

Anwendung dielektrischer  
Materialcharakterisierung auf  
die Detektion physiologisch  
relevanter Dehydratationseffekte

Der Technischen Fakultät  
der Friedrich-Alexander-Universität  
Erlangen-Nürnberg  
zur  
Erlangung des Doktorgrades Dr.-Ing.

vorgelegt von

**Florian Trenc**

Als Dissertation genehmigt  
von der Technischen Fakultät  
der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 25.07.2019

Vorsitzender des Promotionsorgans: Prof. Dr.-Ing. Reinhard Lerch

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel  
Prof. Dr. techn. Linus Maurer



Cave Johnson – Science isn't about WHY. It's about WHY NOT.



## **Kurzfassung**

In dieser Dissertation wird eine Messinfrastruktur vorgestellt, mit der die Detektion von physiologisch relevanten Dehydrationschwankungen des menschlichen Körpers innerhalb einer Studie ermöglicht wird. Im Gegensatz zu vielen bereits publizierten Ansätzen zur Dehydrationsdetektion erlaubt das vorgestellte System die spektroskopische Beobachtung einer Messstelle am Körper im Mikrowellenbereich. Es wird im Allgemeinen davon ausgegangen, dass bei einer Schwankung im Hydrationshaushalt des Menschen die elektromagnetischen Eigenschaften von biologischem Gewebe im Körper verändert werden. Um diese Hypothese im Rahmen von statistisch signifikanten, groß angelegten Probandenstudien überprüfen zu können, ist es notwendig, auf kompakte, kosteneffiziente Messsysteme zurückgreifen zu können. Im Gegensatz zu kommerziell erhältlicher Messausstattung, welche nur eine Messstelle anbietet, eröffnen kosteneffiziente Kleinsysteme die Möglichkeit einer starken Parallelisierung der Messaufgabe. Mit dem vorgestellten Messsystem kann so den logistischen Anforderungen groß angelegter Studien entsprochen werden. Um den Zusammenhang zwischen Dehydrationsgrad und Änderung der Materialeigenschaften herzustellen, werden mehrere neuartige Modellierungsmethoden vorgestellt und miteinander verglichen. Auf der Basis dieser Modelle wird schließlich eine Sensorstruktur entworfen, welche empfindlich auf diese dielektrischen Materialänderungen reagiert. Die Kombination dieser Sensorstruktur mit einer entsprechenden Messschaltung ermöglicht es schließlich, Änderungen der elektromagnetischen Eigenschaften eines Materials quantitativ zu erfassen, wodurch sich das neu geschaffene Messsystem für die Verwendung in einer Studie auszeichnet. Mithilfe einer speziell angepassten, binären Flüssigkeitsmischung, welche die Emulation geschätzter physiologisch relevanter Hydrationschwankungen erlaubt, werden sowohl ein einzelner Sensor als auch ein gesamtes Messsystem auf ihre Funktion hin überprüft. Die messtechnisch verifizierte Funktionalität und die aus statistischer Auswertung von Messdaten abgeleitete Systemempfindlichkeit erlaubt es, ein Auflösungsvermögen von etwa 0,41 % bis 0,67 % einer Hydrationschwankung von biologischem Gewebe anzugeben. Durch die erreichte Empfindlichkeit des realisierten Messsystems wird die Eignung für einen Einsatz in Probandenstudien bestätigt und ermöglicht so weitere Erkenntnisse auf dem Gebiet der Medizin und der Materialwissenschaften.



## Abstract

In this thesis, a measurement infrastructure for the detection of physiological relevant dehydration levels of the human body will be presented. This measurement infrastructure is especially suited and designed for human studies with a huge number of testsubjects to get statistically significant results. In contrast to many published methods concerning dehydration detection, the presented system allows for a compact, dielectric analysis in the microwave region. It is commonly assumed that the dehydration itself alters the electromagnetic properties of biological materials inside the human body. To prove this hypothesis, a compact and cost efficient measurement system is proposed which enables a parallelization process in the context of medical studies. Unlike for commercially available equipment, where cost efficiency is the limiting factor of setting up a big study, the proposed system can easily be scaled in its number of measurement units. For this purpose, the correlation between the level of dehydration and the change in material parameters will also be modeled thoroughly. Afterwards, a dielectric sensitive sensor structure will be designed and specifically adopted to the measurement situation. This sensor will be combined with a appropriate measurement circuit to quantify the changes in material properties. Furthermore, a phantom liquid, which emulates physiological relevant variation, is developed to verify and characterize the proposed sensor structure and the measurement system in a controlled laboratory environment. The proven functionality and statistical measurements of the system response allow for a performance estimation. For the proposed system, a minimum physiological change in hydration of 0,41 to 0,67 % can be detected. This sensitivity confirms the suitability for human studies and hence, enables further investigations in medicine and material sciences.



## Danksagung

Nach dem öffentlich wirksamen Start des vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderten Projekts “SeLe - Sensoren für eine verbesserte Lebensqualität” im August 2014 wurde mein Interesse an der Möglichkeit, Dehydration am Menschen nichtinvasiv zu erfassen, geweckt. Im Laufe mehrerer Jahre am Lehrstuhl für Technische Elektronik an der Universität Erlangen-Nürnberg unter der Leitung von Herrn Prof. Dr.-Ing. Robert Weigel konnte ich an diesem spannenden Thema arbeiten, welches in der aktuellen internationalen Forschung nahezu monatlich neue Veröffentlichungen hervorbringt und sich damit am Puls der Zeit befindet. Aber nicht nur für diese Möglichkeit, sondern auch für das hervorragende Arbeitsumfeld am Lehrstuhl und die exzellente Messausrüstung im Labor möchte Ich mich bei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Robert Weigel herzlich bedanken.

Weiteren Dank möchte ich Herrn Prof. Dr. techn. Linus Maurer von der Universität der Bundeswehr München für die Anfertigung des Zweitgutachtens der Dissertation aussprechen.

Herrn Prof. Dr. med. Johannes Hensen möchte ich für die stets aufschlussreichen und fachspezifischen Unterhaltungen, sowie der Durchsicht der Arbeit zur Thematik Dehydration im Hinblick auf den medizinischen Kontext danken. Ohne ein Bindeglied zur medizinischen Fachwelt wären viele Aspekte für die Auslegung des Messsystems unbeachtet geblieben.

Herrn Dr.-Ing. Maximilian Hofmann danke ich für den grundlegenden Zugang zum Gebiet der dielektrischen Materialcharakterisierung.

Ebenso möchte ich denjenigen Mitarbeitern des Lehrstuhls danken, die durch ihre Diskussionsbereitschaft, kreativen