Während der schriftlichen Ausarbeitung dieser Arbeit konnten noch zusätzliche und ergänzende Berechnungen mit der MicroWave Studio Version 5 (Erscheinungsdatum Frühjahr 2004) durchgeführt werden. Diese zusätzlichen neu gewonnen Ergebnisse sind dieser Arbeit im Anhang Teil B beigelegt. Mit diesen Ergebnissen konnten die vorherigen, mit den älteren Softwareversionen gewonnen Ergebnisse bestätigt werden. Zusätzlich konnte mit dieser Softwareversion ergänzende Berechnungsmöglichkeiten (schräge Antennen vor Menschmodell und Menschmodell in einer Fahrzeugumgebung) für die Übertragungsweg-, Situationsbeschreibung und Sensorentwicklung aufgezeigt werden (siehe Anhang Teil B). Diese Berechnungen konnten wegen Problemen bei der Rechenraumunterteilung der „alten Softwareversionen nicht durchgeführt werden, siehe dazu auch ergänzende Bemerkung in Anhang Teil B.5.

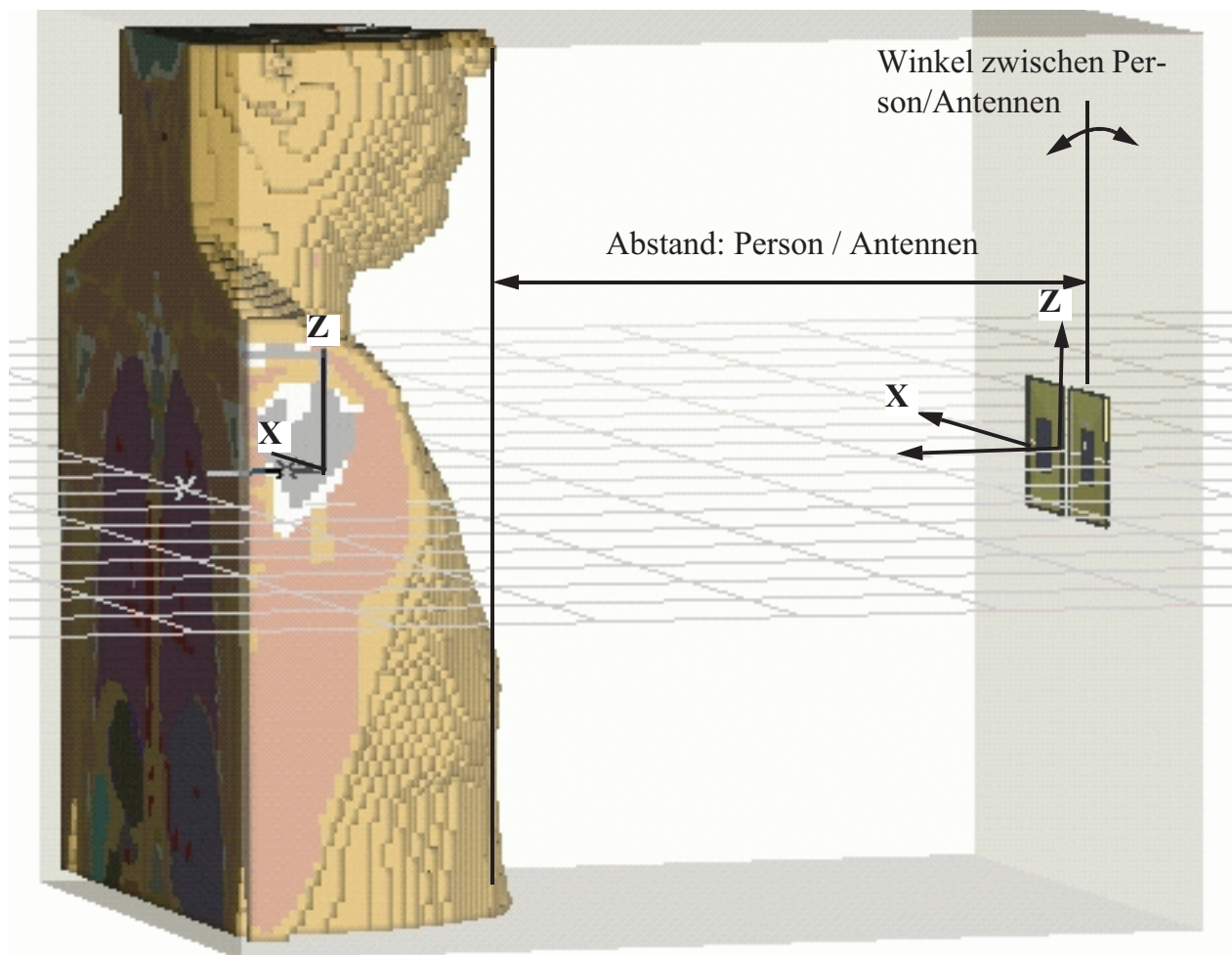


Abbildung 5.27: Berechnungsanordnung aus MicroWave Studio zur Bestimmung des Feldes vor dem menschlichen Körper.

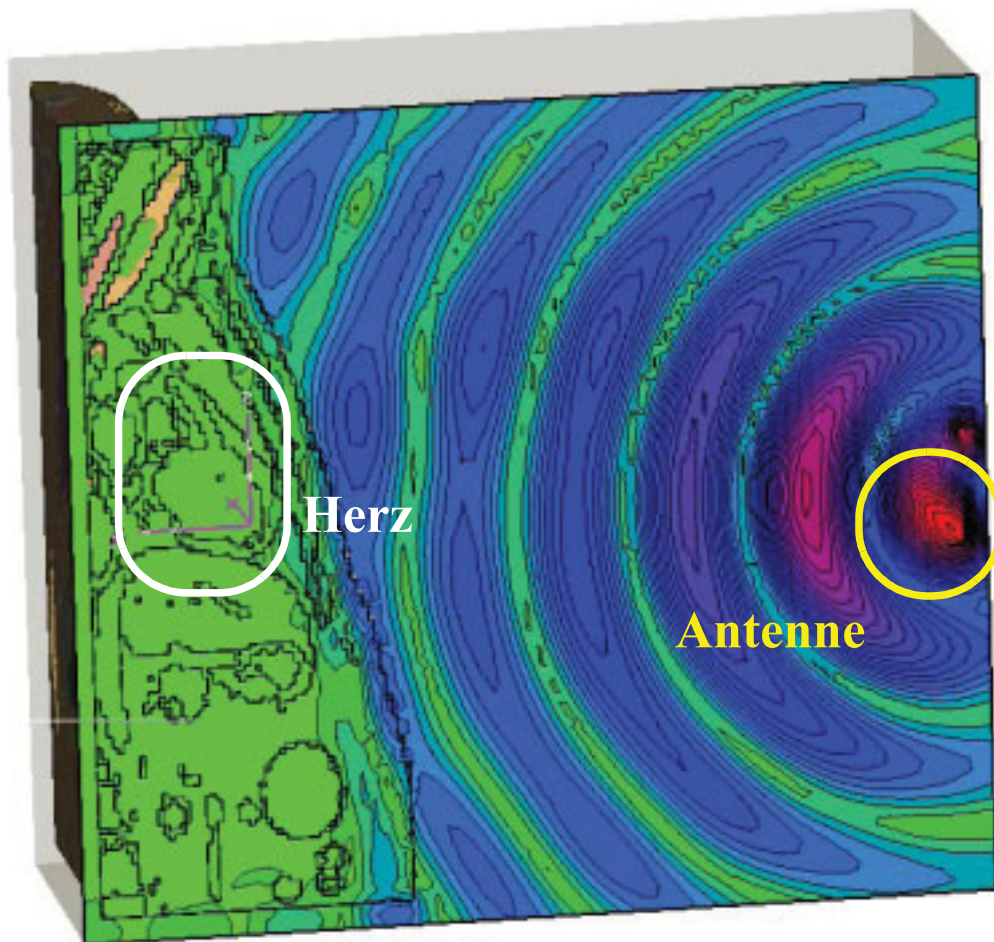


Abbildung 5.28: Darstellung des Betrags des elektrischen Feldes im X-Schnitt durch die Anordnung. In dieser Darstellung ist das gesamte Feld der Anordnung in dem betrachteten Rechenraum dargestellt, d.h. es ist auch die Eindringtiefe in den Körper über die Feldstärke zu sehen.

5.5.2 Numerische Berechnungen des gestreuten Feldes

Auf Grund der Problematik beim Berechnungsgitter wurden folgende Situationen für die Übertragungskanalberechnungen betrachtet:

- Die Antennen sind in einem Abstand von ca. 10 bis 40cm mittig in Höhe des 8 Brustwirbels angeordnet, siehe dazu die Abbildung 5.27.
- Die Antennen sind vor dem Körper verschoben, so dass sich beide Antennen auf einer Körperseite befinden. Dies entspricht einer seitenversetzten Sitzposition im Fahrzeug.
- Die Antennen wurden nach oben und nach unten verschoben, was einer „kleineren“ oder größeren Person entsprechen würde.

Ergebnisse aus den Berechnungen des gestreuten Feldes mit MicroWave Studio:

Aus den Berechnungen ist zu erkennen, dass das elektrische Feld bis zum Herzen in den Körper eindringt (Leistung an den Antenneneingängen für die Berechnungen: 1W). Mit diesen Ergebnissen konnten die Berechnungen am vereinfachten Menschmodell bestätigt werden. Desweiteren wurde immer ein in Richtung des einfallenden Feldes reflektierter Anteil gefunden, so dass dieser mit einer zweiten Antenne (Empfangsantenne) nahe der Sendeantenne empfangen werden kann. Ein anderer Feldanteil wurde immer nach „oben“ und zur „Seite“ reflektiert, was durch die gewölbte Form des menschlichen Körpers

begründet werden kann (Kapitel 2.1.3). Dieser Reflexionsanteil ist stark von der Lage vor dem Körper abhängig. Für den Anteil nach „oben“ kann gesagt werden, dass je höher die Antenne zum Kopf hin angeordnet ist, desto geringer der Feldanteil ist, der nach oben reflektiert wird. Dies kommt daher, dass die Wölbung beim Modell zum Kopf hin geringer wird und ein gewisser Anteil auch vom Kinnbereich absorbiert und zum zweitenmal reflektiert wird. Wenn die Antennen zu tief sitzen (unterhalb des Zwerchfells), kann keine Herztätigkeit mehr gemessen werden, weil die elektromagnetische Welle dann nur in den Bauchraum eindringt und dadurch keine Reflexion am „Herzen“ stattfindet. Eine sinnvolle Sendeantennenanordnung bei gleicher räumlicher Ausrichtung (Abbildung 5.27) ist deshalb die Position zwischen dem 4. und dem 9. Brustwirbel. Eine zu „tiefe“ Antennenposition könnte in der Realität aber durch eine geneigte Antenne ausgeglichen werden, bei der die Hauptstrahlrichtung in Richtung des Herzbereichs zeigt. Dies entspricht einer Antennenposition, wenn sie wirklich auf einem Lenkrad montiert wird (leicht gekippte Antenne). Dieses Ergebnis soll später anhand von Messungen noch untersucht werden (siehe Kapitel 7 und 8).

Vorgehen zur Bestimmung des gestreuten Feldes:

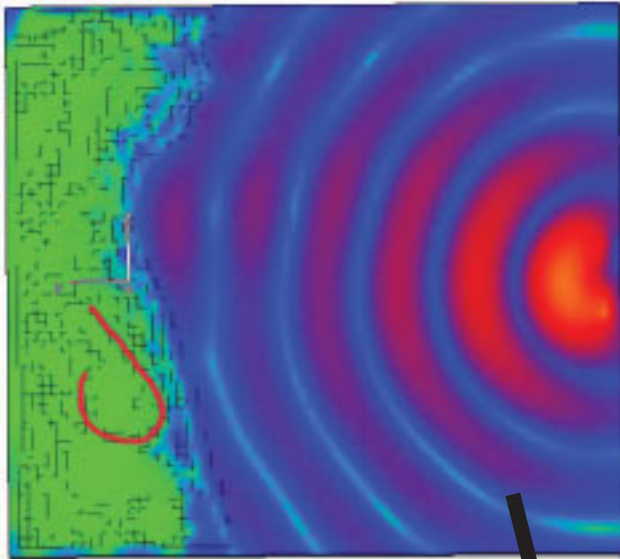
Für die Berechnung des gestreuten Feldes, waren zwei vorangegangene Berechnungen notwendig. Die „Berechnung 1“ erfolgt wie in Abschnitt 5.5.1. Die Berechnung „2“ wird unter Beibehaltung der Rechenraumunterteilung und der Antennenposition, wie bei Berechnung „1“, nur ohne Menschmodell, durchgeführt. Diese beiden Berechnungen werden nun miteinander addiert. Dazu wird jeweils die Amplitude beibehalten, aber in den Ergebnissen der Berechnung 2 werden die Ergebnisse für die Phase um 180° gedreht. Dies ergibt dann aus mathematischer Sicht eine Subtraktion. So erhält man das gestreute Feld vor dem menschlichen Körper (vom resultierenden Feld der Berechnung 1 wird das einfallende Feld auf den Körper (Berechnung „2“) subtrahiert. Die berechneten Felder im Körper stimmen nicht, da hier dann die Felder von Berechnung „2“ dominieren.

Beispiel einer Berechnung des gestreuten Feldes:

Die eine Berechnung „1“, wurde mit Menschmodell, siehe dazu Abbildung 5.28 durchgeführt. Die Zweite „ohne Mensch“, d.h. die Antennen befanden sich im Freiraum (Abbildung 5.30). Um das gestreute Feld zu bekommen, wurden beide Ergebnisse nun voneinander „abgezogen“ (Abbildung 5.31).

Abbildung 5.29: Darstellung des Betrags des elektrischen Feldes im X-Schnitt durch die Anordnung. In dieser Darstellung ist das gesamte Feld der Anordnung in dem betrachteten Rechenraum dargestellt.

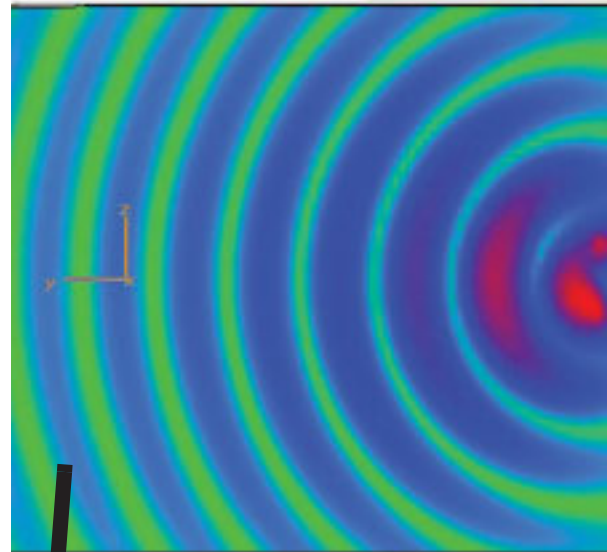
Berechnung1: Antenne vor Menschmodell



Betrag und Phase der Berechnung werden beibehalten

Abbildung 5.30: Darstellung des Betrags des elektrischen Feldes im X-Schnitt durch die Anordnung, jetzt aber ohne Menschmodell.

Berechnung2: Antenne im „Freiraum“

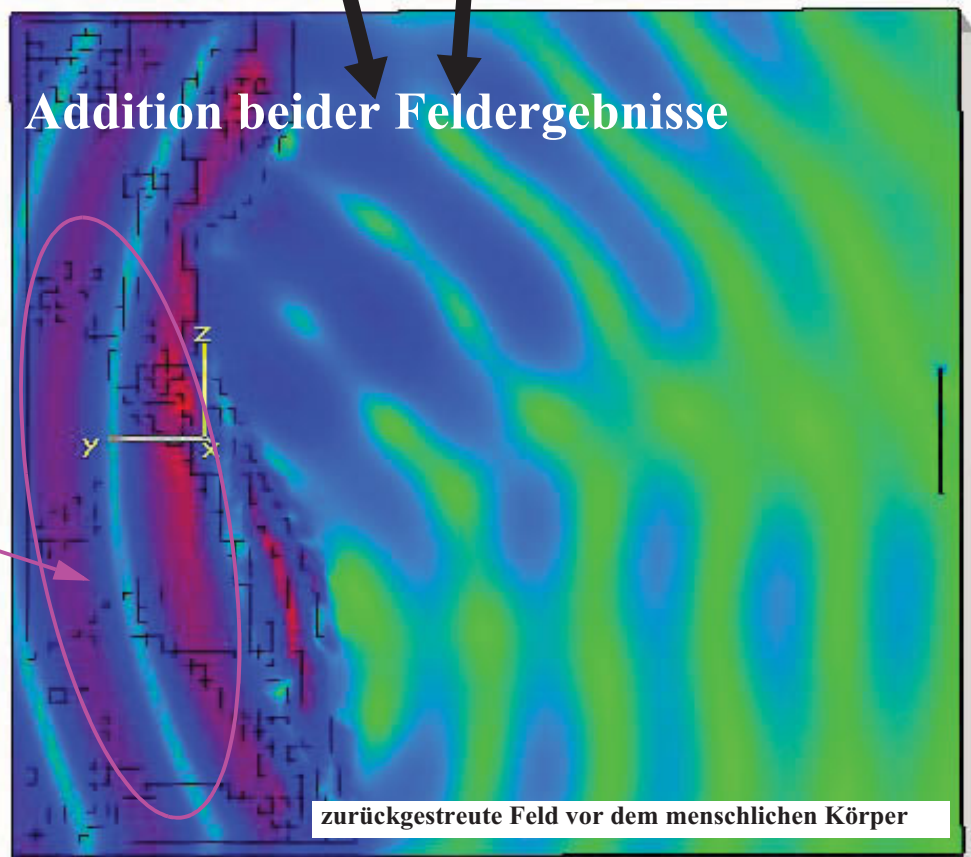


Vom Berechnungsergebnis wird der Betrag beibehalten und Phase wird um 180 Grad gedreht.

+

Addition beider Feldergebnisse

Die Felder im Körperinneren sind falsch, da von der Berechnung1, die die Feldstärke der Berechnung 2 subtrahiert werden. Da aber bei der Berechnung 1 die Feldstärken im Körper gegen Null gehen, bleibt die Feldstärke der Freiraumberechnung übrig.



zurückgestreute Feld vor dem menschlichen Körper

Abbildung 5.31: Darstellung des Betrags des elektrischen gestreuten Feldes im X-Schnitt durch die Anordnung. Dazu wurde das Feldergebnis aus Abbildung 5.33 in der Phase um 180 Grad gedreht und mit dem Ergebnis aus Abbildung 5.32 addiert, dies entspricht eine Subtraktion beider Felder.

5.5.3 Numerische SAR-Berechnungen

Bei den SAR-Berechnungen soll eine mögliche Belastung für den Menschen untersucht werden. Zu diesem Zweck wurden die gleichen Anordnungen wie in Kapitel 5.5.2 verwendet. Die Antennenspeisepunkte wurden in den Berechnungen mit einer Leistung von 1W gespeist. In der späteren Realisierung soll aber nur noch eine Leistung von 1mW verwendet werden, was die Belastung noch einmal um den Faktor 1000 reduzieren würde. Als Ergebnisse werden exemplarisch die Abbildung 5.35 bis 5.37 dargestellt:

In Abbildung 5.32 ist der SAR-Wert in W/m^3 dargestellt, in Abbildung 5.33 wurde der Wert auf 1g Körpermasse und in Abbildung 5.34 auf 10g gemittelt, d.h. die Werte können dann in W/kg dargestellt werden. Mehr Informationen zum SAR-Wert und seine Berechnungen sind in Kapitel 2.2 zu nachzulesen.

Ergebnisse für die SAR-Berechnungen bei der Frequenz 2,45GHz:

Wie in den Abbildungen 5.36 und 5.37 zu sehen ist, sind die maximalen SAR-Werte bei der Frequenz 2,45GHz geringer als $0,009\text{W/kg}$. Dieser Wert unterschreitet den Grenzwert für den Ganzkörpermittelwert von $0,08\text{ W/kg}$. Bei allen Berechnungen wurde kein SAR-Wert ermittelt, der größer als $0,04\text{W/kg}$ war (Position des Oberkörpers sehr nah an der Antenne), d.h. auch bei einer Sendeleistung von 1W an der Antenne (einfache Patchantenne) wurden die geforderten Ganzkörpermittelwerte für die Frequenz 2,45GHz eingehalten. Werden bei der Sensorrealisierung für die Frequenz 2,45GHz, wie geplant nur 1mW als Sendeleistung verwendet, so werden die Grenzwerte mit noch größerem Sicherheitsabstand eingehalten.

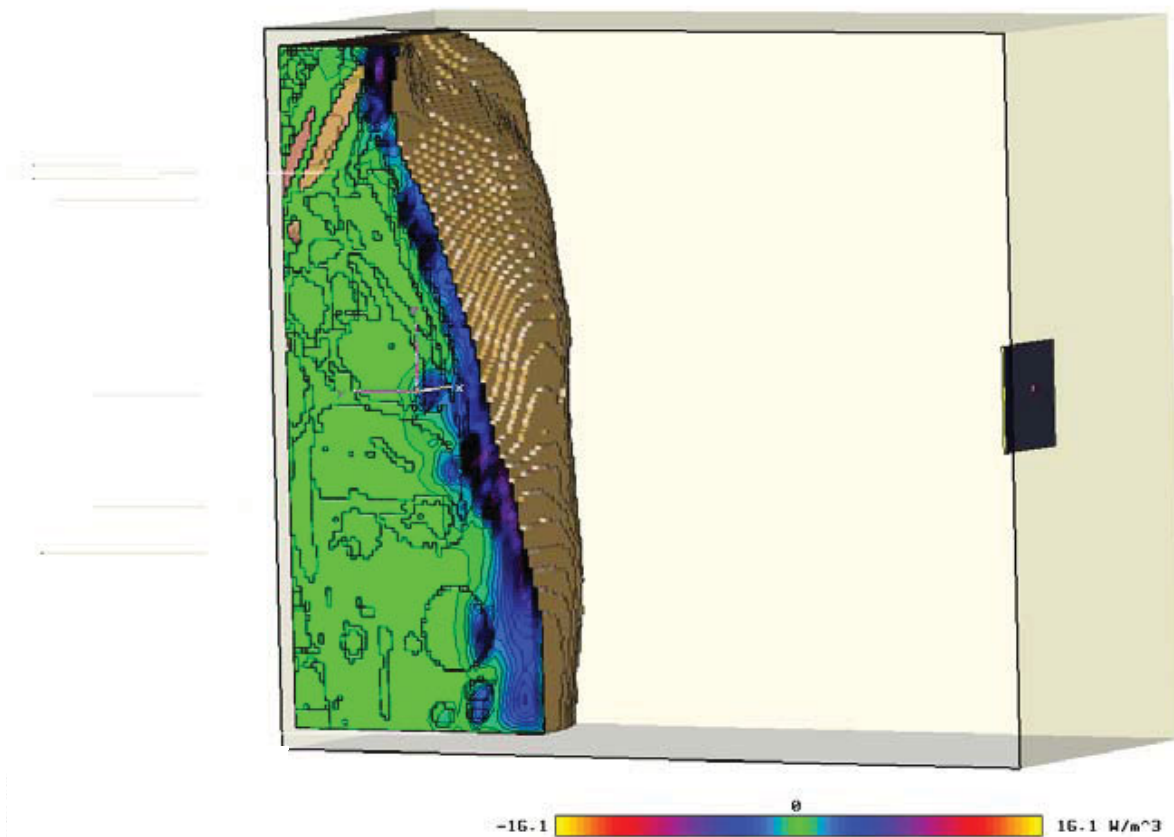


Abbildung 5.32: Darstellung des SAR-Werts in W/m^3 im X-Schnitt durch die Anordnung (Abbildung 5.27).

Ergebnisse für die Frequenz 24GHz:

Bei der Frequenz 24GHz konnten die Grenzwertberechnungen nicht am Menschmodell durchgeführt werden. Der Grund dafür lag an der Segmentierung (Berechnungsgitter) des Modells. Die hohe Frequenz benötigt eine feine Rechenraumunterteilung, was eine so große Anzahl von Rechenknoten bedeuten würde, die mit einem heutigen PC nicht zu berechnen gewesen wäre. Für die Frequenz 24GHz wurde deshalb eine grobe Abschätzung durchgeführt. Wenn man beachtet, dass bei 24GHz die „Hälfte“ der Leistung an der Oberfläche reflektiert wird, so kann angenommen werden, dass die andere „Hälfte“ im Körper absorbiert wird (Abbildung 5.24 und 5.25). Auf Grund der Berechnungen aus Kapitel 5.3 und 5.4 kann weiter angenommen werden, dass dies in den „oberen“ Gewebeschichten Haut und Fett geschieht, siehe dazu auch Abbildung 5.35 (Feldstärke der einfallenden Welle war: 1V/m). Bei der Frequenz 24GHz wird der Grenzwert nicht mehr als SAR-Wert (W/kg) sondern als Leistungsdichte S in W/m^2 angegeben. Der Grenzwert beträgt nach der aktuellen Norm: $10 W/m^2$ oder auch $1 mW/cm^2$ (Tabelle 2.2). Wenn man jetzt annimmt, dass am Fußpunkt der Antenne eine Leistung von 1 bis 5mW anliegen, wird auch bei sehr starker Bündelung der Leistung durch die Antenne auf nur $1cm^2$, der Grenzwert eingehalten.

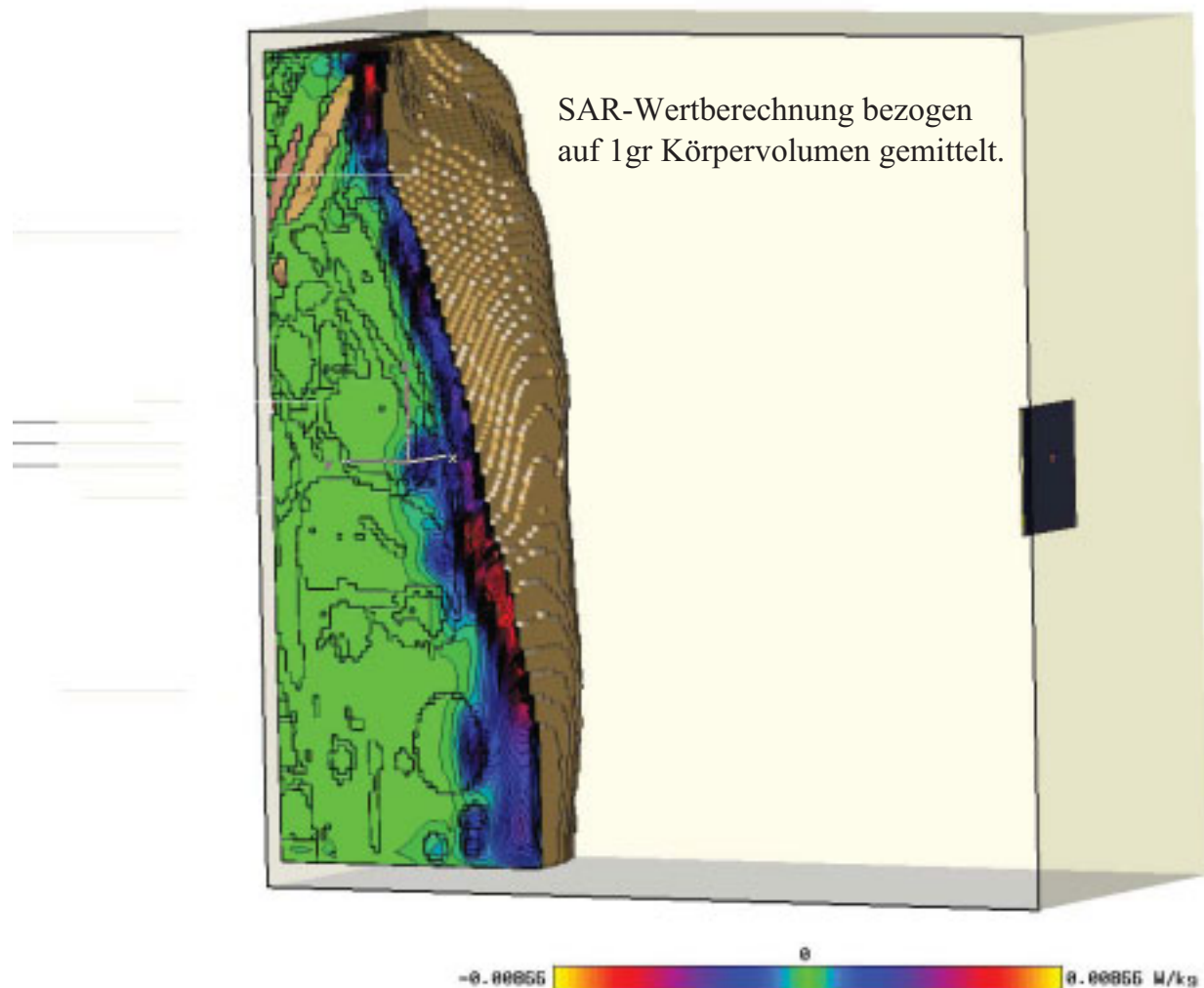


Abbildung 5.33: Darstellung des SAR-Werts im X-Schnitt durch die Anordnung. Die Werte sind dazu noch auf 1gr Körpervolumen gemittelt.

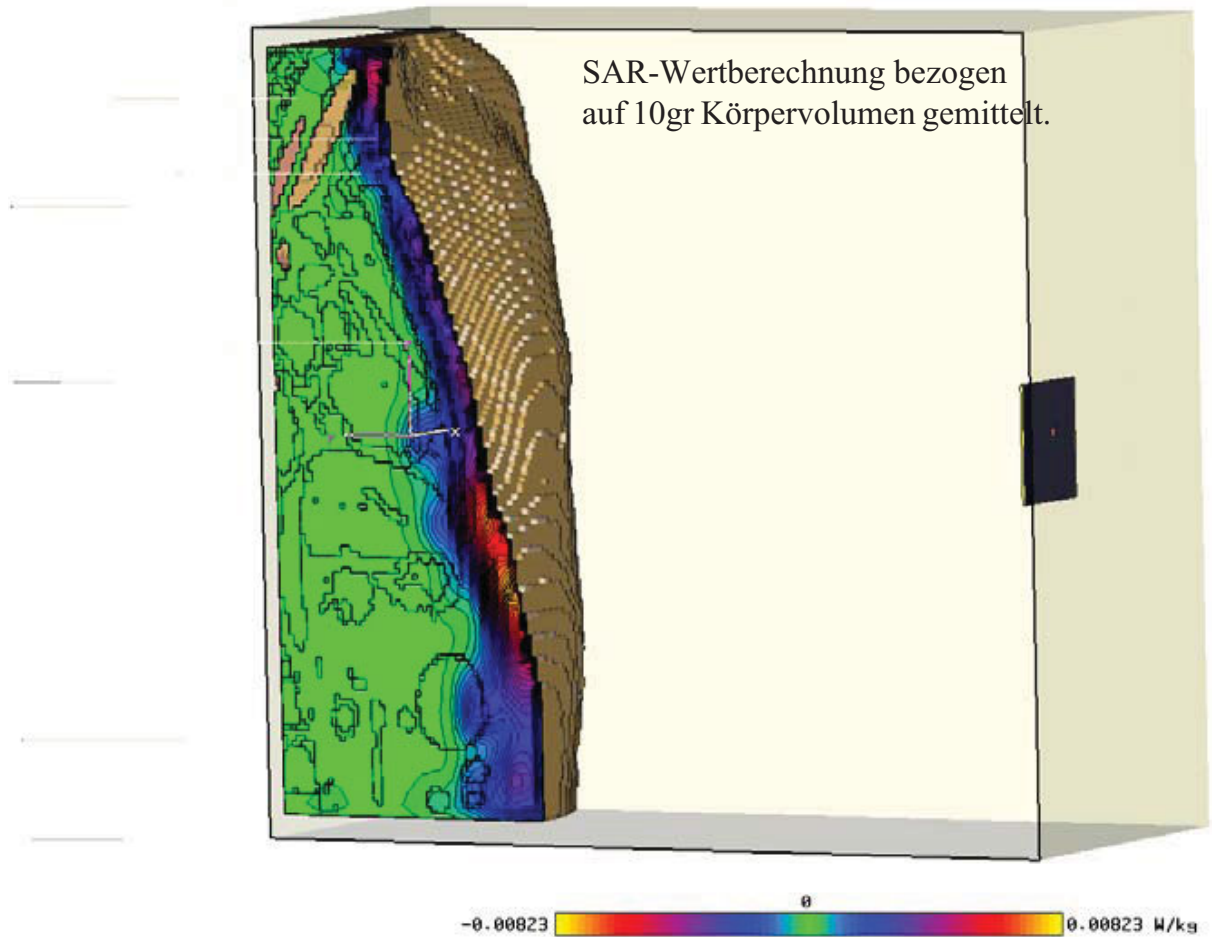


Abbildung 5.34: Darstellung des SAR-Werts im X-Schnitt durch die Anordnung. Die Werte sind dazu noch auf 10gr Körpervolumen gemittelt.

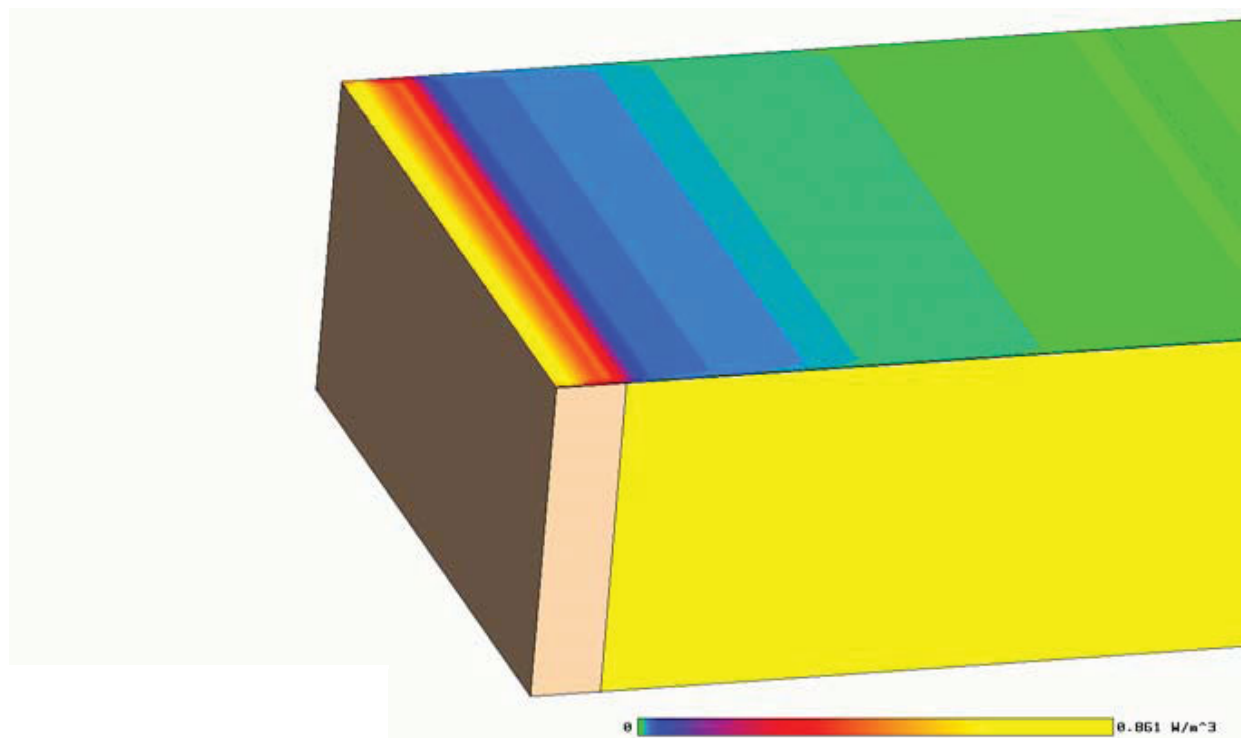


Abbildung 5.35: Darstellung des SAR-Wertes bei 24GHz am einfachen Körperschichtmodell

5.6 Randbedingung Kraftfahrzeug

Der Innenraum von Kraftfahrzeugen ist eine schwierige Umgebung für den Einsatz von Radarsensoren. Wesentlich dabei ist, dass sich für Arbeitsfrequenzen bis einige GHz und Messabstände von ca. 10cm bis 1m das Messobjekt sich im Nahfeld der Antenne des Sensors befindet.

Einfluss der Messabstände auf das Antennenverhalten:

Im Fernfeld bleibt das Abstrahlverhalten (Strahlungsdiagramm) einer Antenne unverändert. Nähert man sich nun der Antenne bis zu einem Abstand r_{min} , kommt man in das Nahfeld dieser Antenne. In diesem Bereich wird das Richtdiagramm der Antenne entfernungsabhängig und die Strahlungsdichte zeigt Abweichungen von der rein radialen Richtung. Abschätzung für diesen Übergang [G1] für große Linearantennen ergibt sich in Abhängigkeit des maximalen Durchmessers D ($D \gg \lambda_0$):

$$r_{min} \approx \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (\text{Gl 5.2})$$

Bei kleinen Antennen liegt der Übergang im Bereich von $6 \cdot \lambda_0 \Rightarrow 10 \cdot \lambda_0$. Nähert man sich der Antenne weiter an, erhält das Feld eine nicht mehr vernachlässigbare Radialkomponente. In diesem Abstandsbereich verhält sich die Feldstärke nicht mehr proportional zu $1/r$. Dieses „innere“ auch „reaktive“ Nahfeld liegt im Entfernungsbereich von $\lambda_0 \Rightarrow 4 \cdot \lambda_0$ vor dem Bereich, in dem das Strahlungsfeld geformt und erzeugt wird.

Dies ergibt folgende **Abschätzungen für 2,45GHz** mit $\lambda_0 = 12,24\text{cm}$:

- Übergang Nah-/Fernfeld $r_{min} \approx 73\text{cm} \dots 122\text{cm}$;

- „innere“ Nahfeld: $12,24\text{cm} \dots 49\text{cm}$

beim Einsatz eines Antennenarrays (D z.B. 20cm (siehe Kapitel 7); (Gl 5.2)): $r_{min} \approx 65\text{cm}$

Sowie folgende **Abschätzung für 24GHz** mit $\lambda_0 = 1,25\text{cm}$:

- Übergang Nah-/Fernfeld (mit $D = 4\text{cm}$) $r_{min} \approx 25\text{cm}$

- „inneres“ Nahfeld: $1,25\text{cm} \dots 5\text{cm}$

Bei der Frequenz 2,45GHz befindet man sich mit dem Messbereich im Nahfeld der Patchantenne (Kapitel 7), bei sehr kurzen Entfernungen sogar im „inneren“ Nahfeld. Der Typ „Patchantenne“, der hier eingesetzt werden soll, besitzt im Nahfeld ein anderes Abstrahlverhalten (Wellenablösung) als im Fernfeld. Alle Objekte, die sich im Nahfeld der Antenne befinden, beeinflussen das Abstrahlverhalten der Antenne. Dies kommt daher, dass dieser Antennentyp über eine resonante Fläche abstrahlt. An dieser Fläche (Prinzip eines am Ende offenen Leitungsresonators) löst sich an den „offenen“ Enden das Feld ab, siehe dazu [G1]. Aus diesem Grund muss jeder Antennenmontageort (Kapitel 5.6.1) bei dieser Frequenz untersucht werden, um eine wirkliche Aussage über das Richtverhalten der Antenne und die Einsetzbarkeit machen zu können. Bei einem Antennendesign hilft das Fernfeld (Berechnung und Messung) aber trotzdem, um eine grundlegende Aussage über das Abstrahlverhalten in größeren Entfernungen machen zu können.

Bei der Frequenz 24GHz befindet man sich schon bei einer Entfernung von 25cm im Fernfeld der Antennen (bei der Größe der verwendeten Antenne). Mit den geplanten Abständen kommt man auch nicht in das „innere“ Nahfeld der Antenne. Bei dieser Frequenz kann man deshalb, mit tolerierbaren Fehlern (beim Öffnungswinkel, Feldstärke) bei geringen Entfernungen Fernfeldbedingungen annehmen.

Ein weiteres Problem im Fahrzeuginnenraum ist die Mehrwegeausbreitung der elektromagnetischen Wellen in der metallischen Fahrzeugkarosserie. Dieser Einfluss läßt sich nur durch Messungen in einer Fahrzeugumgebung oder aufwendige Simulationen qualifizieren. Um den Einfluss der Abstände bezogen auf die jeweilige Anwendungen zu untersuchen, wurden verschiedene Montageorte für die Antennen im Fahrzeuginnenraum geprüft.

5.6.1 Antennenmontageorte im Kraftfahrzeug

Bei Betrachtung der vorhandenen Innenraumarchitektur wird ersichtlich, dass nicht viele Positionen zur Unterbringung der Antenne in Frage kommen. Das Armaturenbrett ist mit Tachoanzeigen, Zustandsmessern, Lüfterausgängen und immer häufiger mit Navigationsdisplays versehen, so dass eine Unterbringung nur an wenigen Stellen möglich ist. Die Mittelsäule ist mit Geräten wie dem Autoradio, Aschenbecher, Lüftungsschlitzen usw. versehen und bietet keinen entsprechenden Blickwinkel. Außerdem würde wegen der Einstrahlrichtung, jede Bewegung des Lenkrads bzw. der Arme des Fahrers einen großen Einfluss auf die Messungen besitzen. Zusammengefasst gibt es 3 Positionen, die für eine Unterbringung der Antenne in Frage kommen.

Diese sind:

Position 1, am Lenkrad:

Das Lenkrad liegt direkt vor dem Brustkorb des Fahrers. Diese Position ist deshalb gut geeignet, da die gedachte Verbindungsgerade zwischen Lenkradmitte und der Brustkorbmitte relativ selten durch die Arme des Fahrers gestört wird. Der Einfallswinkel der Welle auf den Brustkorb ist ebenfalls ein Vorteil dieser Position, während die anderen meist einen spitzeren Winkel aufweisen. Weiterhin würde am Lenkrad, je nach geometrischer Anordnung der Antenne, sowohl die Sende- als auch eine Empfangsantenne Platz finden.

Position 2, an der A-Säule:

Die A-Säule ist ein weiterer günstiger Ort zur Unterbringung der Antenne. Bei einer Montage ungefähr in der Mitte der A-Säule liegt die Antenne oberhalb bzw. in Schulterhöhe. Dies ermöglicht eine weitgehend störungsfreie Messung, weil hier das elektrische Feld der Antenne nur gering durch die Arme des Fahrers beeinflusst wird, da sich die Arme normalerweise nur bei extrem starken Lenkbewegungen in dieser Höhe befinden. Der Winkel der elektromagnetischen Welle auf den Brustkorb ist im Vergleich zur Lenkradposition spitzer und liefert somit ein geringeres reflektiertes Signal auf der Empfangsseite, siehe dazu Kapitel 5.5.

Position 3, Dachkante / oberhalb der Windschutzscheibe:

Die Dachkante bietet den Vorteil, dass sie weit außerhalb des typischen Bewegungsbereichs der Arme liegt. Außerdem bietet die Dachkante sowohl der Sende- als auch der Empfangsantenne genügend Platz, jedoch besitzt diese Position den spitzesten Winkel zum Oberkörper.

Die genannten Antennenpositionen können auch kombiniert werden, indem die Sende- und Empfangsantenne an verschiedenen Orten untergebracht werden. Dies kann notwendig sein, wenn die räumliche Position mit dem maximalen Empfangssignal ausgenutzt werden soll. Die Position der Empfangsantenne kann hierbei sehr stark von der Position der Sendantenne und dem Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle auf den menschlichen Körper abhängen, siehe Kapitel 5.5. Um hier detaillierter Aussagen machen zu können, soll die Möglichkeit der numerischen Berechnungsmöglichkeit der Feldverteilung in einem Kraftfahrzeuginnenraum angewendet werden. Die Montageorte werden zudem durch Messungen validiert (Kapitel 8). Da für den Sensor ein bistatisches Radarsystem eingesetzt werden soll, d.h. die Sende und die Empfangsantenne sind als separate Elemente gefertigt, ergibt dies bei den drei verschiedenen Antennenmontageorten 6 mögliche Kombinationen der Platzierung (bei reziproken Verhalten).

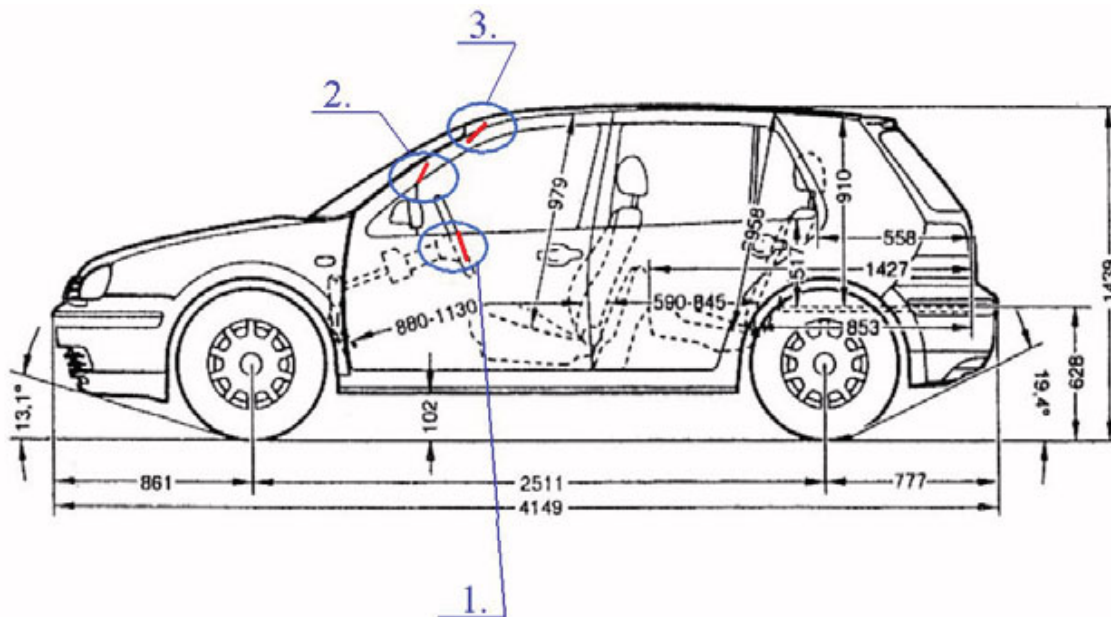


Abbildung 5.36: Darstellung der möglichen Antennenmontagepositionen im Fahrzeuginnenraum. Bildquelle Zeitschrift „Auto-Motor-Sport“

5.6.2 Geometrische Berechnungen zu den Antennenmontageorten im Kraftfahrzeuginnenraum

Bezugspunkt: Lenkrad

Das Lenkrad wird als der zentrale Bezugspunkt für alle geometrischen Berechnungen für die Anordnung der Antennen im Innenraum angenommen. Alle Abstände, wie Lenkradmitte zum Oberkörper, zur Mitte der A-Säule und zur Dachkante können so zueinander in Bezug gesetzt werden. Da bei vielen Kraftfahrzeugen die Lenkradposition variiert werden kann (Höhen- und Tiefenverstellung), können für einen Fahrzeugtyp die Daten nur im Rahmen dieser Unschärfe angegeben werden. Exemplarisch wurden die Maße des Lenkrads aus einem Audi A6 entnommen (Abbildung 5.37), der für die Promotionsarbeit als Versuchsfahrzeug zur Verfügung stand.

$$\text{DurchmesserLenkrad} = DL = 38\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.3)$$

$$Lh = 12\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.4)$$

$$Lv = 36\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.5)$$

Für den Abstand der Lenkradmitte zur Unterkante des Lenkrads ergibt sich

$$l_{\Delta hor} = 6\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.6)$$

Weitere wichtige Abmessungen sind schon im Kapitel 5.1.3 ermittelt worden. Diese sind (siehe Abbildung 5.38):

- der Abstand der Lenkradunterkante zum Sitz, Maximum

$$A_{S,L,max} = 73\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.7)$$

- der Abstand der Lenkradunterkante zum Sitz, Minimum

$$A_{S,L,min} = 26\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.8)$$

- der Abstand vom Autositz zum Autodach, Minimum

$$A_{S,D,min} = 87\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.9)$$

- der Abstand vom Autositz zum Autodach, Maximum

$$A_{S,D,max} = 103\text{cm} \quad (\text{Gl } 5.10)$$

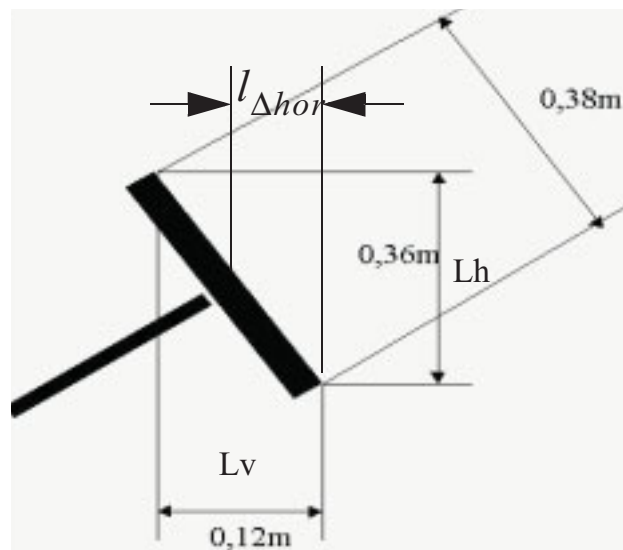


Abbildung 5.37: Skizze eines exemplarischen Lenkrads mit typischen Abmessungen

Berechnung des maximalen Öffnungswinkels einer Antenne am Lenkrad

Für die Bestimmung der Antennenposition am Lenkrad wurde angenommen, dass die Mitte des Lenkrads in der Höhe mit der Mitte des Oberkörpers des Fahrers übereinstimmt. Die entscheidende Größe für den Öffnungswinkel $\alpha_{L,3dB}$ der Antenne [G1] ist der Abstand zwischen Lenkradmitte und dem Brustkorb der fahrenden Person. Hierfür wird der maximale Abstand nach (Gl 5.7) angenommen.

Für die Oberkörperbreite des Fahrers wurde der minimal Wert von $l_{o,b,min} = 30,5\text{ cm}$ verwendet [N2] und [N3].

Der maximal zulässige Öffnungswinkel tritt dann auf, wenn eine sehr schmale Person mit der Oberkörperbreite $l_{o,b,min}$ und maximalen Abstand zum Lenkrad sitzt. Bei großen Öffnungswinkel, wird auch der Störeinfluss durch die Arme größer.

Mit der minimalen Oberkörpertiefe [N2] und dem Abstand der Lenkradunterkante zur Lenkradmitte ergibt sich für den Öffnungswinkel der Antenne:

$$\alpha_{L,3dB} = \text{atan} \frac{(L_{o,b,min}/2)}{A_{S,L,max} + l_{\Delta hor} - l_{o,t,min}} \approx 15^\circ \quad (\text{Gl 5.11})$$

Dies gilt für den zuvor beschriebenen „Worst-Case-Fall“. Im Allgemeinen kann von kleineren Öffnungswinkeln ausgegangen werden, siehe auch Kapitel 7.

Berechnungen zur Dachkantenposition

Die Positionierung der Antenne an die Dachkante ist entlang einer Ebene senkrecht durch Lenkrad und Mensch vertikal verschoben. Die Berechnung der Distanz zwischen Dachkante und Brustkorb wird auf eine zweidimensionale Betrachtung vereinfacht, d.h. die Antennenmitte liegt auf der senkrechten Ebene durch den Brustkorb, siehe dazu Abbildung 5.38. Die Berechnung des Abstandes der Dachkante zum Oberkörper der Zielperson ergibt sich demnach:

$$l_{d,k,eff} = \sqrt{(A_{S,L,max} + l_{\Delta hor} - l_{o,t,min})^2 + \left(A_{S,D,max} - \frac{2l_{o,h,min}}{3}\right)^2} \approx 89\text{ cm} . \quad (\text{Gl 5.12})$$

Die Berechnung des maximalen Öffnungswinkel erfolgt hier ebenfalls für den „Worst-Case“ Fall. Dies ergibt dann einen maximalen Antennenöffnungswinkel, bei der Dachposition, von:

$$\alpha_{D,3dB} = \text{atan} \frac{(L_{o,b,min}/2)}{l_{d,k,eff}} \approx 10^\circ . \quad (\text{Gl 5.13})$$

Berechnungen zum Öffnungswinkel für die Antennenposition an der A-Säule

Die Berechnung des Öffnungswinkel an der A-Säule erfolgt nach denselben Überlegungen wie bei den beiden anderen Berechnungen. Der Unterschied hier ist, dass der Richtungsvektor der Verbindung zwischen Antenne und Brustkorb allgemein im dreidimensionalen Raum aufgespannt wird.

Daraus ergeben sich folgende Werte:

- Resultierende Entfernung der Antenne zum Brustkorb des Fahrers:

$$r = \sqrt{\left(z^2 + (A_{S,L,max} - l_{o,t,min} + l_{\Delta hor})^2 + x_2^2\right)} = 73,5\text{ cm} \quad (\text{Gl 5.14})$$

Die Werte z und x_2 wurden aus der räumlichen Anordnung berechnet [D2].

- maximaler Öffnungswinkel für eine Antenne an der A-Säule

$$\alpha_{a-saeule} = \text{atan}\left(\frac{l_{o,b,min}}{2 \cdot r}\right) = 11,7^\circ \quad (\text{Gl 5.15})$$

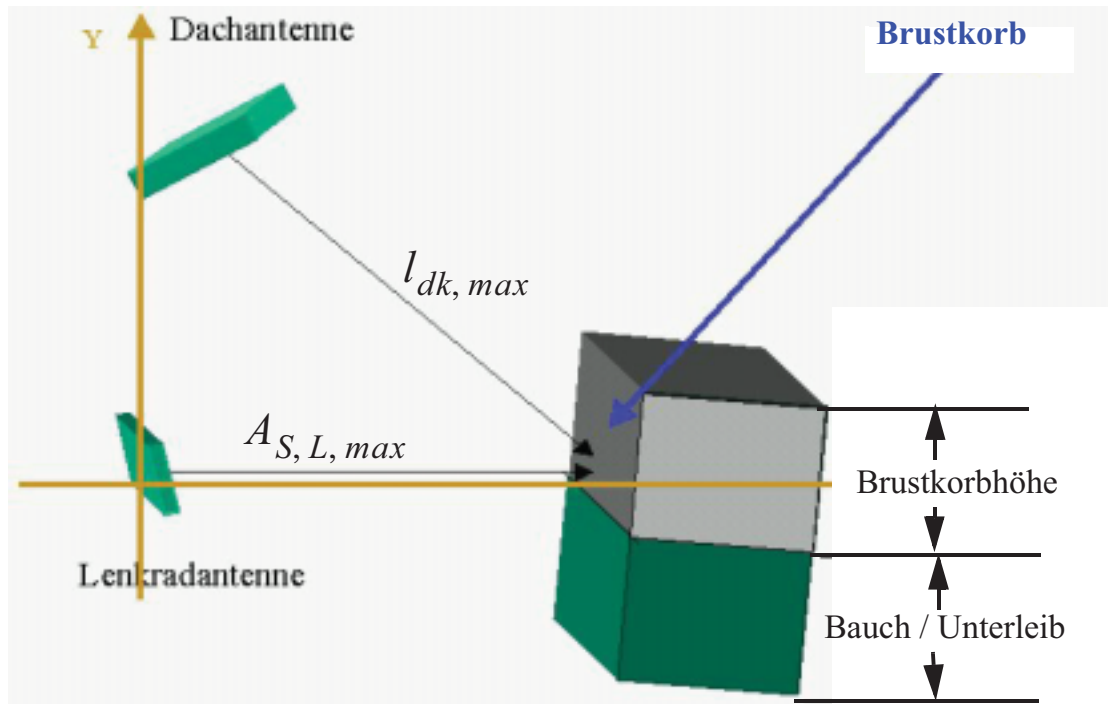


Abbildung 5.38: Skizze der zweidimensionalen Berechnungsebene für die Antennenposition am Lenkrad

5.6.2 Numerische Feldberechnungen nach Antennenpositionen im Kraftfahrzeuginnenraum

Die zunächst abgeschätzten Abstände zwischen Antenne und Oberkörper bei den numerischen Berechnungen in Kapitel 5.5 stimmen in guter Näherung mit den Werten aus Kapitel 5.6.1 überein. Da aber im realen Fahrzeug die Antennen „schräg“ im Raum liegen, konnten durch Einschränkungen bei den Simulationswerkzeugen nicht alle Situationen nachgebildet werden. Aus diesem Grund konnten keine Berechnungen für die Antennenpositionen Dachkante und A-Säule durchgeführt werden, da gerade bei diesen Positionen ein größerer Winkel zwischen Antennenebene und der Frontalebene des Menschen [M12] auftritt. Eine ausführlichere Erklärung zu den Programmbegrenzungen ist dem Anhang B angefügt.

In Version 4.0 ist es nun erstmals möglich auch größere Objekte in MicroWave Studio einzulesen. Dies erlaubt den Import einer kompletten Karosserie. Solche Datensätze können z.B. von der Firma Viewpoint (www.viewpoint.com) bezogen werden. Das hier ausgewählte Modell eines Jettas besteht insgesamt aus 22 einzelnen Komponenten (siehe Tabelle 5.7). Für die Berechnung in MicroWave Studio mussten den einzelnen Komponenten noch die korrekten Stoffparameter zugewiesen werden (Tabelle 5.7). Eine Grafik des Fahrzeugmodells ist in Abbildung 5.39 dargestellt.

Um Berechnungen in MicroWave Studio durchführen zu können, mussten aus Gründen des beschränkten Arbeitsspeichers von 1 GByte die Fahrzeugabmessungen beschränkt werden. Dies bedeutet, dass für die Berechnung im Innenraum der Motorraum und der Kofferraum weggelassen werden musste, siehe dazu Abbildung 5.40. Ein Einfluss auf die Berechnungen im Kfz-Innenraum wird als gering bewertet. Ferner ist es möglich, mehrere Modelle (z.B. Fahrzeug und Mensch) miteinander zu kombinieren, siehe Abbildung 5.41.

Berechnungsergebnisse mit Menschmodell im Fahrzeuginnenraum sind im Anhang Teil B beigelegt.

engl. Bezeichnung	dt. Bezeichnung	verwendeter Stoff	Stoffwerte ($\epsilon_{\text{psr}} / \tan \delta$)
body	Karosserie	Metall	idealer Leiter
brim	Felgen hinten	Metall	idealer Leiter
bseats	Sitze hinten	Stoff	4 / 300e-4
btire	Reifen hinten	Gummi	2
cracks	Zierleiste Motorhaube	Kunststoff	3 / 500e-4
dash	Amaturenbrett	Kunststoff	3 / 500e-4
frim	Felgen vorne	Metall	idealer Leiter
fseats	Sitze vorne	Stoff	4 / 300e-4
ftire	Reifen vorne	Gummi	2
gascover	Tankdeckel	Metall	idealer Leiter
glass	Fensterscheiben	Glas	6 / 60e-4
grill	Kühlerabdeckung	Kunststoff	3 / 500e-4
handles	Türgriffe	Kunststoff	3 / 500e-4
hlights	Lichter vorne	Glas	6 / 60e-4
mglas	Glas Rückspiegel	Glas	6 / 60e-4
rvmirror	Kunststoff Rückspiegel	Kunststoff	3 / 500e-4
squirt	Scheibenputzdüsen	Kunststoff	3 / 500e-4
stwheel	Lenkrad	Kunststoff	3 / 500e-4
tlights	Lichter hinten	Glas	6 / 60e-4
trim	div. Kunststoffabdeckungen	Kunststoff	3 / 500e-4
under	Unterboden	Metall	idealer Leiter
wintrim	Fenster gummi	Gummi	2

Tabelle 5.7: Zusammensetzung des verwendeten Fahrzeugmodells mit den zugehörigen Stoffparametern



Abbildung 5.39: Darstellung des verwendeten Jetta Modells mit allen 22 Teildatensätzen.

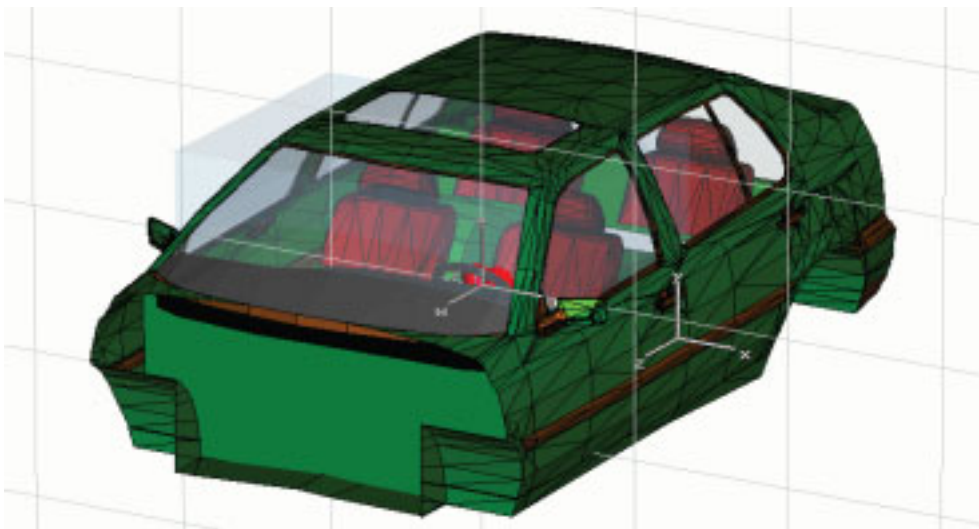


Abbildung 5.40: Darstellung des verwendeten reduzierten Modells für die Berechnung der Wellenausbreitung im Innenraum

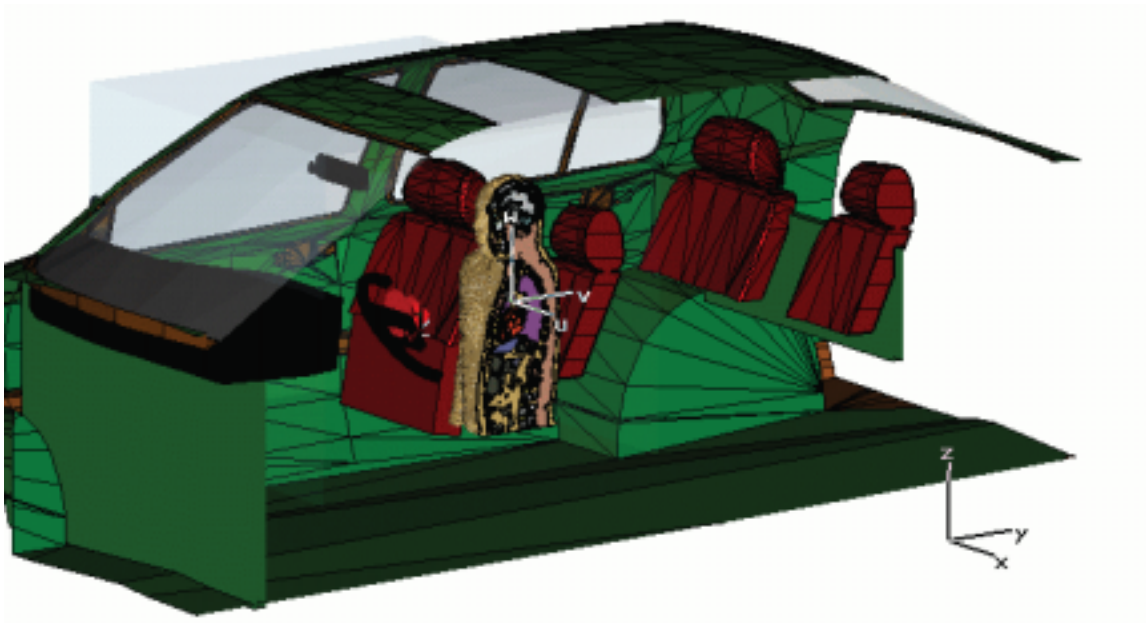


Abbildung 5.41: Schnittbildarstellung des verwendeten reduzierten Fahrzeugmodells mit Menschmodell für die Berechnung der Wellenausbreitung in MicroWave Studio

Ergebnisse der Berechnungen der elektrischen Feldstärke im Fahrzeuginnenraum

Aus den Berechnungen wird ersichtlich, dass der Einfluss der Mehrfachreflexionen im Fahrzeuginnenraum nicht vernachlässigt werden kann. Dies wird besonders an Stellen ersichtlich, die durch einen Gegenstand „abgeschirmt“ sind (z.B. hinter einem Sitz). Ein Fahrzeugsitz ist zwar keine ideale Abschirmung, er dämpft aber wegen seinen Materialeigenschaften die elektromagnetische Welle. Treten nun hinter einem Sitz Feldstärken auf, die größer als vor dem Sitz sind, können diese nur durch Überlagerung reflektierter Feldanteile entstehen (siehe dazu Abbildung 5.43 bis 5.45). Diese Feldüberlagerungen werden durch den großen Öffnungswinkel der in den Berechnungen verwendeten planaren Antennen begünstigt. Detaillierte Berechnungsergebnisse zu diesen Antennen sind in Kapitel 7 nachzulesen.

Bis zur Softwareversion 4 von MicroWave Studio konnte die Anordnung nur „ohne“ Mensch durchgeführt werden, da die Berechnung sonst zu speicherintensiv war. (Abbildungen 5.43 bis 5.45).

Durch das Erscheinen der Softwareversion 5 von MicroWave Studio (Frühjahr 2004), konnte parallel zur schriftlichen Ausarbeitung dieser Arbeit, noch Berechnungen mit Menschmodell im Fahrzeuginnenraum durchgeführt werden. Damit ist jetzt eine „vollständige“ Berechnung des Übertragungskanalverhaltens möglich. Bei den Berechnung mit Anwesenheit des Menschmodell im Fahrzeuginnenraum wurde ergänzend noch festgestellt:

- Der menschliche Körper reflektiert und dämpft (Konzentration der Feldenergie zwischen Sensor und Mensch) die ausgesendete Messsignale (positiv für die Messung).
- Durch die Anwesenheit des Menschmodells werden die Mehrfachreflexionen reduziert (positiv für die Messanordnung)
- Es gelangt noch etwas Energie aus dem Fahrzeug durch die Fenster in den „Freiraum“ (geringere Störungen der Umgebung mit Menschen im Fahrzeug als „ohne“).

Ein exemplarisches Berechnungsergebnis dieser Anordnung ist in Abbildung 5.42 dargestellt. Zusätzliche Berechnungsergebnisse zu dieser Anordnung sind im Anhang B.8 (Abbildung B. 10 bis Abbildung B.14) beigelegt.

Anmerkung zu den dargestellten Berechnungsergebnissen: Die Sendeleistung an den Antennenanschlüssen wurde auf 1 Watt bei der Berechnungsfrequenz normiert. Die Berechnungsfrequenzen sind in den Abbildungen angegeben.

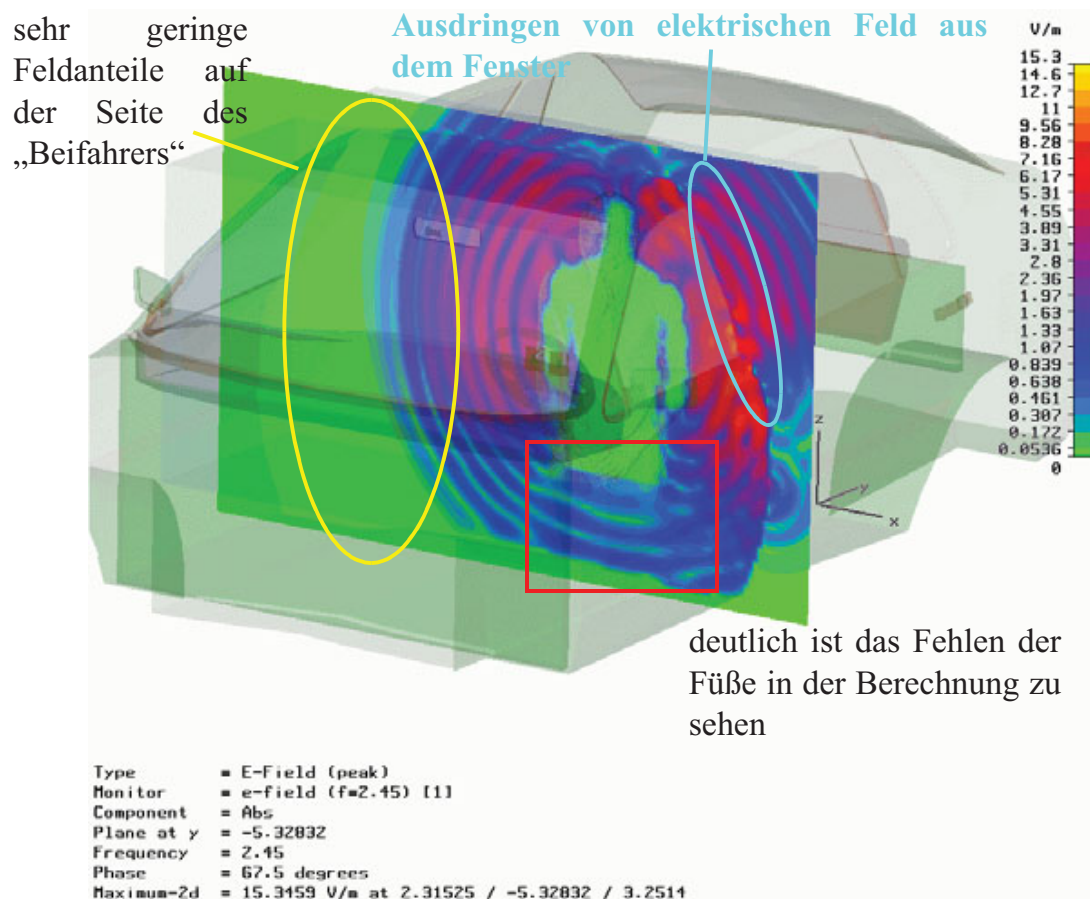


Abbildung 5.42: Schnittbildarstellung der Berechnung im Fahrzeuginnenraum mit Menschmodell. Dargestellt ist die absolute Feldstärke in V/m in einer Schnittebene parallel zum Sensor durch das Menschmodell.

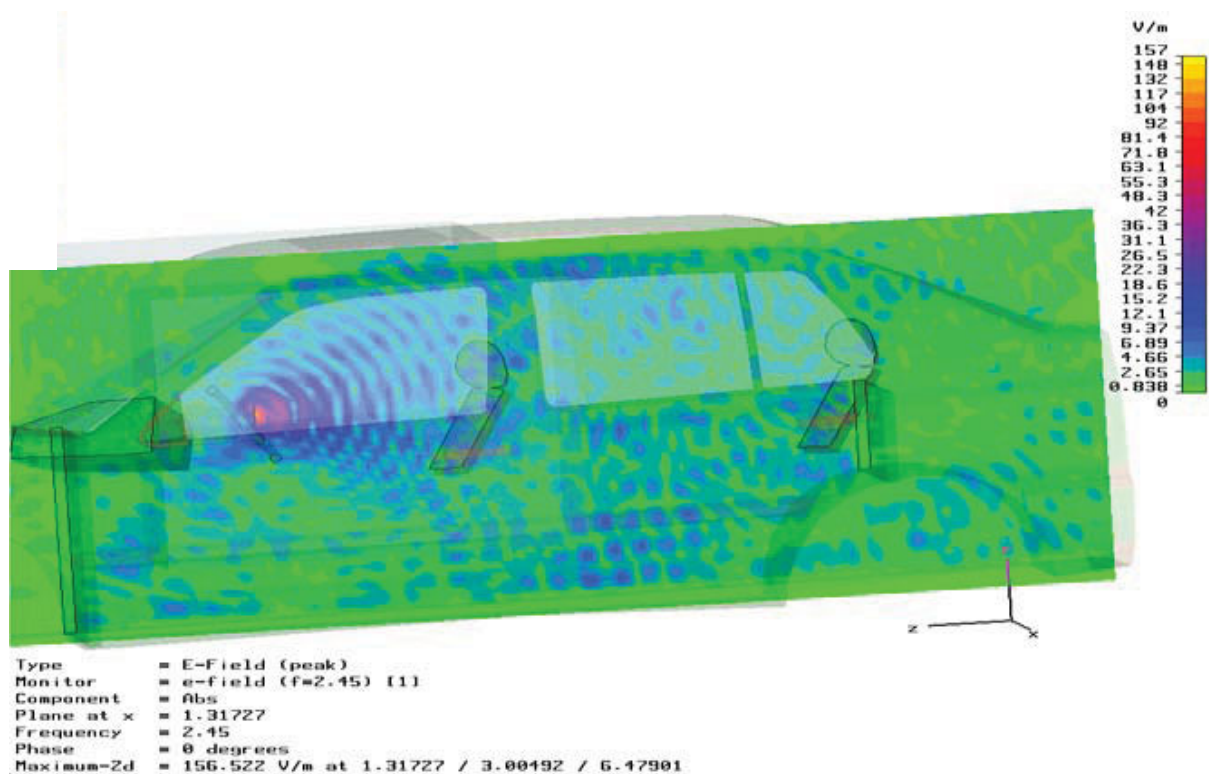
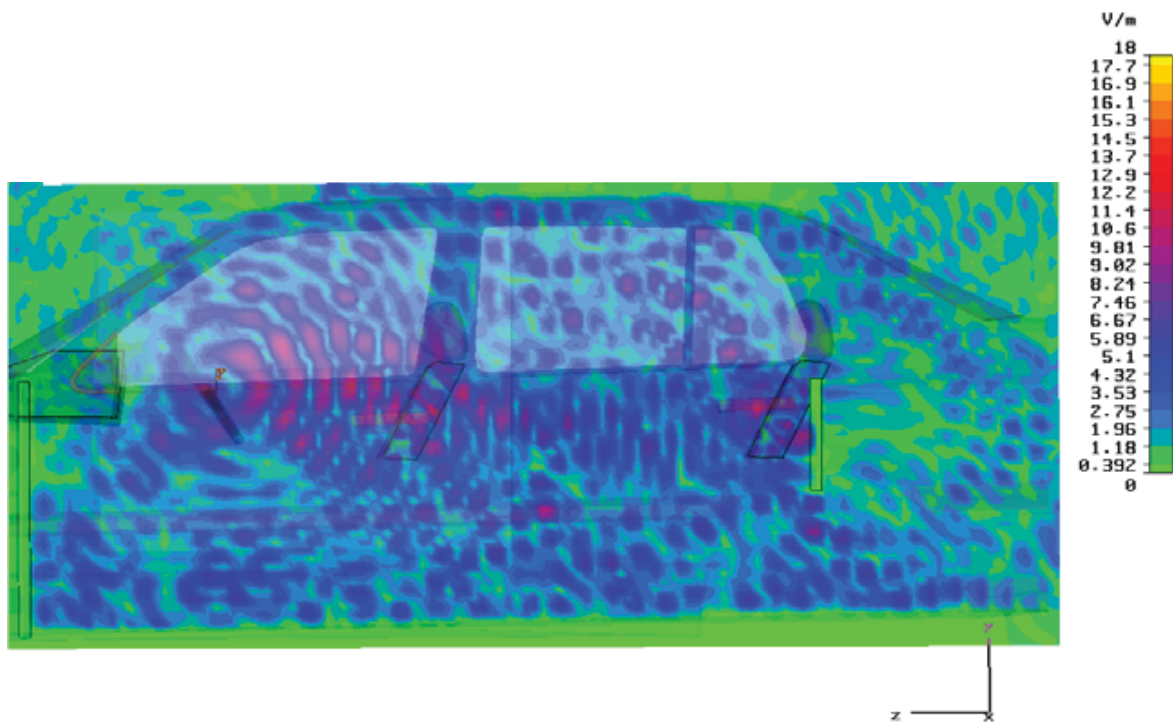
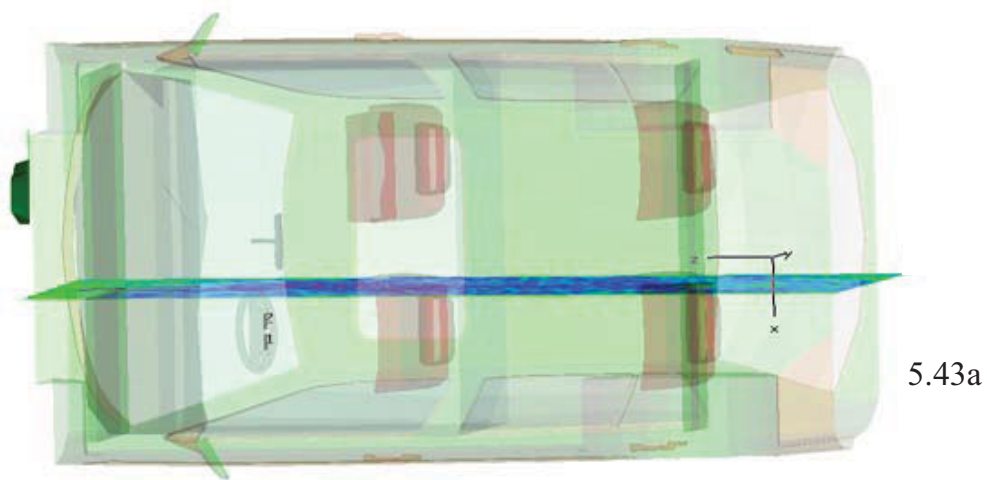


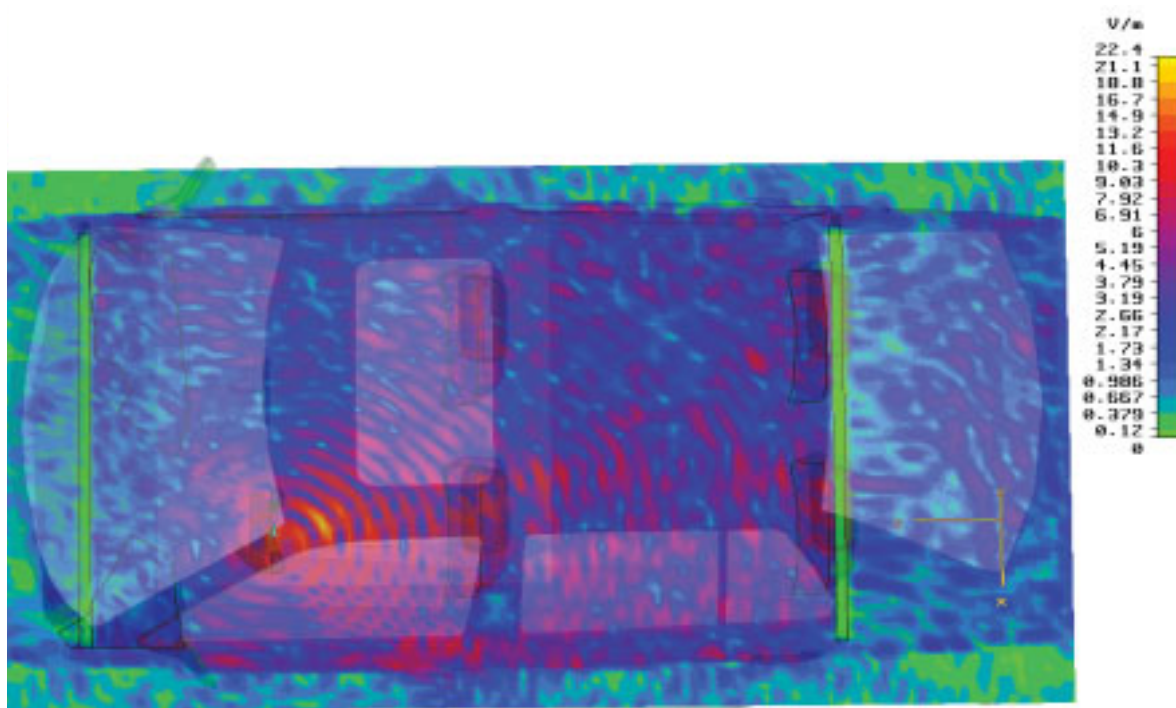
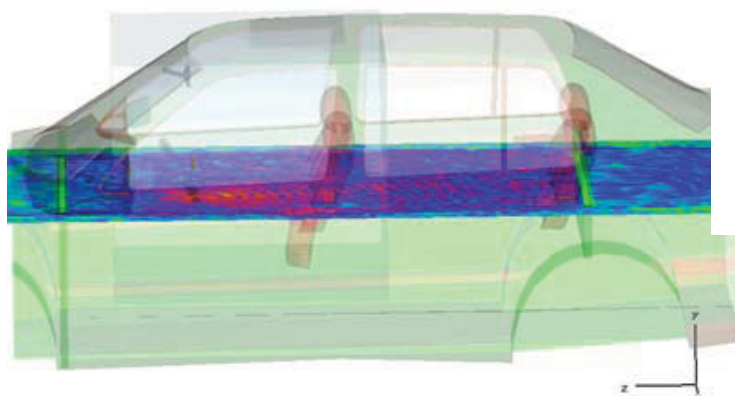
Abbildung 5.43: Schnittbildarstellung der Berechnung im Fahrzeuginnenraum. Dargestellt ist die absolute Feldstärke in V/m in der Schnittebene in der Höhe des Lenkrades.



Type = E-Field (peak)
 Monitor = e-field (f=2.45) [1]
 Component = Abs
 Plane at x = 0.515454
 Frequency = 2.45
 Phase = 0 degrees
 Maximum-Zd = 18.0491 V/m at 0.515454 / 2.62106 / 1.59478

Abbildung 5.43: Schnittbilddarstellung der Berechnung in Fahrzeuginnenraum. Dargestellt ist die absolute Feldstärke in V/m in der Schnittebene in Höhe zwischen den beiden Vordersitzen. Der Schnitt ist in der oberen Abbildung 5.43a dargestellt.

5.44a



Type = E-Field (peak)
 Monitor = e-Field (f=2.45) [1]
 Component = Abs
 Plane at y = 2.66092
 Frequency = 2.45
 Phase = 0 degrees
 Maximum=2d = 22.9935 V/m at 1.40175 / 2.66092 / 6.50925

Abbildung 5.44: Schnittbilddarstellung der Berechnung in Fahrzeuginnenraum. Dargestellt ist die absolute Feldstärke in V/m in der Schnittebene in Höhe der Mitte der Rückenlehne. Eine Übersicht über diese Schnittachse ist in 5.44a dargestellt.

5.7 Zusammenfassung der Ergebnisse aus Kapitel 5

Insgesamt kann festgehalten werden, dass sich der Frequenzbereich 2,45 GHz sehr gut eignet, um im Fahrzeuginnenraum den Herzschlag des Fahrers zu bestimmen. Die Messung sollte dazu von „Vorne“ erfolgen. Bei dieser Messfrequenz und den Messanordnungen treten Dämpfungen im menschlichen Körper auf, die im Bereich von -20 bis -30dB liegen. Mit diesen Dämpfungswerten erhält man noch ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis, das eine gute Auswertung zulässt.

Bei der Anwendung zur Bestimmung des Abstandes zwischen Fahrer und Sensor bei dieser Frequenz kommt es sehr auf die Genauigkeit der Abstandsauflösung an, siehe dazu auch Kapitel 4. Aus diesem Grund wird die Anwendungskombination zwischen Herzschlagmessung und Abstandsbestimmung bei dem Frequenzbereich um 2,45GHz noch einmal gesondert in Kapitel 6 abgeschätzt.

Bei der Frequenz 24GHz tritt hauptsächlich eine Reflexion an der Oberfläche des Menschen auf, was sehr gut für eine Bestimmung des Abstandes zwischen dem Sensor (Antenne) und dem Insassen ist. Eine Realisierung einer direkten Bestimmung des Herzschlags ist bei dieser Frequenz deshalb nicht möglich, weil die Eindringtiefe in den menschlichen Körper nicht groß genug ist.

Für die Berechnung des Übertragungskanal (Antennenmontageorte, Antennenelement, Messabstand) kann sehr gut das Feldberechnungsprogramm MicroWave Studio eingesetzt werden. Im Laufe dieser Arbeit wurden dazu die

- Version 3 und 4 komplett

und

- Version 5 teilweise

untersucht und getestet. Durch die ausgewerteten Berechnungsergebnisse kann gesagt werden, dass mit MicroWave Studio der gesamte Übertragungsweg in Fahrzeuginnenraum berechnet werden kann. Dies kann bei einer späteren Serienentwicklung solcher Sensorensysteme eine Vielzahl von Messungen ersparen.

Kapitel 6

Dimensionierung der Radarsensoren für den Kfz-Innenraum

Bei der Dimensionierung der Radarsensoren im Fahrzeuginnenraum sind eine Vielzahl von Randbedingungen zu berücksichtigen. Die wichtigsten, die beachtet werden müssen, sind:

- die gewünschte Sensoranwendung,
- die verwendbaren Frequenzbereiche,
- der Kostenrahmen für einen Sensor,
- die möglichen Einbaubedingungen und
- die einsetzbare Technologie für die technischen Realisierung.

6.1 Randbedingungen für die Dimensionierung

In diesem Kapitel werden die beiden Randbedingungen, erstens die möglichen Frequenzbereiche und zweitens die Anwendung, im Hinblick auf die Dimensionierungs- und Realisierungsmöglichkeiten vertieft. Der Kostenrahmen und die spätere technische Realisierung spielen hier noch keine Rolle, sie werden in Kapitel 7 aber zusätzlich mitberücksichtigt. Was die möglichen Einbaubedingungen angeht, wurden erste Überlegungen schon in Kapitel 5 angestellt. Die weiteren Untersuchungen zur Radarsensordimensionierung erfolgen mit Hilfe von Messungen. Diese Ergebnisse der Messungen mit den realisierten Radarsensoren sind in Kapitel 9 beigelegt.

6.1.1 Verwendbare Frequenzbereiche

Wie schon in Kapitel 5 erwähnt gibt es für die Realisierung von Radarsensoren im Kraftfahrzeug eine große Anzahl verfügbarer Frequenzbereiche. Zu Beginn dieser Arbeit wurden zur späteren Sensorrealisierung folgende drei ISM-Bänder festgelegt: 2,4; 5,8 und 24GHz. Durch die Berechnungsergebnisse aus Kapitel 5 wurde die Auswahl auf zwei Bereiche reduziert.

Die zwei Frequenzbereiche, die im weiteren betrachtet werden, sind:

- Bereich 1: ISM-Frequenzbereich 2,4 bis 2,5 GHz mit einer Bandbreite von 100MHz.
- Bereich 2: ISM-Frequenzbereich 24 bis 24,25GHz mit einer Bandbreite von 250 MHz.

6.1.2 Sensoranwendungen

Anwendung „Herzschlagmessung“

Für diese Anwendung ergeben sich folgende Randbedingungen, die bei einer Sensor-entwicklung berücksichtigt werden müssen:

- Es gibt keine konstante Frequenzverschiebung (Dopplersignal), d.h. das Ziel „Herz“ bewegt sich nicht gleichförmig im Brustraum (Schraubenbewegung). Dabei tritt eine maximale radiale Geschwindigkeit von ca. 7cm/s auf (Anhang Teil D).
- Als kleinste Geschwindigkeit soll 2cm/s im Signal abgebildet werden können.
- Die Abfolge der Herzschläge liegt im Bereich von 0,8 bis 2Hz (Kapitel 3 und Anhang C). Diese Frequenzen müssen bestimmt werden können.
- Es ist eine Eindringtiefe der elektromagnetischen Welle in den Körper von mindestens 4cm notwendig. Dabei befindet sich der Sensor vor dem Brustkorb der Person (dies wird als Messung „von Vorne“, siehe Kapitel 3 und Kapitel 5, bezeichnet).
- Die Aktualisierung der Werte für die Herzfrequenz ist im Sekundentakt ausreichend. Dieser Takt kommt dadurch zustande, dass der Durchschnittswert für die Herzfrequenz bei erwachsenen Personen im Sekundenbereich liegt. Der zweite Grund ist, dass sich der Parameter „Herzfrequenz“ nur langsam verändern kann, siehe dazu Kapitel 3 und 4.
- Messbereich: 1m
- Mögliche Radarverfahren: CW, Zwei-Frequenz CW, Impuls- oder FMCW Radar

Anwendung „Abstandsmessung“:

Für die zweite Anwendung ergeben sich folgende Randbedingungen (ebenfalls Messung „von Vorne“):

- Ein maximaler Entfernungsbereich von 1m, damit Störeinflüsse (Personen auf dem Rücksitz, Nachbarsitz) reduziert werden können.
- Der Sensor soll eine Mehrzieltrennung (Auflösung) der Objekte von 0,2m besitzen, damit z.B. mehrere Personen auf einem Sitz detektiert werden können (z.B. Vater hat sein Kind auf dem Schoß). Diese Bedingung macht eine sehr große Bandbreite für die Systeme erforderlich. Die Berechnungen ergaben Systembandbreiten von 750MHz für die Radarsysteme FMCW und Impuls. (Berechnung: siehe Unterpunkte).
- Veränderungen im Abstand sollten mit 1 bis 2cm Genauigkeit gemessen werden können. Es wird eine minimal detektierbare Entfernung von 0,1m gefordert, damit der Sensor erkennen kann, wenn eine Person zu nah am Lenkrad sitzt (siehe dazu Kapitel 4).
- Der Entfernungswert muss im ms-Bereich ermittelt werden, da es sich hier um eine Sicherheitsanwendung handelt (Kapitel 4).
- Mit dem Sensorsystem sollen Geschwindigkeiten von 1m/s bestimmt werden können, um zum Beispiel eine Aussage über die Bewegungsrichtung und die Geschwindigkeit des Oberkörpers treffen zu können.
- Mögliche Radarverfahren sind: CW, Impuls- oder FMCW Radar

6.2 Dimensionierung und Abschätzung der Funktionalitäten für den Frequenzbereich 1

Die Anwendung der Herzschlagmessung kann nur bei der Frequenz 2,45GHz realisiert werden, siehe dazu die Ergebnisse aus Kapitel 5. Zusätzlich zur Herzschlagmessung ist es denkbar den Abstand der Person relativ zum Sensor zu bestimmen. Dies ist, auf Basis der betrachteten Radarverfahren, möglich, siehe dazu auch Kapitel 2. In diesem Kapitelabschnitt sollen nun die Systemkonzepte CW-, Impuls- und FMCW-Radar genauer betrachtet werden. Als Literaturstellen für die Dimensionierung wurden folgende Stellen verwendet: [G1], [G6], [G7], [G10] und [R3].

CW-Radarverfahren

Aus Kapitel 2 ist mit Hilfe der dortigen Gleichungen die Bestimmung der Bewegungsgeschwindigkeit beim CW-Radar mit Hilfe der Frequenzverschiebung (Dopplerfrequenz) möglich:

$$f_D = \frac{2f_s}{c_0} \cdot v_r \quad (\text{Gl 6.1})$$

Bei der Abstandsbestimmung ergibt sich eine eindeutige Information nur, wenn man die Phase des Empfangssignals eindeutig auswerten kann. Dies ist der Fall, wenn ein bestimmter Entfernungsbereich angenommen wird, und wenn nach [G7] das Ziel im Bereich von

$$n \cdot \frac{\lambda_0}{4} \leq R_0 \leq (n + 1) \cdot \frac{\lambda_0}{4} \quad (\text{Gl 6.2})$$

liegt. Bei einer geplanten Sensorfrequenz von 2,45GHz ergibt sich eine Freiraumwellenlänge von:

$$\lambda_0 = 12,25 \text{ cm} \quad (\text{Gl 6.3})$$

Wenn man diesen Wert nun in Gleichung 6.2 einsetzt, bekommt man einen eindeutigen Entfernungsbereich beim CW-Radar von 3,06cm:

$$3,06 \text{ cm} \leq R_0 \leq 7,12 \text{ cm} ; (n = 1) \quad (\text{Gl 6.4})$$

Aus diesem Ergebnis wird ersichtlich, dass der geforderte Abstandsbereich von 0,1 bis 1,0m nicht eindeutig abgedeckt werden kann.

Als Ergebnis für ein einfaches CW-Radarsystem ergibt sich:

- Die Bewegungsmessung des Objekts „Herz“ ist möglich, da für die Herzschlagmessung alleine eine Dopplerauswertung ausreicht und dies mit einem CW-Radar auf jeden Fall möglich ist. Eine eindeutige Abstandsbestimmung zwischen Sensor und menschlichen Oberkörper mit den definierten Anforderungen aus Abschnitt 6.1 ist nicht möglich.

Zwei-Frequenz CW-Radarverfahren

Bei einem Zwei-Frequenz CW-Radarsystem ist die Dopplerauswertung für die Bewegungsbestimmung ebenso möglich wie bei einem einfachen CW-Radar. Für die Abstandsbestimmung gelten nach den Gleichungen 2.96 und 2.98 folgende Zusammenhänge:

$$\Delta f_S = f_{S2} - f_{S1} \quad (\text{Gl 6.5})$$

$$0 \leq R \leq \frac{c_0}{2\Delta f_S} \quad (\text{Gl 6.6})$$

Für einen eindeutigen Entfernungsbereich von 1,0m ergibt sich aus Gleichung 6.6 eine nötige Frequenzdifferenz von

$$\Delta f_S = 1,5 \times 10^8 \text{ Hz} = 150 \text{ MHz} \quad (\text{Gl 6.7})$$

Als Ergebnis für den Einsatz eines Zwei-Frequenz CW-Radarsystem zur Abstandsbestimmung ergibt sich aus den oberen Gleichungen:

- Die Bewegungsmessung über die Dopplerverschiebung ist möglich.
- Eine eindeutige Entfernungsmessung mit diesem Radarsystem für einen Bereich von 0 bis 1,0m ist theoretisch möglich. Die verwendbare Bandbreite von 100MHz des ISM-Bandes bei 2,4GHz reicht für den maximal vorgegebenen Abstand von 1,0m aber nicht aus.

Besitzt bei einem solchen Radarsystem das Zielobjekt eine radiale Geschwindigkeitskomponente, so muss noch folgende zusätzliche Bedingung erfüllt werden [G7]: Der Versatz der Sendefrequenzen muss mindestens doppelt so groß sein wie die zu erwartende maximale Dopplerfrequenz (Gleichung 6.8)

$$\Delta f_{Smin} > 2f_{Dmax} \quad (\text{Gl 6.8})$$

mit der Dopplerfrequenz

$$f_{Dmax} = 0,5 \cdot \Delta f_S = 0,5 \cdot |f_{S1} - f_{S2}| \quad (\text{Gl 6.9})$$

Die beiden auftretenden Dopplerfrequenzen lauten damit:

$$f_{D1} = f_{Dmax} \quad (\text{Gl 6.10})$$

und

$$f_{D2} = 2 \cdot \frac{f_{S1}}{c_0} \cdot v_{rmax} \quad (\text{Gl 6.11})$$

und die daraus maximal zulässige Radialgeschwindigkeit:

$$v_{rmax} = \frac{c_0}{2 \cdot f_{S2}} \cdot f_{Dmax} \quad (\text{Gl 6.12})$$

Als Ansatz ergibt sich für die Herzschlagmessung:

Die Dopplerfrequenz für den Herzschlagsabfolge beträgt: $f_{DHerz} = 2 \text{ Hz}$, Abschnitt 6.1

und für die maximale auftretende radiale Geschwindigkeit: $v_{rmax} = 0,07 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

Mit der Annahme, dass $f_{S1} = 2,4 \text{ GHz}$ und $f_{S2} = 2,5 \text{ GHz}$

und dass die Herzschlagsabfolge $f_{D\text{Herz}} = 2 \text{ Hz} = f_{D\text{max}}$ auch als die maximale Dopplerfrequenz angenommen werden kann. Mit diesen Annahmen und mit Gleichung (Gl 6.9) wird ersichtlich, dass mit diesem Ansatz eine Herzschlagmessung möglich ist.

Weiter ergibt sich für die zweite Dopplerfrequenz aus Gleichung 6.12 in 6.11:

$$f_{D2} = 1,92 \text{ Hz}.$$

Aus diesen beiden Dopplerfrequenzen folgt: $\Delta f_D = 0,08 \text{ Hz}$.

Mit diesem Ansatz ist eine maximal auftretende Geschwindigkeit (Gl 6.12) von:

$$v_{r\text{max}} = 0,12 \text{ m/s}$$

bestimmbar.

Mit diesem Ansatz ist die Funktion der Herzschlagmessung auf jeden Fall zu realisieren.

Um aber die Funktion der Abstandsmessung ebenfalls mit diesem System realisieren zu können, muss als maximale Geschwindigkeit $v_{r\text{max}} = 1 \text{ m/s}$ angenommen werden (Abschnitt 6.1).

Mit der Frequenzdifferenz von 100 MHz ergibt sich ein eindeutiger Entfernungsbereich von: 1,5 m. Dieser Entfernungsbereich ist größer, als der geforderte Bereich von 1 m.

Mit der maximalen Geschwindigkeit ergibt sich aus (Gl 6.12) eine maximale Dopplerfrequenz von $f_{D\text{max}} = 16,667 \text{ Hz}$.

Mit (Gl 6.11) ergibt sich für die zweite Dopplerfrequenz: $f_{D2} = 16,0 \text{ Hz}$.

Mit den beiden Ergebnissen für die Dopplerfrequenzen ergibt sich: $\Delta f_D = 0,667 \text{ Hz}$.

Da bei einem solchen System die Abstandsinformation über den Phasenunterschied zwischen den beiden Sendefrequenzen ermittelt wird, gilt:

$$\Delta \varphi = 2\pi \left[\frac{2 \cdot R}{c_0} \cdot \Delta f_S + (t_0 - t) \cdot \Delta f_D \right]. \quad (\text{Gl 6.13})$$

Bei der Zielentfernung von $R_0 = 0,5 \text{ m}$ und einer Messzeit von $(t_0 - t) < 0,01 \text{ s}$ (Abschnitt 6.1) ergibt sich aus der Gleichung 6.13

$$\Delta \varphi = 2\pi(0,333 + 0,1667) \quad (\text{Gl 6.14})$$

Da die Zielentfernung R_0 proportional zur Phasendifferenz $\Delta \varphi$ ist, wird der relative Fehler bei der Bestimmung von R_0 zu:

$$\frac{\Delta R_0}{R_0} = \frac{0,1667}{0,333 + 0,1667} \approx 33 \% \quad (\text{Gl 6.15})$$

Aus den Gleichungen 6.13 und 6.15 wird ersichtlich, dass der relative Fehler bei dieser Dimensionierung hauptsächlich durch die Bandbreite des Systems bestimmt wird, d.h. der relative Fehler liegt für den gesamten geplanten Messbereich (0 bis 1,5 m wegen der maximal möglichen Bandbreite von 100 MHz) in der Größenordnung von **33%**. Damit kann die geforderte Mehrzieltrennung von 20 cm mit dieser Genauigkeit für die Entfernungsbestimmung nicht eingehalten werden.

Impulsradarverfahren

Bei einem Impulsradarsystem ist die Zielentfernung proportional zur Impulslaufzeit.

$$\Delta t = \frac{2R}{c_0} \quad (\text{Gl 6.16})$$

Bei einer maximalen Zielentfernung von 1,0m ergibt dies eine Impulslaufzeit von 6,67ns. Für ein Impulsradar zur Entfernungsmessung gilt für die Entfernungsauflösung (Objekttrennung) nach dem angedachten Verfahren aus Kapitel 2.3.2.3:

$$\Delta R_{min} = 0,5 \cdot \tau_p \cdot c_0 \quad (\text{Gl 6.17})$$

Bei einer vorgegebener Objekttrennung (0,2m) ergäbe dies eine Pulslänge von 1,3ns. Um eine Pulslänge von 1,3ns zu erzeugen, müsste das System mit einer Bandbreite von

$$B_S \approx \frac{1}{\tau_p} = 750 \text{ MHz} \quad (\text{Gl 6.18})$$

ausgelegt werden. Diese Bandbreite ist im betrachteten ISM-Band bei 2,45GHz nicht gegeben. Mit einer solchen großen Bandbreite kommt man in den Bereich eines UWB-Systems (Ultra-Wide-Band). Ein solches System kann für die Anwendung „Herzschlagmessung mit Hilfe von Radarsensoren“ momentan (Stand Herbst 2004) noch nicht in Europa zugelassen werden. Mehr Informationen zu den Frequenzbereichen, möglichen Anwendungen und Leistungsbeschränkungen sind bei der FCC zu finden [N7]. Bei einem Pulsradar ist es theoretisch ebenfalls möglich, die Geschwindigkeiten für die Herzschlagmessung über die Dopplerverschiebung auszuwerten [G7].

Prinzipiell sind für die Arbeit zwei verschiedene Ansätze für einen Impulsradarsensor möglich:

1. Die Pulslänge wird so gewählt, dass die mögliche Bandbreite eingehalten wird: 100MHz Bandbreite entspricht einer Pulslänge von 10ns. Die gewünschten Anforderungen für die Entfernungsbestimmung (über Laufzeit) und der Mehrzieltrennung können aber mit dieser Pulslänge nicht erreicht werden, siehe dazu auch Gleichung (Gl. 6.17).

2. Die Pulslänge wird so gewählt, dass die Entfernungsmessung mit der geforderten Entfernungsauflösung erreicht wird, d.h. eine Pulslänge von ca. 1,3ns (Anwendungskombination von Herzschlagmessung und Abstandsbestimmung Fahrer / Sensor im Frequenzbereich 2,45GHz).

Bei beiden Ansätzen müssen aber weiterhin folgende Bedingungen erfüllt werden:

Für die Anwendung der Entfernungsmessung ist eine eindeutige Reichweite von

$$R_{ein} = 0,5 \cdot c_0 \cdot \Delta t_{max} = \frac{k}{2} \cdot c_0 \cdot T_p \quad (\text{Gl 6.19})$$

nötig. Bei der Berücksichtigung des Ausnutzungsfaktor im Bereich von

$$k = 0,8-0,9 \quad (\text{Gl 6.20})$$

ergibt dies eine Pulsfolgefrequenz von:

$$f_{pmax} = k \cdot \frac{c_0}{2R_{ein}} \quad (\text{Gl 6.21})$$

Dabei wird der Ausnutzungsfaktor wie folgt definiert: Dem Radarempfänger steht zum Empfang eines Zielsignals die Zeit zwischen der abfallenden Flanke eines Sendeimpulses und der ansteigenden Flanke des folgenden Sendeimpulses zur Verfügung. Da man aber davon ausgehen kann, dass in der Praxis als Laufzeit nicht die gesamte Pulsperiodendauer zur Verfügung steht, wurde zur sicheren Auswertung der Ausnutzungsfaktor eingeführt. Bei vorgegebener eindeutig zu messender Radialgeschwindigkeit des Ziels gelten folgende Bedingungen für ein Puls-Doppler-Radar [G6] und [G7]:

$$f_p \geq \frac{4 \cdot f_s}{c_0} \cdot v_{rmax} \quad (\text{Gl 6.22})$$

und

$$R_{ein} = k \cdot \frac{c_0 \cdot \lambda_s}{8 \cdot v_{rmax}} \quad (\text{Gl 6.23})$$

Die technische Abschätzung eines Radarsensors basierend auf dem Impulsradarverfahren ergibt für die beiden Anwendungen folgendes Ergebnis:

Mit dem betrachteten Ansatz eines Pulsradarsensors (Kapitel 2) ist eine Anwendungskombination zwischen Herzschlags- und Entfernungsmessung theoretisch möglich.

Schwierigkeiten bei der Anwendungskombination werden durch die Notwendigkeit der Objektrennung für die Funktion „Abstandsmessung“ bestimmt. Für diese Anforderung ist die Entfernungsmessung mit hoher Auflösung des Abstandes nötig, was eine Bandbreite größer 750 MHz erforderlich macht. Eine weitere sensorbestimmende Bedingung ist die der eindeutigen Reichweite. Diese wird ebenfalls durch die Funktion „Abstandsmessung“ vorgegeben, da hier die größere radiale Objektgeschwindigkeit auftritt. Die weiteren Anforderungen wie z.B. minimal zu messenden Entfernungen können mit einer Impulslänge von 1,3ns eingehalten werden.

Für die Anwendung „Herzschlagmessung“ muss nur darauf geachtet werden, dass die Impulsenergie ausreichend groß ist, um den erforderlichen Weg im Körper (große Dämpfung) zurücklegen zu können. Das bedeutet, dass eine ausreichend große Oszillatorausgangsleistung benötigt wird, um eine genügend große Impulsenergie zu erhalten.

Als Fazit für das Impulsradar kann gesagt werden, dass eine Kombination der beiden Anwendungen mit einem Impuls-Radar-System und unter der Einhaltung der Zulassungsbedingungen (ISM-Band) nicht möglich ist. Bei der Einhaltung der im Moment geltenden Zulassungsbestimmung (Bandbreite 100MHz) ergibt dies eine zulässige Impulslänge von 10ns. In diesem Fall tritt aber eine Überlappung zwischen Sendeimpuls und Empfangsimpuls auf, d.h. es ist keine direkte Entfernungsbestimmung über die Laufzeit mehr möglich. Ein solches Radarsystem entspricht dann eher einem CW-Radar, bei dem das Sendesignal an- und ausgeschaltet wird. Eine Auswertung der Dopplerfrequenzen und die dadurch mögliche Geschwindigkeitsbestimmung für die „Herzschlagmessung“ ist aber möglich.

Um beide Anwendungen zu kombinieren, wäre der Einsatz eines UWB-(Ultra-Wideband-Radar) Radarsystems erforderlich. Hier werden sehr kurze Pulse (100ps - 1ns) eingesetzt, was aber eine sehr große Bandbreite für den Sensor bedeutet. Ein solches, noch nicht zugelassenes System wurde in der Literaturstelle [MR8] schon vorgestellt. Die Vorschläge

(Zulassungssituation in Europa Herbst 2005) für UWB-Anwendungen und die damit verbundene abgestrahlte mittlere Leistung im Frequenzbereich MHz bis 10,6GHz reicht im Moment nicht aus, um größere Strecken (Luft und Gewebe) zu überbrücken [N7]. Die in der Literatur vorgestellten Systeme zur Herzschlagmessung [MR9],[MR10] werden im Moment direkt auf dem Brustkorb aufgelegt. Dies wäre für die betrachtete Messsituation in dieser Arbeit im Fahrzeuginnenraum nicht geeignet. Den aktuellen Stand der Zulassungssituation in Europa kann auf der Internetseite <http://www.ero.dk> verfolgt werden.

FMCW-Radarverfahren

Um ein FMCW-Radarverfahren gleichzeitig für die Anwendungen „Entfernungsmessung“ und „Bewegungsmessung zur Herzschlagsbestimmung“ einzusetzen, sind die im Folgenden beschriebenen Bedingungen zu erfüllen. Es soll als Modulation eine symmetrische dreiecksförmige Signalform verwendet werden [G7]. So gilt für die Entfernungsauflösung von 0,2m:

$$\Delta R_{min} = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta f} \Rightarrow \Delta f \approx B_S = \frac{c_0}{2 \cdot \Delta R_{min}} \quad (\text{Gl 6.24})$$

Dies ergibt mit der Gleichung 6.24 eine nötige Systembandbreite von: $B_S = 750 \text{ MHz}$

Bei einem FMCW-Radar mit sägezahnförmiger Modulation ist die Modulationsperiodendauer T_m sehr viel größer als die maximale Signallaufzeit Δt_{max} der elektromagnetischen Welle sein, siehe [G7]. Damit gilt folgende Forderung für die Modulationsperiodendauer:

$$T_m \gg \frac{2}{c_0} R_{max} \quad (\text{Gl 6.25})$$

Bei der Annahme, dass der maximale Abstand 1,0m beträgt, ergibt dies mit der Gleichung (Gl 6.26):

$$T_m \gg 6,667 \text{ ns} \quad (\text{Gl 6.26})$$

Allerdings ist die Modulationsperiodendauer so zu wählen, dass während der Messzeit die Dopplerfrequenz mit ausreichender Genauigkeit gemessen werden kann. Für die Auflösung, mit der die Dopplerfrequenz gemessen wird, gilt:

$$\Delta f_D \geq \frac{1}{t_{mess}} \approx \frac{2}{T_m} \quad (\text{Gl 6.27})$$

Damit ergibt sich für die Auflösung der Radialgeschwindigkeit:

$$\Delta v_r = \frac{c_0}{2 \cdot f_0} \cdot \Delta f_D \geq \frac{c_0}{f_0 \cdot T_m} \quad (\text{Gl 6.28})$$

Es sollte aber auch die Änderung in der Geschwindigkeit bei der Herzbewegung von 0,02m/s [Anhang D] ausgewertet werden können. Dies ergibt einen Wert für die Modulationsdauer von:

$$T_m \geq \frac{c_0}{f_0} \cdot \frac{1}{\Delta v_r} = 6 \text{ s} \quad (\text{Gl 6.29})$$

Wenn man ein T_m von 6s annimmt, ergibt sich für die Messzeit, dass sie ungefähr gleich der Modulationsperiodendauer ist. Mit einer solchen Dimensionierung kommt man in einen Messzeitbereich, der für die Steuerung der Airbagauslösung nicht mehr akzeptabel ist.

Als Fazit für das FMCW-Radar kann damit festgehalten werden, dass es bei der Kombination beider Anwendungen zu folgenden Problemen kommt: Für die geringe Entfernungsauflösung wird wie beim Impulsradar eine sehr große Systembandbreite von 750MHz benötigt. Diese Bandbreite wird notwendig, da Objekte mit einem Abstand von 20cm noch getrennt werden müssen, siehe auch Systemeigenschaften. Für diese Bandbreite gibt es im Moment im ISM-Band 2,45GHz keine Zulassung.

6.2.1 Zusammenfassung für die Systemdimensionierung für den Frequenzbereich 2,45GHz

Mit Hilfe der durchgeführten Dimensionierungsbetrachtungen soll nun eine Entscheidung in Hinblick auf das Radarsystem und die Kombination für die „Herzschlagmessung“ und „Abstandsmessung“ im Frequenzbereich um 2,45GHz getroffen werden.

CW-Radar:

Vorteile:

- Kontinuierliche Messung der Dopplerbewegung möglich.
- Sendeleistung kann auf den minimal nötigen Wert eingestellt werden.
- Schmalbandiges System, dies bedeutet kein Problem bei der Systemzulassung.
- Geringer Schaltungsaufwand.

Nachteil:

- Eine eindeutige Abstandsbestimmung zwischen 0,1 und 1m ist nicht möglich.

Zwei-Frequenz CW-Radar:

Vorteil:

- Es könnten beide Anwendungen „Herzschlagmessung“ und „Entfernungsbestimmung“ mit einem System realisiert werden.

Nachteile:

- Die benötigte Bandbreite (150MHz) ist etwas größer als die maximal mögliche Bandbreite von 100MHz.
- Der maximale Fehler bei der Entfernungsbestimmung liegt nicht im Bereich der gewünschten Genauigkeit. Dadurch kann die geforderte Objektrennung nicht realisiert werden.
- Es werden zwei HF-Signalquellen benötigt.

Impuls-Radar:

Vorteile:

- Längere Impulse (im Bereich $>10\text{ns}$) sind mit einem geringeren Schaltungsaufwand zu erzeugen.
- Aus technischer Sicht können beide Anwendungen kombiniert werden.

Nachteile:

- Zur Funktion „Abstandsmessung“ werden sehr kurze Pulse benötigt. Dies bedeutet eine sehr große Systembandbreite von mindestens 750MHz . Für solch eine Bandbreite gibt es im Moment bei $2,45\text{GHz}$ keine Zulassung [N7].
- Die einfache Kombination beider Anwendungen ist mit dem betrachteten Sensoransatz nicht möglich (nötige Impulsenergie für die „Herzschlagmessung“).
- Hoher Schaltungsaufwand bei sehr kurzen Impulsen (schnelle Schaltzeiten der Schalter, siehe Abbildung 6.1).

FMCW-Radar:

Vorteile:

- Beide „Anwendungen“ sind mit diesem System zu realisieren.

Nachteile:

- Es wird eine große Systembandbreite von 750MHz für die Abstandsmessung benötigt (Zulassungsproblem).
- Lange Messzeit von 6s , die für die spätere Anwendung „Airbagauslösung“ ungeeignet ist.
- Nur für die Herzschlagmessung alleine ergibt sich eine aufwendige Dopplerbestimmung.

Fazit für die Systemdimensionierung für ein Radarsystem bei der Frequenz $2,45\text{GHz}$

Aus den Ergebnissen der Systemdimensionierung für die Frequenz $2,45\text{GHz}$ wird ersichtlich, dass eine Kombination beider Anwendungen „Herzschlagmessung“ und „Entfernungsmessung“ im Kraftfahrzeug, unter Berücksichtigung einer späteren Sensorzulassung, auf einfache Weise nicht möglich ist. Diese Zulassungsfähigkeit wurde aber als ein Kriterium für einen möglichen Sensoransatz angenommen.

Aus technischer Sicht ist eine Kombination beider Anwendungen, unter Einsatz eines Impuls- oder FMCW-Verfahren, möglich. Die Schwierigkeiten bei einer Sensordimensionierung liegen hauptsächlich bei den geringen Abständen und den daraus resultierenden kurzen Signallaufzeiten (Problem für Impulssystem). Für eine genaue Entfernungsbestimmung und Mehrzieltrennung wird bei den kurzen Signallaufzeiten eine sehr große Signalbandbreite benötigt.

Bei der Systemmöglichkeit „Zwei-Frequenz-CW-System“ kommt es hauptsächlich bei der Genauigkeit der Entfernungsbestimmung zu Problemen. Ebenso liegt man mit der benötigten Systembandbreite von $B \geq 100\text{ MHz}$ an der Grenze dessen, was in diesem Frequenzbereich erlaubt ist.

Aus diesen Ergebnissen wurde folgendes Konzept für die Realisierung des geplanten Sensors im Frequenzbereich bei 2,45GHz ausgearbeitet:

Da die Anwendung „Herzschlagmessung“ die Hauptanwendung für den Frequenzbereich 2,45GHz ist, reicht es theoretisch aus, einen Sensor basierend auf dem CW-Radarverfahren einzusetzen. Hier kommen hauptsächlich dann die Vorteile der kontinuierlichen Dopplerbestimmung, die Zulassungsfähigkeit im ISM-Band, der einfachen technischen Realisierung und der geringen Kosten zum tragen. Ein solcher CW-Sensor kann dann in weiteren Ausbaustufen zu einem Impuls-Radar oder einem Zwei-Frequenz CW-System ergänzt werden. Dadurch hat man die Möglichkeit (auch ohne später gesicherte Zulassung), die Anwendungskombination (Herzschlagmessung und Entfernungsbestimmung), auf einfache Weise zu untersuchen. Aus diesen Ergebnissen wurde folgendes Sensorkonzept ausgearbeitet.

6.2.2 Systemkonzept für ein Radarsystem zur Bestimmung des Herzschlags im Fahrzeuginnenraum

Das Konzept für den Radarsensor zur Bestimmung des Herzschlags ist aus den obigen Überlegungen so entworfen worden, dass eine größtmögliche Flexibilität bei der Veränderung der Systemeigenschaften besteht. Als Systemgrundlage wurde deshalb ein Impulsradarsystem angedacht. Bei diesem Verfahren besteht die Möglichkeit, es auch als CW-Radar einzusetzen, indem die Schalter in diesem Impulsverfahren auf „dauer ein“ geschaltet werden (Abbildung 6.1). Dabei soll bei der Sensordimensionierung die maximale Systembandbreite von 100MHz im ISM-Band nicht überschritten werden. Für spätere Untersuchungen (Entfernungsmessungen) können mit diesem Sensoransatz aber noch größere Bandbreiten (kürzere Impulse) realisiert werden. (z.B. bei Pulslängen von 1ns). Der Grundaufbau des Systems ist in Abbildung 6.1 dargestellt.

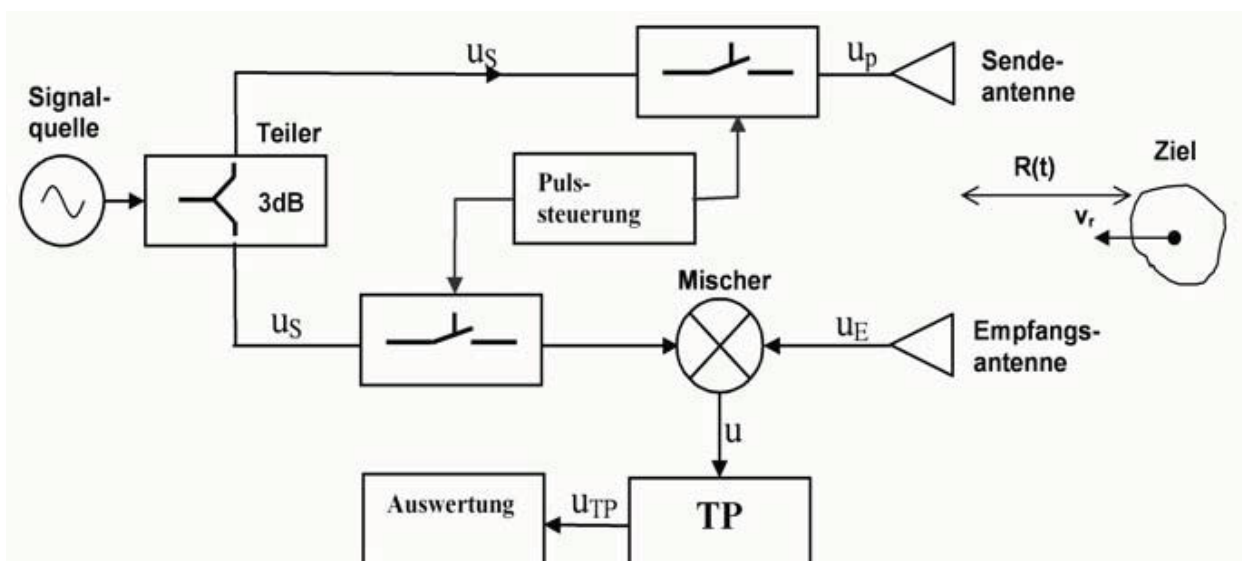


Abbildung 6.1: Prinzipblockdiagramm des Radarsensors zur Bestimmung des Herzschlags im Fahrzeuginnenraum.

Beschreibung des Systemkonzepts für die Herzschlagmessung

Für die Realisierung des Impulssensors wird eine Signalquelle (CW-Signal), sowohl für das Sende- als auch für das Signal im Empfangspfad verwendet. Das erzeugte CW-Signal (z.B. 2,45GHz) wird dazu durch einen 3dB-Teiler gleichmäßig (Leistung und keine Phasenunterschiede zwischen den Ausgängen) auf beide Signalpfade (Sende- und Empfangspfad) aufgeteilt. Die Impulserzeugung erfolgt durch eine spezielle Pulssteuerschaltung. Die Impulserzeugung erfolgt dadurch, dass das CW-Signal an und wieder ausgeschaltet wird. Mit Hilfe dieser Pulssteuerung können folgende Systemparameter des Radarsensors eingestellt werden:

- Pulslänge
- Messbereich
- Messpunkte pro Messbereich
- mittlere Sendeleistung
- Systembandbreite

Durch die Beschreibung der Parameter der Pulssteuerschaltung kann die Gesamtfunktion des Sensors beschrieben werden. Die technische Realisierung ist im Kapitel 7 und im Anhang Teil E genauer beschrieben.

Pulslänge / Systembandbreite

Bei einem Dauersignal an den Schaltern verhält sich der Sensor wie ein CW-Radar. Durch ein Rechtecksignal an den Steuereingängen der Schalter können nun Impulse eingestellt werden. Die Pulsdauer der Sendeimpulse ist entspricht der Impulsdauer des Ansteuersignals. Bei der Pulslängeneinstellung ist zu beachten, dass bei einer Veränderung der Pulslänge ebenfalls die benötigte Systembandbreite verändert wird. Durch die technische Umsetzung sind Pulslängen von 1ns bis größer 10ns einstellbar. Noch kürzere Pulslängen sind theoretisch möglich, dazu müssten aber andere HF-Komponenten, als die geplanten (siehe Kapitel 7) eingesetzt werden. Impulslängen von 1ns würden aber eine benötigte zulässige Systembandbreite von 1GHz bedeuten (siehe auch Kapitel 6.2).

Messbereich

Mit der Pulssteuerschaltung wird im Impulsbetrieb zusätzlich der Messbereich festgelegt. Dies erfolgt dadurch, dass zwischen dem Sendeimpuls und dem Empfangsimpuls eine Zeitverschiebung eingestellt werden kann. Am Ausgang dieses Sensors kann nur dann ein Signal empfangen werden, wenn an den beiden Eingängen des Mischers ein Signal anliegt. Dies ist der Fall, wenn der Empfangsimpuls um die Zeit verschoben ist, die der Sendeimpuls als Laufzeit zum Messobjekt und zurück benötigt hat (Laufzeit). Wenn man bei einer Impulslänge von 10ns und einem festen Zeitversatz zwischen Sende- und Empfangsimpuls von z.B. 1ns annimmt, kann am Ausgang des Mischers ein Dopplersignal detektiert werden, das von einem Objekt im Entfernungsbereich größer 30cm erzeugt wird. Um in einem definierten Abstandsbereich messen zu können und eine bessere Empfangssignalqualität zu erhalten (das optimale Empfangssignal erhält man am Mischerausgang, wenn durch die Zeitverschiebung nur die Impulslaufzeit ausgeglichen wird und dadurch die maximale Impulsdauer zum Mischen des Signals vorhanden ist), wird der Empfangsimpuls linear zeitlich zum Sendeimpuls verschoben (z.B. über eine Sägezahnfunktion). Durch den Zeitversatz zwischen dem Sende- und Empfangsimpuls werden nur die Signale eines bestimmten Messbereiches berücksichtigt. Andere Signale (Reflexionen weiter entfernter Objekte oder Mehrfachreflexionen) werden so ausgeblendet.

Messpunkte pro Messbereich

Durch die Geschwindigkeit der Zeitverschiebungsänderung zwischen Sende- und Empfangsimpuls wird festgelegt, wie schnell dieser Messbereich durchlaufen wird. Durch die Impulsfolgefrequenz wird zusätzlich noch festgelegt, wie viele Messungen in einem Messdurchlauf (pro linearem Zeitverschiebungsdurchlauf) durchgeführt werden. Durch eine optimale Wahl aller Parameter kann der Sensor speziell auf die gestellten Anforderungen eingestellt werden.

mittlere Sendeleistung

Über die Dauer der Impulse und der Pulswiederholfrequenz wird die abgestrahlte mittlere Leistung eingestellt. Dies ist möglich, da bei diesem Sensoransatz die Oszillatorleistung unverändert bleibt.

Der Tiefpass am Mischerausgang (Empfangspfad des Sensors) wird eingeplant um schon auf der schaltungstechnischen Seite die hochfrequenten Störungen, die ebenfalls empfangen werden, herauszufiltern. Die Störungen werden hauptsächlich durch andere Systeme (z.B. Mobiltelefonie, Rundfunk), Mehrfachreflexionen im Fahrzeug und durch Dopplersignale, die durch Bewegungen des menschlichen Körpers hervorgerufen werden, verursacht. Dieses Sensorkonzept bietet aber auch die Möglichkeit, den Sensor als Zwei-Frequenz CW-Radar einzusetzen. Hierzu ist nur eine zweite CW-Signalquelle notwendig.

Das Systemkonzept mit den Variationsmöglichkeiten ist in Abbildung 6.2 noch einmal schematisch dargestellt.

Der Aufbau des Sensors soll in drei Ausbaustufen erfolgen. Die Unterteilung wurde vorgenommen, da schon frühzeitig messtechnisch gewonnene Daten vorhanden waren, ohne schon eine vollständig fertig dimensionierte Pulssteuerschaltung zu besitzen. Durch die so schon frühzeitig vorhandenen Messdaten konnte parallel zur technischen Systemweiterentwicklung mit einer Signalauswertung begonnen werden.

Die realisierten Ausbaustufen können wie folgt beschrieben werden:

1. Ausbaustufe:**Impuls-Radarverfahren im CW-Betrieb.**

Mit diesem Sensor sollen die analytischen und numerischen Berechnungen bestätigt werden. Die Funktionalität der Herzschlags- und Atmungsmessung können schon mit Hilfe dieser Ausbaustufe nachgewiesen werden. Weiter soll hier untersucht werden, ob der Einsatz einer IQ-Auswertung notwendig ist oder nicht (siehe Kapitel 6.2.3). Eine Ansteuerung der Schalter ist dabei nicht eingeplant.

2. Ausbaustufe:**Kombination aus Impuls- und CW-Sensor.**

Es besteht jetzt die Möglichkeit des Impulsbetriebs durch den Einsatz einer Pulssteuerschaltung. Die Optimierung der Signalaufbereitung erfolgt an den Mischerausgängen (z.B. zusätzlicher Einsatz eines Hochpasses zur Filterung der Offsetspannung an den Mischerausgängen).

3. Ausbaustufe:

Kombination aus Impuls- und CW-Sensor mit IQ-Auswertung.

Die Bezeichnung IQ-Auswertung bedeutet hier, dass der HF-Teil des Sensors so ergänzt wird, dass zwei Empfangssignale entstehen. Zwischen diesen zwei Signalen besteht ein Phasenunterschied von 90 Grad. Diese Phasenverschiebung entsteht durch die Aufteilung des Empfangsimpulses durch einen 90Grad/3dB-Hybrid (siehe auch Kapitel 7). Die IQ-Auswertung soll eingeführt werden, um die Möglichkeit der Signalauslöschung bei bestimmten Abständen auszuschließen (siehe dazu Kapitel 6.2.3).

Die dritte Ausbaustufe ist als Blockdiagramm in Abbildung 6.3 dargestellt, zusätzliche Darstellungen befinden sich im Anhang Teil E und Abbildung 7.1.

Für ein Zwei-Frequenz-CW-Radar kann ebenfalls die Ausbaustufe 1 verwendet werden. Hier wird nur der Einsatz einer zweiten Frequenzerzeugung notwendig (Kapitel 7.3.) Hierzu können zwei indentische CW-Signalquellen eingesetzt werden.

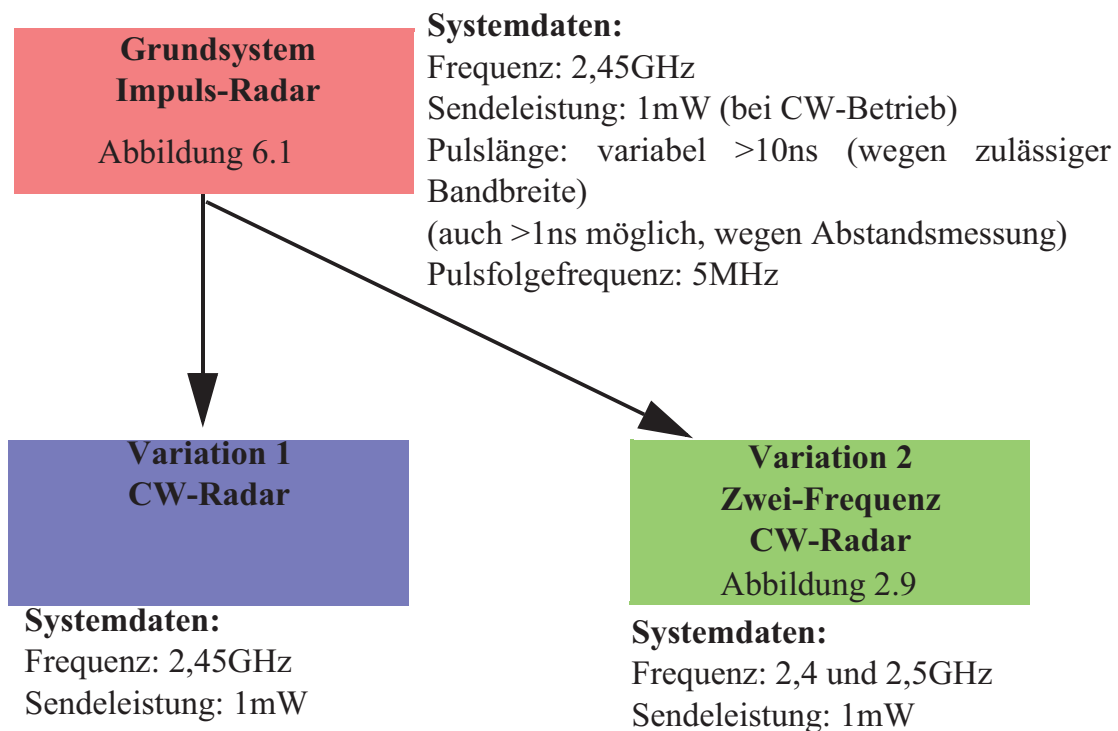


Abbildung 6.2: Schematische Darstellung der Variationsmöglichkeiten des geplanten Radarsensors bei 2,45GHz zur Bestimmung des Herzschlags im Fahrzeuginnenraum.

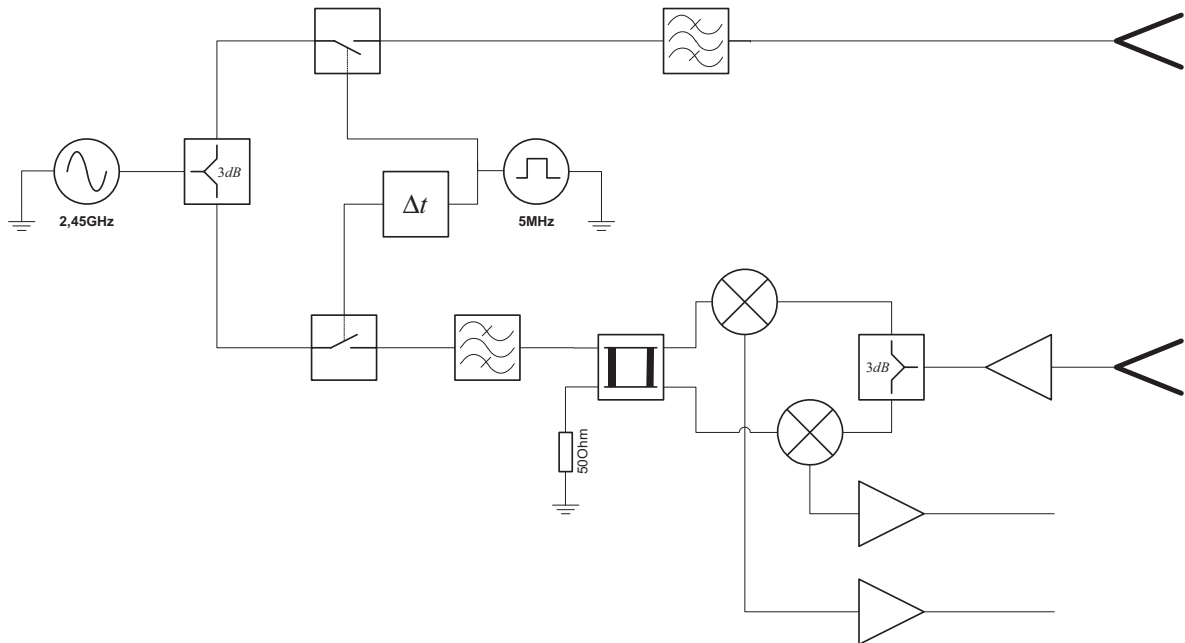


Abbildung 6.3: Blockdiagramm des Radarsensors mit IQ-Auswertung.

6.2.3 Überlegungen zum Empfangssignal bei 2,45GHz zur Herzschlagmessung.

Für die folgenden Überlegungen soll als Ausgangssystem ein CW-System angenommen werden. Bei dem späteren Einsatz von Impulsen (Impulslänge $> 5\text{ns}$) zur Herzschlagmessung müssen für diese Überlegungen keine Einschränkungen gemacht werden.

Wie schon in Kapitel 2 erläutert, ist das Empfangssignal eines CW-Radars abhängig von der Geschwindigkeit des Ziels (Doppler-Effekt) und beim einfachen Sensor (CW ohne IQ) auch zusätzlich vom Abstand des Zielobjekts zum Sensor (siehe auch Eindeutigkeitsbereich, Gleichung (Gl. 6.2)).

Bei der Berechnung der zu erwartenden Dopplerfrequenzen bei der Herzschlagmessung erhält man Frequenzen, die im Bereich von 0,3 bis 1,14Hz liegen. Die Ermittlung der radialen Geschwindigkeiten des Herzens wird im Anhang D dieser Arbeit noch genauer beschrieben. Da aber das Herz eine nicht gleichmäßige und dazu schraubenförmige Bewegung durchführt, kann als Dopplersignal eher ein Spektrum von mehreren Frequenzen erwartet werden, welches zudem stark vom Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle abhängt, siehe dazu auch Kapitel 5. In diesem Spektrum ist natürlich auch die Frequenz zu finden, die durch die Schlagwiederholung des Herzens (den Puls) hervorgerufen wird.

Bei der Betrachtung der Herzbewegung ist aber zu beachten, dass durch die nur sehr geringe räumliche Veränderung des Herzens, Wegstrecken kleiner als 2cm, die Bewegung gegenüber der Wellenlänge sehr kurz ist (Freiraumwellenlänge/Radarsignal $12,25\text{cm}/2,45\text{GHz}$). Nimmt man jetzt an, dass sich der Oberkörper räumlich nicht ändert, liegt diese Wegänderung des Herzmuskels im Eindeutigkeitsbereich bei einer Abstandsbestimmung mit Hilfe eines CW-Radars. Wenn man nun die Gleichungen (Gl 2.22 ff) aus Kapitel 2, betrachtet wird ersichtlich, dass bei bestimmten Abständen zwischen Sensor und Zielobjekt das Empfangssignal null ist (Annahme: radiale Objektgeschwindigkeit ist zu diesem

Moment null). Ändert sich der Abstand nur in einem sehr kleinen Bereich, bekommt man keine großen Änderungen im Empfangssignal (Cosinus-Funktion). Dieses Problem kann aber dadurch umgangen werden, dass man einen zweiten Mischer auf der Empfangsseite einsetzt. Dieser Mischer wird dann mit einem um 90 Grad zum ersten Mischer verschobenen Signal angesteuert. Dieses Prinzip wird auch als Quadratur- oder IQ-Auswertung bezeichnet. Mathematisch bedeutet es so viel, dass durch diese Phasenverschiebung um 90 Grad in Gl.2.89 anstelle des Cosinus der Sinus steht. Messtechnisch bedeutet es, dass, wenn an einem Mischerausgang ein minimales Empfangssignal empfangen wird, das Signal am zweiten Mischerausgang maximal ist. Dies gilt auch für die Signale, die durch die Bewegung erzeugt werden. Dies kommt daher da sich durch die kurzen Bewegungen sich die Abstände nur gering ändern, verändern sich dadurch auch die Empfangssignale in ihrer Signalamplitude nur sehr gering (siehe Kapitel 9). Beide Empfangssignale können dadurch zu einem komplexen Signal zusammengefasst werden. Dieser Signalzeiger durchläuft die komplexe Ebene einmal komplett, wenn sich der Abstand zwischen Radar und Objekt um eine halbe Wellenlänge geändert hat. Weitere Informationen zur IQ-Auswertung sind im Anhang B.7 beigelegt. Um diese Überlegung zu unterlegen, soll zuerst ein CW-System aufgebaut werden, um die praktische Notwendigkeit einer IQ-Auswertung zu untersuchen (erste Ausbaustufe). Die Ergebnisse zu diesen Messungen sind in Kapitel 8 nachzulesen.

6.3 Abstandsmessung bei der Frequenz 24GHz.

Für die Anwendung „Abstandbestimmung im Kraftfahrzeuginnenraum“ soll speziell die Frequenz 24GHz noch einmal gesondert betrachtet werden. Die Überlegungen im Kapitel 6.1 und 6.2 haben ja schon gezeigt, dass eine Anwendungskombination bei 2,45GHz zwischen Herzschlagsbestimmung und Abstandbestimmung nicht einfach möglich ist. Theoretisch ist eine Kombination möglich, dabei müssen bei den Systemanforderungen aber für beide Anwendungen Abstriche gemacht werden. Deshalb soll die Realisierungsmöglichkeit der Abstandsmessung bei der Frequenz 24GHz noch einmal untersucht werden. Bei dieser Anwendung sind die Anforderungen an die Entfernungsauflösung (größere Systembandbreite) und Messzeit höher als bei der Herzschlagmessung. Der Vorteil beim ISM-Band bei 24GHz ist, dass die mögliche Bandbreite (250MHz), im Vergleich zu 2,45GHz (100MHz), größer ist. Als mögliche Radarsysteme kommen Impuls oder FMCW in Frage. Um eine Systemauswahl zu treffen, sollen diese zwei Radarsysteme miteinander verglichen werden.

Impulsradarverfahren

Aus Kapitel 6.2 ergibt sich bei der Frequenz 24GHz die gleiche benötigte Systembandbreite für die Abstandsmessung wie bei der Frequenz 2,45GHz (Gleichungen 6.16 bis 6.19). Bei der Frequenz 24GHz kann im Vergleich zum Kapitel 6.2 die erforderliche Bandbreite (Gl 6.17) besser zur Verfügung gestellt werden. Da es bei der späteren Anwendung „Airbagsteuerung“ von Interesse ist, auch eine Aussage über die Bewegungsgeschwindigkeit machen zu können, ergibt sich aus den Gleichungen 6.22 und 6.23 eine maximal messbare Radialgeschwindigkeit von:

$$f_{pmax} = k \cdot \frac{c_0}{2R_{ein}} \quad (\text{Gl 6.30})$$

$$v_{max} \leq \frac{k \cdot c_0^2}{8 \cdot f_s \cdot R_{ein}} \quad (\text{Gl 6.31})$$

$$f_p \geq \frac{4 \cdot f_s}{c_0} \cdot v_{max} \quad (\text{Gl 6.32})$$

Dies ergibt mit:

$$f_s = 24,125 \text{ GHz}, f_p = 5 \text{ MHz}, k = 0,8 \text{ und}$$

$$R_{ein} = 0,5 \cdot c_0 \cdot \Delta t_{max} = \frac{k}{2} \cdot c_0 \cdot T_p = 0,4 \cdot 3 \times 10^8 \cdot \frac{1}{5 \text{ MHz}} = 24 \text{ m} \quad (\text{Gl 6.33})$$

eine maximale Geschwindigkeit von 15544m/s. Da bei einer menschlichen Bewegung solch große Geschwindigkeiten nie auftreten, kann mit Hilfe eines Impulsradars bei 24GHz die Anwendung der Abstandsbestimmung für eine intelligente Airbagauslösung realisiert werden. Hier würde die Geschwindigkeitsbestimmung über die Anstandsänderung des Objekts detektiert werden. Ein weiterer Vorteil ist, dass mit dem oberen Ansatz Messzeiten erreicht werden, die kleiner als die geforderten 10ms sind.

FMCW-Radarverfahren

Beim FMCW-Radar wird ebenfalls eine Systembandbreite von 750MHz benötigt, um die geforderte Entfernungsauflösung 0,2m zu erreichen (siehe Kapitel 6.1). Da bei einer menschlichen Bewegung kaum Geschwindigkeiten größer 100m/s auftreten und das System die Geschwindigkeiten nur im Bereich von 1m/s auflösen können muss, kann auch mit Hilfe eines FMCW-Radars die Entfernungsbestimmung, unter Einhaltung der geforderten Systemanforderungen, erfüllt werden (siehe (Gl 6.25) bis (Gl 6.32)).

6.3.1 Zusammenfassung der Systemdimensionierung für den Frequenzbereich bei 24GHz

Die Anwendung der Abstandsbestimmung lässt sich sehr gut bei der Frequenz 24GHz realisieren. Es gibt bei keinem der beiden Sensorkonzepte große Schwierigkeiten bei der Dimensionierung. Der einzige Nachteil ist im Moment, dass die bei beiden Sensorkonzepten benötigte Bandbreite von 750MHz für die Entfernungsauflösung größer als die zulässige Bandbreite von 250MHz ist. Diese Bandbreite ist heute ohne spezielle Sensorzulassung im ISM-Band nicht verfügbar. Entscheidend für die Auswahl des Impulsradars war nur der Aspekt, dass bei der Firma Robert Bosch schon ein Impulsradar bei 24 GHz verfügbar war, was die Entwicklungszeit erheblich verkürzt hat.

Technisch gesehen gibt es hier keine Vorteile für das eine oder andere Radarverfahren. Der realisierte Sensor wird in Kapitel 7 vorgestellt.

6.4. Auswahl der Methoden zur Geschwindigkeitsbestimmung

In beiden Frequenzbereichen werden auf Grund der Anwendung die Geschwindigkeiten von Objekten bestimmt. Für beide Anwendungen soll ein Impuls-Radar-Verfahren eingesetzt werden. Bei Impuls-Radar-Verfahren ist die Geschwindigkeitsbestimmung auf drei Arten, nach Kapitel 2, möglich. Diese sind:

- bei kurzen Impulsen (bezogen auf Wellenlänge der Trägerfrequenz), Auswertung der Dopplerverschiebung über das Frequenzspektrum des Impulses
- bei langen Impulsen, Auswertung der Dopplerverschiebung über die Trägerfrequenz
- Zeitliche Veränderung der Impulslaufzeiten (Antwortzeit)

Unter Berücksichtigung der Anwendung, des ausgewählten Radarverfahrens und den Arbeitsfrequenzen der Sensoren ergeben sich folgende Möglichkeiten der Geschwindigkeitsauswertung, die in dieser Arbeit weiter verfolgt werden:

Für die Anwendung „**Herzschlagmessung**“:

- **Frequenzbereich 2,45GHz:**

Auswertung der Herzbewegung über die Dopplerverschiebung der Trägerfrequenz und den Einsatz eines IQ-Demodulators, siehe dazu auch Überlegungen in Kapitel 6.3.

- **Frequenzbereich 24GHz:**

Hier ist nach der Theorie kein direktes Herzschlagssignal detektierbar. Aus diesem Grund soll die Herzschlagmessung nur im Frequenzbereich bei 2,45GHz durchgeführt werden.

Für die Anwendung „**Abstandsbestimmung**“ (Bewegungsrichtung und Bewegungsgeschwindigkeit) für die Airbagsteuerung:

- **Frequenzbereich 2,45GHz:**

Es können nicht alle Anforderungen für die Abstandsbestimmung erfüllt werden, siehe Abschnitt 6.2. Mit einem 2.45GHz Sensor können aber alle Geschwindigkeiten über die Dopplerverschiebung im Messbereich gemessen werden, d.h. auch die Bewegung des Brustkorbes. Diese Überlegungen können mit Hilfe der Messungen bestätigt werden, siehe dazu auch Kapitel 8.

- **Frequenzbereich 24GHz:**

Bei dieser Frequenz können alle 4 Möglichkeiten mit dem angedachten Sensor zur Geschwindigkeitsbestimmung des Oberkörpers verwendet werden. Als Erstes soll die Auswertung über die zeitliche Veränderung erfolgen, der Grund hierfür ist die Datenaufnahme der Messergebnisse, siehe folgende Kapitel.

Kapitel 7

Radarsensor und Messsystem bei 2,45GHz

In diesem Kapitel wird der realisierte Radarsensor und das dazu realisierte Messsystem im Frequenzbereich um 2,45GHz vorgestellt. Der Radarsensor wurde in den drei Ausbaustufen, wie schon in Kapitel 6 beschrieben, realisiert.

1. Ausbaustufe: Impulsradar im CW-Betrieb.
2. Ausbaustufe: Kombination zwischen Impuls- und CW-Sensor.
3. Ausbaustufe: Kombination zwischen Impuls- und CW-Sensor mit IQ-Auswertung.

7.1 Überblick über das realisierte Messsystem

Das Messsystem wird durch einen PC mit einer 16Bit Analog-Digital-Wandlerkarte gesteuert. An die Karte konnten sowohl alle Ausgänge des Radarsensors als auch die Zusatzsensorik angeschlossen werden. Ein schematischer Aufbau des Messsystems ist in Abbildung 7.1 dargestellt. Zur Aufnahme der Daten wurde die Software LabVIEW von National Instruments eingesetzt. So konnten schon nach der Messdatenaufnahme die Ergebnisse begutachtet werden. Ein exemplarisches Programmschema ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Die Messungen wurden in einer Absorbermesskammer und in einem Versuchsfahrzeug durchgeführt werden. Für die Messungen in der Absorberkammer wurde ein Sitzge-

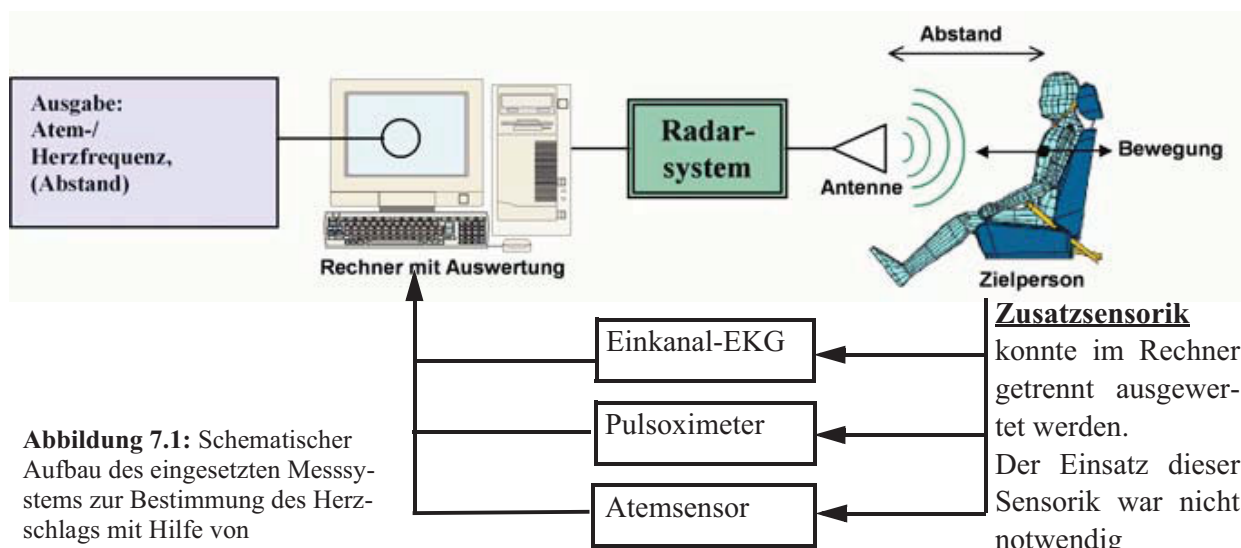


Abbildung 7.1: Schematischer Aufbau des eingesetzten Messsystems zur Bestimmung des Herzschlags mit Hilfe von Radarsensoren

stell entsprechend dem Fahrersitz in einem Auto gebaut. Bei dem Gestell handelte es sich um eine Grundplatte, auf der ein Fahrzeugsitz montiert wurde. Vor dem Sitz wurde ein Aluminiumrahmen montiert, so dass ein Lenkrad aber auch Antennen in den verschiedensten Positionen vor dem „Fahrer“ angebracht werden konnten, siehe Abbildung 7.4. Bei dem Versuchsfahrzeug handelte es sich um einen Audi A4. Für die Versuche wurde der Fahrerairbag aus dem Lenkrad entfernt. Bei allen Messungen befand sich der Radarsensor entweder auf einem Versuchstisch neben dem Fahrzeug (Abbildung 7.4) oder er wurde in den Kofferraum eingebaut. Die Antennen (Kapitel 7. 2) konnten dann auf dem Lenkrad (Abbildung 7.5) oder an den anderen definierten Positionen angebracht werden. Mit diesem Aufbau konnten die Versuchspersonen ihre gewohnten Sitzpositionen einnehmen. Ebenso war es möglich, dass die Personen alle typischen Bewegungen eines Fahrers durchführen können, wie zum Beispiel Lenkbewegungen, Kopfdrehungen und Einstellungen an der Mittelkonsole (Abbildung 7.6). Die eigentliche Datenauswertung wird nach der Datenaufnahme mit LABVIEW mit dem PC-Programm MATLAB durchgeführt werden. Diese Programme werden im Kapitel 7.3 näher beschrieben.

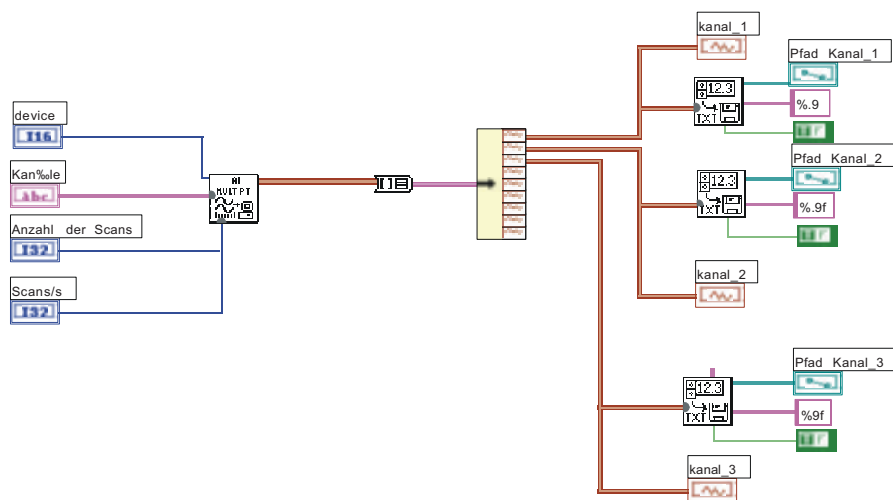


Abbildung 7.2: Blockdiagramm des verwendeten LabVIEW-Programms in der typischen Lab-VIEW programmierweise. Mit diesem Programm konnte die Messdatenaufnahme gesteuert werden.

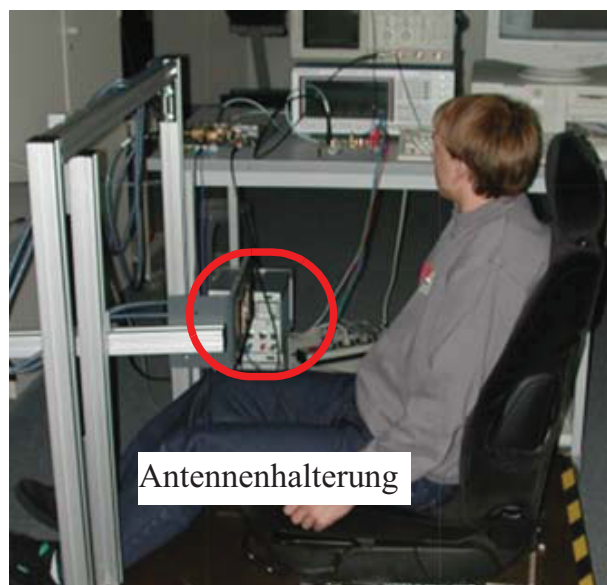


Abbildung 7.3: Versuchsgestell mit Aluminiumrahmen. Vor der Versuchsperson konnte entweder eine Antennenhalterung oder ein Lenkrad montiert werden.



Abbildung 7.4: Das Messsystem am Versuchsfahrzeug



Abbildung 7.5: Sende- und Empfangsantenne auf dem Lenkrad des Versuchsfahrzeugs montiert.



Abbildung 7.6: Eine Versuchsperson im Versuchsfahrzeug.

7.2 Realisierter Radarsensor für 2,45GHz

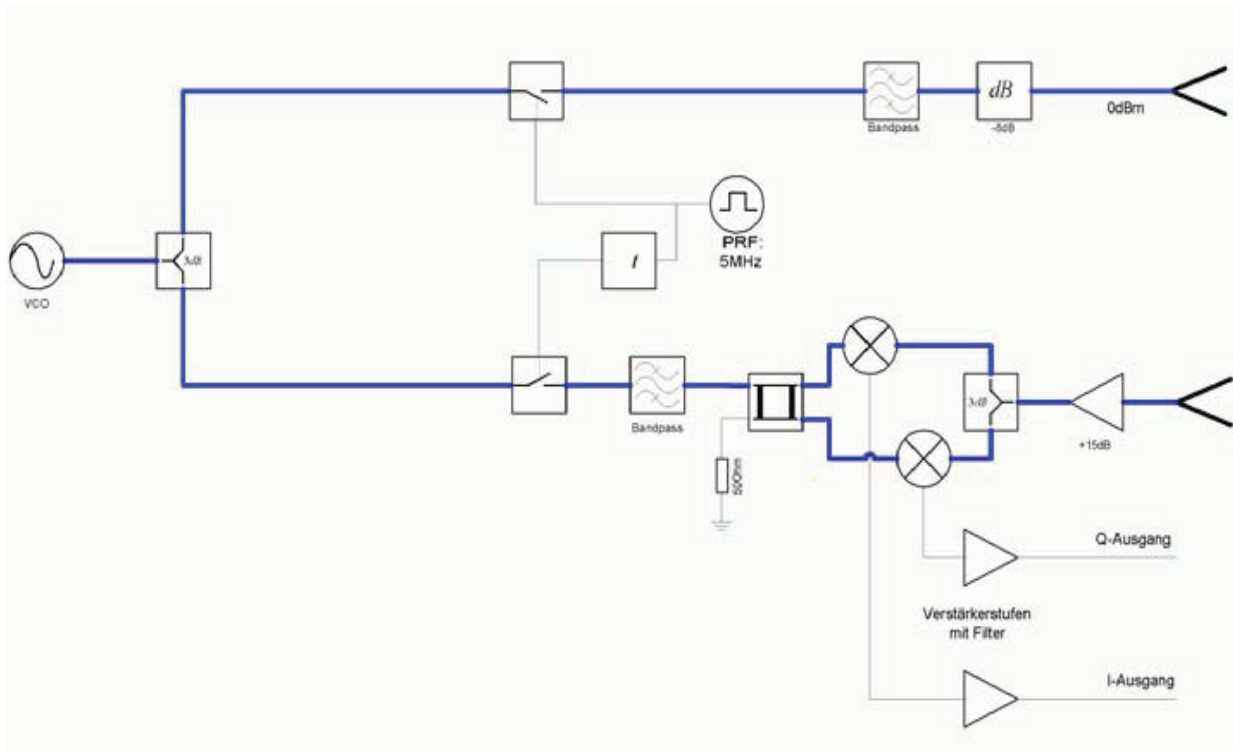


Abbildung 7.7: Blockdiagramm für die dritte Ausbaustufe des Radarsensors bei der Frequenz 2,45GHz. Die Funktionsweise wurde in Kapitel 6 (Abbildung 6.3) schon genauer beschrieben

7.2.1 Zugekaufte Komponenten

die Daten der gekauften Komponenten sind im Anhang Teil E.4 aufgeführt. Dabei handelte es sich um die Mischer, die 3dB-Leistungsteiler, die Verstärker und die Schalter.

7.2.2 Selbstentworfenene Komponenten

Um den Sensor, wie er in Abbildung 7.7 dargestellt ist, realisieren zu können, mussten noch folgende Komponenten entworfen und aufgebaut werden.

Branchline Koppler

Der Branchline-Koppler wurde für die Realisierung der IQ-Auswertung benötigt. Um die Störungen durch Einkopplungen und die Schalter zu verringern wurde für den Empfangszweig diese Komponente gleich mit einem Bandpassfilter kombiniert und im Rahmen einer Diplomarbeit entworfen [D1]. In Abbildung 7.8 ist ein Spektrum mit Störungen dargestellt, wie es nach den Schaltern vorkommen kann (Spektrum ist abhängig von der Schalteransteuerung).

Aus diesem Grund wurde das gesamte Modul „Branchline Koppler“ wie folgt dimensioniert:
Durchlassbereich: 2,4 bis 2,5GHz

Substrat: RT6010.8

Substratdicke: 1,57mm

Dielektrizitätszahl: $\epsilon_{psr} = 10.8$

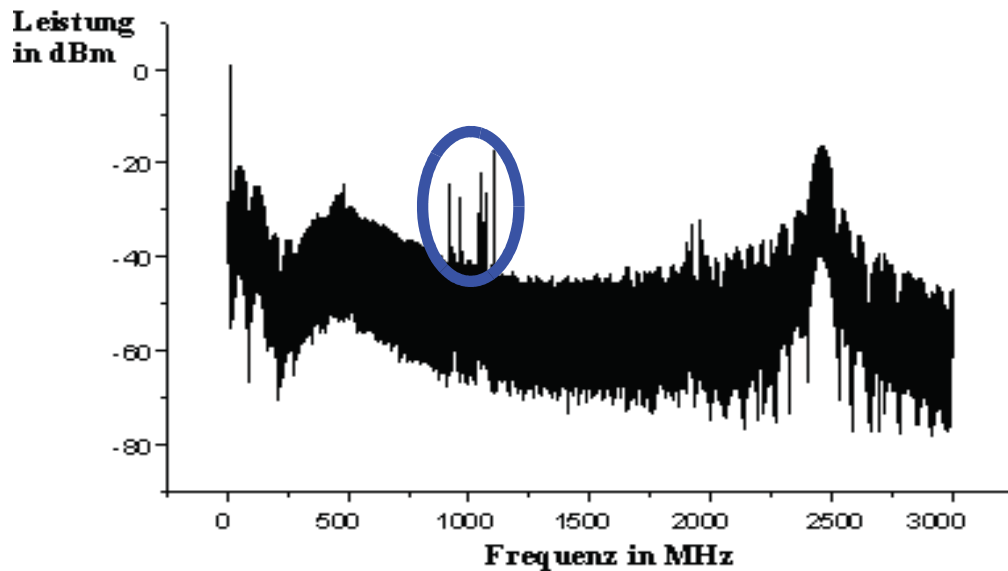


Abbildung 7.8: Spektrum des Pulsradars am Ausgang des Schalters im Empfangszweig. Im markierten Bereich sind Störungen, die durch die Schaltvorgänge entstehen, zu sehen.

Der Filterteil bestand aus folgenden Abschnitten, siehe auch Abbildung 7.9:

- Koppelkapazität
- Bandpassstruktur aus paarweise parallelen $\lambda/4$ - Leitungen.
- zwei Stichleitungen, welche speziell Frequenzen um den Bereich 1,5GHz herausfiltern.

Die Struktur wurde mit dem Programm ADS berechnet. In Abbildung 7.9 ist das Berechnungsergebnis im Vergleich zu einer Messung dargestellt. Die Unterschiede zwischen Berechnung und Messung entstanden:

- durch Abweichung der Dielektrizitätszahl von 10,8,
- durch die Abweichungen zwischen der errechneten Geometrie zu der hergestellten Struktur. Hier kommen die Unterschiede in den Abmessungen durch den Ätzvorgang selber. Für eine exakte Herstellung muss ein gewisser Ätzvorhalt (größere Struktur) eingeplant werden. Ebenso vergrößert sich die Kupferdicke auf dem Substrat (Durchkontaktierungen werden Galvanisch) hergestellt.
- und bei der Berechnung wurden keine ohmschen Verluste in den Metallflächen mitberücksichtigt.

Dennoch konnte diese Struktur eingesetzt werden. Positiv war die hohe Dämpfung unterhalb 2GHz, nachteilig die hohe Durchgangsdämpfung von 2,3dB. Dieser Punkt der hohen Durchgangsdämpfung ist aber nicht nachteilig für die Funktion, da dieser Dämpfungsanteil nicht direkt im Empfangspfad des Sensors liegt. Diese Dämpfung liegt in der Ansteuerung der Mischer, hier ist aber genügend Signalleistung vorhanden. In Abbildung 7.11 ist das Spektrum am Ausgang des Bandpassfilters gemessen. Aus diesem Messergebnis kann erkannt werden, dass alle Störspektralanteile soweit minimiert wurden, dass sie nicht mehr berücksichtigt werden müssen (siehe Abbildung 7.8).

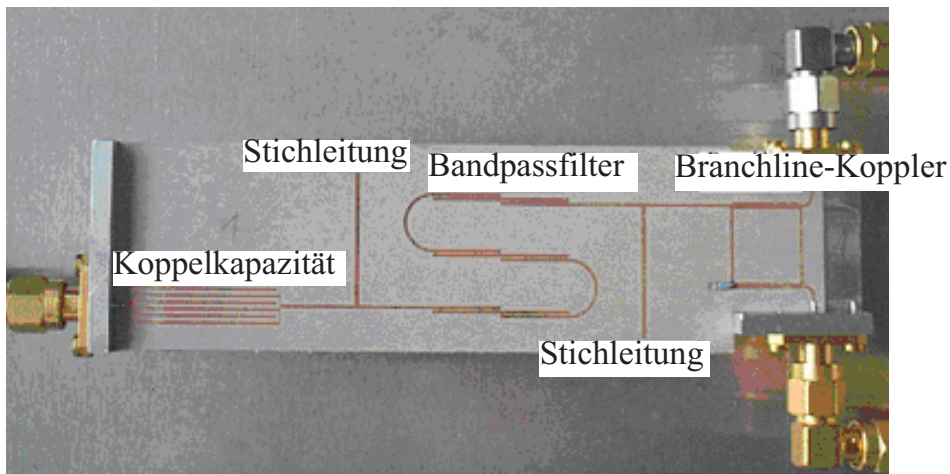


Abbildung 7.9: Der Branchline - Koppler mit Bandpassfilter auf RT 6010.8

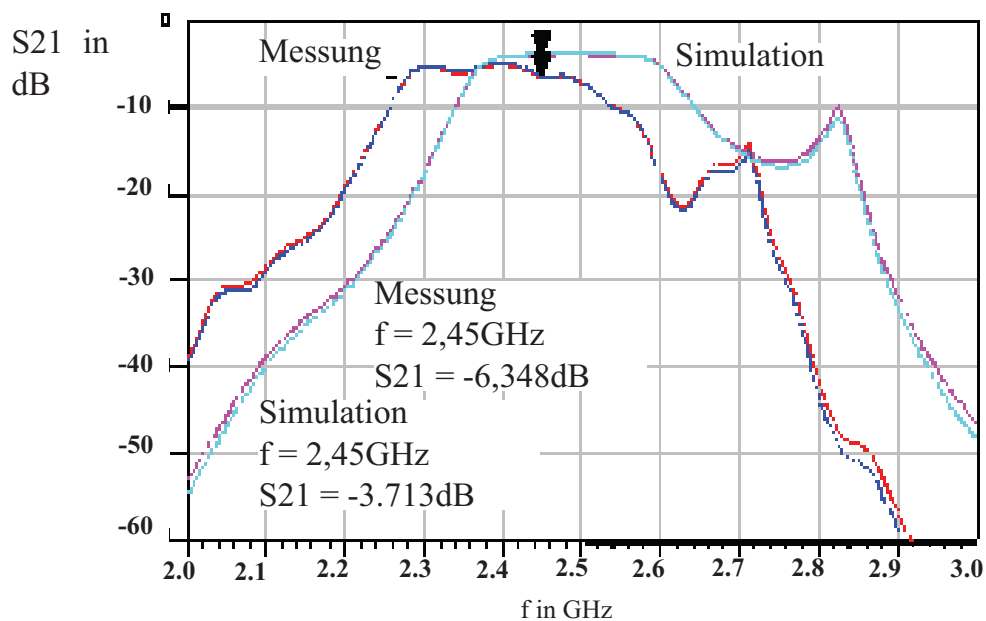


Abbildung 7.10: Zeigt den Unterschied des Transmissionsfaktor „S21“ des Branchline Kopplers mit Filter zwischen Berechnung mit ADS und einer Messung

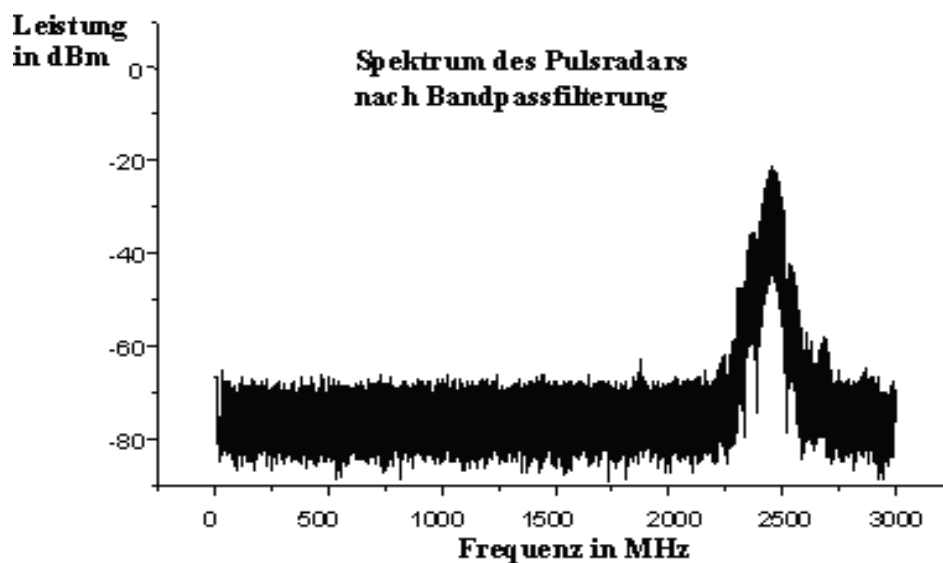


Abbildung 7.11: Spektrum des Pulsradars am Ausgang des Bandpasses im Empfangszweig

Bandpass für den HF-Zweig

Die gleiche Problematik mit Störspektralanteilen ergab sich auch nach dem Schalter im Sendezweig. Da bei einer breitbandigen Antenne diese Anteile ebenfalls abgestrahlt werden, wurde im Sendezweig das Signal ebenfalls bandpassgefiltert. Dieses Filter wurde mit Hilfe der Literaturstelle [G12] entworfen, siehe Abbildung 7.12. Als Berechnungsprogramm für die Microstrip-Struktur wurden ADS/Momentum verwendet.

Als Substratmaterial wurde RT-duroid 6010.2 mit einer Dielektrizitätskonstante von 10,2 und einem $\tan\delta$ von 0,0023 eingesetzt. Die Höhe des Substratmaterial betrug 1,27mm mit einer Kupferkaschierung von $17\mu\text{m}$.

Die Ergebnisse aus der ADS/Momentum - Berechnung sind in Abbildung 7.13 dargestellt. Das Ergebnis des später realisierten Hardwareaufbaus wird in Abbildung 7.14 gezeigt. Die Ergebnisse des realisierten Bandpasses stimmen mit der Simulation gut überein.

Aus der Messung ergaben sich die Eckfrequenzen des Filters zu: 2,25GHz (Berechnung 2,325GHz) und 2,52GHz (Berechnung: 2,6GHz). Die Gründe für die Differenzen sind die selben wie bei dem Bandpass für den Empfangszweig, siehe dazu auch vorherigen Abschnitt.

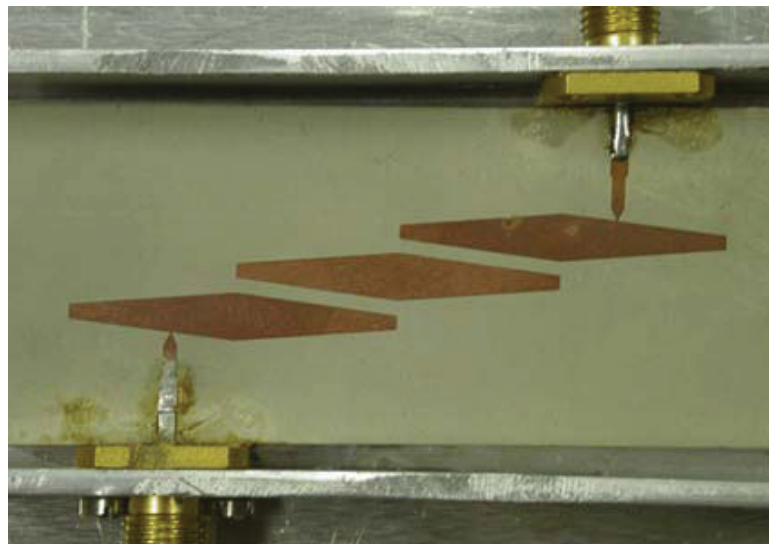
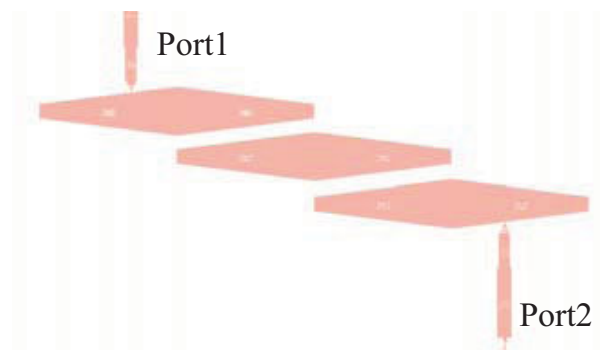


Abbildung 7.12: Struktur des Bandpassfilters auf RT - duroid 6010.2 (oben). Realisierter Bandpass auf RT-duroid (unten)

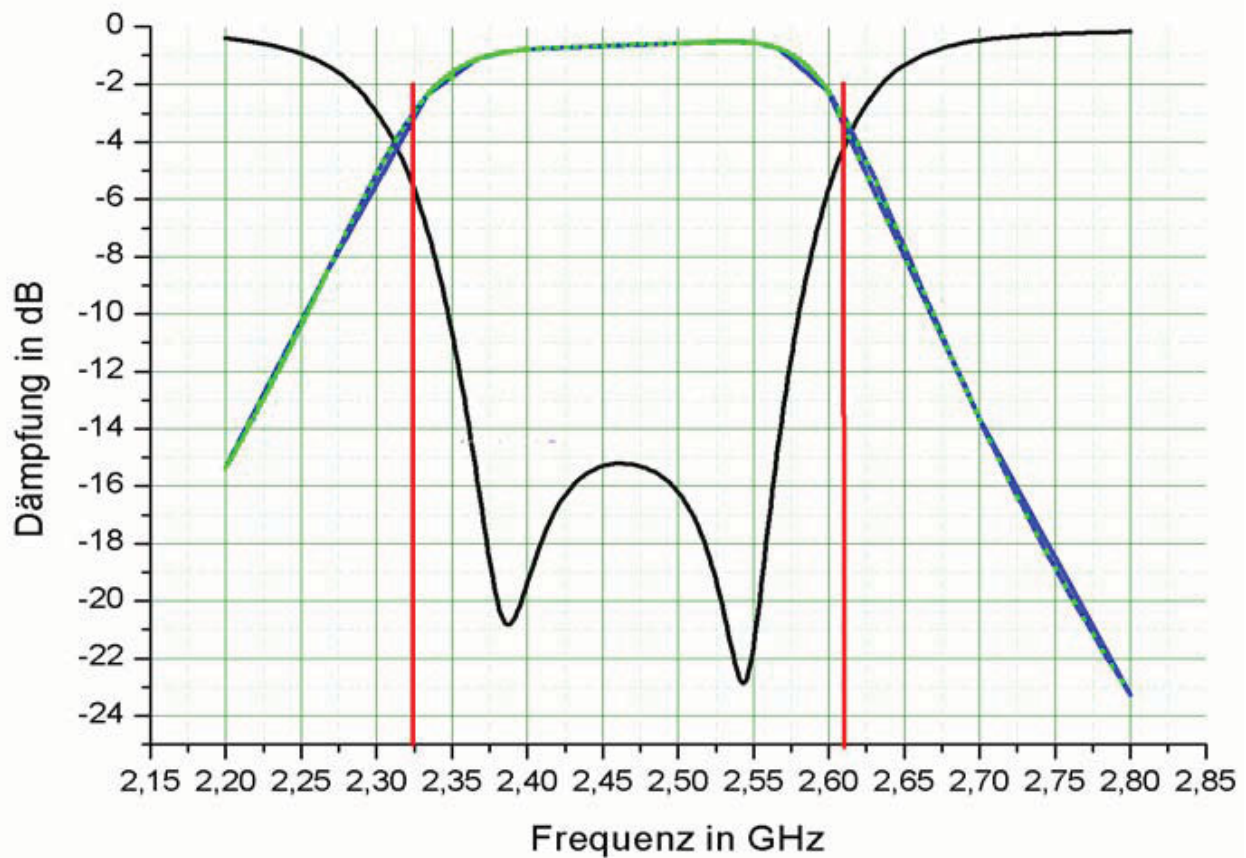


Abbildung 7.13: Berechnungsergebnis für die Parameter S11 und S21 (S12) in dB über den Frequenzbereich 2,1 bis 2,8GHz. Mit den beiden Eckfrequenzen bei 2,325 und 2,62GHz

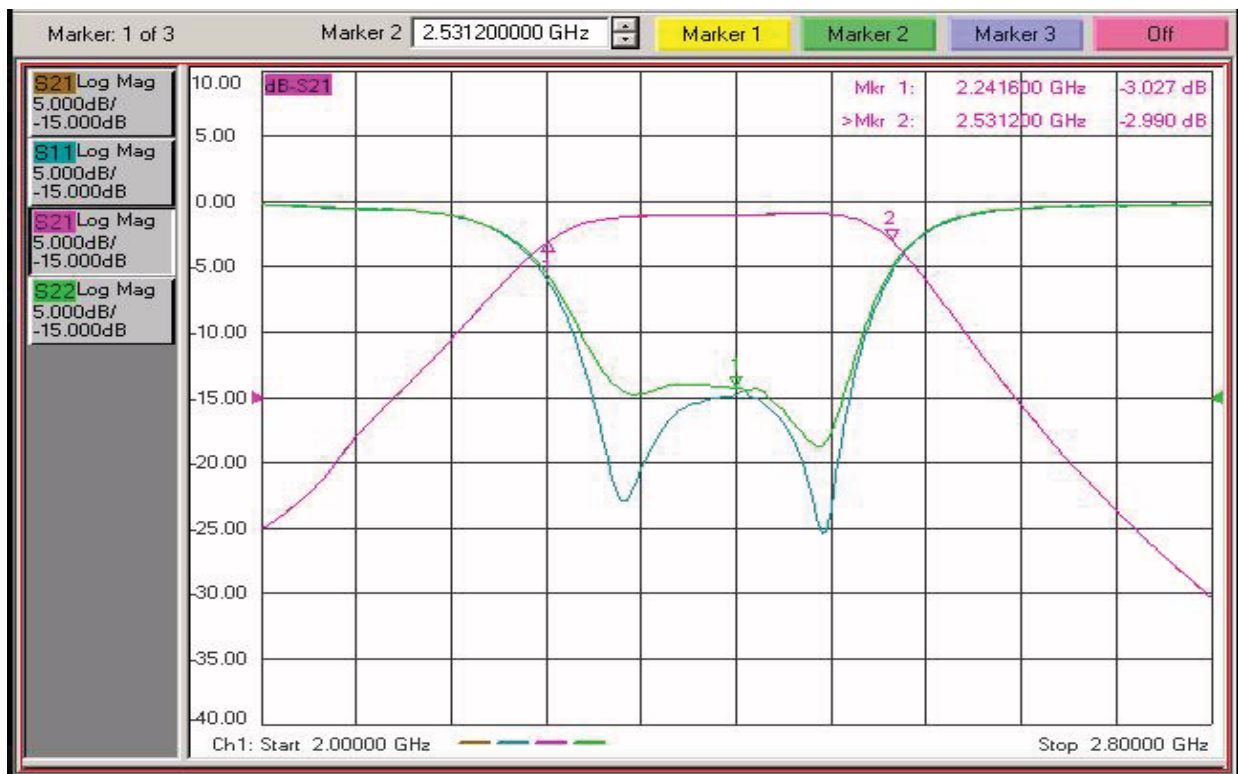


Abbildung 7.14: Messung des realisierten Bandpasses für den Sendezweig im Frequenzbereich 2 bis 2.8GHz. Das Diagramm zeigt die Durchgangsdämpfungen S21 und S12 sowie die Eingangsreflexionsfaktoren S11 und S22.

7.2.3 HF-Signalerzeugung

Die Schaltpläne für die Signalquelle sind im Anhang E.2 angefügt. Hier soll nur der prinzipielle Aufbau kurz beschrieben werden. Die HF-Signalquelle für das 2,45GHz - Radarsystem wurde mit Hilfe einer VCO / PLL - Schaltung realisiert. Dieser VCO / PLL - Schaltplan wurde anhand des Datenblattes des LMX2326 der Firma National Instruments erstellt. Als VCO - Baustein wurde der MQE922-2450 der Firma Murata eingesetzt. Der PLL - Baustein konnte über die parallele Schnittstelle des PC so programmiert werden, dass der VCO im Frequenzbereich 2,4 bis 2,5GHz ein sauberes Ausgangssignal lieferte. Hierzu wurde ein Programm der Firma National Instruments verwendet. Um eine vollständige Funktion zu erhalten, mussten noch folgende Schaltungsteile hinzugefügt werden.

- Ein Quarzoszillator mit Treiberbaustein um einen passenden Referenztakt für den PLL-IC zu erhalten. Für diesen Schaltungsteil wurde ein herkömmlicher 5MHz-Quarz verwendet. Als Treiberbaustein diente ein Logikgatter (6fach - Inverter mit der Bezeichnung: 74HC04), bei dem alle Einzelgatter parallel geschaltet wurden.
- Zwei Verstärkerstufen, für eine höhere Ausgangsleistung. Diese Leistungsverstärkung war nötig, damit die eingesetzten Mischer im Empfangszweig an ihren LO-Eingängen die im Datenblatt geforderten 7dBm Empfangsleistung bekommen. Als Verstärker-MMIC wurde ein Baustein der Firma Mini-Circuits, mit der Bezeichnung: ERA-5SM ausgewählt. Dieser MMIC ist einfach in der Beschaltung und liefert eine gute Verstärkung von +12dB im ausgewählten Frequenzbereich. Mit Hilfe der Verstärkerstufen betrug die Ausgangsleistung der Signalquelle +16,8dBm.
- Gleichspannungsversorgung.

Die Verschaltung der einzelnen Schaltungsteile der Signalquelle ist in Abbildung 7.15 als Blockdiagramm dargestellt.

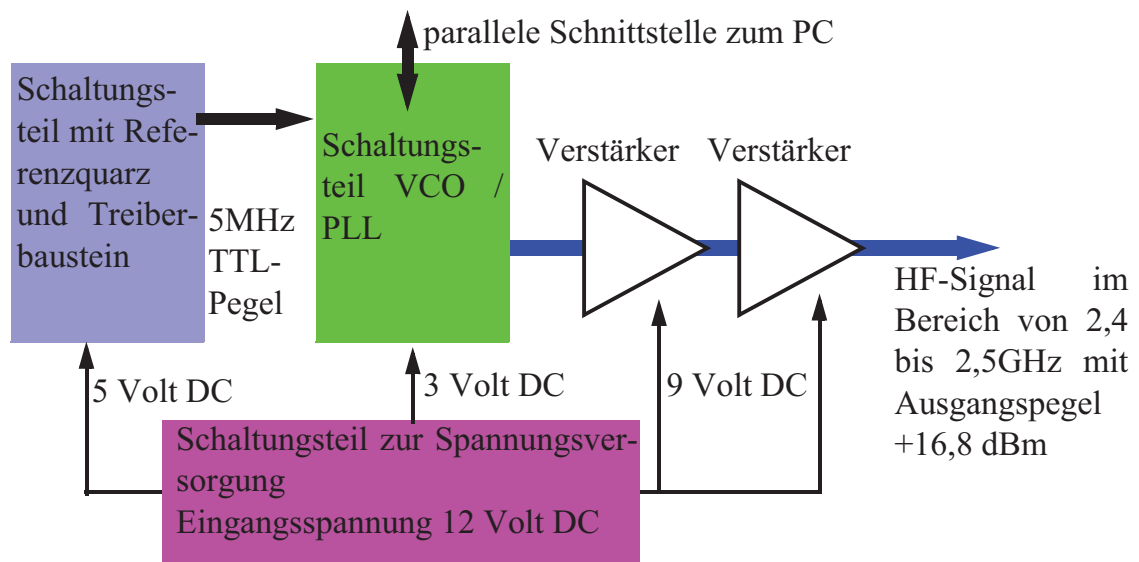


Abbildung 7.15: Blockdiagramm der Signalquelle für den Frequenzbereich 2,45GHz mit allen realisierten Schaltungsteilen

7.2.4 Filter für den NF-Bereich

Dieser Schaltungsteil wurde so in der dritten Ausbaustufe eingesetzt. Die Optimierung dieses Schaltungsteils erfolgte mit jeder Systemausbaustufe. Die eingesetzten Filter waren nötig, um die Empfangssignale von den 50Hz-Störungen und einem Gleichspannungsanteil, der durch die Mischer entsteht, zu beseitigen. Dazu wurde zuerst ein Bessel-Tiefpaß 4. Ordnung aufgebaut. In einem zweiten Optimierungsschritt wurde zu dem Tiefpaß ein Bessel-Hochpaß 2. Ordnung in Reihe geschaltet. Um gleichzeitig noch eine Signalverstärkung zu erhalten, wurden Verstärkerstufen dazwischen geschaltet. Die gesamte Filterstruktur ist als Blockdiagramm in Abbildung 7.16 dargestellt.

Die Reihenfolge Hochpass vor dem Tiefpass wurde aus dem Grund gewählt, weil so der Gleichspannungs-Offset, der durch die Empfangsmischer entsteht, nicht mit verstärkt wird. Die Dimensionierung der gesamten Schaltung erfolgte mit Hilfe von [G2].

Der Gesamtschaltplan und die Dimensionierungen der einzelnen Stufen ist im Anhang Teil E. beigelegt.

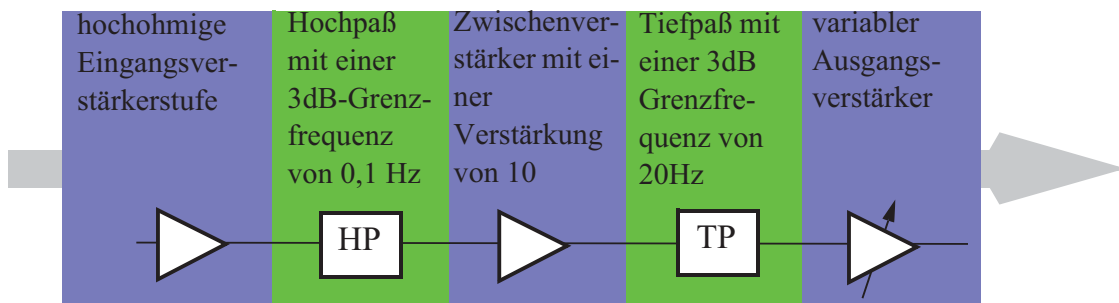


Abbildung 7.16: Blockdiagramm der NF-Filterung für den Radarsensor im Frequenzbereich 2,45GHz, mit allen realisierten Schaltungsteilen

7.2.5 Zeitverzögerung für den Impulsbetrieb

Prinzipschaltbild (Abbildung 7.17) der Zeitverzögerung für den Impulsbetrieb:

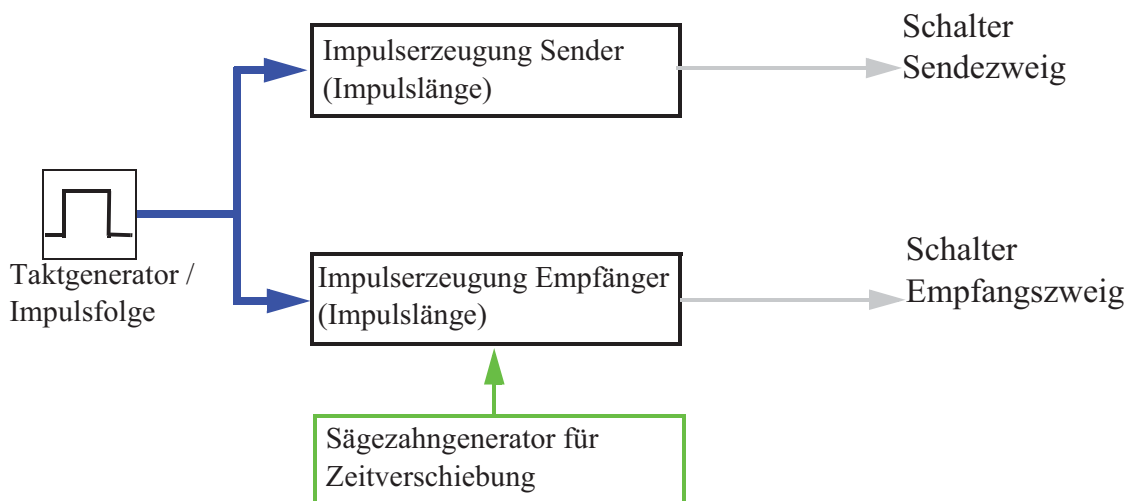


Abbildung 7.17: Blockdiagramm der Zeitverzögerung für den Impulsbetrieb im Frequenzbereich 2,45GHz

Die Schaltpläne für diesen Schaltungsteil sind im Anhang E.2 beigefügt. Hier soll nur die Funktionsweise kurz beschrieben werden. In diesem Schaltungsteil werden die zum Impulsbetrieb nötigen Signale erzeugt. Mit den Ausgangssignalen (TTL-Pegel) dieses Schaltungsteils werden die Schalter im Sende- und Empfangszweig angesteuert (Abbildung 7.7).

Folgende Aufgaben übernimmt dieser Schaltungsteil:

- über die Länge der Ansteuersignale für die Schalteransteuerung kann die Impulslänge des Sensors eingestellt werden.
- über den Taktgenerator in diesem Schaltungsteil wird die Impulsfolge eingestellt.
- über den Sägezahn-generator wird der Empfangsimpuls bezogen auf den Sendepuls verschoben. Diese Verschiebung gleicht die Laufzeit des Sendepulses (Messimpuls) aus (Abbildung 7.18). Da aber die Laufzeit des Sendepulses, je nach Messsituation sehr unterschiedlich ist (Abstände), es aber immer am Sensor empfangen werden muss, muss das Empfangssignal in einem gewissen Zeitbereich kontinuierlich verschoben werden. Diese kontinuierliche Verschiebung erfolgt mit Hilfe dieser Sägezahnspannung.
- über den Zeitbereich (Periodendauer der Sägezahnspannung) wird der Messbereich festgelegt.
- über die Impulsfolge, die Periodendauer des Sägezahnsignals und die Amplitude wird dann zusätzlich noch der Messbereich unterteilt, d.h. wieviele Messungen pro einem Messbereichsdurchlauf durchgeführt werden.

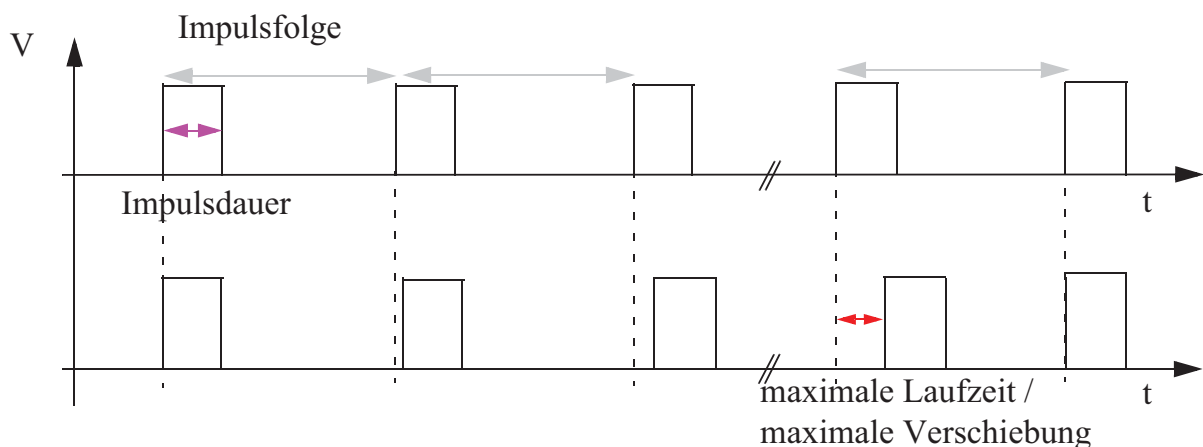


Abbildung 7.18: Zeitdiagramm der Signale für die Schalteransteuerung. Oben: Sendeschalter; Unten: Schalter im Empfangszweig.

Dieser Schaltungsteil für den Laufzeitausgleich ist notwendig, da am Mischerausgang (Abbildung 7.19) nur Signale empfangen werden können, wenn an beiden Mischereingängen Signale anliegen (Sensorprinzip).

Mehr Informationen zu diesem Schaltungsteil im Anhang E.3 (Abbildung E.6 und E.7).

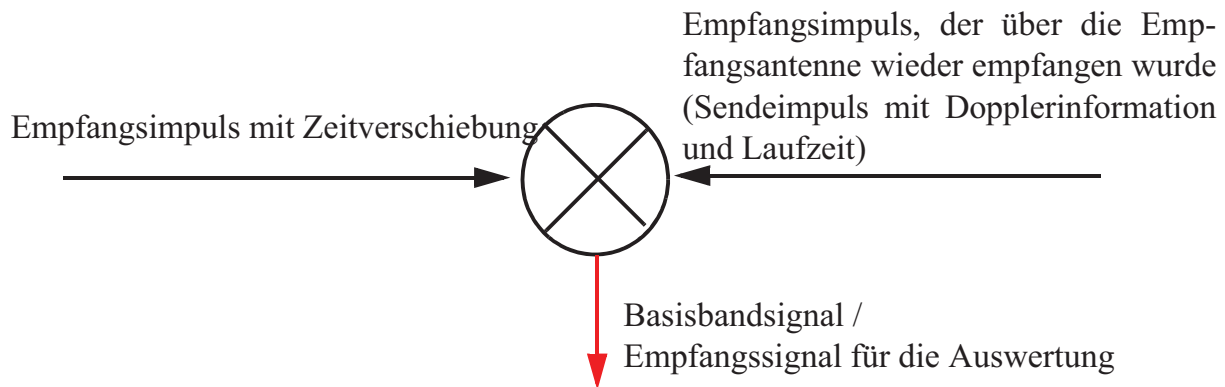


Abbildung 7.19: Signale am Mischer zur Empfangssignalerzeugung

7.3 Antennen für den Frequenzbereich 2,45GHz

Die Berechnung der Antennen bei 2,45GHz und ihre Herstellung erfolgte im Rahmen dieser Arbeit mit der Unterstützung einer Praktikumsarbeit und einer Diplomarbeit ([D2] und [D6]). Die Anforderungen an die Antennen in Bezug auf die Keulenbreiten (Antennenöffnungswinkel) wurden schon in Kapitel 5 diskutiert. Die Ergebnisse aus diesen Überlegungen waren die Keulenbreiten von 15 Grad, für den schlechtesten Fall (5% - Frau) [D2].

(Bemerkung: Als Bezugspunkt aller Überlegungen wurde das Lenkrad genommen. Für die Definition (Berechnung) des Öffnungswinkels wurde angenommen, dass nur das Ziel, also der Brustkorb beleuchtet wird)

Für die weiteren Positionen ergaben sich folgende Werte (siehe auch Kapitel 5.6)

- Dachkante: 10 Grad
- A-Säule: 12 Grad

Solche Öffnungswinkel lassen sich mit einfachen Einzelpatchantennen nicht realisieren. Die Möglichkeiten, einen solchen Öffnungswinkel zu erzielen, sind das Übereinanderlegen verschiedener Flächen [G14] oder eine Array-Anordnung. Ein weiterer Punkt ist die Bandbreite eines einfachen Patches. Bei 2,45GHz kann in der Microstriptechnik nur eine Bandbreite erreicht werden, die für ein Impulsradarsystem mit einer Systembandbreite von z.B. 450MHz nicht ausreicht. Die Bandbreite kann aber durch geeignete geometrischen Veränderungen, wie zusätzliche Flächen oder längere Kanten erhöht werden, siehe dazu [G13]. Da diese beiden Punkte aber einen größeren Aufwand bedeuteten, wurde zuerst eine einfache Patchantenne berechnet und damit Grundlagenuntersuchungen und erste Messungen durchgeführt. Eine Antennenoptimierung wurde später im Verlauf dieser Arbeit durchgeführt.

7.3.1 Einzelantennen

Koaxialgespeiste Patchantenne

Für die ersten Versuche wurde eine „koaxialgespeiste“ Patchantenne aufgebaut. Als Substrat wurde ein Material der Firma Arlon (Ar450) mit einer Dielektrizitätszahl von 4,5 und einer Höhe von 1,6mm verwendet.

Die Patchabmessungen ergaben am Schluss der Optimierung eine Breite von 23,2 mm und eine Länge von 27mm (resonante Länge).

Die Abmessung des Speisepunktes bezogen auf die Längen der Strahlerfläche waren 6mm von der Kante in der Breite und 9mm von der Kante in der Länge. Die Ergebnisse sind auch grafisch in der Abbildung 7.21 zu sehen.



Abbildung 7.20: Bild der aufgebauten Patchantenne auf AR450

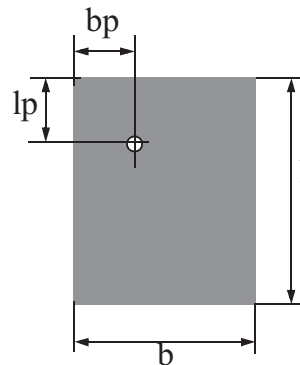


Abbildung 7.21: Skizze über die Abmessung für das erste koaxialgespeiste Patch

Um dieses Ergebnis zu erhalten, war ein größerer Aufwand nötig. Bei der Untersuchung der Unterschiede zwischen den Berechnungsergebnissen selber und den aufgebauten Antennen wurden drei Punkte herausgefunden. Der erste Punkt konnte durch die unterschiedlichen Berechnungsmethoden der eingesetzten Software erklärt werden (ADS/FEKO und Micro-Wave Studio). Der Hauptpunkt hier waren die unterschiedlichen Modelle der Antennenspeisung. Der zweite Punkt war, dass die Werte der Leiterplatte (Dielektrizitätskonstante und Höhe) einen anderen Wert aufwiesen als die Angaben der Hersteller. Der dritte Punkt entstand durch die Toleranzen bei der Herstellung der Antennen (Ätztoleranzen und Toleranzen im Ätzfilm). Der genaue Untersuchung der Unterschiede wird in den betreffenden Diplom- und Praktikumsarbeiten genauer beschrieben.

Patchantenne mit Microstreifenleitungs-Speisung

Um die Bauhöhe zu reduzieren (vorher koaxial) und die Bandbreite bei gleicher Substrathöhe zu erhöhen, wurde im weiteren eine andere Speiseart für die Patchantennen verwendet. Die Speisung wurde mit Hilfe einer Microstreifenleitung realisiert. Damit hat man die Möglichkeit, übereinander geschichtete Strahlerflächen zu verwenden, was die Bandbreite erhöhen würde [G13] und [G14]. Mit der geringeren Bauhöhe reduziert sich gleichzeitig der Platzbedarf zur Montage im Kraftfahrzeug. Ein weiterer Vorteil ist, dass sich eine solche Antenne besser an eine planare HF-Schaltung anschließen lässt (Antenne und HF-Schaltung auf einer Platine). Für diese Speiseart wurden zwei Speisemöglichkeiten untersucht (Abbildung 7.22 a -d). Die Literatur zu diesen Speisungen ist in [G13] nachzulesen.

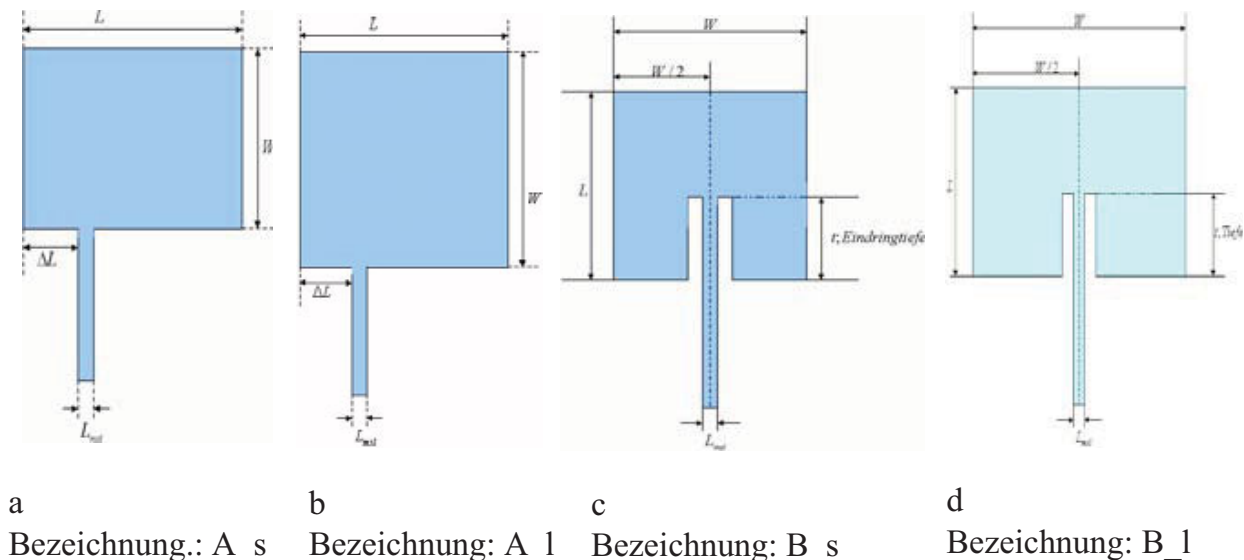


Abbildung 7.22: Untersuchte Patchantennen mit einer Streifenleitung als Speiseelement für den Frequenzbereich 2,45GHz.

Für diese Antennen wurde auch auf ein neues Substratmaterial umgestellt. Der Grund war, durch die höhere Dielektrizitätskonstanten von 10,2 bei RO3010 im Vergleich zu 4,5 bei AR450 konnten die Abmessungen der Antenne noch reduziert werden.

Die Streifenleitung zur Speisung der Antenne sollte dazu einen Wellenwiderstand von 50 Ohm besitzen. Die Leiterbahnbreite wurde mit drei Verfahren berechnet (Die Verfahren waren: Diagramme aus [G1], rechnerisch wie in [D2] und mit dem Programm ADS). Als Ergebnis wurde für das Substrat RO3010 eine Breite von 1,16mm für die Speiseleitung ermittelt.

Das Problem, welches sich durch die Substratumstellung ergab war, dass die Antennen, nicht ganz die Bandbreite der koaxialen Speisung erreichten. Der Grund hierfür war die höhere Dielektrizitätskonstante (vorher 4,5, jetzt 10,2) bei der selben Substrathöhe.

Insgesamt wurden 4 Grundtypen berechnet, siehe dazu Abbildung 7.22. Die Antennen (Typ A) in 7.22 a und b unterscheiden sich nur in der Länge ihrer W-Kante. Man kann bei diesem Typ nur diese Kante in der Länge verändern, weil sie nicht die Resonanzfrequenz bestimmt. Die Verlängerung wurde verwendet, um die Bandbreite der Antenne zu erhöhen [G14]. Die gleiche Verlängerung wurde ebenso bei dem Typ B (Abbildung 7.22 c und d) untersucht.

Allgemein kann gesagt werden, dass die Verlängerung von W zu der gewünschten Erhöhung der Bandbreite geführt hat. Die Berechnungen an diesen Antennen wurde durchgeführt, weil die Einsatzmöglichkeit von Antennen-Arrays im Kraftfahrzeug noch untersucht werden sollte. Für solche Arrays ist eine Mikrostreifenleiter-Speisung von Vorteil, da sich alle nötigen Komponenten (mit zusätzlichen Leistungsteilern) auf einer Leiterplattenseite realisieren lassen. Im Weiteren wurde für die Antennen-Arrays festgelegt, dass die Speisung der Antennen im Array gleichphasig erfolgen soll. Für die Speisung wurden mehrere 1 auf 2 (3dB) Wilkinson-Teiler eingesetzt. Die Speisung der Antennen im Array erfolgte baumartig, siehe dazu Anhang F.

Als Dimensionierung für die Antennen aus Abbildung 7.22 ergaben sich folgende Abmessungen:

Parameter	Antenne A_s	Antenne A_l	Antenne B_s	Antenne B_l
L	19mm	18,5mm	19,2mm	18,6mm
W	15,6mm	22mm	15,6mm	25mm
L_{msl}	1,16mm	1,16mm	1,16mm	1,16mm
ΔL	6mm	6mm		
t			9mm	8mm

Tabelle 7.1: Geometrische Abmessungen für die Patchantennen mit Microstripspeisung

Um eine genaue Aussage über den mechanischen Aufbau machen zu können, wurden die Antennen hergestellt und an der Universität Ulm in der Abteilung Mikrowellentechnik vermessen. Ein exemplarisches Messergebnis einer Antenne des Typs A mit schmaler Kante W (Bezeichnung A_s) ist in den Abbildungen 7.23 und 7.24 dargestellt.

Weitere Messergebnisse und der Messaufbau sind im Anhang F beigefügt.

In Tabelle 7.2 sind zusätzlich noch die Ergebnisse zum Vergleich mit den Berechnungsergebnissen aufgeführt

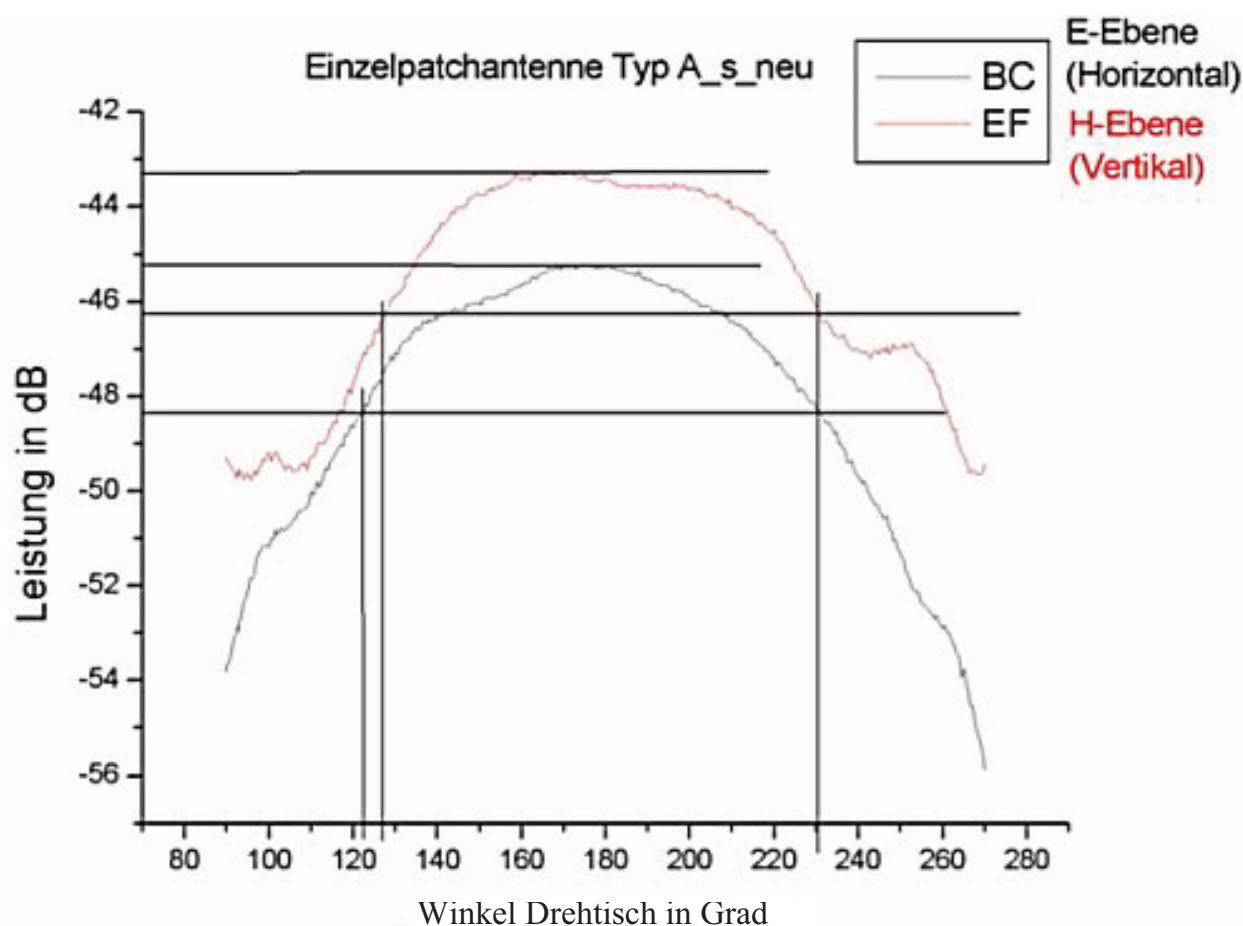


Abbildung 7.23: Abgestrahlte Leistung in dB, für die E- und H- Ebene der Antenne Typ A_s.

Die Definition der Ebenen ist im Anhang F beigefügt.

Die Differenzen in der Amplitude und dem Maximum (Richtung) kommt durch Abweichungen in der Antennenmontage bei der Messung (Positionierung der Antenne auf dem Messtisch und Abstand der Strahlerfläche zur Messvorrichtung (Beeinflussung).

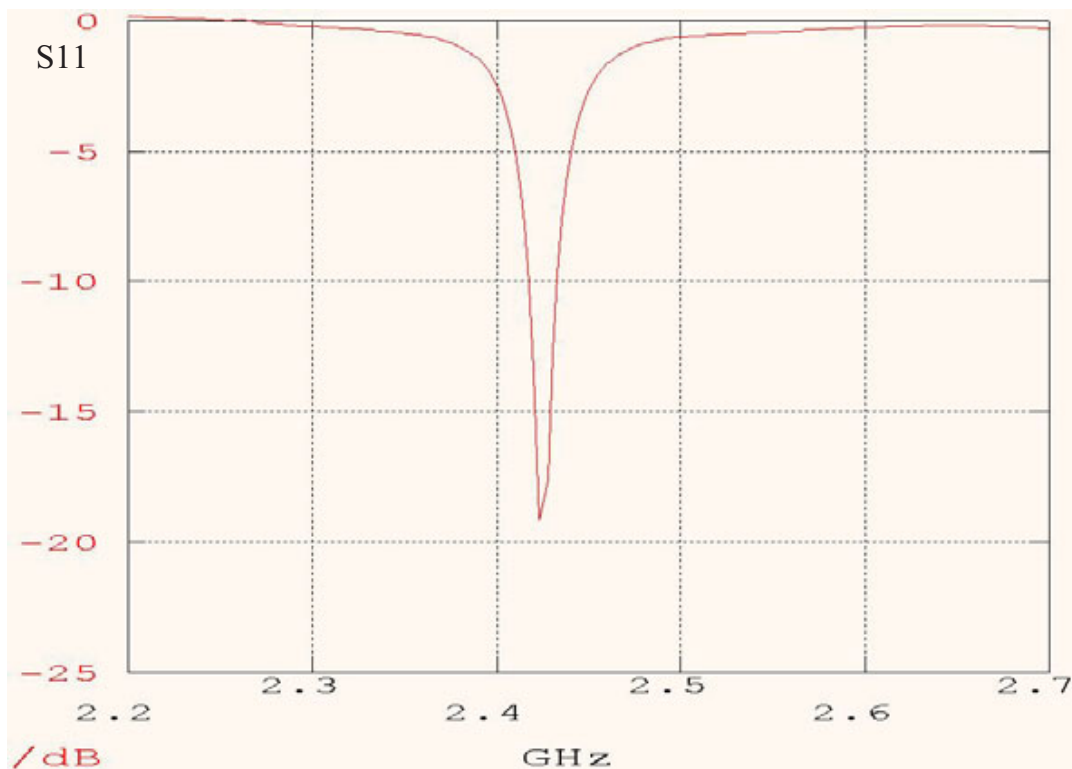


Abbildung 7.24: Eingangsreflexionsfaktor S11 der Antenne des Typs A_s optimiert

Antennen- typ	gemessen f_r in GHz	gemessen $ S_{11}(f_r) $ in dB	Feko: berechnet f_r in GHz	Feko: berechnet $ S_{11}(f_r) $ in dB	MWS: berechnet f_r in GHz	MWS: berechnet $ S_{11}(f_r) $ in dB
A_s	2,3525	-18,5	2,47	-12,5	2,44	-14
A_1	2,375	-25	2,48	-15	2,45	-27
B_s	2,3975	-16,8	2,49	-14,2	2,45	-25
B_1	2,405	-15,6	2,5	-9		

Tabelle 7.2: Vergleich der Messergebnisse mit den Berechnungsergebnissen der Patchantennen mit Mikrostripspeisung.

Bemerkung: MWS bedeutet MicroWave Studio

Aus den Ergebnissen ist zu erkennen, dass die Resonanzfrequenz der hergestellten Antennen immer zu tief im Vergleich zur Berechnung lag. Generell wurde eine Übereinstimmung (Verlauf S11) zwischen hardwaremäßigen Aufbau und den Berechnungsergebnissen festgestellt. Aus dem Grund, dass alle Ergebnisse bei der Messung zu tief lagen, wurde auch hier für die Berechnung der Wert der Dielektrizitätskonstante für das Substrat an die obere Toleranzgrenze korrigiert. In einem weiteren Schritt wurde durch Vermessung der tatsächlichen Abmessungen und der mechanischen Reduzierung der Strahlerfläche entlang der resonanten Länge neue geometrischen Abmessungen für die Antennentypen ermittelt. So wurde die Längentoleranzen, die durch die Herstellung im Ätzschrift entstehen, mitberücksichtigt. Bei erneuten Berechnungen wurde mit den korrigierten Werten eine gute Übereinstimmung zwischen Berechnung und Messergebnis erreicht. Die Ergebnisse für die

Resonanzfrequenzen, die mit FEKO ermittelt wurden, lagen im Vergleich zu MicroWave-Studio immer um 30 bis 40MHz höher. Diese Differenz liegt an der Berechnungsmethode der zwei verschiedenen Programme und an der Gestaltung der Einspeisung am Ende der Streifenleitung. Diese Unterschiede bei der Antennenspeisung gab es auch schon bei der koaxialen Speisung, siehe vorhergehenden Abschnitt. Diese Unterschiede wurden aber bei einer Optimierung der Antennen dadurch berücksichtigt, dass für die Berechnung eine höhere Resonanzfrequenz angenommen wurde. Mit Hilfe der gewonnenen Erkenntnisse bei der Berechnung der Antennen wurden die Antennen vom Typ A (Abbildung 7.22 a und b) noch einmal optimiert. In diesem Schritt konnte die Anpassung noch etwas verbessert werden. Die Ergebnisse im Vergleich zwischen Messung und Berechnungen mit FEKO sind in Tabelle 7.3 dargestellt.

Antennentyp	gemessen f_r in GHz	gemessen $ S_{11}(f_r) $ in dB	berechnet mit Feko f_r in GHz	berechnet mit Feko $ S_{11}(f_r) $ in dB
A_s_optimiert	2,418	-36,5	2,5	-40
A_l_optimiert	2,425	-30	2,5	-52,5

Tabelle 7.3: Vergleich der Messergebnisse mit den Berechnungsergebnissen von FEKO von der optimierten Patchantenne Typ A

7.3.2 Antennengruppen

Wenn man sich die Richtdiagramme aller Einzelpatches betrachtet, siehe dazu Anhang F, ist zu erkennen, dass die ermittelten Öffnungswinkel für die untersuchten Antennenpositionen, siehe auch Kapitel 5, so nicht erreicht werden können. Diese können aber mit Hilfe einer Gruppenantenne (Antennenarray) erreicht werden.

Bei der Verschaltung von Antennen in einer Antennengruppe kommt es durch die Feldüberlagerungen der einzelnen Antennen zu einem resultierenden Feld. Dieses ist dann für die Richtcharakteristik der gesamten Anordnung ausschlaggebend. Das Richtdiagramm eines Antennenarrays ist abhängig von der Anzahl der einzelnen Strahler, dem Abstand (X- und Y- Richtung) zwischen den Einzelementen und den Phasenunterschieden zwischen den einzelnen Speisepunkten [G1]. Für die Antennenanordnungen in dieser Arbeit soll eine gleichphasige Speisung aller Einzelantennen vorausgesetzt werden. Um den Aufwand und den späteren Platzbedarf zu begrenzen wurde eine maximale Anzahl von sechs Einzelstrahlern festgelegt. Aus diesem Grund wurden folgende Antennenanordnungen untersucht:

- Anordnung: 2 auf 2 (Abbildung 7.25),
- Anordnung: 1 auf 4 (Abbildung 7.26),
- Anordnung: 1 auf 3 und
- Anordnung: 1 auf 6 (Abbildung 7.27).

Als Einzelantenne wurden die Patchantennen aus dem vorhergehenden Abschnitt mit Streifenleitungsspeisung verwendet. Die Definition und die Werte der verwendeten Parameter sind im Anhang Teil F noch einmal genau aufgeführt.

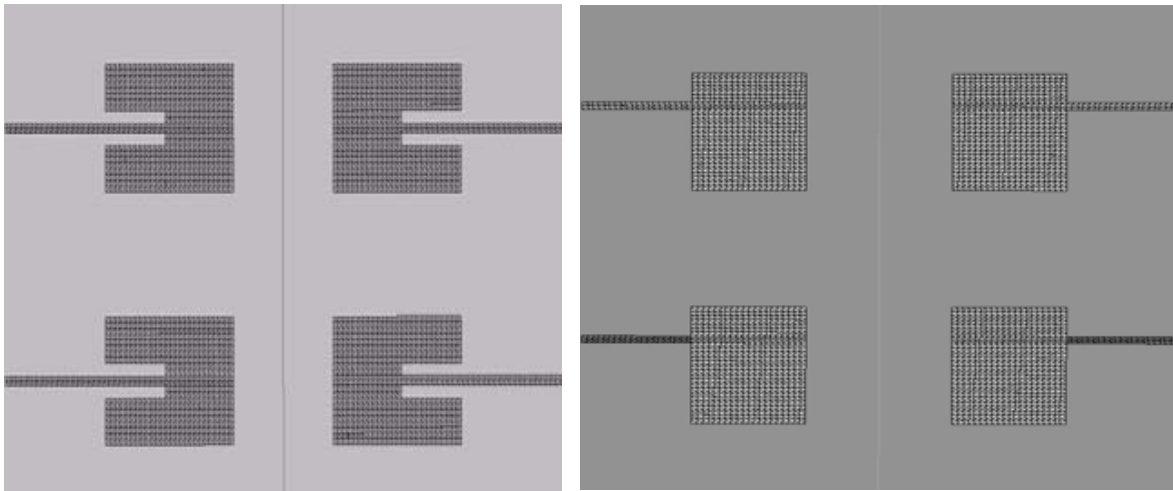


Abbildung 7.25: Untersuchte Arrayantennenanordnungen 2 auf 2

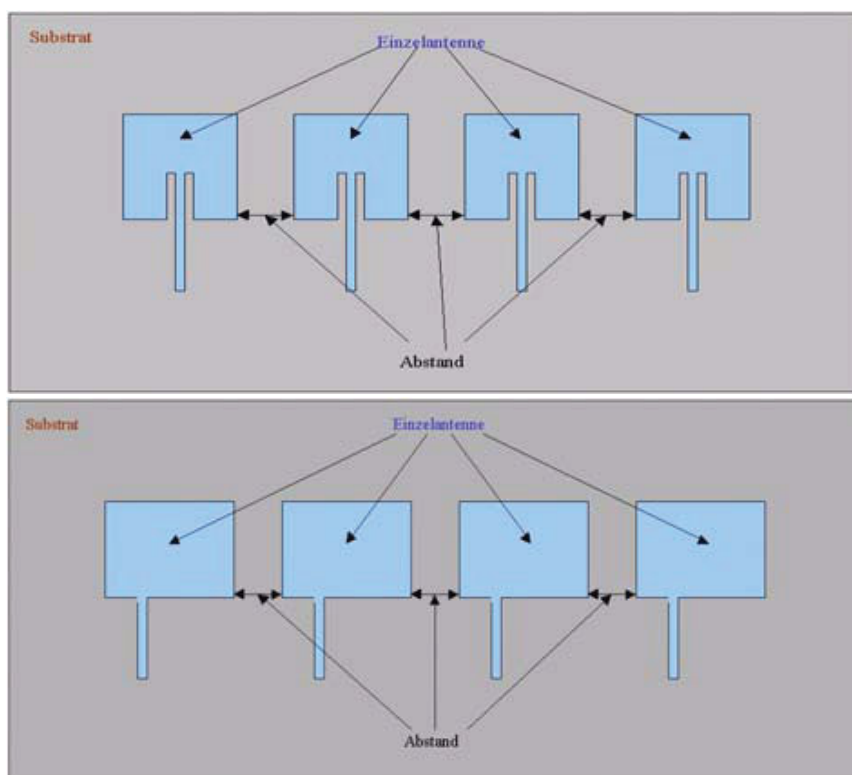


Abbildung 7.26: Untersuchte Arrayantennenanordnungen 1 auf 4

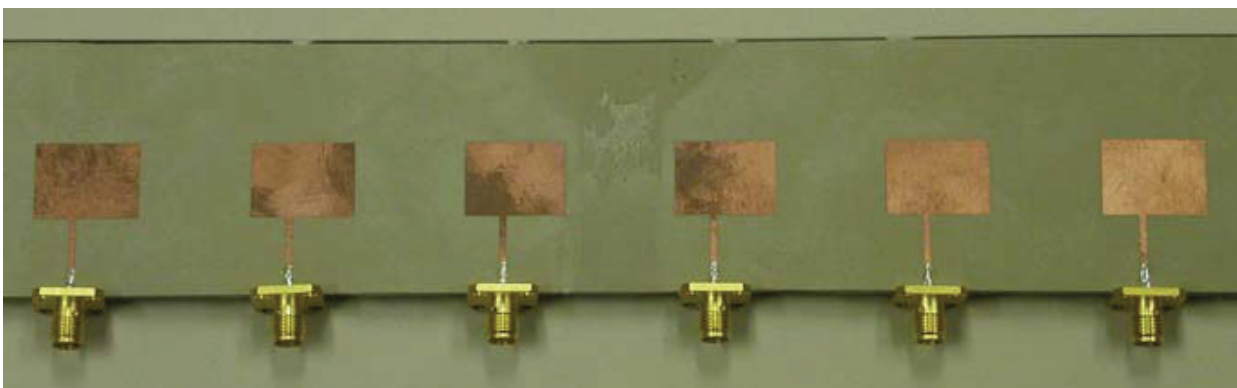


Abbildung 7.27: Bild des realisierten 1auf6 Antennenarrays

Berechnungsergebnisse mit FEKO für die Anordnung 2 auf 2 und 1 auf 4

Parameter	1 auf 4 mit A	1 auf 4 mit B	2 auf 2 mit A	2 auf 2 mit B
L	19mm	19,2	19,2mm	19,9mm
W	15,6mm	15,2	15,6mm	15,6mm
L_{msl}	1,16mm	1,16mm	1,16mm	1,16mm
ΔL	6mm			4,975mm
t		9mm	9mm	
L_{AB}	19mm	15mm	15mm	20mm
f_r	2,36GHz	2,48GHz	2,48GHz	2,37GHz
$ S_{11}(f_r) $	-9dB	-8dB	-14,5dB	-12,5dB
$\alpha(3dB)_E$	25°	20°	50°	35°
$\alpha(3dB)_H$	50°	85°	65°	45°

Tabelle 7.4: Ergebnisse aus der Simulation für die Antennenarrays 2 auf 2 und 1 auf 4, siehe auch Abbildung 7.25 und 7.26

Nach den Berechnungsergebnissen aus Tabelle 7.4 wurden im ersten Versuch die Antennen aufgebaut und in der Antennenmesskammer der Universität Ulm vermessen. Die Ergebnisse der Messung sind in der Tabelle 7.5 aufgeführt. Darin sind ebenfalls die Berechnungsergebnisse aus FEKO und Microwave Studio aufgeführt.

Antennen typ	gemessen f_r in GHz	gemessen $ S_{11}(f_r) $ in dB	Feko: berechnet f_r in GHz	Feko: berechnet $ S_{11}(f_r) $ in dB	Microwave: berechnet f_r in GHz	Microwave: berechnet $ S_{11}(f_r) $ in dB
A_s	2,3525	-18,5	2,47	-12,5	2,44	-14
A_l	2,375	-25	2,48	-15	2,45	-27
B_s	2,3975	-16,8	2,49	-14,2	2,45	-25
B_l	2,405	-15,6	2,5	-9		
1 auf 4 mit A_s	2,36	-21,4	2,36	-10	2,426	-9
1 auf 4 mit B_s	2,35	-6,6	2,48	-8	2,45	-17
2 auf 2 mit A_s	2,36	-24,2	2,48	-14,5		
2 auf 2 mit B_s	2,28	-8,1	2,37	-12,5		

Tabelle 7.5: Vergleich der Messergebnisse und Berechnungsergebnisse

Wie bei den Resultaten für die einzelnen Antennen ist das Messergebnis für die Resonanzfrequenz nicht zufriedenstellend. Wie bei den Einzelantennen liegt für alle untersuchten Anordnungen bei den Messungen die Resonanz tiefer wie in den Berechnungen. Die Hauptursache für diese Unterschiede waren die Unterschiede bei den Berechnung der Einzelantennen, siehe auch Abschnitt zuvor. Wie dort schon erwähnt, wurden die Antennen des Typ A noch einmal optimiert. Mit diesen wurden dann folgende Arrays noch einmal hergestellt, 1auf3 (Reihe mit 3 Einzelantennen), 1auf4 (Reihe mit vier Einzelantennen) und 1auf6 (Reihe mit sechs Einzelantennen). Die Anordnung 2auf2 (Quadratische Anordnung von vier Einzelantennen) wurde nicht mehr realisiert, weil die Grundabmessungen des Arrays für eine Montage in der A-Säule zu breit war. In Tabelle 7.6 sind die Berechnungsergebnisse für alle Antennenanordnungen aufgeführt. In Tabelle 7.7 ist ein Vergleich zwischen den Messergebnissen und Berechnungsergebnissen dargestellt. Zum Schluß dieses Kapitelabschnitts soll noch etwas zu den Ergebnissen der Richtcharakteristiken gesagt werden.

Betrachtung der Richtcharakteristik der verbesserten Antennen.

Bei den Messungen hat sich eine leichte Verschiebung des Winkels der Hauptstrahlkeule nicht vermeiden lassen, wie man in den aufgeführten Diagrammen der Messungen sehen kann (siehe Abbildung 7.28 1auf6 Array und Anhang F). Der Hauptgrund für die Verschiebung der Hauptstrahlkeule ist die Anregung mit Mikrostreifenleitung. Die Streifenleitungen beeinflussen leicht das Feld der Antennengruppe, was verantwortlich für die Verschiebung des Winkels sein kann. Die Richtcharakteristik eines Antennenarrays mit sechs aufeinander folgenden Einzelantennen zeigt deutlich eine starke Bündelung entlang der E-Ebene (Abbildung 7.28). Allerdings lässt sich diese Antenne nicht an einer beliebigen Position einsetzen, da die Antennenapertur eine beträchtliche Größe erreicht hat. Die weiteren Antennengruppen zeigten ebenfalls ein solches Richtverhalten (siehe Anhang F). Die Abbildungen im Anhang F zeigen, dass die Unterschiede zwischen der gemessenen und der berechneten Antenne nicht sonderlich groß sind. Ein Indiz für die nicht korrekte Messung ist, dass die Maxima der Leistungsamplituden in E- bzw. H-Ebene nicht ganz identisch sind. Die Gründe dafür sind Unsymmetrien in der Befestigung der Antenne am Drehtisch und die nicht rechtwinklige Anbringung der Antenne bezogen auf den Boden der Messkammer bzw. Drehtisch. Die Abweichungen liegen bei 2.5dB und können so nicht unbedingt als gleich angenommen werden. Da aber die Messfehlerquellen bekannt sind, konnte diese Abweichung gerade noch toleriert werden. Die 3dB-Breite der Hauptstrahlrichtungen unterscheiden sich um 1- 2° zu den berechneten Ergebnissen.

Um die berechneten Öffnungswinkel aus Kapitel 5.6 zu erreichen müsste zumindestens das 1auf6 Array eingesetzt werden. Mit den anderen Antennenanordnungen konnten die berechneten Öffnungswinkel nicht erreicht werden. Aus diesem Grund wurde der Einsatz eines 1 auf 6 Antennenarrays eingeplant. Messergebnisse im Radarsystem sind im Kapitel 8 beigelegt.

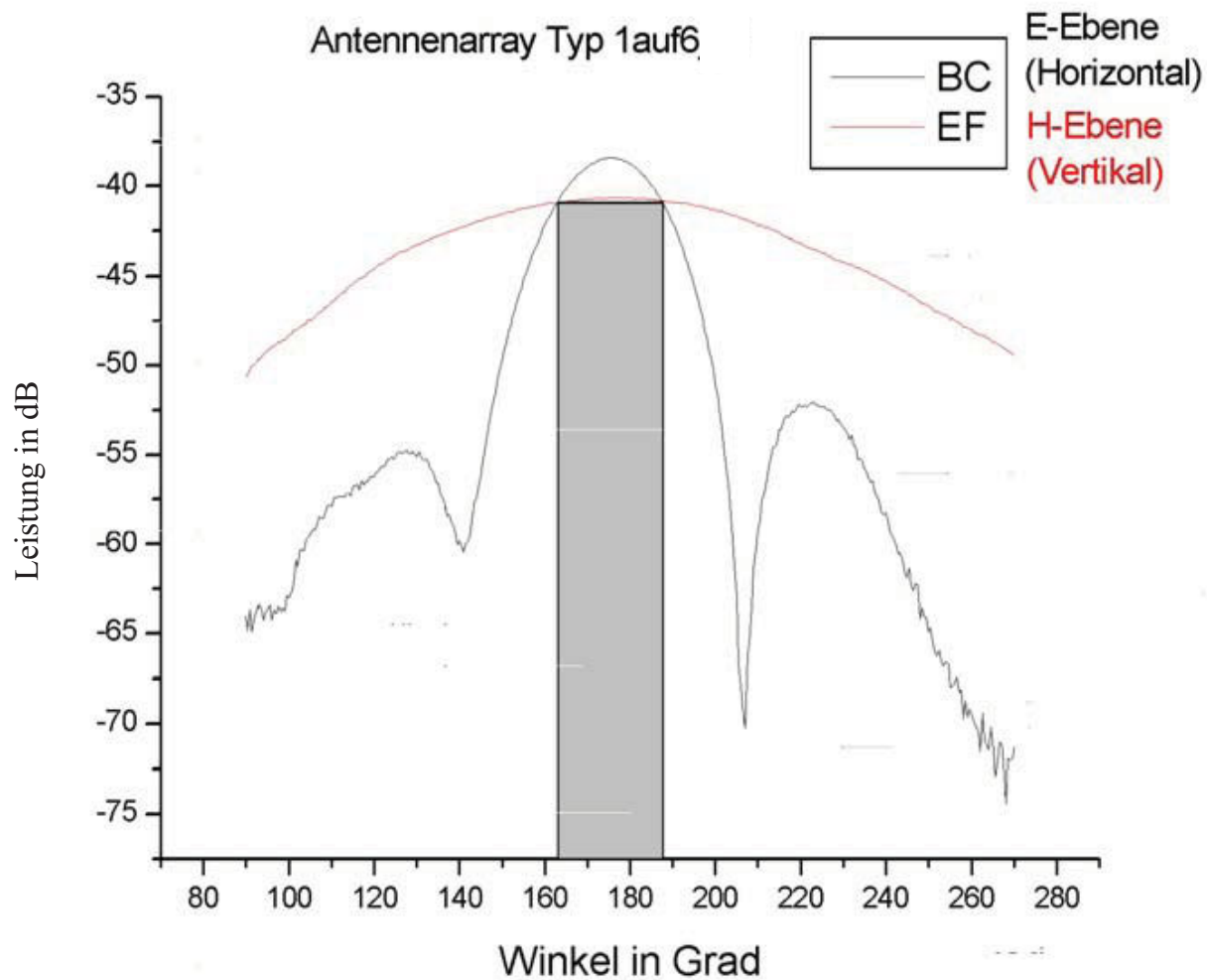


Abbildung 7.28: Messergebnis des Öffnungswinkels der Arrayantennenanordnungen 1 auf 6 bestehend aus den Einzelantennen des Typs A_s

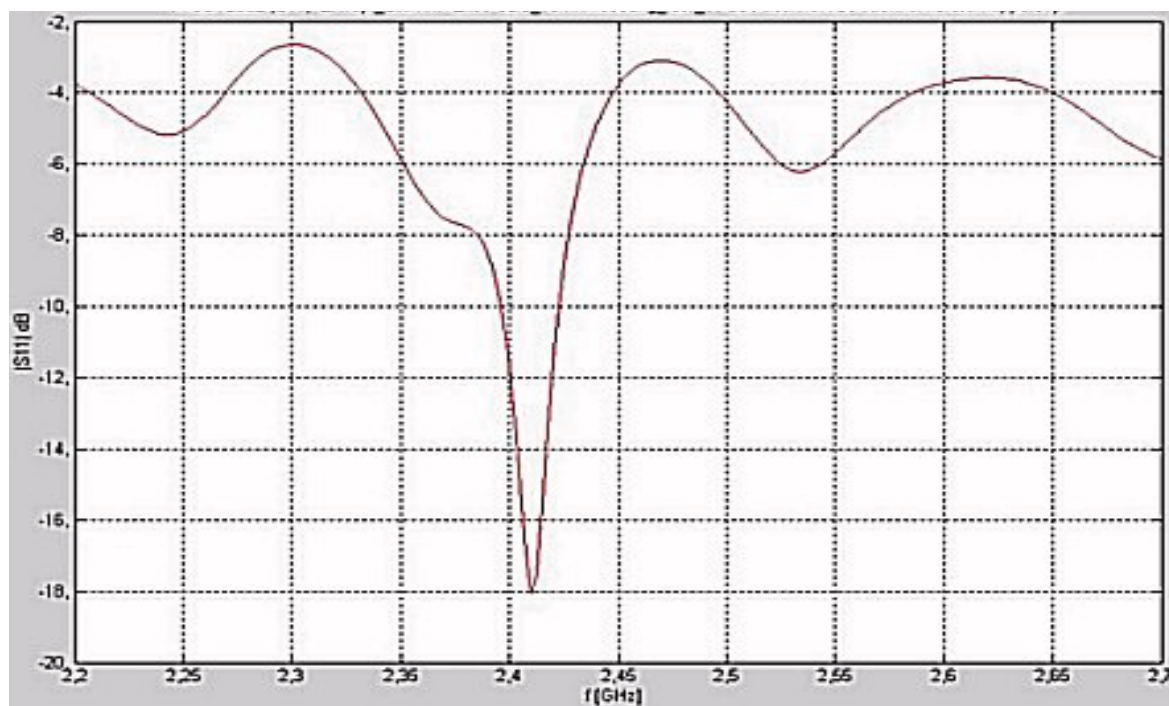


Abbildung 7.29: Messergebnis des Eingangsreflexionsfaktors der Arrayantennenanordnungen 1 auf 6 bestehend aus den Einzelantennen des Typs A_s und dem nötigen Speisernetzwerk

Parameter	A_s opti.	A_l opti.	1 auf 4 mit A_s opti.	1 auf 4 mit A_l opti.	1 auf 3 mit A_s opti.	1 auf 3 mit A_l opti.	1 auf 6 mit A_s opti.	1 auf 6 mit A_l opti.
L / mm	18,48	18,06	18,48	18,06	18,48	18,06	18,48	18,06
W /mm	14,5	22	4,5	22	4,5	22	4,5	22
L_{msl} / mm	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16	1,16
ΔL / mm	6,4	5,7	6,4	5,7	6,4	5,7	6,4	5,7
L_{AB} / mm			20	20	20	20	20	20
f_r	2,5GHz	2,5GHz	2,5GHz	2,5GHz	2,5GHz	2,5GHz	2,5GHz	2,5GHz
$ S_{11}(f_r) $	-40,5dB	-52,5dB	-20dB	-19dB	-19dB	-19dB	-20dB	-19dB
$\alpha(3dB)_E$	45°	45°	20°	20°	30°	28°	15°	20°
$\alpha(3dB)_H$	85°	85°	45°	40°	50°	44°	45°	40°

Tabelle 7.6: Berechnungsergebnisse für die Antennenanordnungen 1 auf 3, 1 auf 4 und 1 auf 6.

Antennentyp	Gemessen f_r in GHz	Gemessen $ S_{11}(f_r) $ in dB	Berechnet mit Feko f_r in GHz	Berechnet mit Feko $ S_{11}(f_r) $ in dB
A_s_opti	2,418	-36,5	2,5	-40
A_l_opti	2,425	-30	2,5	-52,5
1A_s	2,43	-24	2,5	-20
1A_l	2,428	-20	2,5	-19
1auf3_s	2,38	-28	2,5	-19
1auf3_l	2,4	-22	2,5	-19
1auf6_s	2,42	-18	2,5	-20
1auf6_l	2,42	-25	2,5	-19

Tabelle 7.7: Vergleich der Messergebnisse und Berechnungsergebnisse der optimierten Antennenanordnungen

7.4 Software zur Datenauswertung für die Anwendung „Herzschlagdetektion“

Die Software zur Datenauswertung wurde in MATLAB realisiert. Zur Signalauswertung wurden zwei verschiedene Verfahren eingesetzt. Bei dem ersten Verfahren handelte es sich um die Signalauswertung mit Hilfe einer einfachen FFT-Analyse (Fast Fourier Transformation). Beim zweiten Verfahren wurde eine Korrelation (Vergleich) zwischen dem Messsignal und einer Referenzfunktion durchgeführt. Das erste Verfahren wurde bei allen Ausbaustufe eingesetzt. Dieses Verfahren soll im Weiteren als „Signalauswertung Version 1“ bezeichnet werden. Eine Kombination des ersten und zweiten Verfahren kam nur bei der dritten Ausbaustufe zum Einsatz. Diese Verfahrenkombination soll im Weiteren als „Signalauswertung Version 2“ bezeichnet werden.

7.4.1 Prinzip der „Signalauswertung Version 1“

Im Weiteren soll hier das eingesetzte MATLAB-Programm der Signalauswertung Version 1 kurz beschrieben werden. Bei dem eigentlichen Programm gab es zwei Varianten, eine verwendete einen Bandpass zur Filterung der Herzschlagfrequenz, das zweite Programm verwendete nur einen Hochpass zur Filterung. Die Programme sind der Arbeit im Anhang Teil G beigelegt.

Hier soll jetzt anhand einiger Abbildungen die Funktionsweise der Signalverarbeitung dargestellt werden. Die Signalverarbeitung wird gleich an einem Beispiel der IQ-Messung dargestellt. Bei einer „Einkanalmessung“ bleiben die Programmpunkte ab der Bildung eines komplexen Signal unberücksichtigt. Die Darstellungen (Fenster) sind im Kapitel 9 unter den Messergebnissen beigelegt.

Die Programme bearbeiten die gemessenen Datensätze I und Q nach folgendem Muster:

- Datensätze öffnen und Daten aus der Datei auslesen.
- Spannungsoffset der Signaldaten softwaremäßig kompensieren
- Programmfenster mit Darstellung des Zeitverlaufs der Messdaten nach der durchgeführten Spannungsoffset mit den kompensierten Daten öffnen (Fenster 1, siehe Abbildung 7.30 links)
- Ausgabe der offsetkompensierten Signale (I und Q) in einem Schaubild
- Fourier-Analyse (Fourier-Transformation) der beiden Signale
- Bei einer I und Q- Messung:
 - Erzeugung eines komplexen Signals aus I und Q mit anschließender Fourier-Analyse
- Ausgabe eines Schaubildes der drei Spektren im gleichen Fenster
- Heraussuchen der höchsten Frequenzamplitude und Ausgabe dieses Ergebnisses in dem Schaubild mit dem Text: Wahrscheinliche Atemfrequenz:.....
- Neues Fenster öffnen (Fenster 2, siehe Abbildung 7.30 rechts)
- Daten auf eine bestimmte Größe für die Filterung reduzieren
- Daten mit einem Bandpass zwischen 1 und 3Hz für die Bestimmung des Herzschlages filtern
- Ausgabe der gefilterten Signale (von I und Q) in einem Schaubild
- Erzeugung eines komplexen Signals aus I und Q mit anschließender Fourier-Analyse
- Ausgabe eines Schaubildes der drei gefilterten Spektren im gleichen Fenster

- Heraussuchen der höchsten Frequenzamplitude und Ausgabe dieses Ergebnisses in dem Schaubild mit dem Text: Wahrscheinliche Herzfrequenz:.....

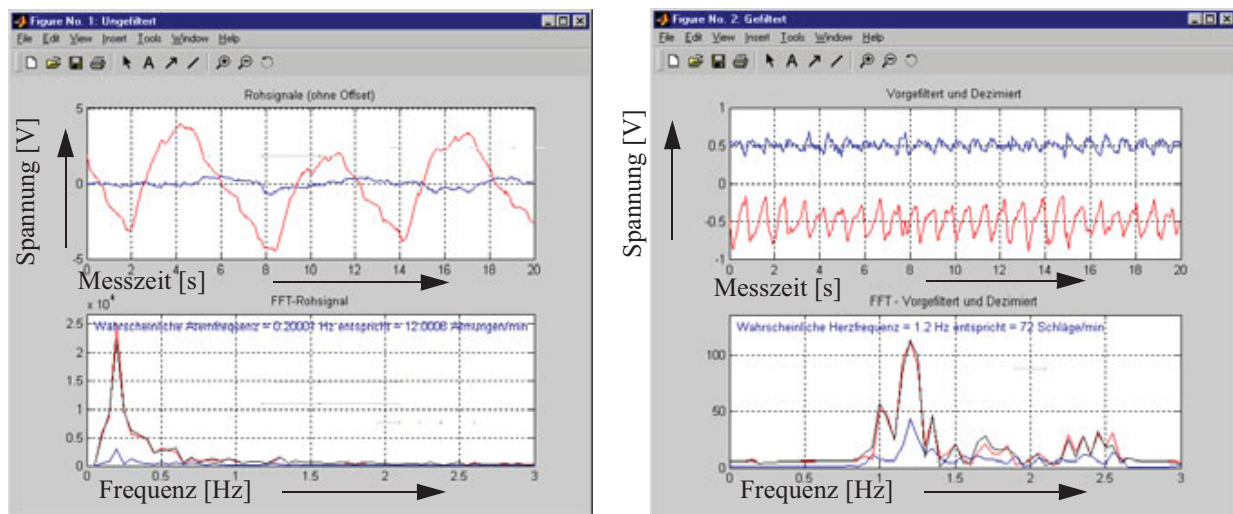


Abbildung 7.30: Links die Bildschirmausgabe für das „Fenster 1“ mit der Berechnung der Atemfrequenz. Rechts die Bildschirmausgabe für das „Fenster 2“ mit der Berechnung der Herzschlagfrequenz.

Das Programm bearbeitet aber auch den Datensatz des Drucksensors (Zusatzsensors) nach folgendem Muster:

- Datensatz öffnen und Daten des Drucksensors auslesen.
- Neues Fenster öffnen (Fenster 3, siehe Abbildung 7.31)
- Ausgabe des Drucksensor-Signals
- Daten auf eine bestimmte Größe, für die Filterung reduzieren
- Daten mit einem Bandpass zwischen 1 und 3Hz für die Bestimmung des Herzschlages filtern
- Ausgabe des gefilterten Signals in dasselbe Schaubild
- Fourier-Analyse des gefilterten Signals
- Ausgabe des Schaubildes des gefilterten Spektrums im gleichen Fenster
- Heraussuchen der höchsten Frequenzamplitude und Ausgabe dieses Ergebnisses in dem Schaubild mit dem Text: Wahrscheinliche Herzfrequenz:.....

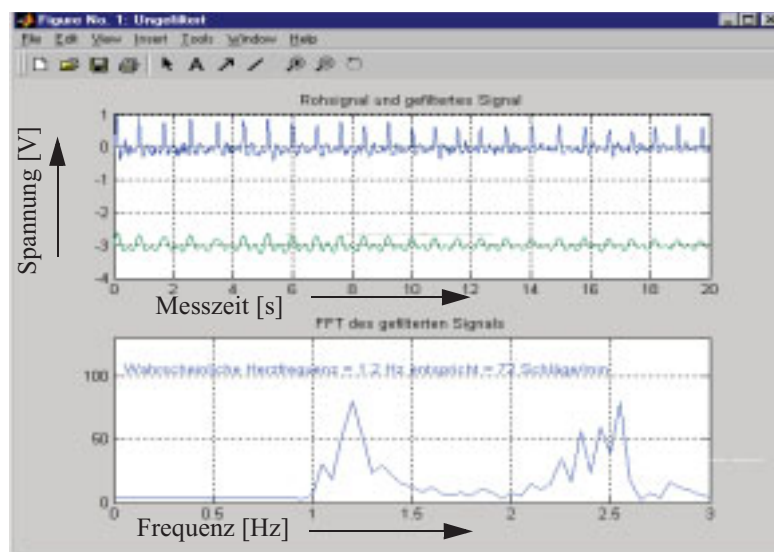


Abbildung 7.31: Bildschirmausgabe für den Zusatzsensor im „Fenster 3“.

Erläuterungen zu den einzelnen Programmteilen:

Offsetkompensation:

Die durch leichte Bewegung der Zielperson entstehende Entfernungsänderung und der aktuelle Abstand der Zielperson ergeben quasi eine durchschnittliche Offsetspannung im Signal. Um diese Offsetspannung pendelt das gewünschte Signal. Damit die Offsetspannung bei der späteren Fourier-Analyse nicht das eigentlich gesuchte Signal verfälscht, wird diese herausgerechnet. Zuerst wird der durchschnittliche Wert des Signals errechnet und dann von jedem Signalwert abgezogen. Als weiteren Ausgleich wird über das Signal eine Funktion 1. Grades (siehe Handbuch MATLAB) gelegt, die wiederum subtrahiert wird. Somit erhält man ein relativ gut kompensiertes Signal, aus dem der Gleichanteil und die durchschnittliche Signalverschiebung, die aufgrund der Körperbewegung im Signal vorhanden ist, herausgerechnet ist.

Filterung:

Da die Atemfrequenz den größten Signalanteil aufgrund der größten Reflexion der elektromagnetischen Welle an der Körperoberfläche der Zielperson aufweist, kann sie relativ einfach durch eine Fourier-Analyse herausgerechnet werden. Der Signalanteil des Herzschlages ist weitaus geringer und muss daher vom Atemsignal getrennt werden. Zur Herausfilterung des Herzschlages im Radarsignal bietet sich ein Bandpassfilter zwischen 1 Hz und 3 Hz an. Als Filter wurde der in MATLAB integrierte FIR Parks-McClellan Filter mit einer Ordnung von 600 verwendet. Der Filter setzt sich aus einem Hochpass und einem Tiefpass zusammen, da ein einzelner schmaler Bandpass sich nur sehr schlecht in MATLAB realisieren lässt, siehe Abbildung 7.32. Die beiden Filter lassen sich auch relativ einfach aus dem Programm entfernen, um z.B. nur den Hochpass zu aktivieren, damit man den Verlauf der Signalspannung des Herzens besser beobachten kann. Damit lässt sich für eine verbesserte Signalauswertung nach speziellen Herzcharakteristiken suchen, um somit eine eindeutigere und bessere Bestimmung der Herzfrequenz zu ermöglichen.

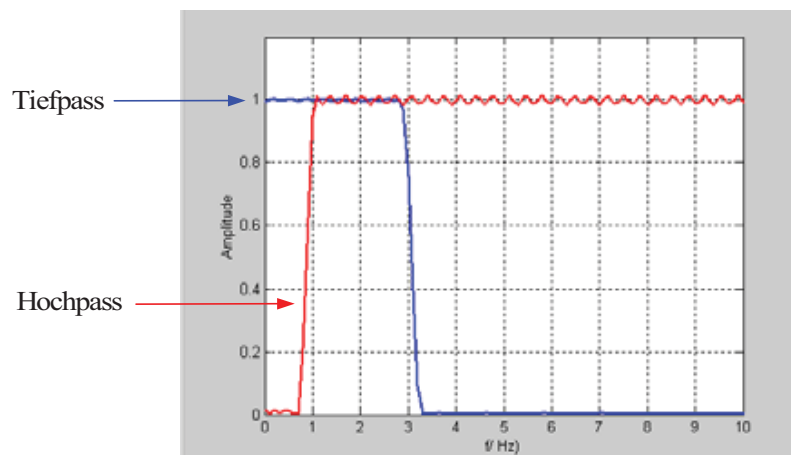


Abbildung 7.32: Realisierung des Bandpasses in MATLAB.

Erzeugung des komplexen Signals:

Im Kapitel 6 wurde schon auf die Erzeugung eines komplexen Signals bei der IQ-Auswertung eingegangen.

7.4.2 Prinzip der „Signalauswertung Version 2“

Zur Datenaufnahme wurde hier der IQ-Radarsensor in der Ausbaustufe 3 eingesetzt. Als Referenzsensoren wurden ein Pulsoximeter und ein Einkanal-EKG aus der Medizintechnik eingesetzt. Der Programmablauf und der Signalablaufplan sind in den Abbildungen 7.33 und 7.34 dargestellt. In dieses Programm wurden alle Erkenntnisse aus der Signalauswertung mit der Version 1 und den bisherigen Messungen eingebaut. Deshalb soll kurz auf die wichtigsten Punkte des Programms eingegangen werden. Das MATLAB-Programm selber ist im Anhang Teil G beigefügt.

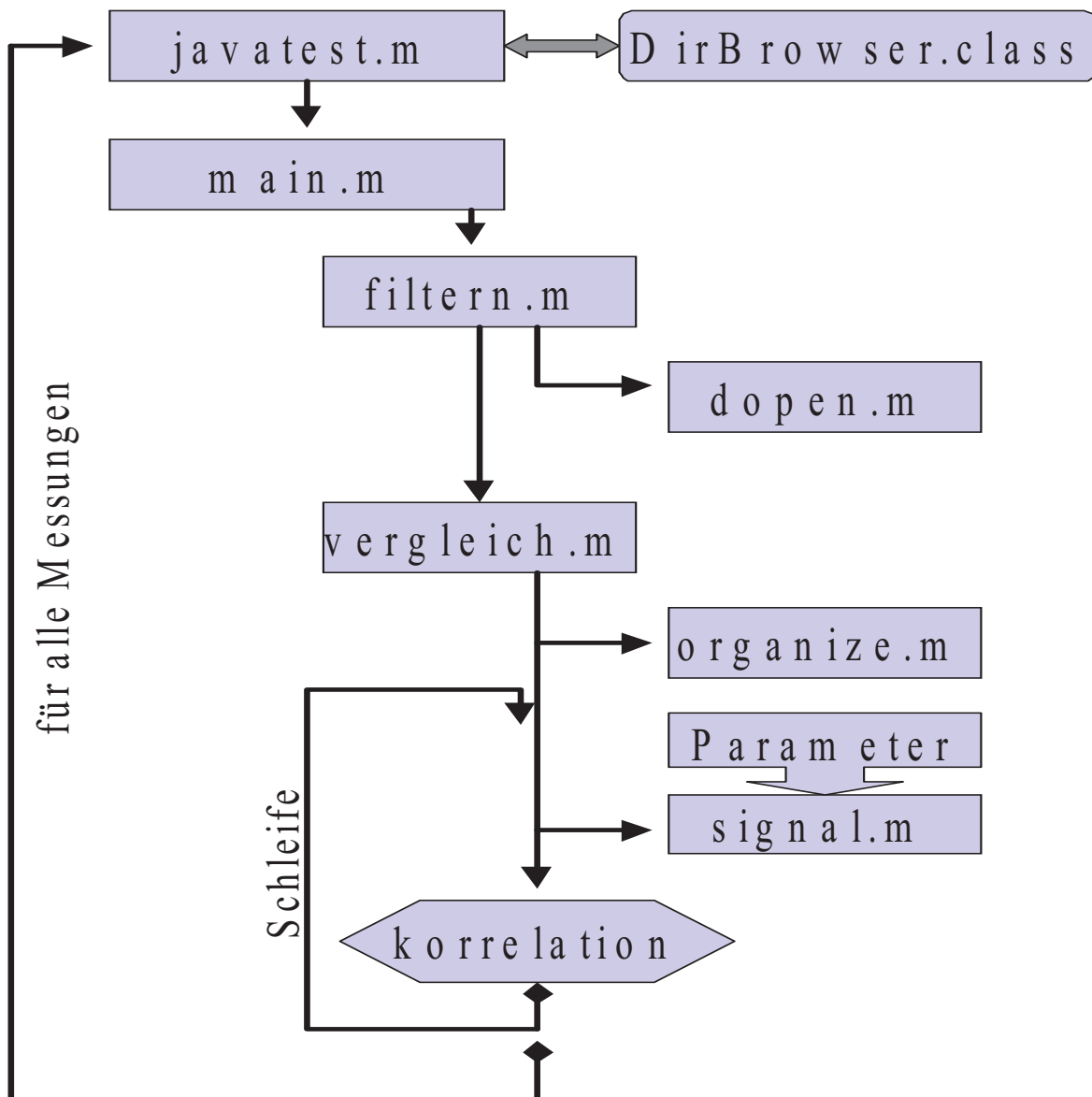


Abbildung 7.33: Programmablaufplan für die Signalauswertung Version 2. Die Software ruft mehrere Unterprogramme auf, was die Veränderung und Optimierung der einzelnen Programnteile erleichterte.

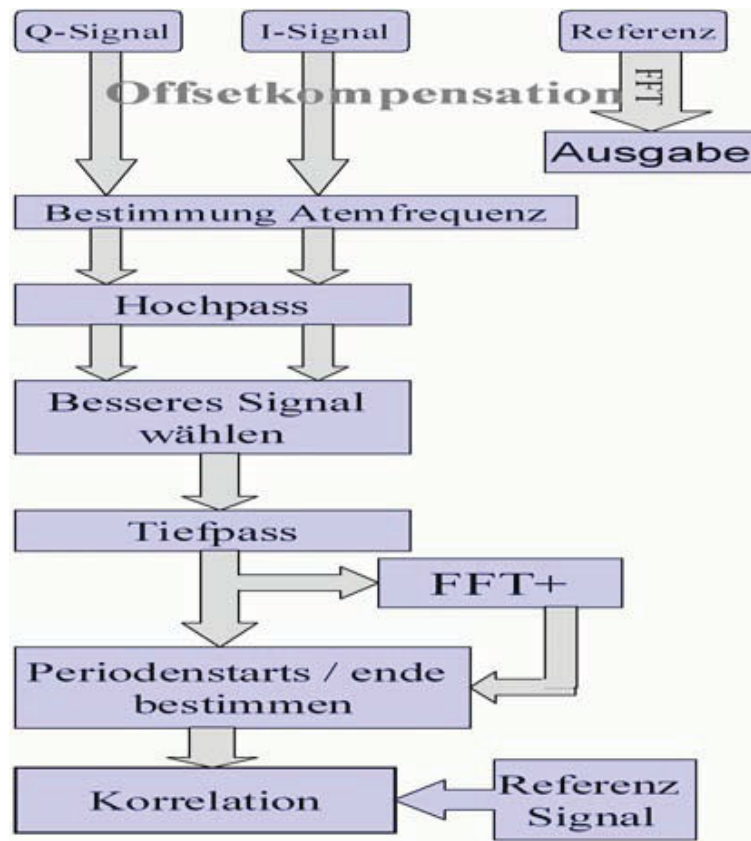


Abbildung 7.34: Signallaufplan für die Software mit Korrelationsauswertung

Programmteil Filterung:

Bei der Verarbeitung der Signale kommen weiterhin zwei Filter zum Einsatz, ein Hochpass, um das niederfrequente Signal der Atmung herauszufiltern, und ein Tiefpass, um Störungen im Pulssignal zu entfernen. Das Problem beim Design der neuen Filter ist die extrem niedrige Bandbreite, in welcher der Hochpass zum einen sperren, zum anderen die Signale durchlassen muss. Einfache Filter kamen auf Grund von Stabilitätsproblemen bei den notwendigen höheren Filtergraden nicht in Frage. Als sehr hilfreich hat sich das „Filter Design Tool“ von MATLAB erwiesen. Der Ansatz zur Filterdimensionierung war, die Grenzfrequenz des Hochpasses auf das 1,5-fache der Atemfrequenz zu legen. Dadurch sollte bei schneller Atmung und folglich schnellem Puls die Signaltrennung verbessert werden. Der realisierte Filter zur Detektion der Atemfrequenz wurde dann wie folgt definiert. Unter der Annahme, dass die Atemfrequenz weit unter 0,7 Hz liegt und der Puls außer bei extremen Leistungssportlern die Grenze von 0,7Hz oder 42 Schlägen in der Minute nicht unterschreitet, wurde der Grenzbereich des Filters auf 0,7 bis 1 Hz festgelegt. Der hohe Filtergrad von 600 (Definition MATLAB), der sich nur noch über digitale Signalverarbeitung realisieren lässt, war notwendig, um das sehr schmale Trennverhalten des Filters zu realisieren. Die Filterkurve des Hochpasses ist in Abbildung 7.35 dargestellt.

Der zweite berechnete Filter ist ein Tiefpassfilter zum eliminieren von Störsignalen und Oberwellen. Das Referenzsignal, mit dem das gemessene Signal später verglichen werden soll, setzt sich aus der Herzfrequenz und der ersten Oberschwingung als Addition einer Sinus- und einer Kosinusfunktion zusammen. Dieses Referenzsignal ergab sich aus der

Untersuchung des gefundenen „Dreiecksignals“ in den Messungen siehe Kapitel 9. Das erwähnte Referenzsignal wird in diesem Kapitel noch genauer beschrieben. Daher wurde die Grenzfrequenz des Tiefpasses auch sehr niedrig gewählt um Störungen auf ein Minimum zu beschränken. Wenn man einen maximalen Puls von 240 oder 4 Hz ansetzt, ergibt sich als Grenzfrequenz für die erste Oberwelle 8 Hz. Das gefilterte Signal wird dadurch sehr „weich“ und lässt sich gut mit der Referenzfunktion vergleichen. Als Filtergrad wurde 100 gewählt, da es hier auf keine so hohe Trennschärfe ankommt. Die Filterfunktion für diesen Tiefpass ist in Abbildung 7.36 dargestellt.

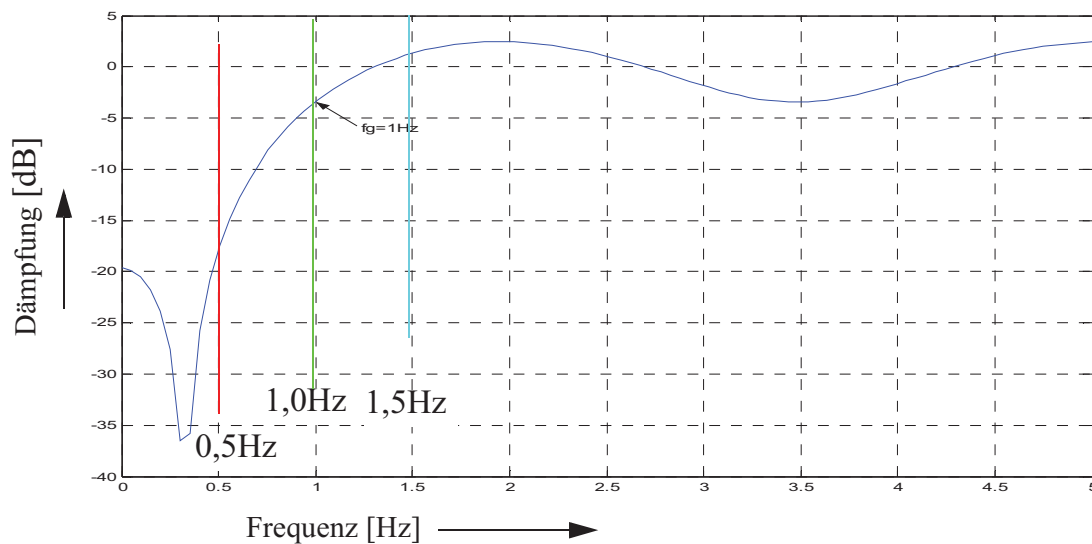


Abbildung 7.35: Filterkurve des eingesetzten Hochpasses, um die Frequenzanteile der Atmung aus dem Spektrum zu eliminieren.

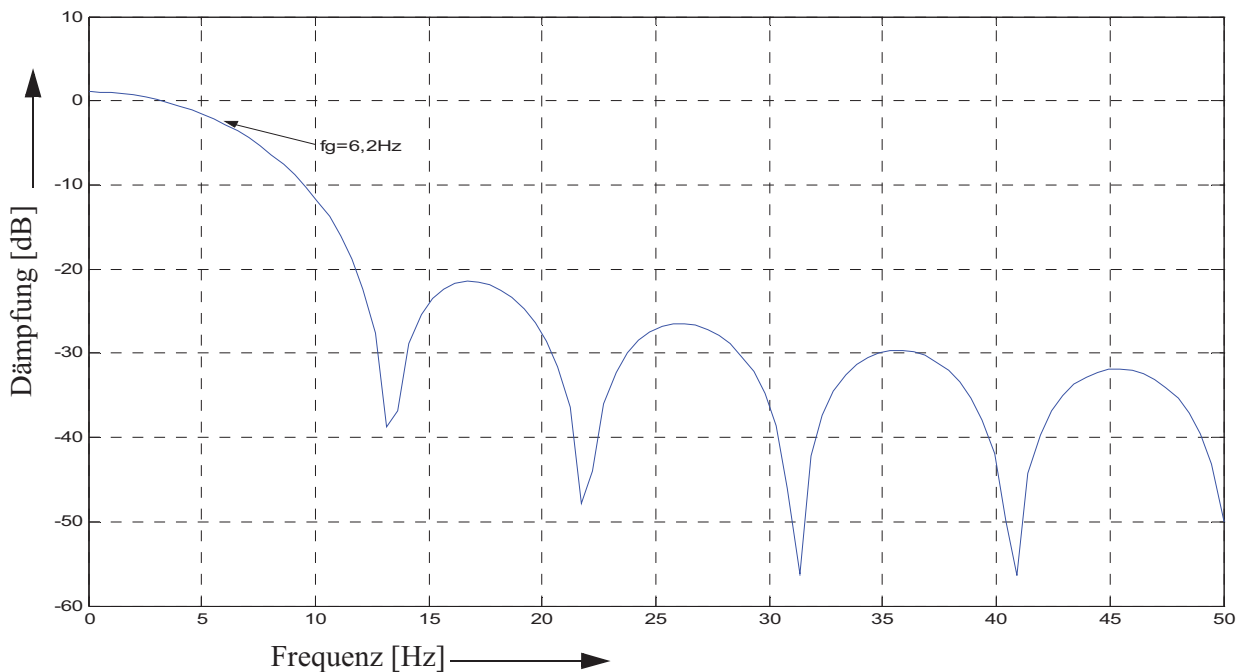


Abbildung 7.36: Filterfunktion des Tiefpasses um die Oberwellen und Störsignale aus dem Messsignal zu eliminieren.

FFT und Probleme bei der Frequenzauswertung:

Bei ungünstigen Signalverläufen ist es vorgekommen, dass bei der FFT-Analyse des Signals ein zu hoher Wert für die Frequenz als Maximum detektiert wurde, siehe dazu als Beispiel Abbildung 7.37. Dies trat dann auf, wenn in der Mitte des Signalverlaufs (Messdaten) ein starker Abfall des Signalpegels auftrat. In diesen Fällen liegt das Maximum der Frequenz nicht mehr bei der eigentlichen Herzfrequenz, sondern in etwa bei dem Doppelten der gesuchten Frequenz. Wenn man sich die Frequenzanteile nach der Hochpassfilterung des Signals bei ruhig sitzender Messperson anschaut, stellt man fest, dass so gut wie keine Frequenzen unterhalb der gesuchten Herzfrequenz vorhanden waren. Die niedrigen, durch die Atmung verursachten Frequenzen, werden durch den sehr schmal ausgelegten Hochpass weggefiltert. Es bot sich daher an, den niedrigsten Frequenzanteil mit entsprechender Amplitude als Herzfrequenz zu interpretieren. Dies wurde dann auch realisiert, indem das erste Maximum über den Frequenzbereich 0,5 bis 4 Hz (30 bis 240 bpm) gesucht wurde. Wenn die Herzfrequenz über den Messzeitraum nicht konstant ist (was oft vorkommt), ergibt sich keine eindeutige Frequenzspitze, sondern vielmehr ein breites Frequenzband. Dies kommt daher, dass der Herzschlag sehr stark von der Umgebung abhängt, d.h. durch Bewegungen, Atemanhalten der Person, usw. Darum ändert sich die Herzfrequenz in einem Zeitraum von z.B. 20 Sekunden. Dann ist im diesem Messzeitraum kein eindeutiges „scharfes“ Maximum mehr zu finden. In diesem Fall wurde die Grenzen des Frequenzbereiches bestimmt, und das Maximum über diesen Bereich genommen.

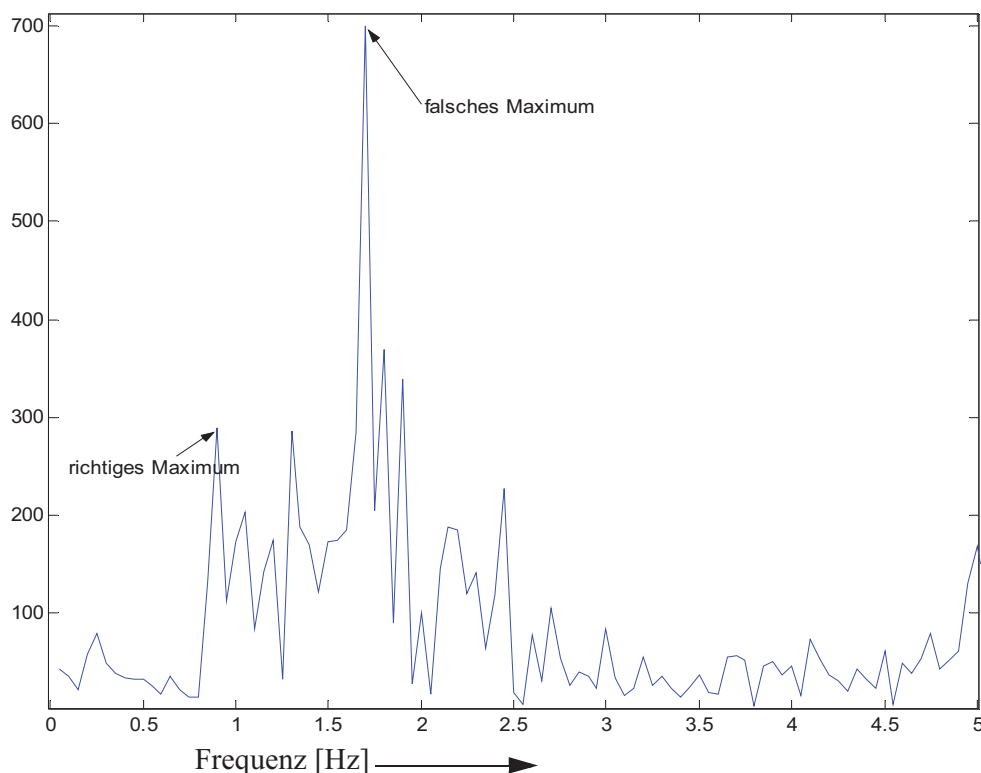


Abbildung 7.37: Ergebnis einer falschen Interpretation einer FFT-Analyse zur Herzfrequenzbestimmung über das Spektrum des Empfangssignals.

Messsignaluntersuchung und Zuordnung der Signalverläufe (Radarsensor) zur elektrischen Erregung (EKG / Referenzsensor):

Diese Überlegungen und Untersuchungen waren nötig um das Referenzsignal zur Korrelationsauswertung zu ermitteln. Ein Beispiel eines Messergebnisses für das bessere Verständnis des Verfahrens zur Herzschlaguntersuchung ist in Abbildung 7.38 dargestellt. In den Messergebnissen fanden sich sehr häufig Verläufe wie in Abbildung 7.38. Darum musste eine Messung in auswertbare und nicht auswertbare Bereiche zerlegt werden. Mehr Messergebnisse und deren Auswertung sind in Kapitel 9 beigefügt. Um in dem Signal verschiedene spezifische Verläufe des Herzschlags erkennen zu können, ist es notwendig, das Signal auf Störungen, die nicht ausgewertet werden dürfen, sowie auf Start und Ende des Zeitraums, in dem sich das Signal wiederholt, zu untersuchen. Das Ziel dabei war, die Punkte zu bestimmen und zu speichern, an denen jeweils eine neue Periode, die sich für die nähere Auswertung eignet, zu erkennen. Weil die Herzfrequenz über die Messung als nicht konstant angenommen werden kann, muss die Fensterbreite, die für jede Signalperiode/Herzzyklus verwendet wird, dynamisch bestimmt werden.

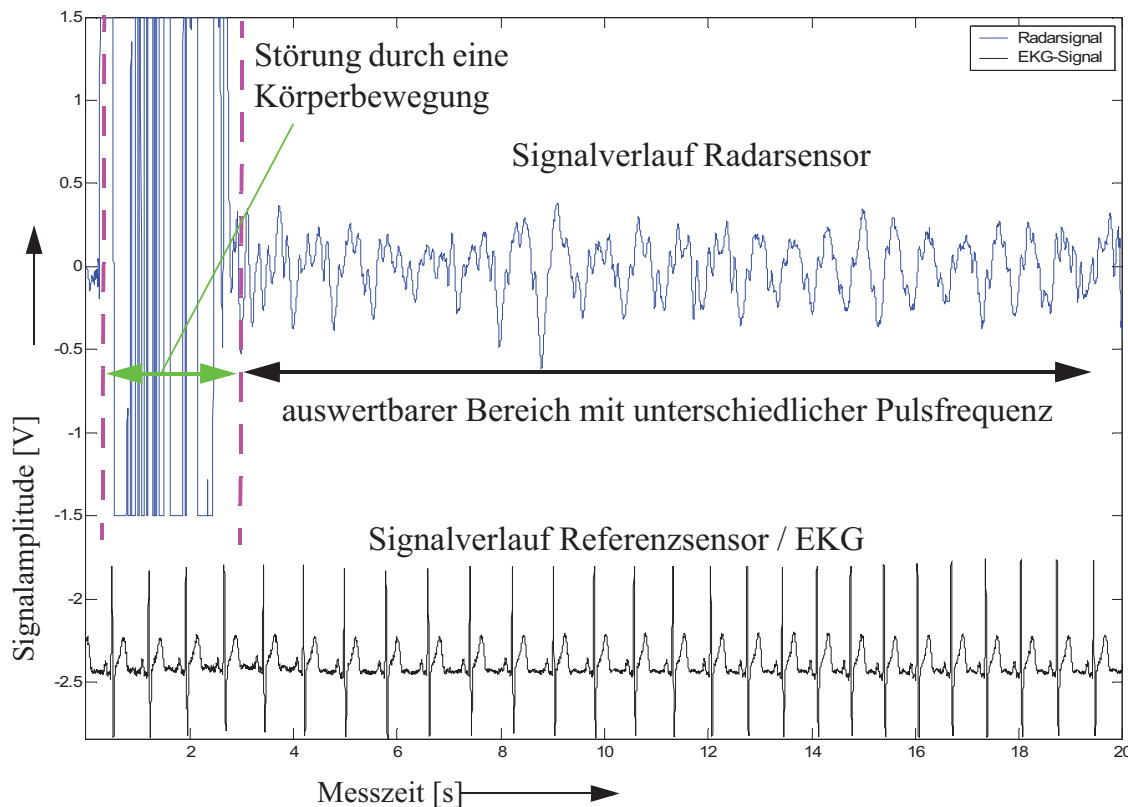


Abbildung 7.38: Ergebnis einer Messung nach der Hochpassfilterung zur Untersuchung des typischen Signalverlaufs für einen Herzschlag. Das Signal wurde zuerst in einen auswertbaren und in einen nicht auswertbaren Bereich zerlegt. Bei der Auswertung des auswertbaren Bereichs mußte auch die Änderung der Herzfrequenz mit berücksichtigt werden. Zur Optimierung des Programms wurden hierzu die Informationen des EKGs zur Hilfe genommen (siehe untere Kurve)

Um die Fenster zu bestimmen, wurden drei Verfahren entwickelt und evaluiert:

1. Die Zeiten, zu denen sich das Signal über bzw. unter der Nulllinie befindet, werden bestimmt und addiert. Die Zeiten ergeben zusammen dann die Periodendauer.
2. Es wird ein Triggerpunkt angenommen, bei dem eine fallende Flanke eine Signalperiode startet/beendet (z.B. Nulldurchgang).
3. Es wird in einem vorher festgelegten, grob der Pulsfrequenz angepassten Fenster das Signalminimum gesucht. Hier beginnt die Signalperiode. Das Fenster wird verschoben und durch erneutes Bestimmen des Minimums das Ende der Signalperiode bestimmt.

Bei allen drei Verfahren hat sich als problematisch herausgestellt, dass das Signal in seiner Struktur sehr unterschiedlich ausfallen kann. Die ersten beiden Verfahren haben sich aus dem Grund der großen Signalvariabilität als wenig geeignet erwiesen. Deswegen wurde im Folgenden das dritte Verfahren verwendet.

Drittes Verfahren:

Bei diesem Verfahren wurde jeweils ein kleines Fenster von der Größe $1.2 \cdot \text{Periodendauer}$ genommen. Innerhalb dieses Fensters wurde dann das Minimum des Signals gesucht. Ausgehend von diesem Minimum wurde ein neues Fenster gebildet, in dem wieder das Minimum gesucht wurde. Nachteil dieses Verfahrens ist, dass neben dem Signal auch ein Schätzwert der Pulsfrequenz benötigt wird. Der Vorteil ist, dass Störungen weitgehend eliminiert werden. Der Grund dafür ist, dass das absolute Minimum des Signals über das Intervall gebildet wird, und Störungen meist kleiner ausfallen. Durch die Verwendung der 1.2-fachen Fensterbreite als Intervallgröße sind auch Abweichungen von der genutzten Pulsfrequenz kein Problem. Typische Signalformen sind in Abbildung 7.39 und 7.40 dargestellt. Die rechteckigen Kästen zeigen die errechneten Fenster der Auswertesoftware. In der Abbildung 7.40 ist z.B. ein typischer Signalaufbau der Herzbewegung zu sehen (mehr Messergebnisse in Kapitel 9).

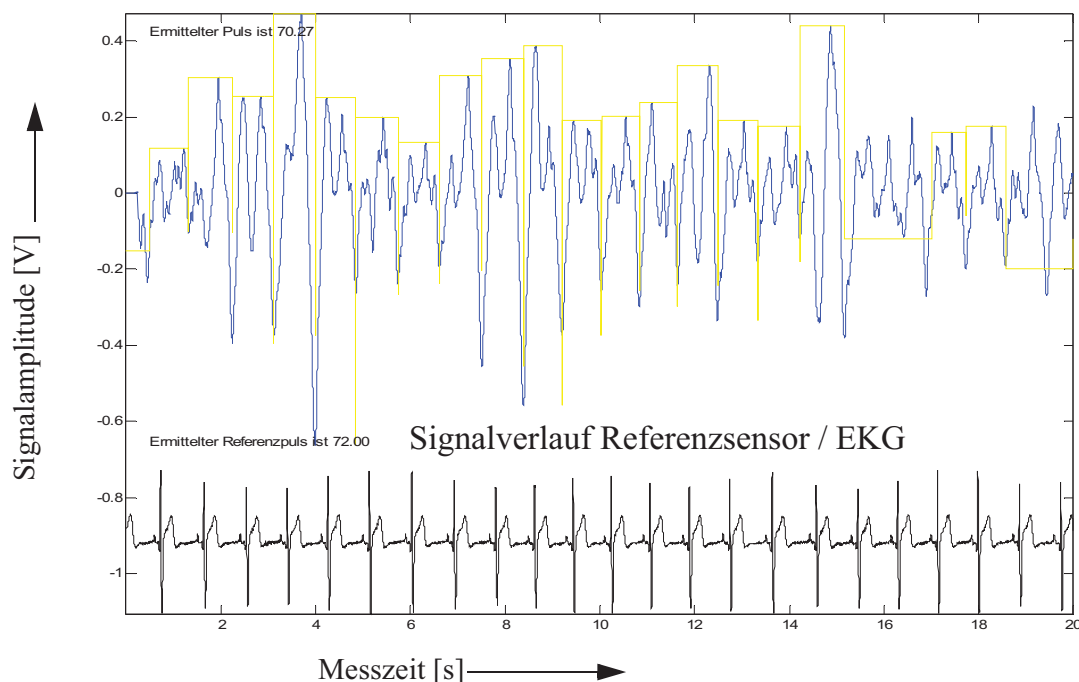


Abbildung 7.39: Darstellung eines auswertbaren Bereiches einer Messung. Der rechteckige Kurvenverlauf stellt die errechneten Fenster dar. In dieser Messung wurde mit dem Radarsensor ein Puls von 70 Schlägen/pro Minute ermittelt. Die EKG-Auswertung ergab einen Puls von 72 Schlägen pro Minute.

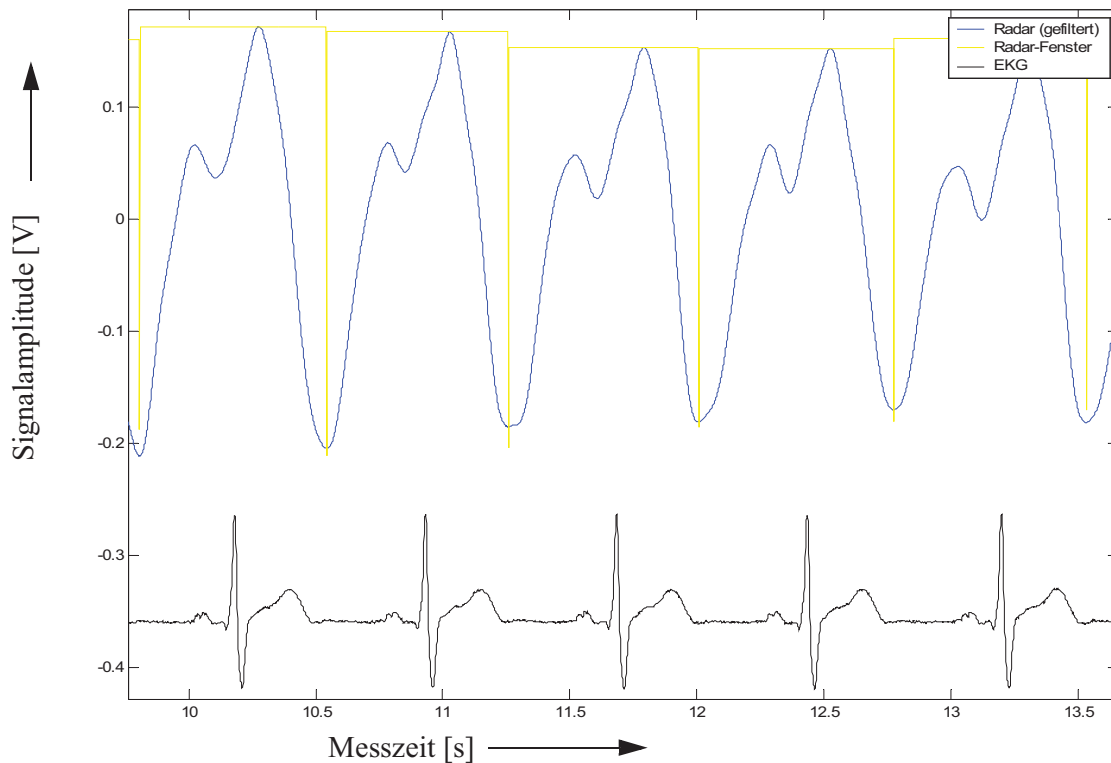


Abbildung 7.40: Ausschnitt aus der Abbildung 7.39.

Definition und Parametrisierung der Korrelationsfunktion für ein Fenster:

Durch die Untersuchung vieler Messungen hat sich eine „doppelte Sinusfunktion“ als sehr einfach, aber doch sehr genau übereinstimmend, herausgestellt. Die Beschreibung der Funktion (Herzschlag / Kurvenverlauf) wird in Kapitel 9 vorgenommen. Hier soll nur die Funktion beschrieben werden. Um die Auswertung mit dieser Funktion so flexibel wie möglich zu halten, wurden so viele Parameter wie möglich verwendet. Die für die Korrelation notwendigen Funktionsscharen sollen über folgende Signalfunktion erstellt werden:

$$f = \cos(t) + p_1 \cdot \sin((p_4 \cdot t) + p_2) \quad (\text{Gl 7.1})$$

Diese Funktion wird dann auf ein gebildetes Fenster (Drittes Verfahren) angewendet. Durch die Funktion ist die Stetigkeit zwischen den Korrelationsbereichen (Fenster) nicht mehr gegeben. Dies kann aber vernachlässigt werden, da die Periodendauer schon ermittelt wurde (ist nötig für das dritte Verfahren) und mit Hilfe der Funktion eine Aussage über die Güte der Herzbewegung getroffen werden soll.

Die Überlegungen, die zu diesem Ergebnis geführt haben, ist die Vergleichbarkeit des gemessenen Radarsignals mit einer Funktion, die mit einer einfachen Fourier-Synthese nachgebildet werden kann

So ergibt sich etwa aus:

$$\sin(t) + 0,5 \cdot \sin(2 \cdot t) + 0,33 \cdot \sin((3 \cdot t) + \dots) \quad (\text{Gl 7.2})$$

eine Sägezahnfunktion.

Durch Verwendung nur der ersten Oberschwingung und einer Phasenverschiebung von 90° durch den Kosinus ergibt sich eine gut nutzbare Funktion, die mit nur wenigen, aber dennoch genügend Parametern auskommt.

Der erste Parameter (p_1) bestimmt den Anteil, den die Oberschwingung am Signalverlauf hat. Durch Variation auch im negativen Bereich wird die Verschiebung des „Maximums“ vor oder hinter die Hauptschwingung gelegt. Eine reine Kosinusfunktion ergibt sich, wenn der Parameter auf 0 gesetzt wird. (Abbildung 7.41)

Der zweite Parameter (p_2) lässt eine kleine Variation des Verlaufs durch Einbringen einer Phasenverschiebung in die Oberschwingung zu (Abbildung 7.42).

Der dritte Parameter wirkt sich nicht auf die Referenzsignalfunktion aus, sondern bewirkt eine Verschiebung auf der Zeitachse des Radarsignals, siehe dazu Anhang G.

Über den vierten Parameter (p_4) wird über Zwischenschritte bestimmt, ob die zwei- oder die dreifache Grundfrequenz als Oberwelle genutzt wird. Über die Verwendung von ausschließlich ungeraden Oberschwingungen lässt sich unter anderem ein Rechteck annähern, das in einer einfachen Synthese auch im gemessenen Signal zu finden war (Abbildung 7.43).

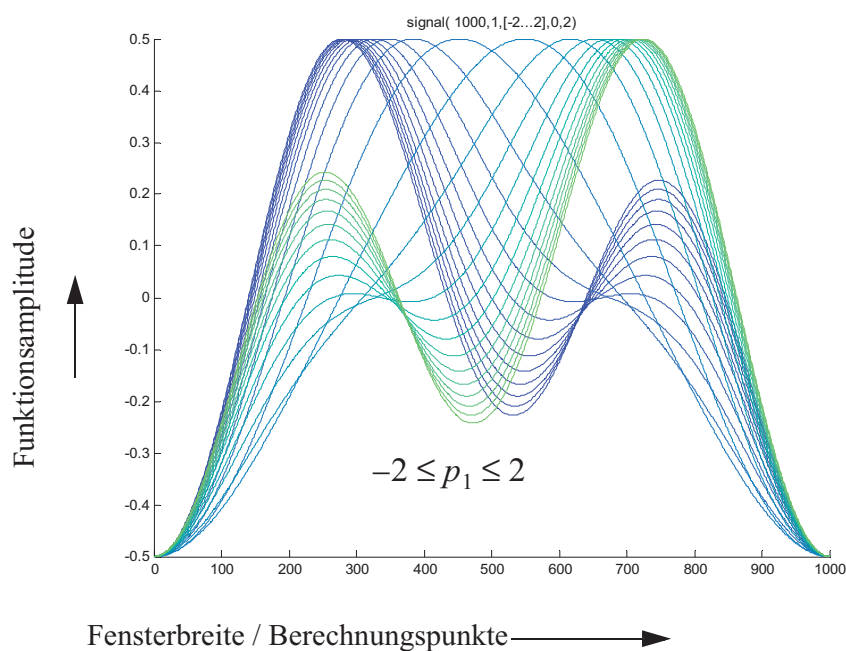


Abbildung 7.41: Zeigt die Auswirkung der Parameterveränderung von p_1 auf die Funktion zur Korrelation.

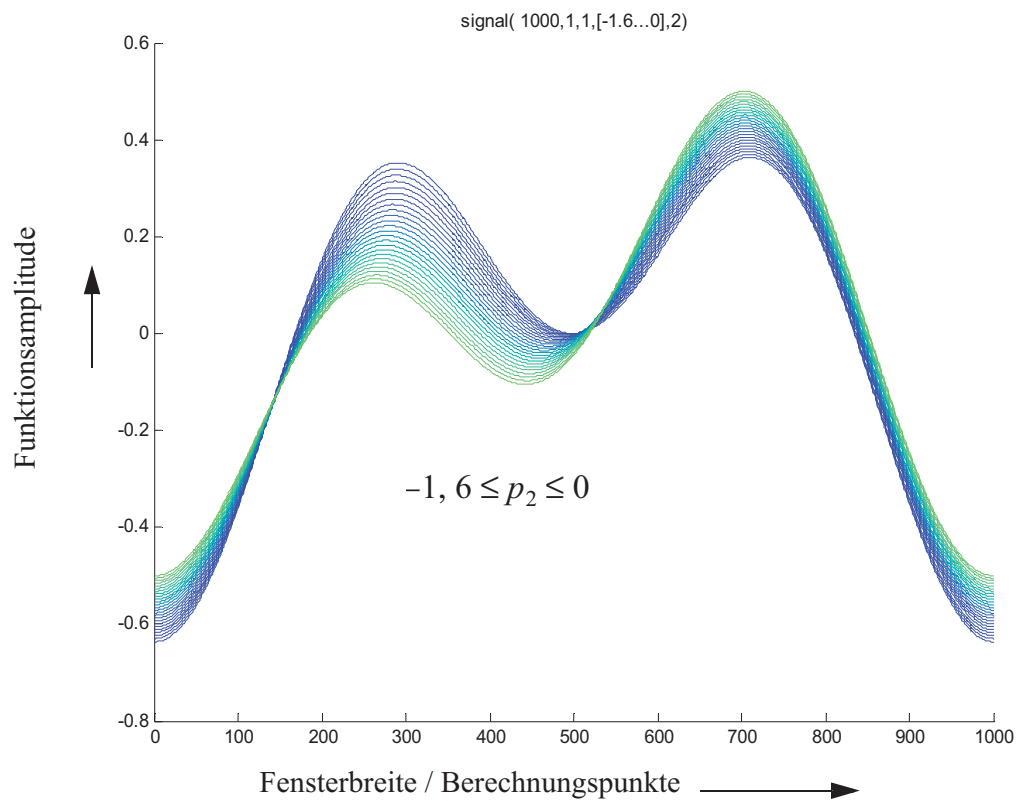


Abbildung 7.42: Zeigt die Auswirkung der Parameterveränderung von p_2 auf die Funktion zur Korrelation.

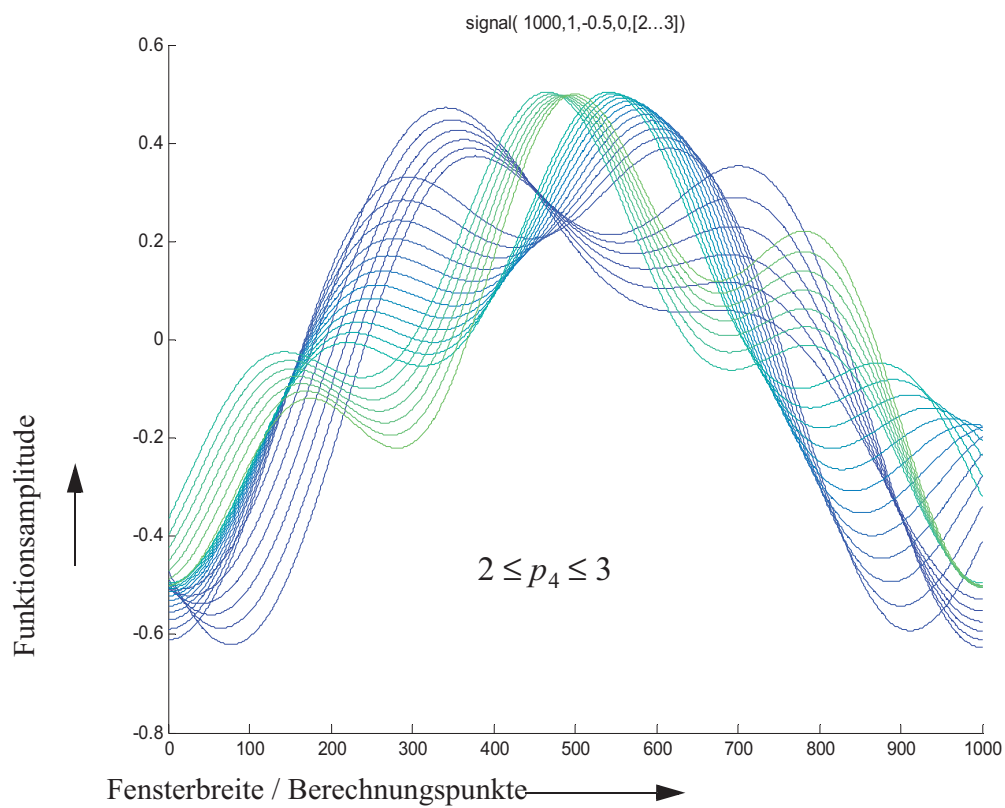


Abbildung 7.43: Zeigt die Auswirkung der Parameterveränderung von p_4 auf die Funktion zur Korrelation.

Kapitel 8

Messsystem und realisierter Radarsensor bei 24GHz

8.1 Messsystem

8.1.1 Messaufbau

Das eingesetzte Messsystem unterscheidet sich in seinem prinzipiellen Aufbau nur wenig vom System bei 2,45GHz. Die Signalaufnahme konnte nicht mit Hilfe einer Analog-Digital-Karte durchgeführt werden, weil keine Karte mit genügend großer Abtastrate zur Verfügung stand. Aus diesem Grund wurde ein schnelles Speicheroszilloskop der Firma Tektronix eingesetzt. Der prinzipielle Aufbau der Messaufnahme ist in Abbildung 8.1 dargestellt. Die Messungen selber wurden wieder wie bei der Herzschlagsbestimmung in der Absorberkammer auf dem Einzelsitz und im Versuchsfahrzeug durchgeführt. Als Radarsensor wird das in diesem Kapitel noch vorgestellte 24 GHz Puls-Radar-System eingesetzt werden.

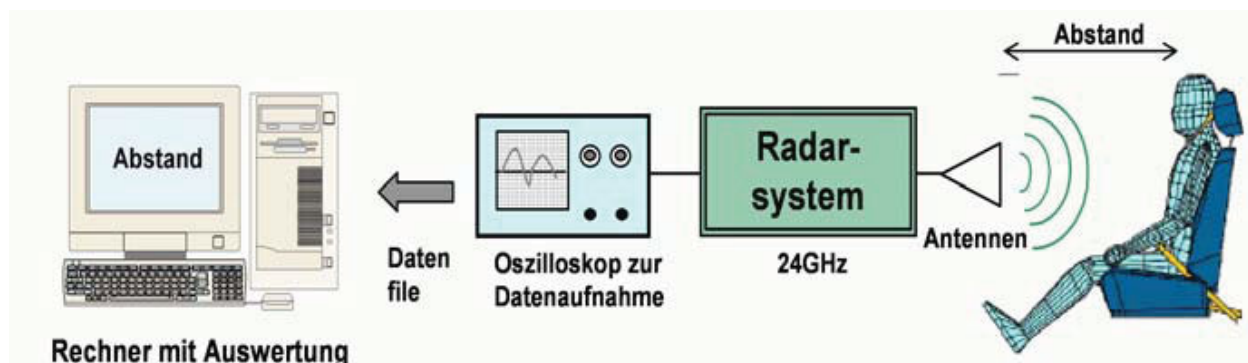


Abbildung 8.1: Prinzipieller Aufbau des Messsystems zur Bestimmung des Abstandes zwischen Fahrer und Airbag bei 24GHz.

8.1.2 Meßprinzip zur Entfernungsbestimmung bei 24GHz

Für die Ermittlung der Abstände aus den Messergebnissen ist eine genaue Kenntnis des Funktionsverlaufes der Spannung nötig, welche die Verzögerung (Signallaufzeitausgleich) zwischen Sende- und Empfangsimpuls erzeugt. Hierfür ist eine Sägezahnspannung (Abbildung 8.2) geeignet, bei der eine langsam abfallende Flanke eine sinnvolle Entfernungsumsetzung (nahe Ziele links und entfernte Ziele rechts im Bildschirm) auf einem Oszilloskop ermöglicht, siehe Oszilloskopbild Abbildung 8.2 und bei den Messergebnissen in Kapitel 9.

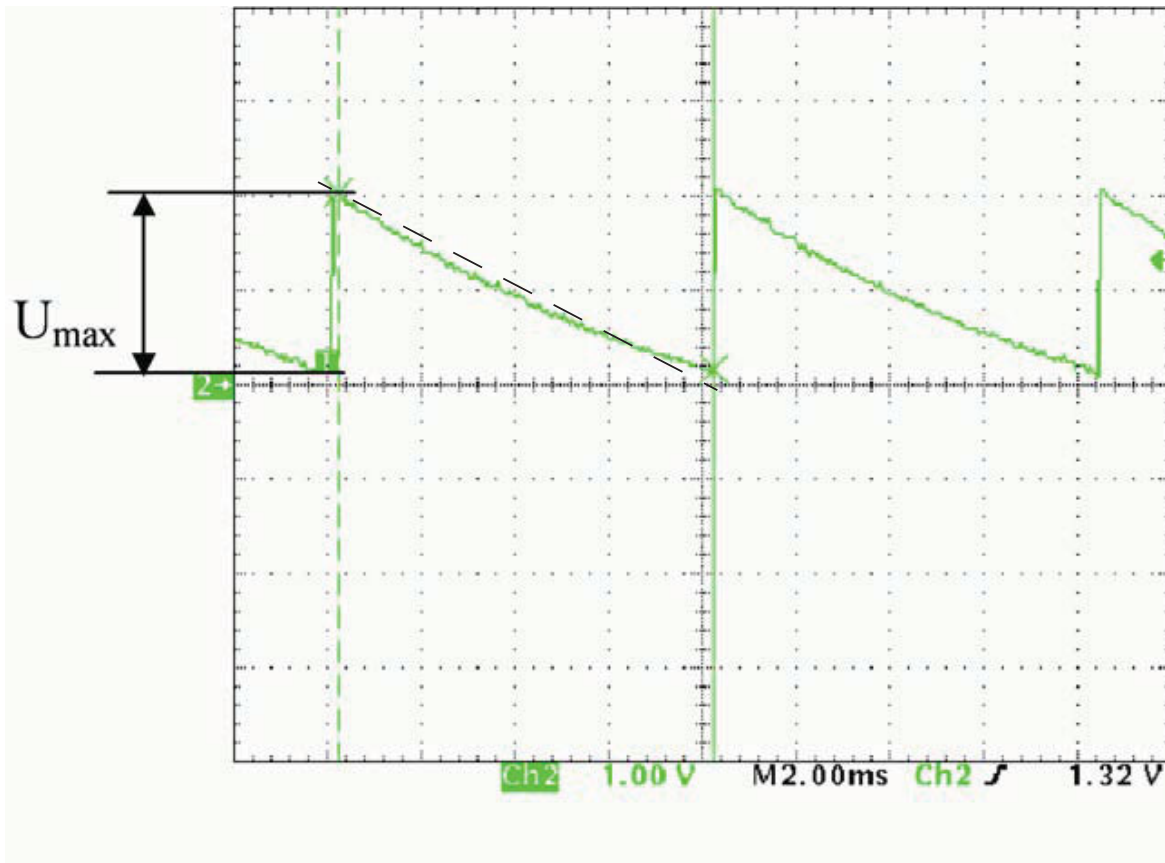


Abbildung 8.2: Spannungsverlauf der Verzögerungsspannung für den Ausgleich der Signallaufzeit zwischen Sende- und Empfangsimpuls.

Die Abbildung 8.2 zeigt die sägezahnförmige Spannung der Ansteuerschaltung für die Zeitverzögerung. Über diesen Spannungsverlauf kann nun der Abstand des detektierten Ziels zum Sendeimpuls bestimmt werden. Für die Genauigkeit der Abstandsbestimmung kommt es auf Linearität bei der Sägezahnspannung an. Wie aber in Abbildung 8.2 zu sehen ist, ist die fallende Flanke der Spannung nicht ganz linear. Eine Aussage über die Auswirkung auf die Messgenauigkeit der Abstandsbestimmung kann aber nur durch Messungen getroffen werden.

Dazu kann folgende untere Gleichung (Gl 8.1) angesetzt werden:

Der Entfernungsbereich wird eingestellt durch:

- die Amplitude der Sägezahnspannung (U_{\max}),
- und der Frequenz des Sägezahns.

Für die Messungen in Kapitel 9 ergibt sich mit den eingestellten Werten der Sägezahnspannung ($U_{\max} = 1,83\text{V}$ und Frequenz: 207Hz) eine eindeutige maximale Sichtweite des Radars von $1,9\text{m}$. Dieser Wert wird im Weiteren als X_{sicht} bezeichnet.

Um die Formel für die Abstandsbestimmung zu erhalten, wurde noch folgendes festgelegt:

Punkt 1:

Die Entfernung in Meter ist proportional mit der Spannung der Sägezahnspannung an diesen Ort:

$$X_{\text{Ziel}}[m] \Leftrightarrow U_{\text{Ziel}}[V] .$$

Punkt 2:

Die maximale Entfernung entspricht der Amplitude der Sägezahnspannung:

$$X_{\text{Sicht}}[m] \Leftrightarrow U_{\max}[V]$$

Werden nun beide Gleichungen kombiniert, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$X_{\text{Ziel}}[m] = \frac{X_{\text{sicht}}[m] \cdot U_{\text{Ziel}}[V]}{U_{\max}[V]} \quad (\text{Gl 8.1})$$

Der Wert für die Spannung U_{Ziel} kann aus dem Messergebnis ausgelesen werden. Solche Auswertungen werden im Kapitel 9 noch genauer beschrieben.

Fehlerquellen bei dieser Methode, die durch Messungen (Kapitel 9) untersucht werden sollen, sind:

- Linearität der Sägezahnspannung
- Genauigkeit, wie genau die Spannung für die Ortsposition ermittelt werden kann (Impulsbreite)
- Jitter der Sägezahnspannung (Periodenveränderung und Amplitudenveränderung)

8.2 Realisierter Radarsensor

Platine für den Hochfrequenzteil:

Für die Frequenz 24GHz wird ein Sensor eingesetzt, der auch für die Umfeldbetrachtung beim Kraftfahrzeug eingesetzt werden sollte (SRR, Short-Range-Radar). Dieses Impulsradar wird durch den Einsatz einer speziellen Zeitbasis (siehe auch Kapitel 7 und Anhang E.6) auf die Anforderungen (Messbereich $0,1$ bis 1m) des Fahrzeuginnenraums angepasst. Das HF-Schaltungsprinzip ist mit dem des $2,45\text{GHz}$ - Impulsradars zu vergleichen, siehe auch Abbildung 8.3. Um aber die nötigen kurzen Impulse (300ps) zu erreichen, können die Schottky-Dioden-Schalter nicht mit einem TTL-Signal angesteuert werden. Aus diesem Grund befindet sich zwischen dem Ausgang der Zeitbasis und dem Steuereingang der Schalter eine Step-Recovery-Diode, die kurze Impulse zur Schalteransteuerung erzeugt. Dieser Schaltungsteil ist im Anhang E.7 in Abbildung E.16 vergrößert aus dem Layout dargestellt und in Abbildung E.17 als Schaltbild dargestellt. Weitere Informationen zur Pulserzeugung mit Step-Recovery-Dioden sind in den Literaturstellen [R1],[R20] und [R23] nachzulesen.

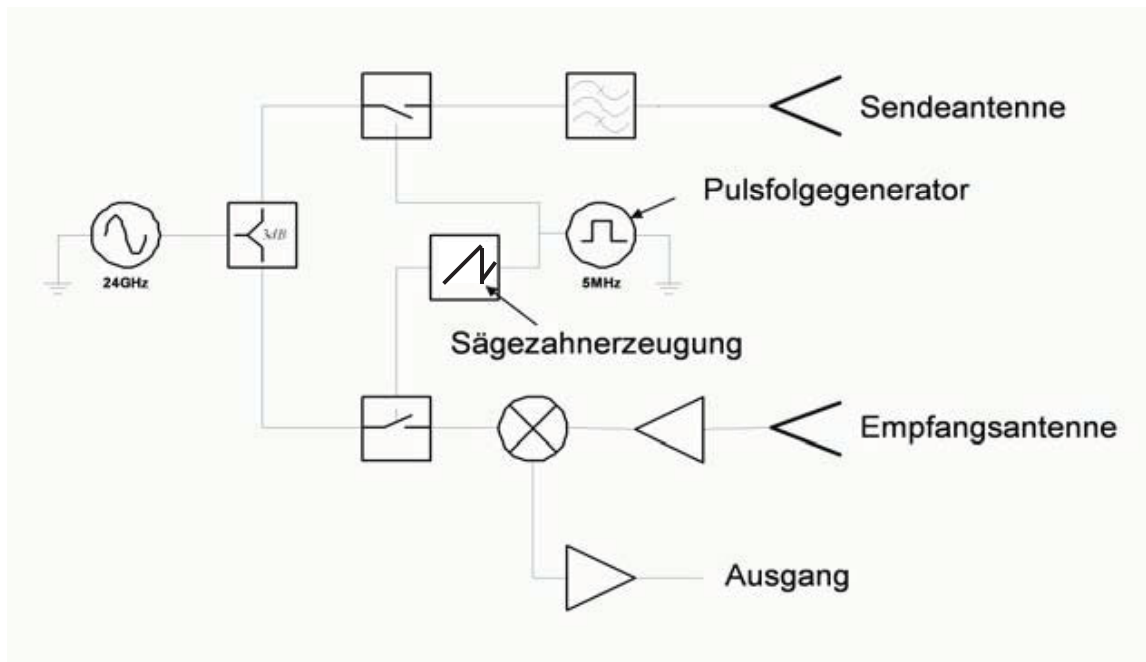


Abbildung 8.3: Blockdiagramm des realisierten Radarsensors bei 24GHz.

Mehr Informationen zum Leiterplattenmaterial (LTCC) und zur HF-Platine sind im Anhang E.7 beigefügt.

In Abbildung 8.4 sind die einzelnen HF-Komponenten auf der LTCC-Platine zu erkennen. Jede Komponente wurde farblich gekennzeichnet. Diese Komponenten sind:

- **Oszillator** mit einer Frequenz von 24GHz: Freilaufender DRO (dielectric resonator oscillator).
- Die Ausgangsleistung wird über einen **Branchline-Koppler** auf den Sende- und den Empfangszweig aufgeteilt.
- **Schalter für den Sendepfad**
- **Schalter im Empfangspfad**: In beiden Zweigen befinden sich Dioden-Schalter auf der Basis einer GaAs-Schottky-Diode.
- **Mischer**: Gegentaktmischer mit einfach balanciert angesteuerten Si-Schottky-Dioden.
- Verstärkung: 2-stufiger FET Verstärker im Eingang des Empfangsteils zur Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses.
- Antennen / Patcharray
- **Sendeantenne**
- **Empfangsantenne**

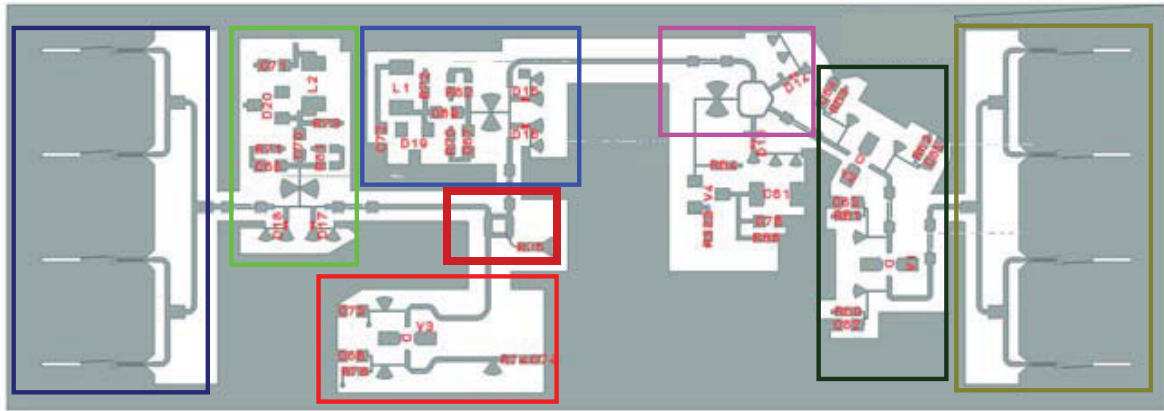


Abbildung 8.4: Bestückungsplan der verwendeten HF-Platine mit den farblich markierten Komponenten

Hier soll nur noch etwas auf das eingesetzte Antennen-Array eingegangen werden. Als Antenne wurde ein 1 auf 4 Patchantennen-Array eingesetzt. Die Speisung der Patches erfolgte über eine Schlitzkopplung (Markierung in Abbildung 8.5). Die Speisung der 4 Patches ist ebenfalls in Streifenleitungstechnik ausgeführt, siehe dazu Abbildung 8.5. Für den Entwurf der Antenne wurden die Programme Agilent ADS und MicroWave Studio eingesetzt. Die Speisung der Antenne wurde komplett auf der LTCC-Platine realisiert. Die dazu notwendigen Lagen sind in der Abbildung 8.5 farblich gekennzeichnet (orange = TOP-Lage, grün = Mittellage 1, gelb = Mittellage 2). Die abstrahlenden Flächen (Patches) wurden separat auf einem Rogers-Substrat (6010) realisiert. Dieses Platinenstück wurde dann mit Hilfe von Abstandshaltern auf der LTCC-Platine platziert (Abbildung E.15). Ein Prinzip der Montage ist in Abbildung 8.7 dargestellt. Zusätzlich sind zwei Messungen, der Richtdiagrammermittlung in Abbildung 8.8 und 8.9 dargestellt.

Die Platine für die Schalteransteuerung:

Diese Schaltung diente, wie bei dem 2,45GHz Sensor dazu, ein Signal zu erzeugen, das als Delay-Ansteuerung des Radarsensors genutzt werden kann (siehe Kapitel 8.1.2, sägezahnförmige Spannung oder Kapitel 7.3.5), sowie Pulse zu erzeugen, mit denen die Schalter angesteuert werden können. Für den Einsatz bei 24GHz konnte schaltungstechnisch größtenteils die selbe Platine wie beim 2,45GHz-Sensor verwendet werden.

Es mussten für den Einsatz bei 24GHz nur folgende **Änderungen** durchgeführt werden.

Punkt 1:

vorher: Pulslänge (TTL-Pegel) am Ausgang entsprach der Pulslänge des Sensors.

jetzt: Pulslänge am Ausgang muss so gewählt werden, damit genügend Energie in die Ansteuerdioden für den Schalter (SR-Dioden) gebracht wird [R1],[R23].

Punkt 2:

Einbau von Treiberbausteinen um genügend Strom für die Schalteransteuerung zur Verfügung stellen zu können.

Punkt 3:

Einstellung der sägezahnförmigen Spannung für die Messanwendung „Abstandsmessung“ bei 24GHz. (Diese Einstellung wurde nach den ersten Messungen noch optimiert).

Die Erzeugung der kurzen Impulse (300ps) findet auf der HF-Platine mit Hilfe von Step-Recovery-Dioden statt (siehe Anhang E.7).

Der Schaltplan der Ansteuerplatine ist im Anhang E.6 in Abbildung E.14 dargestellt.

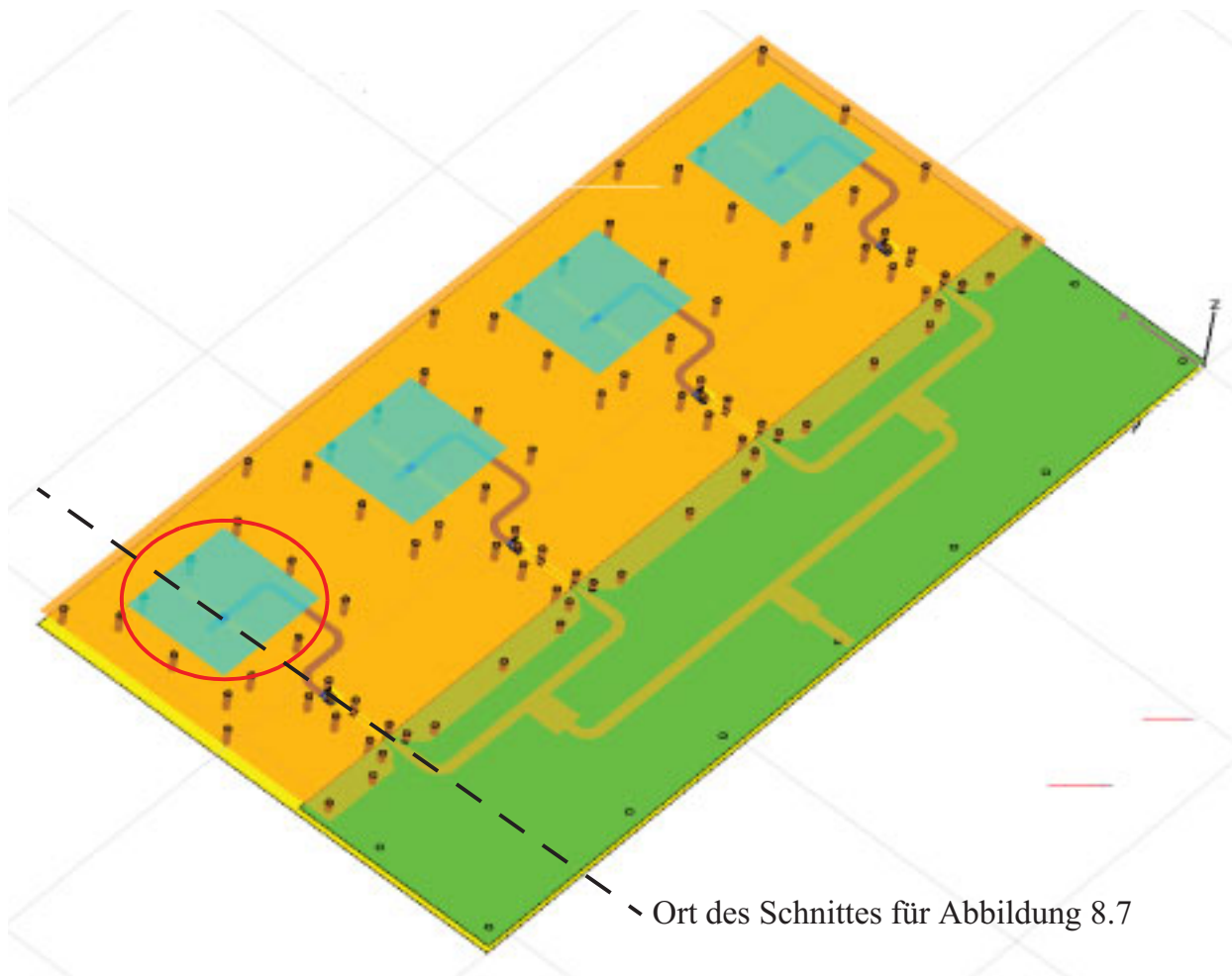


Abbildung 8.6: Darstellung der Berechnungsanordnung für die eingesetzte Sende und Empfangsantenne für den 24GHz-Sensor.

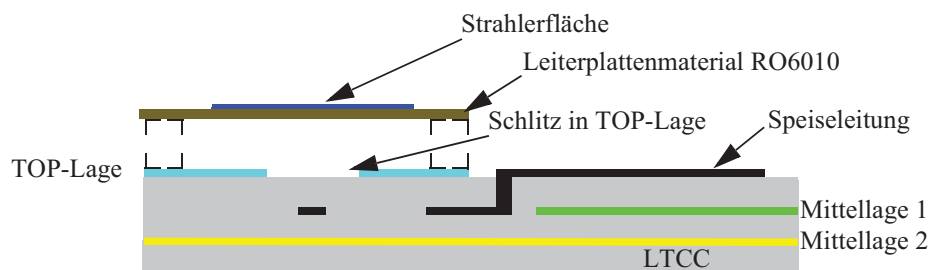


Abbildung 8.7: schematische Schnittzeichnung der Speisung und der Schlitzkopplung für das Antennen-Array bei 24GHz-Sensor.

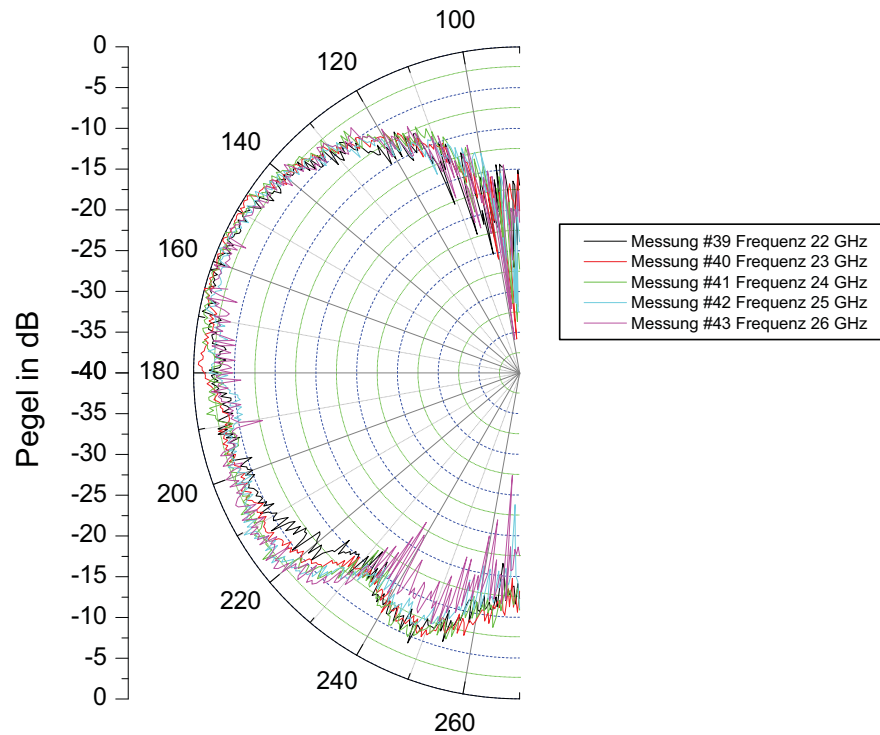


Abbildung 8.7: Messergebnis von horizontalen Richtdiagrammen der eingesetzten Antenne über den Frequenzbereich 22 bis 26GHz (Messung Uni Ulm).

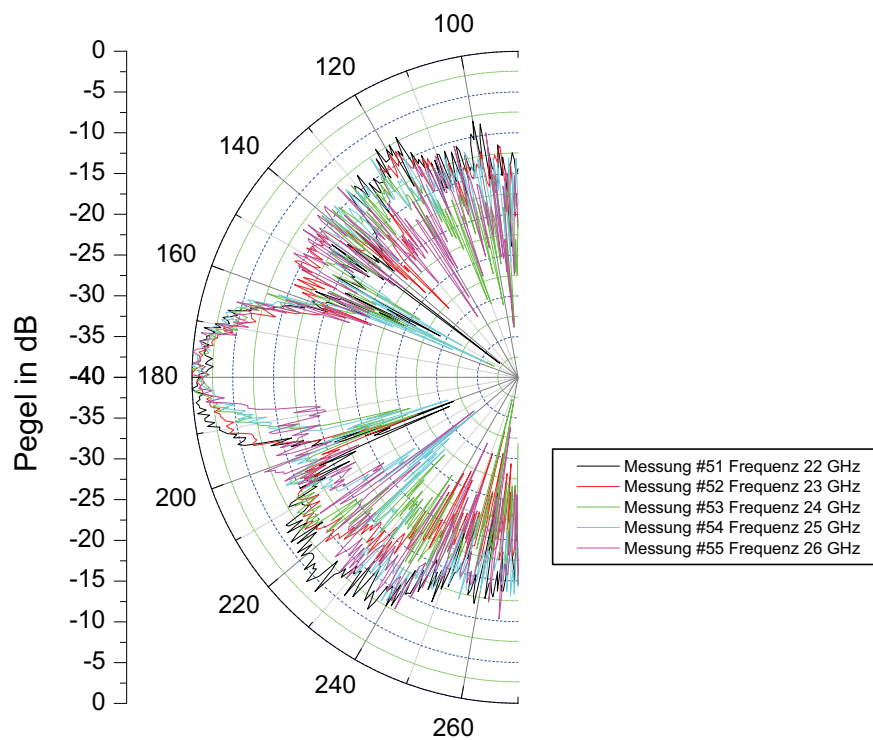


Abbildung 8.8: Messergebnis von vertikalen Richtdiagrammen der eingesetzten Antenne über den Frequenzbereich 22 bis 26GHz (Messung Uni Ulm).

Kapitel 9

Messergebnisse der untersuchten Radarsensoren

9.1 2,45GHz Radarsensoren

In diesem Kapitel werden die gemessenen Ergebnisse der 2,45GHz Radarsensoren dargestellt. Parallel zum Radarsensor wurde bei jeder Messung entweder ein Pulssensor (Pulsoximeter), ein Einkanal-EKG oder ein Drucksensor (siehe Kapitel 4) als Referenzsensor eingesetzt.

Die Messungen selber wurden entweder in einer Absorberkammer oder in einem Versuchsfahrzeug (Audi A4) durchgeführt. Leider stand das Fahrzeug nicht bis zum Schluss zur Verfügung, deshalb konnten die Abschlussmessungen der Antennengruppen nicht mehr im Fahrzeug durchgeführt werden. Diese Messungen wurden nur in der Absorberkammer durchgeführt.

9.1.1 Messungen mit dem Radarsensor der ersten Ausbaustufe bei 2,45GHz.

Beim ersten realisierten Sensor handelte es sich um ein CW-Impulsradar mit einem Tiefpass am Mischerausgang. Dieses System entspricht dem beschriebenen Aufbau der Ausbaustufe 1 (siehe Kapitel 6). Mit Hilfe der Messergebnisse, die mit dieser Sensorausbaustufe gemessen worden sind, konnte die Funktion der Anwendung „Herzschlagmessung mit Hilfe eines Radarsensors“ schon nachgewiesen werden. Das Problem bei diesen Messungen war zum einen der hohe Gleichspannungsoffset am Mischerausgang und zum zweiten die Abstandsabhängigkeit des Empfangssignals. Das Problem mit dem Gleichspannungsoffset wurde in der nächsten Ausbaustufe mit Hilfe eines zusätzlichen Hochpasses am Mischerausgang beseitigt, siehe dazu auch Kapitel 7. Bei diesen ersten Messungen wurde der Offset noch mit Hilfe der einstellbaren Verstärkung am Ausgang des Tiefpasses beseitigt (Schaltung siehe Anhang E). Das Problem der Abstandsabhängigkeit wurde später durch den Einsatz einer IQ-Auswertung in der Ausbaustufe 3 behoben. Die Notwendigkeit des Einsatzes einer IQ-Auswertung wurde schon in Kapitel 6 beschrieben und konnten mit Hilfe dieser Messungen bestätigt werden. Insgesamt wurden die Messungen an zwölf verschiedenen Personen durchgeführt.

Um die Signalverarbeitung mit der Softwareversion 1 (siehe auch Kapitel 7) zu vereinfachen und um ein Referenzsignal des Herzschlags bestimmen zu können, wurden die Personen angewiesen, so ruhig wie möglich zu sitzen. So konnten die Störsignale, die durch die Bewegungen der Person hervorgerufen werden, weitgehend ausgeschlossen werden.

Um sich einen Eindruck über die ersten Messergebnisse machen zu können, sind zwei Messungen in den Abbildungen 9.1 und 9.2 aufgeführt.

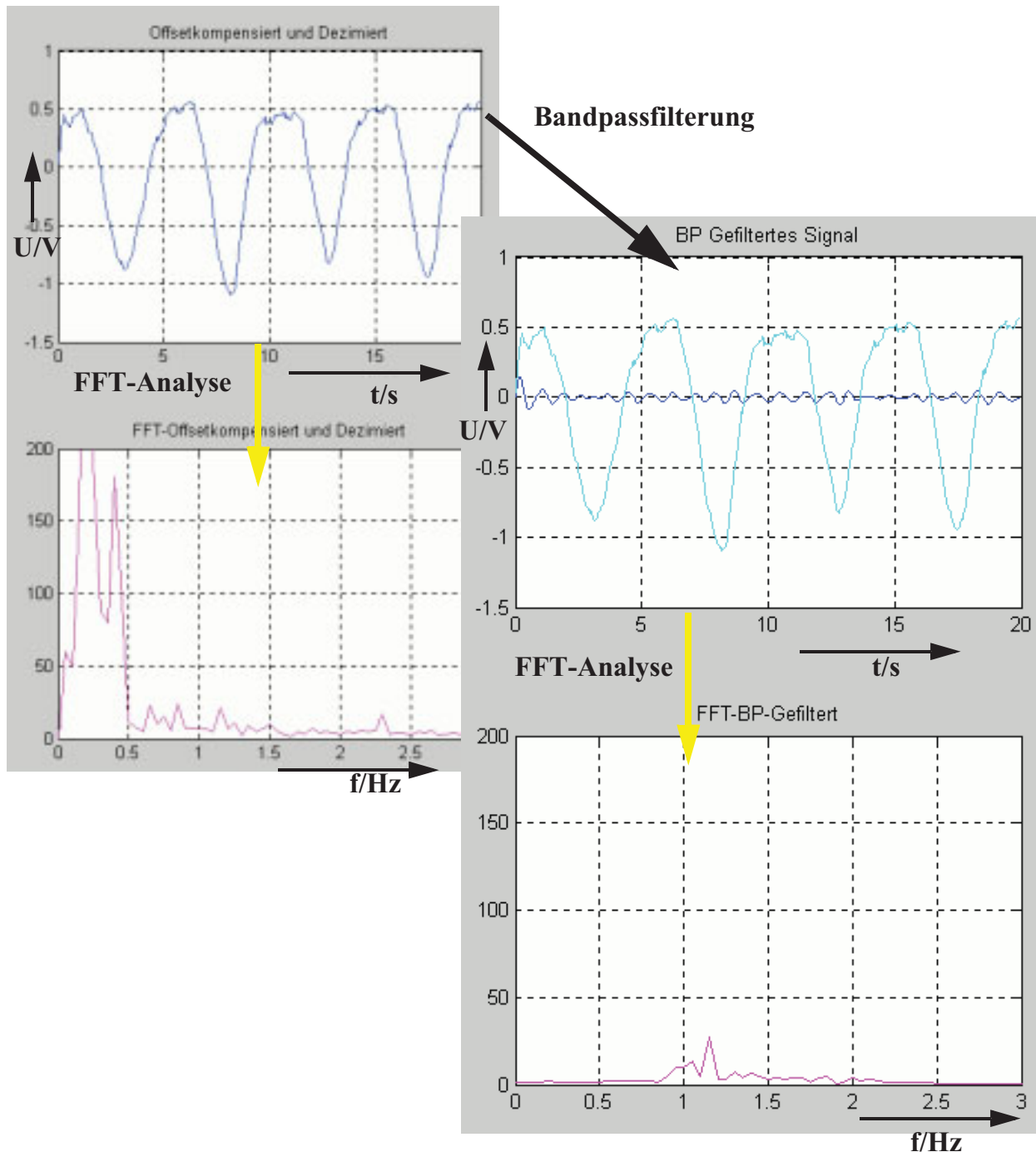


Abbildung 9.1: Messergebnis einer schlechteren Messung zur Bestimmung des Herzschlages. Links oben ist das Rohsignal nach der Offsetkompensation dargestellt. Links unten das Spektrum des Rohsignals. Rechts oben das mit Software bandpassgefilterte Signal. Rechts unten das Spektrum des gefilterten Signals. Als Messumgebung diente hier die Absorberkammer mit Fahrzeugsitz.

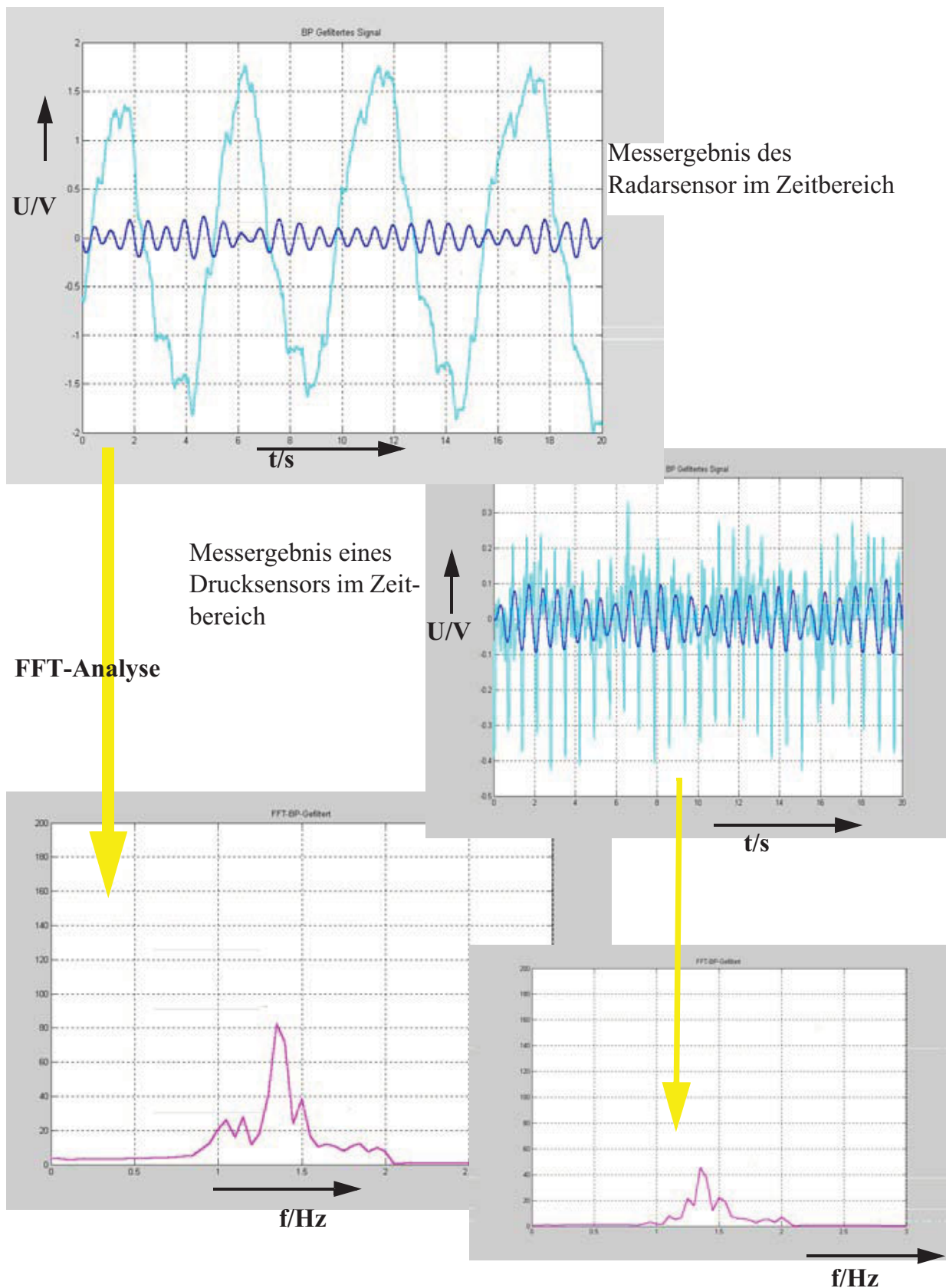


Abbildung 9.2: Messergebnis einer guten Messung zur Bestimmung des Herzschlages. Links oben ist das Rohsignal nach der Offsetkompensation (magenta) und nach der Filterung (blau) dargestellt. Links unten das Spektrum des gefilterten Radarsignals. Rechts oben das Rohsignal eines Drucksensors am Handgelenk. Rechts unten das Spektrum des Signals vom Drucksensor. Als Messumgebung diente hier ebenfalls die Absorberkammer mit Fahrzeugsitz.

Bemerkung zu den beiden Abbildung 9.1 und 9.2.

Bei Abbildung 9.1 handelte es sich nun um eine Messung mit einer sehr geringen Amplitude für das Herzschlagsignal. Dies war immer daran zu erkennen, dass die Leistung im bandpassgefilterten FFT-Signal (Filterung durch MATLAB im Bereich von 1 bis 3Hz) sehr gering war (Abbildung 9.1, unten rechts). Dies kommt daher, dass in dieser Ausbaustufe das Empfangssignal noch sehr stark vom Abstand der Person abhing (siehe auch Kapitel 6). Die ungefähre Lage der Frequenzanteile des Herzschlages wurden dadurch ermittelt, dass die Testpersonen gebeten wurden, die Luft für einen Messzyklus von 20 Sekunden anzuhalten. Die Auswertung der Atmung war auch schon in dieser Ausbaustufe sehr einfach, da die Atembewegung (Brustkorbbewegung) einen sehr viel größeren Weg als die Herzbewegung zurücklegt. Dies führt dazu, dass die erzeugte Empfangssignalamplitude der Atmung immer groß genug war.

Bei der Abbildung 9.2 handelt es sich um das Ergebnis einer besseren Messung, bezogen auf die Empfangssignalamplitude.

Alle Messungen wurden in einer Absorberkammer mit Fahrzeugsitz durchgeführt. Als Referenz wurde ein Drucksensor eingesetzt (siehe auch Kapitel 4).

Bei der Bestimmung der Herzschlagfrequenz hat, z.B. bei der Messung in Abbildung 9.2, der Radarsensor einen „Puls“ von 74 Schlägen pro Minute ergeben. Die Messung des Drucksensors ergab eine Herzfrequenz von 73 Schlägen pro Minute.

Ergebnis der ersten Messungen:

Die Messergebnisse bestätigten die Möglichkeit der Herzschlagmessung mit Radarsensoren bei der Frequenz 2,45GHz. Mit der bis dorthin verwendeten Signalverarbeitung war eine Aussage über die Herzfrequenz möglich.

Ein Nachteil bis hier war aber, dass die Messungen mit „ruhig“ sitzenden Personen durchgeführt werden müssen, der Grund hierfür war der hohe Gleichspannungsoffset an den Mischerausgängen. Durch diese nötigen Offseinstellungen und die „Abstandsabhängigkeit“ des Empfangssignals konnten keine weiteren Aussagen über die Signalform gemacht werden. Durch den Ausbau des Radarsensors bis zur dritten Stufe und die Optimierung der Signalverarbeitung war eine bessere Signalauswertung möglich.

Diese Ergebnisse sollen in den nächsten Kapiteln beschrieben werden.

9.1.2 Messergebnisse mit dem Radarsensor in der dritte Ausbaustufe

In dieser Sensorausbaustufe wurde jetzt die IQ-Auswertung und eine Hochpassfilterung an den Mischerausgängen eingesetzt, siehe Beschreibung Kapitel 7. Die Messungen selber wurden in beiden Messumgebungen (Absorberkammer und Fahrzeug) durchgeführt. Bei ihnen wurde aber weiterhin darauf geachtet, dass die Bewegungen der Versuchspersonen reduziert blieben. Die Messungen wurde sowohl im CW- als auch im Impulsbetrieb des Sensors durchgeführt.

CW-Betrieb:

Das CW-Radar bietet die beste Radarinformation, da hier der mittlere Leistungstransport über die elektromagnetische Welle größer als beim Impulsradar ist (bei gleicher Ausgangsleistung des Oszillators) und somit auch das Radarecho stärker ist. Ebenso bietet das CW-Radar eine sehr genaue Abstandsmessung, jedoch ist der Eindeutigkeitsbereich bei 2,45GHz sehr stark eingeschränkt, was aber die gute Auflösung des Herzschlags bei einer sich gering bewegenden Person nicht beeinflusst. Eine reine Abstandsmessung zur Zielperson, die sich in einem Abstand zwischen 0,4 - 1,5m befindet, ist hier nicht möglich. Die Auswertung des Empfangssignals, das durch die Bewegungen des Herzens und des Brustkorbs hervorgerufen werden, gestalten sich problemlos. Die folgende Abbildung (Abbildung 9.3) zeigt ein mit dem CW-Radar aufgenommenes Signal mit anschließender FFT-Analyse des komplexen Signals (Auswertesoftware: Version 1). Die Atmung ist aus dem Rohsignallausschnitt von 20s leicht zu erkennen und ähnelt einem Sinussignal. Bei der Transformation des Zeitsignals in den Frequenzbereich ist ein eindeutiger Peak zu erkennen, der in allen drei dargestellten Spektren für die Atemfrequenz steht. Der Verlauf des Rohsignals lässt mehrere überlagerte Signale erkennen. Diese Signale werden zum größten Teil von der Bewegung des Herzens verursacht. Im Spektrum des Rohsignals lässt sich hierbei auch schon ein Frequenzanteil bei ungefähr 1,3Hz beobachten. Um die Herzfrequenz darzustellen, muss die Atemfrequenz unterdrückt werden, hierzu wird zuerst ein Hochpass mit einer Grenzfrequenz von etwas kleiner als 1Hz zur Filterung herangezogen. Nach der Unterdrückung der sehr niederfrequenten Atemfrequenz zeigt sich im Zeitbereich ein sehr guter Verlauf des Herzschlages. Bei der Messung mehrerer Zielpersonen konnte große Ähnlichkeit zwischen den verschiedenen Herzsignalverläufen festgestellt werden, wobei sich als grobe Signalfunktion eine sägezahnähnliche Spannung herauskristallisierte (Abbildung 9.4). Auf diese gefundene Signalform soll im nächsten Abschnitt noch einmal genauer eingegangen werden. Durch verschiedene Einflüsse, wie z.B. Körper- oder Magen- und Darmbewegungen, kann es zur Verschlechterung des Herzsignals kommen. Für diesen Fall empfiehlt es sich, die noch hochfrequenten Anteile herauszufiltern, indem man einen Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz von ca. 3Hz einsetzt. Die so „bandpass“ gefilterten Signale erscheinen jetzt geglättet im Gegensatz zu der einfachen Hochpassfilterung (Vergleich zwischen Abbildung 9.4 und 9.5).

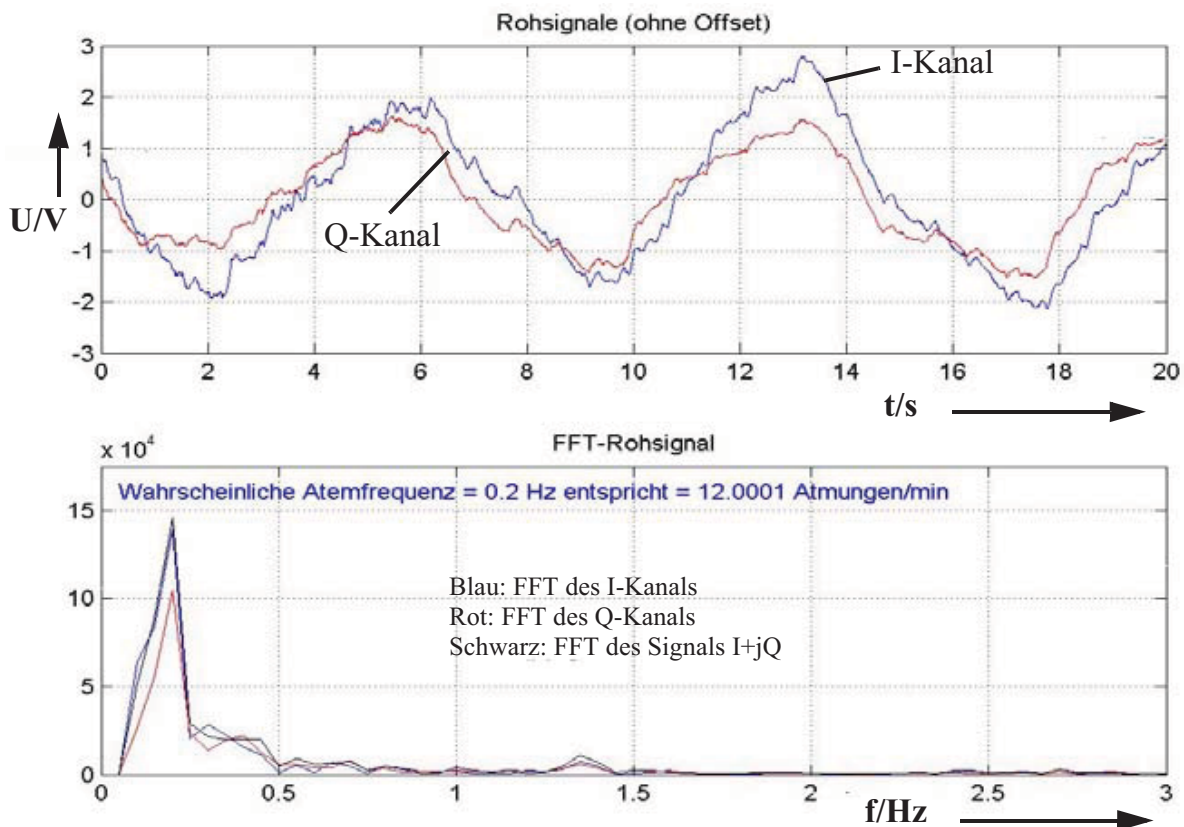


Abbildung 9.3: Ergebnisse einer Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im CW-Betrieb ermittelte Signal zeigt den Rohsignalverlauf zur Atmungsbestimmung. Die untere Kurve zeigt die Fourieranalyse des Signals.

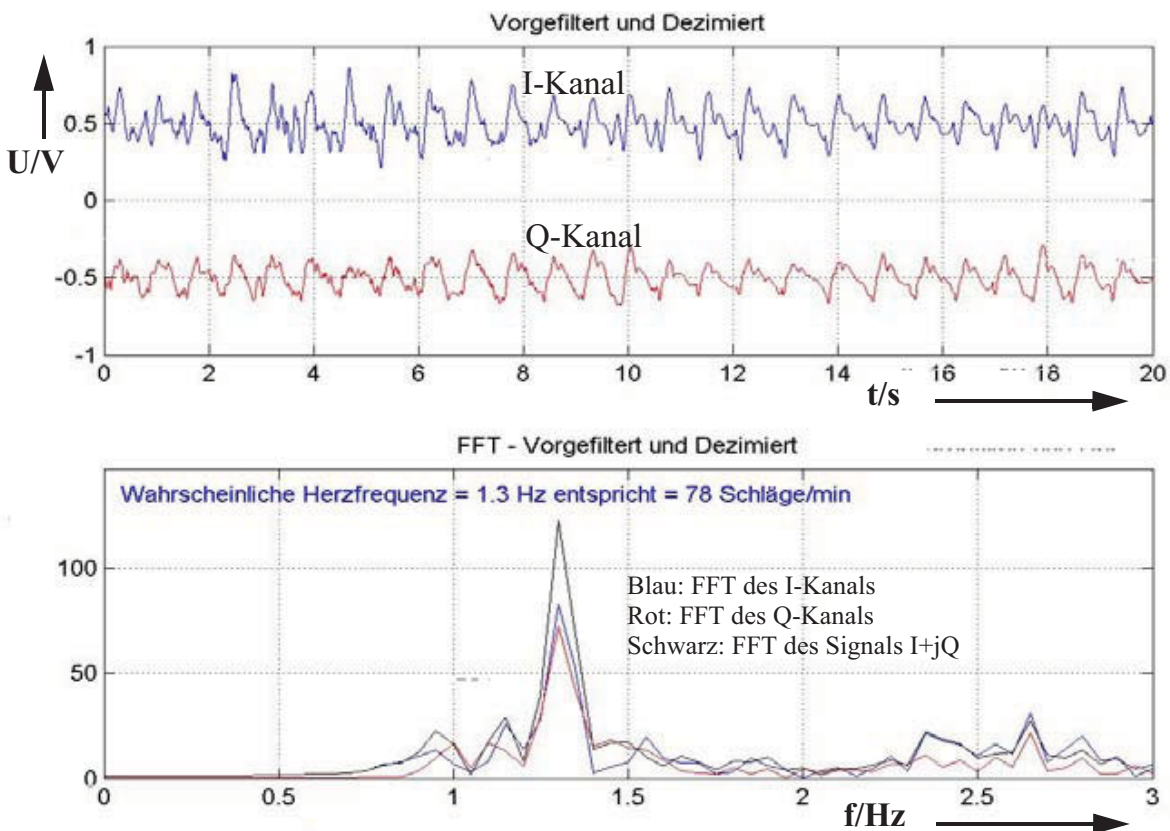


Abbildung 9.4: Ergebnisse einer Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im CW-Betrieb ermittelte Signal wurde im Vergleich zu Abbildung 9.5 hochpassgefiltert (obere Kurve) (Softwareversion 1). Die untere Kurve zeigt die Fourieranalyse des Signals.

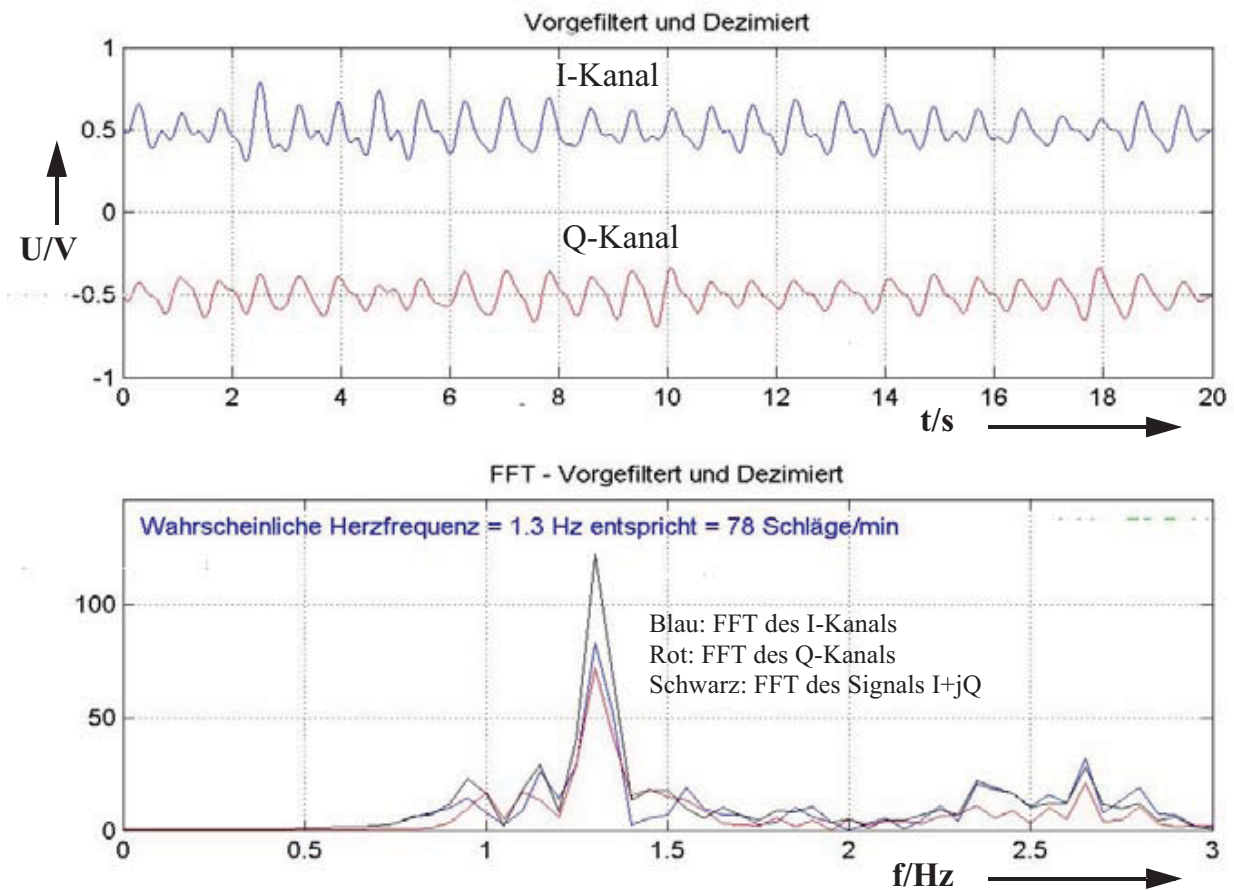


Abbildung 9.5: Ergebnisse einer Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im CW-Betrieb ermittelte Signal wurde im Vergleich zu Abbildung 9.4 bandpassgefiltert (obere Kurve) (Softwareversion 1). Die untere Kurve zeigt die Fourieranalyse des Signals.

Impuls-Radar:

Mit dem Radarsensor im Impulsbetrieb (Pulslänge 10ns) konnten dieselben Empfangssignalformen gemessen werden wie im CW-Betrieb. Der Grund dafür ist, dass durch die langen Impulse (10ns) sich der Sensor wie im CW-Betrieb verhält. Durch die kurzen Abstände zwischen Antennen und Person ist die Laufzeit des Signals auf dem Übertragungsweg kürzer als der Impuls selbst. Da durch die Impulsansteuerschaltung zusätzlich noch die Laufzeit ausgeglichen wird (zwischen Sendeimpuls und Empfangsreferenzimpuls), verhält sich der Sensor für 10ns wie im CW-Betrieb, für eine ausführlichere Systembeschreibung siehe Kapitel 7. Der einzige Unterschied ist, dass durch die kürzere „Signaldauer“, bei gleicher Oszillatorausgangsleistung die mittlere Leistung des Systems geringer wie im CW-Betrieb ist. Durch diese geringere Leistung ist die Empfangssignalqualität auch etwas schlechter als im Vergleich zum CW-Betrieb. Die Signalqualität reichte aber trotzdem zu einer guten Signalauswertung mit der Software Version 1. Eine Abstandsmessung war mit den geforderten Randbedingungen (Kapitel 6) nicht zu erfüllen. Ein exemplarisches Messergebnis ist in den Abbildungen 9.6 und 9.7 dargestellt.

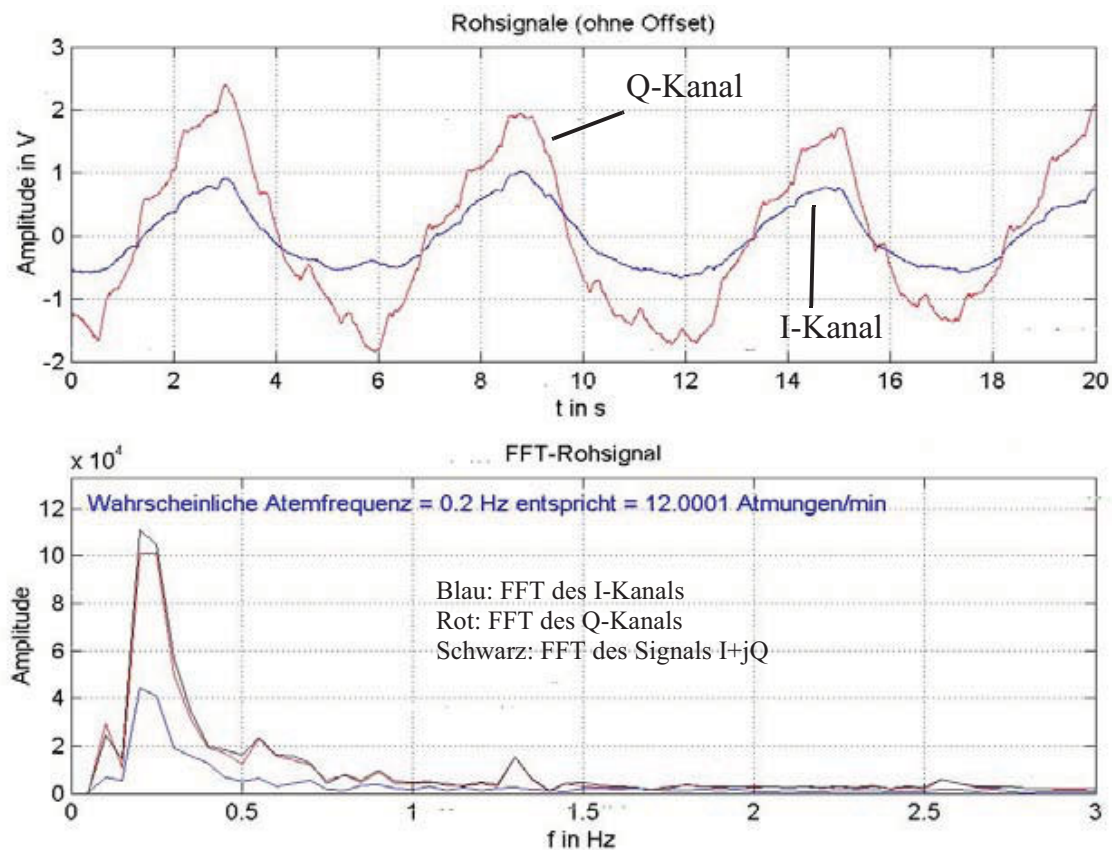


Abbildung 9.6: Ergebnisse einer Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im Impulsbetrieb ermittelte Signal zeigt die Auswertung der Atmung (Softwareversion 1). Die untere Kurve zeigt die Fourieranalyse des Signals.

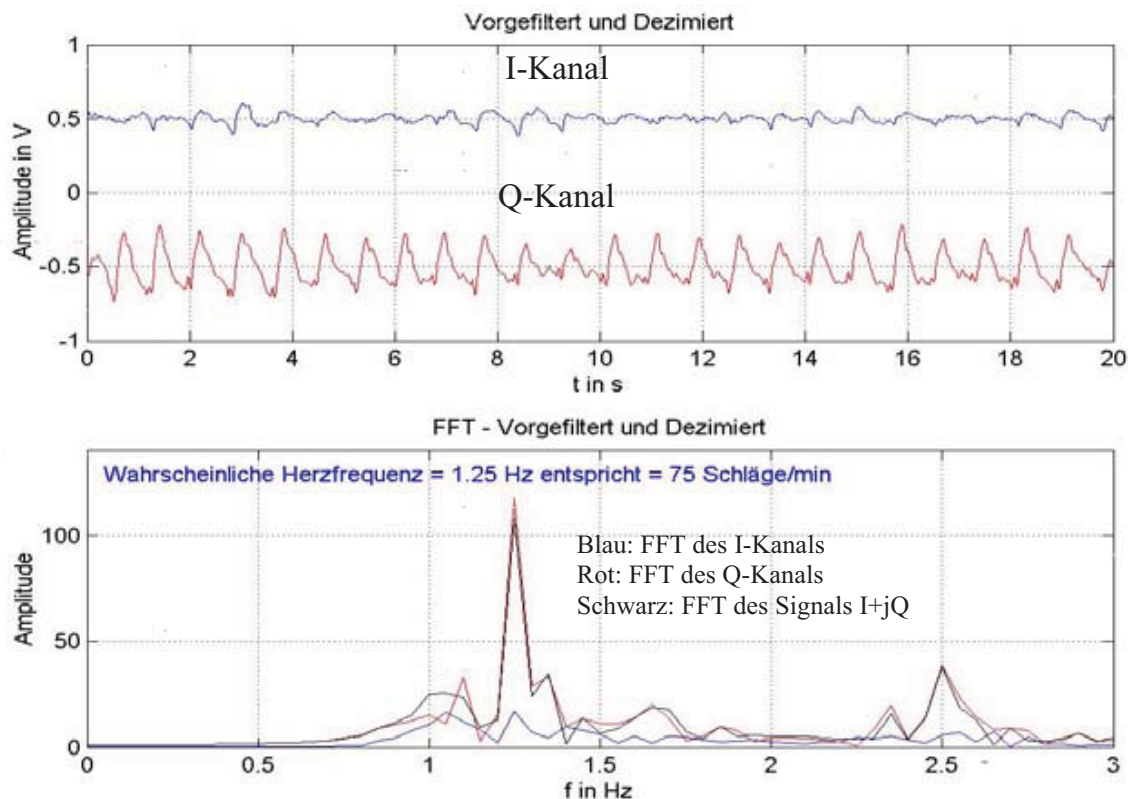


Abbildung 9.7: Ergebnisse einer Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im Impulsbetrieb ermittelte Signal wurde Hochpassgefiltert (obere Kurve) (Software Version 1). Die untere Kurve zeigt die Fourieranalyse des Signals.

9.1.3 Zwischenergebnis der Messergebnisse mit Einfluss auf den verwendeten Radarsensor

Mit beiden Radarprinzipien (CW- und Impulsbetrieb) konnte die Herzschlagmessung und Atmungsfrequenzbestimmung realisiert werden, siehe auch z.B. die Abbildungen 9.5 und 9.7. Die Abstandsmessung bei 2,45GHz ist mit einer Bandbreite von 100MHz mit den Anforderungen an die Abstandsgenauigkeit von 1cm in dem Entfernungsbereich 0 bis 1m nicht zu realisieren. Wegen der besseren Signalqualität wurde in der weiteren Arbeit für die Herzschlagmessung hauptsächlich das CW-Radar betrachtet. Für eine späterer Serienrealisierung ist auch ein Impulssystem möglich. Bei den Messungen hat sich aber gezeigt, dass das Empfangssignal vom Abstand der Person abhängig ist und der Einsatz einer IQ-Auswerteschaltung deshalb nötig ist (siehe auch Überlegungen in Kapitel 6). Mit Hilfe einer solchen Empfangsschaltung bekommt man an einem Ausgang immer genug Empfangssignalpegel, damit eine sichere Auswertung möglich ist. Ein Beispiel für wenig Signalamplitude ist zum Beispiel in der Abbildung 9.7 (im I-Kanal) zu sehen. Der weitere Schwerpunkt wurde deshalb auf die genauere Untersuchung des Signalanteils gelegt, der vom Herzschlag erzeugt wird.

Dazu wurden die Programme für die Signalverarbeitung noch einmal verbessert, siehe Kapitel 7, Signalauswertesoftware Version 2.

9.1.4 Messergebnisse mit der Korrelationsauswertung

Am Messsystem wurde im Vergleich zu den vorhergehenden Messungen nichts mehr verändert. Die Software zur Signalauswertung (Version 2) wurde schon im Kapitel 7 beschrieben. Im Weiteren sollen hier nur die neu gewonnen Ergebnisse präsentiert werden.

Eine wichtige Erkenntnis dieser Messungen und Auswertungen hat ergeben, dass sich die ermittelte Referenzfunktion (typischer Signalverlauf „doppelter Sinus“ siehe auch Kapitel 7) aus den Bewegungen der Vorhöfe und den Herzkammern beschreiben lässt. Eine Zuordnung der Bewegungen zur Signalform ist in Abbildung 9.8 dargestellt.

Dieser Zusammenhang wurde mit Hilfe des zusätzlich eingesetzten Sensors (EKG) herausgefunden. Der zeitlich typische Signalverlauf des Radarsensors wurde mit dem gemessenen Signalverlauf des aufgezeichneten EKGs verglichen. Dabei wurden in jeder Messung Übereinstimmungen festgestellt. Dabei musste beachtet werden, dass je nach Anatomie und Abstand zwischen Sensor und Messperson der Kurvenverlauf dabei stark variieren kann. Die Kontraktion des Vorhofes kann in ihrem Anteil am Signal zwischen "kaum zu sehen" bis "genau so groß wie Auswurfphase" verlaufen. Je nach Position kann das Signal auch negative Signalamplituden besitzen. Dies ist abhängig davon, ob sich die Messperson in einem Wellental oder in einem Wellenbauch der elektromagnetischen Welle befindet. Zum Verständnis ist der Ablauf des Herzzyklus mit dem Zusammenhang zum EKG im Anhang A und im Kapitel 3 noch genauer beschrieben.

Ausschnitt einer Radarmessung.

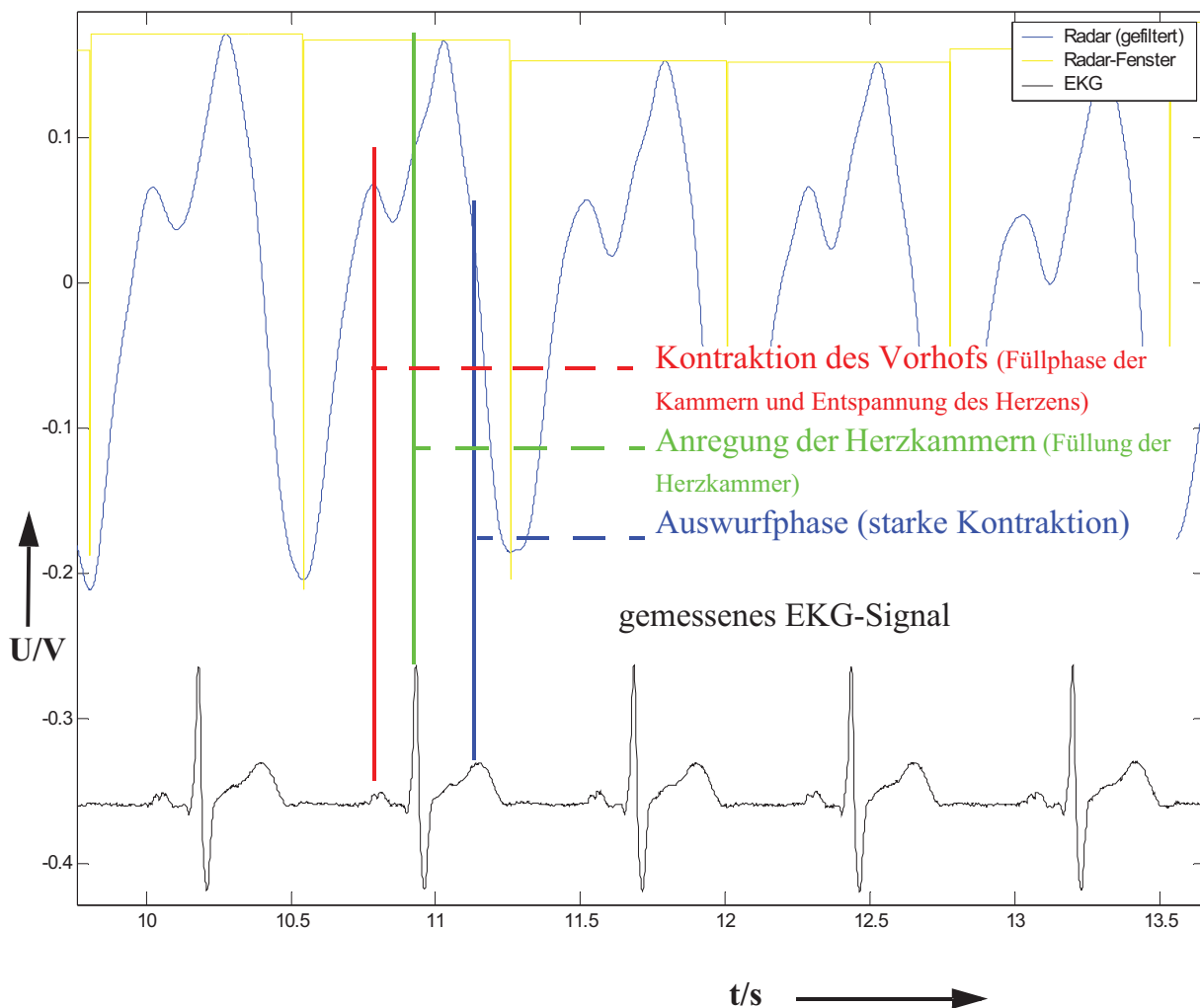


Abbildung 9.8: Ergebnis mit der Zuordnung der Herzbewegungen an einer Messung mit IQ-Auswertung. Die Kurve zeigt einen Ausschnitt des Signals des Kanals mit der größeren Signalamplitude. Die Messwerte wurden mit Hilfe der Signalauswertesoftware Version 2 bearbeitet. Die untere Kurve zeigt das gleichzeitig aufgezeichnete EKG-Signal.

Um die Ergebnisse der Messungen mit der Korrelationsauswertung besser aufzeigen zu können sind auf den nächsten Seiten exemplarische Auswertungen aufgezeigt.

In den Abbildungen sind folgende Diagramme dargestellt.

Zuerst wurden bei allen Messungen jeweils die Messergebnisse einer Analyse eines auswertbaren Messbereichs zur Herzfrequenzbestimmung unterzogen. Im oberen Diagramm wird das bandpassgefilterte Radarsignal dann mit der ermittelten Herzfrequenz dargestellt (Abbildung 9.9 und 9.12). In der unteren Signalkurve in diesen Abbildungen wird das Signal des Referenz-EKGs mit der ermittelten Pulsfrequenz dargestellt. Die Diagramme (Abbildung 9.10 und 9.13) zeigen das Ergebnis, wie gut das Programm mit Hilfe der Parameter p1 bis p4 der Referenzfunktion die Kurvenform nachgebildet werden konnte. Im Diagramm (Abbildung 9.11 und 9.14) ist die Wahrscheinlichkeit dargestellt, dass es sich hier um eine Kurvenform handelt, die von einem Herzschlag hervorgerufen wurde. Die Wahrscheinlichkeitsskala in diesen Diagrammen geht von 75 bis 100%.

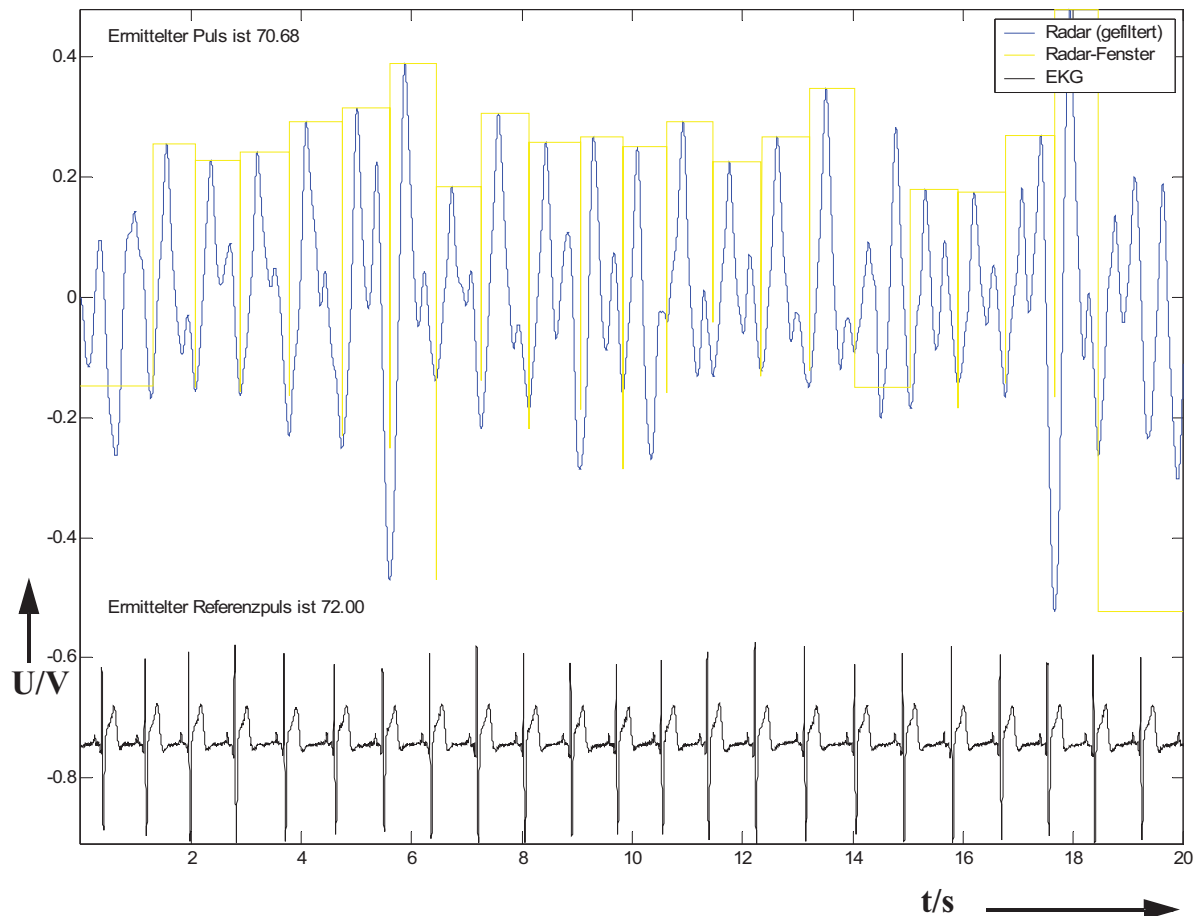


Abbildung 9.9: Ergebnis einer Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im Impuls-Betrieb ermittelte Signal wurde wie folgt bearbeitet: Auswahl des besseren Messausgangs, hochpassgefiltert und bearbeitet mit Fensterfunktion (Softwareversion 2)

Ermittelte Herzfrequenz: 70,68 Schläge pro Minute

Referenzsensor (untere Kurve): 72,00 Schläge pro Minute

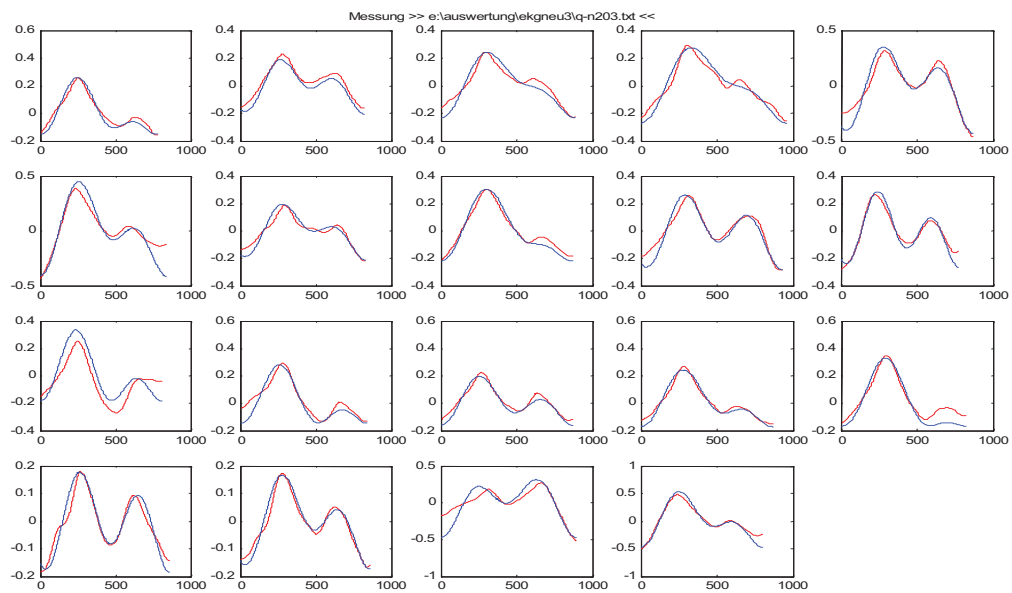


Abbildung 9.10: Ergebnisse der Funktionennachbildung der ersten Messung (durch die ermittelte Korrelationsfunktion (blaue Kurve) in den einzelnen Fensterungsbereichen)

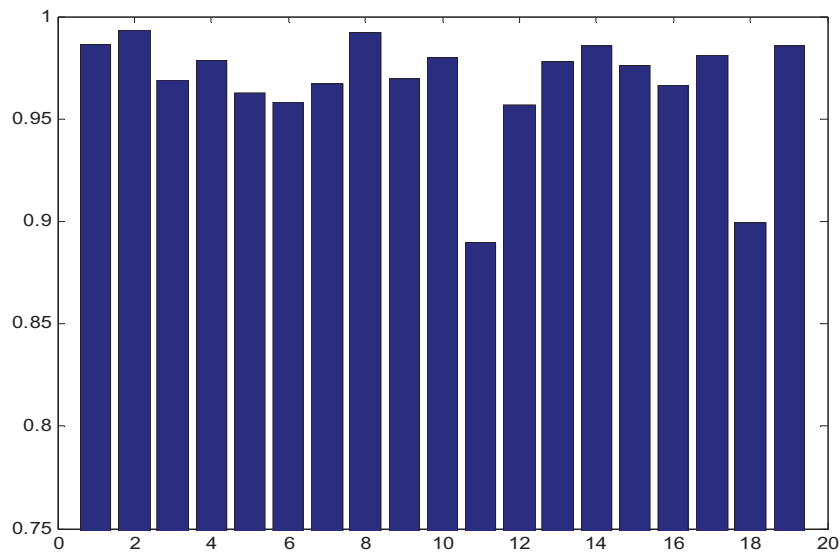


Abbildung 9.11: Die ermittelte Wahrscheinlichkeit der ersten Messung (Abweichung zwischen Messergebniss und Kurvennachbildung durch Korrelationsfunktion).

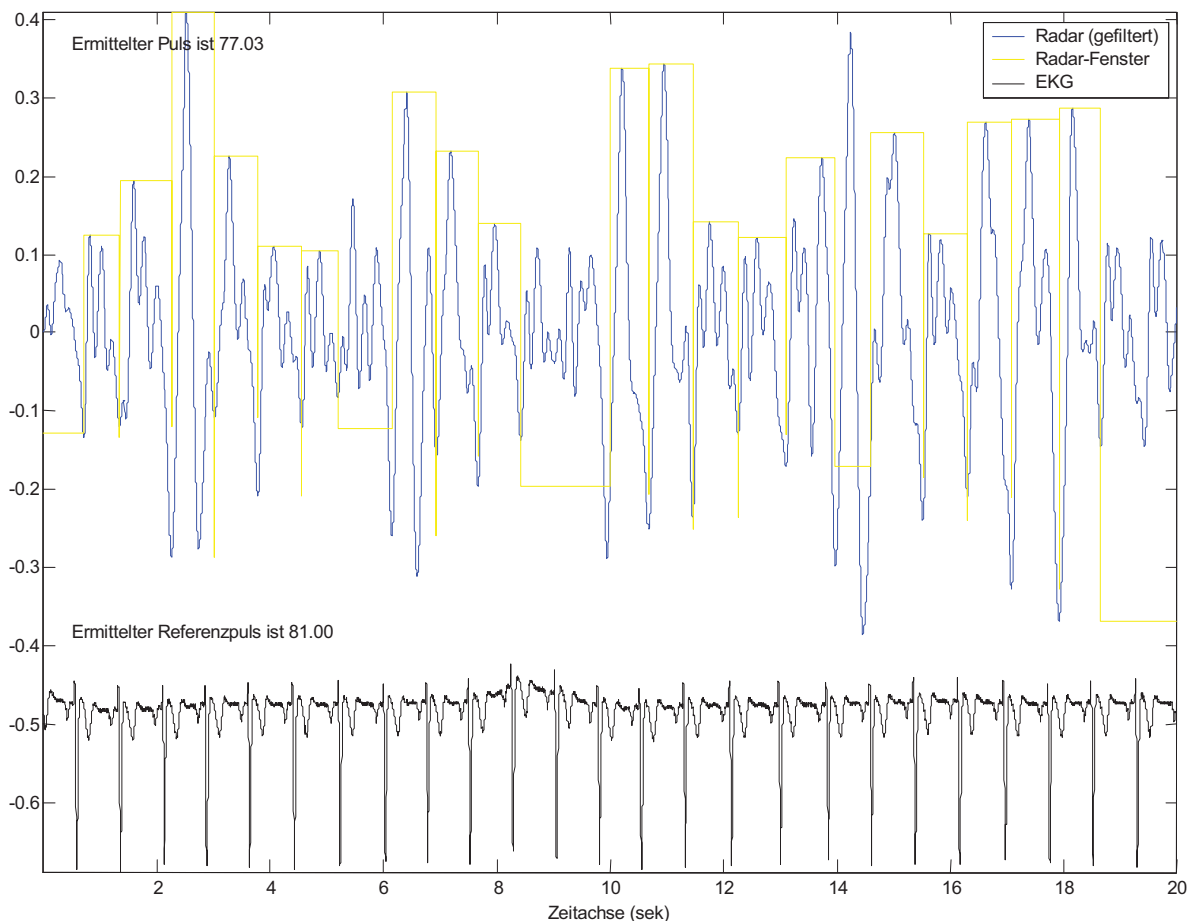


Abbildung 9.12: Ergebnis einer zweiten Messung mit IQ-Auswertung. Das mit dem im Impuls-Betrieb ermittelte Signal wurde schon wie folgt bearbeitet: Auswahl des besseren Messausgangs, hochpassgefiltert und bearbeitet mit Fensterfunktion (Softwareversion 2)

Ermittelte Herzfrequenz: 77,03 Schläge pro Minute

Referenzsensor (untere Kurve): 81,00 Schläge pro Minute

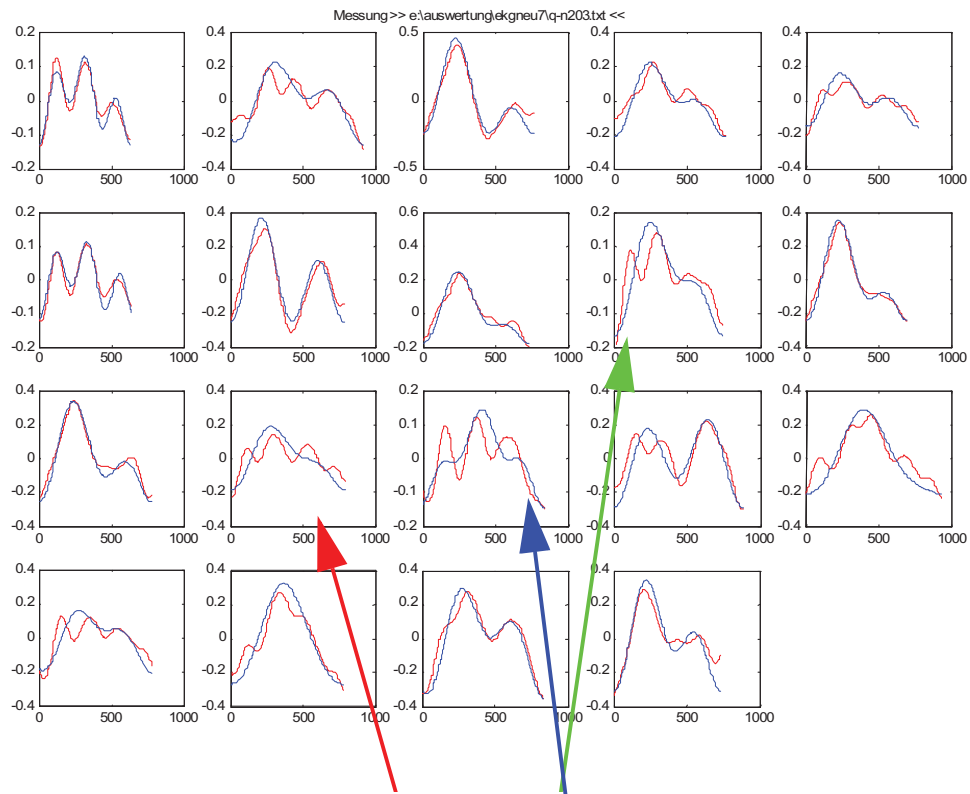


Abbildung 9.13: Die Ergebnisse der Funktionennachbildung der zweiten Messung (durch die ermittelte Korrelationsfunktion, blaue Kurve) in den einzelnen Fensterungsbereichen).

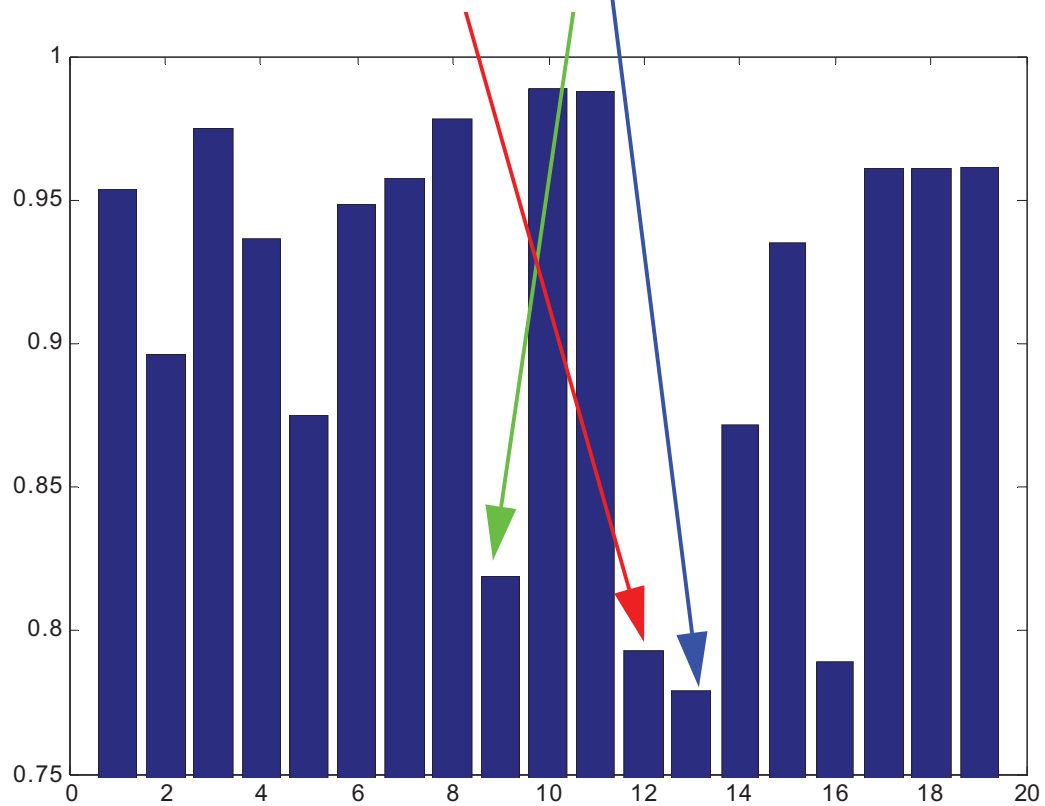


Abbildung 9.14: Die ermittelte Wahrscheinlichkeit der zweiten Messung (Abweichung zwischen Messergebniss und Kurvennachbildung durch Korrelationsfunktion). An drei Beispielen wird der Zusammenhang zwischen der „Nachbildung“ und der berechneten Wahrscheinlichkeit dargestellt.

9.1.5 Abschlussmessungen mit Antennengruppen

Zum Abschluss wurden noch die Auswirkung der unterschiedlichen Antennenpositionen und Antennenarten (Einzelantenne und Gruppenantennen) untersucht. Aus diesem Grund wurden im Versuchsfahrzeug alle möglichen Kombinationen der 3 Antennenpositionen (A-Säule, Lenkrad und Dachhimmel, siehe Positionbeschreibung Kapitel 5.) nachgestellt. In diesen Messungen wurden die Versuchspersonen angehalten, auch typische Bewegungen wie Kopfdrehen, Schalten und Einstellungen am Armaturenbrett vorzunehmen. Trotz der Störungen durch Bewegungen in dieser Messreihe konnten die Herz- und Atemfrequenzen gut bestimmt werden. Die Verbesserung der Sensoren (hardwaremässiges Filter im Vergleich zu den ersten Messungen und Optimierung bei den Antennen) haben sich dahingehend ausgezahlt, dass im Empfangssignal die gewünschten Frequenzbereiche eine bessere Signalqualität lieferten. Eine 1auf3 Sendeantenne könnte durch ihre geringen geometrischen Abmessung auf dem Lenkrad untergebracht werden. Zwar wäre der optimale Öffnungswinkel 15° , siehe Kapitel 5, doch ist die 1auf3 - Antenne mit langen Einzelpatches, mit einem messtechnisch ermittelten Öffnungswinkel von 22° bei weitem besser als eine einfache Patchantenne. Durch den Einsatz der Gruppenantennen konnte generell der Einfluss von Bewegungen auf des Empfangssignal reduziert werden.

Fazit: Durch eine optimierte Antennenanordnung kann der Störeinfluss durch „andere“ Körperbewegungen reduziert und das eigentliche Messsignal verbessert werden. Hier muss nur ein Kompromiss zwischen „Aufwand“ (Antennengröße, Ort) und dem „Nutzen“ (Reduzierung der Störungen) gefunden werden.

9.1.6 Zusammenfassung der Ergebnisse

Mit dem aufgebauten Radarsensor bei der Mittenfrequenz von 2,45GHz konnte eine Herzschlagmessung in einer Fahrzeugumgebung durchgeführt werden. Die ermittelten Frequenzen für die Atmung und den Herzschlag stimmte immer mit dem Ergebnis von Referenzsensoren überein (Abweichung max 2 Schläge/pro Minute). Dieses Ergebnis wurde durch mehr als 400 Messreihen bestätigt. Für diese verschiedenen Messungen standen 25 verschiedenen Personen (männlich und weiblich) zur Verfügung. Die Möglichkeit der Kombination beider Anwendungen, der Herzschlagmessung zum einen und der Abstandsmessung (Airbag/Fahrer) zum anderen, war mit der festgelegten Signalbandbreite von 100MHz nicht mit der geforderten Genauigkeit zu realisieren. Diese Kombination könnte zu einem späteren Zeitpunkt realisiert werden, wenn die Zulassung eines UWB-Radars mit höherer Bandbreite dies ermöglicht. Im vorliegenden Fall ist aber die Genauigkeit der Ergebnisse der Herzschlagmessung durch Korrelation mit der Referenzfunktion sehr präzise möglich. Die Abweichung bei der Herzfrequenzermittlung, die zwischen der FFT aus dem Signal des Referenzsensors und bei der Bestimmung aus den "Fenstern" der Signalauswertesoftware Version 2 entstehen, sind systematischer Natur und lassen sich auf Grund des Rechenprinzips erklären. Bei der Pulsbestimmung über FFT wird das Ergebnis durch die Suche nach dem Maximum im Frequenzbereich bestimmt. Wenn sich die Herzfrequenz während der Messung ändert, ergibt sich folglich kein einzelnes schmalbandiges Frequenzmaximum sondern ein breiteres Frequenzband. Das Maximum dieses Frequenzbandes ist die Frequenz, die während der Messung am längsten auftaucht, nicht aber die Durchschnittsfrequenz. Als Pulsfrequenz bzw. Puls wird aber eigentlich die Zahl der Schläge pro Minute, also ein zeitlich gemittelter Wert betrachtet, der sich aus dem Frequenzspektrum alleine nur

schwer bestimmen lässt. Bei dem eingesetzten Auswerteverfahren wird die Zeit zwischen zwei Herzschlägen gemessen, auf grobe Fehler untersucht und gemittelt. Da die Mittelung über die gesamte Messdauer erfolgt, kommt das Ergebnis nahe an die Zahl, die bei einer Messdauer von einer Minute zu erwarten wäre.

Darüber hinaus gibt es noch einige Möglichkeiten, mit denen man das Ergebnis verbessern könnte. Mögliche Verbesserungsmöglichkeiten für die Auswertung sind zum einen, dass die Referenzfunktion bei der Korrelationsauswertung noch optimiert werden kann. Bei der bisherigen Auswertung wurden dazu schon Versuche gemacht, in welchen Bereichen die Parameter liegen, wenn man eine ausreichend hohe Anzahl von Signalen als Grundlage nimmt. Durch die Auswertung von noch mehr Signalverläufen (mehreren 1000) lassen sich die Parameter bei der Betrachtung der Histogramme noch deutlich optimieren. Das Korrelationsverfahren über die Schleifenabarbeitung ist im Moment sehr langsam und ineffektiv. Auch hier gibt es gute Chancen auf Optimierung, besonders im Hinblick auf eine schnelle Bestimmung der Herzfrequenz. Um später auch die Bewegungen des Fahrers noch besser aus den Messungen herausrechnen zu können, sind noch weitere Versuche und Optimierungen der Filterung nötig. Ein großer Schritt zur Störreduktion (Bewegungen) wurde schon durch den Einsatz von Gruppenantennen gemacht. Hier gibt es noch ein großes Potential, was die Antennenoptimierung angeht.

9.2 Messergebnisse bei 24GHz

Die Messungen wurden in der Absorbermesskammer und in einem Fahrzeugsitz durchgeführt. Zum besseren Verständniss der Messanordnung bei 24GHz ist eine solche Messsituation in Abbildung 9.15 dargestellt. Der Fahrzeugsitz wird in der Absorberkammer aufgestellt. Der Sensor wird in Brusthöhe vor dem Sitz angebracht (dies entspricht etwa der Position am Lenkrad).



Abbildung 9.15: Messanordnung in der Laborumgebung zur Bestimmung des Abstandes zwischen Sensor und Person bei 24GHz.

9.2.1 Messergebnisse für die Abstandsbestimmung

Leermessung (exemplarisch)

Die Abbildung 9.16 zeigt eine Messung eines leeren Sitzes. Der Abstand zwischen Sensor und Rückenlehne betrug in diesem Fall 84,5cm und wurde mit einem Maßband nachgemessen. Die Werte zur Bestimmung des Abstandes wurden mit Hilfe der Markerfunktionen des Oszilloskops bestimmt. Die Schwingung, die durch das Übersprechen auf dem Sensor entsteht (blau gekennzeichnet), definiert den Ausgangszeitpunkt, von dem an gemessen werden kann. Er liegt nicht auf $t=0$, weil der Impuls (Übersprechen) im Sensor selber eine bestimmte Laufzeit benötigt. Da aber nur die Differenz in der Sägezahnspannung für die Entfernungsbestimmung benötigt wird, bedeutet dies keine Einschränkung.

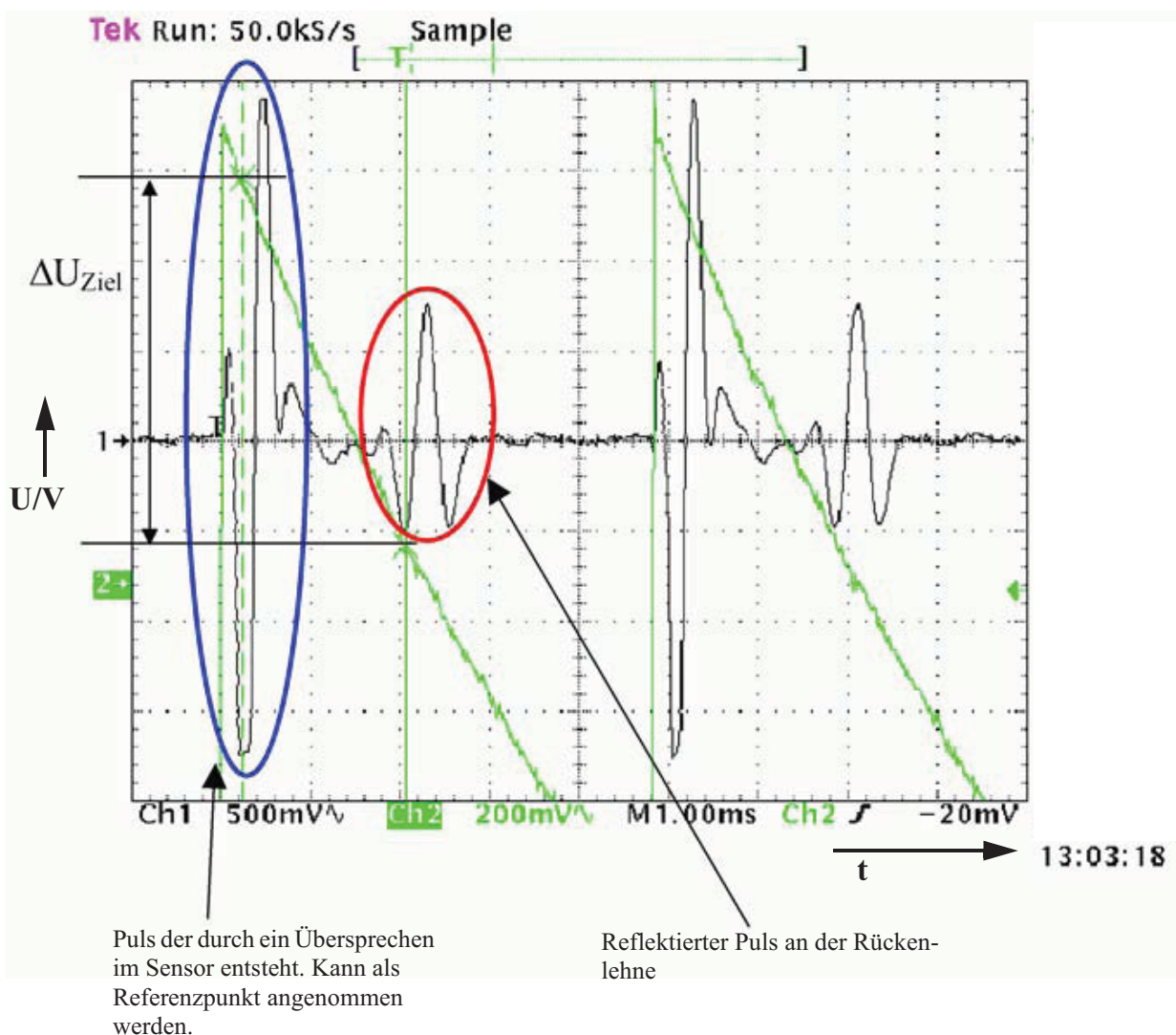


Abbildung 9.16: Zeitlicher Verlauf des Empfangssignals für eine Leermessung. Die Zeitachse beträgt hier 1ms/Abchnitt.

Bestimmung der Entfernung aus den Messergebnissen:

Mit $X_{\text{sicht}} = 1,9\text{m}$, einem $\Delta U_{Ziel} = 820\text{mV}$ und einem $U_{\text{max}} = 1,83\text{V}$ ergibt das mit Hilfe der Gleichung 8.3 eine Entfernung von: $X_{Ziel} = 85\text{cm}$.

Dies ergibt eine sehr gute Übereinstimmung zum Referenzwert von 84,5cm.

In den nächsten Abbildungen 9.17 und 9.18 wird ein Messergebnis mit einer Person im Sitz (exemplarisch) dargestellt.

In einer ersten Messung (Abbildung 9.17) betrug der Abstand vom Sensor bis zum Oberkörper der Person mit einem Maßband gemessen **30..32cm** (Variation durch Atmung und leichten Bewegungen)

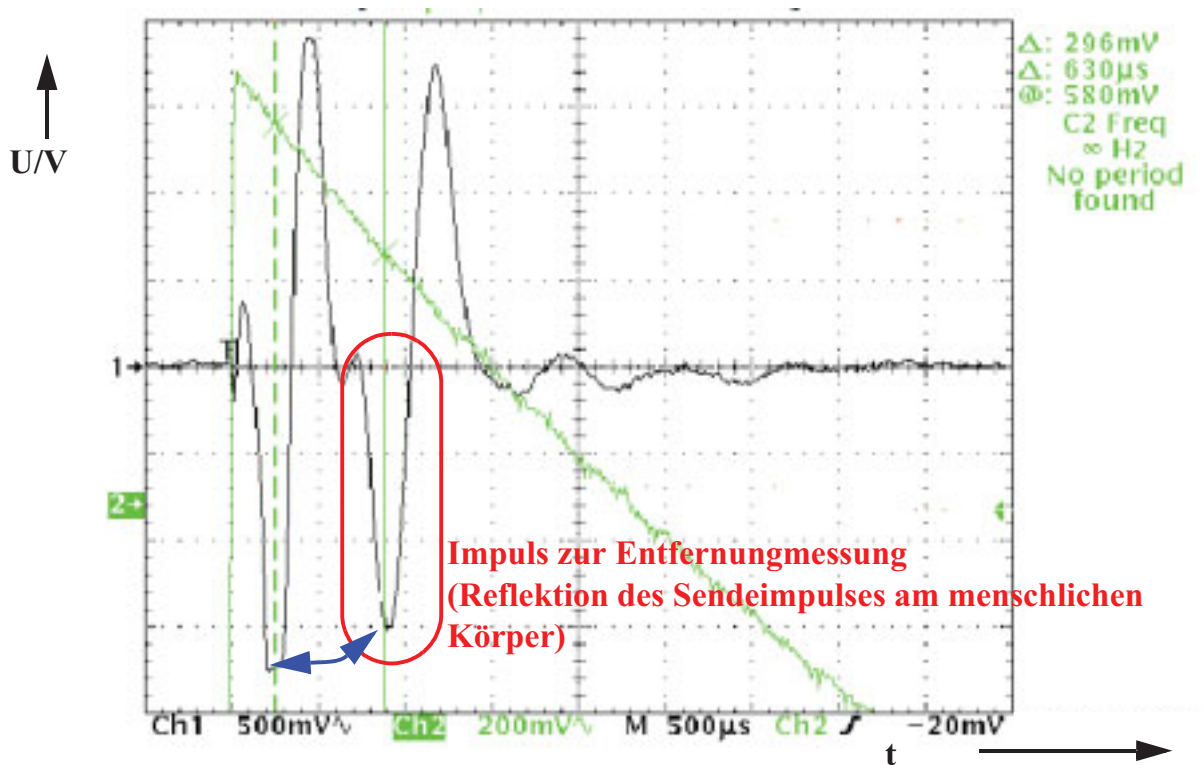


Abbildung 9.17: Zeitlicher Verlauf des Empfangssignals einer Messung mit Person im Sitz in der Laborumgebung. Der Abstand mit Maßband betrug 30..32cm (Variation durch Atmung). Die Zeitachse beträgt hier 500µs/Abschnitt.

Bestimmung der Entfernung aus den Messergebnissen:

Mit $X_{\text{sicht}} = 1,9\text{m}$, einem $\Delta U_{\text{Ziel}} = 300\text{mV}$ und einem $U_{\text{max}} = 1,83\text{V}$ ergibt das mit Hilfe der Gleichung 8.3 eine Entfernung von: **$X_{\text{Ziel}} = 31\text{cm}$** .

Dies ergibt im Rahmen der Variation des Abstands durch die Atembewegungen eine sehr gute Übereinstimmung zur Referenz.

In einer weiteren Messung betrug der Abstand vom Sensor bis zum Oberkörper der Person mit einem Maßband gemessen **19-20cm**. Auch hier ist die Variation durch Atmung und leichte Bewegungen zu erklären gewesen.

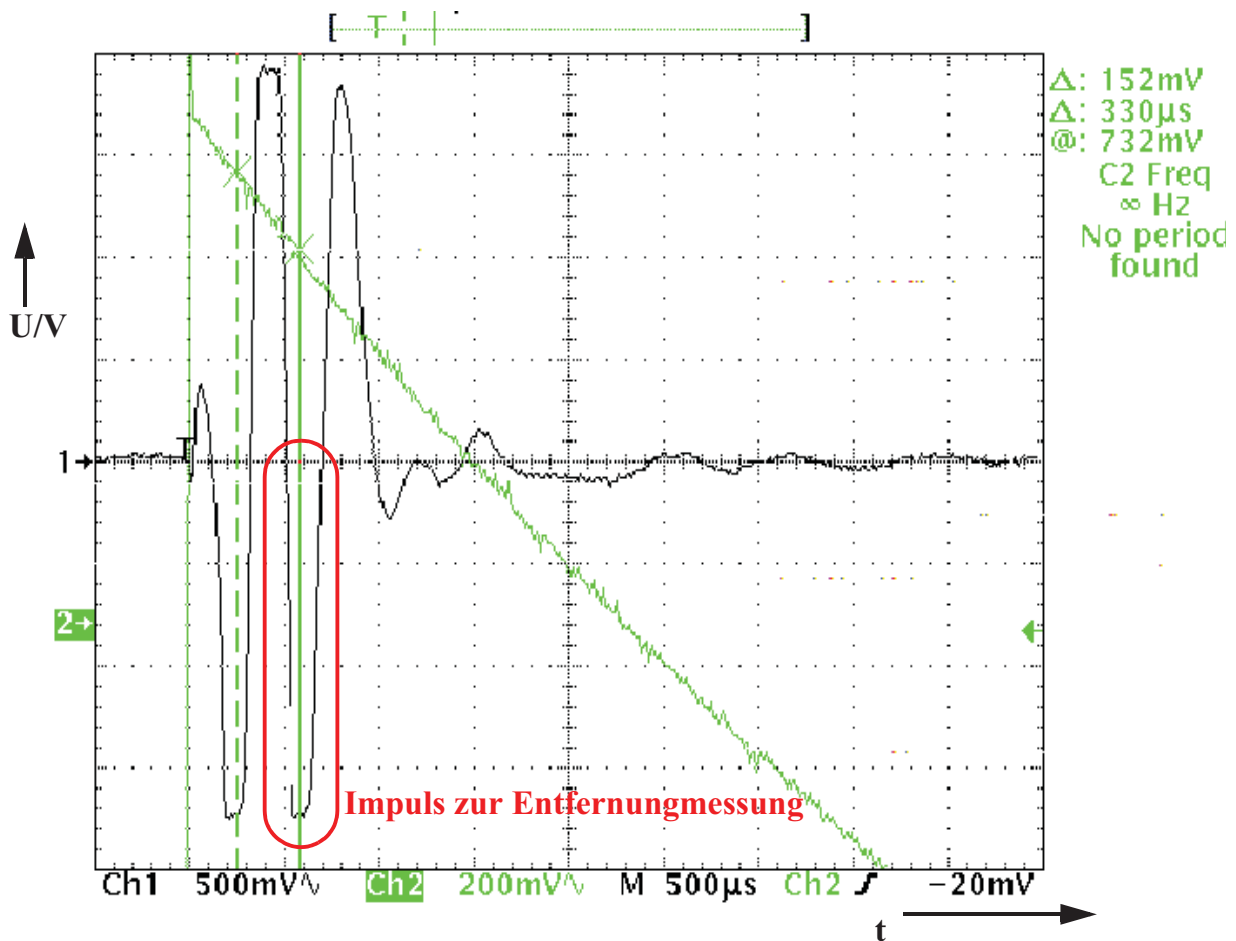


Abbildung 9.18: Zeitlicher Verlauf des Empfangssignals einer Messung mit Person im Sitz in der Laborumgebung. Der Abstand mit Maßband betrug 19...20cm (Variation durch Atmung). Die Zeitachse beträgt hier 500µs/Abschnitt.

Bestimmung der Entfernung aus den Messergebnissen:

Mit $X_{\text{sicht}} = 1,9\text{m}$, einem $\Delta U_{\text{Ziel}} = 180\text{mV}$ und einem $U_{\text{max}} = 1,83\text{V}$ ergibt das mit Hilfe der Gleichung 8.3 eine Entfernung von: **$X_{\text{Ziel}} = 18.6\text{cm}$** .

Dies ergibt, wieder unter Berücksichtigung der Variation des Abstands durch die Atembewegungen, eine sehr gute Übereinstimmung zur Referenz.

9.2.2 Zusammenfassung der Ergebnisse für die Messungen in der Laborumgebung

Insgesamt wurden ca. 60 Messungen mit der Messanordnung (Abbildung 9.15) im Labor und mit dem Sensor in einem Auto durchgeführt. Dabei wurden folgende zusätzlichen Erkenntnisse gewonnen:

- Eine Messung der Atmung der Person ist möglich. Diese kann über die Bewegung des Brustkorbes detektiert werden. Die dadurch verursachten Entfernungsunterschiede konnten ebenfalls aufgelöst werden (Unterschied zwischen den Zuständen „ein-“ und „ausgeatmet“). Dies entspricht einer Auflösung von 1 bis 2cm.
- Der Herzschlag konnte nur bei sehr schlanken Personen sicher detektiert werden. Hierbei wird die Schockwelle der Herzbewegung im Körper detektiert.
- Die Mehrzielauflösung (Unterscheidung zwischen zwei Zielen) beträgt etwa 20cm.
- Die geringste messbare Entfernung beträgt ca. 10 bis 15cm.
- Eine Messung der Bewegungsgeschwindigkeit der Person ist ebenfalls möglich.

Die weiteren Ergebnisse sollen im folgenden graphisch dargestellt werden.

9.2.3. Graphische Darstellung der weiteren Ergebnisse

In Abbildung 9.19 ist ein Messergebnis zur Ermittlung der Mehrzielauflösung des Sensors dargestellt. Die mögliche Mehrzieltrennung betrug mit diesem Sensor 20cm.

Die Mehrzieltrennung kann noch verbessert werden, wenn der ausgesendete Impuls nur eine Spitze hätte. In unserem Fall hatte er einen positiven und negativen Teil (In der Literatur auch als „Monocycle“-Puls bezeichnet). Die Mehrzieltrennung war bei uns nur möglich, wenn die Antwort des zweiten Ziels noch nicht die Antwort des ersten Ziels überlagerte, siehe auch Abbildung 9.19

Um die Bewegungsgeschwindigkeit zu untersuchen wurden ebenfalls einige Messungen durchgeführt. Ein solches Messergebnis ist in Abbildung 9.20 dargestellt.

In der Abbildung 9.20 ist zu erkennen, dass sich das negative Maximum des Impulses hinter der senkrechten Markerlinie befindet. Diese Markerlinie wurde vor Beginn der Bewegung der Person eingestellt (Einstellung erfolgt mit „ruhig“ sitzender Person).

Die Messungen zur Bewegungsbestimmung haben folgende Punkte ergeben:

Bei einer Bewegung des menschlichen Oberkörpers erfolgte eine Veränderung der Amplitude des gemessenen Empfangssignals.

Das ermittelte Ergebnis kann aber noch in zwei Gruppen eingeteilt werden.

1. Bei einer Bewegung des Oberkörpers (auch Atembewegung) verändert sich die Amplitude des Empfangssignals und die zeitliche Differenz zwischen Sendeimpuls und Empfangsimpuls (Laufzeitveränderung durch Abstandveränderung).
2. Bei dünnen und sich sehr wenig bewegendenden Personen ist eine Herzschlagmessung möglich. Hierbei verändert sich aber nur die Amplitude des Empfangssignals. Die Abstandsänderungen (Herzbewegung verursacht eine „Schockwelle“ an der Körperoberfläche) sind so minimal, dass sie mit dem verwendeten Sensor nicht bestimmt werden konnten.

Um den Einfluß der Bewegung auf das Empfangssignal genauer zu untersuchen wurde in weiteren Messungen versucht, den Abstand der Person nicht zu verändern. Dies sollte durch das „Anschallen“ der Person erreicht werden. Die Abstandsänderungen, die jetzt noch entstehen, basieren auf der Bewegung des Brustkorbes (durch Atmung, Herzschlag). Um die Unterschiede der Messungen bei der Amplitudenänderung besser darzustellen zu können, wurden mehrere Messungen kurz hintereinander aufgenommen, siehe Abbildung (9.21).

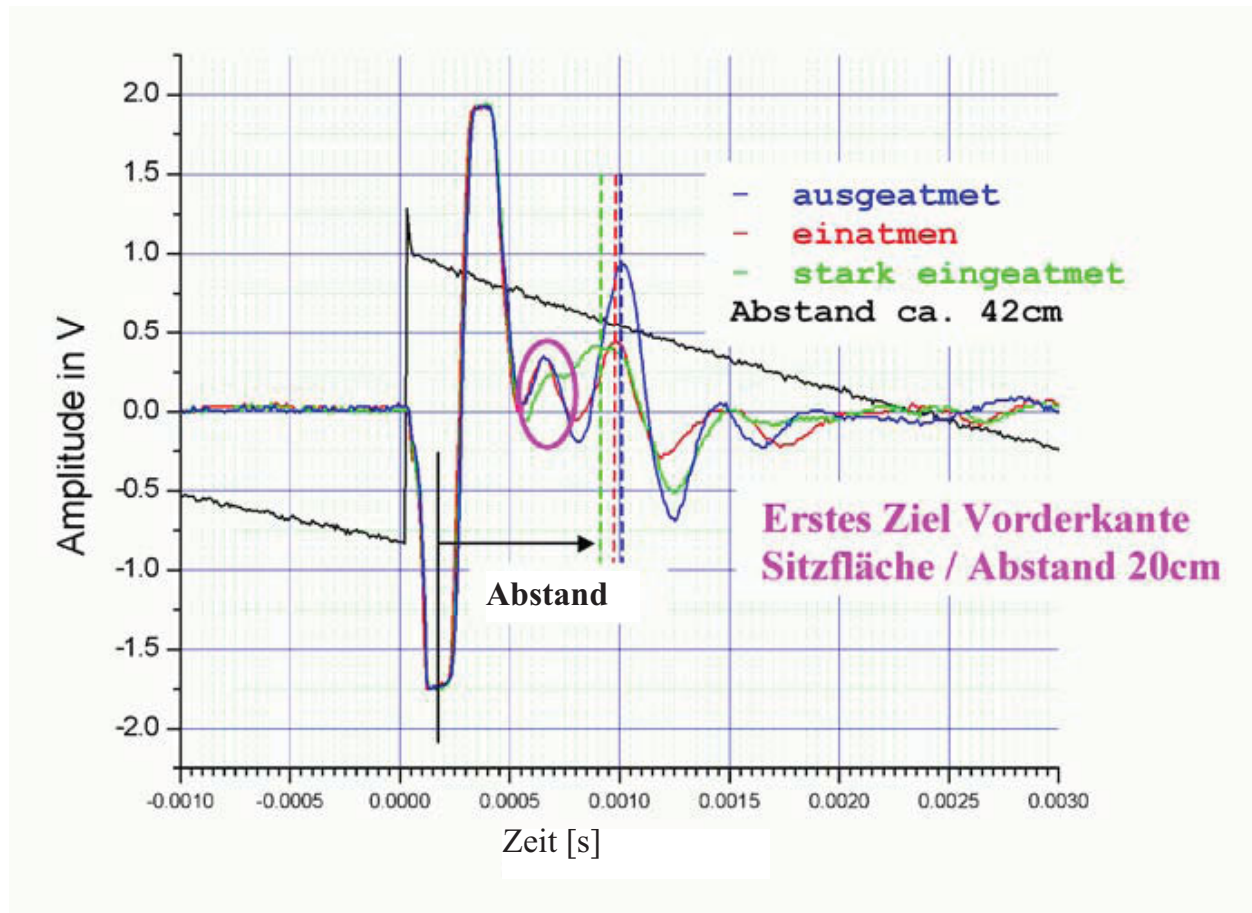


Abbildung 9.21: Darstellung mehrer Messungen in einem gemeinsamen Koordinatensystem. Diese Messungen zeigen den Einfluß der Brustkorbbewegungen auf die Entfernungsmessung

In den folgenden Abbildungen 9.22 bis 9.26 sind noch einmal einige Messergebnisse einiger Sitzpositionen mit typischen Ereignissen während einer Autofahrt aufgezeigt. Diese Abbildungen sollen dazu dienen sich ein besseres Bild über die Ergebnisse bei den Messungen im Fahrzeugsitz machen zu können. Dazu werden in den Abbildungen jeweils verschiedene feste Personenabstände aufgezeigt. Die Abstandsänderungen in diesen Messungen entstehen durch die Atmung.

Leermessung

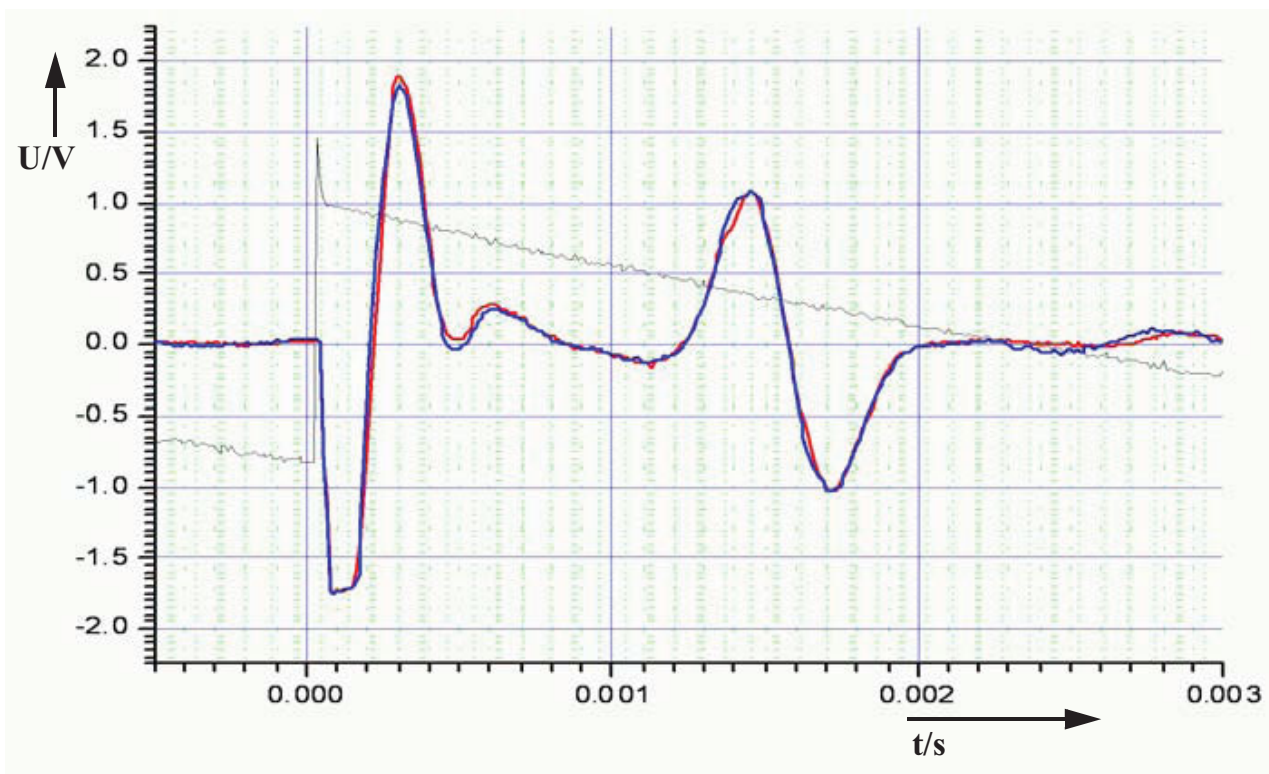


Abbildung 9.22: In diesem Diagramm sind zwei Messergebnisse der Anordnung „Leermessung“ dargestellt, d.h. es befindet sich keine Person auf dem Sitz (Wiederholbarkeit der Messergebnisse).

Bei der Leermessung in Abbildung 9.22 ist zu erkennen, dass sich der empfangene Impuls etwas verbreitert hat.

Begründung:

Für diese Verbreiterung des Empfangssignals war der Winkel der Rückenlehne im Vergleich zur Messung (Abbildung 9.16) verantwortlich. Diese Verbreiterung des detektierten Antwortsignals kommt daher, umso flacher die Rückenlehne eingestellt ist, umso schräger liegt das Ziel, hier die Rückenlehne, vor dem Sensor. Die Impulsantwort wird schmaler wenn die Rückenlehne fast senkrecht eingestellt ist. Dieses Problem wird in Abbildung 9.23 graphisch dargestellt. Diese Impulsverbreiterung gilt natürlich auch dann wenn eine Person sich im Sitz befindet. Dieser Einfluss kann durch einen schmaleren vertikalen Messbereich des Sensors reduziert werden.

Ein zusätzlicher Faktor sind aber auch noch die Reflexionen von der Sitzfläche oder den Oberschenkeln einer Person.

Diese Abstandsverfälschungen kommen hauptsächlich zum tragen, wenn sich eine Person im Sitz befindet. Hier können dann die ungewollt gemessenen Abstände „nach unten“ deutlich geringer sein als bis zum Oberkörper. Dieser Einfluss kann aber ebenfalls durch einen schmalen vertikalen Messbereich reduziert werden (sensorbedingt). Dieser Einfluss ist in Abbildung 9.24 dargestellt.

Ergebnis der Leermessung aus Abbildung 9.22:

Gemessen mit Massband: 58 - 61 cm (Variation durch Sitzkrümmung)

Errechneter Abstand aus Signal: 61 cm

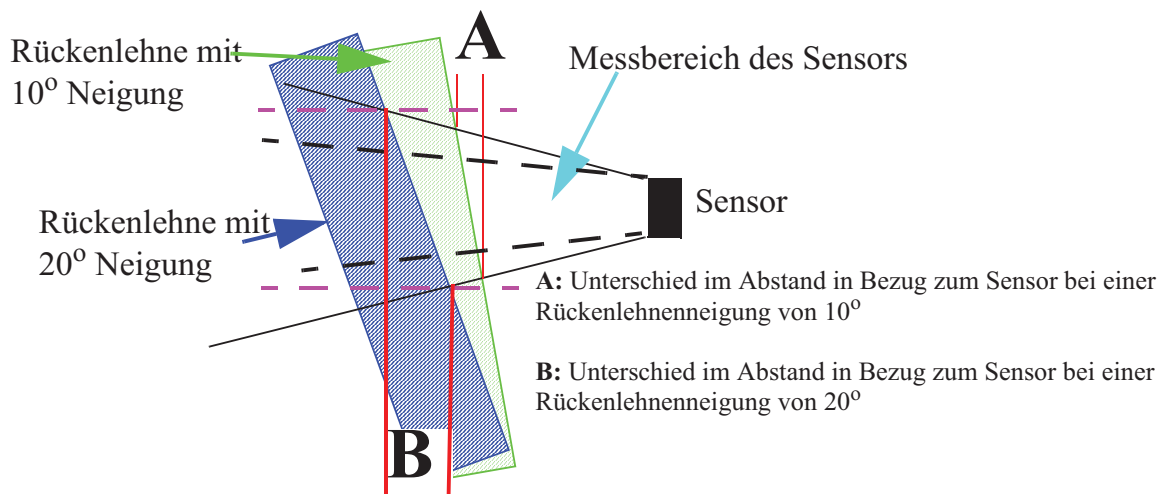


Abbildung 9.23: Schematische Darstellung der Vergrößerung der Reflektionsfläche und des Abstandes bei einem Fahrzeugsitz (geneigte Position).

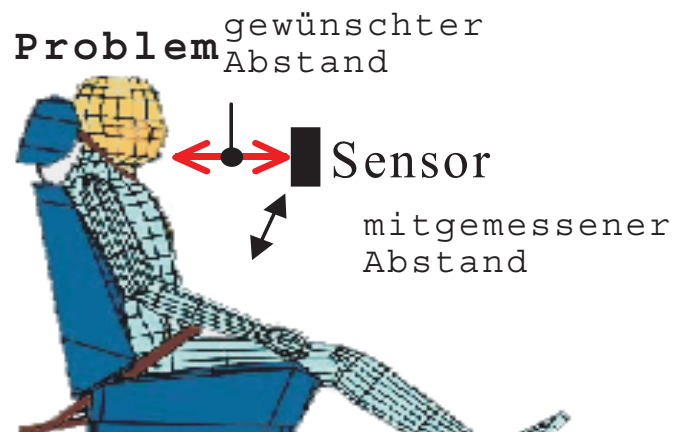


Abbildung 9.24: Skizze zur Darstellung der Impulsverbreiterung bei der Abstandsmessung .

Bei den folgenden Messergebnissen (Abbildung 9.25 bis 9.27) ist ebenfalls eine Verbreiterung des Empfangsimpulses zu erkennen.

Diese Verbreiterung erfolgte wie schon oben beschrieben durch die Messung mit einem gewissen Öffnungswinkel (Antennencharakteristik des Sensors). Die ist bei diesen Messungen dadurch stärker aufgefallen, da die Abstände von der Person zum Sensor hier deutlich geringer als bei der Leermessung (zum Oberkörper und zu den Oberschenkeln) waren. Dadurch wurde z.B. auch der Abstand vom Beckenbereich der Person zum Sensor gemessen, siehe dazu die Skizze in Abbildung 9.24.

Ein weiterer Punkt, der zur Impulsverbreiterung beiträgt, ist die Übersteuerung des Empfangsverstärkers des Sensors. Dieser Fall tritt bei sehr kleinen Abständen auf, da hier sehr viel reflektierte Impulsenergie auch wieder im Sensor empfangen wird und nicht durch die vielen verschiedenen Reflexionswinkel am Sensor vorbeiläuft (siehe dazu auch Kapitel 5 und Anhang H). In den folgenden Abbildungen (9.25 bis 9.27) dienen die Kurvenscharen zur Untersuchung der Wiederholbarkeit der Messungen

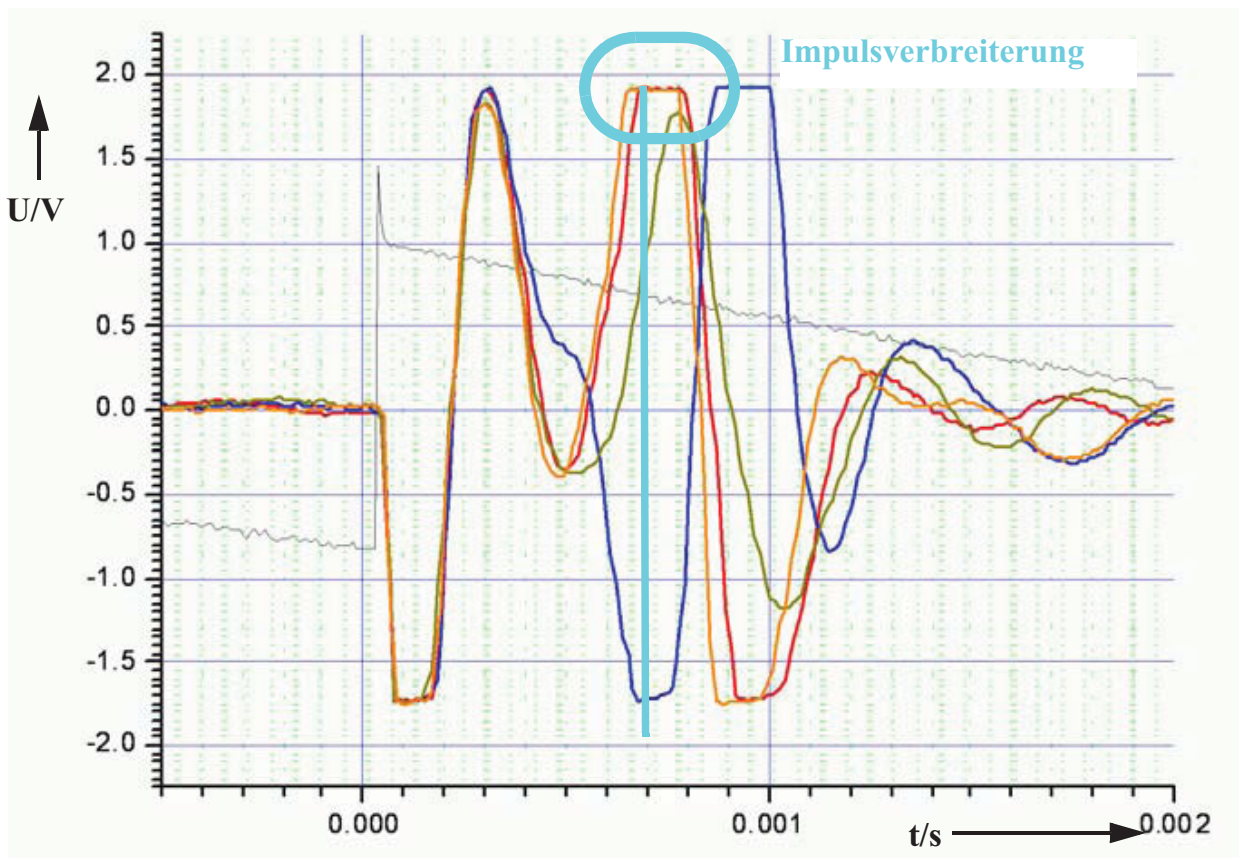


Abbildung 9.25: Messergebnisse einiger Messungen mit einem Personenabstand von ca. 39 cm.

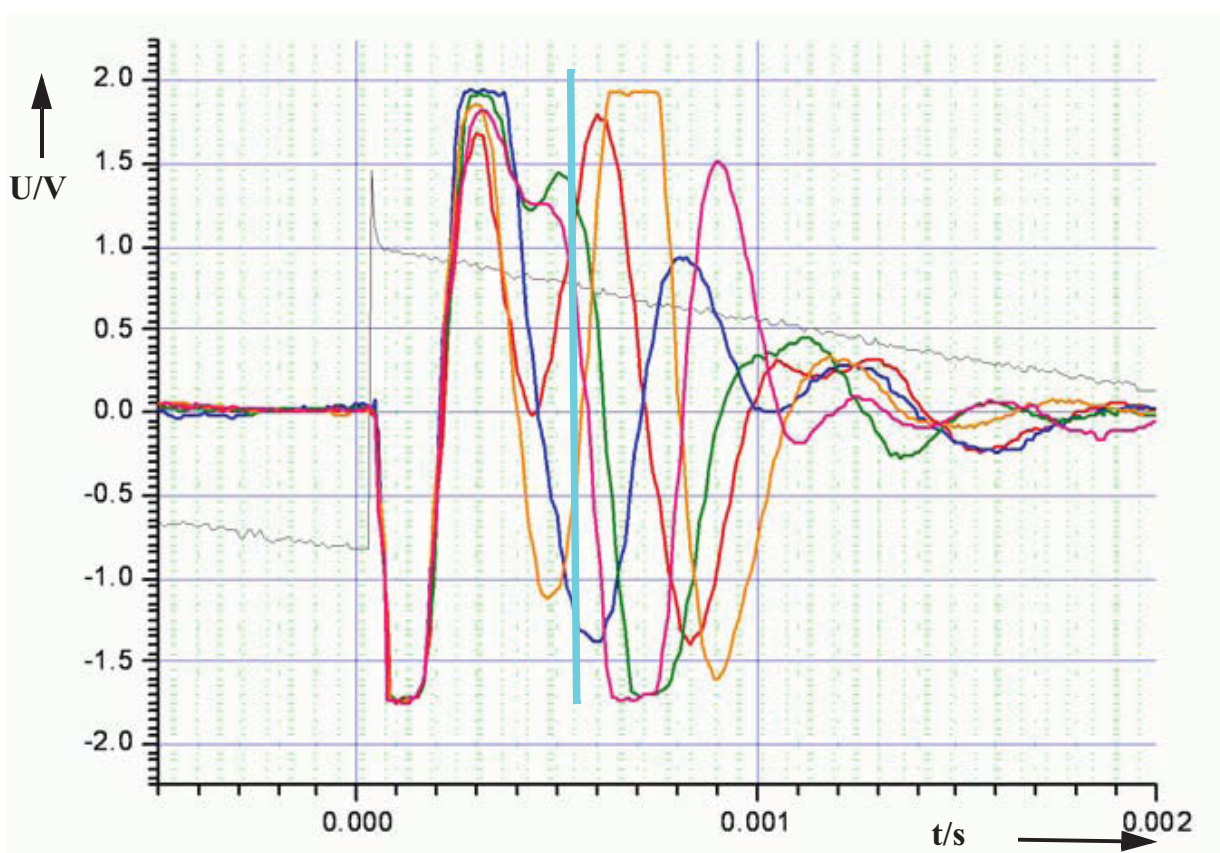


Abbildung 9.26: Messergebnisse einiger Messungen mit dem Personenabstand von ca. 31 cm.

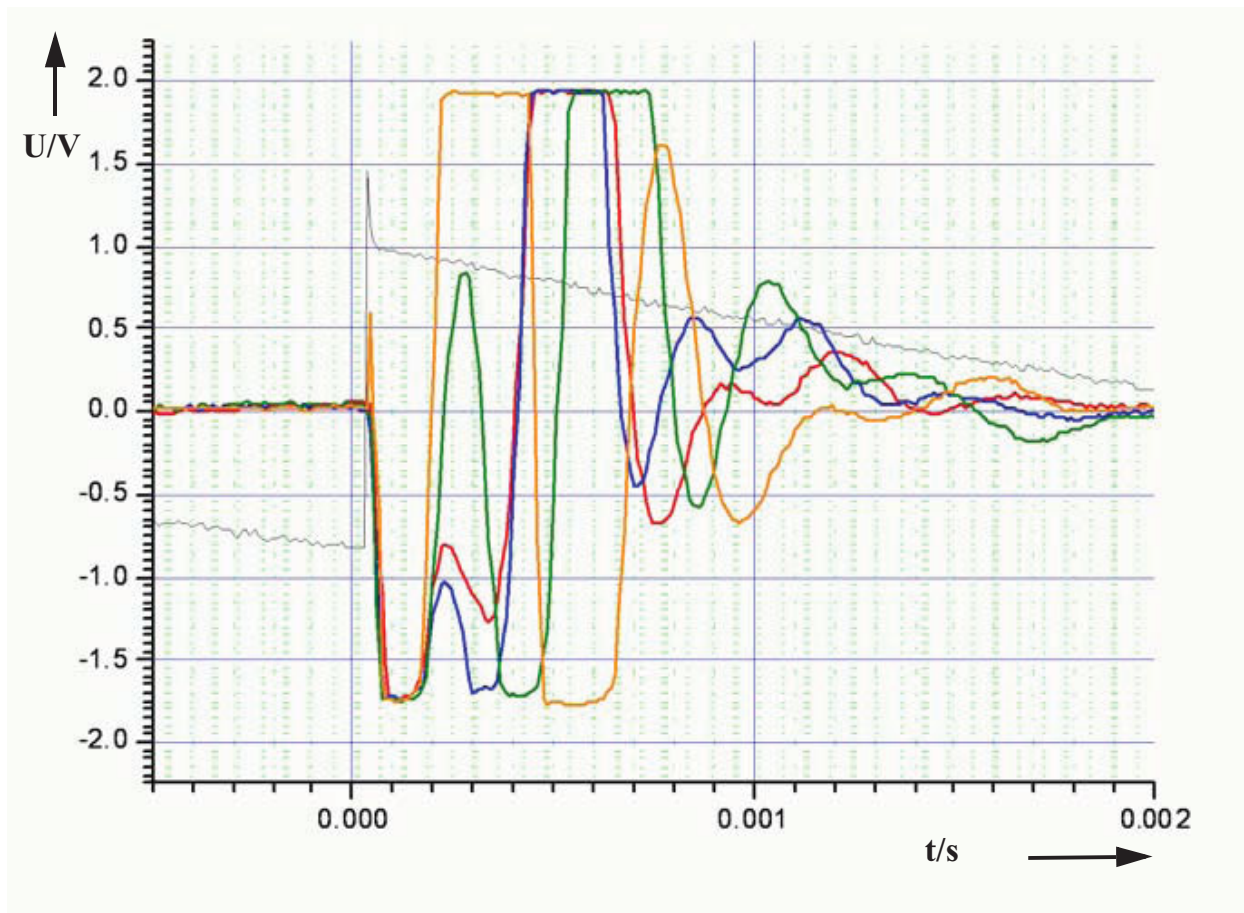


Abbildung 9.27: Messergebnisse einiger Messungen mit dem Personenabstand von ca. 21 cm.

Auswertung der Messergebnisse:

Ermittelt Werte aus Abbildung 9.25:

Gemessen mit Massband: 38 - 40 cm

Errechnet aus Signal: 39 cm

Für das errechnete Signal wurde zuerst der Mittelwert über alle Messungen gebildet. Dann erfolgte die Auswertung auf dem selben Prinzip wie bei den vorhergehenden Messungen (Abbildung 9.16ff). Die Variation zwischen den Messungen (Abstandsänderungen) erfolgte hauptsächlich durch die Atembewegungen des Brustkorbs. Natürlich sind auch die Abstandsänderungen durch leichte Körperbewegungen mit zu berücksichtigen. Diese können aber bei dieser Auswertung vernachlässigt werden.

Ermittelte Abstandsergebnisse für die Messungen aus Abbildung 9.26:

Gemessen mit Massband: 30 - 32 cm

Errechnet aus Signal: 29 cm (Mittelwert der Kurvenschar, Variation entsteht durch Atmung)

Aus den Ergebnissen der Messsituation, die in Abbildung 9.247 aufgezeigt ist, wurden folgende Werte ermittelt:

Gemessen mit Massband: 20 - 23 cm

Errechnet aus Signal: 21 cm (Mittelwert der Kurvenschar, Variation entsteht durch Atmung)

Zusammenfassung der Ergebnisse

Bei diesen Messungen haben sich zusammengefasst folgende Punkte ergeben:

- Variationen in den Messergebnissen für einen festen Abstand entstehen hauptsächlich durch die Atmung. Hierdurch kann sich der Abstand um bis zu $\pm 3\text{cm}$ (je nach Person) ändern.
- Bei zu geringen Abständen der Person kann es durch große Reflexionen (Leistung) zur Übersteuerung des Empfangsverstärkers kommen, zum Beispiel Abbildung 9.27.
- Durch die gebeugte Sitzhaltung wird ebenfalls der Empfangsimpuls verbreitert, was durch den Öffnungswinkel der Antennen verursacht wird. Durch diesen Öffnungswinkel kommt es zu einer Mehrwegeausbreitung und dadurch zu hervorgerufenen Reflexionen an verschiedenen Stellen der Körperoberfläche.
- Bei zu geringen Abständen liegen übergesprochener Impuls im Sensor und empfangener Impuls übereinander oder so dicht beieinander, dass sie nicht mehr getrennt werden können, siehe z.B. hier Abbildung 9.27. Bei diesen Messungen befand man sich schon an der Grenze des minimalen Abstandes.

Die letzten drei Punkte können aber durch eine Optimierung des Sensors behoben werden. Die Möglichkeiten hierfür sind:

- Optimierung der Verstärkung im Empfängerzweig
- Optimierung des Öffnungswinkels der Antenne
(unter Berücksichtigung der mechanischen Anordnung)
- Verschmälerung des Sendeimpulses

Messungen im Kraftfahrzeug (exemplarisch)

Als Testumgebung wurde wieder der Audi A4 verwendet. Der Sensor wurde anstelle des Airbags ins Lenkrad eingebaut. In Erweiterung zu den Messungen im Labor wurde die Schaltung zur Impulsansteuerung verbessert, um das Signalrauschen im Sägezahnsignal weiter zu reduzieren. Anhand der durchgeführten Messungen konnten die gewonnenen Ergebnisse im Labor bestätigt werden. Als Ergebniss kann gesagt werden, dass eine Abstandsmessung im Innenraum des Kfz möglich ist. Die Mehrfachreflexionen an der Fahrzeugkarosserie beeinflussen das Ergebnis durch die geringen Abstände zwischen Person und Sensor nur geringfügig.

Um diese Ergebnisse zu bestätigen sind in den Abbildung 9.28 und 9.29 einige Messergebnisse aus diesen Messungen im Fahrzeug dargestellt.

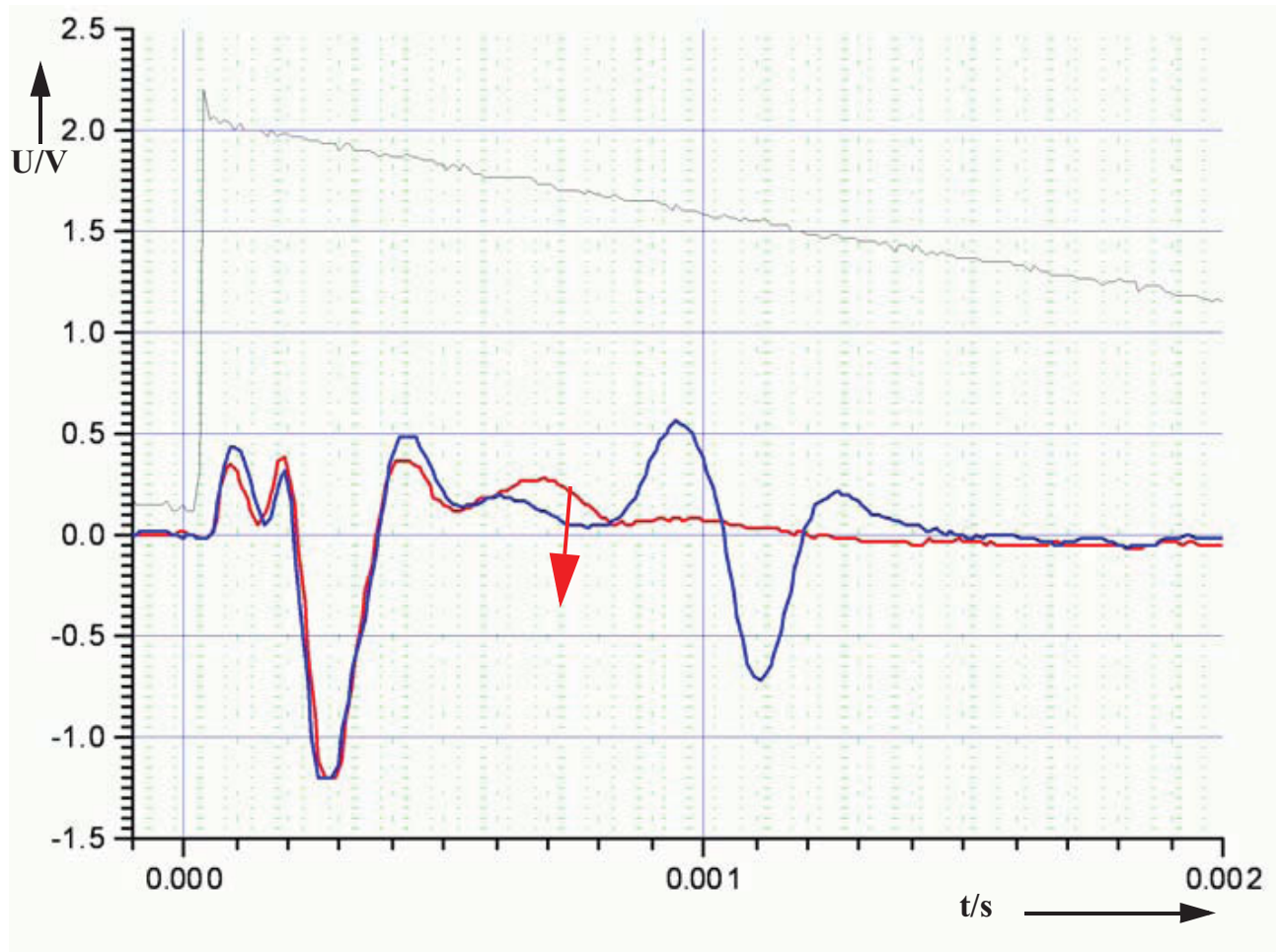


Abbildung 9.28: Messergebnisse einer Abstandsmessung im Kraftfahrzeug.

Anmerkung zur Abbildung 9.28.

In dieser Abbildung sind zwei Messergebnisse zusammen dargestellt.

Dabei handelt es sich einmal um eine Leermessung im Fahrzeug (blaue Krue; gemessen mit Massband 58cm / ermittelter Abstand 60cm) und einer Messung mit Person (rote Kurve). Bei der Messung mit Person (gemessener Abstand 38cm / ermittelter Abstand 37,5cm).

Bei dieser Messung wurde von der Testperson gerade eine Atembewegung durchgeführt, d.h. in unserem Fall veränderte sich die Empfangssignalamplitude gerade nach unten und erscheint in diesem Diagramm verhältnismässig klein. Die Signalveränderung ist schematisch durch einen Pfeil in der Abbildung 9.28 eingezeichnet.

In der Abbildung 9.29 sind auch noch einmal verschiedene Messungen im Kraftfahrzeug über verschiedene Abstände aufgetragen

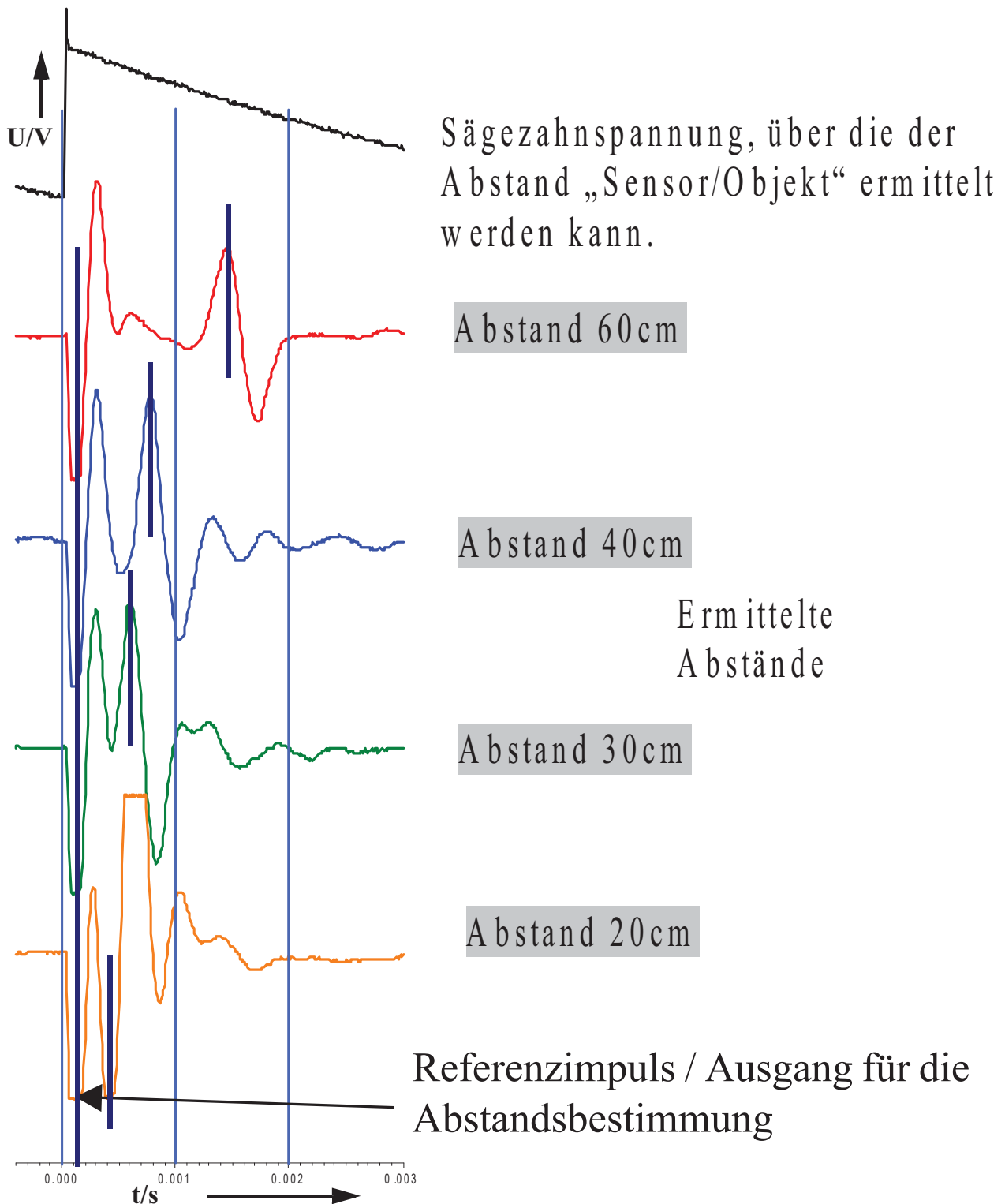


Abbildung 9.29: Vergleich verschiedener Abstandsmessungen im Kraftfahrzeug

Kapitel 10

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurden Radarsensoren konzipiert und realisiert, mit deren Hilfe es möglich ist, Herzschlag und Atmung sowie Abstände zwischen Sensor und Person im Kraftfahrzeuginnenraum zu messen. Mit Hilfe dieser Sensoren und der durch sie gewonnenen Informationen ist die Realisierung zukunftsweisender Systeme für die Fahrzeuginsassensicherheit möglich. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Prototypen von Radarsensoren aufgebaut, die speziell für die beide Anwendungen „Herzschlagmessung“ bei 2,45GHz und „Abstandsmessung“ bei 24GHz im Fahrzeuginnenraum konzipiert wurden.

Eine Kombination der Anwendungen im Frequenzbereich um 2,45GHz konnte mit den gestellten Anforderungen nicht erfüllt werden. Der Grund dafür war die geringe Bandbreite von 100MHz, die für die geforderte Mehrzieltrennung bei der Abstandsmessung nicht ausreichte.

Wenn es in diesem Frequenzbereich um 2GHz eine Zulassung für UWB (Ultra Wideband) Radarsensoren geben wird, dann ist eine Kombination beider Anwendung „Herzschlagmessung“ und „Abstandsmessung“ möglich.

Mit Hilfe der realisierten Sensoren konnten die beiden Anwendungen im Fahrzeuginnenraum mit den an sie gestellten Anforderungen wie z.B. der Messgenauigkeit verwirklicht werden. Die Anforderungen konnten durch die realisierten Sensoren erfüllt werden. Durch den Entwicklungsstand (Funktionsmuster) der beiden Sensoren gibt es natürlich noch Verbesserungsmöglichkeiten wie z.B. in der Größe, Reduzierung der Kosten, usw.

Mögliche Verbesserungen für den Frequenzbereich 2,45GHz sind zum Einen die Integration der Hochfrequenzschaltungskomponenten auf einem Chip, welche die Kosten und die Größe eines solchen Sensors deutlich reduzieren würde. Mögliche Halbleitermaterialien sind hier GaAs, Si und SiGe.

Eine weitere Verbesserungsmöglichkeit liegt im Bereich der Signalauswertung. Die mit dem in dieser Arbeit beschriebenen Ansatz ermittelte „Herzschlagsfunktion“ liefert dazu die Grundlage. Eine Verbesserung kann hier noch durch ein lernendes System erreicht werden. Ein solches System könnte basierend auf die Theorie der Fuzzy-Logik und der Neuronalen Netzen realisiert werden.

Mit einem solchen Auswerteansatz könnte dann zusätzlich zur Herzfrequenz selbst eine Aussage über die „Güte“ des Herzschlags getroffen werden, da mit dem Sensor die verschiedenen Herzbewegungsmuster detektiert und erkannt werden können. Diese Herzbewegungen stehen ja in einem engen Zusammenhang mit dem EKG, welches von vielen Ärzten zur Diagnose bei Herzerkrankungen verwendet wird. Dazu ist aber noch die Erstellung einer „Bewegungsmusterdatenbank“ nötig. Bei diesem erweiterten Einsatz, z.B. zur Herzschlagdiagnose, sind aber noch weitere Untersuchungen und Messungen, speziell bei erkrankten Menschen, notwendig.

Um die Auswertegeschwindigkeit zu erhöhen sollte die Signalauswertung durch den Einsatz eines digitalen Signalprozessors mit optimal realisierter Software erfolgen.

Mit dem Sensor bei 24GHz konnten alle an die Anwendung „Abstandsmessung“ gestellten Anforderungen, wie Abstandsauflösung, Entfernungsbereich und Messgeschwindigkeit erfüllt werden.

Die Auswertung wurde in dieser Arbeit mit Hilfe eines Computers durchgeführt. Für eine Serienentwicklung kann hier ebenfalls, wie beim 2,45GHz Sensor, ein digitaler Signalprozessor eingesetzt werden. Für die Ermittlung des Abstandes kann hier auf schon verwendete Abstandsbestimmungsalgorithmen bei Pulsradarverfahren zurückgegriffen werden.

Eine technische Einschränkung bei dieser Anwendung ist im Moment, dass für die Realisierung eines 24GHz Impulsradar die benötigte Bandbreite nicht weltweit zugelassen ist. Auch wenn man diese Anwendung mit einem anderen Radarprinzip realisieren möchte, z.B. FMCW, wird dieselbe Bandbreite wie beim Impuls-Radar benötigt und bringt hier auch keine Lösung für das Problem.

Es ist denkbar, dass man für die Sicherheitsanwendung „Airbagsteuerung“ eine Sonderzulassung um 24GHz bekommen könnte. Hierfür spricht die Messsituation der Anwendung (kurze Abstände, begrenzter Raum (Autoinnenraum)). Bei Zulassungsschwierigkeiten im Frequenzbereich um 24GHz, könnte man auch zu einer höheren Frequenz ausweichen, z.B. 77GHz oder 120GHz. Bei diesen Überlegungen sollte die UWB-Zulassung und die Möglichkeiten dieses Ansatzes im Frequenzbereich bis 10GHz nicht vergessen werden, hier besteht die Möglichkeit der Anwendungskombination von „Herzschlagmessung“ und „Abstandsmessung zur Airbagsteuerung“.

Anhang A

Ergänzungen zu Kapitel 3: Physiologische Grundlagen

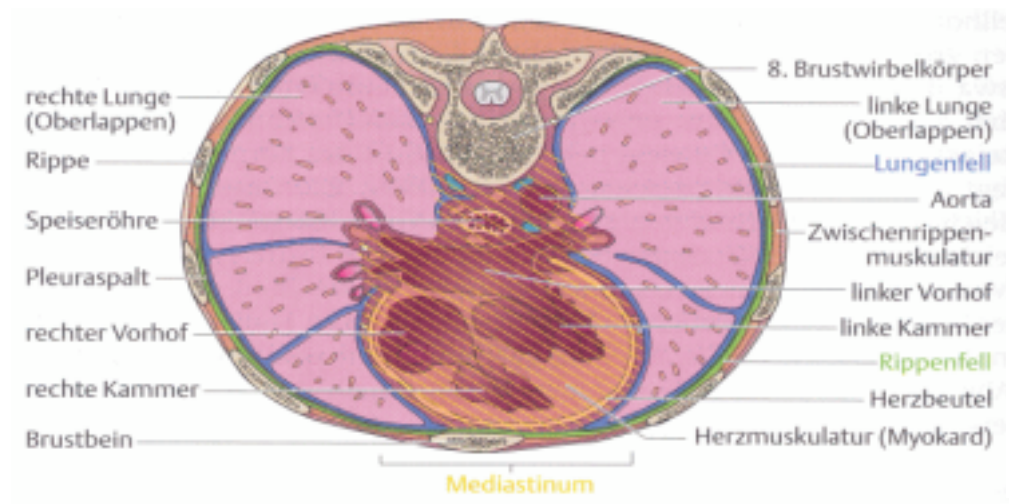


Abbildung A.1: Horizontalschnitt durch den Brustkorb auf Höhe des 8. Brustwirbel (nach Leonhardt). Bildquelle [M9]

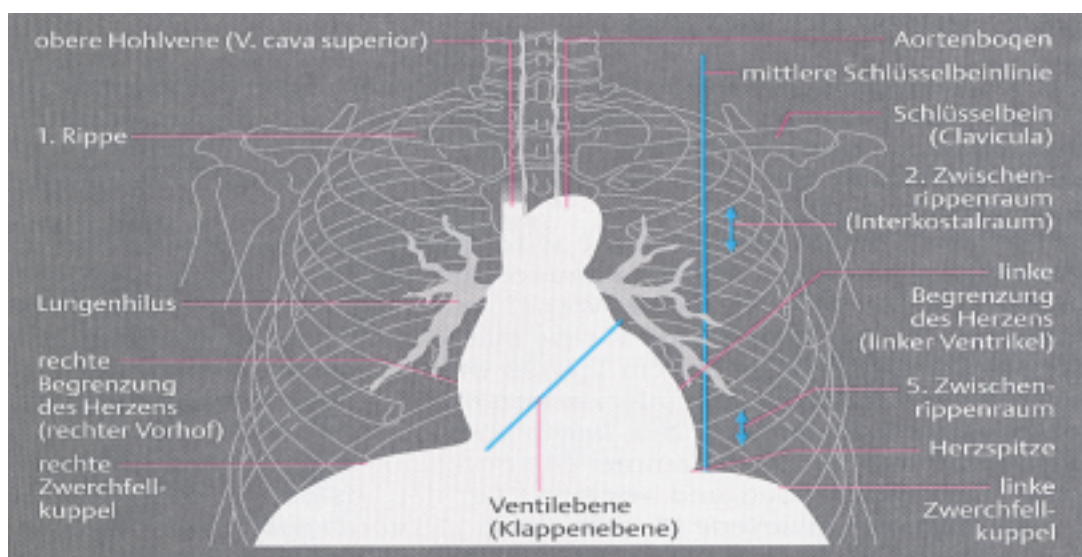


Abbildung A.2: Vereinfachte Röntgenskizze einer Brustaufnahme mit Herzschatten. Bildquelle [M9]

A.1 Morphologische Gliederung des Herzens

Wie schon im Kapitel 3 beschrieben, sind im oberen Abschnitt des Herzens, jeweils der rechte und linke Vorhof angeordnet (Abbildung 3.4):

- Das rechte Atrium mit der Einmündung der beiden großen Hohlvenen und dem Sinus coronarius (venöser Abfluss aus dem Herzmuskelgewebe),
- das linke Atrium mit den Mündungen der 4 Lungenvenen.

Die beiden Vorhöfe werden durch eine Scheidewand (Septum interatriale) voneinander getrennt. Sie sind jeweils mit einem Herzhohr (Auriculum cordis) ausgestattet, das die Wurzel der benachbarten großen Arterie berührt bzw. umgreift. Die Kammern (Ventrikel) sind von den Vorhöfen durch eine äußere Furche, den Sulcus coronarius, abgegrenzt, der auf der Vorderseite durch den Ursprung von Aorta und Truncus pulmonalis unterbrochen wird. Eine durch den Sulcus coronarius gelegte Ebene bildet die Herzbasis. Da in dieser Ebene sämtliche Klappen angeordnet sind, bezeichnet man sie auch als die Ventilebene des Herzens. Die Grenze zwischen rechtem und linkem Ventrikel ist von außen an je einer vorderen und hinteren Längsfurche (Sulcus interventricularis) erkennbar. Ihnen entspricht im Inneren die Kammerscheidewand (Septum interventriculare), welche die beiden Ventrikelhöhlen voneinander trennt. Die Innenwände der Ventrikel sind unregelmäßig gestaltet und teilweise von schwammartig angeordneten Muskelbalken (Trabeculae carneae) überzogen. Außerdem ragen kegelförmige Muskelvorsprünge, die sog. Papillarmuskeln, in das Lumen vor.

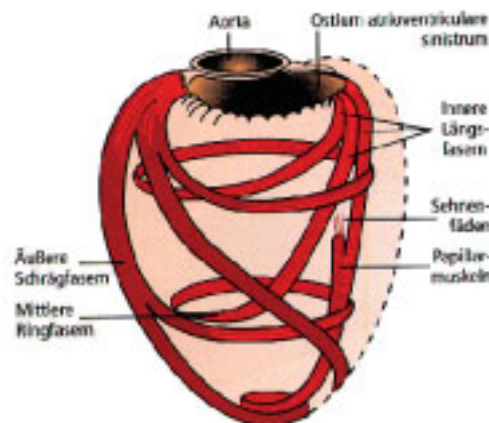


Abbildung A.5: Muskelarchitektur der linken Herzkammer in schematischer Darstellung, nach Benninghoff. Bildquelle [M28], Abbildung modifiziert nach A. Benninghoff, Anatomie. Band 1-2. Urban & Schwarzenberg, München, Wien, Baltimore 1994.

A.2 Aufbau der Herzwand / Perikard

Die Wände der vier Herzabschnitte besitzen eine unterschiedliche Dicke. Beide Vorhöfe sind dünnwandig; ihre Wandstärke beträgt durchschnittlich 1,5mm. Dies deutet darauf hin, dass die Vorhöfe weniger als aktive Pumpen, sondern vielmehr als passive Speicher für das zufließende Blut dienen. Die Wandstärke des rechten Ventrikels beträgt 2-4mm, die des linken Ventrikels 8-11mm. Diese Differenz in den Wandstärken entspricht den unterschiedlichen Leistungen der Ventrikel; die linke Kammer hat einen etwa 5mal größeren Druck zu entwickeln als die rechte (siehe Abschnitt „funktionelle Gliederung“). Die Herzwand besteht aus drei Schichten, dem Endokard (innen), dem Myokard (in der Mitte) und dem Epikard

(aussen). Von diesen entfällt auf das Myokard die Muskelschicht der Herzwand und die überwiegende Gewebemasse. Die Faserzüge des Ventrikelmyokards weisen eine komplizierte Struktur auf (siehe Abbildung A.5). In dieses Schraubensystem der Faserzüge sind die beiden Ventrikel z.T. gemeinsam einbezogen. Die spiral- und ringförmige Anordnung der Muskelfasern in den Ventrikeln bewirkt, dass das Herz bei jeder Kontraktion sowohl in der Längs- als auch in der Querachse verkürzt wird. Dies hat zur Folge, dass bei jeder Systole die Ventilebene des Herzens tiefer tritt. Die gesamte Anordnung des Ventrikelmyokards hat den Zweck, eine möglichst konzentrische Verkleinerung der Herzhöhlen bei der Kontraktion sicherzustellen. Das Herz wird vom Perikard (Herzbeutel) umschlossen. Es besteht wie die Pleura (Lungenspalt, siehe Funktion der Lunge) aus zwei Anteilen, dem innen gelegenen Epikard und dem außen gelegenen Perikard im engeren Sinn. Zwischen diesen beiden Blättern befindet sich etwas seröse Flüssigkeit. Das innere Blatt des Herzbeutels ist mit dem Myokard verwachsen. Das äußere Blatt ist durch den Lungenzug seitlich gespannt und unten mit dem Zwerchfell verwachsen. Seine Außenfläche besteht aus derbem Bindegewebe, seine Innenfläche gleitet auf dem Epikard. Der Herzbeutel schützt das Herz, überträgt die äußeren Zugspannungen des Atmungsapparates auf die Herzoberfläche und verhindert Reibungen mit umgebenden Geweben bei den rhythmischen Formänderungen des Herzens. Im Bereich der Pforten für die großen Gefäße geht das innere in das äußere Blatt des Herzbeutels über.

A.3 Erregung des menschlichen Herzens

A.3.1 Autorhythmie

Die Herzmuskelfasern besitzen wie die Nervenzellen und die Skelettmuskelfasern die Eigenschaft der Erregbarkeit. Sie haben Ruhepotentiale und sind in der Lage, Erregungen in

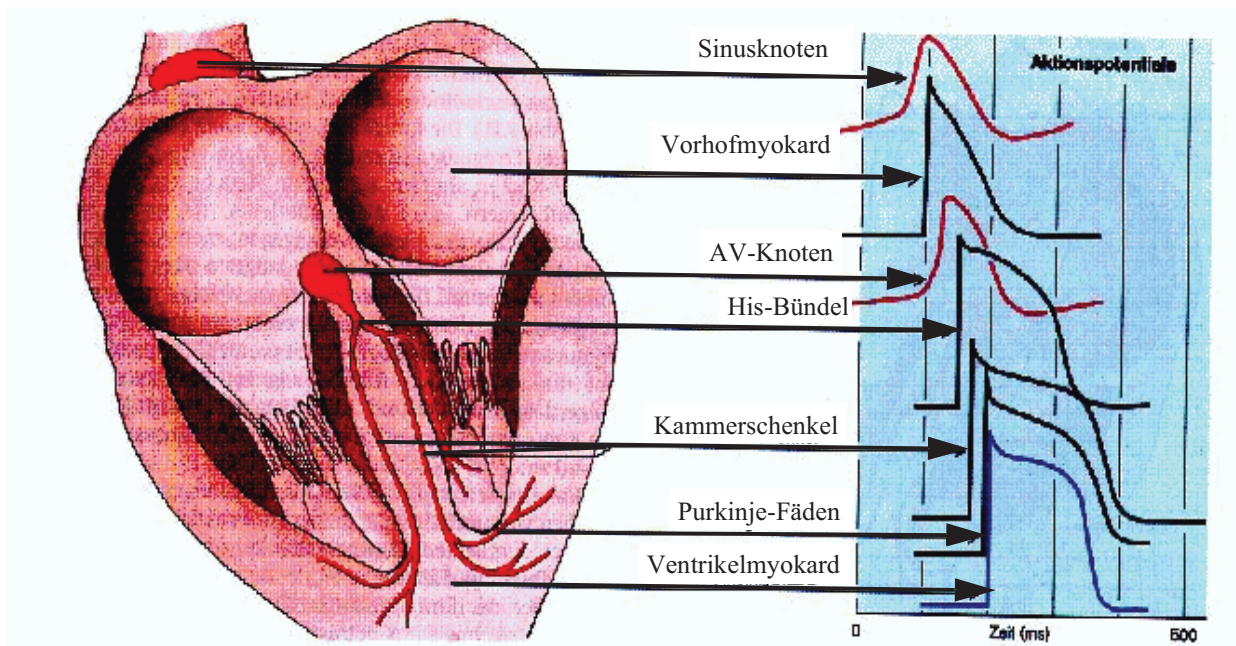


Abbildung A.6: Herzerregung. Erregungsbildung und Erregungsausbreitung sowie die an den entsprechenden Orten gemessenen Aktionspotentiale. Sinus- und AV-Knoten zeigen eine spontane diastolische Depolarisation des Membranpotentials. Die Aktionsdauer ist an den Kammernschenkeln und Purkinje-Fäden am längsten. Man betrachte die Verzögerung der Erregungsausbreitung im AV-Knoten. Bildquelle [M27]

Gestalt von Aktionspotentialen fortzuleiten. Bestimmte Anteile der Herzmuskulatur, die Fasern des Erregungsbildungs- und Erregungsleitungssystems, sind außerdem in der Lage, spontan Erregungen zu bilden (siehe Abbildung A.6). Dabei handelt es sich um ein System von Muskelfasern, die sich nicht nur funktionell sondern auch morphologisch von den Fasern des Arbeitsmyokards unterscheiden.

Die rhythmische Aktionen des Herzens werden von Erregungen ausgelöst, die normalerweise im Sinusknoten (Sinuarital-Knoten, Keith-Flack-Knoten) entstehen. Die Fähigkeit dieser Zellen, in bestimmten Zeitabständen spontane Erregungen zu bilden, stellt die Grundlage für die Selbststeuerung der Herzschlagfolge (Autorhythmie, Automatie) dar.

A.3.2 Erregungsausbreitung

Vom Sinusknoten, einem 1-2cm langen Zug spezialisierter Muskelfasern, der im rechten Vorhof an der Einmündung der V. cava superior lokalisiert ist, breitet sich die Erregung zunächst radiär über das Arbeitsmyokard beider Vorhöfe (mit einer Geschwindigkeit von 0,6-1 m/s) aus. Sie greift dann auf den Atrioventrikularknoten (AV-Knoten, Aschoff-Tawara-Knoten) über, der sich am Boden des rechten Vorhofs in Septumnähe dicht bei der Sinus-coronarius-Mündung befindet (siehe Abbildung A.6). Im AV-Knoten ist die Geschwindigkeit der Erregungsleitung wegen des geringen Faserdurchmessers und des fehlenden schnellen Na^+ -Einwärtsstroms relativ niedrig (0,05-0,1 m/s); zum Na^+ -Einwärtsstrom siehe [M5], [M8] und [M9]. Durch diese Verzögerung bei der AV-Überleitung („Nadelöhr“) wird gewährleistet, dass die Kammerkontraktion erst nach Beendigung der Vorhofsystolen

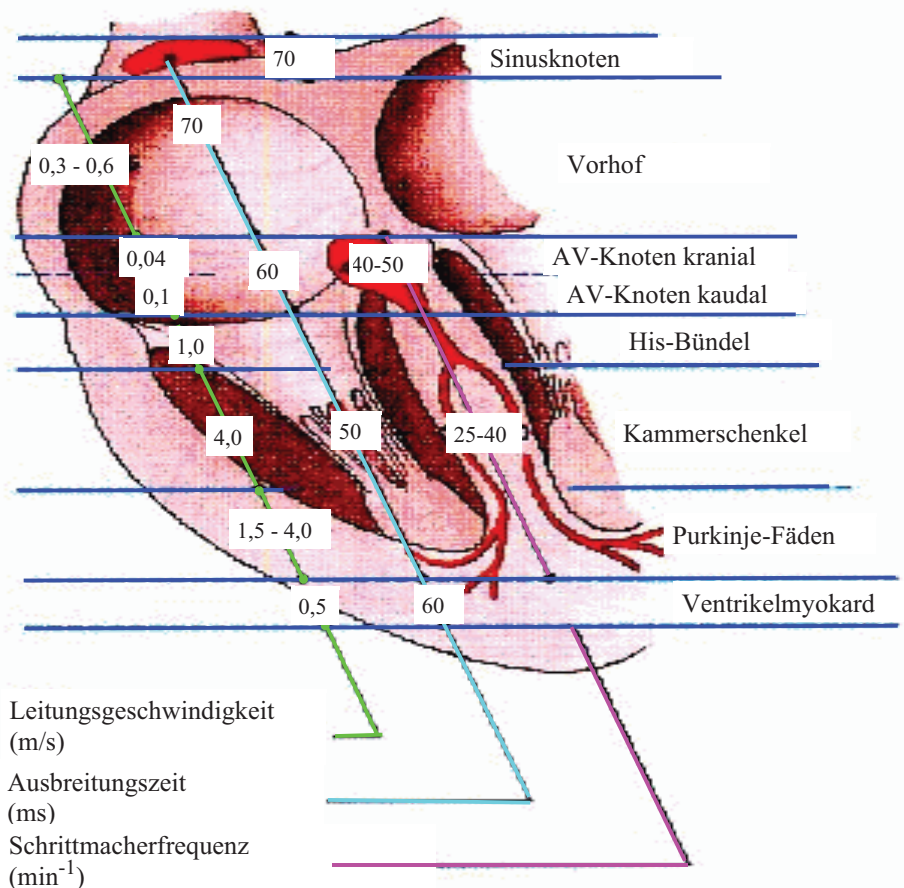


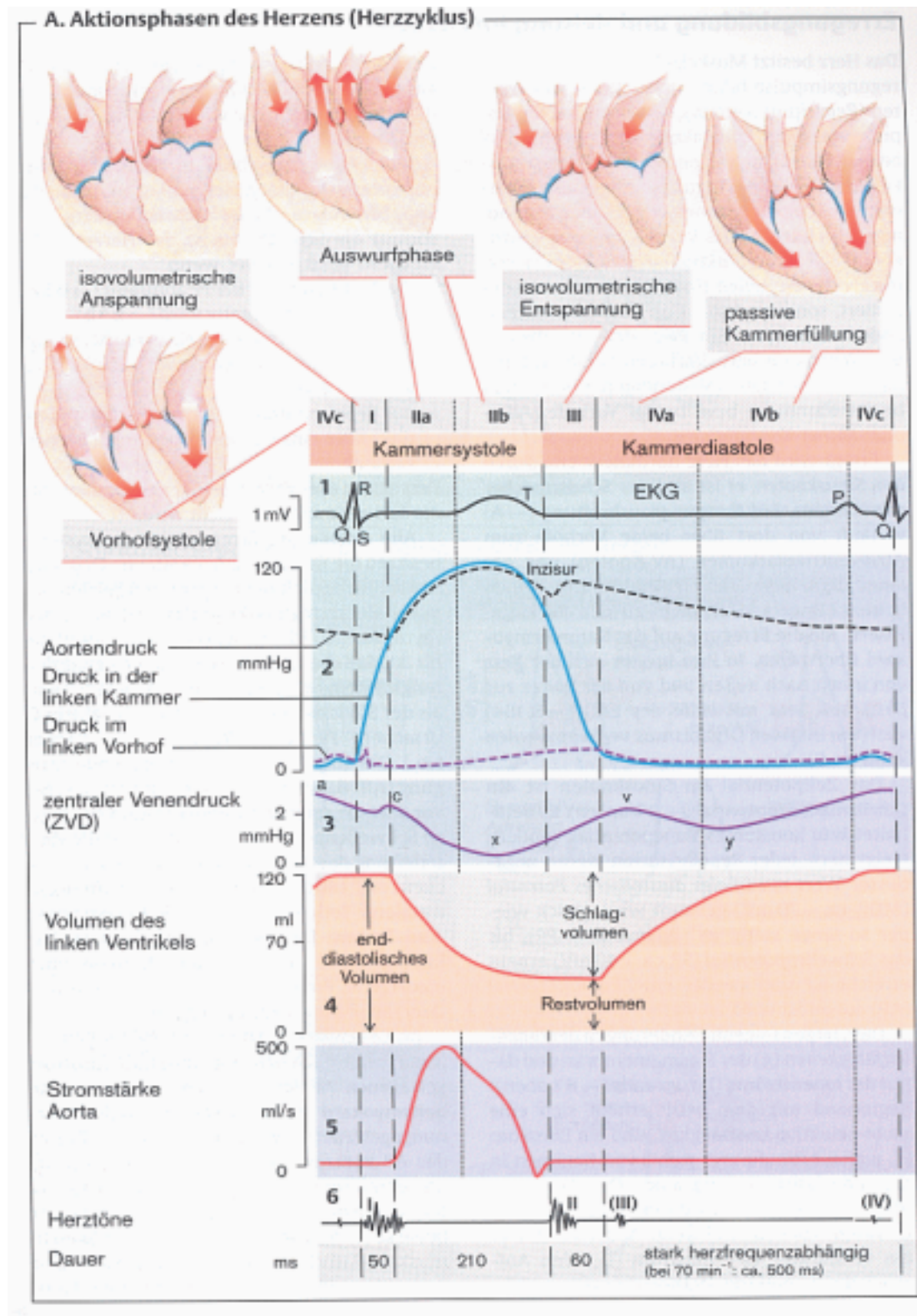
Abbildung A.7: Geschwindigkeit der Erregungsausbreitung. Wegen der starken Abnahme der Leitungsgeschwindigkeit im AV-Knoten wirkt dieser wie ein Frequenzsieb. Die Erregung benötigt etwa 210 ms, um vom Sinusknoten aus das Ventrikulmyokard vollständig zu erregen. Bildquelle [M27]

beginnen kann. Vom AV-Knoten aus erreicht die Erregung den Stamm des His-Bündels, der das bindegewebige Herzskelett durchbricht und die einzige erregungsleitende Verbindung zwischen Vorhöfen und Kammern darstellt. Das His-Bündel teilt sich nach einigen Millimetern in den rechten und den linken Kammerschenkel (Tawara-Schenkel), die beiderseits in der Kammerscheidewand unter dem Endokard zur Basis der Papillarmuskeln ziehen, wobei sich der linke Schenkel in einen vorderen und hinteren Faszikel aufteilt. Die Endaufzweigungen des Systems bilden die Purkinje-Fasern, die ohne deutliche Grenze in das Arbeitsmyokard übergehen. Der Weg vom His-Bündel bis zu den Purkinje-Fasern wird aufgrund des relativ großen Faserdurchmessers mit hoher Erregungsleitungsgeschwindigkeit (2-4 m/s) überwunden. Auf diese Weise gelangt die Erregung nahezu gleichzeitig zu vielen Orten der subendokardialen Myokardschichten, um sich von dort langsamer (0,5-1 m/s) über das gesamte Arbeitsmyokard auszubreiten. Da alle Myokardfasern schnell nacheinander über die gap junctions von der Erregung erfasst werden, erfolgt der Ausbreitungsvorgang in der Ventrikelmuskulatur nur eine Zeit von etwa 60-70ms.

A.3.3 Hierarchie der Erregungsbildungszentren

Obwohl normalerweise der Antrieb der Herzaktion vom Sinusknoten ausgeht (primäres Erregungsbildungszentrum), sind auch die übrigen Teile des spezialisierten Erregungsleitungssystems zur rhythmischen Erregungsbildung befähigt. Die Frequenz der Erregungsfolge, die im Sinusknoten bei Körperruhe 60-80min⁻¹ beträgt (Sinusrhythmus), nimmt jedoch mit der Entfernung vom primären Zentrum ab. Daher wird die langsamere Erregungsbildung der nachgeordneten Zentren in der Regel überspielt und dem gesamten System der Sinusrhythmus aufgezwungen. Wenn jedoch der Sinusknoten ausfällt oder die Erregung nicht auf die Vorhöfe weitergeleitet wird, so kann ersatzweise der AV-Knoten mit einer Eigenfrequenz von 40-60min⁻¹ die Schrittmacherfunktion übernehmen (sekundäres Erregungsbildungszentrum). Kommt es zu einer totalen Unterbrechung der Erregungsleitung von den Vorhöfen auf die Ventrikel, dann besteht die Möglichkeit, dass ein tertiäres Erregungsbildungszentrum im ventrikulären Leitungssystem mit einer Frequenz von 25-40min⁻¹ (Kammerrhythmus) als Schrittmacher der Ventrikelaktion eintritt.

A.3.4 Aktionsphasen des Herzens (Übersicht)



A.3.5 Nomenklatur des EKGs / Übersicht

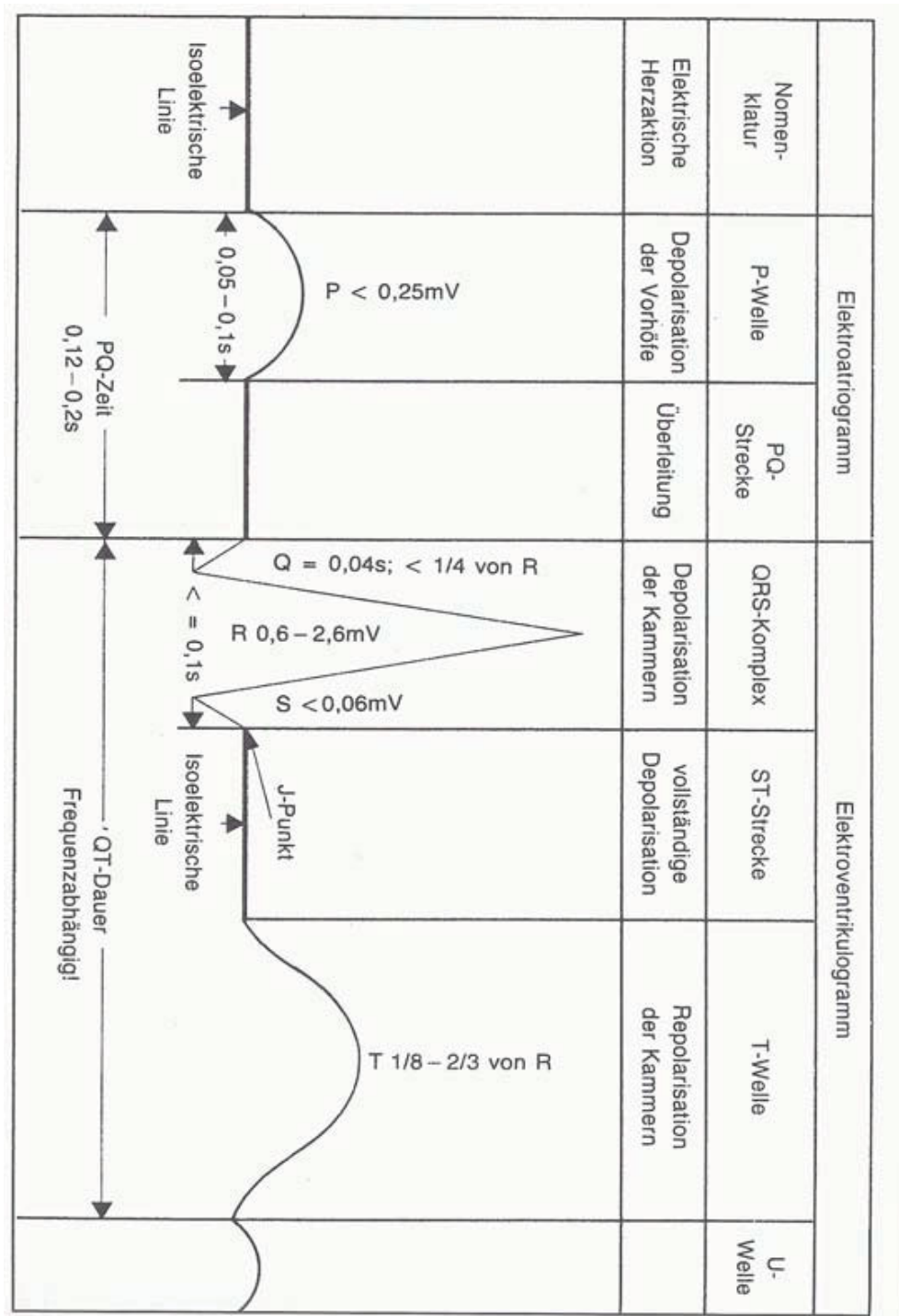


Abbildung A.9: Nomenklatur des Elektrokardiogramms (EKG). Bildquelle Werksarzt der Robert Bosch GmbH, Dr. Boll

A.4 Bemerkung zur Anatomie des Gefäßsystems

A.4.1 Makroskopische Anatomie des Gefäßsystems

Arterienstämme des Körperkreislaufs im Brustraum: Die Aorta nimmt das vom linken Ventrikel ausgeworfene Blut auf und leitet es in die Äste des Körperkreislaufs weiter. Sie steigt zunächst leicht nach rechts gerichtet auf, verläuft dann im Bogen nach links hinten

(Arcus aortae) und zieht vom 4. Brustwirbel an abwärts (Aorta descendens). Dieser absteigende Teil wird im Brustbereich als Aorta thoracica und nach Durchtritt durch das Zwerchfell als Aorta abdominalis bezeichnet.

Venenstämme des Körperkreislaufs im Brustraum: Die rechte und die linke Vene aus dem Kopfbereich vereinigen sich zur oberen Hohlvene, der V. cava superior, die in den rechten Vorhof einmündet. Das Blut aus den Beinen und dem Becken fließt in die rechte und die linke V. iliaca communis, die sich zur unteren Hohlvene, der V. cava inferior, vereinigt.

A.5 Funktion des arteriellen Gefäßsystems

A.5.1 Dehnbarkeit und rhythmische Füllung des Arteriensystems

Wegen des relativ großen Anteils an elastischen Fasern in den Gefäßwänden sind die herznahen Arterien, insbesondere die Aorta, in beschränktem Maße dehnbar. Ihr Lumen wird bei zunehmendem Füllungsdruck erweitert und geht bei nachlassendem Druck wieder in den Ausgangszustand zurück. Die Dehnbarkeit des arteriellen Gefäßsystems nimmt von der Geburt bis in das jugendliche Erwachsenenalter zu. Etwa nach dem 40. Lebensjahr kommt es jedoch wieder zu einer kontinuierlichen Abnahme der Dehnbarkeit, weil altersbedingt der Blutdruck ansteigt und damit das Füllungsvolumen zunimmt. Im hohen Alter tragen die Verluste an elastischen Fasern und die Verkalkung der Gefäßwände zu der Erhöhung des Dehnungswiderstands bei.

Entstehung und Ausbreitung der Pulswellen: Mit jeder Systole des Herzens wird ein Blutvolumen von 70 - 140ml in das arterielle System ausgeworfen. Die Volumenzunahme führt im Anfangsteil der Aorta zu einem lokalen Druckanstieg und damit zu einer elastischen Erweiterung dieses Gefäßabschnitts, so dass ein Teil des ausgeworfenen Volumens kurzfristig gespeichert wird. Aufgrund des lokalen erhöhten Drucks strömt nun das gespeicherte Blut in den nächsten Abschnitt, wo wiederum unter zunehmendem Druck der Gefäßquerschnitt erweitert wird. Dieser Vorgang setzt sich kontinuierlich über das arterielle Gefäßsystem fort.

Vertiefende Literatur: [M10], [M15] und [M16].

A.5.2 Arterielle Druck und Strompulse

Die Druckpulswelle hat, da sie durch Impulsübertragung von Teilchen zu Teilchen verursacht wird, eine wesentlich größere Geschwindigkeit als die Blutströmung in den Gefäßen. Einen starken Einfluss auf die Pulswellengeschwindigkeit übt die Dehnbarkeit der Gefäßwände aus. Während in der elastischen Aorta die Pulswellengeschwindigkeit 4 - 6 m/s beträgt, steigt sie in den weniger dehnbaren Arterien vom muskulären Typ (z.B. Unterarme) auf 7 - 12 m/s an. Eine Zunahme der Pulswellengeschwindigkeit findet man im höheren Alter. Der Grund hierfür sind degenerative Gefäßwandveränderungen mit Verlust an elastischen Fasern und bei erhöhtem Blutdruck die Abnahme der Dehnbarkeit mit zunehmender Füllung der Arterien.

Zentrale und periphere Pulscurven: Die direkte Registrierung des Drucks in einer herznahen Arterie zeigt der in Abbildung A.10 dargestellte Verlauf. In der Systole des Herzens steigt der Druck von einem Ausgangswert von 80mmHg schnell an und fällt nach Erreichen eines

Maximalwerts von 120mmHg wieder ab. Das Ende der Systole wird durch einen scharfen Einschnitt, Frank-Inzisur, markiert, die durch eine kurzfristige Drucksenkung beim Schluß der Aortenklappe entsteht. In der Diastole fällt der Druck langsam auf das Ausgangsniveau ab, wobei der periphere Widerstand und die elastischen Eigenschaften des arteriellen Systems den Druckverlauf bestimmen. In den peripheren Abschnitten des Arteriensystems verändert die Druckpulscurve ihre Form (Abbildung A.10 rechts). Auffällig sind vor allem die Zunahme der Druckamplitude und das Auftreten einer zweiten Welle. Beide Formänderungen können auf Reflexionen der Pulswelle zurückgeführt werden

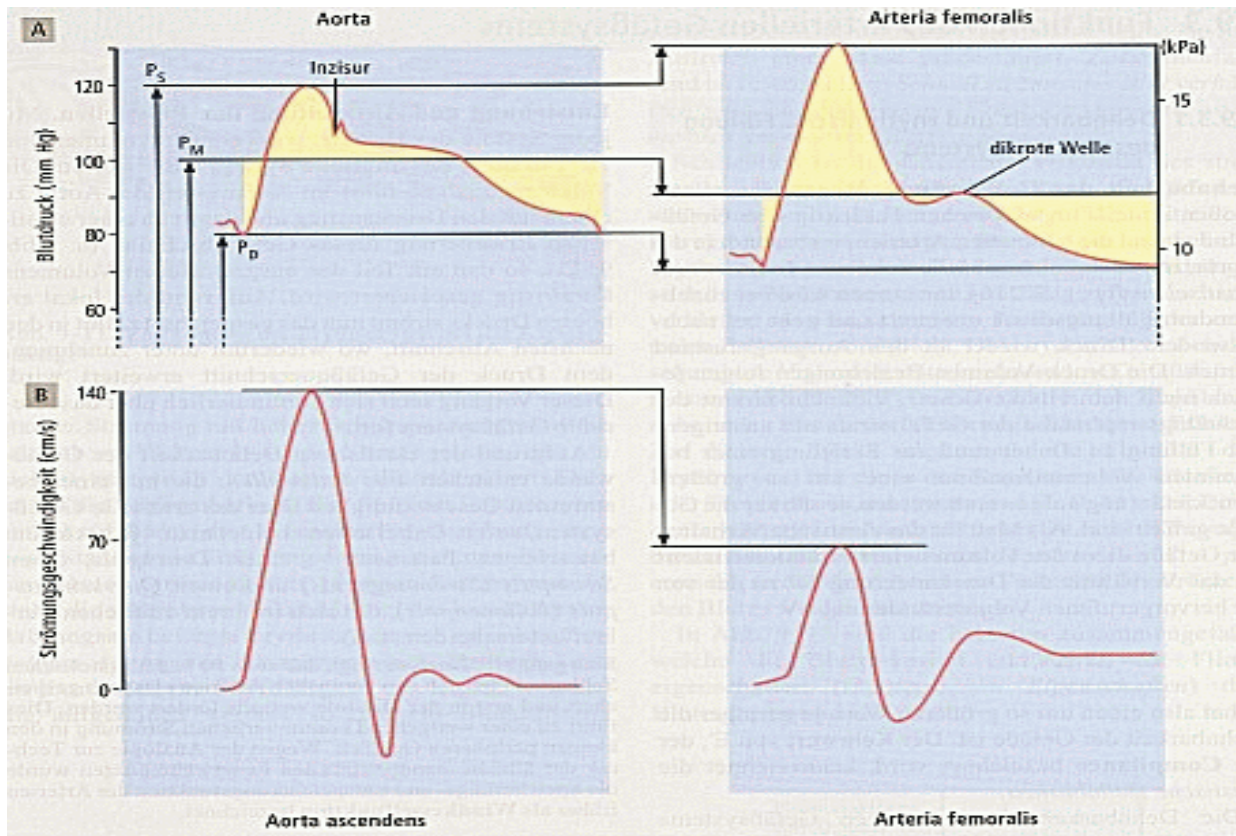


Abbildung A.10: A: Druckpulscurven in der Aorta (links) und in der A.femoralis (links). P_S systolischer Blutdruck, P_D diastolischer Blutdruck, P_M arterieller Mitteldruck. B: zugehörige Strompulscurven. Bildquelle [M28]

Stromimpuls:

Infolge der rhythmischen Herztätigkeit kommt es im arteriellen System nicht nur zu periodischen Druckänderungen sondern auch zu Schwankungen der Strömungsgeschwindigkeit, die als Strompuls bezeichnet werden. Bereits kurz nach Beginn der Systole erreicht in der Aorta die lineare Strömungsgeschwindigkeit einen Wert von 120 bis 150 cm/s. Nach dem anschließenden steilen Abfall der Strömungsgeschwindigkeit kommt es zu einem kurzen Rückstrom des Blutes. Die Strompulscurve in weiter peripher gelegenen Arterien ist durch eine verkleinerte Amplitude und durch eine frühdiaastolische Rückstromphase gekennzeichnet. Diese Veränderungen sind auf die Reflexionen der Pulswelle an Gefäßabschnitten mit hohem Wellenwiderstand zurückzuführen.

A.6 Anatomie der Lunge und der Atemwege / Abbildungen

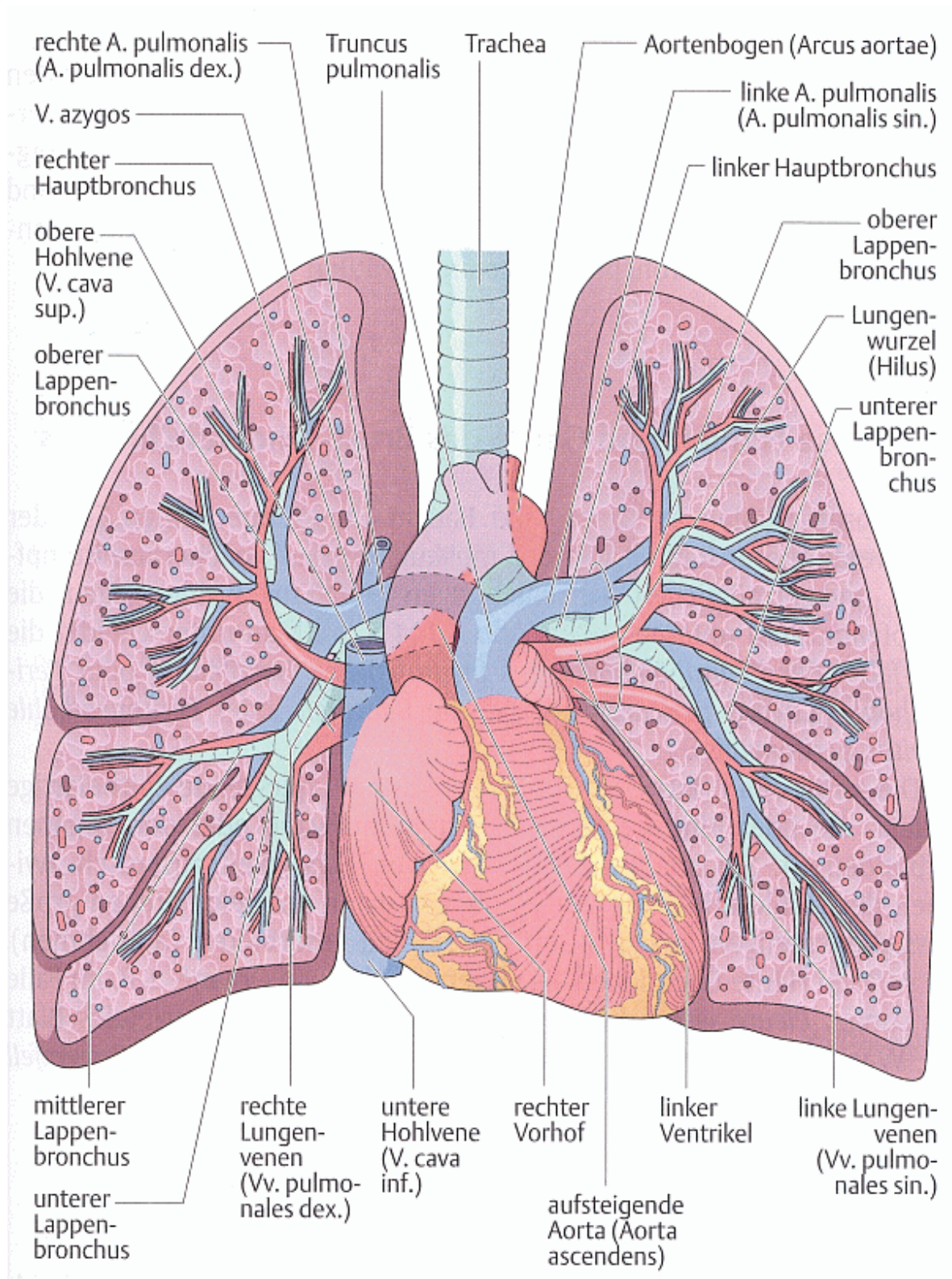


Abbildung A.11: Herz-Lungen-Präparat in der Ansicht von vorne. Am Lungenhilus treten die Lungengefäße bzw. der Hauptbronchus in die Lunge ein (nach Netter). Bildquelle [M9]

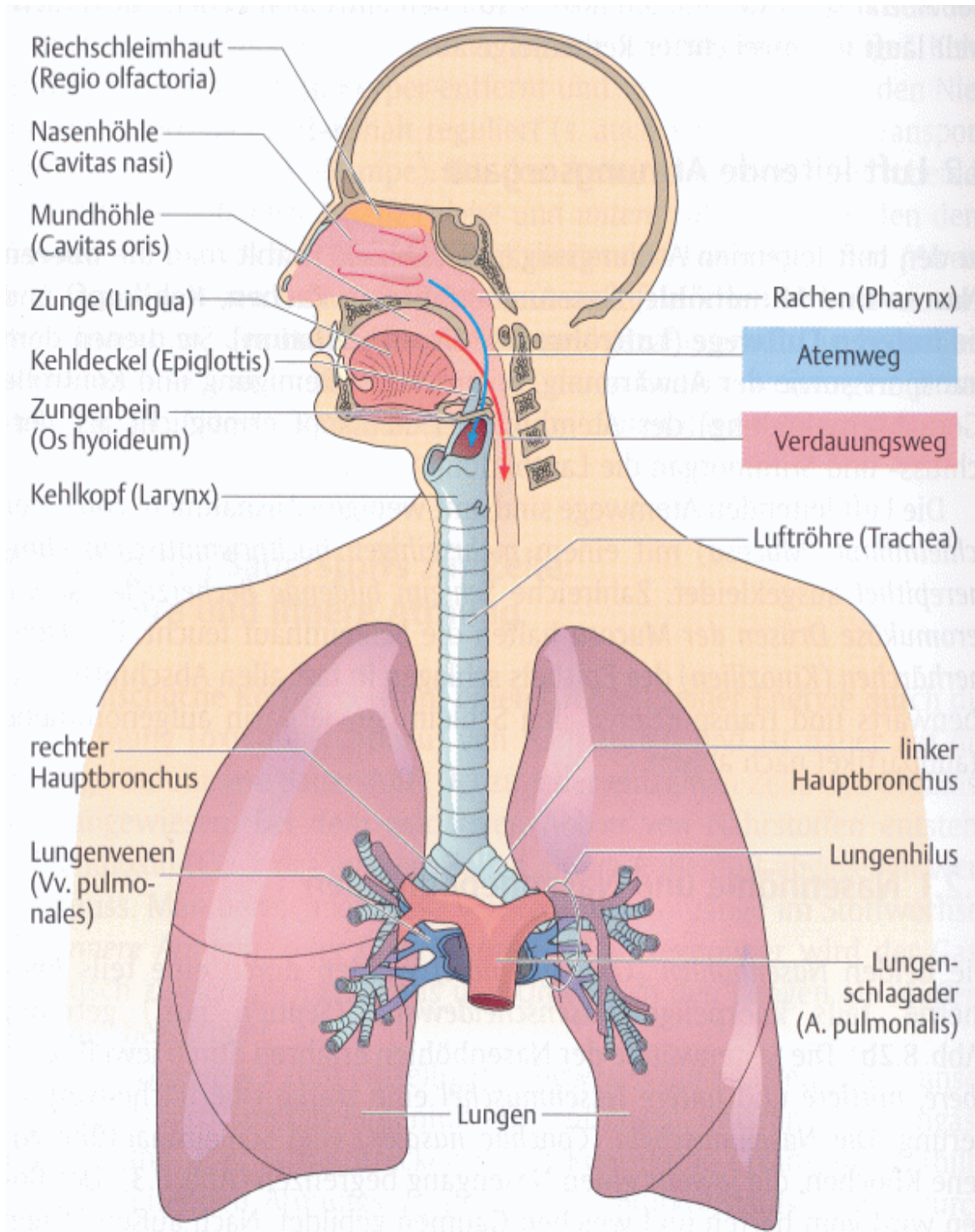


Abbildung A.12: Übersicht über die Atmungsorgane. Im Rachen kreuzen sich Atem- und Verdauungsweg
Bildquelle [M9]

Anhang B

Weiterführende Informationen zur analytischen Übertragungs- wegberechnung und Signalver- arbeitung

In diesem Teil der Anlage sind weiterführende Informationen zum Kapitel 5 und 6 zu finden.

B.1 Anatomie

Diese Bilder dienen zur genaueren Erläuterung der Definition der verschiedenen Übertragungswege durch den menschlichen Körper, siehe dazu auch Kapitel 5. Weitere Information zur Anatomie des Menschen sind zu finden in: [M9], [M15] und im Internet unter dem Projekt „Visible Human Project“ [M30].



Abbildung B.1: Ausschnitt durch die Longitudinalachse in Höhe des 8 Brustwirbels / Transversalebene / caudal Ansicht bei einer männlichen Person. Massstab 1:4. Bildquelle [M30]



Abbildung B.2: Ausschnitt durch die Longitudinalachse in Höhe des 8. bis 9. Brustwirbels / Transversalebene / caudal Ansicht bei einer männlichen Person. Bildquelle [M30]

B.2 Gewebeparameter

Viele Gewebeparameter sind in der Literatur meist in Englisch und Lateinisch bezeichnet. Für ein besseres Verständnis ist hier die Übersetzung vom Englischen und Lateinischen ins Deutsche für die Gewebeparameter im Brustraum aufgeführt

Übersetzung Deutsch / Englisch / Latein.

Deutsch	Englisch	Lateinisch
Luft	Air	Pneumo-Aero
Fettgewebe	Fat Tissue	Lipozitte
Fett in der Brust / Brustgewebe	Breast Fat	
Fett	Fat	Adeps
Knochen (Innen)	Bone Cancellous	Spungiosa
Knochen (Hülle)	Bone Cortical	Periost
Knochenmark / nicht infiltrierte	Bone Marrow / Not infiltrated	
Knochenmark / infiltrierte	Bone Marrow / infiltrated	
Knorpel	Cartilages	Cartillego
Muskel	Muscle	Musculus
Skelettmuskel	Skeleton Muscle	Myofipoillen
Muskel / parallele Fasern	Muscle / parallel Fiber	Musculus parallelis
Muskel / transversale Fasern	Muscle / Transversal Fiber	Musculus transversalis
Haut / trocken	Skin dry	Cutis
Haut / nass	Skin wet	Cutis
Lunge	Lung	Pulmō
Lunge ausgeatmet	Lung deflated	
Lunge eingeatmet	Lung inflated	
Herz	Heart	Cor
Blut	Blood	Sanguis
Blutgefäß	Blood Vessel	

Tabelle 2.1: Übersetzungen der Gewebeparameter im Brustraum. Quelle: Hausarzt und Internet

Für die oben aufgeführten Gewebe in Tabelle B.1 gelten die in den folgenden Tabellen zusammengestellten Werte für die elektromagnetischen Eigenschaften bei den Frequenzen 2,45GHz, 5,8GHz und 24GHz, siehe dazu Tabelle B.2. bis Tabelle B.4.

Als Quelle für die Parameter bei weiteren Frequenzen kann das Internet auf den folgenden Seiten verwendet werden:

- Internetseite des IROE: <http://safemf.iroe.fi.cnr.it/>
- Internetseite des FCC: <http://www.fcc.gov/fcc-bin>

-

Unterschiede zwischen den einzelnen Gewebearten und ihre Definitionen:

- Knochen (Innen) / Knochen (Hülle):
Knochen (Innen) / Bone Cancellous wird der Bereich in den Knochen bezeichnet. Er beinhaltet die Knochenbälkchen (Spongiosa). Bei den Gewebeparameter wird hier das rote Knochenmark mit berücksichtigt. Der Knochen/Bone Cortical bezeichnet die Knochenhülle.
- Knochenmark / infiltrierte / nicht infiltrierte:
Bei infiltrierte Knochenmark handelt es sich um „krankes“ Knochenmark, welches fremde Zellen beinhaltet. Diese fremde Zellen sind meist Krebszellen. Nicht infiltrierte Knochenmark ist „normales“ gelbes Knochenmark, wie es bei den meisten Knochen im menschlichen Körper vorkommt.

- Muskeln: Mit transversal und parallel wird die Laufrichtung der Muskelfasern bezeichnet. Im Brustkorb kommen hauptsächlich transversale Fasern vor. Generell gibt es aber zwischen beiden Arten keinen großen Unterschied was die elektrischen Parameterwerte angeht.

Gewebeparameter für die Frequenz 2,45GHz

Gewebeart	Leitfähigkeit [S/m]	Dielektrizitätskonst.	Wellenlänge [m]	Eindringtiefe [m]	Leitfähigkeit [S/m]	Dielektrizitätskonst.	Rho
	Werte von der IROE				Werte von der FCC		
Fett in der Brust / Brustgewebe					0.137039	5.146670	
Fett	0.10452	5.2801	0.053113	0.11702	0.104517	5.280096	1100
Knochen (Innen)	0.80515	18.548	0.028076	0.028745	0.805112	18.54898	
Knochen (Hülle)	0.39431	11.381	0.035987	0.045779	0.394277	11.38122	1850
Knochenmark / nicht infilltriert	0.095037	5.2969	0.053053	0.12884	0.095031	5.296872	
Knochenmark / infilltriert					0.458822	10.30816	1030
Knorpel	1.7559	38.77	0.019393	0.019077	1.755682	38.77116	1030
Muskel	1.7388	52.729	0.016731	0.02233			
Muskel / parallele Fasern					1.882011	54.41761	1040
Muskel / transversale Fasern					1.738781	52.72947	
Haut / trocken	1.464	38.007	0.019657	0.022573	1.464073	38.00666	1100
Haut / nass	1.5919	42.853	0.018524	0.022029	1.591928	42.85256	
Lunge ausgeatmet	1.6825	48.381	0.017453	0.022122	1.682396	48.38097	
Lunge eingeatmet	0.80416	20.477	0.02677	0.030175	0.804128	20.4768	1020
Herz	2.2561	54.814	0.016346	0.017614	2.256186	54.81402	1000
Blut	2.5448	58.264	0.015834	0.016122	2.544997	58.26376	1000
Blutgefäß	1.4353	42.531	0.018623	0.024303			

Tabelle 2.2: Elektrische Parameter für die Gewebearten im Bereich des Brusttraumes für die Frequenz 2,45GHz.
Quelle: Internet, Bezeichnung siehe Anfang dieses Kapitelabschnittes

Gewebeparameter für die Frequenz 5,8GHz

Gewebeart	Leitfähigkeit [S/m]	Dielektrizitätskonstante	Wellenlänge [m]	Eindringtiefe[m]
	Werte von der IROE			
Fett	0.29313	4.9549	0.023125	0.040481
Knochen (Innen)	2.1476	15.394	0.012889	0.009913
Knochen (Hülle)	1.1544	9.6744	0.01635	0.014539
Knochenmark / nicht infiltriert	0.28492	4.9626	0.023112	0.041669
Knorpel	4.8911	32.149	0.008885	0.006314
Muskel	4.9615	48.485	0.007334	0.007541
Haut / trocken	3.717	35.114	0.008611	0.008574
Haut / nass	4.342	38.624	0.008197	0.00771
Lunge ausgeatmet	4.8209	43.75	0.007706	0.007386
Lunge eingeatmet	2.077	18.508	0.011842	0.011156
Herz	5.8622	48.949	0.007268	0.006441
Blut	6.5057	52.539	0.007008	0.006019
Blutgefäß	4.3452	38.231	0.008237	0.007667

Tabelle 2.3: Elektrische Parameter für die Gewebearten im Bereich des Brustes für die Frequenz 5,8GHz.
Quelle: Internet, Bezeichnung siehe Anfang dieses Kapitelabschnittes

Gewebeparameter für die Frequenz 24GHz

Gewebeart	Leitfähigkeit [S/m]	Dielektrizitätskonstante	Wellenlänge [m]	Eindringtiefe [m]
	Werte von der IROE			
Fett	1.4893	3.8361	0.006313	0.007054
Knochen (Innen)	8.0309	8.1773	0.004126	0.002001
Knochen (Hülle)	4.4812	5.5436	0.005095	0.002905
Knochenmark / nicht infiltriert	1.4834	3.8383	0.006311	0.007083
Knorpel	18.322	14.727	0.002992	0.00121
Muskel	29.437	27.395	0.002234	0.001009
Haut / trocken	22.841	18.993	0.002647	0.001097
Haut / nass	23.192	20.98	0.002544	0.001124
Lunge ausgeatmet	26.509	23.54	0.002397	0.001044
Lunge eingeatmet	10.787	10.349	0.003646	0.001686
Herz	30.22	25.978	0.002272	0.000966
Blut	32.951	27.077	0.002213	0.000909
Blutgefäß	22.879	19.67	0.002612	0.00111

Tabelle 2.4: Elektrische Parameter für die Gewebearten im Bereich des Brustes für die Frequenz 24GHz.
Quelle: Internet, Bezeichnung siehe Anfang dieses Kapitelabschnittes

B.3 Berechnete Werte für die analytische Betrachtung des Wegs 1+ bei 2,45GHz

Die Definition des Wegs 1+ erfolgte in Kapitel 5.3.

Weg 1+: Reflexion und Transmission an den Gewebestoßstellen

	Luft / Haut trocken	Haut trocken / Fett	Fett / Muskel	Muskel / Knochen (Hülle)	Knochen / Knochen- mark	Knochen- mark / Knochen	Knochen/ Fett- gewebe	Fett- gewebe / Herz
$ r $	0.7278	0.4636	0,505	0,401	0.1965	0.1965	0.1966	0.5335
$1 - r ^2$	0.4703	0.7859	0.7265	0.8668	0.9614	0.9613	0.9614	
$1 - r ^2$ in dB	-3.276	-1.046	-1.388	-0.6208	-0.171	-0.171	-0.171	
$ r ^2$								0.2846
$ r ^2$ in dB								-5.458

Tabelle 2.5:

Weg 1+: Dämpfungen in den einzelnen Gewebeschichten

	Haut tr.	Fett- gew.	Muskel	Knochen (Hülle)	Knochen- mark	Knochen (Hülle)	Fett- gew.	Herz
d	1mm	10mm	4mm	2mm	9mm	2mm	1mm	
E	2.2573 cm	11.702 cm	2.233cm	4.5779cm	12.884cm	4.5779cm	11.702 cm	
Lt	95.66%	89.4%	83.6%	95.72%	89.4%	95.72%	98.3%	
Lt in dB	-0.1927	-0.4866	-0.778	-0.18997	-0.4866	-0.18997	-0.07446	
Lauf	20,55	71.13	96.8	22,5	99,75	22,5	15,32	

Tabelle 2.6:

Bemerkung zu Tabelle B.6:

d: Dicke der Gewebeschicht

E: Eindringtiefe für diese Gewebeart bei der Frequenz 2.45GHz

Lt: Wert in%, auf den die Leistung am Ende der Gewebeschicht abgesunken ist.

Dieser Wert wird auf die transmittierte Leistung in dieser Gewebeschicht bezogen

Lt in dB: Leistungsabfall in dB.

Lauf: Laufzeit in diesem Gewebeabschnitt. Einheit ps

B.4 Abmessungen im Kraftfahrzeug

Die Abmessungen A bis G sind in der Abbildung 5.1 in Kapitel 5.1.3 bei der Beschreibung der Messumgebung im Kraftfahrzeug angegeben.

Fahrzeugtyp	A [cm]	B [cm]	C [cm]	D [cm]	E [cm]	F [cm]	G [cm]
Kleinwagen							
Fiat Punto	91-113	35-69	95-103	4-33	51	168	93
Opel Corsa	86-110	29-61	95-103	15-44	46	177	94
VW Polo	88-112	27-68	92-100	10-41	49	170	96
Untere Mittelklasse							
Fiat Stilo	91-112	35-62	96-101	2-42	52	168-184	92-94
Toyota Corolla	87-111	33-68	94-103	14-42	50	181	93
VW Golf	87-112	28-67	90-98	15-44	46	170	93
Mittelklasse							
Audi A4	88-116	29-69	93-102	10-42	49	180	93
Ford Mondeo	87-111	29-67	98-106	20-45	50	182	91
Opel Vectra	92-116	28-66	90-99	12-40	51	180	93
Obere Mittelklasse							
Audi A6	84-109	32-67	90-102	18-46	49	187	95
BMW 520	87-114	27-66	87-92	12-42	51	176	91
Mercedes E220	91-119	28-73	87-100	10-45	51	182	93
Oberklasse							
Audi A8	93-114	32-67	91-100	14-40	53	189	95
BMW 735	88-114	26-67	92-102	18-48	52	190	94
Mercedes S 430	92-118	27-71	85-97	13-45	48	187	94
Mittelklasse Kombi							
Ford Mondeo Tunier	91-112	29-69	91-105	19-47	50	190	99
Nissan Primera Traveller	88-110	27-61	92-100	20-44	49	187	100
Van							
Fiat Multipla	94-110	40-61	88-96	9-45	49	174-189	92
Opel Zafira	87-110	29-64	93-100	0-54	45	154-184	99

Tabelle 2.7: Innenraumabmessungen nach Fahrzeugklasse. Parameter sind in Abbildung 5.1 definiert. Quelle: Kraftfahrzeugzeitschriften „Auto, Motor und Sport“ und „mot“

B.5 Erklärungen zur Diskretisierung von MicroWave-Studio

und den daraus resultierenden Problemen bei den Berechnungen des Übertragungskanals. Bei MicroWave Studio ist es möglich, zwei verschiedene Methoden zur Erzeugung des Diskretisierungsgitters zu verwenden. Bei beiden Methoden wird der Rechenraum in Quader unterteilt. Dazu wird die geometrische Struktur nach Layern (Materialien) unterschieden und diese Layer werden dann mit einem Faktor ($\text{Wellenlänge} / (\text{Wert} > 0)$) unterteilt. Dabei ist zu beachten, dass an metallischen Kanten und in Layern mit hoher Dielektrizitätszahl feiner unterteilt wird. Diese feine Unterteilung zieht sich dann aber durch den ganzen Rechenraum.

Bei der **ersten Methode**, die auch als PBA-Methode (Perfect Boundary Approximation) bezeichnet wird, ist man in der Lage, mehrere verschiedene Layer (Materialien) in einem Meshquader zu berücksichtigen (genaue Beschreibung, siehe Handbuch MWS-Version 4 [HB1]). Um aber ein gutes Berechnungsergebnis zu erhalten sollten alle metallischen Flächen mindestens mit zwei „Gitterlagen“ in der Dicke unterteilt werden. Bei der betrachteten Antennenstruktur kommt es jedoch zu Problemen, wenn man die Antenne kippt. Durch die Neigung der Antenne werden durch einen Genauigkeitsfehler im CAD-Kern von MicroWave Studio einige Flächen übereinandergelegt, was Probleme bei der Gittererzeugung hervorruft. Ebenso ist das Verhältnis der Antennendicke zum gesamten Rechenraum zu groß. Dies kommt daher, weil das Gitter immer parallel zu den Koordinatenachsen erzeugt wird, die Geometrie aber „schräg“ im Raum liegt und so die Materialgrenzflächen nicht mehr parallel zu den Diskretisierungsgittern ist. Um dieses Problem zu umgehen, muss die Dicke der metallischen Flächen in der Antenne erhöht werden (bei Version 4.0), was aber ein leicht anderes Abstrahlverhalten und Eingangsimpedanzverhalten der Antenne erzeugt, oder die Diskretisierung muss so weit verfeinert werden, dass bei dünnen Metallflächen die Bedingung mit mindestens zwei Diskretisierungszellen in der Metalllage liegen. Die zweite Lösung benötigt aber so viel Speicherplatz, dass sie mit einem verfügbaren Computer (1GByte RAM) nicht berechnet werden kann. Diese Lösungsmöglichkeiten führten aber trotzdem noch zu Fehlern bei der Diskretisierung des Gitters. Da die erste Lösungsmöglichkeit für die Version 4.0 erst kurz vor Abschluss der Laborzeit bekannt wurde, sind die Berechnungen in diesem Kapitel 5 (Antenne / Mensch) nur im parallelen Fall durchgeführt worden. Es wurde dann nur noch eine Berechnung mit einer gekippten Antenne durchgeführt. Die Ergebnisse sind im Anhang B beigelegt. Dieses Problem bei den Größenverhältnissen und bei einem nicht parallelen Gitter zu den Körpern wurde, in der MicroWave Studio Version 4.2, die im Frühjahr 2003 erschienen ist, behoben.

Bei der **zweiten Meshmethode** handelt es sich um die Staircase Variante, d.h. die Quader werden mit dem Material (Layer) aufgefüllt, der den größten Volumenanteil besitzt. Diese Meshmethode ist aber nur für Abmessungen geeignet, die im Verhältnis zur betrachteten Wellenlänge sehr groß sind, z.B. Fahrzeugkarosserie. Bei Abmessungen die aber im Bereich der Wellenlänge liegen und nun auch noch „schräg“ im Raum liegen, kommt es zu falschen Berechnungsergebnissen. In diesem Fall zeigt die Antenne ein ganz anderes Abstrahlverhalten. Dieses Problem könnte aber wieder durch ein sehr feines Mesh behoben werden. In diesem Fall waren aber noch mehr Gitterknoten, als bei der ersten Meshmethode, nötig, um ein zufriedenstellendes Ergebnis zu erhalten.

Eine andere Lösung, anstelle des feineren Gitters oder der Verdickung der metallischen Flächen, ist die, einen kleineren Rechenraum in einen größeren Rechenraum zu integrieren, d.h. die Antennen werden in einem kleinen Rechenraum berechnet und dieses Ergebnis kann dann räumlich gedreht in einen größeren Rechenraum integriert werden (Aperturlösung). Dieser Lösungsansatz wurde der Firma CST vorgeschlagen und soll in einer späteren Version realisiert werden.

In der Version 5, die im Frühjahr 2004 erschienen ist, wurde die Rechenraumdiskretisierung so verbessert, dass Objekte unterschiedlich diskretisiert werden können, d.h. das Rechengitter kann lokal verfeinert werden. In unseren Fällen würde das bedeuten, dass die Antenne im Gegensatz zum Rest des Übertragungsweges, sehr fein diskretisiert werden könnte und sich das feine Rechengitter nicht durch den ganzen Rechenraum fortsetzen würde und so das Problem berechenbar machen. Aus diesem Grund wurden folgende, unten beschriebenen, Situationen noch einmal parallel zur schriftlichen Ausarbeitung dieser Arbeit durchgeführt, um die Verbesserung der Software zu testen.

Die erste zusätzlich neu berechnete Situation ist die Anordnung „schräge Antenne“ vor dem menschlichen Körper (Anhang B.6).

Als Ergebnis dieser Berechnungen kann festgehalten werden, dass mit der Softwareversion 5 solche Anordnungen, jetzt ohne große Probleme bei der Rechenraumunterteilung, möglich sind. Ein Berechnungsergebnis ist im folgenden Abschnitt beigelegt.

Eine weitere Anordnung war die mit Menschmodell im Fahrzeuginnenraum. Bei der alten Softwareversion gab es hier Probleme mit der Größe des Rechenraumgitters. Durch die Möglichkeit eines „Untergitters“ ist jetzt diese Anordnung ohne großen Aufwand berechenbar. Eine Berechnung mit Fahrzeugmodell und Menschmodell wurde mit der Version 5 noch ergänzend zu den Berechnungen aus Kapitel 5 durchgeführt und ist als Anhang B.8 beigelegt.

Insgesamt kann festgehalten werden, dass bei der Version 5 eine deutliche Verbesserung durch die neue Rechenraumunterteilungsoption festgestellt werden konnte. Ab dieser Version ist dann auch eine komplette Übertragungsstreckenberechnung ohne große Probleme möglich (z.B. schräge Antennen vor Mensch) usw.

B.6 Ergebnis der MicroWave- Studio Berechnung „Antenne schräg vor Person“

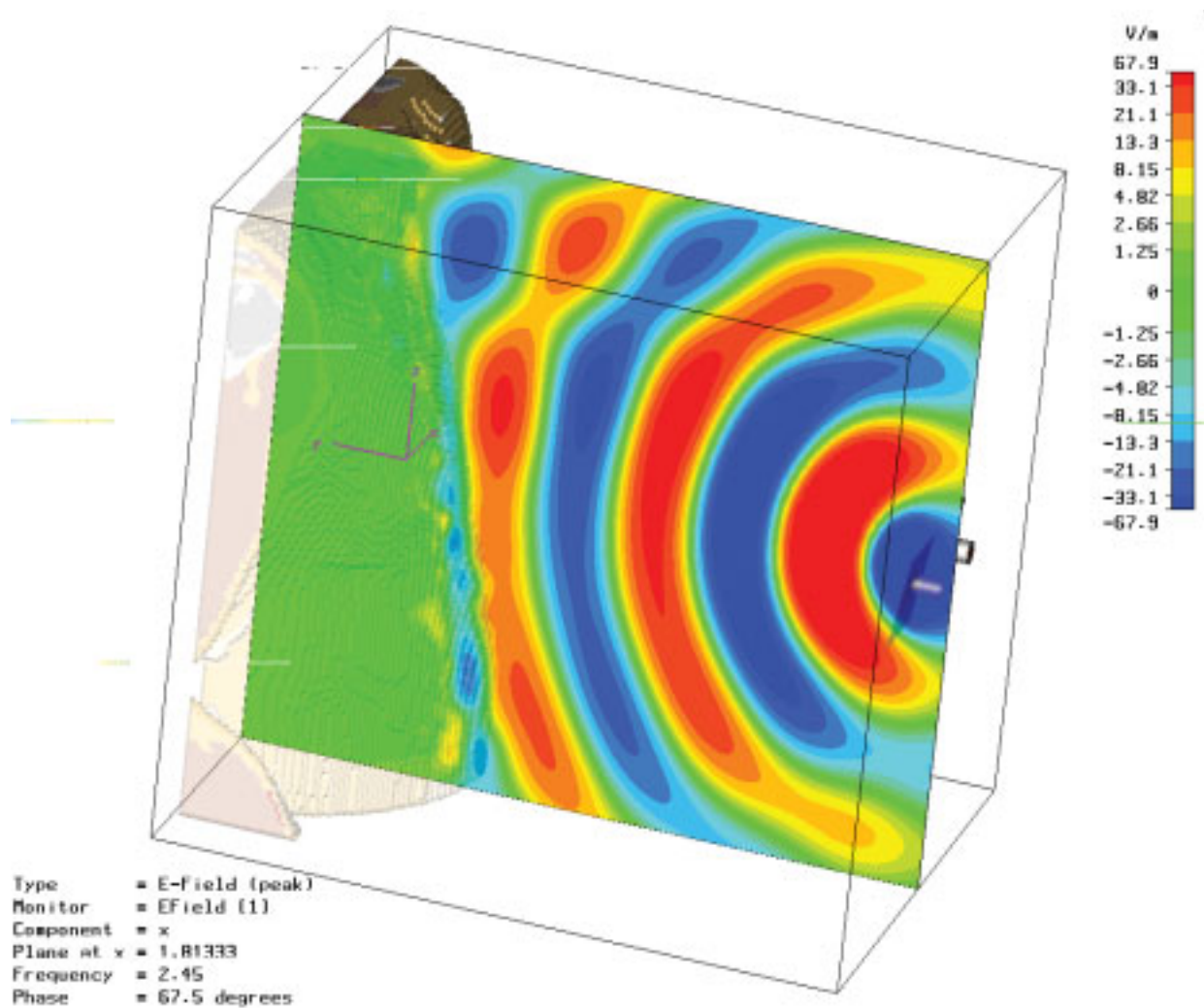


Abbildung B.3: Darstellung des Elektrischen Feldes in X-Richtung in MicroWave-Studio zur Berechnung einer „schrägen“ Antenne vor dem Menschmodell.

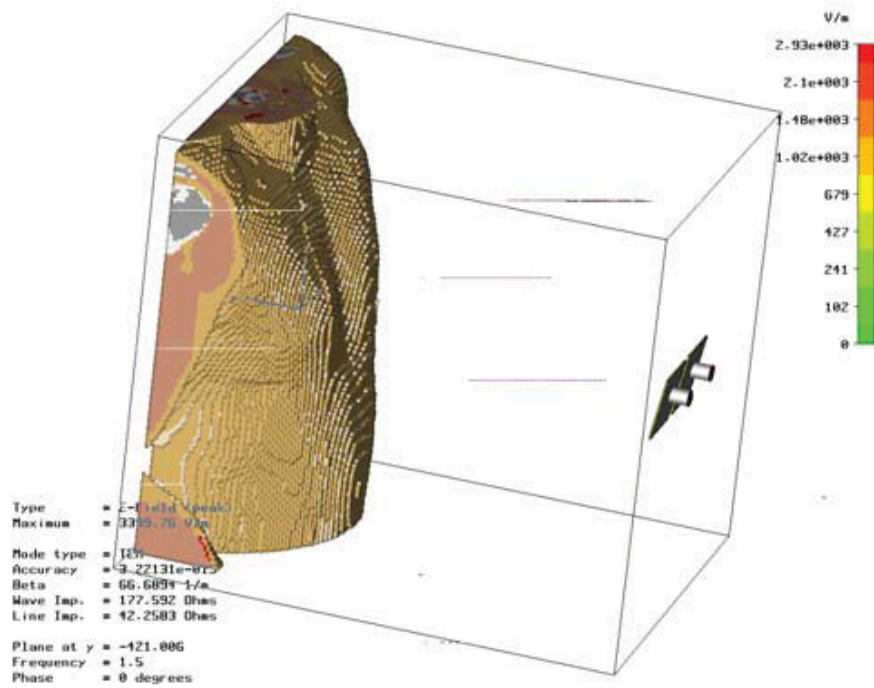


Abbildung B.4: Darstellung der Anordnung in MicroWave-Studio zur Berechnung einer „schrägen“ Antenne vor dem Menschmodell.

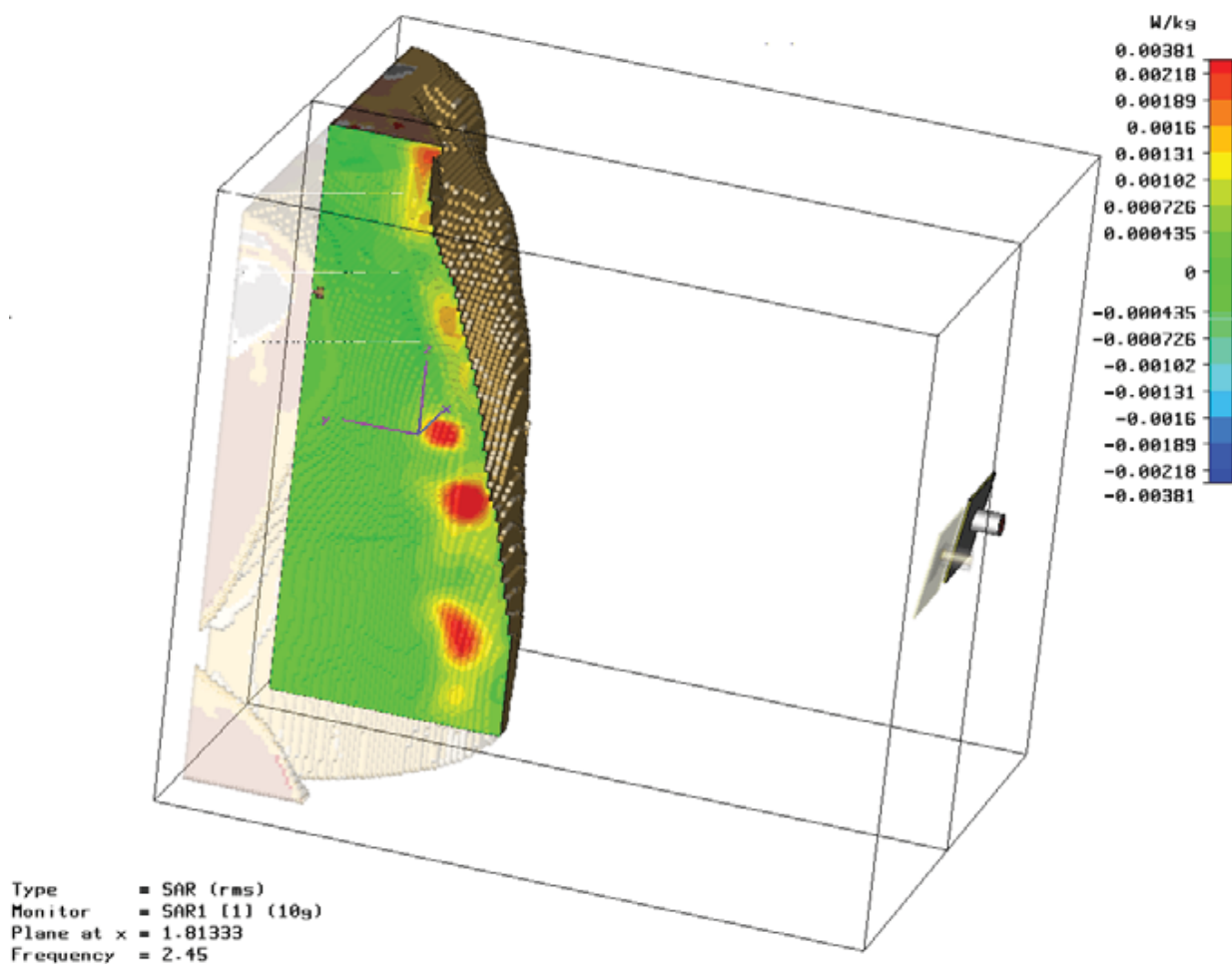


Abbildung B.6: Darstellung des SAR-Wertes in MicroWave-Studio zur Berechnung einer „schrägen“ Antenne vor dem Menschmodell.

B.7 Abschätzung der möglichen Empfangssignale

bei einem Radarsensor bei 2,45GHz zur Herzschlagmessung und Abschätzung der Notwendigkeit für eine IQ-Auswertung.

Für den Begriff der IQ-Auswertung ist das Wissen über die Bildung eines komplexen Signals notwendig. Dies soll hier ganz kurz noch einmal erläutert werden.

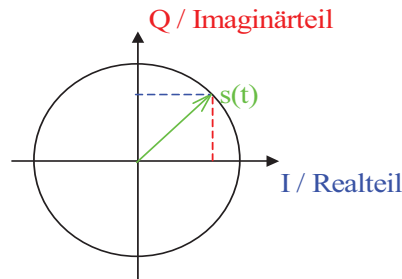


Abbildung B.6: Zeigerdiagramm eines IQ-Radarsignals.

Aufgrund der Phasenverschiebung von 90° zwischen I und Q bei einer IQ-Empfangeschaltung lässt sich hieraus ein komplexes Signal bilden, siehe Abbildung B.6.

Wie aus dem Zeigerdiagramm ersichtlich wird, ist der Betrag des Zeigers $s(t)$ immer maximal, d.h. die Signalinformation ist ebenfalls maximal. Ein weiterer Vorteil der komplexen Darstellung wird ersichtlich, wenn man das komplexe Signal vom Zeitbereich in den Frequenzbereich transformiert, siehe dazu Abbildung B.7. Das Spektrum des komplexen Signals besitzt keinen Frequenzanteil im negativen Frequenzbereich. Da es sich bei jeder Messung immer nur um ein Fenster mit einer gewissen Länge im Sekundenbereich handelt, erhält man als Darstellung im Frequenzbereich die für einen Rechtecksimpuls typische Si-Funktion, siehe Abbildung B.8. Durch den fehlenden Signalanteil im negativen Frequenzbereich des komplexen Fenster-Signals kommt es zu keiner Überlagerung der Spektren. Ist f_s sehr niederfrequent, dann überlagern sich die Einzelspektren des reellen Signals sehr stark und dadurch kommt es zur Verschiebung des eigentlichen Maximums. Da das Messsignal mit der Frequenz f_a abgetastet wird, bekommt man zusätzlich zu dem Spektralanteil bei f_s bzw. $\pm f_s$ noch Spektralanteile bei $n \times f_a \pm f_s$ für das reelle Signal und für das komplexe Signal bei $n \times f_a + f_s$. So ergeben sich für beide Signale relativ viele Überlagerungen der einzelnen Spektren. Liegt die Abtastfrequenz jedoch weit genug von der Signalfrequenz entfernt, dann ist der Einfluss dieser Überlagerung so gering, dass er nicht mehr ins Gewicht fällt. Da es sich bei den zu detektierten Frequenzen von Atmung und Herzschlag um sehr niederfrequente Signale handelt wird offensichtlich, dass eine IQ-Demodulation unter Bildung eines komplexen Signals sich hier sehr vorteilhaft auswirkt.

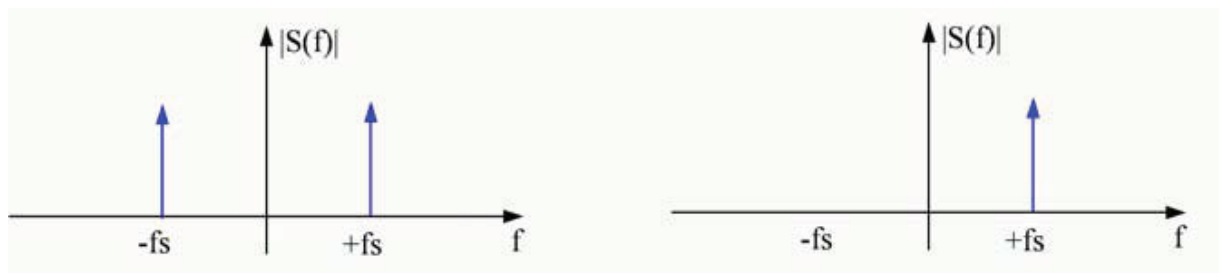


Abbildung B.7: Links Spektrum eines realen Signals, rechts das Spektrum eines komplexen Signals.

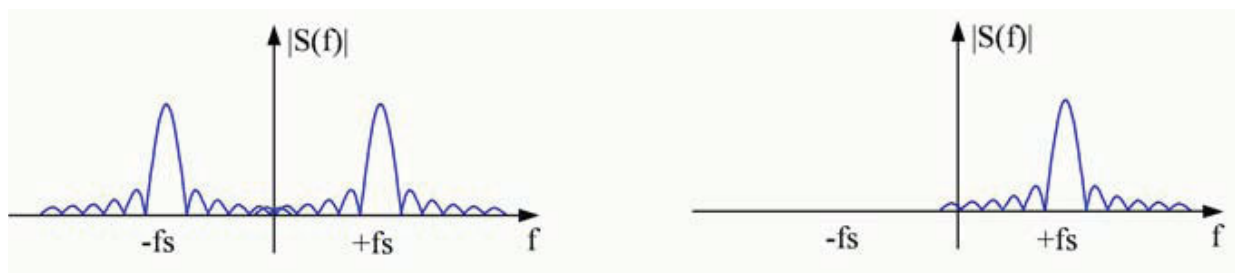


Abbildung B.8: Links Spektrum eines reellen Fenstersignals, rechts das Spektrum eines komplexen Signals.

B.8 Berechnungen „Menschmodell im Fahrzeuginnenraum“

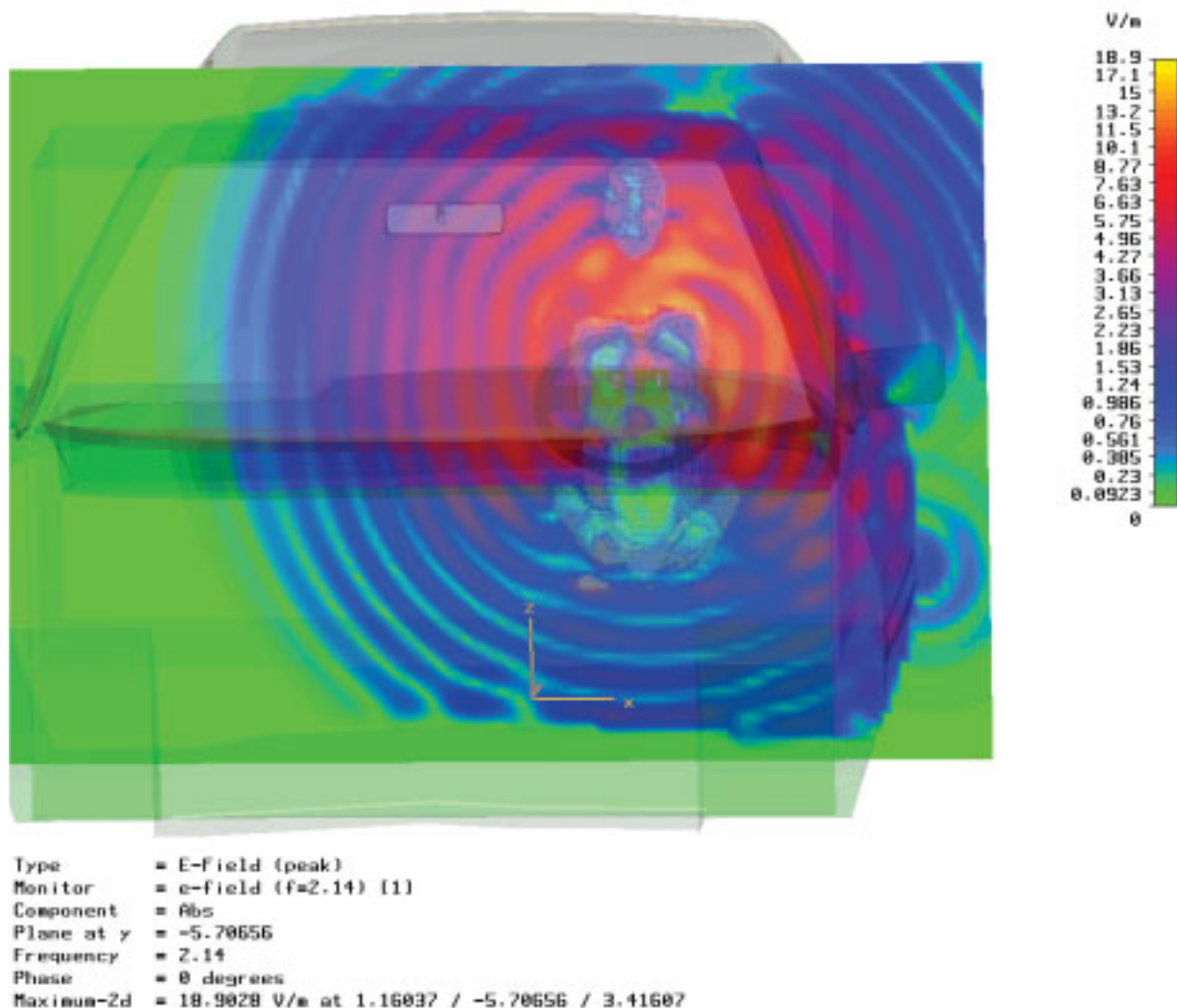


Abbildung B.9: zeigt das absolute Elektrische Feld in einer Schnittebene durch das Menschmodell. Die Lage der Schnittebene im Raum ist in der nächsten Abbildung B.11 dargestellt.

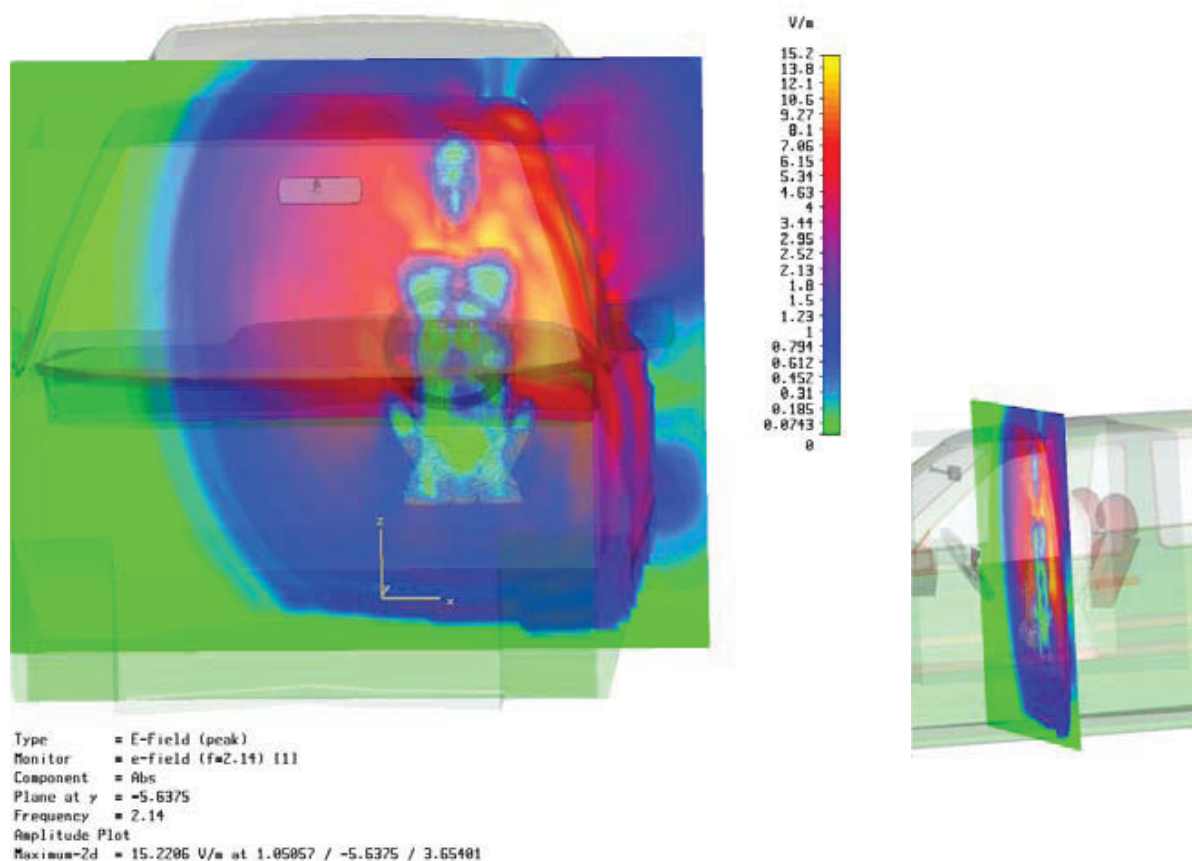


Abbildung B.10: zeigt die Amplitude des absoluten Elektrischen Feldes auf einem Schnitt durch das Menschmodell. Die Lage der Schnittebene im Raum ist auf der kleinen Abbildung rechts unten besser zu sehen.

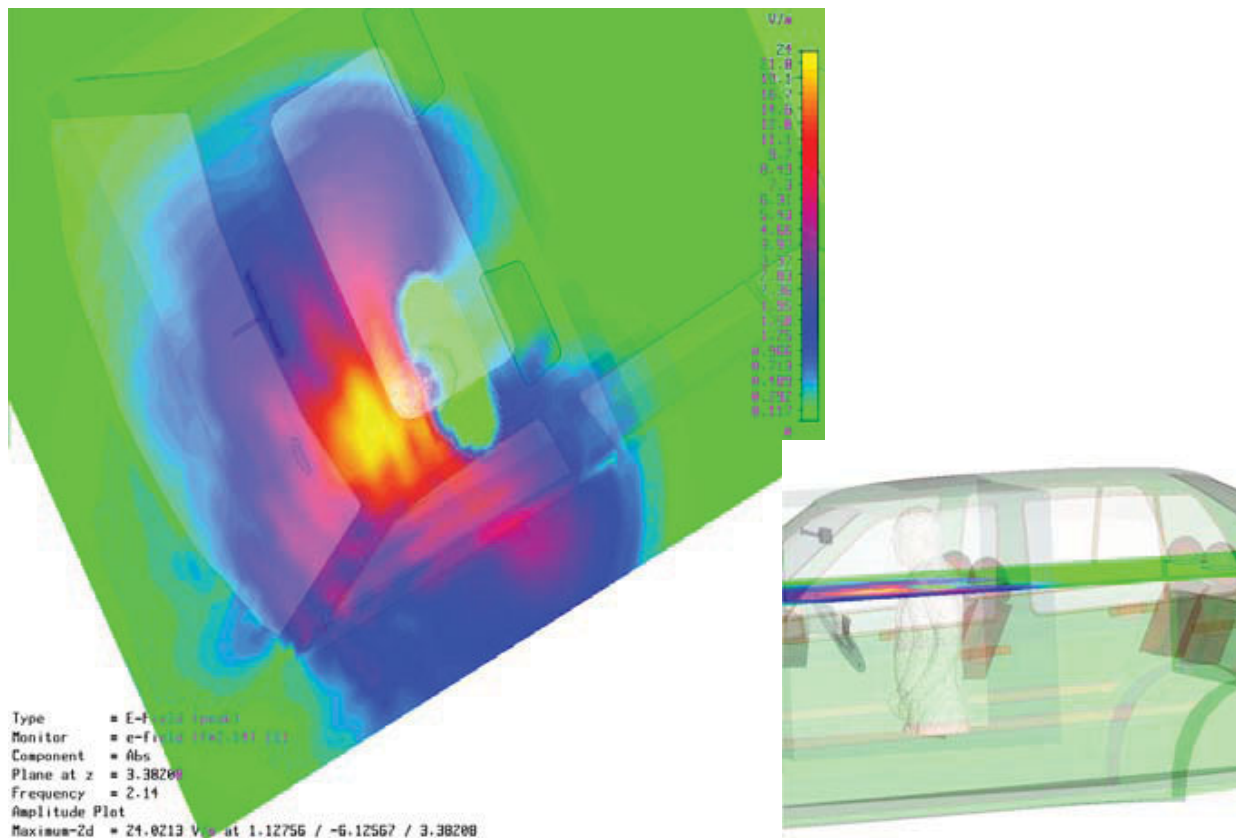


Abbildung B.11: zeigt die Amplitude des absoluten elektrischen Feldes auf einem Schnitt durch das Menschmodell, in einer Höhe kurz über dem Lenkrad. Die Lage der Schnittebene im Raum ist auf der kleinen Abbildung rechts unten besser zu sehen.

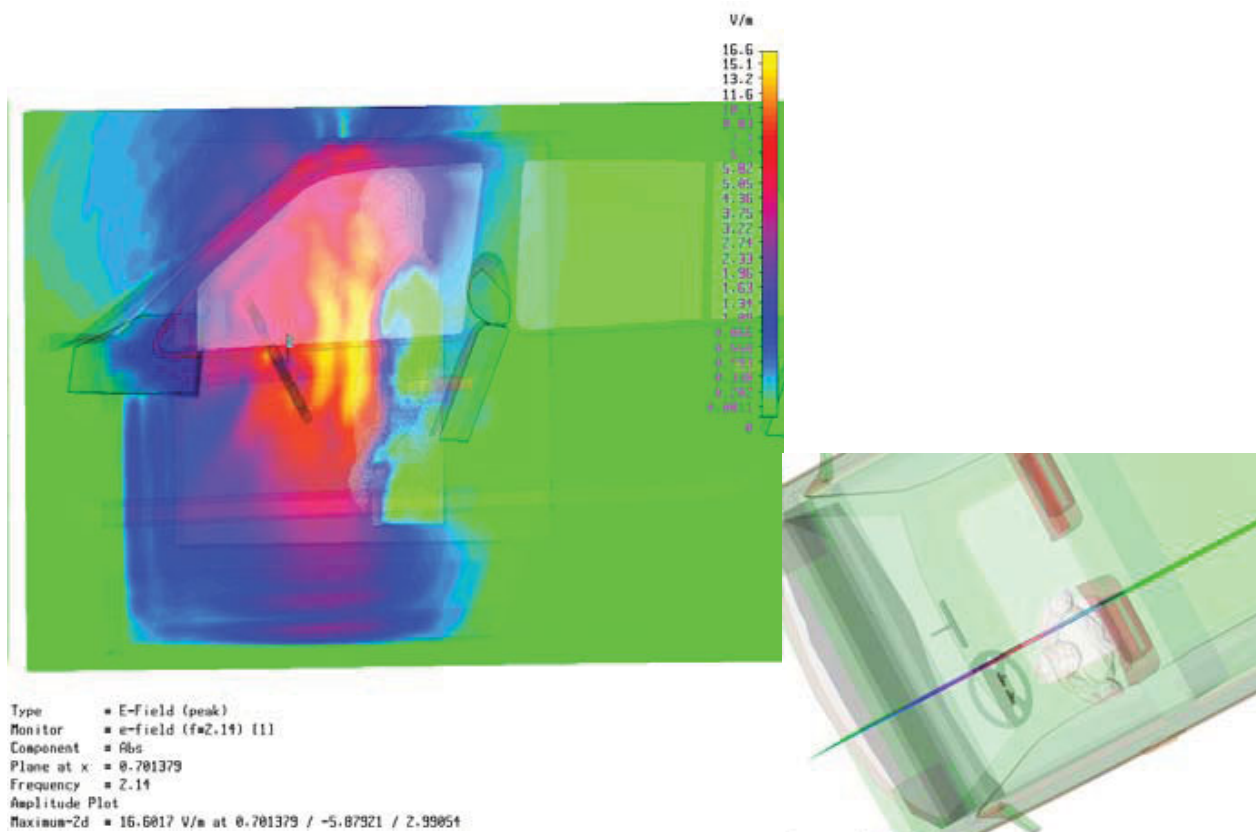


Abbildung B.12: zeigt die Amplitude des absoluten elektrischen Feldes auf einem Schnitt durch das Menschmodell und dem Lenkrad. Die Lage der Schnittebene im Raum ist auf der kleinen Abbildung rechts unten besser zu sehen.

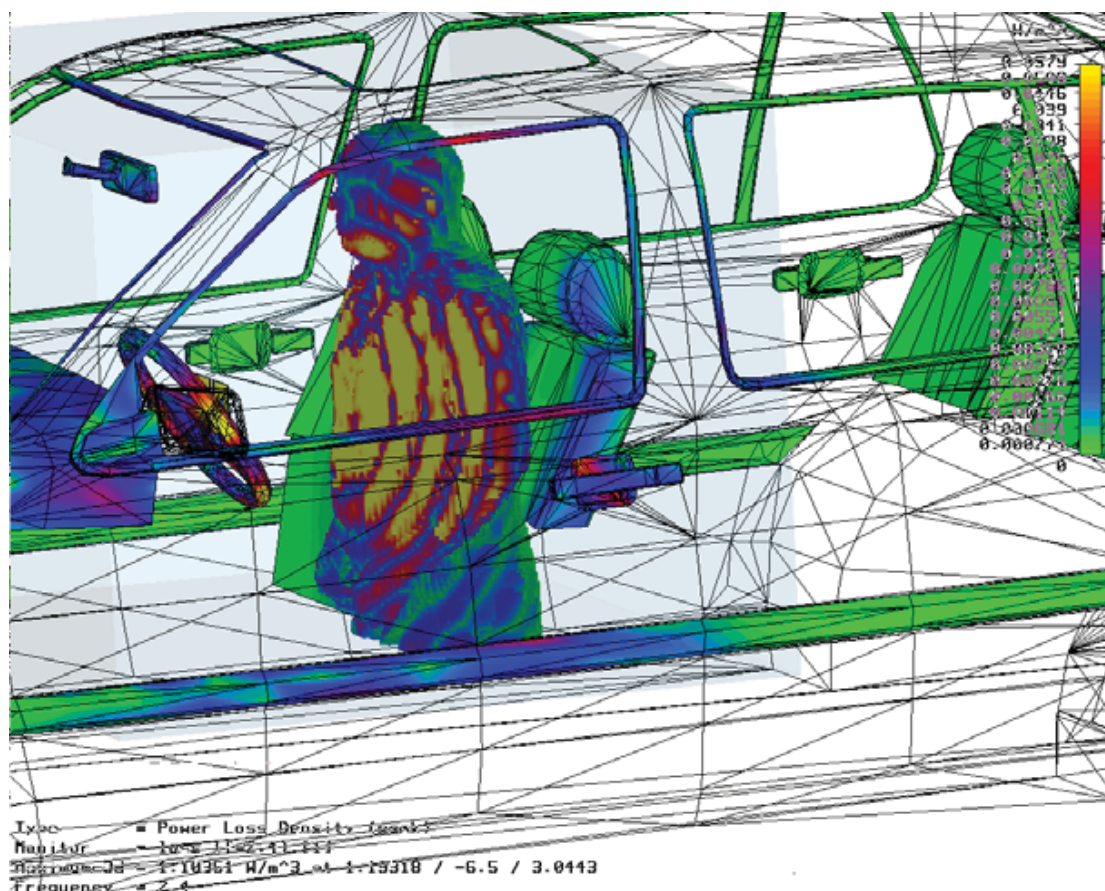


Abbildung B.13: zeigt das Ergebnis einer Berechnung zur Bestimmung der Strahlungsbelastung des Menschen (SAR-Wert)

B.9 Software zur Übertragungswegberechnung im Fahrzeuginnenraum

Bei den vielen Feldberechnungsprogrammen, gibt es eine Vielzahl von Möglichkeiten, um Teile aus dem Übertragungsweg im Fahrzeuginnenraum zu berechnen. Um aber die Übertragungswegberechnungen, für die komplexe Anwendung „Herzschlagmessung im Fahrzeuginnenraum“, durchführen zu können gibt es nur wenige Programme.

Eines davon ist MicroWave Studio, welches hauptsächlich in dieser Arbeit verwendet wurde. Der hauptsächliche Grund dafür war, dass schon bei Beginn der Arbeit ein Import eines Menschmodells möglich war. Die Importmöglichkeit eines Automodells war dann ebenfalls sehr schnell verfügbar. Durch die Verbesserung in der Rechenraumunterteilung, in Version 5, ist es ein geeignetes Programm um diese Berechnungen im Fahrzeuginnenraum durchführen zu können.

Eine Alternative zu MicroWave Studio kann das Programm FEKO sein. Seit dem Jahr 2004 gibt es auch hier die Option des Imports eines Mensch- und Fahrzeugmodells. Leider konnte wegen der zeitlichen Verfügbarkeit der Berechnungsoptionen von FEKO in dieser Arbeit keine eigene Berechnung zum Übertragungsweg im Fahrzeuginnenraum durchgeführt werden.

In dieser Arbeit wurde FEKO nur zur Berechnung der Sensorantennen eingesetzt (Kapitel 7).

Internetseiten der Software:

MicroWave-Studio: <http://www.cst.com>

FEKO: <http://www.emss.de>

Anhang C

Personenklassifizierung mit Hilfe des menschlichen Herzschlags

In diesem Kapitel sind die Punkte zusammengefasst worden, um das Ergebnis der Personenklassifizierung mit Hilfe des menschlichen Herzschlags, siehe auch Kapitel 4.2, besser verstehen zu können.

C.1 Regulation der Pumpleistung des Herzens

Herzzeitvolumen unter Ruhe- und Belastungsbedingungen:

In körperlicher Ruhe wird bei jeder Herzaktion sowohl vom rechten als auch vom linken Ventrikel jeweils ein Schlagvolumen von etwa 70ml ausgeworfen. Die Schlagfrequenz beträgt beim Erwachsenen im Mittel ca. 60 1/min. Damit ergibt sich für das Herzzeitvolumen, d.h. das Blutvolumen, das in der Zeiteinheit in den Lungen- bzw. Körperkreislauf transportiert wird, ein Wert von etwa 5l/min. Unter Belastungsbedingungen, insbesondere bei körperlicher Arbeit, kann das Herzzeitvolumen erheblich gesteigert werden. Im Extremfall kommt es zu einer Zunahme des Schlagvolumens auf das Doppelte und zu einem Anstieg der Herzfrequenz auf das 2,5-fache des Ruhewerts, so dass ein Herzzeitvolumen von 25l/min resultiert. Grundlagen zum menschlichen Kreislauf sind in Kapitel 3 zu finden. Es gibt drei Anpassungsmechanismen, mit denen sich das Herz auf wechselnde Einflüsse einstellen kann. Diese werden in Folge erklärt.

C.1.1. Intrakardialer Anpassungsmechanismus

Das Herz kann aufgrund seiner muskulären Eigenschaften sich sowohl wechselnden Volumen- als auch Druckbelastungen anpassen. Ein z.B. erhöhtes venöses Angebot wird durch eine Zunahme des Schlagvolumens beantwortet. Der Mechanismus wird durch sich veränderte Drücke gesteuert. Ein z.B. erhöhter Druck (erhöhtes Blutangebot) im Ventrikel führt zu einer größeren Dehnung der Muskelfasern. Stärker gedehnte Muskelfasern können sich stärker zusammenziehen, was ein höheres Schlagvolumen hervorruft.

C.1.2. Extrakardialer Anpassungsmechanismus

Die Anpassung der Herzarbeit an körperliche Belastung erfolgt normalerweise unter dem Einfluss des Sympathikus. Die vom Zentralnervensystem ausgelöste Aktivierung des Sympathikus führt zu einer verstärkten Kontraktionskraft. Das Herz zieht sich also in der Systole bei körperlicher Belastung stärker und schneller zusammen als unter Ruhebedingungen. Dieser Mechanismus kann dadurch, je nach speziellen Kreislaufsituationen, ein größeres Schlagvolumen austreiben und/oder einen höheren Druck überwinden.

C.1.3. Anpassung der Herzfrequenz

Die dritte Möglichkeit, die Herzarbeit an die Bedürfnisse des Gesamtorganismus anzupassen, besteht in der Änderung der Schlagfrequenz. Mit der Frequenzsteigerung verändert sich auch das Verhältnis der Systolen- zur Diastolendauer. Bei der Ruhefrequenz von 70 1/min beträgt dieses Verhältnis etwa 1:2. Bei einer Herzfrequenz von 90 1/min steigt die Systolen-Diastolen-Relation auf 1:1 und bei 150 1/min sogar auf 5:3 an. Die Diastolendauer wird also bei einer Frequenzsteigerung stärker verkürzt als die Systolendauer, so dass eine absolut und relativ geringere Zeit für die Ventrikelfüllung zu Verfügung steht.

Diese Mechanismen gelten für Erwachsene und für Kinder gleichermaßen.

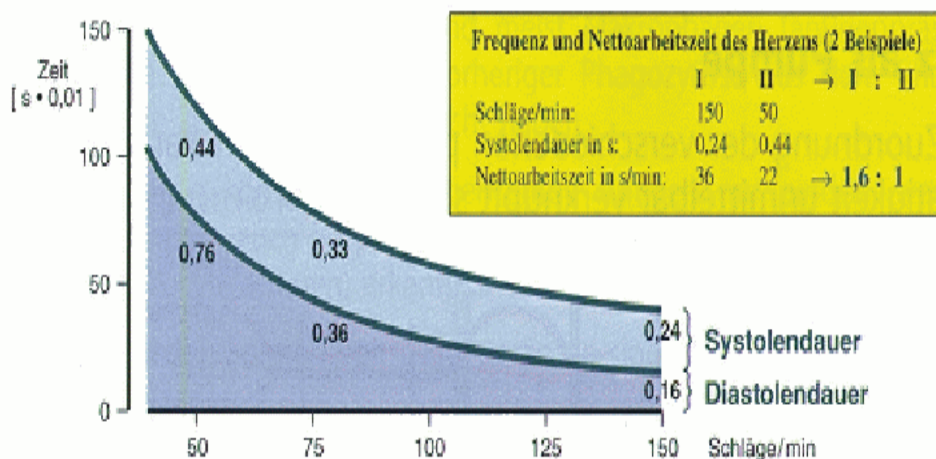


Abbildung C.1: Verkürzung des Herzzyklus bei Zunahme der Frequenz. Die Verkürzung erfolgt vorwiegend auf Kosten der Diastolendauer. Bei 90-100 Schlägen pro Minute sind Diastole und Systole ungefähr gleich lang, danach wird die Diastole proportional immer kürzer. Ab 150 Schlägen/Minute besteht die Gefahr der Beschneidung der Ventrikelfüllung und damit der Abnahme des Schlagvolumens. Bei sehr hohen Frequenzen („Kammerflattern“) pumpt das Herz praktisch leer. Bildquelle [M1/Uni Stuttgart].

C.2 Werte für den Kreislauf (Puls- und Atemfrequenz)

C.2.1 Veränderung über das Alter

Für eine Klassifizierung von Personen über die Herzfrequenz müssen folgende Parameter berücksichtigt werden (Werte stammen als Richtwerte aus dem Rettungsdienst):

Aus den Werten aus Tabelle C.1 und Abbildung C.2 ist ersichtlich, dass ein sechs Jahre altes Kind eine Herzfrequenz in Ruhe von >100 1/min und ein Erwachsener eine Herzfrequenz zwischen 60 und 75 1/min hat.

Dies ergibt bei einer Umrechnung in Hertz einen Unterschied von 1,6Hz beim Kind zu 1,16Hz beim Erwachsenen. Auf Grund dieses Verhaltens des Herzkreislaufes ist eine Personenklassifizierung über die Herzfrequenz prinzipiell möglich. Die Genauigkeit dieser Klassifizierungsmethode soll durch weitere Überlegungen überprüft werden.

	Herzfrequenz in 1/min	Atemfrequenz in 1/min
Neugeborenes	140	30 bis 40
Kleinkind	100 bis 120	20 bis 30
Schulkind	90	20
Jugendlicher	85	15
Männer	62 bis 70	10 bis 12
Frauen	70 bis 75	10 bis 12
Senioren / > 70Jahre	80 bis 85	

Tabelle C.1: Herzfrequenz und Atemfrequenz für die verschiedenen Altersgruppen

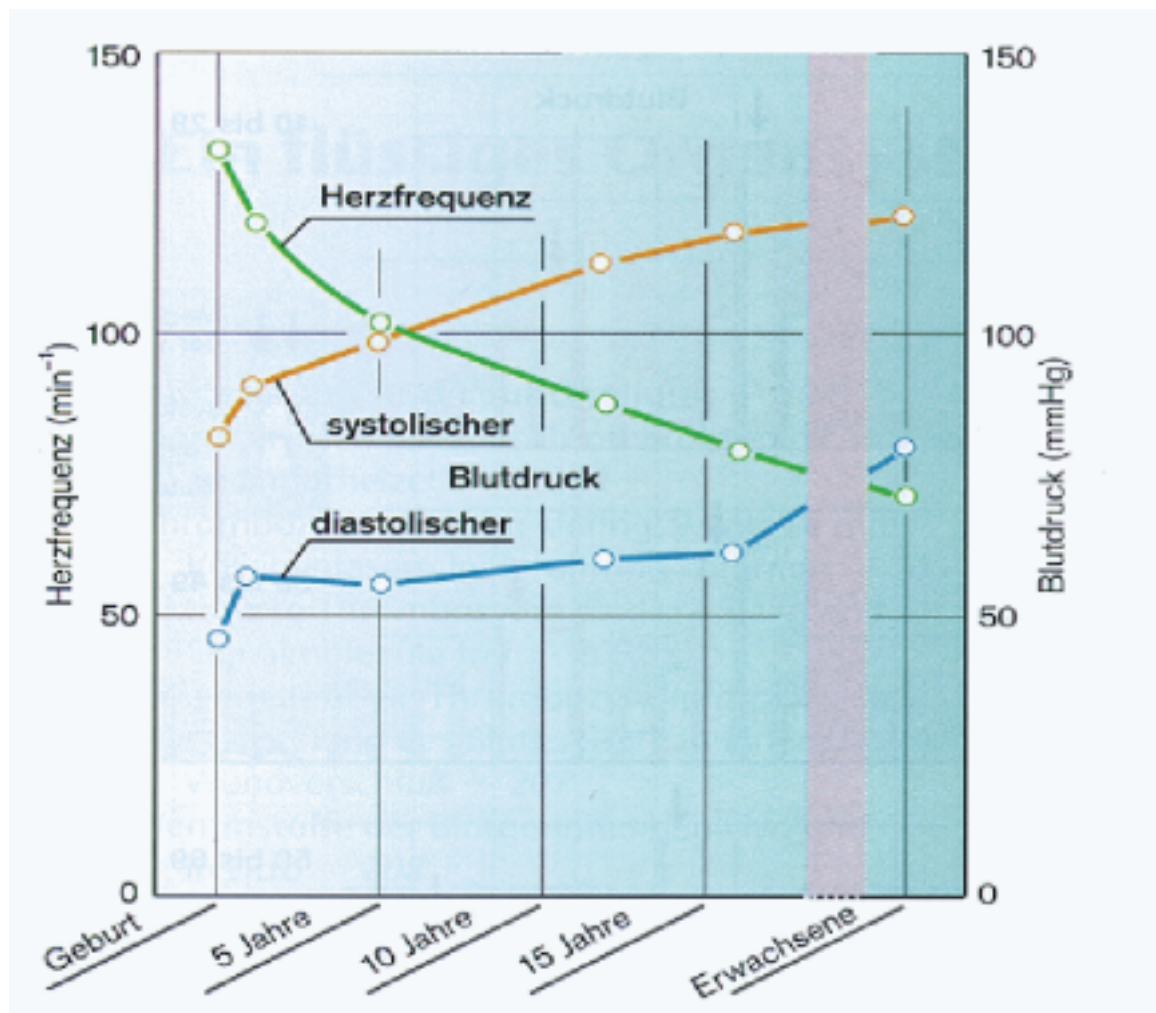


Abbildung C.2: Altersabhängigkeit von systolischem und diastolischem Blutdruck sowie Herzfrequenz. Von der Geburt bis zum Erwachsenenalter steigt der arterielle Druck als Folge schleichender Widerstandszunahme und Elastizitätsverluste stetig an. Bildquelle [M28].

C.2.2 Unterschiede durch Trainingszustand und Geschlecht

Bei der Klassifizierung über physiologische Parameter muss sowohl der Trainingszustand als auch der Unterschied zwischen weiblichen und männlichen Personen berücksichtigt werden. Generell gilt, dass es einen Unterschied bei der Herzfrequenz zwischen den Geschlechtern gibt. Die Herzfrequenz einer Frau ist in der Regel ohne Belastung geringer als die des Mannes. Dies gilt auch für besser trainierte Herzen, siehe Abbildung C.3. Bei einer Belastung erhöht sich die Herzfrequenz der Frau etwas mehr als die des Mannes. Im allgemeinen gilt, dass sich bei einer trainierten Person der Ruhepuls verringert, siehe Abbildungen C.3 und C.4.

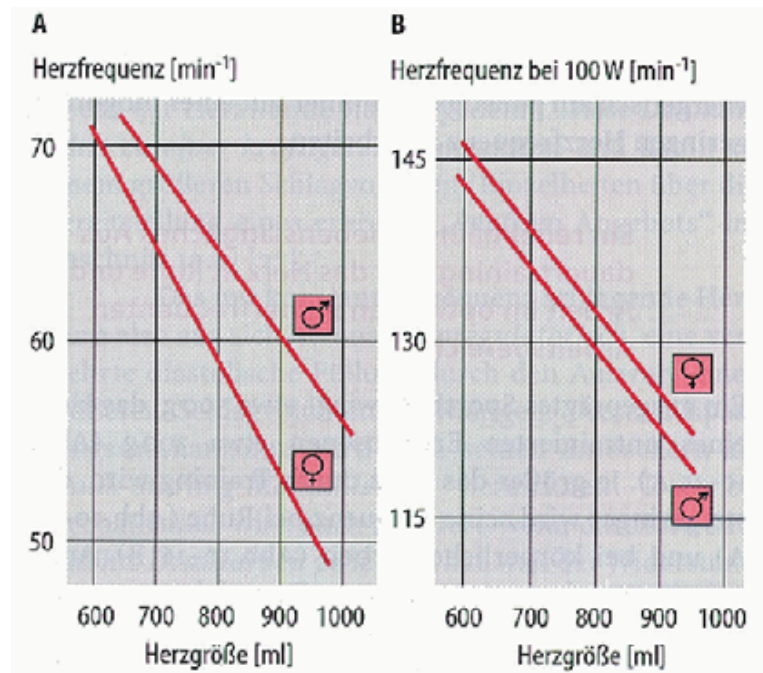


Abbildung C.3: Schlagfrequenz des Herzens in Ruhe und bei Belastung in Abhängigkeit von Geschlecht und Trainingszustand. Bildquelle [Bosch].

Diagramm A zeigt das Verhalten der Ruhefrequenz mit zunehmender Sporthertzbildung bei Männern und bei Frauen. Die Herzgrößen beziehen sich auf das mit Blut gefüllte Herz.

Diagramm B zeigt das Verhalten der Herzfrequenz bei leichter körperlicher Arbeit mit zunehmender Sporthertzbildung bei Männern und bei Frauen.

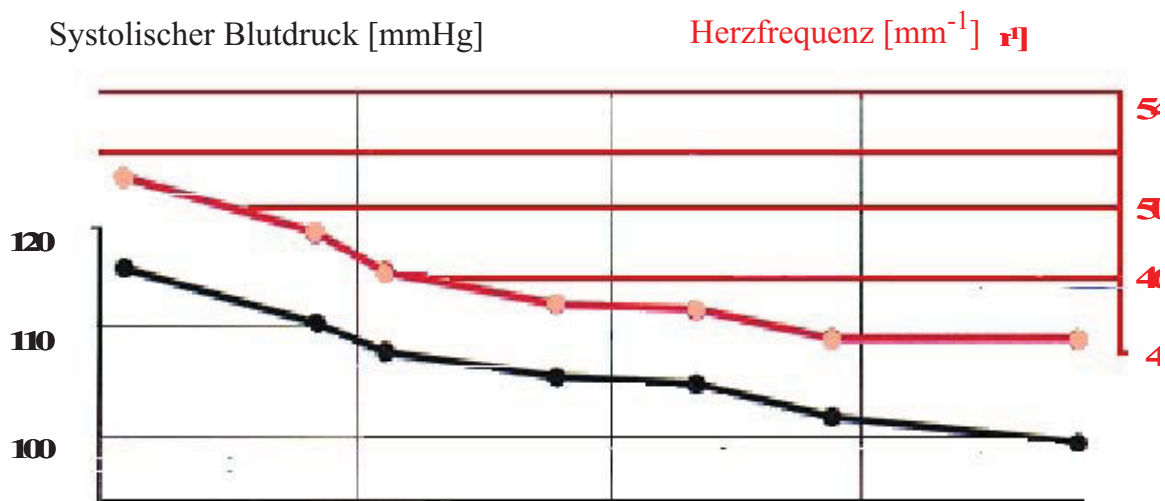


Abbildung C.4: Abnahme der Herzfrequenz und des systolischen Blutdruckes bei einem trainierten Herzen im Verlauf einer viermonatigen Trainingsperiode.

Der Grund für diese Veränderung beruht darauf, dass sich im Training die Herzgröße verändert. Ein ausgeprägtes Sportherz wiegt etwa 500g, das Herz eines untrainierten Erwachsenen etwa 300g (Aufbau des Herzmuskels). Die Verringerung der Frequenz beruht jetzt darauf, dass das Herzminutenvolumen gleich bleibt (5l/min). Dies kann durch ein Herz mit einem kleinen Schlagvolumen und einer hohen Frequenz oder durch ein Herz mit einem hohen Schlagvolumen und einer geringeren Frequenz geleistet werden. Durch die Verringerung der Frequenz kommt es auch zu einer Verlängerung der Diastole, was eine längere Füllphase des Herzens bedeutet. Das Verhalten des Kreislaufs bei Kindern ist im wesentlichen gleich wie beim Erwachsenen. Die Herzfrequenz verringert sich durch den steigenden Trainingszustand. Die Frequenzveränderung eines trainierten Kindes (4-6 Jahre) ist nicht so groß, dass die Frequenz des Herzschlags in den Bereich eines untrainierten Erwachsenen kommt. Bei älteren Kindern kann dies aber durchaus der Fall sein.

Fazit:

Auch mit der Veränderung der Herzfrequenz durch Training bleibt eine Klassifizierung über die Herzfrequenz zwischen Kindern (bis ca. 8 Jahre) und Erwachsenen prinzipiell möglich.

C.3 Beeinflussung des Kreislaufs durch Arbeit und Belastung, speziell beim Autofahren

C.3.1 Generelle Beeinflussung

Da Autofahren ein gewisses Maß an Arbeit darstellt, muss bei der Klassifizierung über die Größen Herzschlag und Atmung das Verhalten dieser Parameter unter Belastung berücksichtigt werden. Im folgenden Abschnitt C.3.1 sollen die ermittelten Erkenntnisse dargestellt werden. Generell gilt für alle lebenden Personen: Unter Belastung steigt die Herzfrequenz und die Atemfrequenz an. In Abbildung C.5 sind die Unterschiede zwischen der Sauerstoffaufnahme und den Trainingszuständen dargestellt:

Die Herzfrequenz:

Der Anstieg der Herzfrequenz während einer Belastungsphase folgt einer mono- oder biexponentiellen Kurve. Für leichte und mittlere Belastungen wird ein stehender Zustand nach ca. 2 bis 3 Minuten erreicht. Bei höheren Belastungsintensitäten nimmt die Herz-

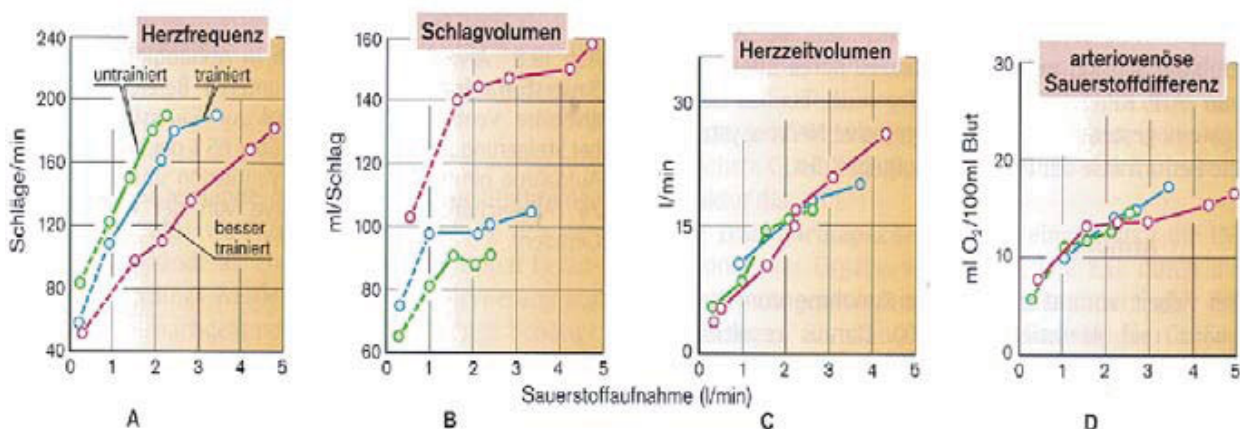


Abbildung C.5: Herzfrequenz (A), Schlagvolumen (B), Herzzeitvolumen (C) und arteriovenöse Sauerstoffdifferenz (D) in Abhängigkeit von der Sauerstoffaufnahme. Die Unterschiede bei trainierten Personen ergeben sich aus den unterschiedlichen Trainingszuständen. Bildquelle [M28].

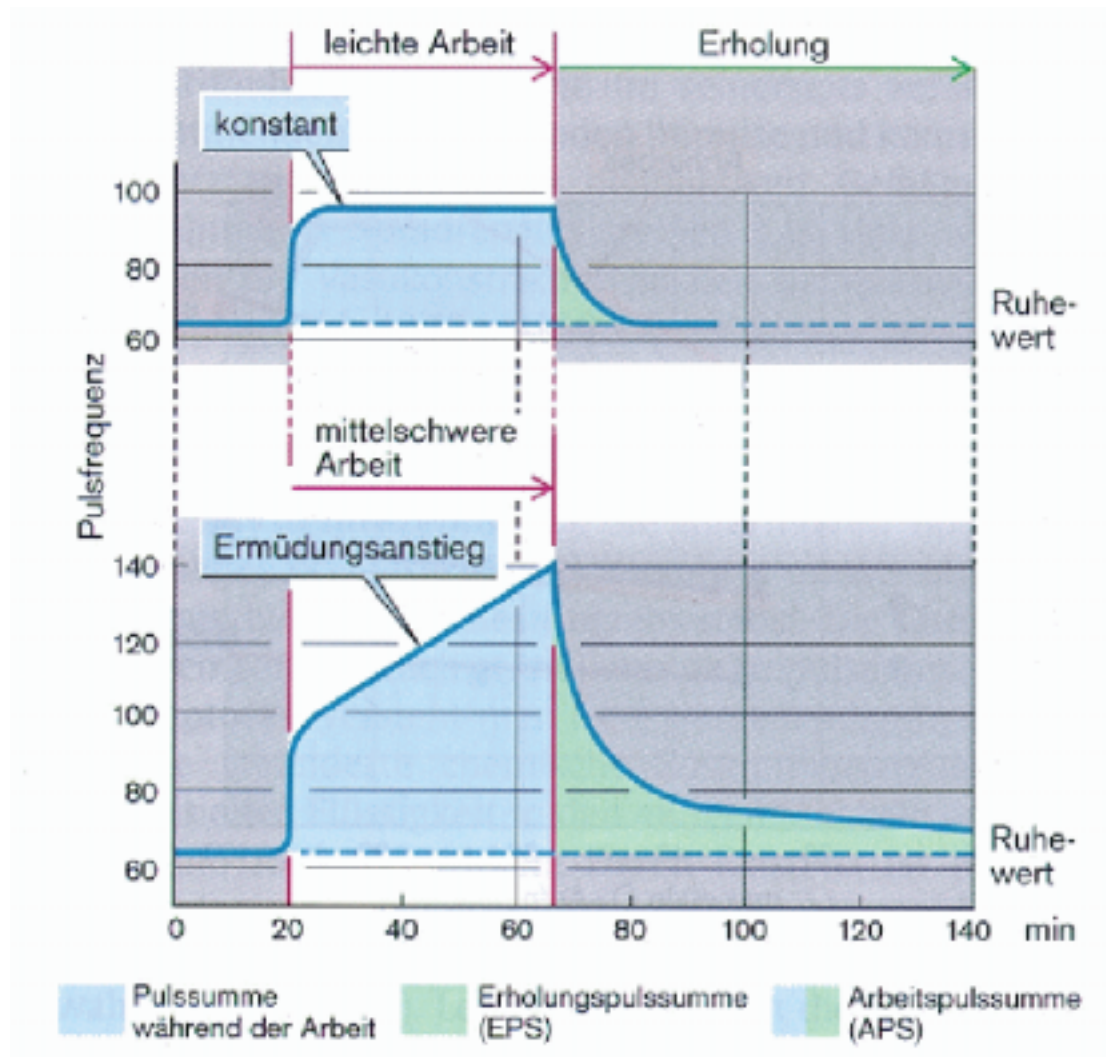


Abbildung C.6: Herzfrequenz bei körperlicher Arbeit. Bei leichter Arbeit im Ausdauerbereich bleibt die Pulsfrequenz konstant (oben), während bei schwerer Arbeit (unten) der Anstieg der Herzfrequenz ein Anzeichen zunehmender Ermüdung ist. Entsprechend ist die Erholungssumme stark erhöht (unten) im Vergleich zur Ausdauerbelastung (oben). Bildquelle [M1].

frequenz mit zunehmender Belastung stetig zu (Ermüdungsanstieg), ein echter stehender Zustand wird dann nicht mehr erreicht, Abbildung C.6. Das Verhalten der Herzfrequenz nach Arbeit lässt sich für die Praxis einfacher mit der Erholungspulssumme (EPS) beschreiben. Man versteht hierunter die Summe der Pulse nach Arbeitsende oberhalb der Ruhefrequenz. Werte über 100 weisen darauf hin, dass die geleistete Arbeit oberhalb der Dauerleistungsfähigkeit lag. Werte unterhalb 100 kennzeichnen den Bereich leichter bis mittlerer Belastung.

Die Veränderung der Herzleistung bei unterschiedlicher Belastung am Beispiel eines ca. 70kg schweren Mannes:

- liegend: Herzfrequenz = 60/min
- sitzende Tätigkeit: Herzfrequenz = 70/min
- schnell laufen (Dauerlauf): Herzfrequenz = 140/min

In Tabelle C.2 sind Einflussgrößen aufgeführt, die einen Einfluss auf die Herzfrequenz besitzen.

Einflussgrößen	Bemerkung	Ruhe	Belastung
Alter	↑	↓	maximale Herzfrequenz ↓
Größe	↑	-	-
Gewicht	↓	-	↑
Geschlecht		weibl. < männl.	weibl. > männl.
Luftfeuchte	↑	↑	↑
Raumtemperatur	↑	↑	↑
Tageszeit		↑ - ↓	↑ - ↓
Sitzen		↓	↓
Trainingszustand	↑	↓	↓
Alkohol, Nikotin		↑	↑
Essen		↑	↑
psych. Belastung		↑	↑

Tabelle C.2: Einflussgrößen auf den Herzschlag und ihre Auswirkungen

Erklärungen zur Tabelle C.2: Die Pfeile zeigen die Auswirkung auf die Herzfrequenz an, wenn sich die Einflussgröße in einer Richtung ändert.

Bei Schulkindern findet ebenfalls eine Erhöhung der Herzfrequenz durch eine körperliche Belastung statt. Die maximale Herzfrequenz, die dabei erreicht werden kann, beträgt 200 Schläge/min. Diese maximale Frequenz wird von einem Erwachsenen nicht erreicht. Diese maximale Frequenz beträgt ungefähr 160-180 Schläge/min. Eine Erhöhung auf den Wert von Kindern ist nicht möglich, da sonst das Herz leer pumpen würde (Kammerflimmern). Analog dem Herzschlag verhält sich die Atmung. Unter Belastung steigt die Atemfrequenz an. Bei leichter Arbeit ergibt sich ein Gleichgewichtszustand zwischen Sauerstoffbedarf und Sauerstoffaufnahme, allerdings erst nach 3 bis 5 Minuten, d.h. die Atemfrequenz erhöht sich später und langsamer als die Frequenz des Herzschlags. Bei schwerer Muskularbeit stellt sich bei konstanter Leistung kein Gleichgewicht ein; die Sauerstoffaufnahme und daraus resultierend die Atemfrequenz steigen ähnlich der Herzfrequenz fortlaufend bis zu einem maximalen Höchstwert an. Im folgender Abbildung C.7 wird eine Veränderung der Herzfrequenz und der Atmung über der Belastung dargestellt.

C.3.2 Belastung des Herz-Kreislaufes beim Autofahren

Autofahren stellt ebenfalls eine körperliche Belastung dar. Diese ist aber nicht identisch mit der Belastung bei einer ärztlichen Untersuchung oder bei einer sportlichen Betätigung. Dennoch wird die Herzfrequenz bei verkehrspsychologischen Untersuchungen als brauchbarster Beanspruchungsindikator angesehen [M29]. Beim Autofahren muss der Faktor Stress mit der körperlichen Belastung zusammen berücksichtigt werden. Wenn ein Mensch in Stress kommt, erhöht sich sein körperlicher Grundumsatz und dadurch auch seine Kreislauffrequenz.

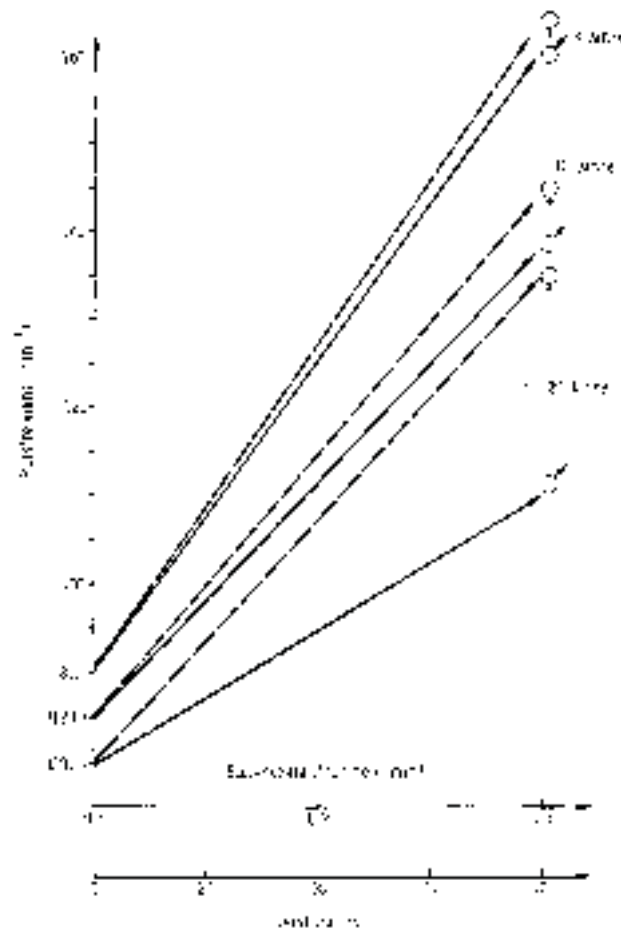


Abbildung C.7: Abhängigkeit der Herzfrequenz von Sauerstoffaufnahme bzw. Leistung bei dynamischer Arbeit. Die Leistungsskala gilt nur für Ergonometerarbeit mit einer konstanten Tretfrequenz von 60U/min.

In Untersuchungen, bei denen die Auswirkung des Autofahrens auf das Wohlbefinden und die Gesundheit gemessen wurden, sind folgende Begriffe definiert, siehe [M28].

Belastung und Beanspruchung: Der Normenausschuss Ergonomie definiert Belastung und Beanspruchung wie folgt: „Psychische Belastung wird verstanden als die Gesamtheit der erfassbaren Einflüsse, die von außen auf den Menschen zukommen und auf ihn psychisch einwirken“. Psychische Beanspruchung wird verstanden als die „individuelle, zeitlich unmittelbare und nicht langfristige Auswirkung der psychischen Belastung im Menschen, in Abhängigkeit von seinen individuellen Voraussetzungen und seinem Zustand“.

Belastungen stellen demnach eine äußere, objektive Größe dar. So existieren psychische Belastungen - etwa durch Teilnahme am Berufsverkehr unabhängig davon, ob diese als positiv oder negativ bewertet werden. Die psychische Beanspruchung hingegen ist das Resultat der bewussten oder unbewussten Verarbeitung unterschiedlicher Bedingungen und Belastungen durch den Menschen und daher eine individuelle Größe. Je nach Belastung und subjektiver Verarbeitung kommt es zu individuellen variierenden, kurz- oder langfristigen, negativen oder positiven Beanspruchungsfolgen.

Stress: Zur Erklärung der Entstehung von Stress hat es sich bewährt, von der Idee einer Balance zwischen den Anforderungen durch eine Aufgabe und den Fähigkeiten und Fertigkeiten einer Person, die diese bewältigen soll, auszugeben. Dieses Gleichgewicht kann durch

Diskrepanzen zwischen Anforderungen und Bewältigungsmöglichkeiten und -fähigkeiten gestört sein. Dieses Ungleichgewicht lässt sich auch als „Fehlbeanspruchung“ bezeichnen, die sowohl durch Über- als auch durch Unterforderung der handelnden Person entstehen kann.

Stressindikatoren und Stressfolgen: Stress manifestiert sich auf der körperlichen Ebene in einer Vielzahl von Prozessen. Durch die Wahrnehmung von Stress wird das vegetative Nervensystem aktiviert. Die Folge davon sind eine Reihe hormoneller Veränderungen, die die Ausschüttung von Cortisol, Adrenalin und Noradrenalin bewirken. Die Augen stellen sich auf das Sehen in die Ferne ein, die Herzfrequenz wird gesteigert, der Appetit nimmt ab, die Leber mobilisiert verstärkt Glykogen, Blutzuckerspiegel und Blutdruck werden erhöht und die Immunreaktion wird unterdrückt. Durch die Stressreaktion ist der Körper auf Bewegung eingestellt und vorbereitet. Wird die Stressreaktion nicht in Bewegung umgesetzt und kann die körperliche Anspannung nicht abgebaut werden, können langfristig körperliche Erkrankungen entstehen, wie z.B. Herz-Kreislauferkrankungen oder Magen-Darmgeschwüre.

Neben körperlichen Stressreaktionen beeinträchtigt Stress die psychische Gesundheit des Menschen. Kurzfristige psychische Folgen von Überforderung sind z.B.

- Gefühle der inneren Anspannung,
- Konzentrationsprobleme,
- Nervosität,
- Reizbarkeit.

Mittel- bis langfristige Folgen von Überforderung sind:

- Ängstlichkeit,
- Unzufriedenheit,
- Resignation,
- Depression,
- eine allgemeine Beeinträchtigung des Wohlbefindens,
- Einschlafschwierigkeiten.

Die am besten untersuchte Autofahrergruppe sind die Berufspendler. Aus den Untersuchungen geht hervor, dass die Beeinflussung des Fahrers stark von der Arbeitsstelle, Fahrzeit (Dauer und Tageszeit) und von seinem momentanen Gesundheitszustand abhängig ist. Aus diesem Grund ist eine generelle Aussage über die Auswirkung beim Autofahren nicht möglich, siehe [M28].

Aus der Studie geht hervor, dass Personen, die das Autofahren als entspannend bezeichnen, auch das Auto zur Fahrt zum Arbeitsplatz verwenden. Personen die das Autofahren als stressig bezeichnen, verwenden den öffentlichen Nahverkehr zur Fahrt zum Arbeitsplatz. Insgesamt werden aber nur 5 bis 10 Prozent der Fahrsituationen als stressig empfunden. Eher wurde festgestellt, dass die Personen das Autofahren als ermüdend empfinden. In einer weiteren Untersuchung [M29] wurde ein Zusammenhang zwischen schwierigen Verkehrssituationen und der dadurch starken mentalen Belastung und der Herzrate festgestellt. Die Ergebnisse dieser Untersuchung besagen, dass der Stadtverkehr, von Belastungsspitzen abgesehen, keine größere Beanspruchung für den Fahrer darstellt. Die Vorgänge laufen weitgehend automatisiert ab. Bei höherer Geschwindigkeit (Autobahn) in schwierigen Situationen machten sich die gestiegenen Anforderungen an das Spurverhalten und gleichzeitigen höheren motorischen Anforderungen parallel auch in der Herzrate bemerkbar.

Weitere Ergebnisse aus der vorliegenden Studie [M28] ergaben folgendes:

Über Personen mit Herz-Kreislauf-Erkrankungen:

In der untersuchten Personengruppe fuhren 14,3% mit einer Herz-Kreislauf-Beschwerde und 10,7% mit Herzklopfen mit dem Pkw zur Arbeit.

Über die Beeinflussung des Herz-Kreislaufs:

Bei einem Vergleich des Herz-Kreislaufes vor und nach einer Autofahrt konnte keine Beeinflussung festgestellt werden. Die Veränderungen bei Puls und beim Blutdruck waren bei allen untersuchten Gruppen (Autofahrer, Benutzer öffentlicher Verkehrsmittel) gleich. Zusätzlich wurde eine breite Streuung der Ergebnisse innerhalb jeder Gruppe festgestellt. In anderen Untersuchungen konnte eine Erhöhung des Pulses bei einer Stresssituation festgestellt werden. Diese Erhöhung klingt aber meist schnell wieder ab (keine Dauerbelastung / Peakbelastung).

Weitere Untersuchungen zur Fahrerbelastung werden im Projekt: „Fahrerzustandserkennung“ bei der Firma Robert Bosch GmbH durchgeführt, siehe nächster Anhang.

Fazit:

Aus der vorhandenen Literatur konnte nur eine gravierende Beeinflussung auf das Herz-Kreislauf-System durch das Autofahren gefunden werden, wenn sich der Fahrer mit erhöhter Geschwindigkeit fortbewegt. Dies gilt aber nur, wenn er die Strecke nicht jeden Tag fährt (Berufspendler). Die Personen, die das Autofahren als „stressig“ empfunden haben, nutzen das Auto nur selten als Fortbewegungsmittel. Bei dieser Personengruppe kann ein leichter genereller Anstieg der Kreislauffunktion festgestellt werden. Informationen über die Spätfolgen des Autofahrens durch Stresssituationen konnten nicht gefunden werden. Generell wurden folgende Reaktionen beobachtet:

- **Bei Stress / stressiger Situation:**

- Leichte Erhöhung der Kreislauffunktion, zeitliche begrenzte Veränderung (peak).

- **Bei Ermüdung:** Verringerung der Kreislauffunktion.

Kritisch für die Klassifizierung können nur Personen sein, die schon vorher an einer Herz-Kreislaufschwäche leiden und durch eine Stresssituation mit ihrem Herz-Kreislaufsystem an „ihre“ kritische Grenze kommen. Meist ist es die Erhöhung des Pulses (Herzfrequenz) und die dadurch verursachte Druckerhöhung. Bei kranken Personen kann die Erhöhung der Kreislauffrequenz stärker ausfallen als bei gesunden Personen. Je nach Erkrankung kann dadurch ein Ausfall des Herz-Kreislaufsystems verursacht werden, siehe nächsten Anhang.

Krankheiten, die den Kreislauf beeinflussen können

Herzerkrankungen in der Bundesrepublik Deutschland

Daten des AOK Bundesverbands, Erhebung aus dem Jahr 1996

Herzerkrankungen: Statistik von 10000 erkrankten Personen.

	Pflichtversicherte	Mitglieder + Familie
Essentielle Hypertonie	91,54	23,87
Akuter Myokardinfarkt	17,32	31,99
Angina pectoris	28,24	22,75
Ischämische Herzkrankheiten	35,43	59,63
Herzrhythmusstörungen:	28,76	29,37
Herzinsuffizienz	6,19	39,61

Tabelle C.3: Statistik von 10000 erkrankten Personen (AOK 1966)

Folgende Krankheiten werden auch bei der Bewertung der Fahrtauglichkeit mit berücksichtigt: Hypertonie, Herzinfarkt, Herzrhythmusstörungen und Diabetes melitus. Je nach Schwere der Erkrankung kann es zur Fahruntauglichkeit kommen.

Krankheitsbilder:

Hypertonie (Bluthochdruck): Unter Hochdruck schlechthin versteht man einen zu hohen arteriellen Blutdruck im Körperkreislauf. In den Industrieländern sind rund 20% der Bevölkerung betroffen. Bei einer Hypertonie kommt es zu einer Erhöhung des Herz-Zeit-Volumen = Herzfrequenz * Schlagvolumen. Eine Hypertonie kann mehrere Ursachen haben. Auf eine genaue Erklärung soll wegen des Umfangs verzichtet werden (Literaturstellen: z.B. [M10] und [M6]). Wenn der diastolische Blutdruck bei einer Hypertonie in den Bereich von 120mmHG kommt, können folgende zusätzliche Erkrankungen auftreten, die das Führen eines Kraftfahrzeuges unmöglich machen: Netzhautblutungen im Auge, Überlastung des Herzmuskels mit der Gefahr des Herzversagens und steigender Gefahr einer Gehirnblutung (Apoplexie).

Herzinfarkt: Der Herzinfarkt ist die häufigste Todesursache in Deutschland. Bei körperlicher oder psychischer Belastung steigt der Sauerstoffbedarf des Myokards vor allem deswegen, weil Herzfrequenz und Kontraktilität des Myocards durch den Sympathikus gesteigert sind. Ein gesundes Herz erhöht den Koronarwiderstand bis auf ca. 20% des Ruhewertes wodurch die Belastung ausgeglichen wird. Wird jetzt eines der Herzkranzgefäße durch einen Blutgerinnsel verstopft, stirbt das durch dieses Blutgefäß versorgte Gewebe ab. Symptomatik: Heftig stechender Schmerz in der linken Brust und oder ein Engegefühl, Todesangst, kühle Haut, kalter Schweiß, Übelkeit und Erbrechen, arhythmischer Puls, Blutdruckabfall. Weitere Literatur: [M4], [M6]

Herzrhythmusstörungen: Ursache sind Störungen in der Herzerregung. Generell gilt bei Rhythmusstörungen: Veränderung der Pulsfrequenz (Erhöhung aber auch Erniedrigung) Eine Herzerkrankung, die meist eine starke Änderung der Herzfrequenz zur Folge hat, ist die Herzinsuffizienz. Hierbei handelt es sich um eine Verringerung der Pumpleistung des Herzens.

Diabetis melitus (keine Herzerkrankung): Bei einem Diabetis melitus kann es zu einer Erhöhung der Herzfrequenz kommen. Weitere Literatur: [M6], [M3]

Weitere Erkrankungen:

Erkrankungen, die immer zu einer erhöhten Herzfrequenz führen, sind: Fieber pro 1 Grad Temperaturerhöhung erhöht sich die Herzfrequenz um ca. 10 Schläge pro Minute, eine Schilddrüsenüberfunktion und körperliche Schwäche, wie z.B. Krebs, Unterernährung.

(Quelle: Dr. Boll, LdW, Robert Bosch GmbH)

Fazit:

Herzerkrankungen können die Herzfrequenz erhöhen aber auch verringern. Bei einer Erhöhung kann es dazu führen, dass der Erwachsene mit seiner Ruhefrequenz in den Bereich der Werte von Kindern gelangt. Eine Entscheidung zwischen einem kranken Erwachsenen und einem gesunden Kind ist dann nicht möglich, wenn ausschließlich dieser Parameter herangezogen wird. Die Erkennung eines solchen Fahrers wäre aber hilfreich, weil eine große Anzahl von Unfälle in Deutschland durch Herz-Kreislaufversagen verursacht werden (Abbildung 4.1). Das Herz-Kreislaufversagen wird meist bei einem Unfall nicht als Ausschlag für diesen erkannt. Die weiteren Krankheiten werden meist ärztlich behandelt, da diese Personen aber auch mit dem Kfz fahren, macht dies eine Klassifikation nur über den Herzschlag nahezu unmöglich, siehe auch Kapitel 4.3.

Anhang D

Bestimmung der radialen Herzgeschwindigkeit

Für die Messung der Herzgeschwindigkeit gibt es im Moment folgende Verfahren:

D.1 Ultraschall

Auf die Beschreibung der Funktionsweise von Ultraschallgeräten soll hier verzichtet werden. Eine genaue Beschreibung ist in [M1], [M2] und [M19] nachzulesen.

D.1.1. Ultraschalluntersuchungsmöglichkeiten

Üblicherweise wird der Patient in Linksseitenlage untersucht, damit das Herz möglichst an der Thoraxwand anliegt und nicht von Luft überlagert wird. Die sogenannten Schallfenster für die transthorakale Echokardiographie sind in der Abbildung D.1 dargestellt.



Abbildung D.1: die vier transthorakalen Schallfenster. Bildquelle [eigen]

D.1.1.1 Transthorakale Echokardiographie

Diese Untersuchungsmethode erfolgt über den Brustkorb. Hierbei wird der Ultraschallkopf außen auf die vordere Brustwand gelegt. Zuvor wird auf diesen Brustbereich etwas Gel aufgetragen, wodurch gewährleistet wird, dass die Schallwellen in den Körper gut eindringen können [M19]. Die bei einer Routineuntersuchung ausgesuchten Fenster werden nach der Schallkopfposition benannt und heißen [M24],[M25]

- präkordial: Der Schallkopf wird im Bereich der absoluten Herzdämpfung in einem geeigneten Zwischenrippenraum sternumnah aufgesetzt (Abbildung D.2, links). Das Herz kann in der sogenannten langen und einer kurzen senkrechten Schnittebene in der kurzen Achse untersucht werden.
- apikal: Der Schallkopf wird über der Herzspitze aufgesetzt und die Längsachse des Herzens aufgesucht. Hierbei ist eine exakte Position des Schallkopfs entscheidend. In dieser Position ist ein 4-Kammer-Blick möglich, siehe Abbildung D.2 (zweites Bild von links).
- subcostal: Der Schallkopf wird unterhalb des Rippenbogens in Höhe des Sternums aufgesetzt (Abbildung D.2 zweites Bild von rechts).
- suprasternal: Schallkopf sitzt am oberen Ende des Brustkorbs (Abbildung D.2 rechts).

Für jede Position ist dann noch jeweils ein Längs- und ein Querschnitt (lange und kurze Achse des Herzens) möglich. Diese Schnitte sind abhängig von der Ausrichtung des Schallkopfes. Einen Überblick der sich ergebenden zweidimensionalen Ergebnisse sind in [M24], [M25] dargestellt.



Abbildung D.2: die vier transthorakalen Schallfenster. Von Links nach Rechts: präkordial, apikal, subcostal, suprasternal. Bildquelle [eigen].

Weitere Untersuchungsmethoden sind:

D.1.1.2 Transösophageale Echokardiographie

Diese Untersuchungsmethode erfolgt über die Speiseröhre. Nach der Verabreichung sedierender, also beruhigend und schläfrig machender Medikamente, wird hier ein spezieller Schallkopf über den Mund in die Speiseröhre eingeführt und dementsprechend näher an das Herz gebracht. Dadurch ist eine bessere Darstellung bestimmter Herzstrukturen, vor allem der Vorhöfe des Herzens möglich.

D.1.1.3 Belastungs-Echokardiographie (auch Stress-Echokardiographie)

Die Untersuchung läuft transthorakal, also durch die Wand des Brustkorbs, unter gleichzeitiger Steigerung der Herzarbeit ab. Die gesteigerte Herztätigkeit wird entweder durch Ergometerbelastung (auf einem stationären Fahrrad) oder durch Medikamente hervorgerufen. Beobachtet wird das belastungsabhängige Zusammenziehen des Herzens, die Kontraktion. Treten Kontraktionsstörungen auf, kann der Arzt daran beispielsweise Verengungen der Herzkranzgefäße erkennen.

D.1.2 Bildgebung

Die verschiedenen Bildgebungsformate heißen

- A- Mode
- B (Brightness) - Mode
- M (Time motion) - Mode
- zwei dimensionale Echokardiographie.

Der A-Mode wird heute nicht mehr eingesetzt. Im B-Mode werden individuelle Ultraschallsignale entlang einer Linie, die der Ultraschallachse entspricht, als Leuchtpunkt auf einem Monitor dargestellt. Im M-Mode wird das B-Mode-Signal über der Zeit registriert. Da nur entlang einer einzelnen Linie Ultraschallsignale aufgenommen werden, hat der M-Mode eine hohe zeitliche Auflösung. Daher können feine und sich rasch bewegende Strukturen mit hoher Auflösung dargestellt werden, z.B. läßt sich die Bewegung der Mitralklappe mittels M-Mode Echokardiographie sehr genau zeitlich analysieren. Nachteil der M-Mode Echokardiographie ist die fehlende räumliche Auflösung. Eine gewisse räumliche Information lässt sich mit Hilfe des sogenannten M-Mode-Scannings erzielen. Ein M-Mode-Scan oder Sweep

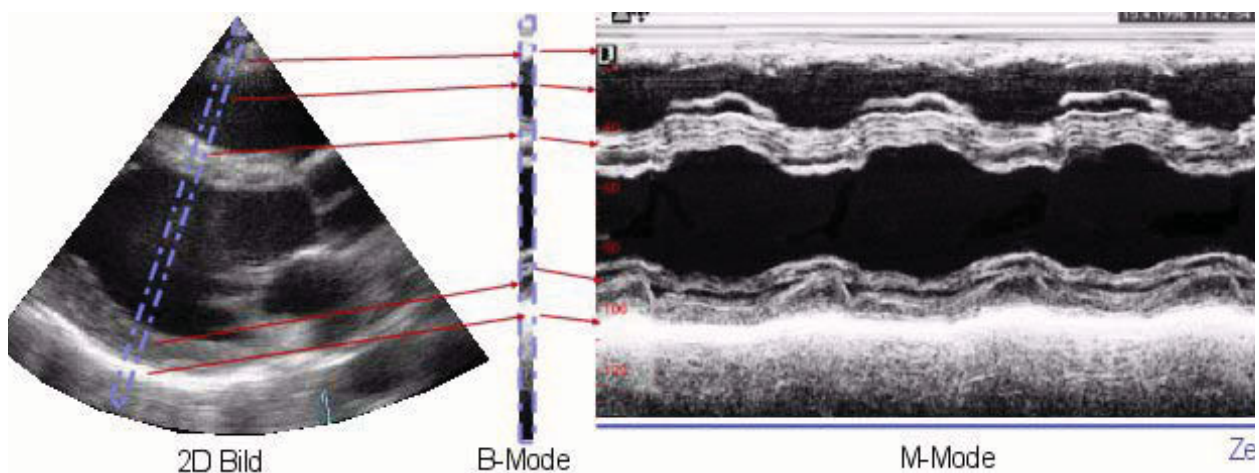


Abbildung D.3: Ergebnisse der drei verwendeten Bilddarstellungen bei Ultraschalluntersuchungen des Herzens. Bildquelle [http://www.medical.philips.com/main/products/ultrasound/image_library/]

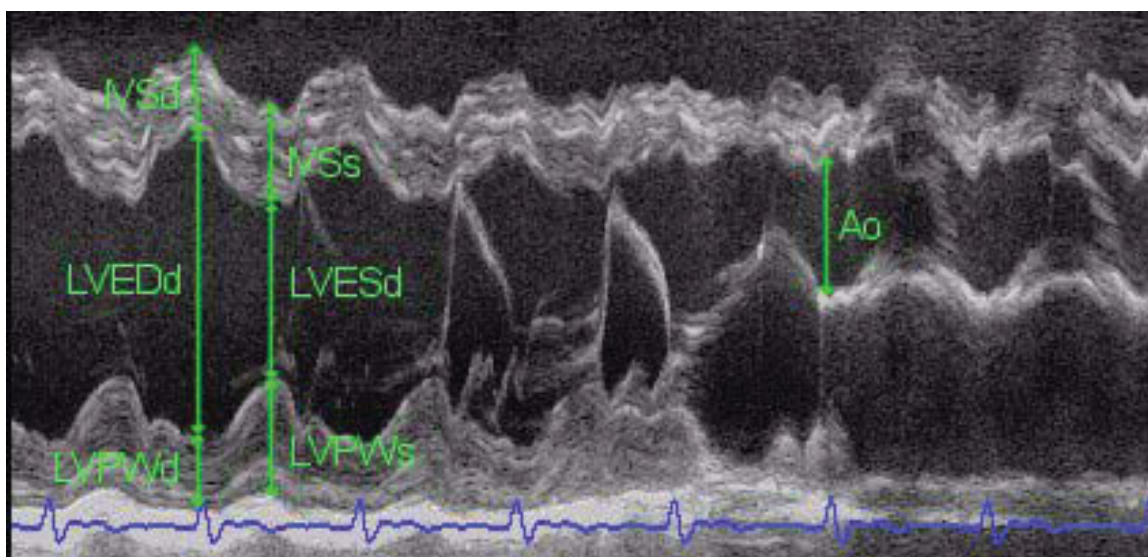


Abbildung D.4: Typische Messung im M-Mode Sweep. Die Abkürzungen bedeuten hier z.B.: IVSd = intraventrikuläres Septum diastolisch, d.h. Dicke der Herzscheidewand im entspannten Zustand des Herzens; IVSs= intraventrikuläres Septum systolisch; LVED(d oder s)=links ventrikulärer Durchmesser (d=diastole, s=systole); LVPWd=links ventrikulärer diastolischer Durchmesser der Hinterwand.

Bildquelle [http://www.medical.philips.com/main/products/ultrasound/image_library/]

wird durch manuelle Bewegung des Ultraschallkopfes von einem Herzareal zu einem anderen Areal erzielt. (Abbildung D.4). Allerdings ist die räumliche Information deutlich eingeschränkt, da Geschwindigkeit und Verlauf der manuellen Bewegung individuell variieren können und nur eingeschränkt reproduzierbar sind. Aufgrund dieser wesentlichen Limitation der M-Mode-Echokardiographie ist die sogenannte zwei-dimensionale Echokardiographie entwickelt worden, (Abbildung D.3). Bei diesem Bildformat werden die Ultraschallsignale in einem vorbestimmten Sektor registriert und dargestellt.

Weitere Bildgebungsverfahren bei der Echokardiographie sind:

- **Doppler-Verfahren:** Diese Methode ist ähnlich dem CW-Radar. Es wird ebenfalls der Doppler-Effekt ausgewertet. Man kann dies in Form von Tönen hörbar machen und auf diese Weise Informationen über Richtung und Geschwindigkeit des Blutflusses erhalten.
- **Duplex-Sonographie (Farb-Doppler):** Diese Methode ist eine Kombination aus B-Mode-Verfahren, Doppler-Verfahren und Farbkodierung. Die Duplex-Sonographie ermöglicht daher die gleichzeitige Untersuchung von Herzstrukturen und Blutstrom. Durch die Farbkodierung wird die Richtung des Blutstroms in Bezug auf den Schallkopf durch unterschiedliche Farben sichtbar gemacht. In der Regel wird der Fluss auf den Schallkopf hin in „rot“ und der Fluss vom Schallkopf weg in „blau“ kodiert. (Abbildung D.5)
- **Gewebe - Doppler - Echokardiographie**

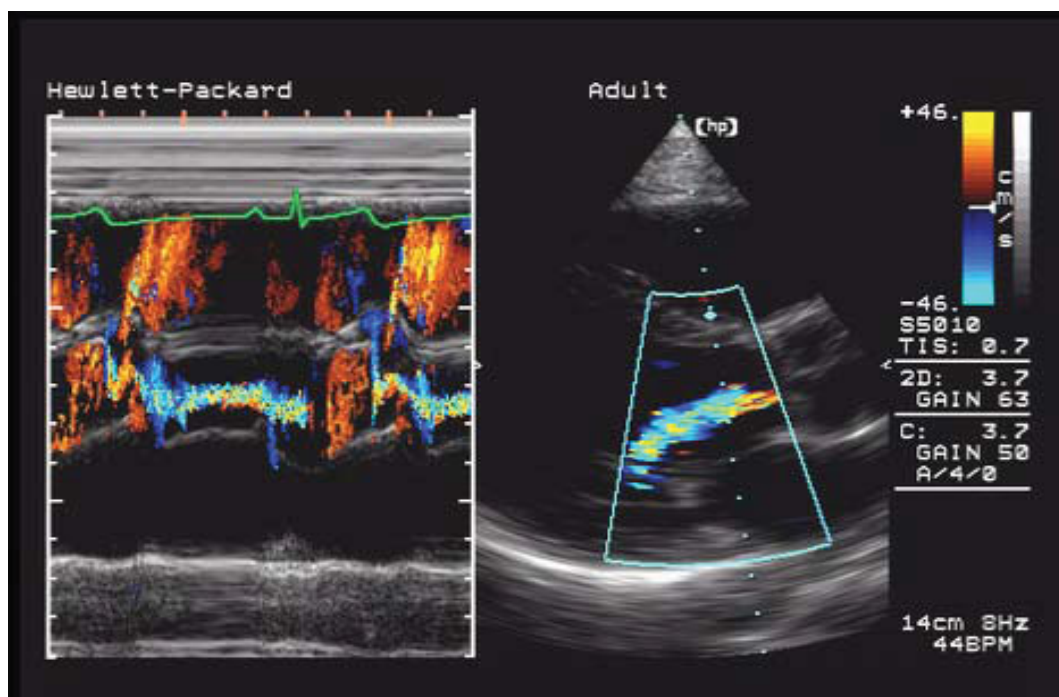


Abbildung D.5: Ergebnisse einer kombinierten Messung (Farb-Doppler mit M-Mode (links) und zwei-dimensionalen Echokardiographie (rechts)).

Bildquelle [http://www.medical.philips.com/main/products/ultrasound/image_library]

Seit dem Jahr 1997 gibt es auch Geräte, welche die Bewegung der Muskeln auflösen können. Durch dieselbe Farbkodierung wie bei Blutflussdoppler kann nun die Bewegungsrichtung der Herzstruktur kodiert werden, Abbildung D.6. Eine Veröffentlichung dazu, siehe [M26].

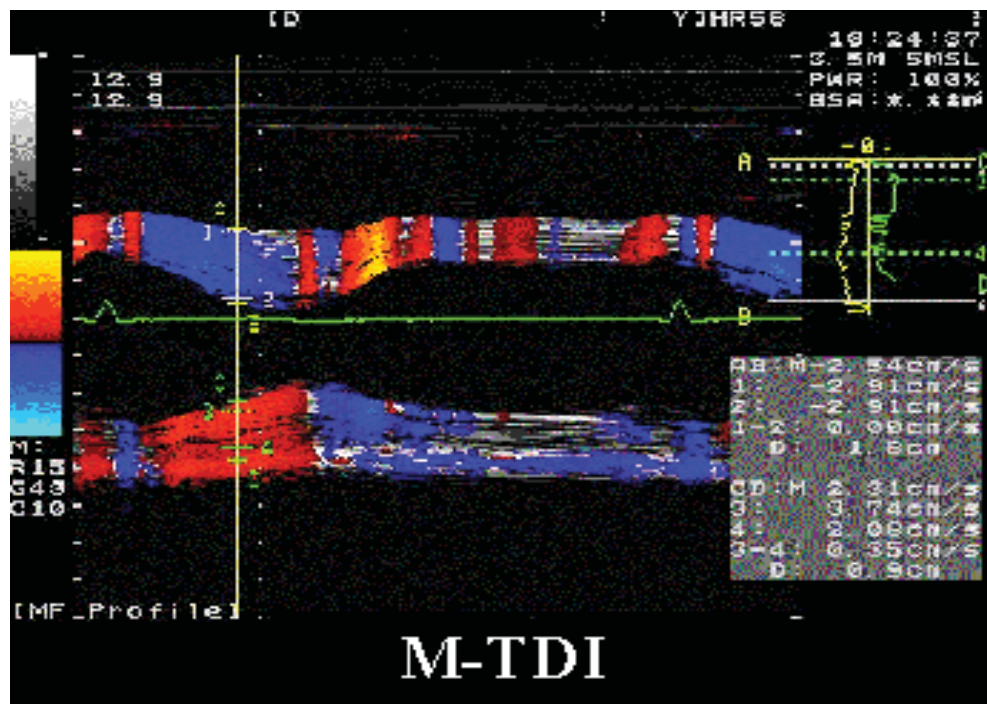


Abbildung D.6: M-Mode Gewebe-Dopplerechokardiogramm eines herzgesunden Probanden abgeleitet von der parasternalen langen Achse. Bildquelle [http://www.medical.philips.com/main/products/ultrasound/image_library]

D.1.3. Bestimmung radialer Herzgeschwindigkeiten mit Hilfe von Ultraschall

D.1.3.1 Geschwindigkeitsbestimmung mit Hilfe der M-Mode-Bilddarstellung

Die Bilder zur Auswertung wurden von der Firma Agilent Medizintechnik (jetzt Phillips Medizintechnik) und dem Robert Bosch Krankenhaus in Stuttgart zur Verfügung gestellt. Die Geschwindigkeitsbestimmung soll hier anhand eines Beispiels erläutert werden. Die Auswertung erfolgt auf einem großen Ausdruck (Bild komplett auf DIN-A4). Bestimmung der Skala erfolgte mit Hilfe eines Lineals.

Das Gerät erzeugte hier eine Skala von

0,1s pro Strich (X-Achse) und 1cm pro Strich (Y-Achse).

Die Berechnung selbst ist auf der folgenden Seite zu sehen.

Wenn man für den Weg den Dreisatz anwendet, bekommt man für den zurückgelegten Weg der Herzwand an dieser M-Mode-Stelle: 0,75cm.

Ebenfalls mit dem Dreisatz wurden die Zeiten der Systole und der Diastole ermittelt:

Zeit Systole: 0,21s und Zeit Diastole: 0,1s

Wenn man jetzt noch eine konstante Geschwindigkeit annimmt, bekommt man mit dem Weg/Zeit-Gesetz eine Geschwindigkeit für diese Herzstelle von **7,5 cm/s** und **3,57cm/s**.

Die Auswertung weitere M-Mode-Bilder ergab einen Geschwindigkeitsbereich für verschiedene Stellen im Herzen (radial zum Schallkopf) von **2cm/s bis 7,5cm/s**.

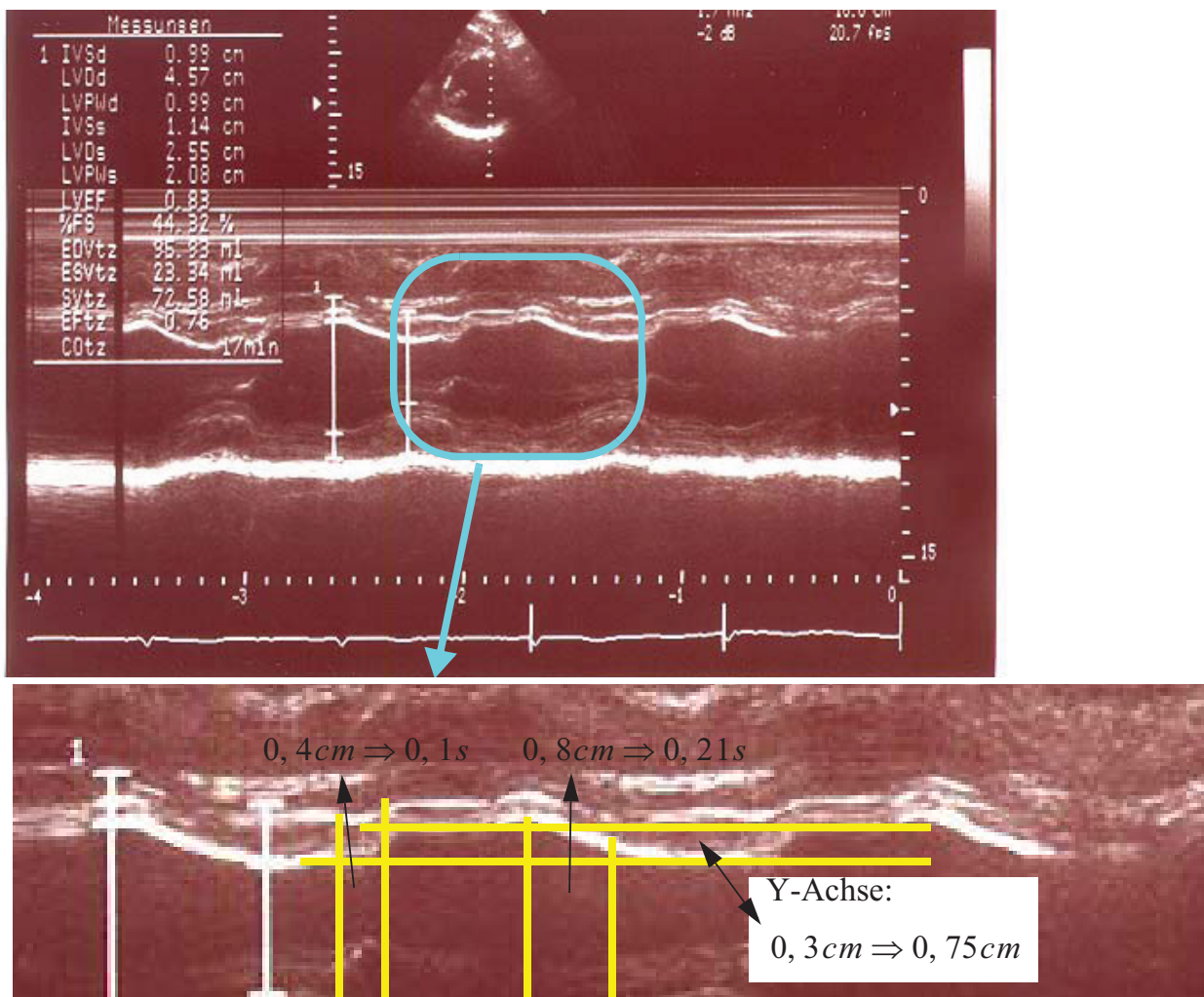


Abbildung D.7: Ultraschall-Doppler Messung (eigene Messungen Robert Bosch Krankenhaus Stuttgart)

Das ergab folgende Skala für den Dreisatz (siehe Abbildung D.7):

$$0,4\text{cm} \Rightarrow 0,1\text{s} \quad 0,8\text{cm} \Rightarrow 0,21\text{s}$$

Y- Achse:

gemessen aus Bild $0,4\text{cm} \Leftrightarrow 1\text{cm}$ Skala vom Gerät

Zeitachse (x-Achse): Pulsabstand ist 0,85s das entsprach hier einer Entfernung von 3,3cm

D.1.3.2 Bestimmung der Geschwindigkeit mit Hilfe von Gewebe-Doppler-Aufnahmen

Diese Werte wurden der Veröffentlichung [M26] entnommen. In dieser Literaturstelle ergab sich für die Vorderwand ein Mittelwert für die Geschwindigkeit von 3,48cm/s und für die Hinterwand ein Wert von 3,64cm/s. Die oberen und unteren Grenzen betrugen 2cm/s und 5cm/s. Mit Hilfe dieser Werte konnte eine Übereinstimmung mit den Werten aus D1.3.1 festgestellt werden. Der Unterschied bei der hohen Geschwindigkeit ergibt sich durch die vielen möglichen Messstellen und der vielen benutzten Schnitte durch das Herz.

D.2 Herzgeschwindigkeitsmessung mit Hilfe eines MRT - Gerätes

MRT: Kernspin- oder Magnet-Resonanz-Tomographie. Die Magnetresonanz-Tomographie (MRT), früher als Kernspintomographie bezeichnet, ist eine sehr attraktive diagnostische Methode, da sie ohne die Anwendung ionisierender Strahlung hervorragende Weichteilkontraste auf Schnittbildern beliebiger Orientierung praktisch des gesamten Körpers liefert. Sie fand Anfang der 80er Jahre Eingang in die medizinische Routine. Das Prinzip der Bilderzeugung bei der MRT ist recht kompliziert und soll deshalb relativ ausführlich vorgestellt und erläutert werden. Die an den physikalisch-technischen Grundlagen weniger interessierten Menschen können diesen Teil problemlos überlesen und sich dann nur über die medizinisch relevanten Fakten informieren. Die folgende Kurzinformation soll denjenigen einen groben Überblick vermitteln, die ohne sich für Details zu interessieren, dennoch etwas über das Prinzip dieser diagnostischen Methode wissen möchten. Die Magnetresonanz-Tomographie gehört in Deutschland und in den meisten Industrienationen mittlerweile zu den routinemäßig verwendeten Diagnoseverfahren.

Kurzinformation: Die moderne Medizin verfügt über vier radiologische Schnittbildverfahren. Es sind dies die Computer-Tomographie (CT), die Single-Photon-Emissions-Computer-Tomographie (SPECT), die Positronen-Emissions-Tomographie (PET) sowie die MRT. Darüber hinaus lassen sich auch mit Hilfe von Ultraschallgeräten Schnittbilder des Menschen erzeugen. Alle Verfahren sind in [M13] noch einmal genauer beschrieben. Bei der Kernspin-Tomographie, dem eigentlichen Thema dieses Kapitelabschnitts, kommt keine ionisierende Strahlung, also auch keine Röntgen- oder Gammastrahlung zur Anwendung. Mit Hilfe eines sehr starken statischen Magnetfeldes mit Feldstärken von 0,25 bis 3 Tesla (T) werden die Protonen des Wassers des zu untersuchenden Menschen, beeinflusst. Mit Hilfe eines über HF-Spulen eingestrahlten gepulsten HF-Magnetfelds, von z.B. rund 40 Megahertz (MHz), werden die Protonen angeregt. Beim Abschalten des HF-Magnetfelds geben sie kleine magnetische Signale ab, die mit Hilfe spezieller Empfängerspulen empfangen werden. Über zeitweilig zugeschaltete Gradienten-Magnetfelder mit Feldstärken bis zu 60 mT können diese Signale bestimmten Orten, präziser Volumenelementen (Voxel), des Patienten zugeordnet werden. Mit Hilfe leistungsstarker Rechner wird aus diesen zahlreichen Signalen dann das gewünschte Schnittbild erzeugt. Nach allen zur Zeit vorliegenden Erkenntnissen sind bei einer derartigen Untersuchung keinerlei anhaltende Nebenwirkungen zu erwarten. Während der Untersuchung mit höheren Magnetfeldern wurde allerdings von Patienten über Lichterscheinungen im Auge, sogenannten Phosphenen, berichtet. Sie verschwanden aber sofort nach Beendigung der Untersuchung und traten danach auch nicht wieder auf. Gefahren können jedoch bei der Anwesenheit von insbesondere magnetisierbaren Metallen am oder im Körper entstehen. Die Diskussion der damit verbundenen Probleme wird im weiteren ausführlich geführt.

Physikalische Grundlagen: Jede bewegte Ladung, so z.B. der Elektronenfluss in einem Draht, einer Leitung oder einer Spule, hat ein Magnetfeld zur Folge; auch die Bewegung der Protonen, so z.B. ihre Eigenrotation (Spin), erzeugt ein, wenn auch sehr kleines, atomares Magnetfeld. Dieses Magnetfeld hat ein magnetisches Moment (Abk. μ) der Protonen zur Folge. Diese magnetischen Momente der Protonen im Atomkern können sich gegenseitig verstärken oder, wenn die Protonen gegeneinander rotieren, auch auslöschen.

Für die MRT spielen die Atome eine Rolle, die ein nach außen wirkendes resultierendes magnetisches Moment besitzen. Der wichtigste Atomkern mit einem derartigen magnetischen Moment ist der Wasserstoff, der an Sauerstoff gebunden, als Wasser in genügend großer Anzahl für eine ausreichende Signalintensität im menschlichen Körper vorhanden ist. Weiter Informationen sind in [M13] und [M21] nachzulesen.

D.2.1 Radiale Geschwindigkeit

Mit Hilfe eines solchen Geräts wurden an der Universitäts in Freiburg Untersuchungen zur Geschwindigkeit gemacht. Die Ergebnisse sind in einigen Veröffentlichungen von Michael Markl und B. Schneider (z.B.: [M21] [M22]) nachzulesen. Das Ergebnis dieser Untersuchungen kann soweit zusammengefasst werden, dass die Herzbewegung sich aus einer radialen und tangentialen Geschwindigkeit zusammensetzt. Man kann diese Bewegung mit dem Auswinden eines Handtuchs vergleichen, siehe auch Kapitel 3.3.1.6.

Für eine gesunde Person ergaben sich Werte für die

- radiale Geschwindigkeit: 5cm/s bei der Kontraktion und 3cm/s bei der Expansion des Herzens. Bei den Geschwindigkeiten sind individuelle Abweichungen schon berücksichtigt.
- tangential Geschwindigkeit: von 2 bis -1 rad/s

D.3 Stand der Technik zur Bestimmung der Herzbewegung im medizinischen Umfeld

In der klinischen Herzfunktionsdiagnostik werden auch nichtinvasive Verfahren eingesetzt, die einen größeren apparativen Aufwand erfordern [M2], [M3]. Diese Verfahren können wegen des technischen Aufwandes nicht im Kraftfahrzeug eingesetzt werden

- **Computertomographie:** Die CT ist ein röntgenologisches Verfahren, bei dem durch Computerverarbeitung Schichtbilder des Herzens erzeugt werden.
- **Kernspintomographie:** Die Magnetresonanztomographie liefert gleichfalls Schichtbilder, jedoch mit einer höheren Auflösung. Im Gegensatz zur CT arbeitet dieses Verfahren nicht mit Röntgenstrahlen sondern mit einem Magnetfeld hoher Feldstärke und mit elektromagnetischen Wellen im MHz-Bereich.
- **Echokardiographie:** Sie stellt eine spezielle Anwendung des Impuls-Echo-Verfahrens dar, bei dem ohne großes Risiko für den Patienten die Reflexion von Ultraschallwellen an Grenzflächen des Herzens (Ventrikelwänden, Septum, Klappen) erfasst wird.
- **Nuklearmedizinische bildgebende Verfahren:** Diese werden zur Beurteilung der Ventrikelfunktion und der Myokarddurchblutung angewendet und sind ebenfalls nichtinvasiv, erfordern jedoch die intravenöse Applikation eines radiaktiven Indikators.

Anhang E

Schaltpläne

E.1 Hochfrequenzteil für 2,45GHz

In Abbildung E.1 ist der Hochfrequenzteil des realisierten Sensors für den Frequenzbereich 2,45GHz dargestellt. Das Bild wurde vom Sensorteil nach der Realisierung der dritten Ausbaustufe gemacht.

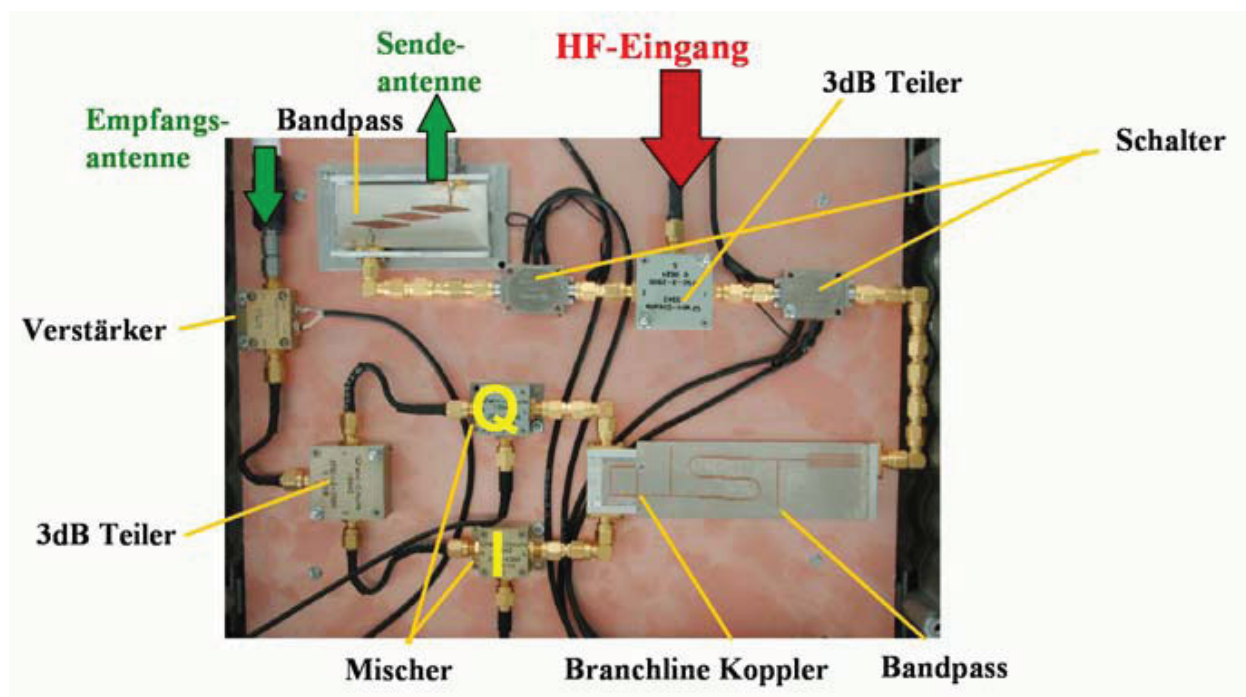
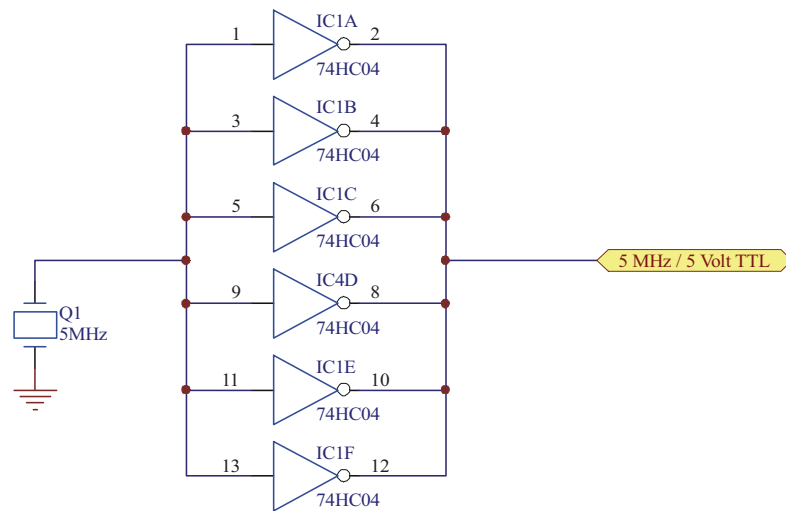


Abbildung E.1: Photographie des realisierten Radarsensors zur Herzschlagmessung.

E.2 Schaltpläne Frequenzerzeugung 2,45GHz



Versorgungsspannung: Quarz und 74HCT04 = 5 Volt DC

Abbildung E.2: Schaltplanausschnitt des Schaltungsteils mit Quarz und Treiberbeistein

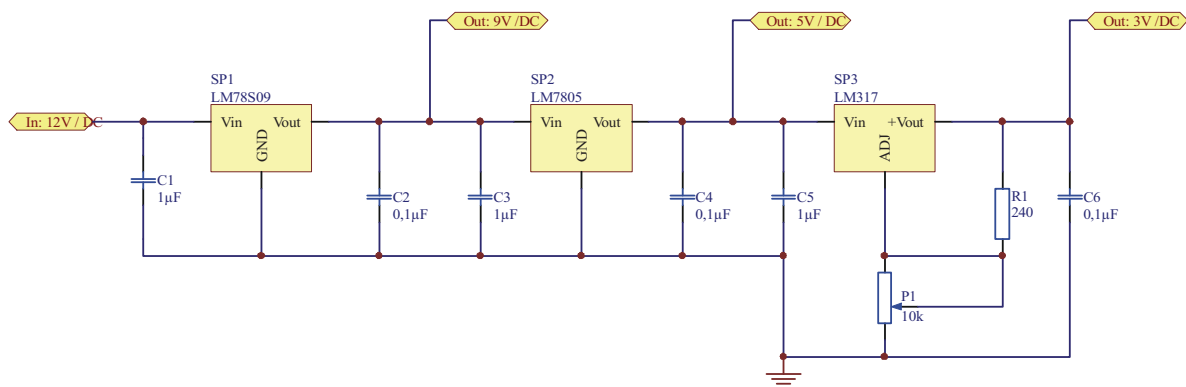


Abbildung E.3: Schaltplanausschnitt des Schaltungsteils: Spannungsversorgung für die Komponenten in der Frequenzerzeugung 2,45GHz.

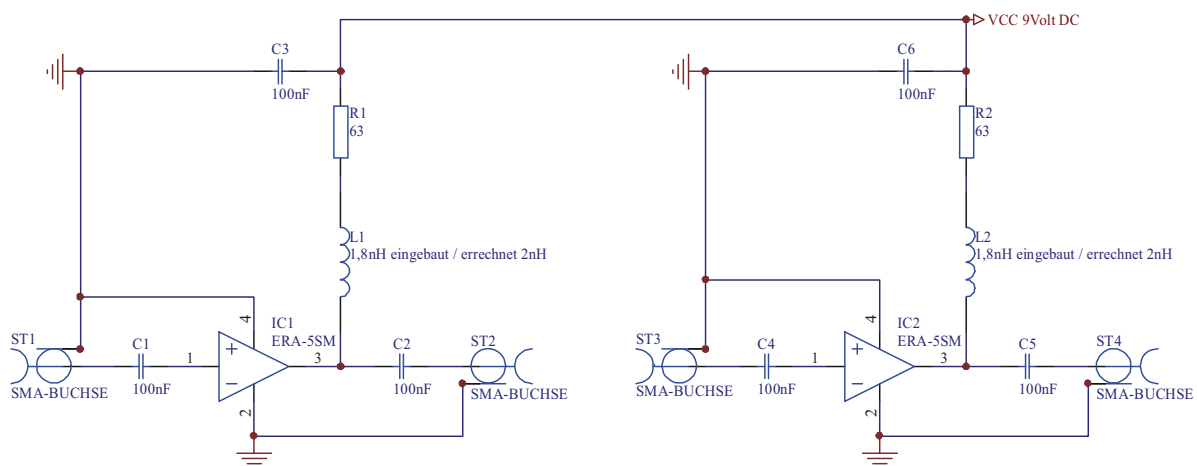


Abbildung E.4: Schaltplanausschnitt des Schaltungsteils: Verstärkung

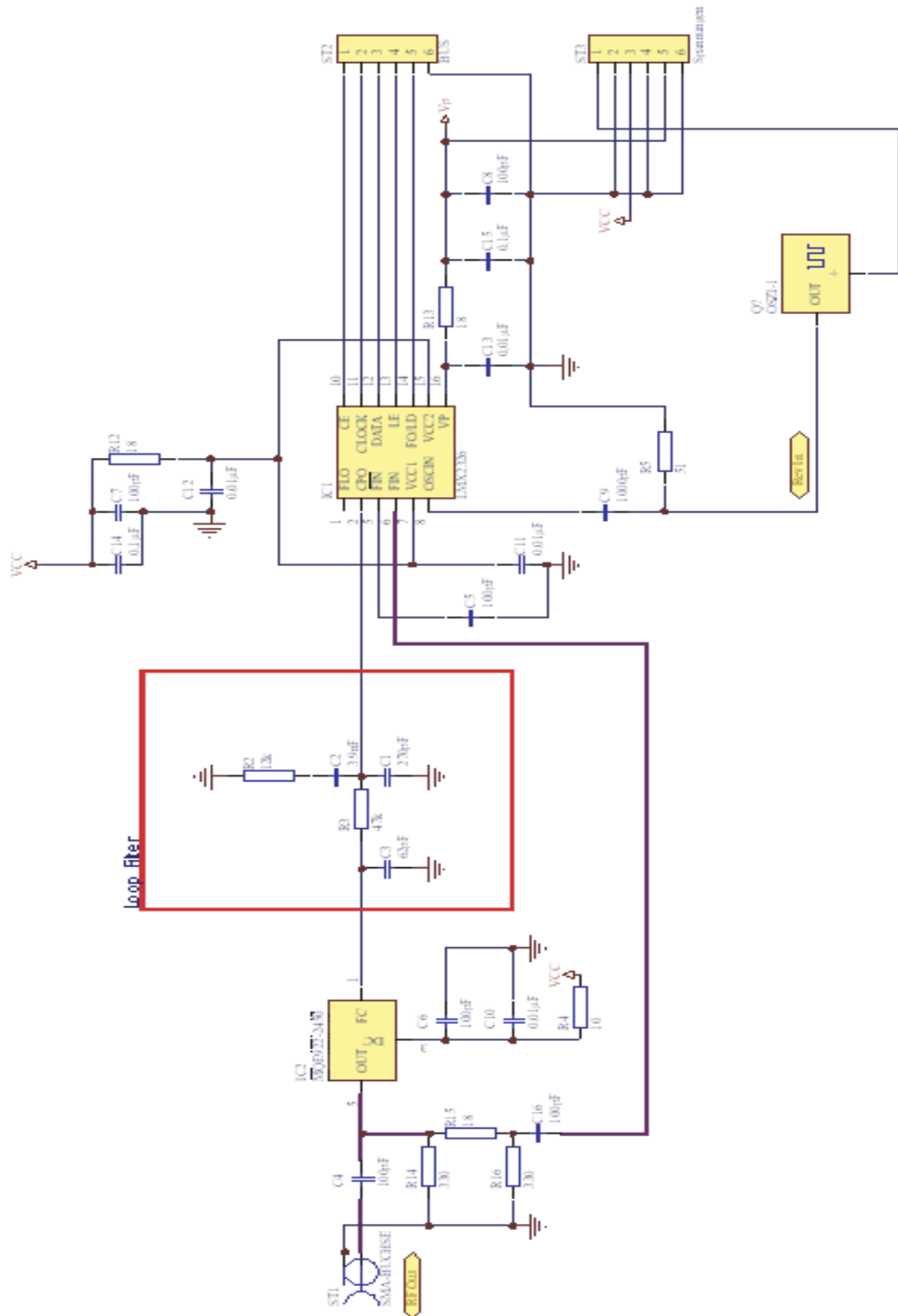


Abbildung E.5: Schaltplanausschnitt des Schaltungsteils: VCO+PLL.

Dieser Teil wurde mit Hilfe eines Computerprogramms auf die gewünschte Frequenz zwischen 2,4 und 2,5GHz eingestellt.

E.3 Schaltpläne Zeitbasis

In Abbildung E.6 ist der Schaltplan des Sägezahngenerators dargestellt. Die Spannung wird mit dem ersten Teil des ICs 7556 erzeugt. Hier wird eine langsam ansteigende und schnell abfallende Flanke, mit konstantem Anstieg im Frequenzbereich von 100Hz bis 1,2 kHz erzeugt. Über das Potentiometer R24 läßt sich die Frequenz in diesem Bereich verändern. Der Widerstand R21 und die Kapazität C20 bestimmen den Frequenzbereich. Diese Spannung liegt nun am Eingang des Operationsverstärkers IC8 an. Dieser OP invertiert die Rampe und verschiebt sie in den positiven Spannungsbereich. Somit liegt am Ausgang eine schnell ansteigende und langsam konstant abfallende Sägezahnspannung an. Das Potentiometer R27 bestimmt die Grenzen der Verstärkung, während R32 den positiven Offset der Rampenspannung einstellt. Die negative Versorgungsspannung wurde mit dem zweiten Teil des ICs 7556 erzeugt. Dies geschieht durch ein schnelles Taktsignal (über Potentiometer R17 einstellbar), das über eine Zusammenschaltung von Dioden und Transistoren in Verbindung mit Kondensatoren zu einer negativen Spannung von -5Volt führt. Die Spannungsglättung erfolgt durch das IC 7905. Dieser stellt dem OP eine Spannung von -4Volt zu Verfügung. Mit dem Potentiometer R29 kann diese Spannung bis auf 0Volt erhöht werden.

In der Abbildung E.7 ist der zweite Teil der Schaltung dargestellt. In diesem Teil werden die Pulse zur Schalteransteuerung erzeugt. Der Spannungspegel ist TTL. Diese Schaltung erzeugt zuerst ein Rechtecksignal mit einem Tastverhältnis von 1 zu 1. Die Frequenz kann zwischen 3 und 7 MHz eingestellt werden. Diese Pulse werden jetzt auf zwei Zweige aufgeteilt. Der eine Zweig ist später für die Ansteuerung des Schalters auf der Sendeseite, der andere für die Empfangsseite verantwortlich. Mit den Potentiometern P1 und P2 kann die Grundverschiebung der Zweige eingestellt werden, d.h. hier kann die Entfernungszelle so eingestellt werden, dass sie nicht bei Null beginnt. Im Empfangszweig wird danach der „Sweep“ als Zeitverschiebung aufmodelliert (Spannungsveränderung verschiebt den Schaltpegel für das nachfolgende Gatter IC3B). Die Zweige sind sonst symmetrisch aufgebaut, damit die Zeitverschiebung zwischen dem Sender und dem Empfänger richtig eingestellt werden kann. Am Ende der Ansteuerung befinden sich noch zwei Potentiometer (R7 und R12). Mit diesen Widerständen können die Einschaltzustände der Schalter eingestellt werden (diese entsprechen der Impulsdauer des HF-Signals, „Ein“).

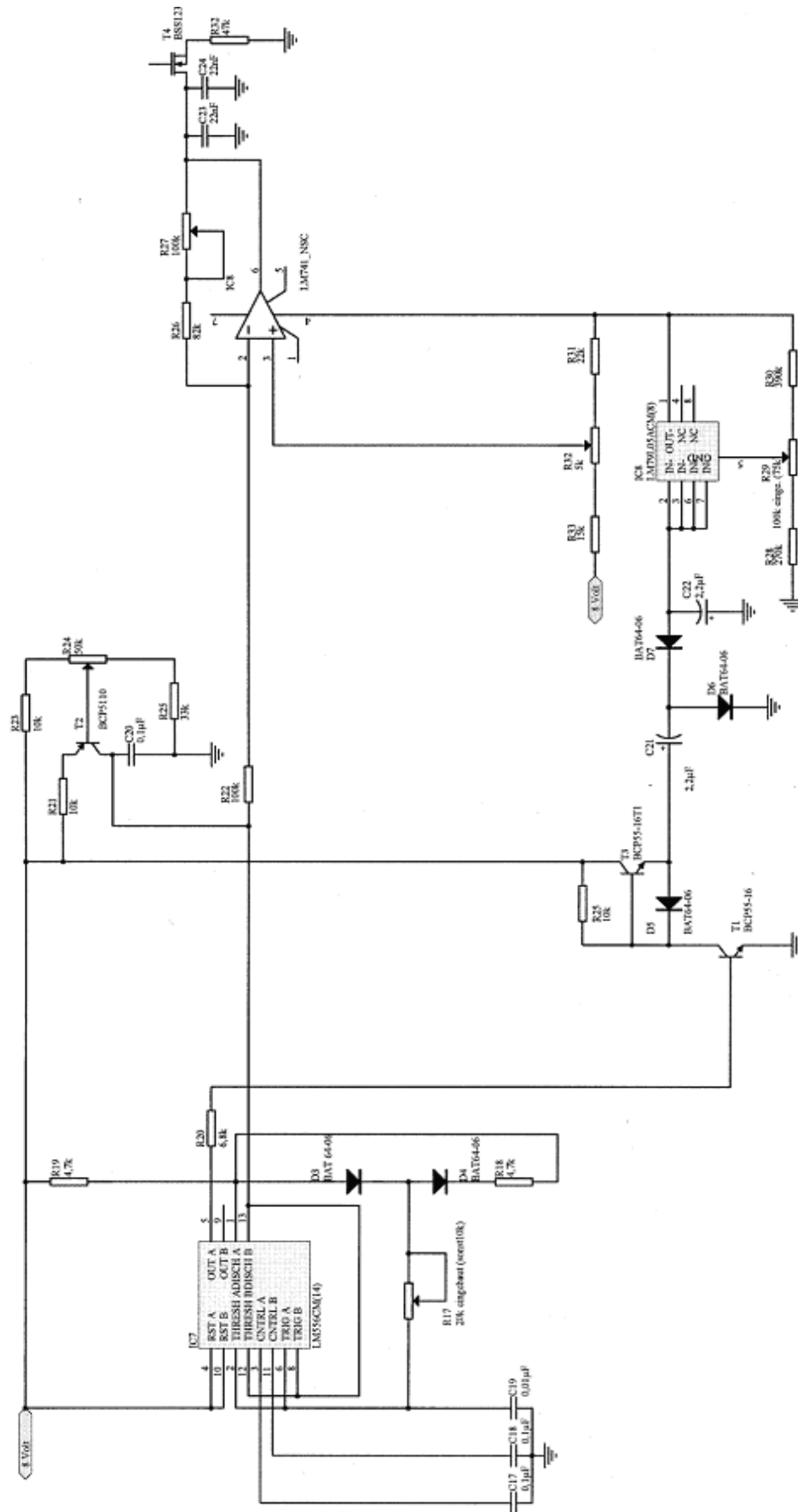


Abbildung E.6: Schaltplan für die Sägezahnspannungserzeugung zur Steuerung der Zeitverschiebung zwischen Sendee und Empfangsimpuls

E.4 Gekaufte Komponenten für 2,45GHz

Mischer, Typ ZEM-4300

- Hersteller: Mini-Circuits
- Funktionsprinzip: siehe Abbildung E.8

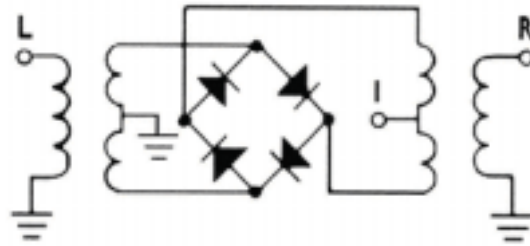


Abbildung E.8: Funktionsprinzip des Frequenzmischers ZEM-4300

- Technische Daten:

ZEM-4300 LO Power Level 7 dBm									
Frequency MHz		Max. Conversion Loss dB		Min. LO-RF Isolation dB			Min. LO-IF Isolation dB		
LO/RF	IF	Mid-Band	Total Range	L	M	U	L	M	U
300-4300	DC-1000	9.5	9.5	20	17	17	8	8	8

Tabelle 7.1: Technische Daten für den Frequenzmischer ZEM-4300

Bemerkung zur Tabelle: L=low range(f_L to $10f_L$) / M=mid range($10f_L$ to $f_U/2$) / U=upper range($f_U/2$ to f_U)

Schalter, Typ S136A

- Hersteller: Miteq
- Typ: einfacher Einschalter bei einem TTL-Pegel (Ein = High-Pegel).
- Daten: Frequenzbereich: 2 - 8 GHz; Verluste/Durchgang: 1,8dB bei „Ein“, 60dB bei „Aus“.

3 dB-Teiler, Typ ZFSC-2-2500

- Hersteller: Mini-Circuits
- Funktionsprinzip: siehe Abbildung E.9

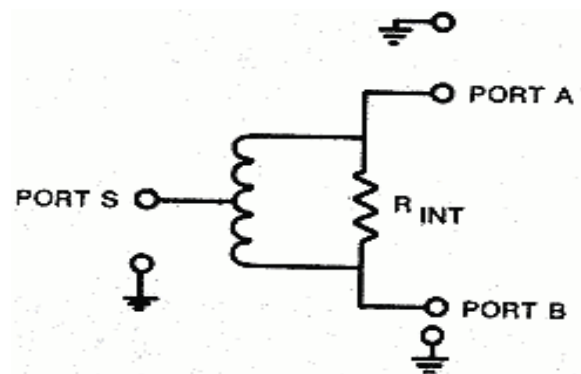


Abbildung E.9: Funktionsprinzip des Leistungsteilers ZFSC-2-2500

- Technische Daten:

Freq. MHz	Isolation, dB			Insertion Loss, dB Above 3.0dB			Phase Unbalance Degrees			Amplitude Unbalance, dB						
f _L - f _U	L	M	U	L	M	U	L	M	U	L	M	U				
	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Min.	Typ.	Max.	Typ.	Max.	Typ.	Max.				
10-2500	16	11	17	14	0.50	0.80	0.60	1.40	0.80	1.50	1.00	4.00	8.00	0.20	0.30	0.40

Tabelle 7.2: Technische Daten für den Leistungsteiler ZFSC-2-2500

Bemerkungen zur Tabelle: L=low range(f_L to $10f_L$) / M=mid range($10f_L$ to $f_U/2$) / U=upper range($f_U/2$ to f_U)

Verstärker, Typ ZJL-3G

- Hersteller: Mini-Circuits

Freq. MHz	GAIN, dB			Maximum Power, dBm			Dynamic Range		VSWR		DC Power	
	Min.	Typ.	Typ. Flatness	L _w	U	Input (no damage)	NF dB Typ.	IP3 dBm Typ.	In Typ.	Out Typ.	Cur- rent (mA)	Volt(V.)
20-3000	14	19	±2.20	+8.00	+8.00	+13	3.80	22	1.40	1.60	45	12

Tabelle 7.3: Technische Daten für den Verstärker ZJL-3G

Alle technischen Daten konnten durch Messungen bestätigt werden. Ein Problem ergab sich nur bei den Schaltern. Diese erzeugten je nach Einschaltdauer und Einschaltwiederholungen (Pulswiederholfrequenz) Störungen im Frequenzbereich. Diese Störanteile lagen je nach Ansteuerung der Schalter im Frequenzbereich von 0 bis 2,4GHz (siehe dazu auch Kapitel 7). Aus den Komponenten „Mischer“, „Leistungsteiler“, einem Signalgenerator von Rhode&Schwarz und einfachen Patchantennen wurde der CW-Radarsensor in der ersten Ausbaustufe realisiert. Das Blockdiagramm entspricht dem eines einfachen CW-Radars, siehe dazu Kapitel 2.

E.5 NF-Schaltungsteil bei 2,45GHz

Hochohmiger Eingangsverstärker

(Abbildung E.10)

Diese Stufe war nötig um die Mischer richtig abzuschließen. Die Verstärkung dieser Stufe betrug 101.

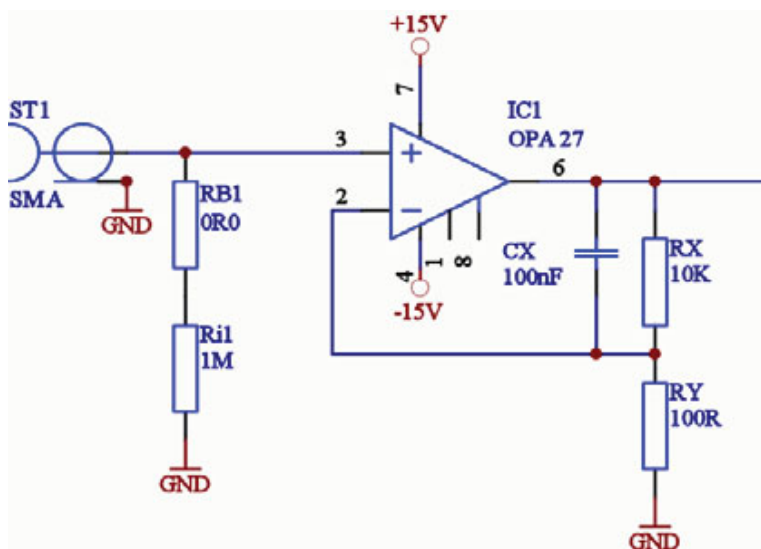


Abbildung E.10: Schaltplanausschnitt für die Eingangsverstärkerstufe für die NF-Filterschaltung

Ausgangsverstärker

(Abbildung E.11)

Diese Stufe wurde so dimensioniert, dass die Verstärkung variabel einzustellen ist (hier von 2 bis 12-facher Verstärkung). Mit dem Potentiometer R_c kann noch der Gleichspannungs-
offset, der in der Schaltung entsteht auf 0 eingestellt werden. Bevor der Hochpaß hinzuge-
fügt wurde, konnte mit diesem Potentiometer auch der DC-Offset der Mischer ausgeglichen
werden.

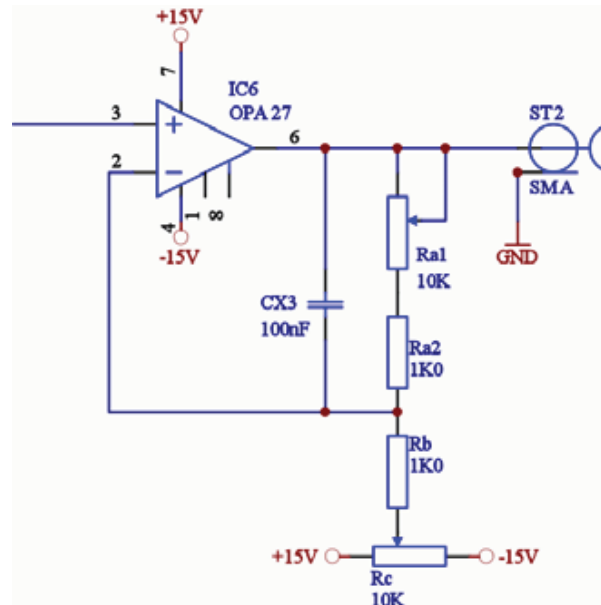


Abbildung E.11: Schaltplanausschnitt für die Ausgangsverstärkerstufe mit variabler Verstärkung für die NF-Filter-
schaltung

Die Filter wurden mit folgenden Grenzfrequenzen dimensioniert, Theorie siehe [G2]:

Tiefpaß: 20Hz.

(Abbildung E.12)

Die Berechnung der Bauelemente erfolgte mit Hilfe der Filterkoeffizienten für einen Bessel-
Tiefpaß 4. Ordnung

$$\begin{aligned} a_1 &= 1,3397 & b_1 &= 0,4889 \\ a_2 &= 0,7743 & b_2 &= 0,3890 \end{aligned}$$

und den Gleichungen für einen solchen Tiefpaß aus [G2].

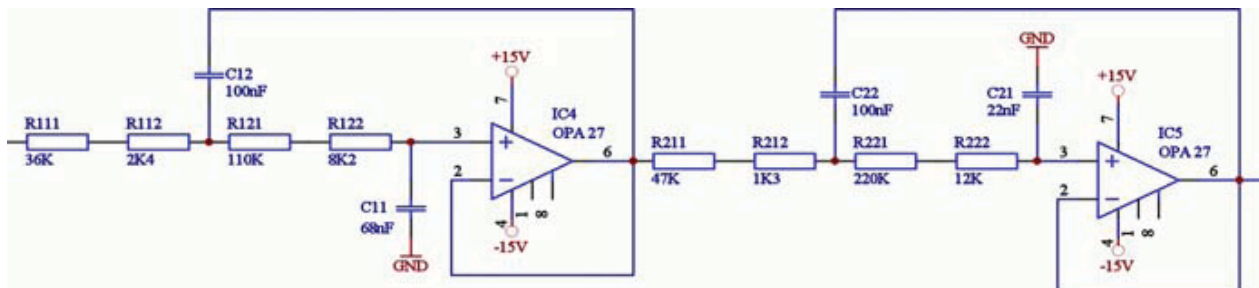


Abbildung E.12: Schaltplanausschnitt für die Bessel-Tiefpaß 4. Ordnung

Hochpaß: 0,1Hz.

(Abbildung E.13)

Die Berechnung der Bauelemente erfolgte mit Hilfe der Filterkoeffizienten für einen Bessel-Hochpaß 2. Ordnung

$$a_1 = 1,3617 \quad b_1 = 0,6180$$

und den Gleichungen für einen solchen Hochpaß aus [G2]

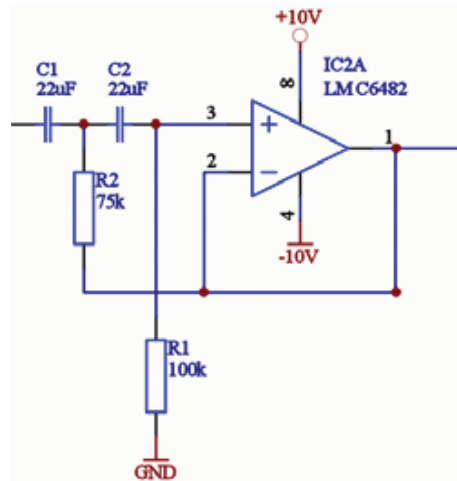


Abbildung E.13: Schaltplanausschnitt für den Bessel-Hochpaß 2. Ordnung

Insgesamt wurde dieser Schaltungsteil für jeden Mischerausgang einmal aufgebaut.

E.6 Zeitbasis für 24GHz

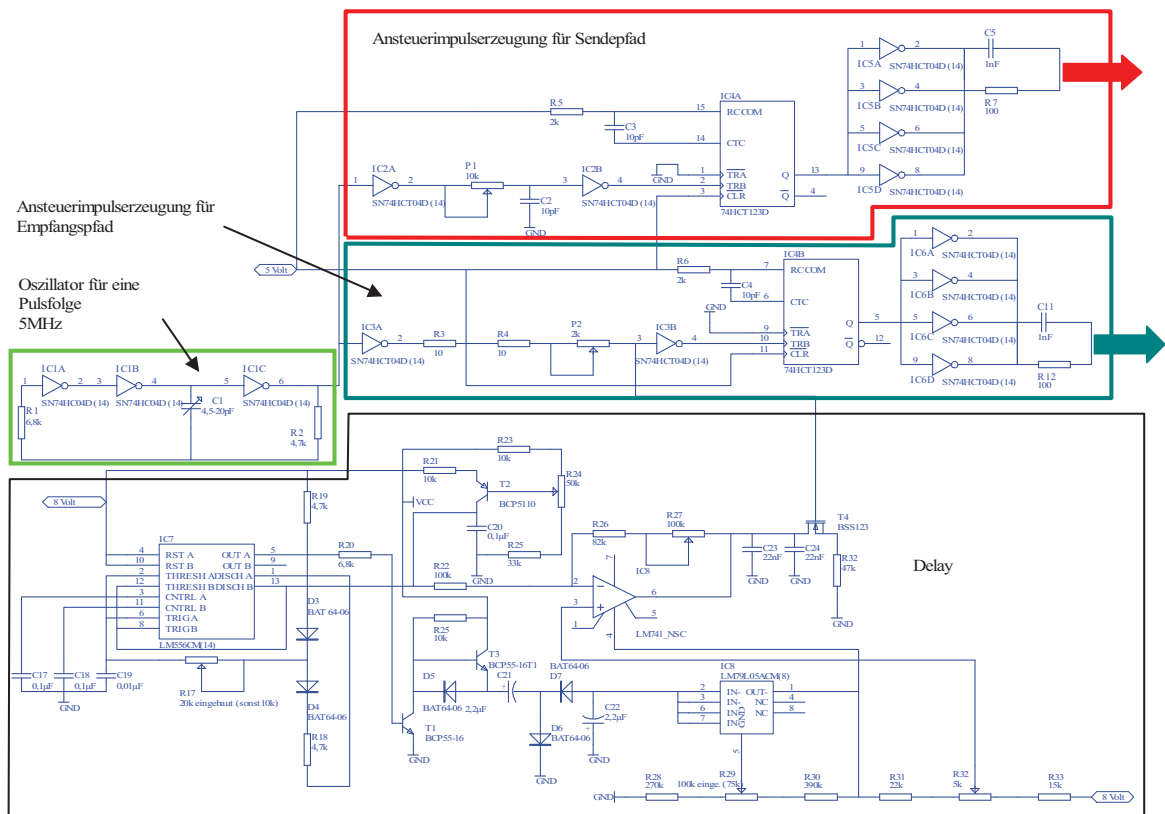


Abbildung E.14: Schaltplan der Steuerplatine für 24GHz

E.7 HF-Komponenten bei 24GHz

Als Hochfrequenzteil kommt eine schon vorhandene LTCC-Platine zum Einsatz. Diese konnte ohne große Änderungen für die Abstandbestimmung im Innenraum eines Kfz eingesetzt werden (Abbildung E.15).

Platinendaten:

Die verwendete LTCC-Keramik besitzt bei 24GHz folgende Werte:

- Dicke: 600µm für Sensor (4 Lagen), eine Lage 150µm
- Dielektrizitätskonstante: 7,7
- tan d: 0.007

Die Abmessungen der HF-Platine sind:

- Breite: 30mm
- Länge: 79mm

Bemerkung zur Pulserzeugung bei 24GHz

Wie schon beschrieben wurden zur Pulserzeugung die Eigenschaften einer Step-Recovery-Diode (SRD) eingesetzt. Mit diesem erzeugten Impuls wurde dann ein Pin-Dioden-Schalter angesteuert. Die eigentlichen Impulse entstehen dann durch „Schalten“ der 24GHz. Detailliertere Informationen zur Funktionsweise sind in Kapitel 8 nachzulesen. Literaturstellen zur Impulserzeugung mit einer Step-Recovery Diode sind [R1], [R23] und [R24].

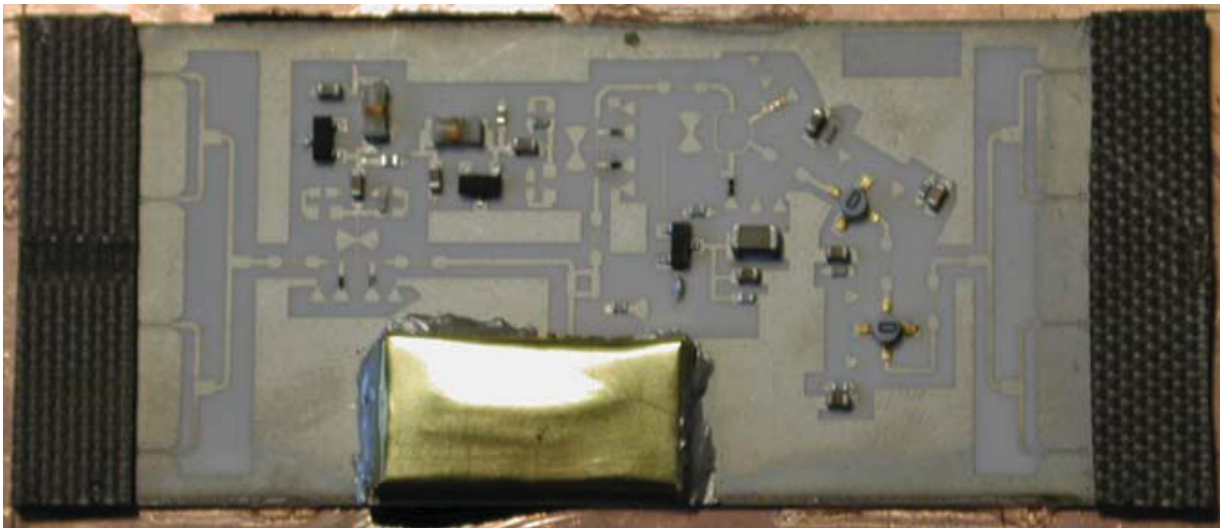


Abbildung E.15: Bild eines fertig bestückten 24GHz- Sensors

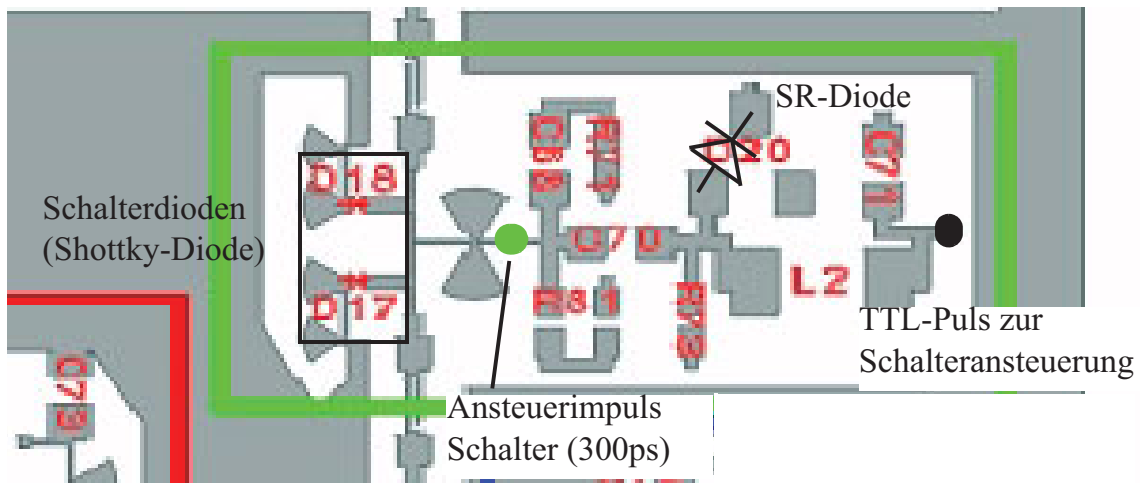
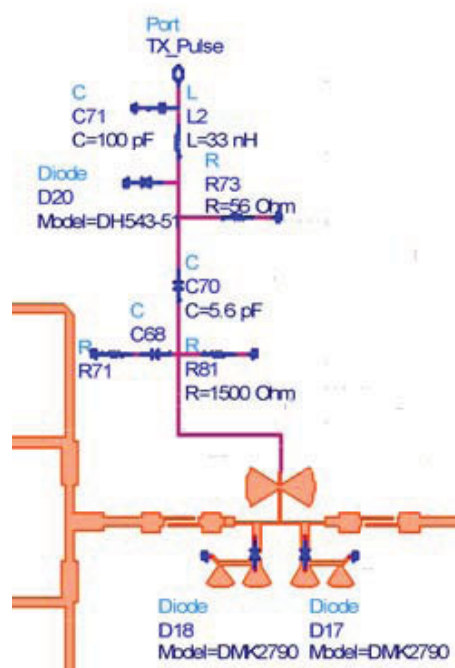


Abbildung E.16: Ausschnitt aus Layout, zur besseren Darstellung der Schalteransteuerung.



Zur Darstellung der Realisierung dieses Schaltungsteils sind in Abbildung E.16 ein Layoutausschnitt und in E.17 ein Schaltplanausschnitt dargestellt.

Abbildung E.17: Schaltprinzip der Schalteransteuerung des Sendezweiges mit Step Recovery Diode (SR-Diode)

Anhang F

Antennenberechnungen

F.1 Abmessungen der Antennentypen

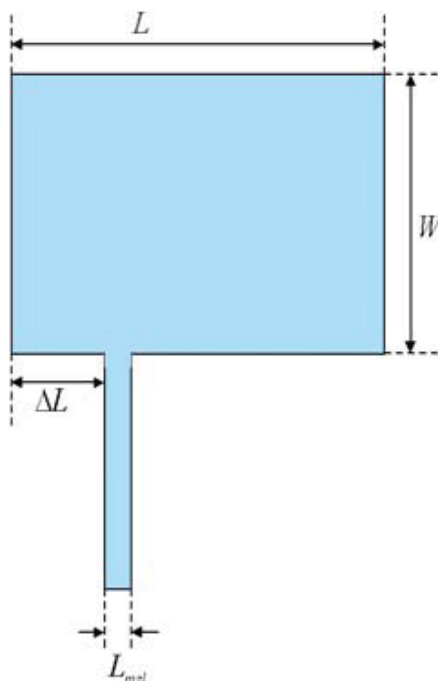


Abbildung F.1: Abmessungen bei der Antenne mit Microstripspeisung / Typ A

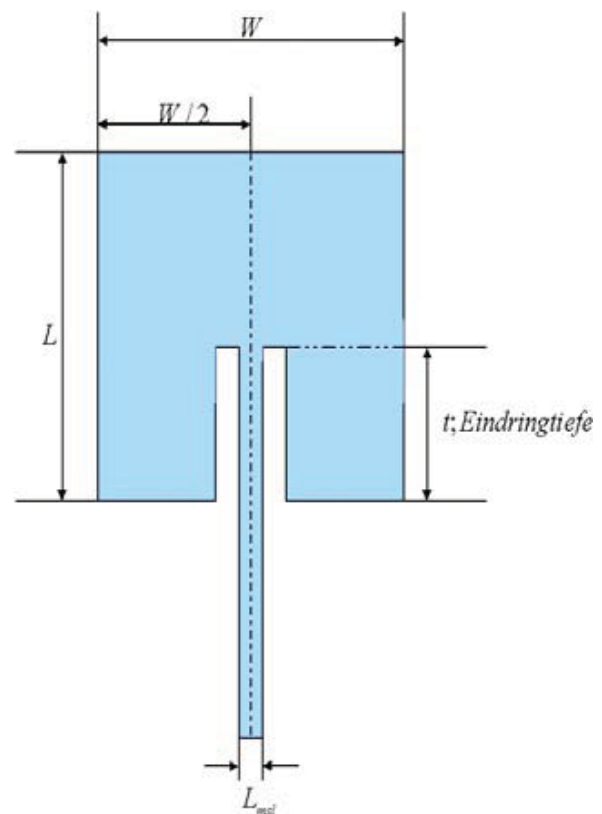


Abbildung F.2: Abmessungen bei der Antenne mit Microstripspeisung / Typ B

Definition der E- und H- Ebenen

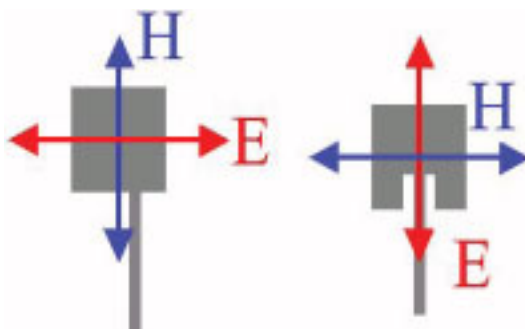


Abbildung F.3: Definition, je nach Antennentyp, von der E- und der H-Ebene

F.2 Messergebnisse Einzel- und Gruppenantennen

Antenne A_s

Berechnungsergebnisse (FEKO):

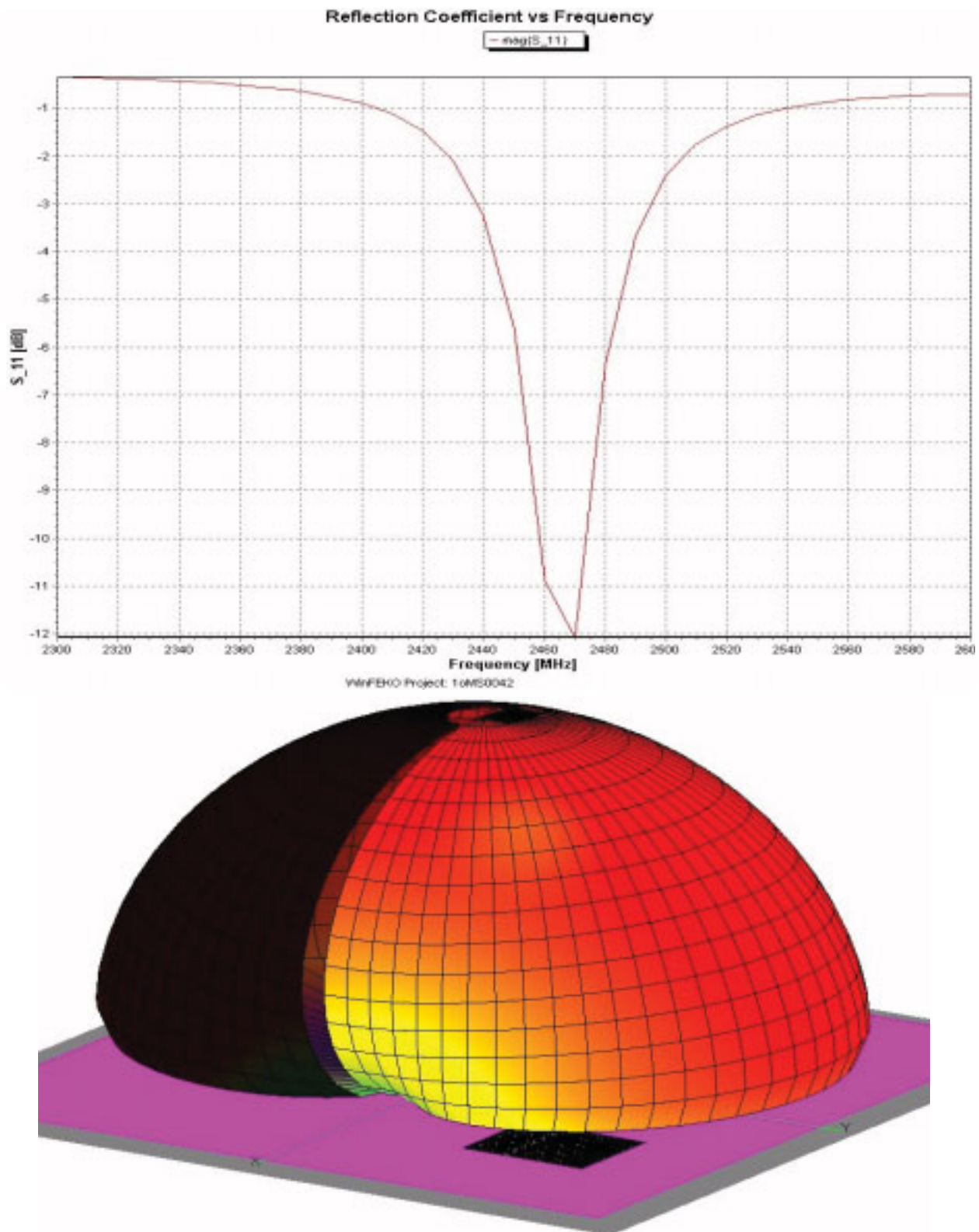


Abbildung F.4: Abbildung oben: S₁₁ der Antenne in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

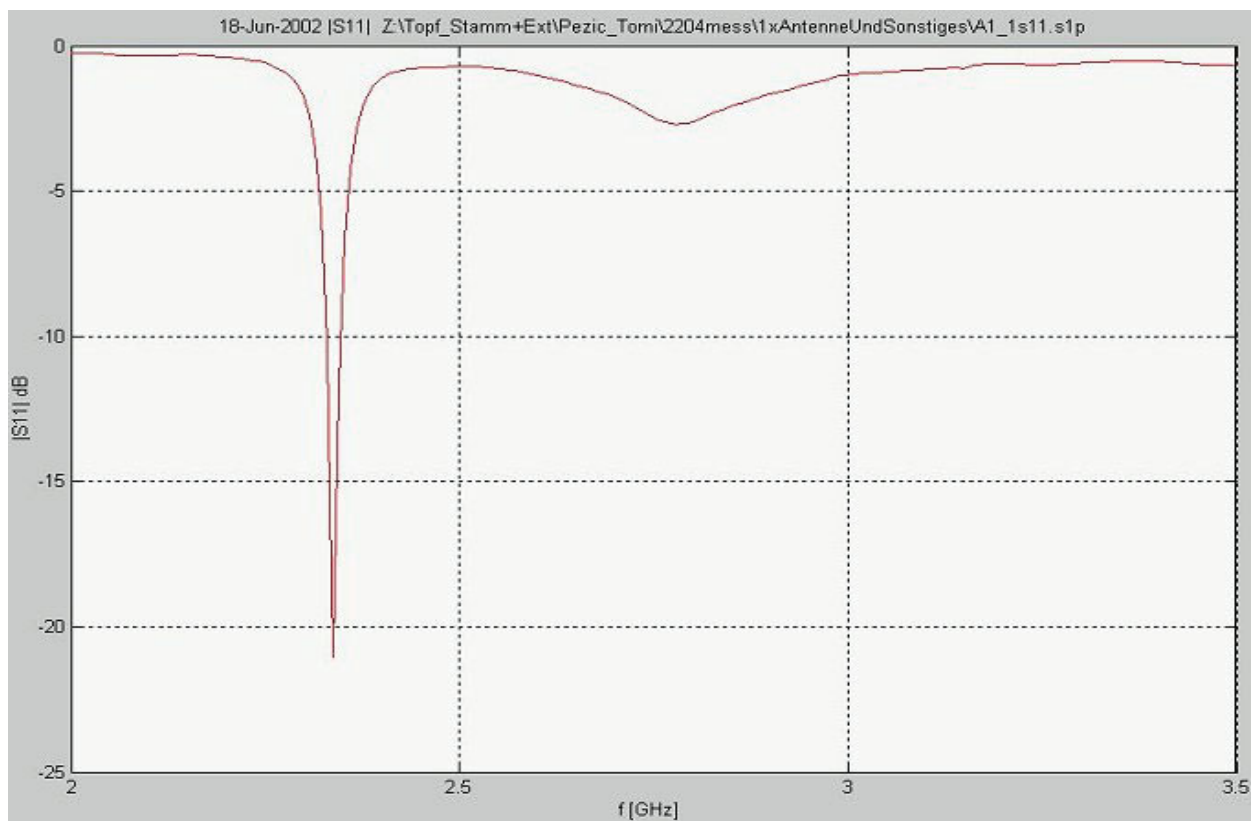
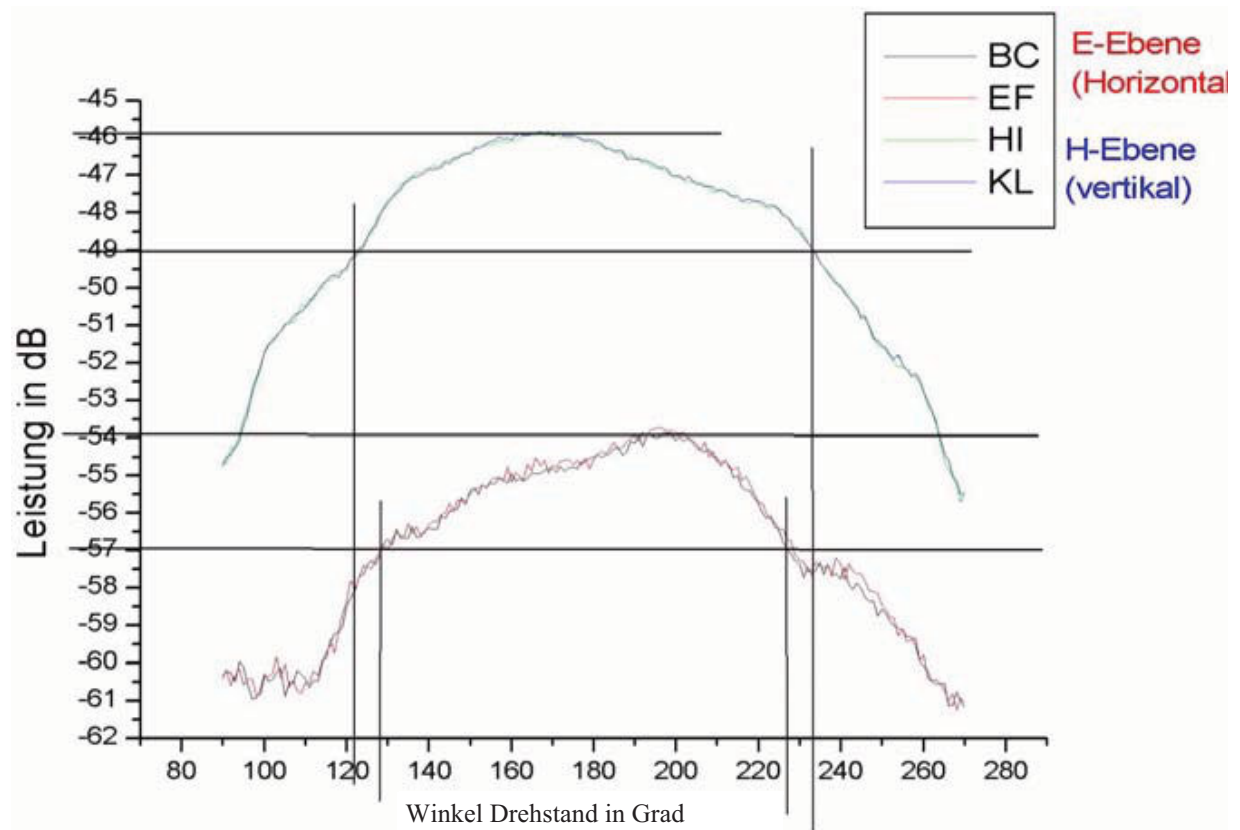


Abbildung F.5: Abbildung oben: Abgestrahlten Leistung in dB, E- und H- Ebene
Abbildung unten: S11 [dB] der Antenne

Antenne A_s optimiert

Berechnungsergebnisse (FEKO):

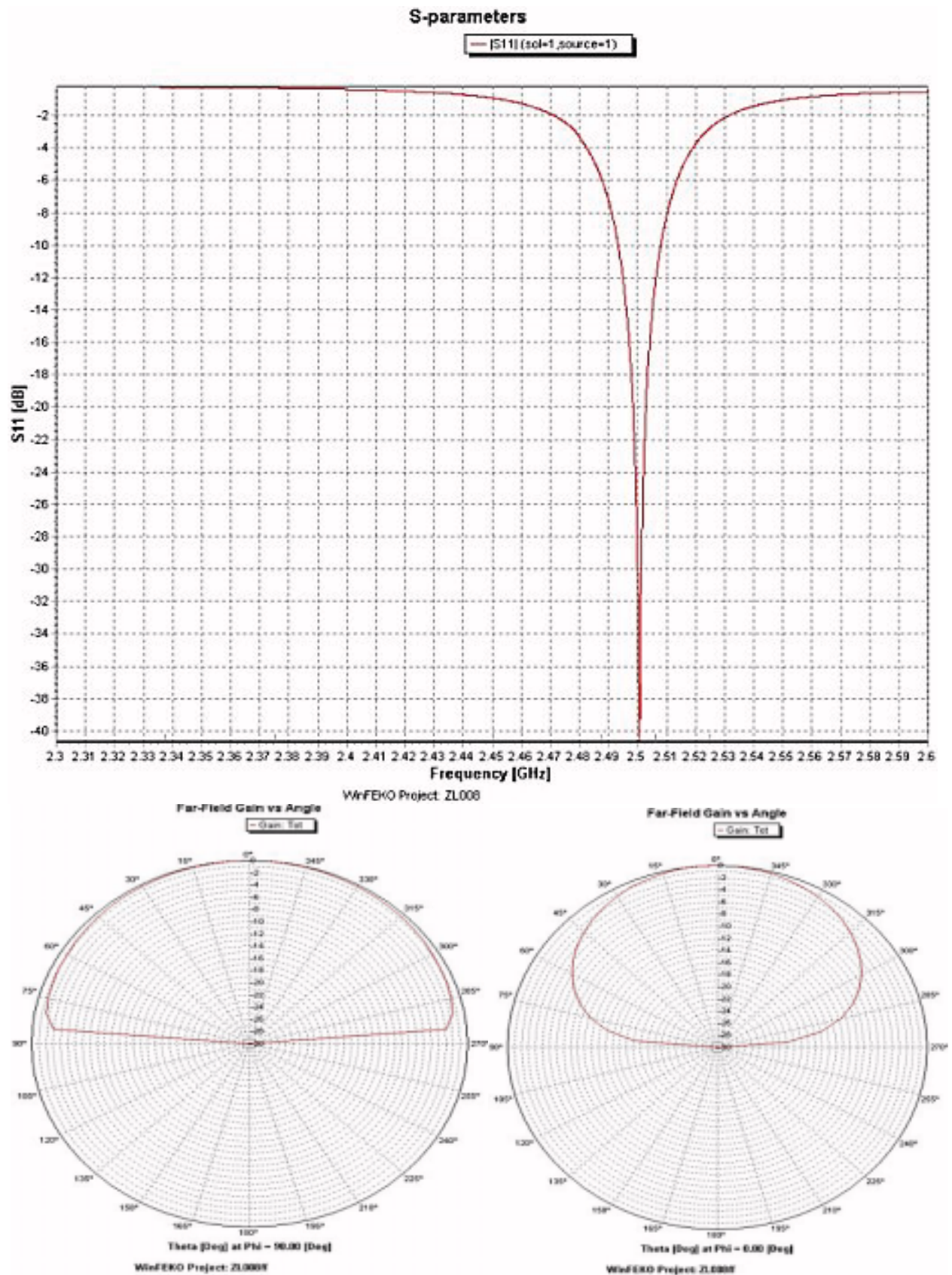


Abbildung F.6: Abbildung oben: S11 der Antenne in dB über der Frequenz
 Abbildung links unten: Richtdiagramm der Antenne in der E-Ebene
 Abbildung rechts unten: Richtdiagramm der Antenne in der H-Ebene

Messergebnisse:

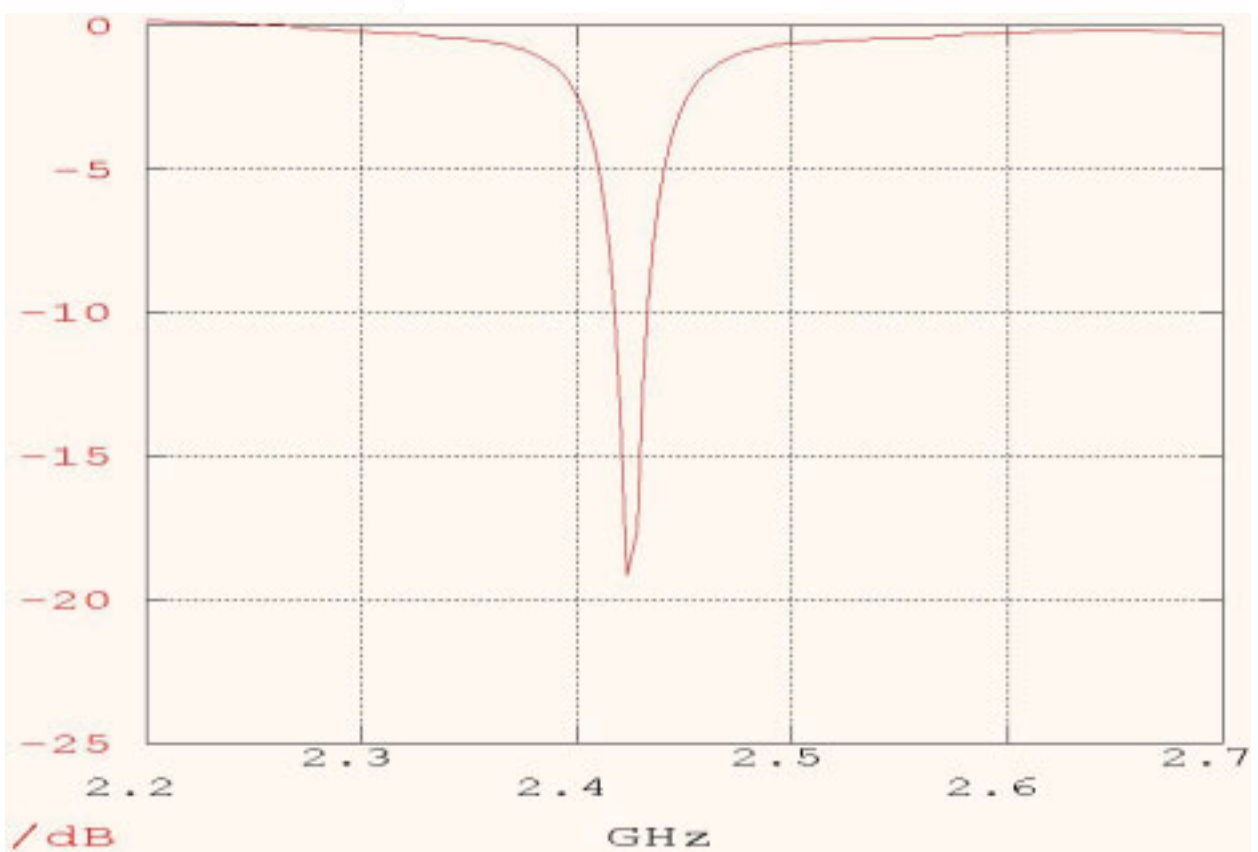
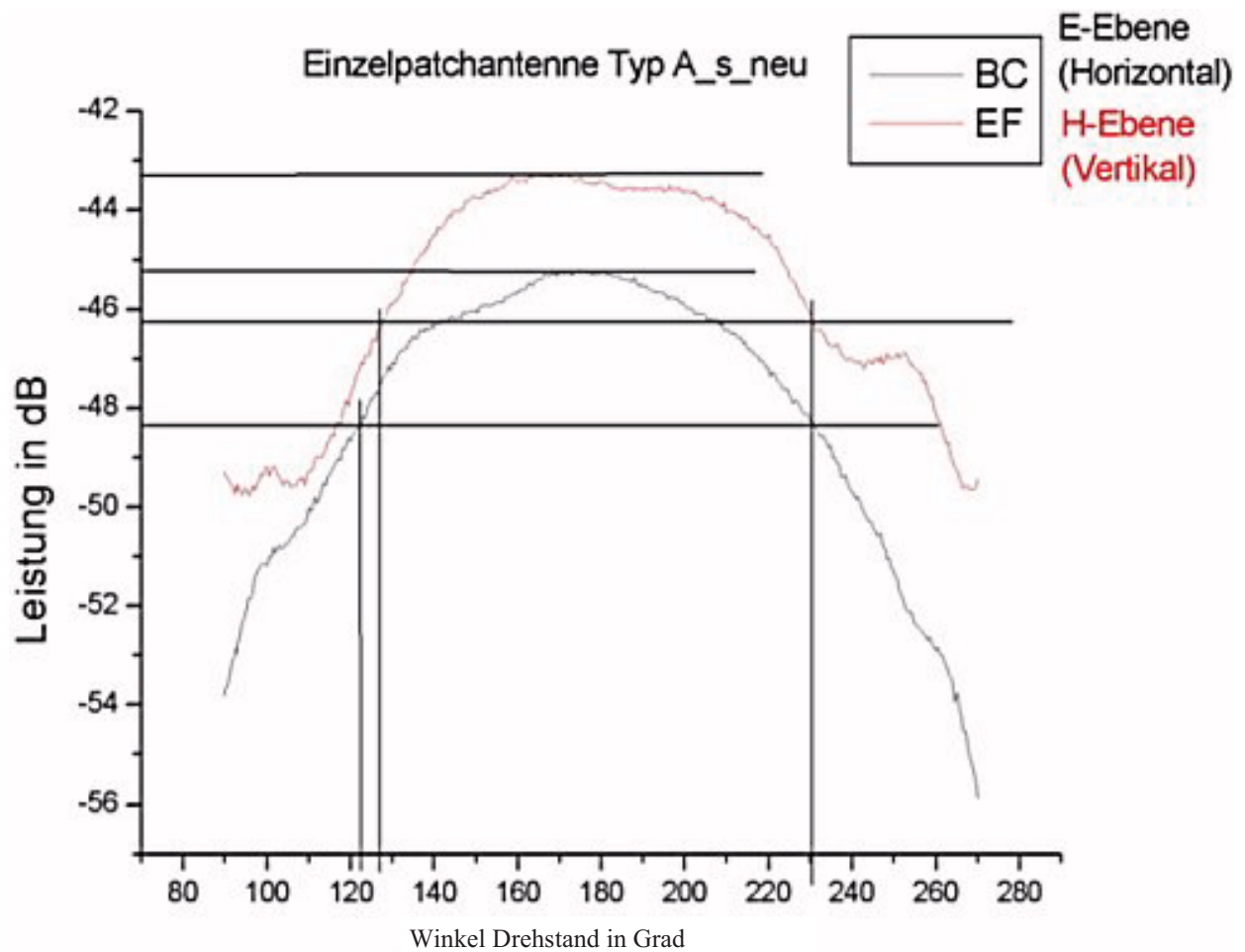


Abbildung F.7: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

Antenne A_1

Berechnungsergebnisse (FEKO):

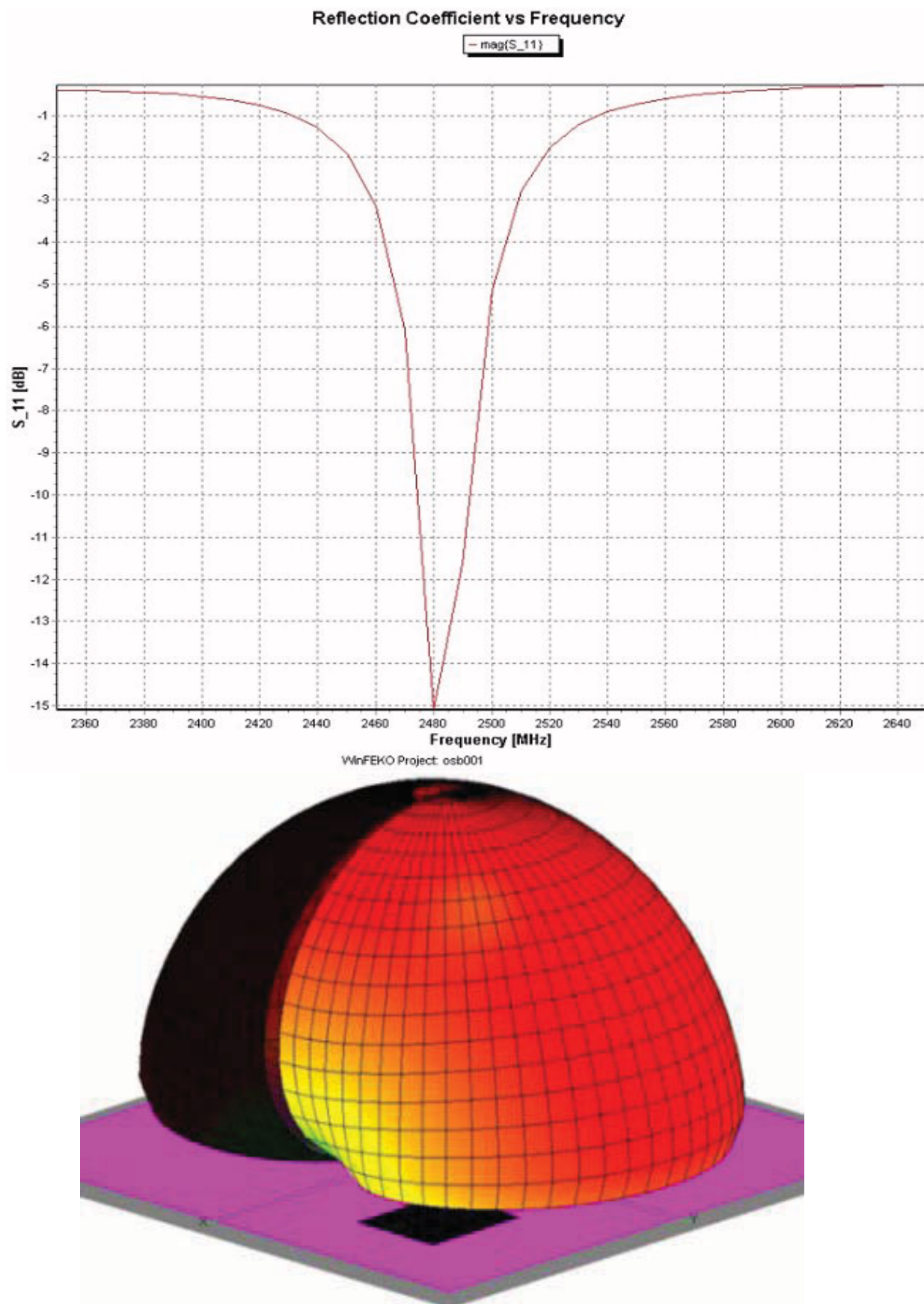


Abbildung F.8: Abbildung oben: S_{11} der Antenne in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

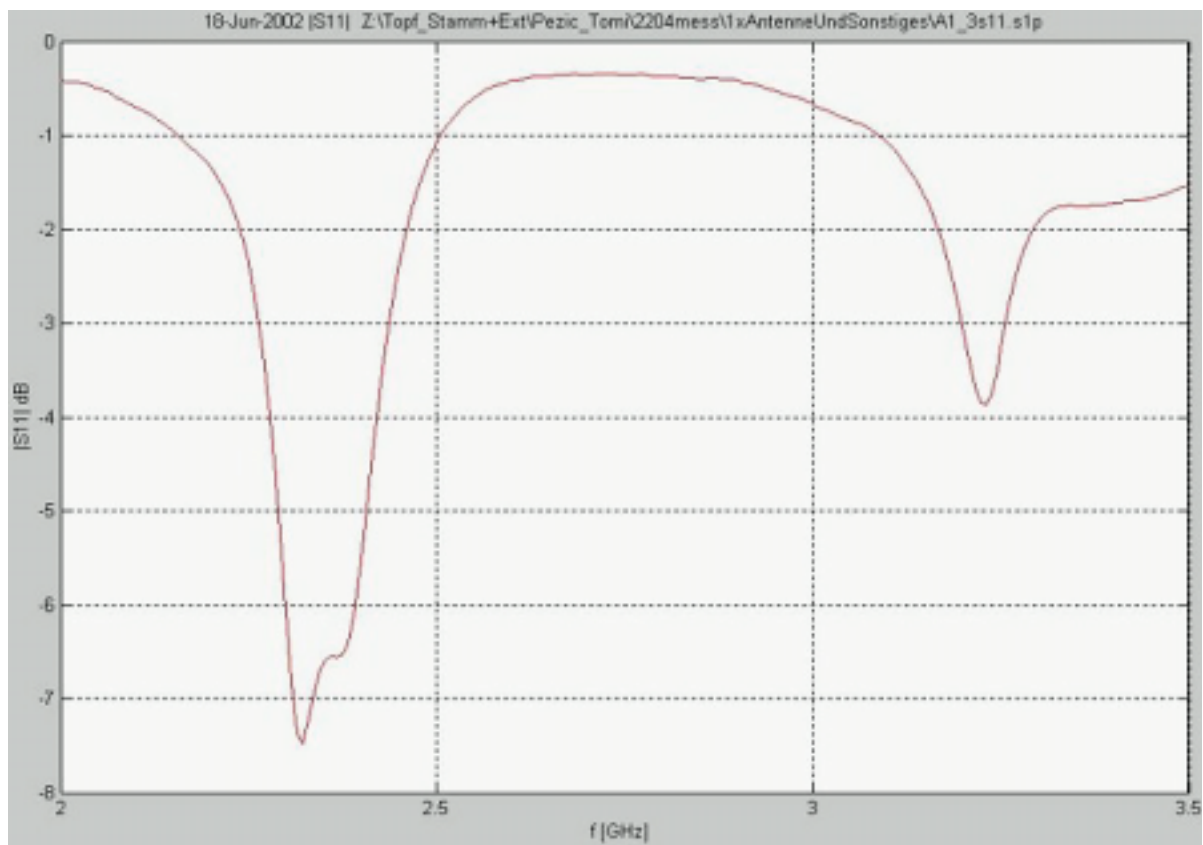
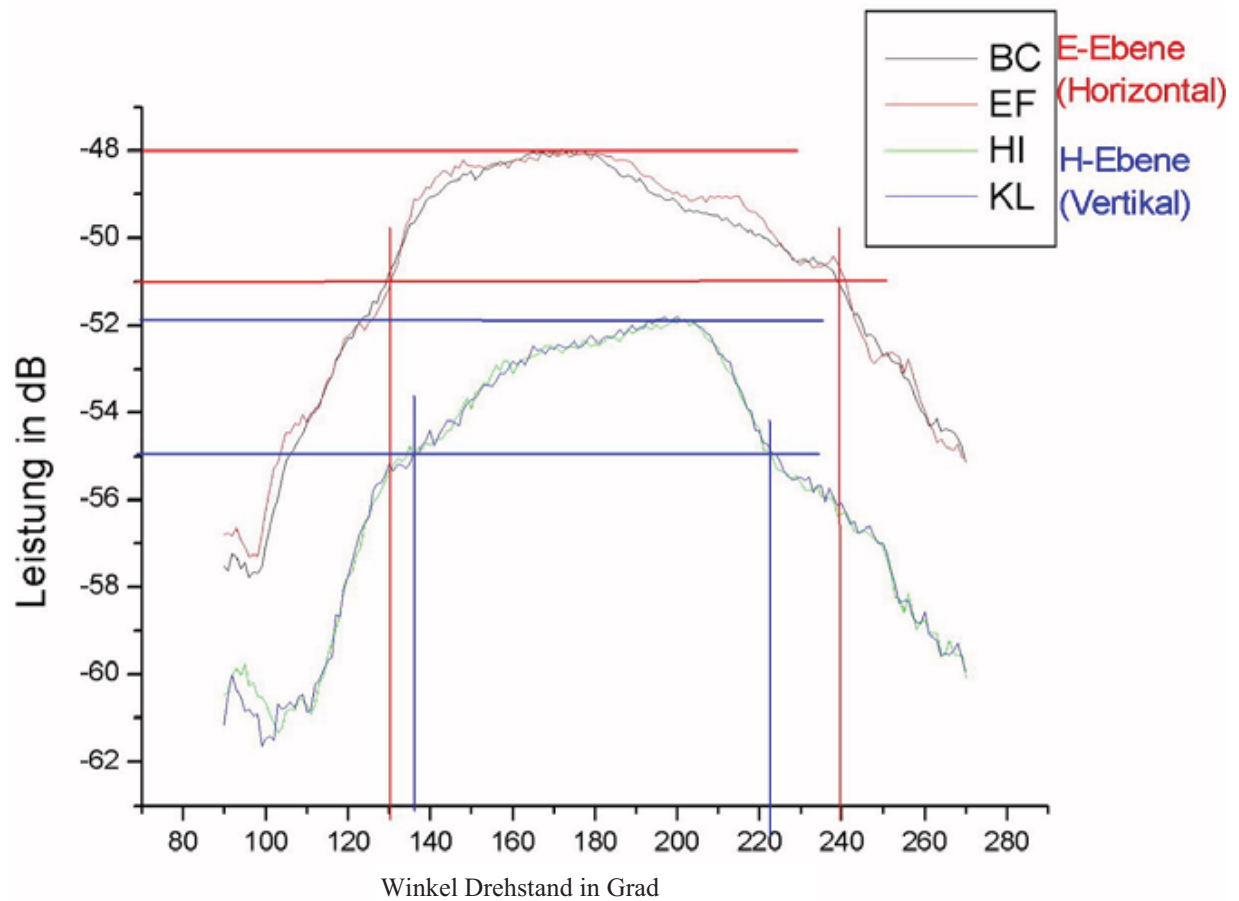


Abbildung F.9: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

Antenne A_1 optimiert

Berechnungsergebnisse (FEKO):

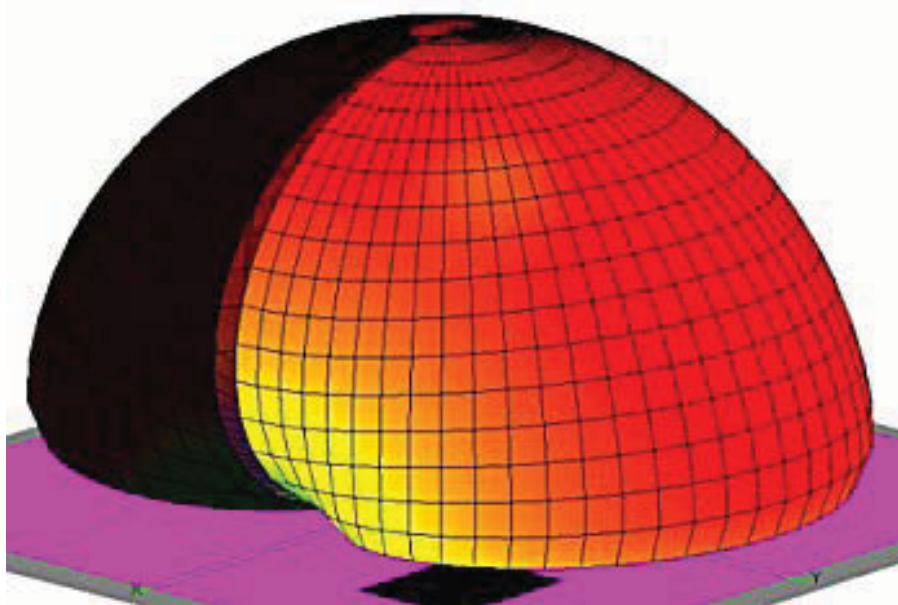
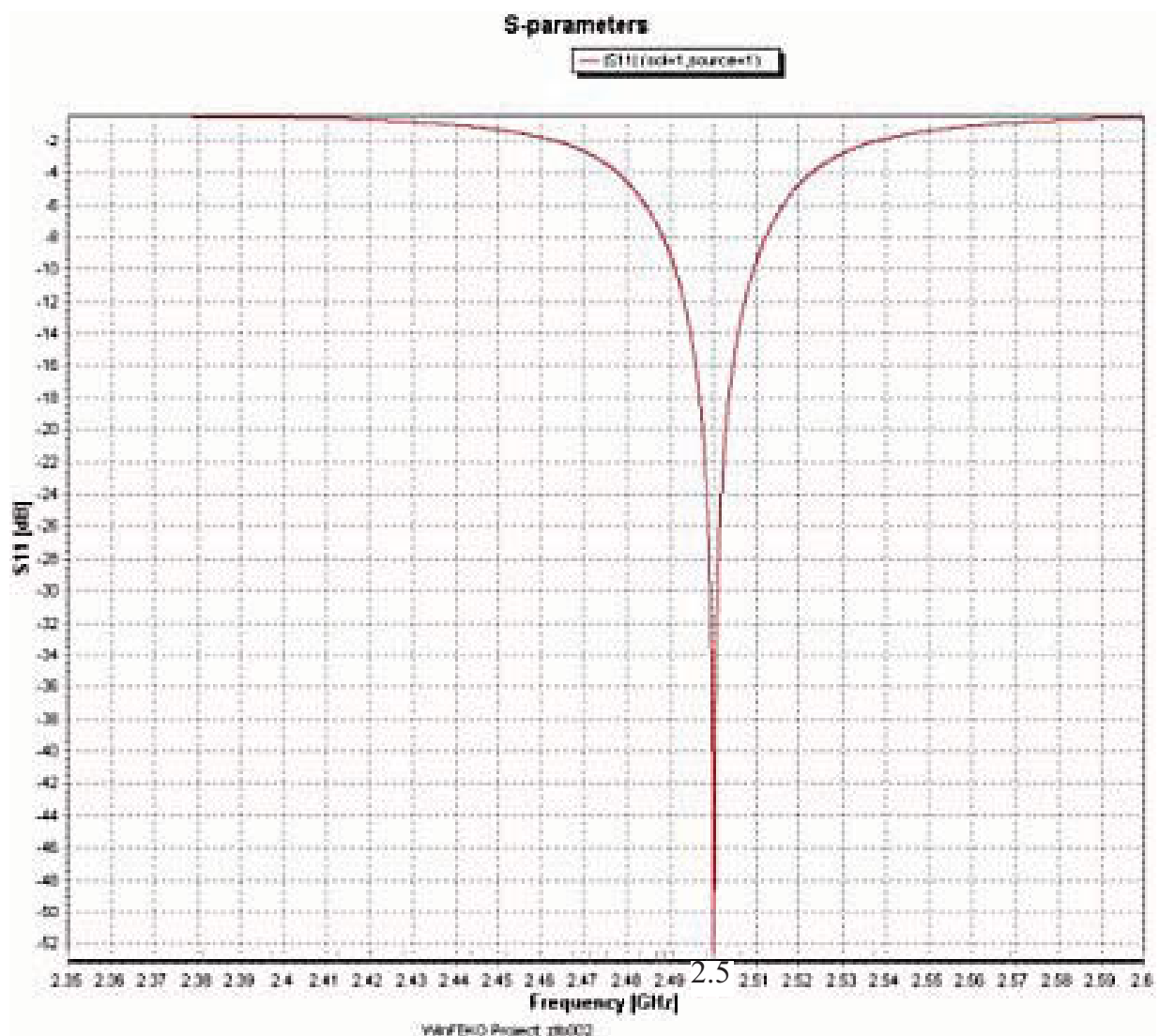


Abbildung F.10: Abbildung oben: S11 der Antenne in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

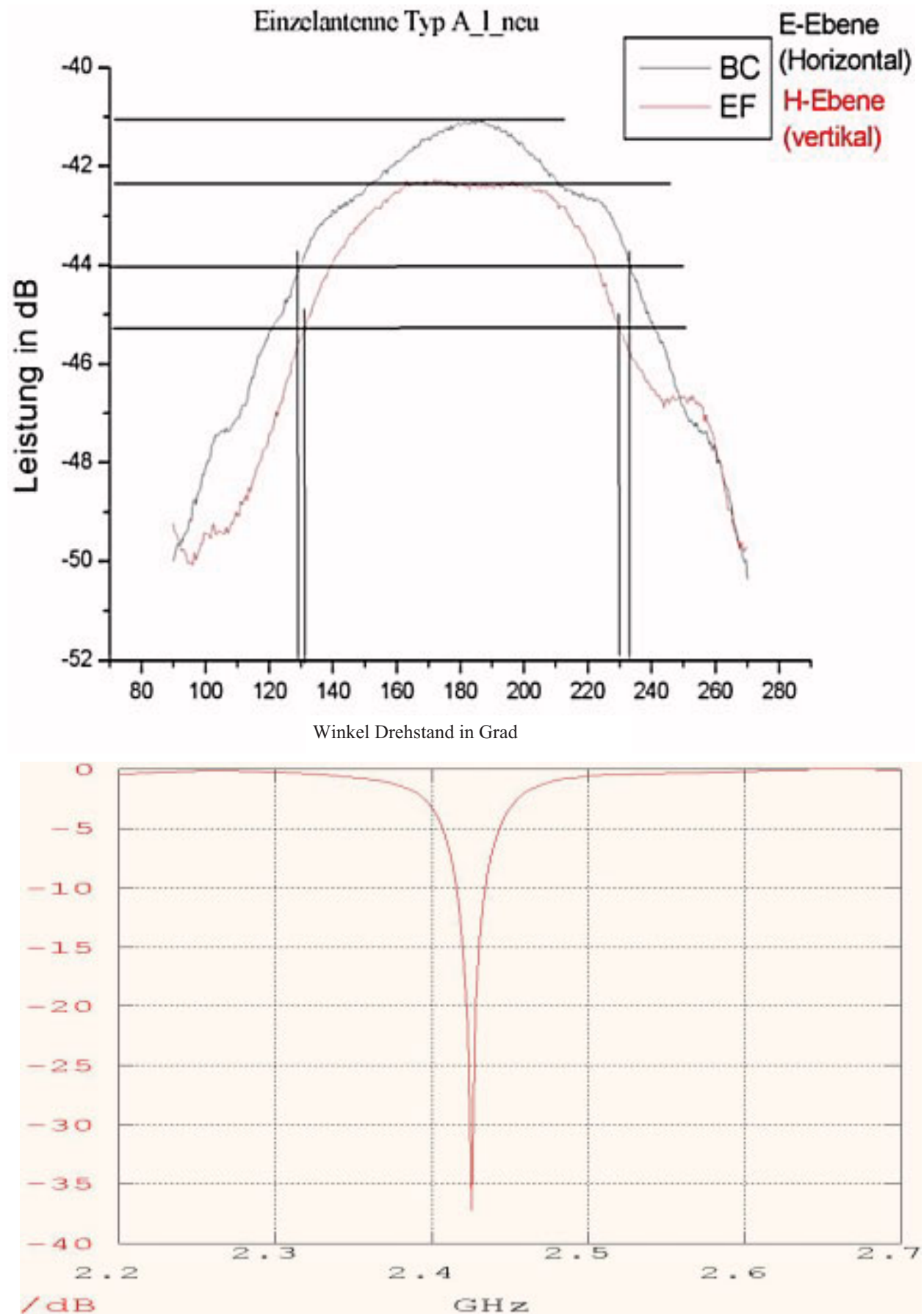


Abbildung F.11: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

Antenne B_s

Berechnungsergebnisse (FEKO):

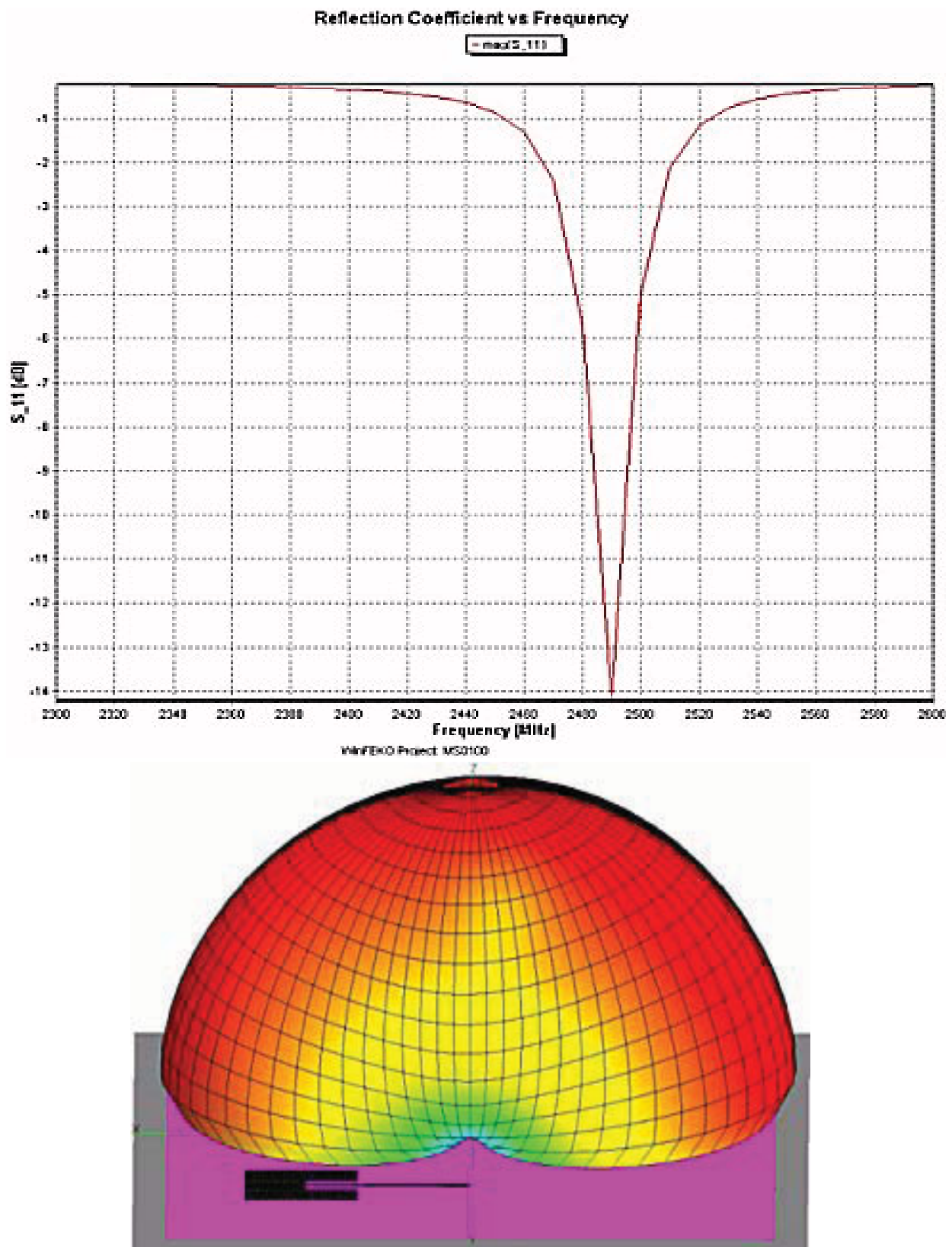


Abbildung F.12: Abbildung oben: S₁₁ der Antenne in dB über der Frequenz
 Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

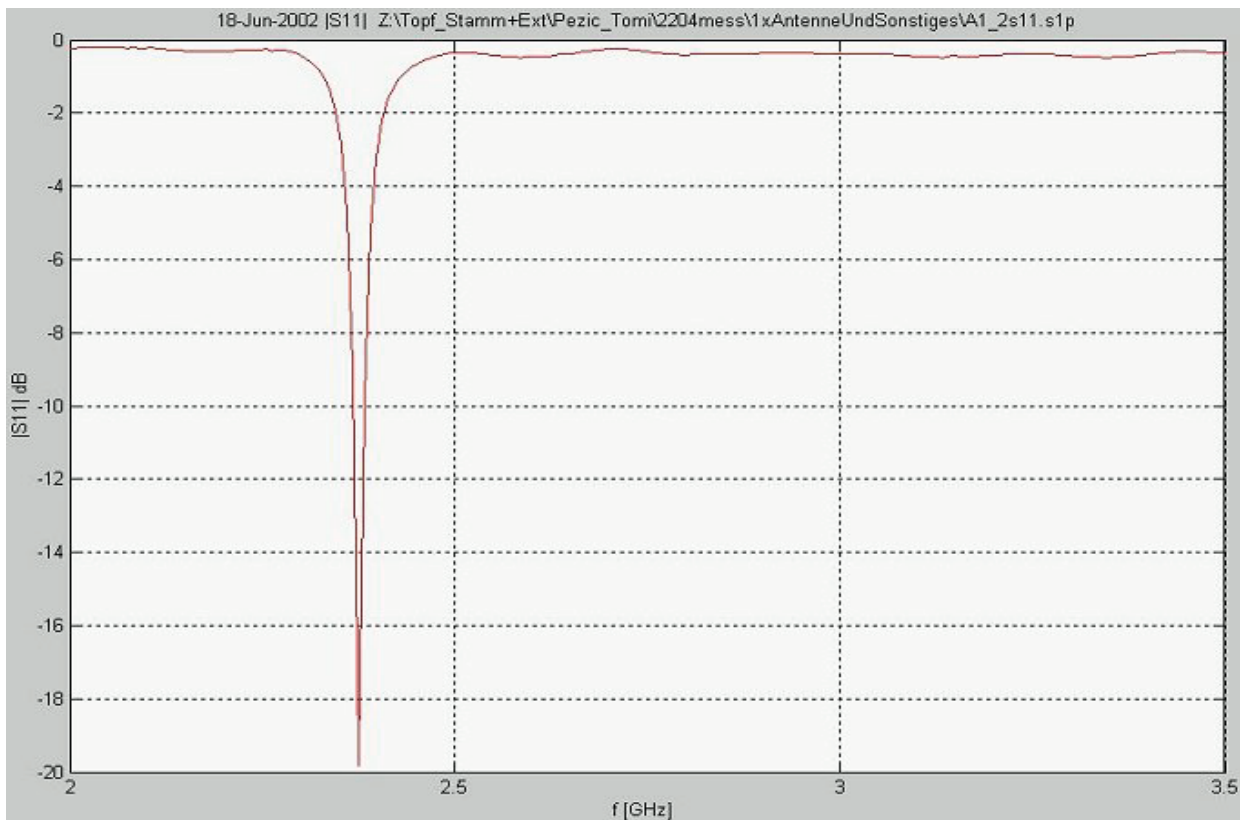
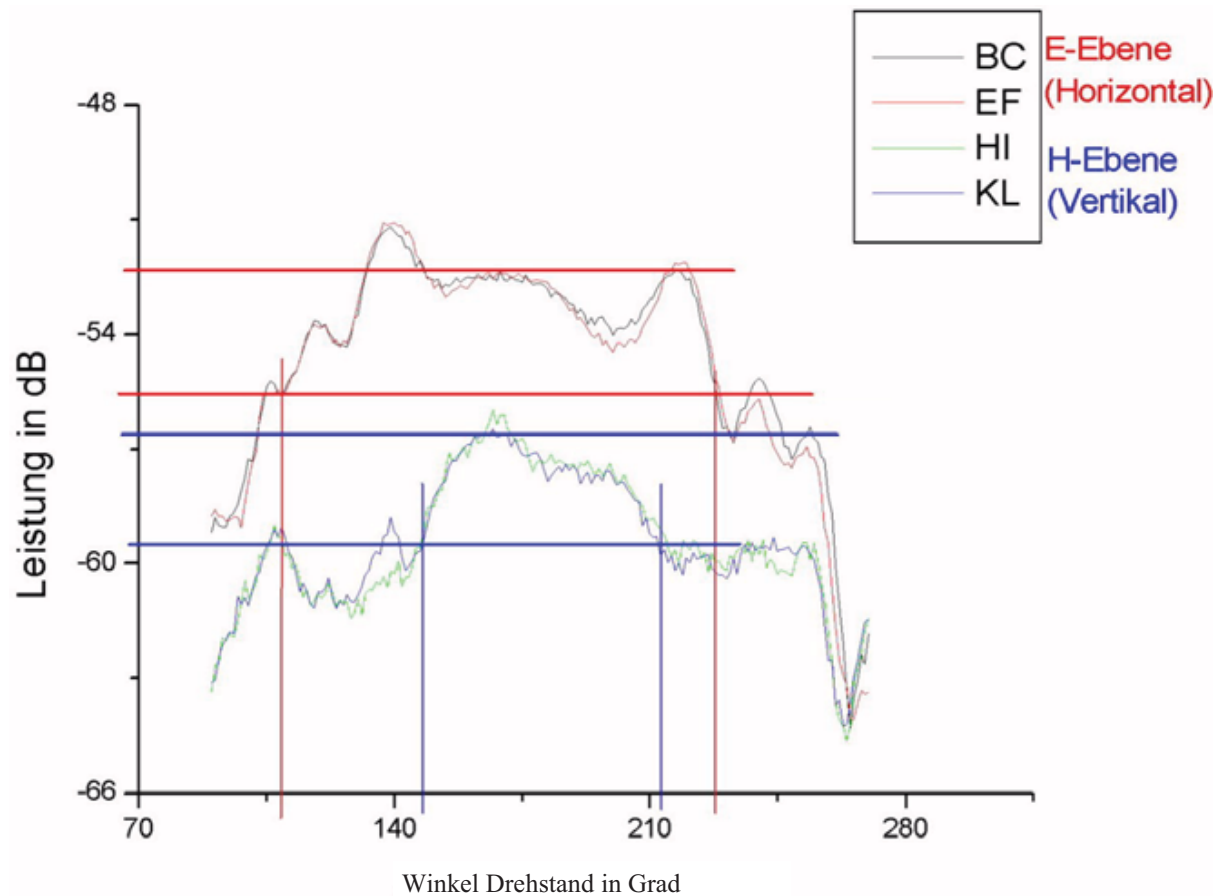


Abbildung F.13: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

Antenne B_1

Berechnungsergebnisse (FEKO):

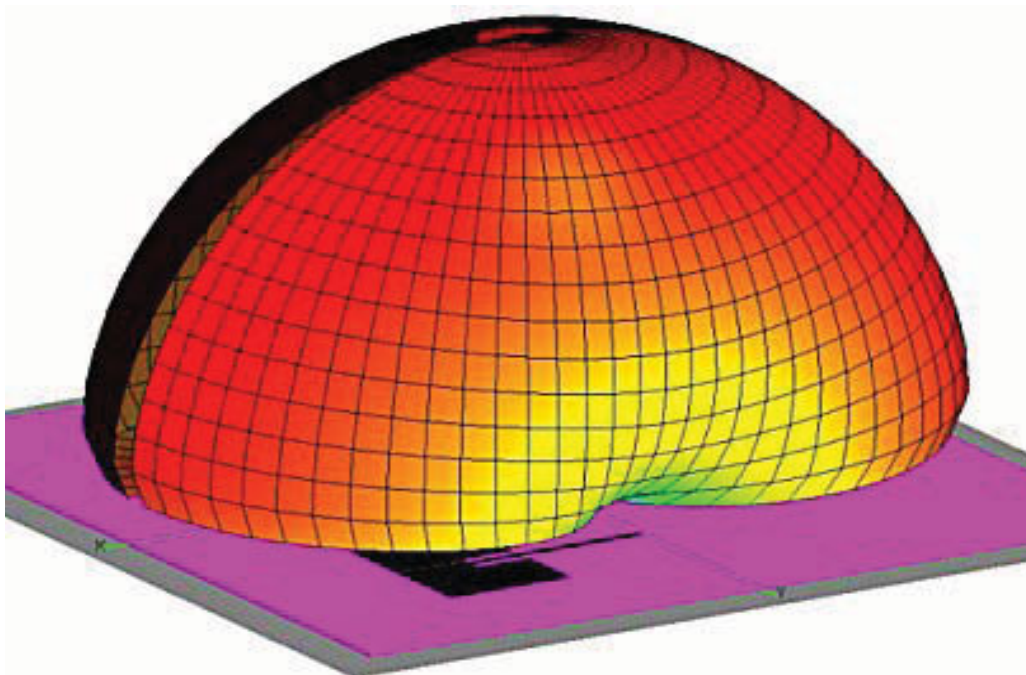
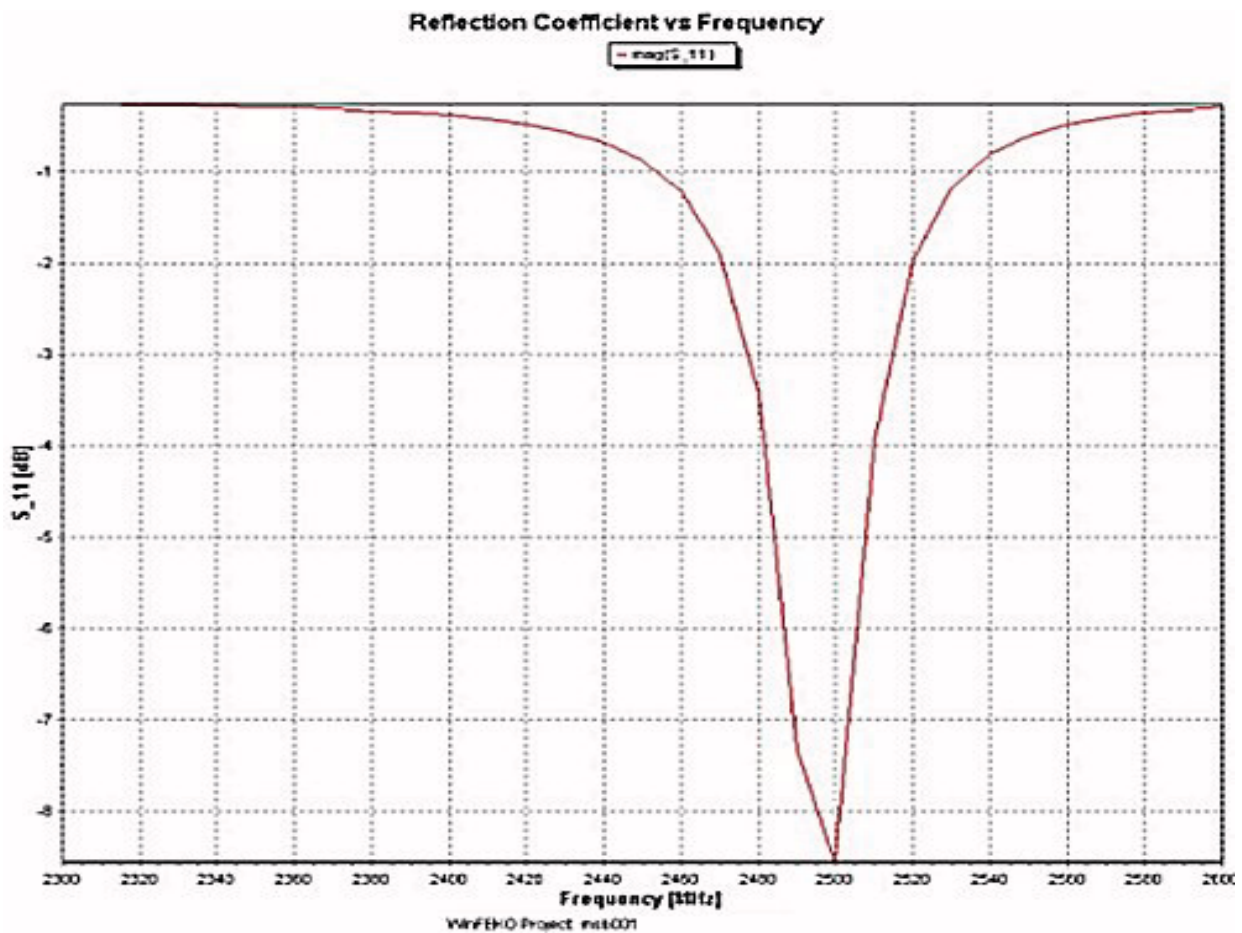


Abbildung F.14: Abbildung oben: S_{11} der Antenne in dB über der Frequenz
 Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse

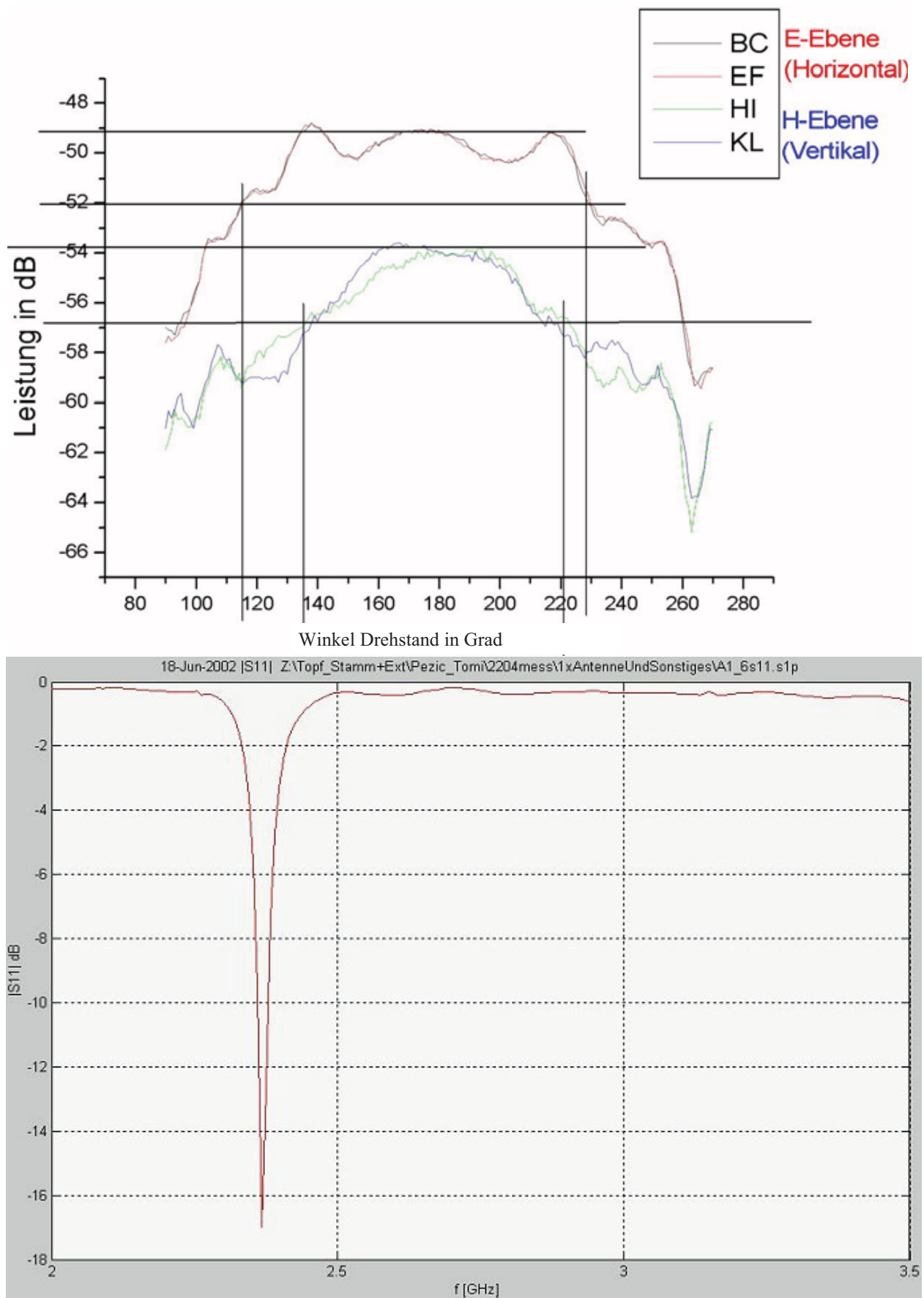


Abbildung F.15: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

Antenne 1 auf 4 mit A_s optimiert

Berechnungsergebnisse (FEKO):

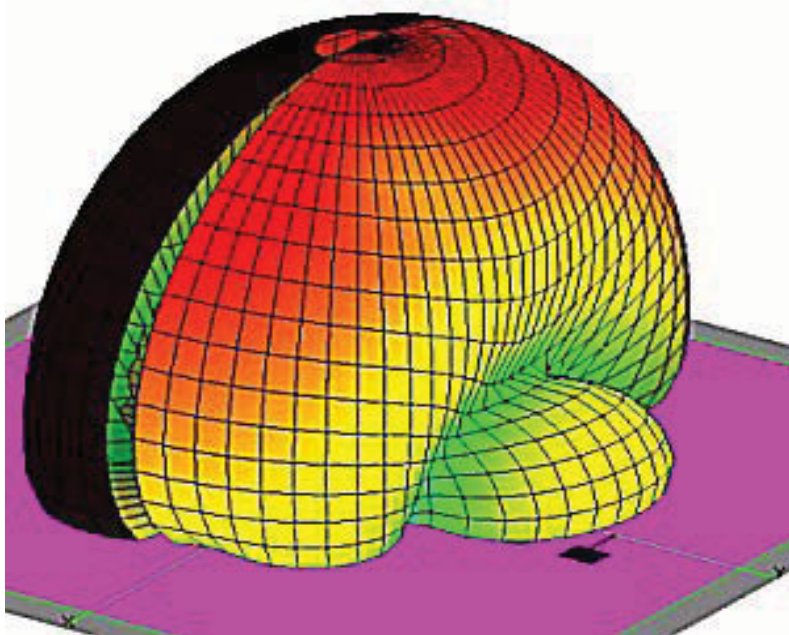
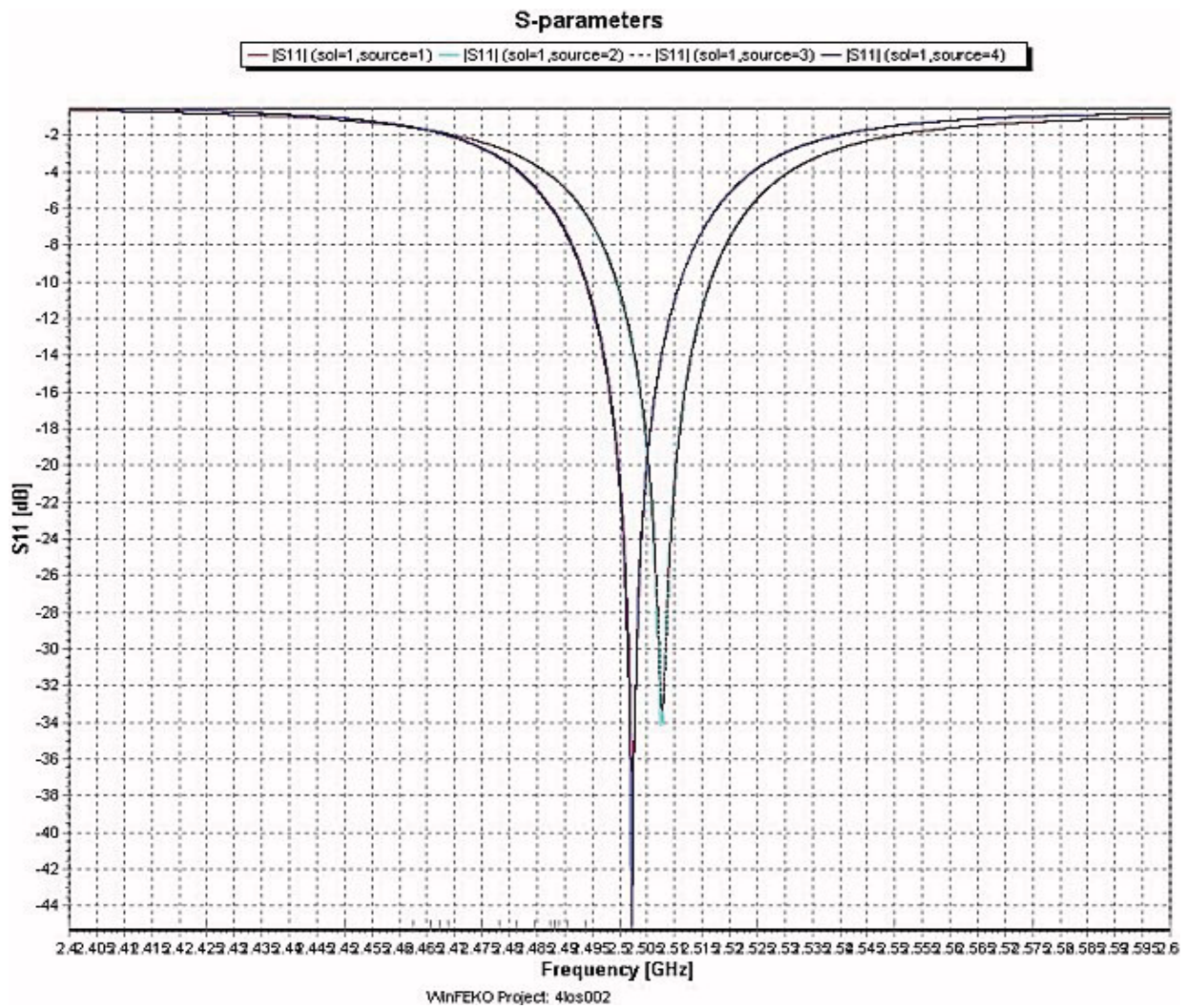


Abbildung F.16: Abbildung oben: S11 der Einzelantennen in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

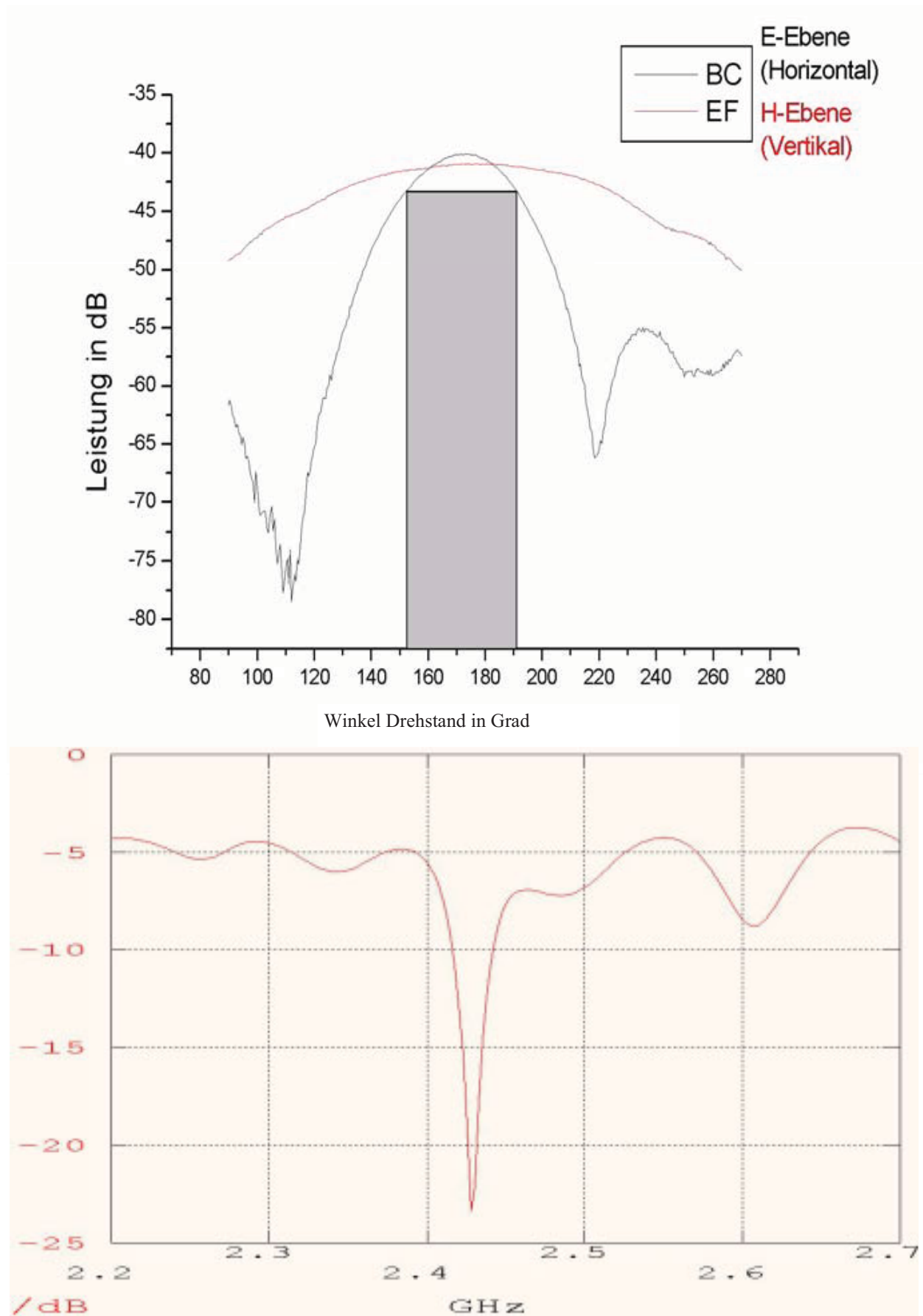


Abbildung F.17: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne in dB

Antenne 1 auf 4 mit A_1 optimiert

Berechnungsergebnisse (FEKO):

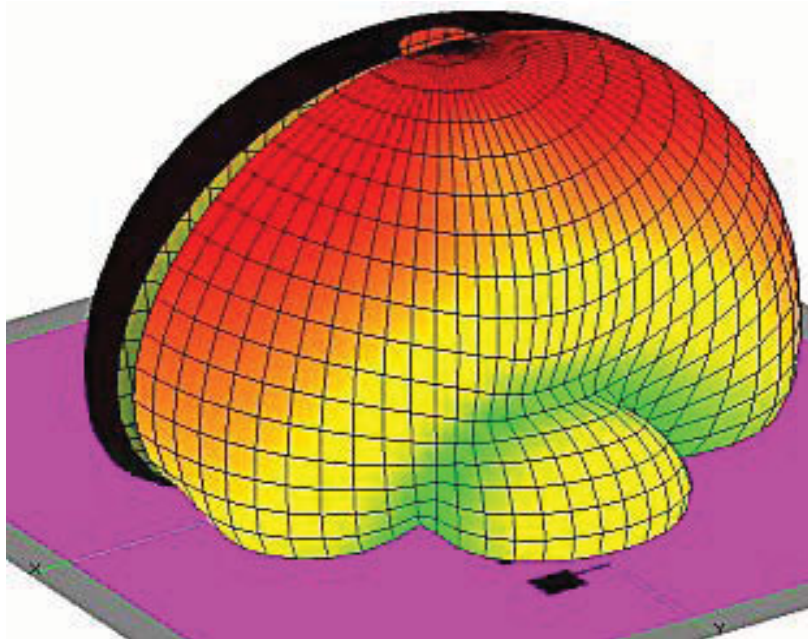
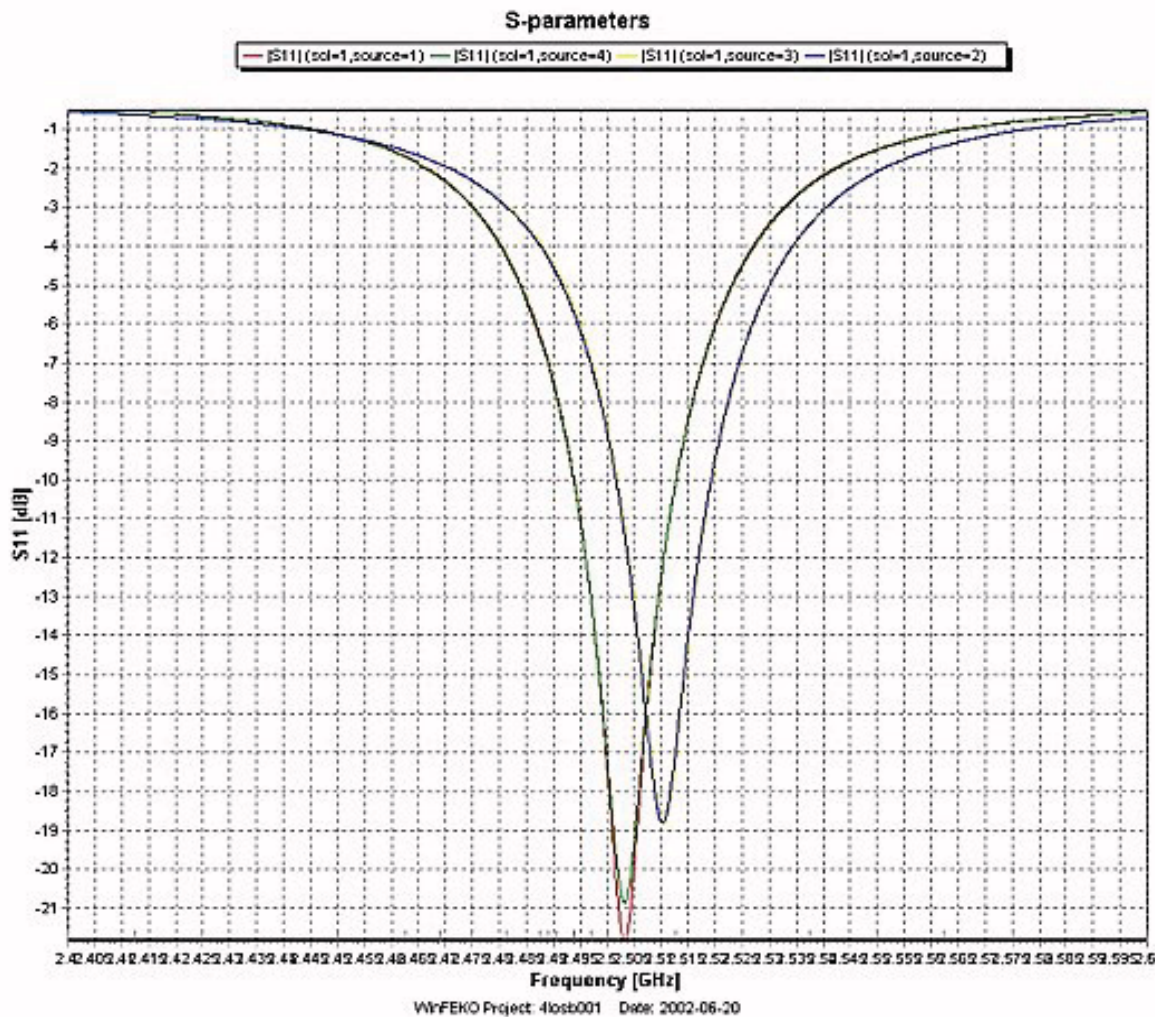


Abbildung F.18: Abbildung oben: S11 der Einzelantenne in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

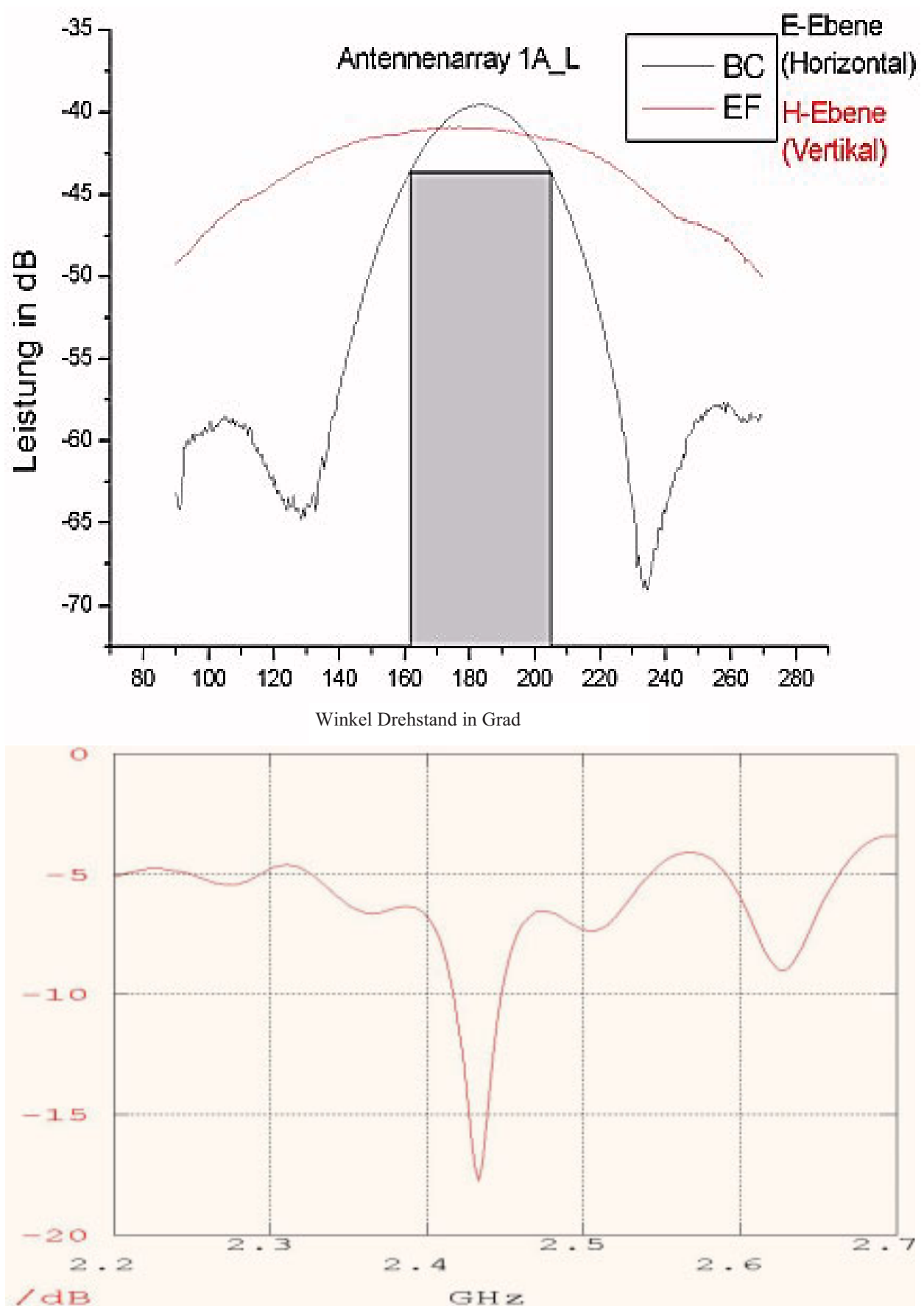


Abbildung F.19: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne in dB

Antenne Array 2 auf 2

Berechnungsergebnisse (FEKO):

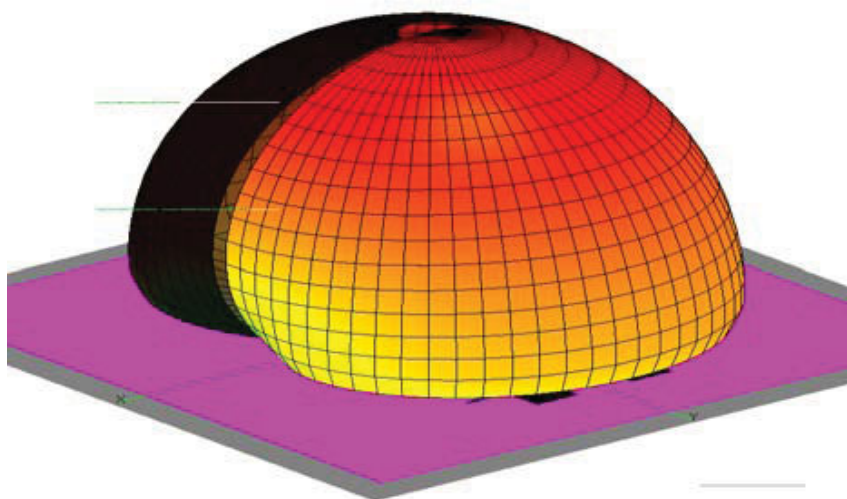
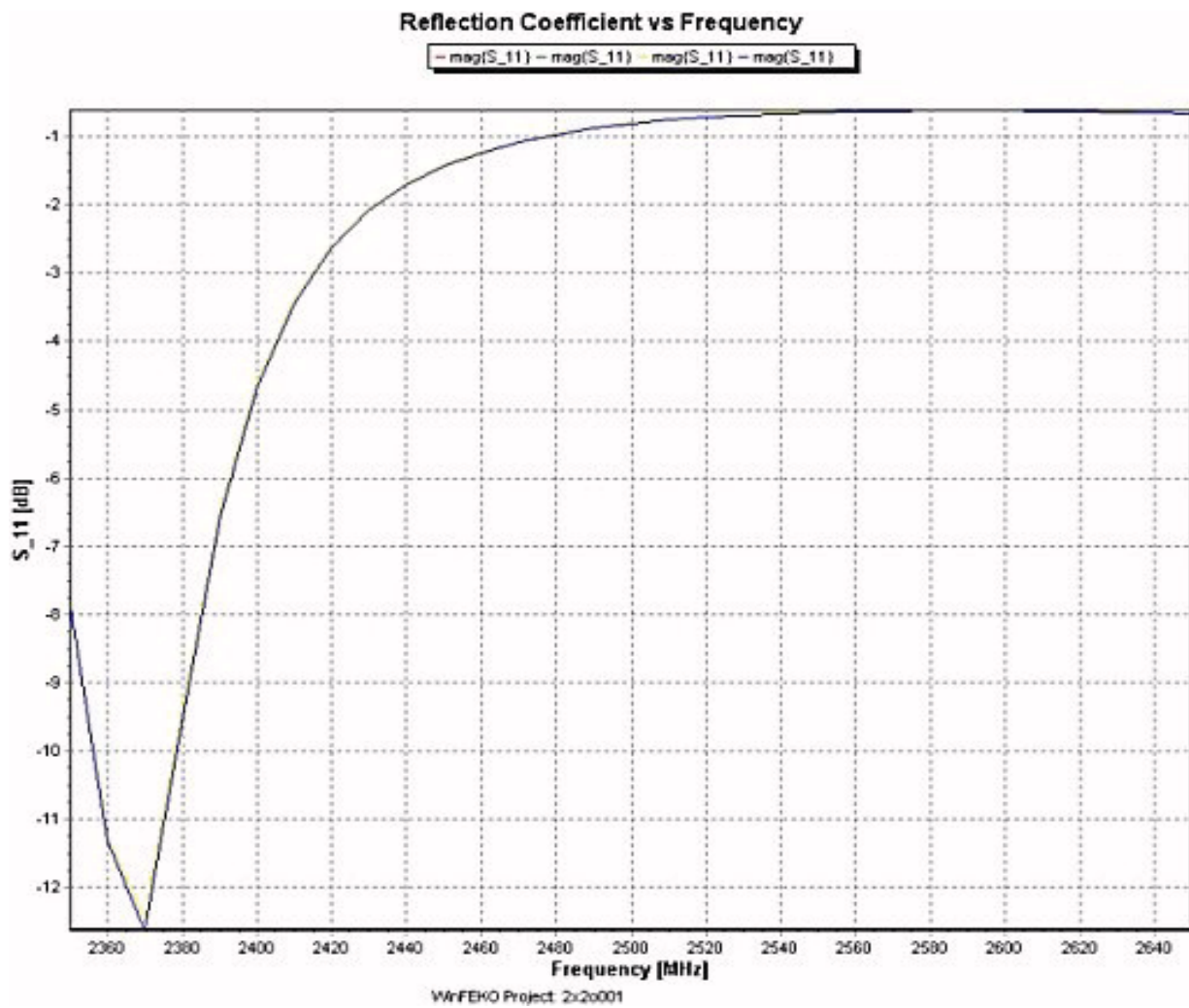


Abbildung F.20: Abbildung oben: S₁₁ der Antenne in dB über der Frequenz
 Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

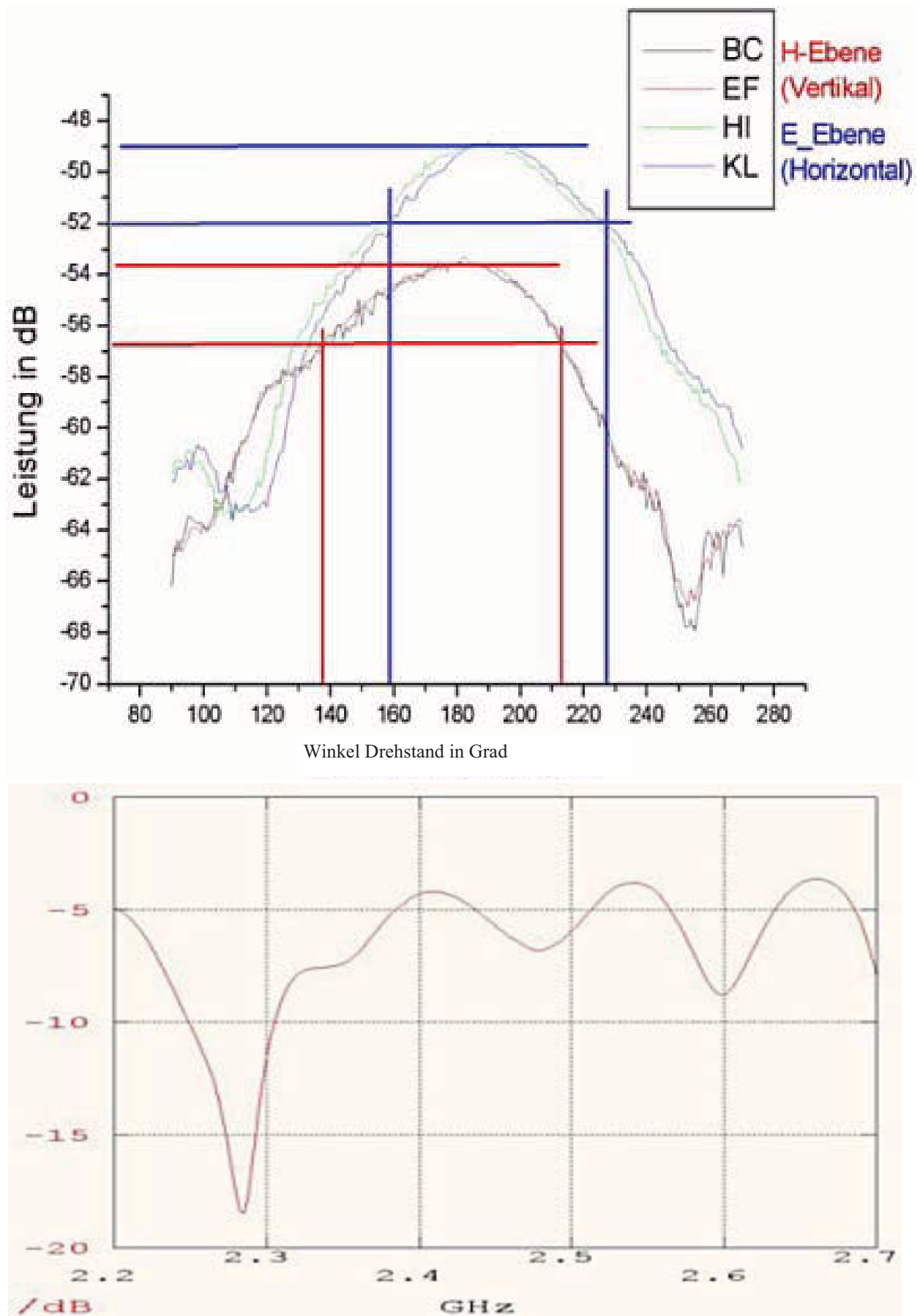


Abbildung F.21: Abbildung oben: Abgestrahlten Leistung in dB, einmal in der E- Feld und H- Feld- Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

Antenne Array 1 auf 3 mit A_s optimiert

Berechnungsergebnisse (FEKO):

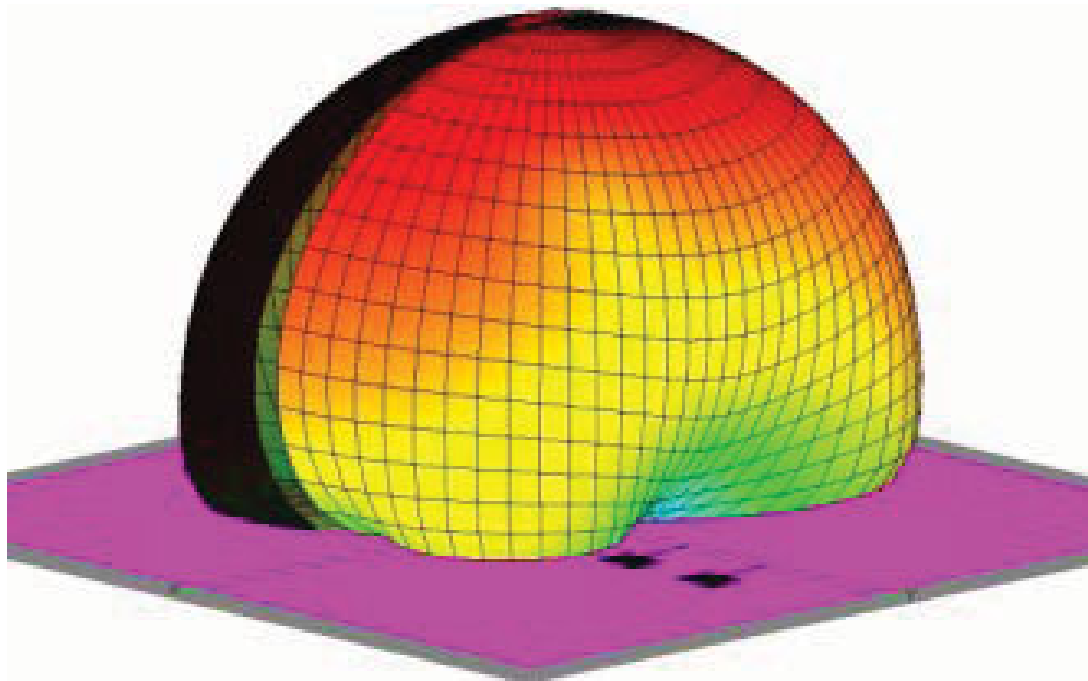
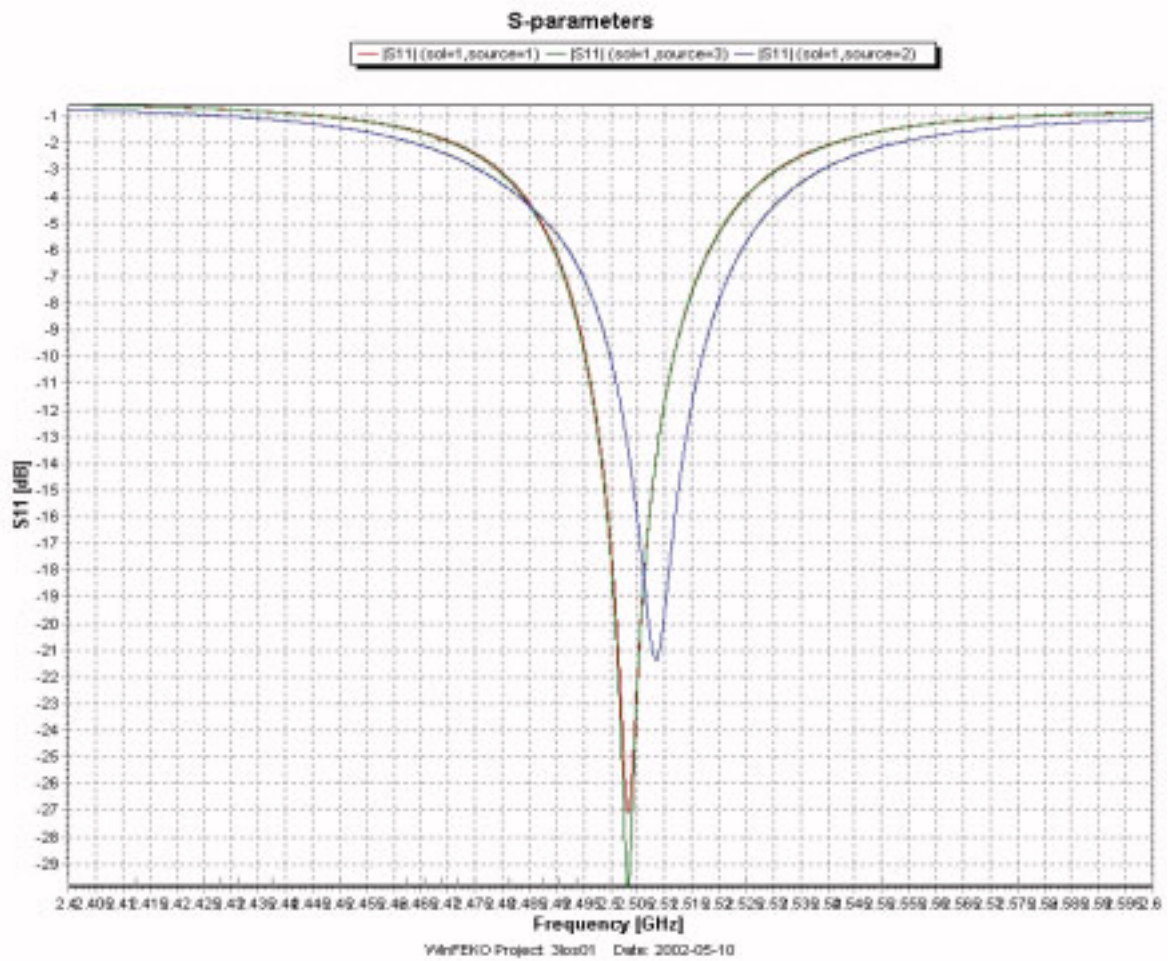


Abbildung F.22: Abbildung oben: S11 der Einzelantenne in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

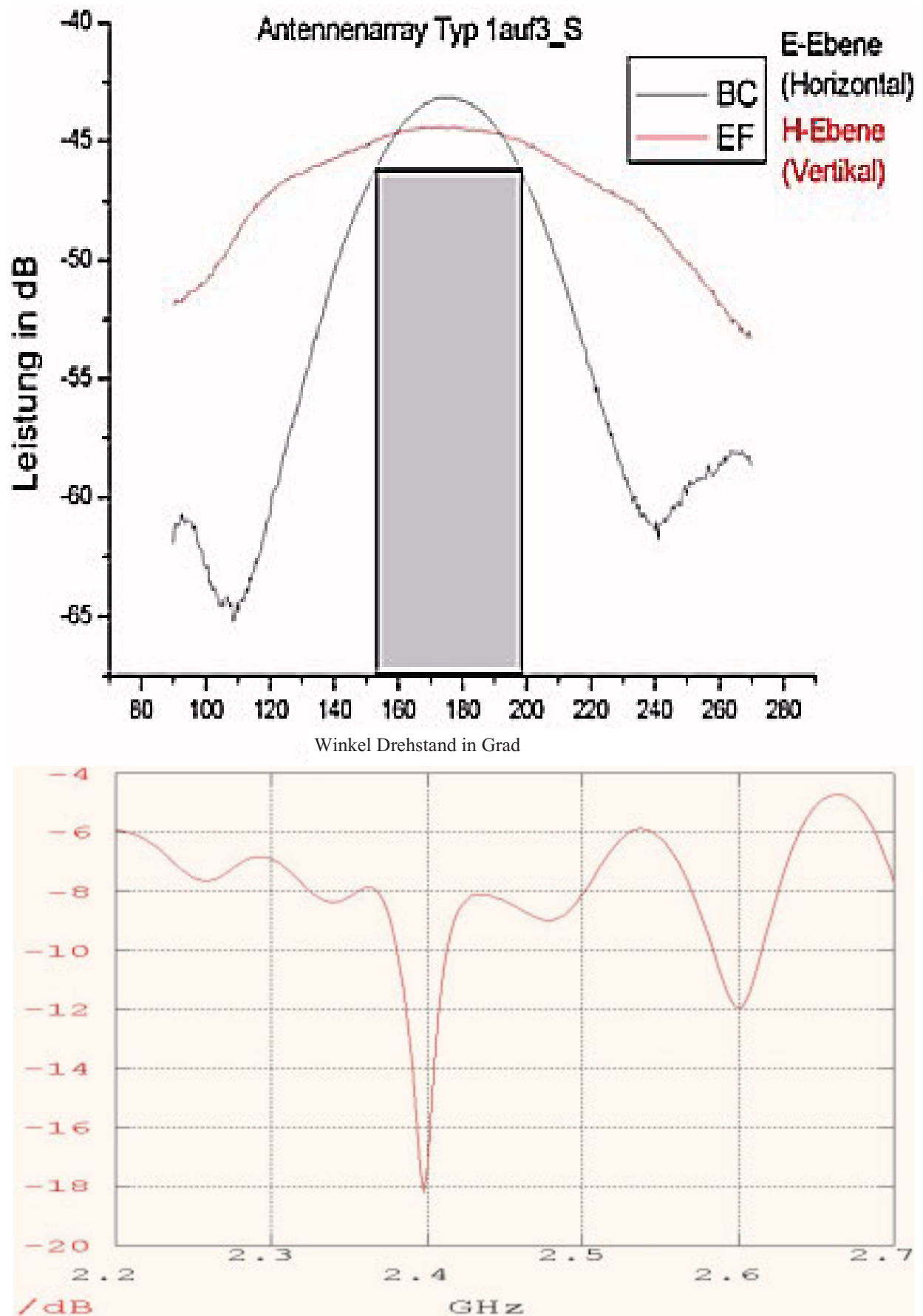


Abbildung F.23: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne in dB

Antenne Array 1 auf 6_s

Berechnungsergebnisse (FEKO):

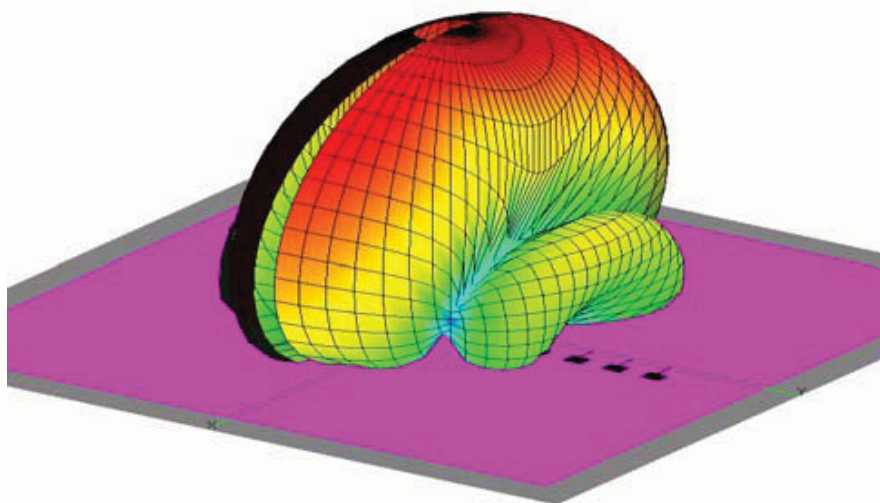
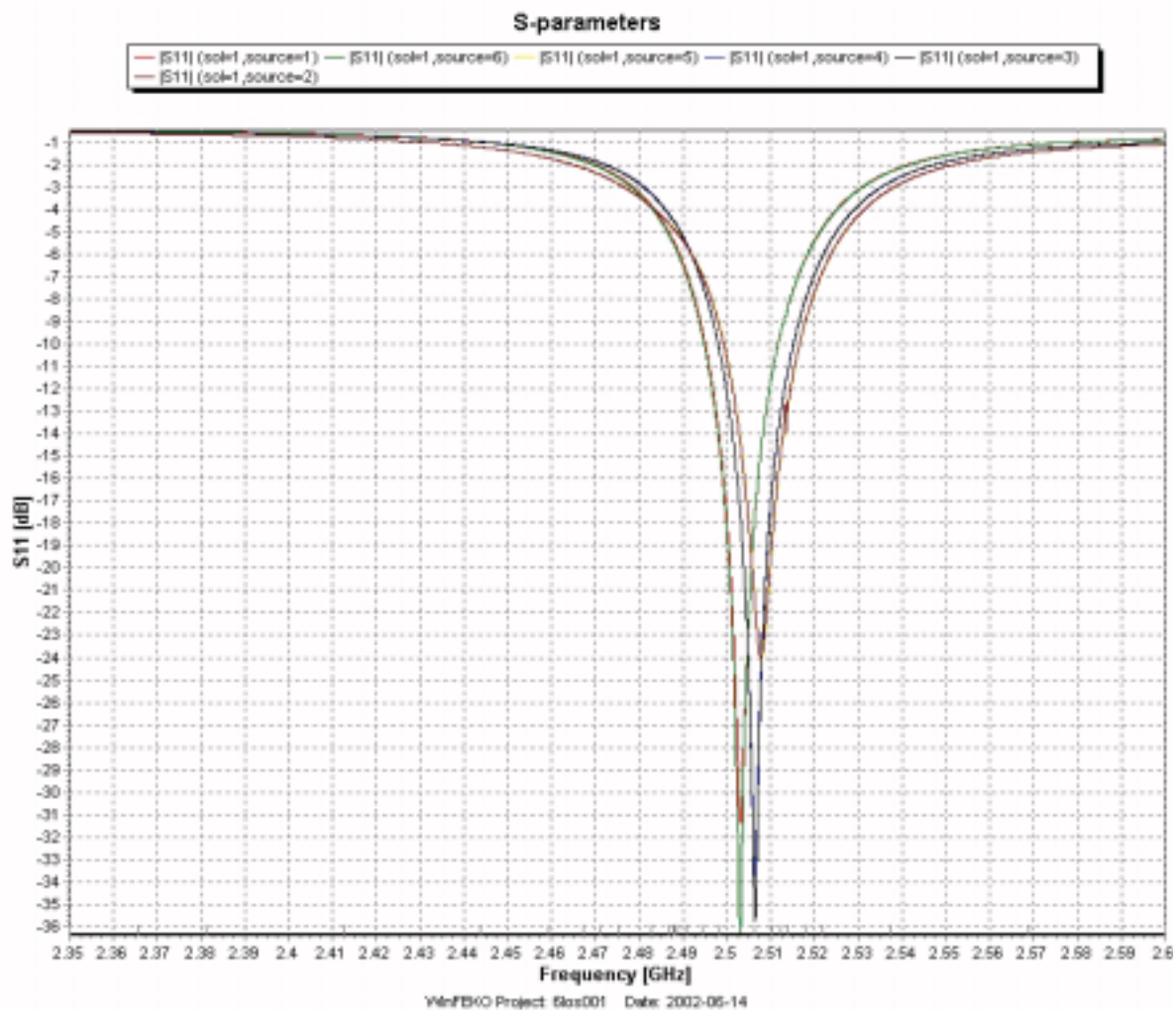


Abbildung F.24: Abbildung oben: S11 der Einzelantenne in dB über der Frequenz
Abbildung unten: Richtdiagramm der Antenne in 3D-Darstellung

Messergebnisse:

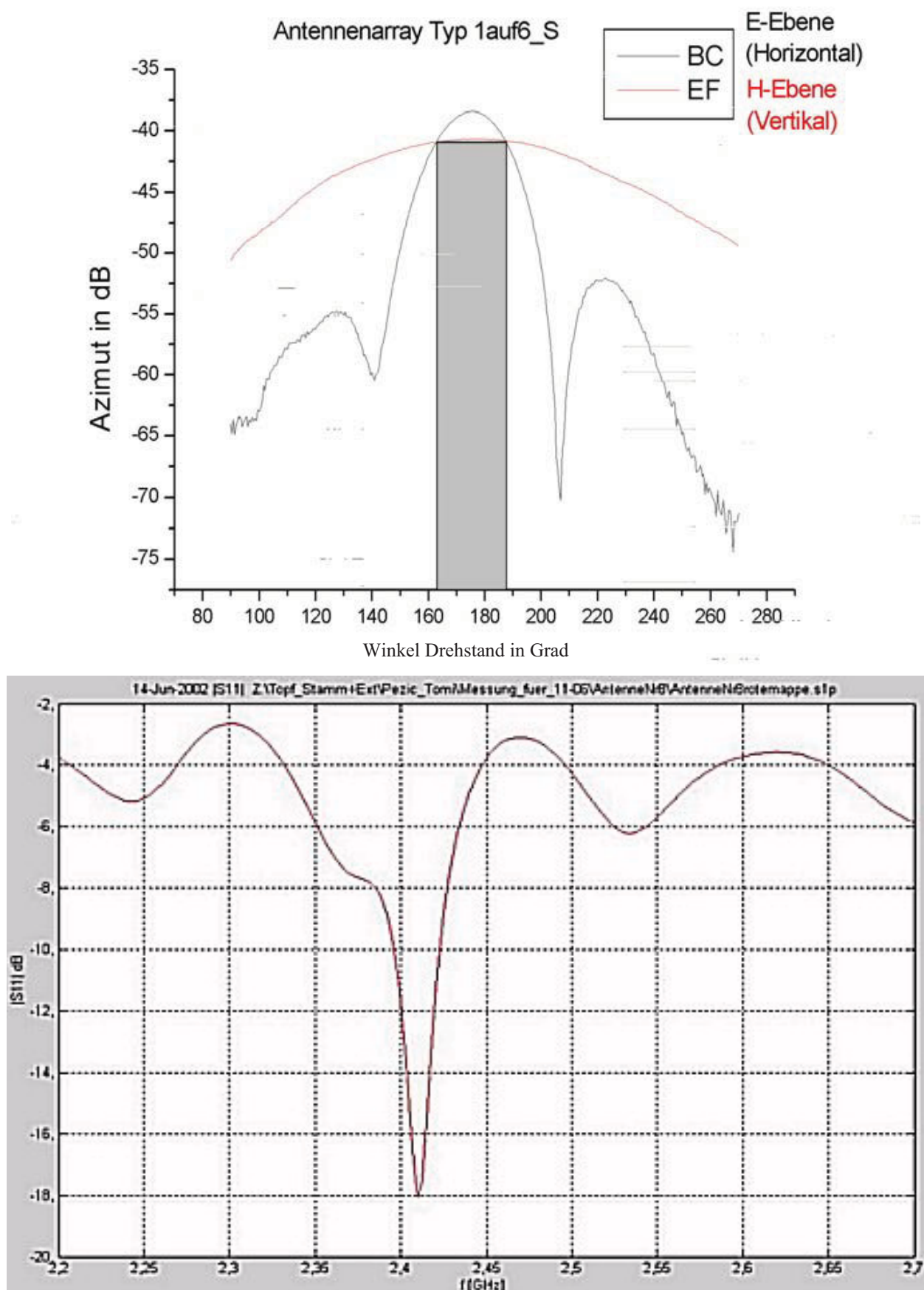


Abbildung F.25: Abbildung oben: Abgestrahlte Leistung in dB, E- und H-Ebene
Abbildung unten: S11 der Antenne

F.3 Antennenmesssystem Universität Ulm

Messeinrichtung

Die Antennenmessungen (S11 und Richtcharakteristik) wurden an der Universität Ulm durchgeführt. Der prinzipielle Aufbau dieser Messeinrichtung ist in der Abbildung F.26 dargestellt. In der Absorberkammer ist ein Drehtisch untergebracht der sich um die vertikale Achse von 0° bis 360° drehen lässt. Ihm gegenüber ist in der Wand zwischen dem Steuerungsraum und der Absorberkammer eine Öffnung. In dieser Öffnung wird die Sendeantenne angebracht. Im vorliegenden Fall wurde eine Hornantenne verwendet, wobei an der Empfangsantenne (zu messende Antenne) ein näherungsweise homogenes Feld auftritt.

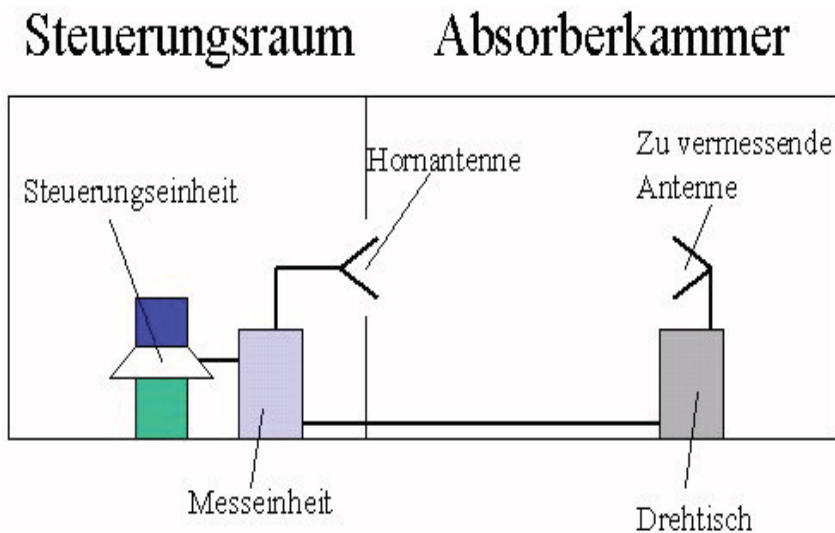


Abbildung F.26: Prinzipdarstellung der Antennenmessung an der Universität Ulm

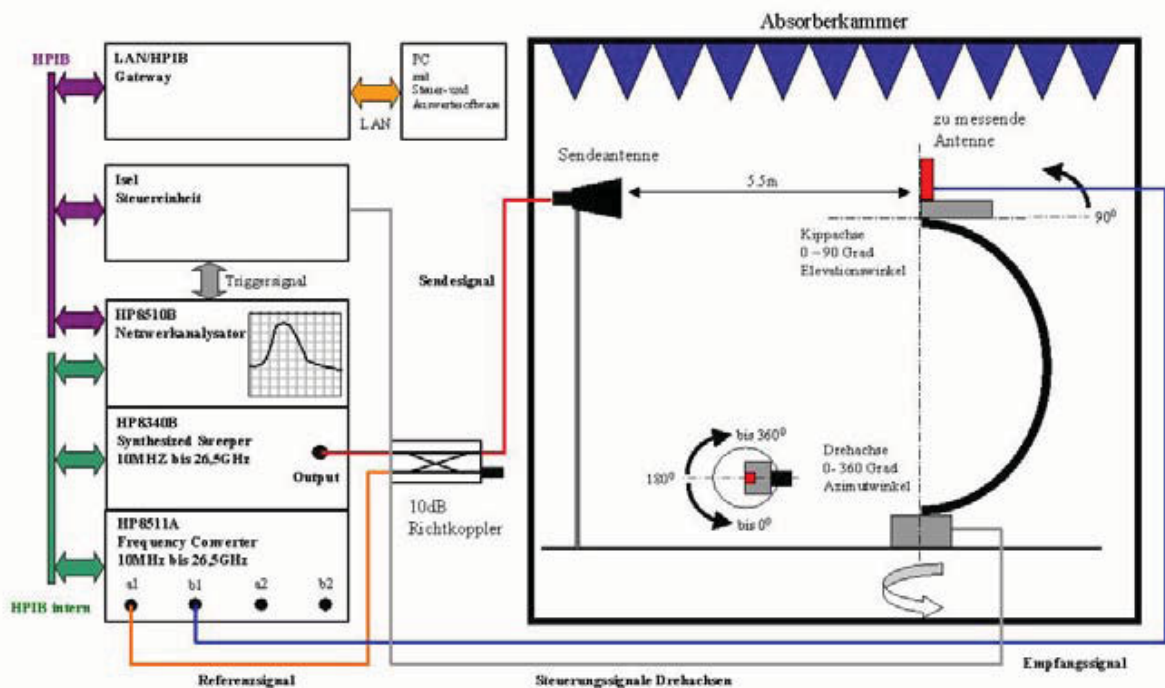


Abbildung F.27: Prinzip der Messeinrichtung zur Antennenmessung an der Universität Ulm

Technische Beschreibung der Messeinrichtung

Die Grundposition der zu vermessenden Antenne liegt im Bezug des Drehtisches zur Sendeanenne beim Azimutwinkel von 180° und einem Elevationswinkel von 90° . Der HP8340B Synthesized Sweeper generiert das Signal bei der Frequenz f für die jeweilige Antenne bzw. Antennenarray. Dies wird der Sendeanenne zugeführt und über einem 10dB Richtkoppler dem HP8511A Frequency Converter weiter geleitet. Dieser übergibt dann digital die Daten über den GPIB-Bus an den HP8510B Netzwerkanalysator, welcher den Betrag von der S_{21} Anordnung misst.

Gesteuert wird diese Messeinrichtung über eine Steuer- und Auswertungssoftware. Über diese Software lässt sich die Bewegung des Drehtisches einstellen, d.h. der Bereich festlegen, in der die Messeinrichtung die übertragene Leistung über den Azimutwinkel aufnimmt. Es ist auch möglich, die Antenne entlang des Elevationswinkels zu verstellen, um so mehrere unterschiedliche Schnitte der Richtcharakteristik zu messen. Die Antennen wurden wie folgt mit der Messeinrichtung vermessen. Die Sendefrequenz f entspricht der Resonanzfrequenz f_r der zu vermessenden Antenne bzw. des Antennenarrays. Der Azimutwinkel wird von 90° - 270° durchgefahren, mit der Grundstellung der Antenne beim Azimutwinkel von 180° . Diese Stellung der zu messenden Antenne ist dann orthogonal zur Hauptstrahlrichtung der Sendeanenne. Der Elevationswinkel wurde auf 90° eingestellt. Das heißt, dass sich die Antennen mit ihren Hauptstrahlkeulen direkt (also parallel) gegenüber stehen. Die zu vermessende Antenne wurde in ihrer E-Ebene als auch H-Ebene entlang des Azimutwinkel von 90° - 270° vermessen. Die Sendeanenne wurde dementsprechend für die jeweilige Position gedreht, um die korrekte Polarisierung zwischen den Antennen zu erhalten. Die Winkelschritte zur Aufnahme der übertragenen Leistung in Abhängigkeit des Azimutwinkels betrugen $0,5^\circ$. Die Messdaten sind in einem Datenfile in Abhängigkeit des Azimutwinkels aufgelistet. Der Leistungsbetrag lässt sich so über die Gleichung

$$L_{\Phi}(\alpha, f) = 10 \log((\operatorname{Re}(f, \alpha))^2 + (\operatorname{Im}(f, \alpha))^2) \quad (\text{Gl F.1})$$

berechnen und auswerten.

Korrektur der Messdaten für S_{11}

Zu Beginn der Messungen wurden die simulierten und die gerechneten Resonanzfrequenzen verglichen und so auch die jeweils zugehörigen S_{11} -Parameter. Für den Vergleich der Messungen mit den Berechnungen muss die aufbaubedingte Dämpfung des Koppelnetzwerkes (S_{21kn}) mit berücksichtigt werden. Somit wird der Betrag der Dämpfung des Koppelnetzwerkes von dem gemessenen S_{11} -Parameter der Antennenapertur abgezogen.

Somit ergibt sich für die Antennenapertur

$$S_{11}(f_r) = S_{11\text{gesamt}} - S_{21kn} \quad (\text{Gl F.2})$$

Beispiel für die 1 auf 6 Speisung eines Antennenarrays nach der Baumstruktur.

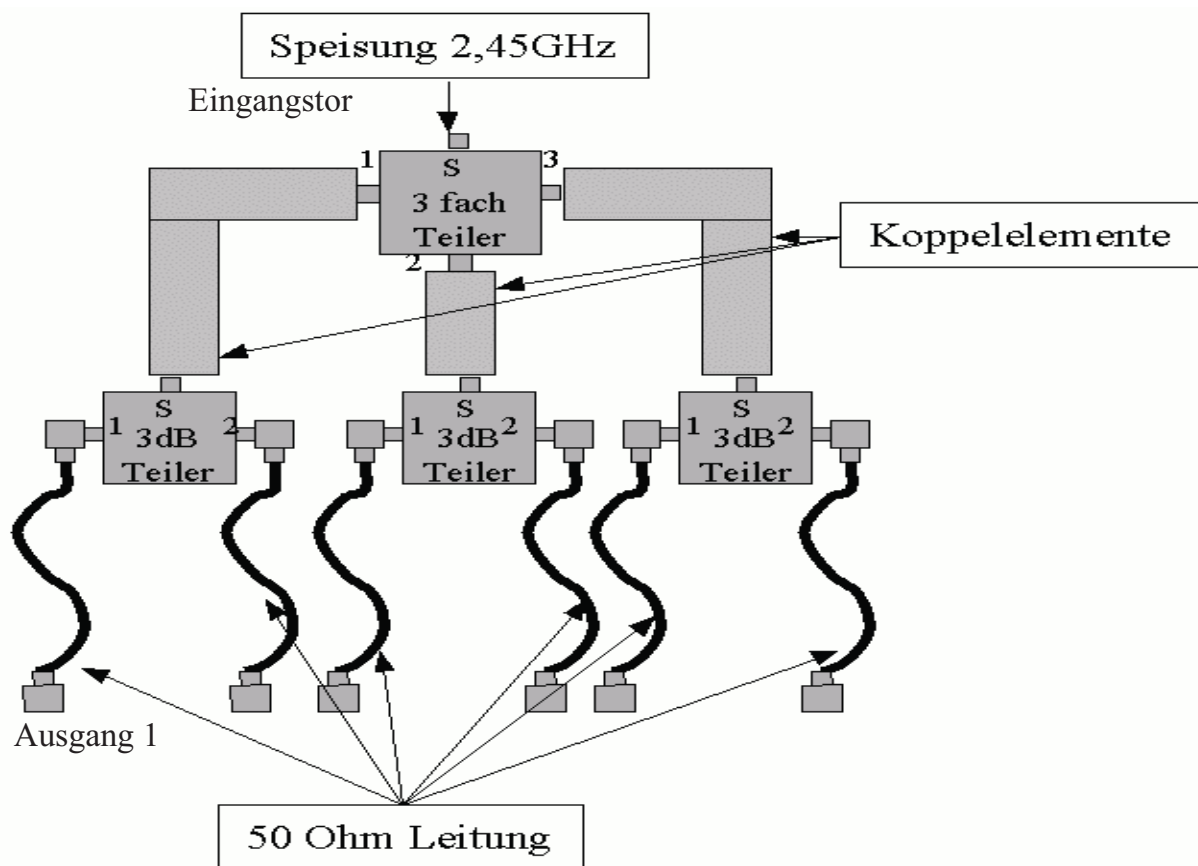


Abbildung F.28: Schematische Darstellung der Speisung mit 3dB Wilkinsonteilern für das Antennenarrays 1 auf 6 nach der Baumstruktur.



Abbildung F.29 Dämpfung- S_{21} zwischen dem Eingangstor und dem ersten Ausgangstor in dB über der Frequenz.

Anhang G

MATLAB-Programme

G.1 MATLAB-Programm der Signalauswertung Version 1 „Hochpass“

```
%-----Programm zur Auswertung der IQ-Demodulation:-----
%   - Signalzeit                               : 20 sek.
%   - Abtastrate                               : Scans/s werden errechnet
%   - Scans                                     : mindestens 2000 pro Messung
%   - Benötigte Daten: I,Q und E
%   Aufruf über "signal-hp" in Matlab
%   6 Schaubilder (Rohsignale-Offsetkombensiert,Dezimiert-Gefiltert und die entsprechenden FFT's)
% ##### Dateien öffnen format('long');
% größere Genauigkeit
disp('-----FFT-Analyse + Filterung-----');disp(' ');
disp('Pfad bitte in Hochkommas eingeben. ');disp(' ');
Pfad = input('Pfad für I-Ausgang: ');           % Eingabeaufforderung I
fid = fopen(Pfad);                             % Datei öffnen
if fid < 0                                     % Fehlerbehandlung
    disp('Fehler: Pfad nicht korrekt. ');
    disp('-----Programmende-----');
    disp(' ');
else
    i = fscanf(fid,'%f',[1 inf]);               % Daten lesen
    fclose(fid);                               % Datei schließen
    disp(' '); disp(' ');
    Pfad = input('Pfad für Q-Ausgang: ');       % Eingabeaufforderung Q
    fid = fopen(Pfad);                         % Datei öffnen
    if fid < 0                                 % Fehlerbehandlung
        disp('Fehler: Pfad nicht korrekt. ');
        disp('-----Programmende-----');
        disp(' ');
    else
        q = fscanf(fid,'%f',[1 inf]);          % Daten lesen
        fclose(fid);                           % Datei schließen
        Pfad = input('Pfad für E-Ausgang: ');   % Eingabeaufforderung E
        fid = fopen(Pfad);                     % Datei öffnen
        if fid < 0                             % Fehlerbehandlung
            disp('Fehler: Pfad nicht korrekt. ');
            disp('-----Programmende-----');
            disp(' ');
        else
            e = fscanf(fid,'%f',[1 inf]);       % Daten lesen
            fclose(fid);
% ##### Rohsignal
sc = get(0,'ScreenSize');                     % Bildschirmgröße abfragen
pos1 = [ 5 , 1/2*sc(4)+5 , 1/2*sc(3)-10 , 1/2*sc(4)-35]; % Fenstergröße und Position
figure('Name','Ungefiltert','Position',pos1); % Fenster 1
Fs = length(q)/20;                           % Abtastrate
t1 = 0 : 1/Fs : 20-1/Fs;                     % Zeitachse
i01 = i - mean(i);                           % Offsetkompensation
```

```

q01 = q - mean(q);
pi = polyfit(t1,i01,1);
i02 = polyval(pi,t1);
i1 = i01 - i02;
pq = polyfit(t1,q01,1);
q02 = polyval(pq,t1);
q1 = q01 - q02;
subplot(2,1,1);
plot(t1,i1,'blue',t1,q1,'red'); % Ausgabe Rohsignale
title('Rohsignale (ohne Offset)');
xlabel('t in s')
ylabel('Amplitude in V')
grid on;
yi1 = fft(i1,length(i1)); % Fourier-Analyse
mi1 = abs(yi1); % Betrag
yq1 = fft(q1,length(q1)); % Fourier-Analyse
mq1 = abs(yq1); % Betrag
s1 = ((i1) + 1j*(q1)); % IQ-Verarbeitung
Siq1 = fft(s1,length(s1)); % IQ-Fourier-Analyse
miq1 = abs(Siq1); % IQ-Betrag
f1 = [1:length(i1)]/(length(i1)-1)*Fs; % Frequenzachse
subplot(2,1,2);
plot(f1,mi1,'blue',f1,mq1,'red',f1,miq1,'black'); % Ausgabe FFT des Rohsignals
title('FFT-Rohsignal');
xlabel('f in Hz')
ylabel('Amplitude')
grid on;
[d,c] = max(miq1(1:length(miq1)/2)); % Maximum?
a = f1(c); % Atemfrequenz
a1 = 60 * a;
d1 = round(d)*1.2;
d2 = round(d)*1.1;
axis([ 0 3 0 d1]);
text(0.05,d2,['Wahrscheinliche Atemfrequenz = ',num2str(a),' Hz entspricht = ',num2str(a1),' Atmungen/min'],'Color','blue')
##### Dezimiert/Vorgefiltert pos2 = [ 1/2*sc(3)+5 , 1/2*sc(4)+5 , 1/2*sc(3)-10 , 1/2*sc(4)-35]; % Fenster-
größe und Position
figure('Name','Gefiltert','Position',pos2); % Fenster 2
r = length(i1)/2000;
i2 = decimate(i1,r); % Dezimierung
q2 = decimate(q1,r);
n = 600; % Filtergrad
f11 = [ 0 0.7 1 50 ] * (2/(Fs/r)); % Hochpass
a11 = [ 0 0 1 1 ];
b11 = remez(n,f11,a11);
i3 = filtfilt(b11,1,i2); % Signalfilterung
q3 = filtfilt(b11,1,q2);
t3 = 0 : 1/(Fs/r) : 20-1/(Fs/r); % neue Zeitachse
subplot(2,1,1);
plot(t3,i3+0.5,'blue',t3,q3-0.5,'red');
title('Vorgefiltert und Dezimiert');
xlabel('t in s')
ylabel('Amplitude in V')
grid on;
yi3 = fft(i3,length(i3)); % Betrag
mi3 = abs(yi3); % Betrag
yq3 = fft(q3,length(q3)); % Fourier-Analyse
mq3 = abs(yq3); % Betrag
s = ((i3) + 1j*(q3)); % IQ-Verarbeitung
Siq = fft(s,length(s)); % IQ-Fourier-Analyse
miq = abs(Siq); % IQ-Betrag
f3=(0 : length(yi3)-1)*(Fs/r)/length(yi3); % neue Frequenzachse
[g1,i1] = max(mi3(1:length(mi3)/2)); % Maximum?
[g2,i2] = max(mq3(1:length(mq3)/2));
[g3,i3] = max(miq(1:length(miq)/2));
[g4,i4] = max([g1,g2,g3]);
switch i4
case 1
    g = g1;
    i = i1;
case 2
    g = g2;
    i = i2;
case 3

```



```

    g = g3;
    i = i3;
otherwise
    disp('Programmfehler');
end;
h = f3(i);
h1 = h*60; % Herzschlag
subplot(2,1,2);
plot(f3,mi3,'blue',f3,mq3,'red',f3,miq,'black');
title('FFT - Vorgefiltert und Dezimiert');
xlabel('f in Hz')
ylabel('Amplitude')
grid on;
g11 = round(g)*1.2;
g22 = round(g)*1.1;
axis([ 0 3 0 g11 ]);
text(0.05,g22,['Wahrscheinliche Herzfrequenz = ',num2str(h),' Hz entspricht = ',num2str(h1),' Schläge/min'],'Color','blue')
##### Drucksensor e01 = e- mean(e);
pe = polyfit(t1,e01,1);
e02 = polyval(pe,t1);
e1 = e01 - e02;
e2 = decimate(e1,r); % Dezimierung
t = 0 : 1/(Fs/r) : 20 - 1/(Fs/r);
n = 600; % Filtergrad
f = [ 0 2.2 2.7 50 ] * (2/(Fs/r)); % Filterparameter
a = [ 1 1 0 0 ]; % Bandpass
b = remez(n,f,a); % Filterkoeffizient
e03 = filtfilt(b,1,e2); % Signalfilterung
f11 = [ 0 0.7 1 50 ] * (2/(Fs/r));
a11 = [ 0 0 1 1 ];
b11 = remez(n,f11,a11);
e3 = filtfilt(b11,1,e03); % Signalfilterung
pos3 = [ 5 , 1/20*sc(4)+5 , 1/2*sc(3)-10 , 1/2*sc(4)-35]; % Fenstergröße und Position
figure('Name','Element','Position',pos3); % Fenster 3
subplot(2,1,1);
plot(t3,e2,t3,e3-3);
title('Rohsignal und gefiltertes Signal');
xlabel('t in s')
ylabel('Amplitude in V')
grid on;
m = abs(fft(e3,length(e3))); % Betrag
f = (0 : length(m)-1)*(Fs/r)/length(m);
[g,i] = max(m(1:length(m)/2)); % Maximum?
h = f(i);
h1 = h*60; % Herzschlag
subplot(2,1,2);
plot(f,m);
xlabel('f in Hz')
ylabel('Amplitude')
grid on;
axis([ 0 3 0 round(g)+50 ]);
title('FFT des gefilterten Signals');
text(0.05,round(g)+25,['Wahrscheinliche Herzfrequenz = ',num2str(h),' Hz entspricht = ',num2str(h1),' Schläge/min'],'Color','blue')
disp(' ');disp('-----Programmende-----');
disp(' ');disp(' ');disp(' ');
end;
end;
end

```

G.2 MATLAB-Programm der Signalverarbeitung Version 1 „Bandpass“

Hier wird nur der Programmteil angegeben der sich zur Version 1 „Hochpass“ unterscheidet.

```

#####Dezimiert/Vorgefiltert pos2 = [ 1/2*sc(3)+5 , 1/2*sc(4)+5 , 1/2*sc(3)-10 , 1/2*sc(4)-35];
figure('Name','Gefiltert','Position',pos2); % Fenstergröße und Position
r = length(i1)/2000; % Fenster 2
i2 = decimate(i1,r); % Dezimierung

```



```

end
[frequz blow starts ends menge samplesps name] = filtern(argname) ;
if( exist( 'blow' ) == 0 )
    return ;
end
ergebnis = vergleich(name,blow,starts,ends,0) ; % Ausführen des Vergleichs
if( bitand( verbose ,64+128+256 )) ;
    ferg = figure ;
    bar( ergebnis ) ;
    axis( [0 length( ergebnis)+1 0.75 1]);
    title( name ) ;
    xlabel( 'Puls Nr.' ) ;
    ylabel( 'Correlation' ) ;
    set( ferg , 'Name' , 'Ergebnis' ) ;
    set( ferg , 'NumberTitle' , 'Off' ) ;
    set( ferg , 'PaperType' , 'A4' ) ;
    set( ferg , 'PaperPosition' , [0.88 6.19 6.5 5] ) ;
    if( bitand( verbose, 128 )) % Print Ergebnis
        set( fsub , 'PaperOrientation' , 'portrait' ) ;
        print ;
        pause( 3 ) ;
    end
    if( bitand( verbose, 256 )) % Save Ergebnis
        set( ferg , 'PaperOrientation' , 'portrait' ) ;
        saveas( ferg , strrep( name , '.txt' , '-erg.emf' ) ) ;
        pause( 2 ) ;
    end
    if( bitand( verbose, 1024 )) %Fenster mit Textinfo ausgeben
        ftet = figure ;
        set( ftet , 'Color' , 'w' );
        set( ftet , 'Name' , 'Werte' ) ;
        text( 0.5, 1, sprintf( '>>> %s <<<' , name ) , 'HorizontalAlignment','center','FontWeight','bold' );
        axis off tight ;
        anz1(1) = { sprintf( 'Atemfrequenz über FFT : %.1f pro Minute' , frequz(1)*60 ) };
        anz1(2) = { '' } ;
        anz1(3) = { sprintf( 'Referenzpuls über FFT : %.1f Schläge pro Minute' , frequz(2)*60 ) };
        anz1(4) = { sprintf( 'Puls bestimmt über FFT (Spektrum): %.1f Schläge pro Minute' , frequz(3)*60 ) };
        anz1(5) = { sprintf( 'Puls bestimmt über Periodendauermessung: %.1f Schläge pro Minute' , frequz(4)*60 ) };
        anz1(6) = { '' } ;
        anz1(7) = { '\itFFT bestimmt den am stärksten vertretenen Frequenzanteil' } ;
        anz1(8) = { 'Periodendauermessung den Durchschnittspuls während der Messung' } ;
        anz1(9) = { 'Prinzipbedingt kann es so zu Unterschieden kommen\r\n' } ;
        anz1(10) = { '' } ;
        anz1(11) = { 'Korrelationsergebnisse [min mean max]' } ;
        anz1(12) = { sprintf( 'Erg = [ %.3f %.3f %.3f ]' , min( ergebnis ) , mean( ergebnis ) , max( ergebnis ) ) } ;

        text( 0 , 0.65 , anz1 ) ;
    end
end
frequz
if( exist( 'ferg' ) & bitand( verbose , 64 ) == 0 )
    close( ferg ) ;
end

```

Teilprogramm dopen.m

```

function [qraw,iraw,eraw,kraw,fname] = dopen( argname ) ;
if( (exist( 'argname' ) == 0) | (length( argname ) == 0 ))
    altpfad = pwd ;
    dpfad = 'e:\messdaten' ;
    cd( dpfad ) ;
    [dname , dpfad] = uigetfile( 'q-*.txt' , 'Datei mit Q-Signal öffnen' ) ;
    cd( altpfad ) ;
    clear altpfad ;
    if( dname == 0 )
        disp( 'Keine Datei gewählt' ) ;
        return
    end
    dname = lower( dname ) ;
    disp( 'Datei wird geöffnet' ) ;
    name = fullfile( dpfad , dname ) ;
else
    name = lower( argname ) ;
end

```

```

[dpfad dname] = fileparts( name );
dpfad = strcat( dpfad , '\' );
clear argname ;
end
fname = name ; % Datei für Q-Kanal öffnen
fin = fopen( name , 'rt' );
if( 0 > fin )
    disp( sprintf( 'kann Datei %s nicht öffnen\n',name ));
    fclose( 'all' );
    return
end
%disp( sprintf( 'Datei %s offen\n',name ));
qraw = fscanf(fin,'%f',[1 inf]);
fclose( fin );
% Datei für I-Kanal öffnen
name = strrep( name , '\q-', '\i-' ); % Ersetzen von allen Qs durch Is
fin = fopen( name , 'rt' );
if( 0 > fin )
    disp( sprintf( 'kann Datei %s nicht öffnen\n',name ));
    fclose( 'all' );
    return
end
%disp( sprintf( 'Datei %s offen\n',name ));
iraw = fscanf(fin,'%f',[1 inf]);
fclose( fin );
name = strrep( name , '\i-', '\e-' ); % Ersetzen von allen Is durch Es
fin = fopen( name , 'rt' );
if( 0 > fin )
    disp( sprintf( 'kann Datei %s nicht öffnen\n',name ));
    fclose( 'all' );
    return
end
%disp( sprintf( 'Datei %s offen\n',name ));
eraw = fscanf(fin,'%f',[1 inf]);
fclose( fin ); % Datei für K-Kanal öffnen
name = strrep( name , '\e-', '\k-' ); % Ersetzen von allen Es durch Ks
fin = fopen( name , 'rt' );
if( 0 > fin )
    disp( sprintf( 'kann Datei %s nicht öffnen\n',name ));
    disp( 'Nutze stattdessen Pulse Signal' );
    fclose( 'all' );
    kraw = eraw ;
    fclose( in );
else
    % disp( sprintf( 'Datei %s offen\n',name ));
    kraw = fscanf(fin,'%f',[1 inf]);
    fclose( fin );
end
clear fin;

```

Teilprogramm FFTfind.m

```

function fpuls = fftfind( samplesps , menge , fachse , blow );
fftblow = fft( blow );
minhz = 0.5*menge/samplesps ; % Bestimmen wo im FFT 0,5 Hz liegen
maxhz = 4*menge/samplesps ; % Bestimmen wo im FFT 4 Hz liegen
absmax = max(abs(fftblow(minhz:maxhz))) ; % das absolute maximum in diesem Bereich suchen
relmax = minhz + find( abs(fftblow(minhz:maxhz)) > (absmax/3) ) ; % alle Punkte die über der Hälfte des ABS max liegen
woende = find( diff( relmax ) > 1 ) ; % Das Ende des ersten durchgehenden Bereiches von relmax finden
if( length( woende ) == 0 ) % Maximum ist kein Bereich sondern einzelner Punkt
    wofpuls = relmax(1) ; % Wo im FFT liegt der Puls??
else
    % Für das Relative maximum kommt u.U ein Bereich in Frage
    % Maximum in diesem Bereich suchen
    [dummy wofpuls] = max( abs(fftblow( relmax(1):relmax(1)+woende(1)-1))) ;
    wofpuls = wofpuls-1 + relmax(1) ;
end
fpuls = fachse( wofpuls );

```

Teilprogramm FILTERN.m

```

function [freqs,blow,starts,ends,menge,samplesps,name] = filter( argname );
global verbose ;
[qraw,iraw,eraw,kraw,name] = dopen( argname );

```

```

menge = size( qraw,2 ) ;
samplesps = menge / 20 ;
nyqu = samplesps / 2 ;
ioffs = iraw - mean( iraw ) ;
qoffs = qraw - mean( qraw ) ;
eoffs = eraw - mean( eraw ) ;
koffs = kraw - mean(kraw);
clear iraw qraw eraw kraw ;
zeit = (1:menge)/samplesps ;
fachse = (1:menge)/(menge-1)*samplesps ; %Frequenzachse nach Sven
% Auswerten des Referenzsignals über fft
roffs = eoffs ;
%roffs( find( roffs < 0 ) ) = 0 ;
rfft = abs( fft( roffs) ) ;
rfft(1:find(fachse>=0.25)) = 0 ; % Anfangspeak des FFT entfernen (alles < 15bpm)
rfft(find(fachse>=4):menge) = 0 ; % Hohen Anteil des FFT entfernen (alles > 240bpm).
[dummy,pos] = max( abs(rfft) ) ;
refpuls = fachse( pos ) ;
disp( sprintf( 'Referenzpuls liegt bei %4.1f Schlägen pro Minute\n' , refpuls*60) ) ;
% Über die Standartabweichung wird bestimmt welches Signal besser ist
if( std( qoffs ) > std( ioffs ) )
    disp( 'Q-signal ist besser' ) ;
    besser = qoffs ;
else
    disp( 'I-signal ist besser' ) ;
    besser = ioffs ;
end
bfft = fft( besser ) ;
[dummy,pos] = max( abs(bfft) ) ;
fatmung = fachse( pos ) ;
disp( sprintf( 'Atmung bei %4.1f 1/min\n' , fatmung*60 ) ) ;
clear bfft besser ;
f = [0      0.7      1      nyqu ]/nyqu;
m = [0      0      1      1 ];
n = 600 ;
b = remez( n , f , m );
clear n f m ;
ihigh = filtfilt( b , 1 , ioffs ) ;
qhigh = filtfilt( b , 1 , qoffs ) ;
clear ioffs qoffs ;
% bestimmen wieviele Elemente von Q & i über dem 2-fachen der Standartabweichung liegen.
% darüber soll eine Aussage über die Signalqualität getroffen werden.
fftihigh = real( fft( ihigh ) ) ;
fftqhigh = real( fft( qhigh ) ) ;
if( cov( fftihigh ) > cov( fftqhigh ) )
    disp( 'Signal I ist besser' )
    bhigh = ihigh ;
    fftbhigh = fftihigh ;
else
    disp( 'Signal Q ist besser' )
    bhigh = qhigh ;
    fftbhigh = fftqhigh ;
end
clear ihigh qhigh fftihigh fftqhigh;
% Tiefpassfilterung des Signals mit fg = 40Hz
lowpcoef = firrcos(100,8,3,samplesps);
blow = filtfilt( lowpcoef , bhigh ) ;
fpuls = fftfind( samplesps, menge, fachse, blow ) ;
disp( sprintf( '\nPuls liegt bei %4.1fbpm (einfaches fft)\n' , fpuls*60));
trigger = 0 - std( blow ) ;
%Fenster an Minima anpassen
fensterbreite = fix( samplesps / fpuls );
fstart = fix( samplesps / 2 ); % Einschwingzeit des Filters ~ N
fend = fstart + fix( fensterbreite*1.2 );
ns = [] ;
while( fend < menge )
    [value_min wo_min] = min( blow( fstart:fend ) ) ;
    wo_min = wo_min + fstart ;
    ns = union( ns , wo_min );
    fstart = wo_min + fix( fensterbreite * 0.7 );
    fend = fstart + fix( fensterbreite * 0.5 );
end
dns = diff( ns ) ;

```



```

fdns = find( dns > samplesps / 4 );
ns2 = ns( fdns );
clear ns dns fstart fend fensterbreite wo_min ;
starts = ns2(1:length(ns2)-1) ;
ends = ns2(2:length(ns2) ) ;
diffs = ends - starts ;
ns2mean = mean( diff( ns2 ) ) ;
delinp = (diffs - ns2mean)/ns2mean*100 ;
fehler = find( abs( delinp ) > 20 ) ; % alles über 20% abweichung weg
ends(fehler)=[] ; %Werte löschen
starts(fehler)=[] ; %Werte löschen
zwei = ones(1,menge)*trigger ;
for( j = 1:length(starts) )
    zwei(starts(j):menge)=blow(starts(j));
    zwei(starts(j):ends(j)-2)=max(blow(starts(j):ends(j)-2));
end
clear j ;
disp( sprintf( 'Puls liegt bei %.2f Schlägen pro Minute (Windows)\n' , samplesps/mean(ends-starts)*60 ));
kfaktor = 3 * (max(koffs)-min(koffs)) / (max(blow)-min(blow));
koffs2 = koffs / kfaktor ;
koffs2 = (koffs2 - max(koffs2)+1.1*min(blow));
if( bitand( verbose , 1+2+4 ))
    scrsz = get(0,'ScreenSize');
    fwin = figure('Position',[4 4 scrsz(3)-4 scrsz(4)*0.9]);
    plot(zeit,blow,'b',zeit,zwei,'y',zeit,koffs2,'k') ;
    axis tight
    text(0.5,max(blow)*0.9,sprintf( 'Ermittelter Puls ist %.2f,samplesps/mean(ends-starts)*60 ) , 'FontSize',10);
    text(0.5,max(koffs2)*0.9,sprintf( 'Ermittelter Referenzpuls ist %.2f,refpuls*60 ) , 'FontSize',10);
    title( sprintf( 'Messung >> %s << \n',name ) );
    xlabel( 'Zeitachse (sek)' );
    legend( 'Radar (gefiltert)' , 'Radar-Fenster' , 'EKG' ) ;
    set( fwin , 'Name' , 'Fenster' ) ;
    set( fwin , 'NumberTitle' , 'Off' ) ;
    set( fwin , 'PaperType' , 'A4' ) ;
    set( fwin , 'PaperPosition' , [0.25 0.2 11.2 7.7] ) ;
    if( bitand( verbose , 4 ))
        set( fwin , 'PaperOrientation' , 'portrait' ) ;
        saveas( fwin , strrep( name , '.txt' , '-win.emf' ) ) ;
        pause( 2 ) ;
    end
    if( bitand( verbose , 2 ))
        set( fwin , 'PaperOrientation' , 'landscape' ) ;
        print ;
        pause( 2 ) ;
    end
end
if( exist( 'fwin' ) & bitand( verbose , 1 ) == 0 )
    close( fwin ) ;
end
frequs = [fatmung refpuls fpuls (samplesps/mean(ends-starts))] ;
fclose( 'all' ) ;

```

Teilprogramm Organice.m

```

% Funktion zum anordnen von Plots in einem Subplot
% Argument : Anzahl der zu plzierenden Plots
% Rückgabe : h -> Anzahl der Reihen w -> Anzahl der Spalten
function [h,w] = organize( menge ) ;
h = ceil( sqrt( menge ) ) ;
w = h ;
while( w*(h-1) >= menge )
    h=h-1;
    if( h*(w-1) >= menge )
        w=w-1
    end
end
end

```

Teilprogramm signal.m

```

function f = signal( size , amplitude,p1,p2,p4 )
%size = 1000 ;
%amplitude = 0.5 ;
%p2 = 0 ;
%p1 = 0 ;

```

```

werte = (1:(size*2)) ;
t = ((werte*2*pi)/size) ;
f = cos(t) + p1*sin(p4*t+p2) ;
[wasmin womin] = min( f ) ;
if( womin < size )
    f = f(womin:womin+size-1) ; % Auf genau eine Amplitude min bis min einpassen
else
    f = f(womin-size:womin-1) ; % Auf genau eine Amplitude min bis min einpassen
end
f = f*amplitude/(max(f)-wasmin); % Amplitude anpassen
%f = f-mean(f); % Offset entfernen ;

```

Teilprogramm vergleich.m

```

function gute = vergleich( name,blow,starts,ends,mode) ;
global verbose ;
global laufvar ;
global nutzung ;
range_p1 = [ -2.2    0.1    2.2 ] ;
range_p2 = [ -1.6    0.1    0 ] ;
range_p3 = [0.05 0.2] ;
range_p4 = [2 0.1 3 ] ;
% festlegen ob die Funktion als Schleife durchlaufen werden soll.
if( mode == 0 ) % Null = für alle Perioden
    vonbis = (1:length( starts )) ;
    [h w] = organize( length( starts )) ;
    gute = zeros(1,length(starts)) ;
    if( 0 == bitand( verbose , 8+16+32 ))
        wieweit = waitbar(0,'Berrechne Korrelationen');
    end
else % sonst nur für die angegebenen
    vonbis = mode ;
end
for( wo=vonbis )
    wo_p1 = 0 ; % Parameter 1
    wo_p2 = 0 ; % Parameter 2
    wo_p3 = 0.1 ; % Parameter 3
    wo_p4 = 2 ; % Parameter 4
    wert = 0 ; % merker für besten wert
    size = ends(wo)-starts(wo)+1; % Größe der Periode
    start = starts(wo) - fix( size * range_p3(1)); % Startpos in Blow ;
    ende = ends( wo ) - fix( size * range_p3(1)); % Endposotion in Blow
    corel = blow(starts(wo):ends(wo)) ; % Datensatz
    amplitude = max( corel ) - min( corel ) ; % Amplitude der Periode
    for( ges=(1:3) )
        % Beginn der Parameterschleife P1
        wert = 0 ;
        for fwo=(range_p1(1):range_p1(2):range_p1(3))
            cw = corrcoef(corel,signal( size,amplitude,fwo,wo_p2,wo_p4));
            if( cw(2) >= wert )
                wo_p1 = fwo ;
                wert = cw(2) ;
            end
        end
        % Beginn der Parameterschleife P4
        wert = 0 ;
        for fwo=(range_p4(1):range_p4(2):range_p4(3))
            cw = corrcoef(corel,signal( size,amplitude,wo_p1,wo_p2,fwo));
            if( cw(2) >= wert )
                wo_p4 = fwo ;
                wert = cw(2) ;
            end
        end
        % Beginn der Parameterschleife P2
        wert = 0 ;
        for fwo=(-3.15:0.1:0)
            cw = corrcoef(corel,signal( size,amplitude,wo_p1,fwo,wo_p4));
            if( cw(2) >= wert )
                wo_p2 = fwo ;
                wert = cw(2) ;
            end
        end
        % Beginn der Parameterschleife P3
    end
end

```

```

wert = 0 ;
for fwo=(1:size*(range_p3(2)-range_p3(1)))
    corel = blow(start+fwo:ende+fwo);
    cw = corrcoeff(corel,signal( size,amplitude,wo_p1,wo_p2,wo_p4));
    if( cw(2) >= wert )
        wo_p3 = fwo ;
        wert = cw(2) ;
    end
end
corel = blow(start+wo_p3:ende+wo_p3);
if( bitand( verbose ,512 ) )
    disp( sprintf( 'Parameter1=%0.3ftParameter2=%0.3ftParameter3=%d' , wo_p1,wo_p2,wo_p3 ) );
end
end
% bestimmen der besten correlation ;
cw = corrcoeff(blow(start+wo_p3:ende+wo_p3),signal( size,amplitude,wo_p1,wo_p2,wo_p4));
if( mode == 0 )
    gute(wo) = cw(2) ;
else
    gute = cw(2) ;
end
if( bitand( verbose ,8+16+32 ) ) ;
    if( mode == 0 )
        if( wo == 1 ) %nur beim ersten mal!!
            scrsz = get(0,'ScreenSize');
            fsub = figure('Position',[4 4 scrsz(3)-4 scrsz(4)*0.9]);
            set( fsub , 'Name' , 'Anpassung' ) ;
            set( fsub , 'NumberTitle' , 'Off' ) ;
            set( fsub , 'PaperType' , 'A4' ) ;
            set( fsub , 'PaperPosition' , [0.25 0.2 11.2 7.7] ) ;
            %saveas( 1 , strrep( fullfile( dpfad , dname ) , '.txt' , '.jpg' ) ) ;
            wieweit = waitbar(0,'Berrechne Korrelationen');
            %set( gcf , 'Name' , 'Anpassung' ) ;
        end
        if( wo == ceil(w/2)+1 ) %In der Mitte das oberste Bild wir betitelt
            title( sprintf( 'Messung >> %s <<',name ) );
        end
        subplot(h,w,wo) ;
    else
        fsub = figure ;
    end
    plot( (1:size),blow(start+wo_p3:ende+wo_p3),'r',(1:size),signal( size,amplitude,wo_p1,wo_p2,wo_p4),'b');
    axis fill ;
end
% Waitbar anpassen
if( mode == 0 )
    waitbar(wo/length(starts)) ;
end
% laufvar = laufvar + 1
% nutzung(laufvar,:) = [wo_p1 wo_p2 wo_p3 wo_p4] ;
% nutzung(laufvar,:)
end
% Waitbar entfernen
if( mode == 0 )
    close( wieweit ) ;
end
if( bitand( verbose , 16 ) ) % print subplot
    set( fsub , 'PaperOrientation' , 'landscape' ) ;
    set( fsub , 'PaperPosition' , [0.25 0.2 11.2 7.7] ) ;
    print ;
    pause( 2 ) ;
end
if( bitand( verbose , 32 ) ) % save subplot
    set( fsub , 'PaperOrientation' , 'portrait' ) ;
    set( fsub , 'PaperPosition' , [0.25 0.2 11.2 7.7] ) ;
    saveas( fsub , strrep( name , '.txt' , '-cor.emf' ) ) ;
    pause( 2 ) ;
end
if( exist( 'fsub' ) & bitand( verbose , 8 ) == 0 )
    close( fsub ) ;
end
end

```

Anhang H

Wellenausbreitung

Als Grundlage für diesen Anhangsabschnitt dienten folgende Literaturstellen: [G1], [G9]. Weitere zusätzliche Literaturstellen zu diesem Thema sind im Anhang angegeben.

H.1 Wellenausbreitung

H.1.1 Maxwellsche Gleichungen

Die Grundlage der Elektrodynamik bilden die Maxwellschen Gleichungen, welche die Wechselwirkung zwischen den elektrischen und magnetischen Feldern und damit auch den Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke \vec{E} und der magnetischen Feldstärke \vec{H} , bzw. der elektrischen Flussdichte \vec{D} und der magnetischen Flussdichte \vec{B} beschreiben. In differentieller Form lauten die Maxwellschen Gleichungen [G1], [G8], [G11]:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Gl H.1})$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Gl H.2})$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{Gl H.3})$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{Gl H.4})$$

Die Abhängigkeit zwischen der Flussdichte, den Feldstärken, der elektrischen Stromdichte \vec{J} und der Raumladungsdichte ρ in einem homogenen, linearen und isotropen Medium mit der Dielektrizitätskonstante ϵ , der Permeabilität μ und der spezifischen Leitfähigkeit σ beschreiben die Gleichungen (H.5) bis (H.7):

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{Gl H.5})$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{Gl H.6})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{Gl H.7})$$

In anisotropen Medien repräsentieren die Materialparameter ϵ , μ und σ jeweils Tensoren.

Bei isotropen Medien reduzieren sie sich auf skalare Größen. Im freien Raum (Vakuum) gilt:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 = \frac{1 \times 10^{-9}}{36\pi} \cdot \frac{As}{Vm} = 8,854 \times 10^{-12} \cdot \frac{As}{Vm} \quad (\text{Gl H.8})$$

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \cdot \frac{Vs}{Am} = 1,26 \times 10^{-6} \cdot \frac{Vs}{Am} \quad (\text{Gl H.9})$$

$$\sigma = 0 \cdot \frac{1}{\Omega m} \quad (\text{Gl H.10})$$

Die relative Dielektrizitätszahl $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ und die relative Permeabilität $\mu_r = \mu/\mu_0$ beschreiben die materialspezifische Charakteristik isotroper Medien.

Bei der Zeitabhängigkeit $e^{j\omega t}$ in isotropen Medien ergibt sich für die Gleichung (Gl H.1):

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r \vec{E} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{rges} \vec{E} \quad (\text{Gl H.11})$$

mit

$$\varepsilon_{rges} = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r = \varepsilon_r - j \cdot \frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_0} \quad (\text{Gl H.12})$$

Analog dazu gilt für die Permeabilität:

$$\mu_{rges} = \mu'_r - j\mu''_r \quad (\text{Gl H.13})$$

Die Polarisationsverluste $\tan\delta_\varepsilon$ und für die magnetischen Verluste $\tan\delta_\mu$ werden mit den Gleichungen (Gl H.12) und (Gl H.13) wie folgt definiert:

$$\tan\delta_\varepsilon = \frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r} \quad \text{und} \quad \tan\delta_\mu = \frac{\mu''_r}{\mu'_r} \quad (\text{Gl H.14})$$

Im freien Raum ($\sigma = 0, \varepsilon = \varepsilon_0, \mu = \mu_0$ und $\rho = 0$) vereinfachen sich die Gleichungen (Gl H.1), (Gl H.3) und (Gl H.4) zu:

$$\text{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Gl H.15})$$

$$\text{div} \vec{D} = 0 \quad (\text{Gl H.16})$$

$$\vec{J} = 0 \quad (\text{Gl H.17})$$

H.1.2 Wellengleichungen und ebene Welle

Eine erneute Berechnung der Rotation führt in den Gleichungen (Gl H.1) und (Gl H.2) bei quellenfreien, raumladungsfreien, isotropen und homogenen Medien zu den bekannten vektoriellen Helmholtz-Gleichungen [G1], [G8]:

$$\Delta \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{Gl H.18})$$

$$\Delta \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (\text{Gl H.19})$$

Für die komplexe Wellenzahl des Mediums gilt:

$$\underline{k} = k' - jk'' = \sqrt{(\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r - j\omega \sigma \mu_0 \mu_r)} = \omega \sqrt{(\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon_{rges} \mu_r)} \quad (\text{Gl H.20})$$

Dabei repräsentiert

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \approx 2,99 \times 10^8 \cdot \frac{m}{s} \quad (\text{Gl H.21})$$

die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Vakuum und

$$\underline{n} = n' - jn'' = \sqrt{\underline{\epsilon}_{rges} \underline{\mu}_{rges}} \quad (\text{Gl H.22})$$

dem komplexen Brechungsindex des Mediums.

Eine einfache Lösung der vektoriellen Helmholtz-Gleichungen stellt die ebene Welle dar. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit liege die z-Achse eines kartesischen Koordinatensystems in der Ausbreitungsrichtung der ebenen Welle. Nach [G8] gilt dann bei zeitharmonischen Vorgängen und der damit verbundenen Einführung der komplexen Schreibweise unter Annahme einer Zeitabhängigkeit der Form $e^{j\omega t}$ für die elektrische und die magnetische Feldstärke.

$$\begin{aligned} \underline{E}_x &= 0 & \underline{H}_x &= -\underline{H}_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \\ \underline{E}_y &= \underline{E}_0 e^{j(\omega t - \beta z)} & \underline{H}_y &= 0 \\ \underline{E}_z &= 0 & \underline{H}_z &= 0 \end{aligned} \quad (\text{Gl H.23})$$

Sowohl die elektrische als auch die magnetische Feldstärke stehen senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung und senkrecht zueinander. Es handelt sich somit um eine TEM-Welle (transversal elektromagnetisch), bei der die elektrische Feldstärke \vec{E} und die magnetische Feldstärke \vec{H} gleichphasig sind. Für den komplexen Feldwellenwiderstand \underline{Z}_F , der das Verhältnis der beiden komplexen Feldstärkeamplituden beschreibt, ergibt sich:

$$\underline{Z}_F = \frac{\underline{E}_0}{\underline{H}_0} = \frac{\omega \underline{\mu}}{\underline{k}} = Z_{F0} \cdot \sqrt{\frac{\underline{\mu}_{rges}}{\underline{\epsilon}_{rges}}} \quad (\text{Gl H.24})$$

Für die Ausbreitungsgeschwindigkeit c der ebenen Welle gilt:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (\text{Gl H.25})$$

In der Praxis läßt sich eine ebene Welle nicht exakt erzeugen. Sofern der Beobachtungspunkt aber genügend weit von der Quelle entfernt liegt, entspricht die resultierende Kugelwelle (sphärische Welle) auf einem kleinen Ausschnitt der Kugel (d.h. in einem kleinen Raumbe- reich) der ebenen Welle. Die Amplitude dieser lokal ebenen Welle ist allerdings nicht konstant, da sie umgekehrt proportional zur Entfernung von der Quelle abnimmt.

Die von der elektromagnetischen Welle transportierte Leistungsdichte S beschreibt der Betrag des Poynting-Vektors \vec{S} . Er berechnet sich aus dem Kreuzprodukt der elektrischen und magnetischen Feldstärke:

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \vec{E} \times \vec{H}^* \right\} \quad (\text{Gl H.26})$$

Bei ebenen Wellen, die sich in Richtung der z-Achse ausbreiten, ist nur die z-Komponente des Poyting-Vektors von Null unterschiedlich [G1]:

$$S_x = 0 \quad (\text{Gl H.27})$$

$$S_y = 0 \quad (\text{Gl H.28})$$

$$S_z = \frac{1}{2} |\underline{E}_0| |\underline{H}_0| = \frac{1}{2} \cdot \frac{|\underline{E}_0|^2}{Z_{F0}} \quad (\text{Gl H.29})$$

Die in diesem Kapitel abgeleiteten Zusammenhänge für die Ausbreitung einer ebenen elektromagnetischen Welle gelten nur bei der Ausbreitung in isotropen und homogenen Medien.

H.1.3 Ebene Wellen an Grenzflächen

Ebene Wellen, die auf einen Körper auftreffen, der sich vom umgebenden Medium durch ϵ_r , μ_r oder σ unterscheidet, treten zum Teil in das Medium ein (Transmission) bzw. werden reflektiert. Die Berechnung des entstehenden Gesamtfeldes ist schwierig und nur für bestimmte geometrische Formen analytisch möglich. In diesem Abschnitt wird für die Feldverhältnisse angenommen, dass die Grenzflächen groß gegenüber der Wellenlänge sind. Beugungseffekte werden nicht betrachtet.

Senkrechter Einfall auf Grenzflächen

Haben die hinlaufende und reflektierte Welle entgegengesetzte Richtung, dann kann das Gesamtfeld beschrieben werden durch:

$$\vec{E} = \vec{E}_{hinl} e^{-j\vec{k} \cdot \vec{X}} + \vec{E}_{refl} e^{j(\vec{k} \cdot \vec{X})} \quad (\text{Gl H.30})$$

$$\vec{H} = \vec{H}_{hinl} e^{-(j\vec{k} \cdot \vec{X})} + \vec{H}_{refl} e^{j(\vec{k} \cdot \vec{X})} \quad (\text{Gl H.31})$$

Wobei \vec{X} der Vektor der Normalen der Grenzfläche ist.

Für die Zeitabhängigkeit ist für alle Komponenten der Multiplikationsfaktor $e^{j\omega t}$ zu berücksichtigen. Die elektrische und magnetische Feldstärke der einfallenden Welle sind dem verwendeten Koordinatensystem zugeordnet. In diesem Koordinatensystem stehen die Komponenten senkrecht aufeinander. Für die Feldwellenwiderstände gilt entsprechend der Richtung des Poyting-Vektors (Gl H.24):

$$Z_F = \frac{E_{hinl}}{H_{hinl}} \quad \text{und} \quad -Z_F = \frac{E_{refl}}{H_{refl}} \quad (\text{Gl H.32})$$

Läuft eine hinlaufende Welle (Abbildung H.1) in einem Medium 1 mit

$$Z_{F1} = Z_{F0} \sqrt{\frac{\mu_{r1}}{\epsilon_{r1}}} \quad (\text{Gl H.33})$$

auf eine zur Ausbreitungsrichtung senkrechte Grenzfläche zu einem Medium 2 mit

$$Z_{F2} = Z_{F0} \sqrt{\frac{\mu_{r2}}{\epsilon_{r2}}} \quad (\text{Gl H.34})$$

dann ergibt sich der Reflexionsfaktor r

$$r = \frac{\underline{E}_r}{\underline{E}_h} = \frac{\underline{Z}_{F2} - \underline{Z}_{F1}}{\underline{Z}_{F2} + \underline{Z}_{F1}} \quad (\text{Gl H.35})$$

\underline{E}_r und \underline{H}_r sind dabei die Feldstärken in der Grenzschichtebene.

Die in das Medium 2 eintretende Welle hat die Leistungsdichte \underline{S}_t und die Komponenten \underline{E}_t und \underline{H}_t . Die hinlaufende und die eintretende Welle ins Medium 2 sind durch den Transmissionsfaktor t verknüpft.

$$t = \frac{\underline{E}_t}{\underline{E}_h} = \frac{2\underline{Z}_{F2}}{\underline{Z}_{F2} + \underline{Z}_{F1}} \quad (\text{Gl H.36})$$

In dieser Arbeit, treten nur Medien auf bei denen $\underline{\mu}_{\text{medium}} = \mu_0$ gilt. Daraus vereinfachen sich die Gleichungen (Gl H.35) und (Gl H.36) auf:

$$r = \frac{1 - \sqrt{\underline{\epsilon}_{r2}/\underline{\epsilon}_{r1}}}{1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r2}/\underline{\epsilon}_{r1}}} \quad (\text{Gl H.37})$$

$$(\text{Gl H.38})$$

$$t = \frac{2}{1 + \sqrt{\underline{\epsilon}_{r2}/\underline{\epsilon}_{r1}}} \quad (\text{Gl H.39})$$

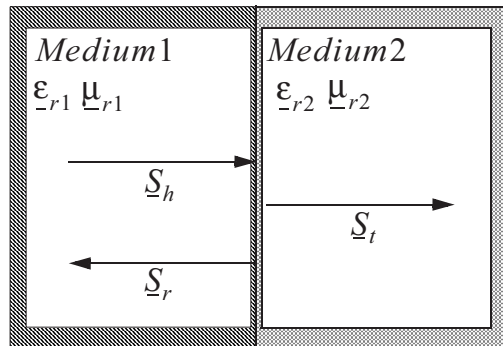


Abbildung H.1: Leistungsdichten bei senkrechtem Einfall zwischen zwei dielektrischen Medien

Schräger Einfall auf Grenzflächen

Für die Berechnung von Reflexion und Brechung einer ebenen Welle, die aus einem Medium 1 kommend, unter einem Einfallswinkel schräg auf eine Grenzfläche (z.B. y-z-Ebene) zu einem anderen Medium auftritt, zerlegt man das vektorielle Wellenmaß \vec{k} und den Ausbreitungsvektor \vec{r} zweckmäßigerweise in Komponenten bezüglich des zur Grenzfläche passenden kartesischen Koordinatensystems. Aus dem allgemeinen Ansatz erhält man:

$$\vec{k} = k(\cos \vartheta_x \cdot \vec{e}_x + \cos \vartheta_y \cdot \vec{e}_y + \cos \vartheta_z \cdot \vec{e}_z) \quad (\text{Gl H.40})$$

und

$$\vec{r} = r(\cos \vartheta_x \cdot \vec{e}_x + \cos \vartheta_y \cdot \vec{e}_y + \cos \vartheta_z \cdot \vec{e}_z) = x\vec{e}_x + y\vec{e}_y + z\vec{e}_z \quad (\text{Gl H.41})$$

wobei ϑ_x , ϑ_y und ϑ_z die Winkel sind, welche die Einfallsrichtung \vec{e}_r mit den Koordinatenachsen einschließen. Beim schrägen Einfall einer ebenen Welle auf ein Dielektrikum wird ein Teil der Welle reflektiert. Der Ausfallswinkel ist gleich dem Einfallswinkel. Ein anderer Teil tritt in das Medium ein. Beim Eintritt in das Medium mit höherer Dielektrizitätszahl wird die Ausbreitungsrichtung zur Flächennormalen hin gebrochen (Abbildung H.2).

$$\frac{\sin \vartheta_2}{\sin \vartheta_1} = \sqrt{\frac{\mu_{r1} \epsilon_{r1}}{\mu_{r2} \epsilon_{r2}}} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}} \quad (\text{Gl H.42})$$

mit: $\mu_{r1} = \mu_{r2} = 1$

Diese Gleichung (Gl H.41) gilt exakt für verlustlose und näherungsweise für verlustarme Dielektrika. Allgemein kann das Verhältnis von Eintritts- und Austrittswinkel aus der Forderung abgeleitet werden, dass die Phasenfronten in der Grenzschicht identisch sein müssen, [G9], [G1]. Für die Berechnung des Reflexions- und des Transmissionsfaktors muss man die verschiedenen Polarisationsfälle unterscheiden. Die Polarisation der Welle resultiert aus der Richtung der elektrischen Feldstärke, siehe Abbildung H.2 und Abbildung H.3.

Vertikale (parallele) Polarisation, TM-Einfall

Abbildung H.2.

Reflexionsfaktor:

$$r = \frac{\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}} - (\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1)}{\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}} + (\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1)} \quad (\text{Gl H.43})$$

Transmissionsfaktor:

$$t = \frac{2}{\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}} + (\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1)} \quad (\text{Gl H.44})$$

Bei $\vartheta_B = \arctan \sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}$ (Brewster- Winkel) wird der Reflexionsfaktor bei verlustlosen Medien gleich Null. Die gesamte Strahlungsleistung tritt in das Medium 2 ein. Bei verlustbehafteten Materialien verschwindet die Reflexion nicht völlig, wird jedoch minimal [G1].

Horizontale (senkrechte) Polarisation, TE-Einfall

Abbildung H.3.

Reflexionsfaktor:

$$r = \frac{(\cos \vartheta_1)/(\cos \vartheta_2) - \sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}}}{\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}} + (\cos \vartheta_1)/(\cos \vartheta_2)} \quad (\text{Gl H.45})$$

$$t = \frac{2}{\sqrt{\epsilon_{r2}/\epsilon_{r1}} \cdot ((\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1))} \quad (\text{Gl H.46})$$

Bei dieser Polarisation tritt E nur parallel zur Grenzschicht auf. Wegen der Stetigkeit von E an der Grenzschicht gilt für die horizontale Polarisation $\underline{E}_h + \underline{E}_r = \underline{E}_t$ oder $1 + r = t$. Der Reflexionsfaktor ist hier stets negativ.

Totalreflexion

Eine Welle, die aus einem Medium mit größerem $\underline{\epsilon}_r$ schräg gegen die Grenzschicht zu einem Medium 2 mit kleinerem $\underline{\epsilon}_r$ läuft, kann nur bei spitzen Einfallswinkeln $\vartheta_1 < \vartheta_{g1}$ in das Medium 2 übertreten. ϑ_{g1} ist der Grenzwinkel der Totalreflexion. Ist der Winkel ϑ_1 größer als der Grenzwinkel, bildet sich im Medium 2 eine Oberflächenwelle [G9].

Grenzwinkel der Totalreflexion:

$$\vartheta_{g1} = \arcsin \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}} \quad (\text{Gl H.47})$$

H.1.4 Ebene Welle im verlustbehafteten Medium mit $\underline{\mu}_r = 1$

Für verlustbehaftete Medien ergeben sich folgende Zusammenhänge, aus Kapitelabschnitt H.1.1 und [G1]: Für die Dielektrizitätszahl:

$$\underline{\epsilon}_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r = \epsilon_r - j \cdot \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon_0} = \epsilon_r \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r}\right) \quad (\text{Gl H.48})$$

Bei den Ansätzen für die elektrische Feldstärke und die magnetische Feldstärke tritt dann ein Dämpfungsterm $\exp(-\alpha z)$ auf. α wird als Dämpfungsmaß bezeichnet. Für ein Medium, bei dem $\underline{\mu}_r = 1$ angenommen werden kann, gilt für das Dämpfungsmaß:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_M} \operatorname{Im} \left\{ \sqrt{1 + j \cdot \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r}} \right\} \quad (\text{Gl H.49})$$

Für Verlustfaktoren $\frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \leq 0,1$ gilt:

$$\alpha \approx \frac{\sigma \sqrt{\mu_0}}{2 \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (\text{Gl H.50})$$

Für die Stromdichte \underline{J} der Welle in einem solchen verlustbehafteten Medium ergibt sich:

$$|\underline{J}_{\text{weg}}| = |\underline{J}_0| \cdot \exp(-x/\delta) \quad (\text{Gl H.51})$$

Bei einer Tiefe im Medium von δ ist die Feldstärke auf $1/e = 37\%$ des Wertes von der Oberfläche abgesunken. Dieser Wert wird als Eindringmaß bezeichnet, der zurückgelegte Weg im Medium ist die Eindringtiefe

$$\delta = \sqrt{2/(\omega \mu_0 \sigma)} \quad (\text{Gl H.52})$$

Die Wellenlänge der ebenen Welle verkürzt sich im Vergleich zu Luft auf:

$$\lambda_M = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Gl H.53})$$

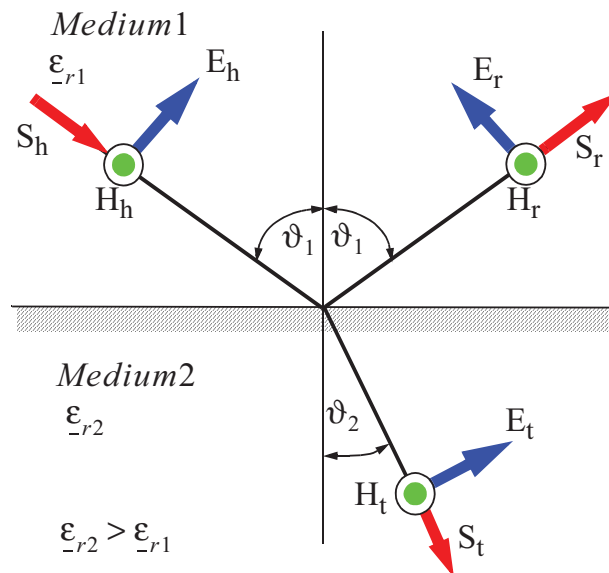


Abbildung H.2: Brechung bei schrägem Einfall auf dielektrische Grenzschicht (vertikale Polarisation). TM-Fall, d.h. Einfall einer TM-Welle.

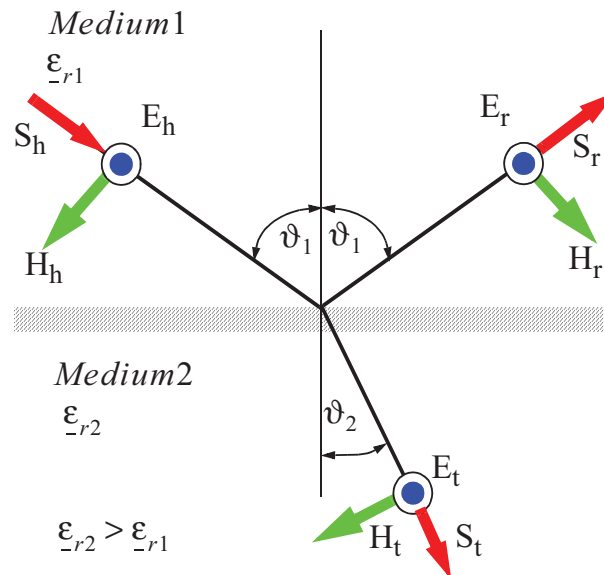


Abbildung H.3: Schräger Einfall auf dielektrische Grenzschicht (horizontale Polarisation). TE-Fall, d.h. Einfall ei-

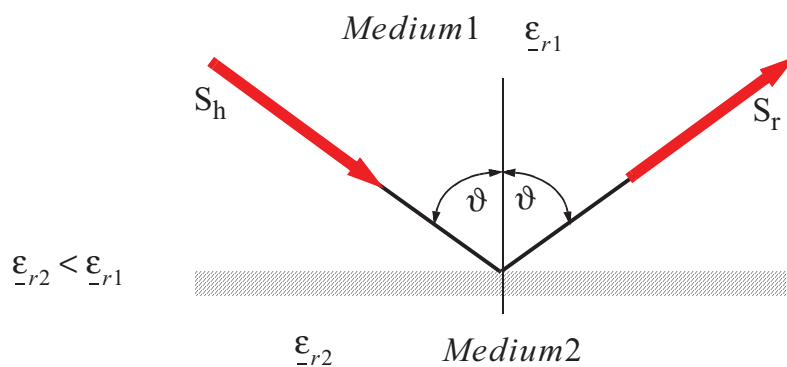


Abbildung H.4: Totalreflexion an Grenzschicht zum dünneren Medium

H.1.5 Leistungsbetrachtung in einer mehrlagigen Materialanordnung

Für die Leistungsbetrachtung in einer mehrlagigen Materialfolge ergeben sich folgende Bedingungen:

- Definition der dielektrische Eigenschaft einer Materialart

Für das Material gilt:

$$\underline{\mu}_r = 1 \quad (\text{Gl H.54})$$

$$\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon'_r - j\varepsilon''_r = \varepsilon_r - j \cdot \frac{\sigma}{\omega \cdot \varepsilon_0} = \varepsilon_r \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r}\right) \quad (\text{Gl H.55})$$

- Reflexion der elektromagnetischen Welle zwischen zwei Materialarten

Hier wird wieder nach der Polarisationsrichtung unterschieden:

siehe auch Gleichungen: (Gl H.42) & (Gl H.44).

$$r_{II} = \frac{\sqrt{\underline{\varepsilon}_{r2}/\underline{\varepsilon}_{r1}} - (\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1)}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_{r2}/\underline{\varepsilon}_{r1}} + (\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1)} \quad \text{und} \quad r_{\perp} = \frac{(\cos \vartheta_1)/(\cos \vartheta_2) - \sqrt{\underline{\varepsilon}_{r2}/\underline{\varepsilon}_{r1}}}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_{r2}/\underline{\varepsilon}_{r1}} + (\cos \vartheta_1)/(\cos \vartheta_2)} \quad (\text{Gl H.56})$$

- Transmission der Welle zwischen zwei Materialarten

Hier auch wieder nach der Polarisationsrichtung unterschieden:

siehe auch Gleichungen: (Gl H.43) & (Gl H.45).

$$t_{II} = \frac{2}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_{r2}/\underline{\varepsilon}_{r1}} + (\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1)} \quad \text{und} \quad t_{\perp} = \frac{2}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_{r2}/\underline{\varepsilon}_{r1}} + ((\cos \vartheta_2)/(\cos \vartheta_1))} \quad (\text{Gl H.57})$$

$$\text{Generell gilt: } t = 1 + r \quad (\text{Gl H.58})$$

- Leistungsbetrachtung:

Bei der Leistungsbetrachtung für die reflektierten und transmittierten Anteile gilt an einer Grenzschicht zwischen zwei Gewebearten nach [G1] für den Leistungsanteil, der an der Grenzschicht reflektiert wird:

$$P_r = |r|^2 \cdot P_{hinl} \quad (\text{Gl H.59})$$

$$\text{in dB: } P_{r(dB)} = 10 \cdot \log(P_r) \quad (\text{Gl H.60})$$

Für den Leistungsanteil der elektromagnetischen Welle, der in das zweite Material transmittiert wird:

$$P_w = (1 - |r|^2) \cdot P_{hinl} \quad (\text{Gl H.61})$$

$$\text{in dB: } P_{w(dB)} = 10 \cdot \log(P_w) \quad (\text{Gl H.62})$$

- Die Leistungsdichte im Material wird durch die dielektrischen Verluste verringert, dafür gilt nach Gleichung (Gl H.50):

$$P_{imGe} = P_{wGe} \cdot \exp\left(-\frac{x}{\delta}\right) \quad (\text{Gl H.63})$$

Wobei:

x die Entfernung des Beobachtungspunktes zu der Grenzschicht ist, P_{wGe} die Leistung die in das Material transmittiert und δ die Eindringtiefe für die betrachtete Materialart.

Der komplette Verlauf einer Welle an einer Grenzschicht im Material soll mit Hilfe der Abbildung (H.5) verdeutlicht werden.

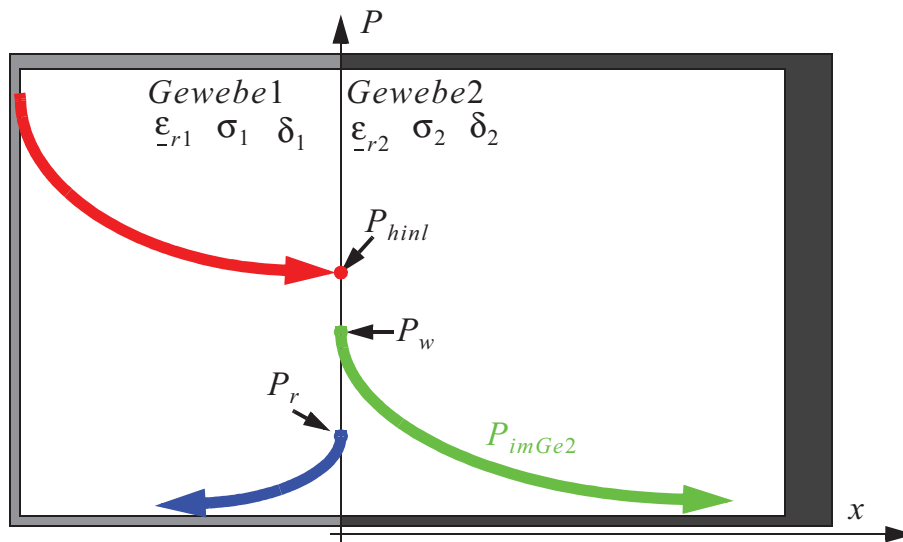


Abbildung H.5: Leistungsbetrachtung des Feldes in zwei aneinandergrenzenden Medien.

Literaturverzeichnis

Grundlagen Feldtheorie und Radar

- [G1] Meinke, Gundelach: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Springer Verlag, Band 1 bis 3, vierte Auflage
- [G2] U. Tietze, Ch. Schenk: *Halbleiter-Schaltungstechnik*, Springer Verlag, 10. Auflage, 1993
- [G3] G. Gronau: *Höchstfrequenztechnik*, Springer Verlag, 1. Auflage, 2001
- [G4] E. Voges: *Hochfrequenztechnik, Band 2*, Hüthig Verlag, 2. bearbeitete Auflage, 1991
- [G5] H. Klausing, W. Holpp: *Radar mit realer und synthetischer Apertur*, Oldenburg Verlag, 1 Auflage, 2000
- [G6] E. Pehl: *Mikrowellen in der Anwendung*, Hüthig Verlag, 1 Auflage, 1993
- [G7] B. Huber: *Einführung in die Radartechnik*, Teubner Verlag, 1998
- [G8] *Feldtheorie*, Lehner
- [G9] *Vorlesungunterlagen*, Institut für Hochfrequenztechnik, Professor Landsdorfer, Jahr 1997 bis 1998
- [G10] M. Skolnik, *Radar Handbook*, McGraw-Hill, Inc., second edition, 1990
- [G11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., second edition, 1998
- [G12] M. Makimoto, S. Yamashita, *Microwave resonators and filters for wireless communication*, Springer Verlag, 1. Auflage, 2000
- [G13] F. Dellsperger, *Freiraumdämpfung*, Berner Fachhochschule für Technik und Informatik, Download

Grundlagen Medizin und Medizintechnik

- [M1] J. Port, Prof. J. Nagel: *Vorlesungsskript Biomedizinische Technik I + II*, Institut für Biomedizinische Technik, Universität Stuttgart, Ausgabe 2000
- [M2] J. Eichmaier: *Medizinische Elektronik*, Springer Verlag, 3. aktualisierte und ergänzte Auflage, 1997
- [M3] P. Lay: *Keine Angst vor der Medizintechnik*, Elektor Verlag, 1. Auflage, 2000
- [M4] H. Löllgen: *Kardiopulmonale Funktionsdiagnostik*, Documenta Geigy, 1983
- [M5] S. Silbernagl, F. Lang: *Taschenatlas der Pathophysiologie*, Thieme Verlag, 1. Auflage, 1998
- [M6] Th. Ziegenfuß: *Notfallmedizin*, Springer Verlag, 2. Auflage, 2000
- [M7] R. F. Schmidt: *Neuro- und Sinnesphysiologie*, Springer Verlag, 3. Auflage, 1998
- [M8] R. F. Schmidt: *Physiologie kompakt*, Springer Verlag, 4. Auflage, 2001
- [M9] A. Faller, neu bearbeitet von M. Schünke: *Der Körper des Menschen*, Thieme Verlag, 13. komplett überarbeitete und neu gestaltete Auflage, 1999
- [M10] R. Schandry: *Lehrbuch Psychophysiologie*, Beltz Psychologie Verlags Union, Studienausgabe, 1998
- [M11] F. Strain: *Das Herz*, Beck'sche Reihe, 1. Auflage, 1998
- [M12] O. Dössel: *Bildgebende Verfahren in der Medizin*, Springer Verlag, 1. Auflage, 2000
- [M13] R. Kramme: *Medizintechnik*, Springer Verlag, 2. Auflage, 2001
- [M14] Ch. P. Speer, M. Gahr: *Pädiatrie*, Springer Verlag, 1. Auflage, 2000
- [M15] H. Lippert: *Anatomie*, Urban & Fischer, Nachdruck 6. Auflage, 2000
- [M16] N. Birbaumer, R. F. Schmidt: *Biologische Psychologie*, Springer Verlag, 4. vollständig überarbeitete und ergänzte Auflage, 1999
- [M17] *Psyhyrembel, Klinisches Wörterbuch*, CD-Rom, Version 2002, de Gruyter Verlag
- [M18] *Biomedizinische Technik 1, Diagnostik und bildgebende Verfahren*, Springer Verlag, 1992
- [M19] S. Delorme, J. Debus: *Ultraschalldiagnostik*, Duale Reihe, Hippokrates Verlag Stuttgart, 1. Auflage, 1998
- [M20] *Ultraschall Lexikon*, Blackwell Wissenschafts-Verlag, 1. Auflage, 1996

- [M21] M. Markl: *Funktionelle kardiale Phasenkontrast MRT, Entwicklung und Erprobung von Phasenkontrast-Methoden zur Darstellung und Beurteilung von Bewegungsabläufen am menschlichen Herzen*, Dissertation, Albert-Ludwigs-Universität, Freiburg, Fakultät Physik, September 2000.
- [M22] B. Schneider, M. Markl, S. Peschl: *Messung der Herzwandbewegung mittels einer Phasenkontrast-Gradientenechosequenz bei gesunden Probanden und Patienten mit umschriebenen Bewegungsstörungen der Herzwand*, Download Internetseite, Universität Freiburg.
- [M23] L. T. Hall, J. L. Maple, J. Agzarian, D. Abbott: *Sensor system for heart sound biomonitor*, Microelectronics Journal 31 (2000)583-592.
- [M24] R. B. Levine, S. A. Brown: *Handbuch zum ATL Sector Scanner Mark III, Technik der zweidimensionalen Echokardiographie*, Die Fortschrittmacher, Edwards Laboratories
- [M25] Internetseite: <http://www.echocardiographie.de>. *Ein interaktiver Kurs der Echokardiographie*
- [M26] U. Nixdorf: *Gewebe-Doppler-Echokardiographie: Eine neue Ultraschalluntersuchungsmethode*, Herz22: 223-225 (1997), Internetseite: http://www.bnk.de/herz/herzdeu/herz97_4d/nixdorff.htm
- [M27] R. Klinke, S. Silbernagel: *Lehrbuch der Physiologie, limitierte Sonderauflage*, Thieme Verlag, 2000
- [M28] G. Thews, E. Mutschler, P. Vaupel; *Anatomie, Physiologie, Pathophysiologie des Menschen*, Wissenschaftliche Verlagsgesellschaft mbH, Stuttgart, 5. neubearbeitete Auflage; 1999
- [M29] F. Schmidt, G. Thews, F. Lang; *Physiologie des Menschen*; Springer Verlag Berlin; 28 Auflage; 2000
- [M30] Internetseite „Visible Human Project“; http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible_human.html

Radartechnologie und Radaranwendungen

- [R1] J. Hasch: *Diplomarbeit, Breitbandiges Pulsradar im ps-Bereich*, Institut für Hochfrequenztechnik, Universität Stuttgart, 1996
- [R2] M. Lange: *Diplomarbeit, Millimeterwellen Sensoren für den Nahbereich*, Lehrstuhl für Mikrowellentechnik, Technische Universität München, 1991
- [R3] **Radartechnik : Grundlagen, Bauelemente, Verfahren, Anwendungen** / Jürgen Detlefsen. - Berlin ; Heidelberg : Springer, 1989. - XI, 188 S. : Ill.; (dt.)
- [R4] J. D. Taylor: *Ultra-Wideband Radar Overview*
- [R5] United States Patent, Number US 6,199,904 B1, title: *Detecting Automobile seat occupant by microwave absorption*

-
- [R6] Offenlegungsschrift, DE 198 42 829 A1, titel: *Fahrzeugsitz mit einer Airbageinrichtung*
 - [R7] M. E. Russel, C. A. Drubin: *Integrated Automotive Sensors*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 50, No.3 March2002, pp 674 - 677
 - [R8] M. Camiade, J. P. Brandeau, F. Orsay: *MM-wave front-end developed within the ongoing AWAREL/LOCOMOTIVE projects for automotive applications at 77GHz*, GAAS 99 Conf, Munich, 4-5 Oktober 1999, pp 72 -77
 - [R9] D. D. Ferris, N. C. Currie: *Microwave and millimeter-wave systems for wall penetration*, SPIE Vol. 3375, April 1998, pp. 269 - 279
 - [R10] Endress+Hauser: *Puls-Radar zur mm-genauen Füllstandsmessung* , Technisches Messen 67 (2000)5, Seite 208 - 213
 - [R11] M. Edel: *Aufbau und Untersuchung eines FMCW-Radarsensors*, Diplomarbeit, Universität Ulm, Abteilung Mikrowellentechnik, August 1997
 - [R12] P. Rützel: *Untersuchungen an einem 24GHz-Dopplerradar*, Diplomarbeit, Universität Ulm, Abteilung Mikrowellentechnik, Juli 1997
 - [R13] R. Leberer: *Aufbau und Untersuchung eines 77GHz FMCW-Radarsensors*, Diplomarbeit, Universität Ulm, Abteilung Mikrowellentechnik, März 1999
 - [R14] Titel: *Retter-Chip*, Zeitschrift Focus, Ausgabe 23, 02.06.2001
 - [R15] Dynex Semiconductor, Application Note, *Mass Movement Vehicle Alarm Sensor*, January 2000
 - [R16] cambridge consultants
 - [R17] United States Patent, Number: US2001/0042977A1, title: *Vehicular occupant motion detection system using radar*, 2001
 - [R18] D. J. Daniels: *Surface-penetrating radar*, IEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics series 6, The Institution of Electrical Engineers, 1996
 - [R19] H. Marwitz, *Stand und Perspektiveb der Assistenz- und Führungssysteme moderner LkW bei DaimlerChrysler*, Zeitschrift ATZ, 5/2002, Jahrgang 104, Seite 476-481
 - [R20] S. G. Azevedo, T. E. McEwan: *Micropower Impulse Radar*, *Energy and Technology Review*, UCRL-52000-96-1, 1996, 1-2:16-13
 - [R21] J. F. Ohler, H.-P. Schneider: *Radar zur Prozeßüberwachung*, Zeitschrift Werkstatt und Betrieb, 131, 1998, 11, Seite 1031-1033
 - [R22] L. Oréans, P. Heide: *Neuartiges Radar-Füllstand-Messgerät auf Basis von 24GHz-Technologie*, Technisches Messen, 67 (2000)5, Seite 214-219

- [23] Hewlett Packard: **Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes**, Application Note 918
- [24] J.S. Lee, C. Nguyen: **Unipolar picosecond pulse generator using Step Recovery Diode**, Electronic letters online No:20010350, IEEE 2001

Medizinische Anwendungen mit Radarsystemen

- [MR1] J. Chang: **Radar Based Diagnostik**, Medical Technology, Lawrence Livermore National Laboratory
- [MR2] A. Droitcour, V. Lubecke, J. Lhin, O. Boric-Lubecke: **A Microwave Radio For Doppler Radar Sensing of Vital Signs**, IEEE MTT-S 2001, pp 175-178
- [MR3] J. C. Lin: **Microwave Sensing of Physiological Movement and Volume Change: A Review**, Bioelectromagnetics 13:557-565 (1992)
- [MR4] O.J. C. Lin: **Microwave Apexcardiography**, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-27, No. 6, June 1979
- [MR5] O.K. H.Chan, J. C. Lin: **Microprocessor-based cardiopulmonary rate monitor**, Medical & Biological Engineering & Computing, pp 41-44, January 1987
- [MR6] O.K.M. Chen, D. Misra, H. Wang, H-R. Chuang, E. Postow: **An X-2 Band Microwave Life-Detection System**, IEEE Transactions on biomedical Engineering, Vol. BME-33, No. 7, July 1986
- [MR7] O.E.M. Staderini: **The Non-Acoustic Echocardiography**, Electromagnetics Research Symposium, Cambridge, USA, July 5-14, 2000
- [MR8] E.M. Staderini: **Ultra Wide Band (UWB) Radars, Basics and Applications for biomedical use**, Download von der Internetseite von Herrn Staderini, Tor Vergata University of Rome, Medical Physics Lab, <http://www.uniroma2.it/fismed/UWBRadar/>, 2000
- [MR9] E.M. Staderini: **UWB Radars in medicine**, Download von der Internetseite von Herrn Staderini, Tor Vergata University of Rome, Medical Physics Lab, <http://www.uniroma2.it/fismed/UWBRadar/>, 2000
- [MR10] United States Patent, Number: 5,766,208, title: **body monitoring and imaging apparatus and method**, 1998
- [MR11] United States Patent, Number: 5,573,012, title: **body monitoring and imaging apparatus and method**, 1996
- [MR12] United States Patent, Number: 5,361,070, title: **ultra-wideband radar motion sensor**, 1994
- [MR13] C. G. Caro: **Contactless Apnoea detector based on Radar**, Lancet 1971 Oct30, 2(7731):959-961
- [MR14] C. I. Franks, B. H. Brown: **Contactless respiration monitoring of infants**, Med. Biol. Eng. 1976 May, 14(3):306-318

- [MR15] H-R. Chuang, Y. -F. Chen, K. -M. Chen: *Automatic Clutter-Canceler for Microwave Life-Detection Systems*
- [MR16] H-R. Chuang, Y. -F. Chen, K. -M. Chen: *Microprocessor-controlled automatic clutter-cancellation circuits for microwave systems to sense physiological movements remotely through the rubble*, IEEE, 1990, pp. 177 - 181
- [MR17] H-R. Chuang, Y. -F. Chen: *Measurement of heart and breathing signals of human subjects through barriers with microwave life-detection systems*, IEEE Engineering in medicine & biology society 10th annual international conference, 1998
- [MR18] E. F. Geneker: *RADAR flashlight for through the wall detection of humans*, Spie Vol. 3375, April 1998, pp 280 - 285
- [MR19] J. Geisheimer, G. Geneker: *Applications of neural networks to the radarcardiogram (RCG)*, Spie Vol. 3722, April 1999, pp 368 - 377
- [MR20] G. Schmidt: *Detektion von lebenden Humanoiden und nichthumanoiden Einzelwesen und Gruppen durch elektromagnetische Methoden, Tagungsband Messen und Verarbeiten elektrischer und nichtelektrischer Größen*, September 1994, Seite 423 - 429
- [MR21] G. Jacobi: *Fahren mit dem Sensor am Puls*, VDI nachrichten, 9. November 2001, NR. 45, Seite 24. Link: <http://www.delphi.com> (Stichwort: occupant protection)
- [MR22] Firma BOS - Sondermaschinenbau GmbH, <http://bos-berlin.de>, Stichwort BioRadar BR402
- [MR23] V. Lubecke, O. Boric-Lubecke, E. Beck: A Compact Low-Cost Add-On Module for Doppler Radar Sensing of Vital Signs Using a Wireless Communications Terminal, IEEE MTT-S CDRM, 2002, Seiten im Manuscript 1767 - 1770
- [MR24] J. C. Lin: *Microwave auditory effects and applications*, Charles C Thomas, Publisher, ISBN 0-398-03704-3, 1978, book.
- [MR25] Patent, UK Patent Application, Numer: 2349759, Autoliv Celsius AB, title: *Radar heartbeat monitor*, November 2000.
- [MR26] O. B. Lubecke, P.-W. Ong, V. M. Lubecke: *10GHz Doppler Sensing of Respiration and Heart Movement*, Proceedings, IEEE 28th Annual Northeast Bioengineering Conference, Philadelphia, Pennsylvania, April 20 - 21 2002,
- [MR27] Th. C. Rozzell, J. C. Lin: *Biomedical Applications of Electromagnetic Energy*, IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine, März 1987, Seite 52 - 57.
- [MR28] O. B. Lubecke, V. M. Lubecke: *Range Correlation and I/Q Performance Benefits in Single-Chip Silicon Doppler Radars for Noncontact Cardiopulmonary Monitoring*; IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques; Vol. 52; No. 3; March 2004

- [MR29] O. B. Lubecke, V. M. Lubecke, Amy D. Droitcour: **Range Correlation Effect on ISM Band I/Q CMOS Radar for Non-Contact Vital Signs Sensing**, IEEE, MTT-S, paper TH3D-2, 2003
- [MR30] E.M. Staderini: **AN UWB RADAR BASED STEALTHY „LIE DETECTOR“**; 2nd HRC-Congress; 2003;
Internet: www.hrvcongress.org
- [MR31] United States Patent, Number: 6,239,739, title: **RANGE-GATED RADAR MOTION DETECTOR**, 2001

Airbagtechnologie und Gesetztegrundlagen

- [A1] U. Rokosch: *Airbag und Gurt straffer*, Vogel Fachbuch Verlag, 1. Auflage, 2002
- [A2] O.M. Machay, A. M. Hassan, J. R. Hill: *Observational Studies of Car occupants' positions*, Birmingham Accident Research Centre, University of Birmingham UK, Paper Number: 98-S6-W-42, pp 1465-1472
- [A3] O.Ch. Wüst: *Totschläger im Lenkrad*, Zeitschrift Spiegel, Ausgabe 3 15/2001, Seite 194-196
- [A4] O.K. Langwieder, Th. Hummel: *Verletzungen von airbaggeschützten Insassen und Unfallcharakteristika*, Verkehrsunfall und Fahrzeugtechnik, Heft 5, Mai 2001, Seite 141-146
- [A5] O.K. Langwieder, Th. Hummel: *Verletzungen von airbaggeschützten Insassen und Unfallcharakteristika*, Verkehrsunfall und Fahrzeugtechnik, Heft 6, Juni 2001, Seite 160-166
- [A6] O.D. M. DeLeonardis, S. A. Ferguson: *Driver seating position survey*, Automotive Engineering International, May 1998, pp 69-72
- [A7] O.D. M. DeLeonardis, S. A. Ferguson: *Driver seating position in Relation to the Steering Wheel*, Society of Automotive Engineers, 1998, pp 29-36
- [A8] O.W. Buß: *Die Entwicklung des Fußairbags vom Konzept bis zur Realisation*, ATZ Automobiltechnische Zeitschrift 101, Seite 8-21, 1999
- [A9] Gesamtverband der Deutschen Versicherungswirtschaft e.V., Berichte 9703, 9502, 9709, 9809
- [A10] Tagungsunterlagen: *FMVSS 208 - Adaptiver Insassenschutz durch innovative Airbagsysteme*, Februar 02, Stuttgart
- [A11] Internetseiten der NHTSA: Gesetzesgrundlage und Anforderungen an Airbagsysteme mit den geforderten Prüfsensarios. Stichwort: FMVSS208, <http://www.nhtsa.com>
- [A12] D. S. Breed: *A Smart Airbag System*, Automotive Technologies International, Paper Number: 98-S5-O-13, pp 1080-1091

- [A13] **HMI², Hochzuverlässige Mikrosystemtechnologien für intelligente Insassenschutz**, Verbundprojekt des BMB+F in Zusammenarbeit VDI/VDE-IT, Unterlagen der Abschlußveranstaltung, Mai 2000
- [A14] W. Stegers: **Gefährliche Retter**, Zeitschrift P.M., Juli 2002, S. 70-75.
- [A15] W. Klanner, R. Ambos, H. Paulus: **Unfallverletzungen in Fahrzeugen mit Airbag**, Bericht zum Forschungsprojekt FE 82.163/1999, Allgemeiner Deutscher Automobil-Club e.V., Kurzbericht
- [A16] K. Siebertz, M. Funke, U. Wagner, A. Dickson: Beurteilung des Insassenschutzes mit Out-of-Position-Modellen, VDI Berichte Nr. 1411, 1998
- [A17] United States Patent, Number: 6,462,701, title: **SYSTEM AND METHOD FOR CONTROLLING AIR BAG DEPLOYMENT SYSTEMS**, Oct. 2002

Sensoren und Sensorsysteme für das Kraftfahrzeug

- [S1] T. Fukui, N. Koyota, K. Isonaga: **Occupant position detection system (OPDS) for side airbag system**, JASE Review 22 (2001), pp 69-74
- [S2] H. Herold: **Sensortechnik**, Hüthig Verlag, 1. Auflage, 1993
- [S3] United States Patent, Number: 5,901,978, title: **Method and apparatus for detecting the presence of a child seat**, Auch Radar
- [S4] H. Runge: **Tausend Augen sehen Entfernungen**, Automation and Drives, Mai 2000
- [S5] J. Healey, J. Seger, R. Picard: **Quantifying Driver Stress: Developing a System for Collecting and processing Bio-Metric Signals in Natural Situations**, M.I.T Media Laboratory Perceptual Computing Section Technical Report No. 483, 1999
- [S6] R. Fernandez, R. W. Picard: **Analysis and Classification of Stress Categories from Driver Speech**, ICASSP 2000
- [S7] A. Giralt, S. Boverie: **Smart video sensor for driver vigilance monitoring**, IFAC, Seville, 1998, pp 161 - 167 (Projekt SAVE)
- [S8] M. Dangelmaier: **Fahrerzustandsdiagnose und Notfallmanagementsysteme**, Fraunhofer IAO, Stuttgart, 2000
- [S9] United States Patent, Number: 5,621,457, title: **Sighting Direction detecting Device for vehicle**
- [S10] Offenlegungsschrift, DE 196 21 435 A1, Titel: **Verfahren und Vorrichtung zum Überwachen von Augen für die Erfassung eines Schläfigkeitszustands**

-
- [S11] ***SAVE, System for effective Assessment of the driver state and Vehilce control in emergency situations***, Commission of the European Communities - R&D programme, Transport telematics project No.: TR1047. Version 10.1, 1997 & Version 10.3.1, Aug 1999
 - [S12] United States Patent, Number: 5,691,693, title: ***Impaired transportation vehicle operator system***
 - [S13] United States Patent, Number: 5,990,795, title: ***Sleep warning device for mobile vehicles***
 - [S14] International Application Published under the patent cooperation treaty (PCT), International Publication Number: WO 99/55220, title: ***Apparatus and method of monitoring a subjects's eyes using two different wavelengths of light***
 - [S15] United States Patent, Number: 5,769,085, title: ***Apparatus for detecting awareness of a vehicle driver and method thereof***, Jun. 23, 1998
 - [S16] Diplomarbeit, Thema: ***Entwicklung einer Beifahrerererkennung mittels piezoelektrischer Kabel für Rückhaltesysteme***, Helmut Flaig, Fachhochschule Furtwangen, Fachbereich für Feinwerktechnik, 1995.
 - [S17] Diplomarbeit, Thema: ***Sitzbelegungserkennung mittels piezoelektrischem Kabel***, Fachhochschule Karlsruhe, Fachbereich Naturwissenschaften, 1996
 - [S18] Patent, PCT, Number: WO 02/02368A1, Firma MED-DEV Limited, title: ***Method and apparatus for determing the presence and/or absence and/or a characteristic of an object on a support***, Januar 2002
 - [S19] U.Gröger, Präsentation Branchenforum Automobilzulieferer, 16.07.20002, Conference: „***Die Sicherheit im Blick - zukünftige Anforderungen im Fahrzeugbau***“, Robert-Bosch-GmbH, 2002
 - [S20] Internetseite der Firma Temic, <http://www.temic.com/d/prod/insass/oop.htm>
 - [S21] Xuming Luan: ***Experimentelle Untersuchungen des Photomisch-detektors (PMD) und Entwicklung der PMD-basierten 3D TOF-Entfernungsmesssysteme***, Doktorarbeit, Fachbereich Elektronik und Informatik, Universität Siegen, November 2001
 - [S22] S. Hußmann: ***Schnelle 3D-Objektvermessung mittels PMD/ CMOS-Komizeilensensor und Signalkompressions-Hardware***, Doktorarbeit, Fachbereich Elektronik und Informatik, Universität Siegen, Oktober 2000
 - [S23] D. Zittlau, S. Boverie: ***Kameraanwendung im Fahrzeuginnenraum***, VDI Berichte Nr. 1547, 2000, Seite 1065 -1082
 - [S24] ***Technologie Report: Unfallfreies Fahren***, Spektrum der Wissenschaft, Mai 05/2002, Seite 76 - 92.

- [S25] *Auf dem Weg zur totalen Kontrolle*, Zeitschrift mot, Hintergrundwissen: künftige Sicherheitssysteme, Nr. 6/2002, Seite 11-12.
- [S26] *Das „sensitive“ Fahrzeug von Bosch*, Auto & Elektronik: Entwicklung und Applikation, Ausgabe 4/2001, Seite 21
- [S27] Th. Görnig, J. Wursthorn: *In Abrahams Schoß / Wie optische Sensoren den Insassenschutz beim Autofahren verbessern*, Sensorik, F&M, Jahrgang 109 (2001) 7-8, Carl Hanser Verlag
- [S28] PCT: Number WO 00/05771, title: *offset arrangement of electrodes on a piezoelectric transducer*, publication date: 3 February 2000
- [S29] E. Hafner: *Neue Konzepte zur Fahrerstatuserkennung*, TRW Automotive Electronics & Components GmbH & Co.KG, Dezember 2001, Tagung: Innovative Konzepte für Fahrerassistenzsysteme
- [S30] O. Brütsch: *Fahrerstatuserkennung - Schlüsselkomponente eines Belastungsmanagementsystems*, Delphi Automotive Systems, Dezember 2001, Tagung: Innovative Konzepte für Fahrerassistenzsysteme
- [S31] *Wake up*, Zeitungsausschnitt über Müdigkeitserkennung beim Kraftfahrer, Projekt der Johns Hopkins University, erschienen in: Technology Review, September 2001, Seite 18

von der Robert Bosch GmbH veröffentlichte Papers

- [S32] Fahrsimulatorstudie zur Provokation von Schläfrigkeit
Kongress Medizin und Mobilität 18.-20. September 2003 Berlin
Ladstätter U., Manstetten D., Rimini-Döring M., Altmüller T.
(Robert Bosch GmbH, Forschung und Vorausbildung)
Müller-Glaser K., Stork W. (Universität Karlsruhe, Institut für Technik der Informationsverarbeitung)
- [S33] MONITORING DRIVER DROWSINESS AND STRESS
IN A DRIVING SIMULATOR; Maria Rimini-Doering, Dietrich Manstetten, Tobias Altmueller, Ulrich Ladstaetter, Michael Mahler
Corporate Research; Division Robert Bosch GmbH; Stuttgart, Germany
- [S34] EVALUATION OF DRIVING PERFORMANCE AND POSSIBLE CRITERIA TO DESIGN A PERFORMANCE FEEDBACK: A DRIVING SIMULATOR STUDY; T. Altmueller¹, D. Manstetten¹, M. Rimini-Doering, U. Ladstaetter¹ and W. Wolf;
Robert Bosch GmbH, P.O. Box 106050, 70049 Stuttgart, Germany; Institut für Mathematik und Datenverarbeitung, Universität der Bundeswehr München, 85577 Neubiberg, Germany

Fahrerausfall / Gründe

- [Aus1] W. Hell, K. Langwieder: *Einschlafunfälle im Straßenverkehr*, Veröffentlichung aus dem Institut für Fahrzeugsicherheit des GDV, München, Kolloquium des DVR, 25.10.2001, Koblenz
- [Aus2] D. Anselm, W. Hell: *Einschlafen am Steuer. Eine häufig unterschätzte Unfallursache*, Verkehrsunfall und Fahrzeugtechnik, Heft 3 März 2002, Seite 62 - 66
- [Aus3] Zeitungsartikel: *Verdacht auf Herzinfarkt: Führerloser Sattelzug schiebt fünf stehende Autos aufeinander*, Stuttgart Zeitung vom 22/3/02, Lokalteil Filder,
- [Aus4] Pressemitteilung AvD-Presse, 30/6/2001: *Müdigkeit am Steuer fast so gefährlich wie Alkohol und Drogen*
- [Aus5] Pressemitteilung AvD-Presse, 02.10.2001: *Durch Sekundenschlaf sekundenschnell in den Tod*
- [Aus6] Pressemitteilung AvD-Presse, Vortrag von A. F. Fuhr, 21.6.2001: *Sekundenschlaf*, im Rahmen des Tag des Schlafes“
- [Aus7] W. Hell, K. Langwieder: *Einschlafunfälle im Straßenverkehr, Eine bisher oft verkannte Unfallursache Auftretungshäufigkeit und Prävention*, Veröffentlichung aus dem Institut für Fahrzeugsicherheit des GDV, München, Kolloquium des DVR, 25.10.2001
- [Aus8] M. Emsbach: „Gefährdet und gefährlich? Ursachen und Tendenzen von Unfällen von älteren Menschen als Fußgänger, Radfahrer und Pkw-Fahrer“, Bundesanstalt für Straßenwesen

Normen & sonstige Literatur

- [N1] DIN ISO 3958 - 1977: *Handreichweiten des Fahrzeugführers*, Erscheinung als deutsche Norm Nov.1978
- [N2] DIN 33402 Teil 1: *Körpermaße des Menschen, Begriffe, Messverfahren*, Januar 1978
- [N3] DIN 33402 Teil 2: *Körpermaße des Menschen, Werte*, Oktober 1986
- [N4] DIN 33402 Teil 3: *Körpermaße des Menschen, Bewegungsraum bei verschiedenen Grundstellungen und Bewegungen*, Oktober 1984
- [N5] H. Lewrenz: *Begutachtungs-Leitlinien zur Kraftfahrereignung*, Bericht der Bundesanstalt für Straßenwesen, Mensch und Sicherheit, Heft M115
- [N6] H. Pippert: *Karosserietechnik, Kapitel Personenkraftwagen*, Vogel Fachbuch, 3. Auflage

EMVU - Problematik

- [SAR1] BGR B11, *Elektromagnetische Felder*, BG-Regel, HVBG, Mai 2001

- [SAR2] H. Brüggemeyer, K. F. Eichhorn, S. Eggert, H. J. Förster, W. Heinrich, N. Krause, B. Kunsch: *Elektromagnetische Felder, Frequenzbereich 0 bis 300GHz*,
- [SAR3] J. H. Bernhardt: *Gesundheitliche Aspekte des Mobilfunks*, Deutsche Ärzteblatt 96, Heft 13, 2. April 1999, Seite A-845 bis A-852
- [SAR4] ZVEI, *Elektromagnetische Felder und Umwelt*, Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V., Stand September 2000
- [SAR5] P. Weiß, B. Gutheil, D. Gusat, P. Leiß: *EMVU-Messtechnik*, Vieweg Praxiswissen, 1. Auflage, 2000

Diplomarbeiten

- [D1] Thema: **Nahbereichsradar**, U. Wostradowski, Universität Stuttgart / Robert Bosch GmbH, Deutschland, 2001
- [D2] Thema: **Antennenkonzepte für ein Radarsystem zur Bestimmung des Herzschlags und der Atmung im Kraftfahrzeuginnenraum**, Tomi Pecic, Fachhochschule Esslingen, Robert Bosch GmbH, Deutschland, 2002
- [D3] Thema: **Pilotstudie zur Fahrerzustandserkennung im Kraftfahrzeug**, U. Ladstätter, Universität Stuttgart / Robert Bosch GmbH, Deutschland, 2001.
- [D4] Thema: **Fahrerzustandserkennung**, Jgor Rupcic, Fachhochschule Ulm, Fachbereich Feinwerktechnik, 2000
- [D5] Thema: **Fahrezustands- und Sitzbelegungserkennung mittels Druck- und Pizosensoren**, Azim Saglik, Fachhochschule Ulm, Fachbereich Feinwerktechnik, 2001

Handbücher

- [H1] Handbuch MicroWave Studio, Handbuch wird mit Programm ausgeliefert. Hersteller: CST
- [H2] Handbuch ADS, Handbuch wird mit Programm ausgeliefert. Hersteller: Agilent
- [H3] Handbuch FEKO, Handbuch wird mit Programm ausgeliefert. Hersteller: EM Software
- [H4] Handbuch MATLAB, Handbuch wird mit Programm ausgeliefert. Hersteller: MathWorks
- [H5] Handbuch LabView, Handbuch wird mit Programm ausgeliefert. Hersteller: National Instrument

Lebenslauf

Persönliche Angaben:

Michael Norbert Mahler

Geburtsdatum: 8 Dezember 1971

Wissenschaftlicher Werdegang:

Schulische Ausbildung:

- | | |
|------------------------|---|
| 1978 - 1982 | Grundschule in Stuttgart Möhringen |
| 1982 - 1988 | Anne - Frank - Realschule in Stuttgart - Möhringen
Abschluss: mittlere Reife |
| 1988 - Feb. 1992 | Ausbildung bei der Robert Bosch GmbH
Industrieelektroniker, Fachrichtung: Produktionstechnik |
| Feb. 1992 - Aug. 1992 | Reparaturkoordinator Robert Bosch GmbH
Werk Leinfelden - Echterdingen / Werkstandhaltung |
| Sep. 1992 - Juli. 1994 | Technische Oberschule Stuttgart
Abschluss: fachgebundene Hochschulreife |

Hochschulstudium

- | | |
|-----------------------|--|
| Sep. 1994 - Jan. 2000 | Studium der Elektrotechnik, Universität Stuttgart
Abschluss: Diplomingenieur Elektrotechnik,
Schwerpunkt: Hochfrequenz |
| Thema Studienarbeit: | Antennenarray für eine Frequenz von 1,8GHz |
| Thema Diplomarbeit: | Feldsonde für eine Mehrsondenmesstechnik im
Frequenzbereich 800 MHz bis 2 GHz |
| Jan 2000 - Nov. 2002 | Industriepromotion,
Robert Bosch GmbH, Gerlingen
Schillerhöhe und Universität Ulm |

Beschäftigungen:

- | | |
|----------------|---|
| seit Dez. 2002 | Entwicklungsingenieur, Robert Bosch GmbH,
Geschäftsbereich Elektrowerkzeuge, Abteilung Messwerkzeuge |
|----------------|---|

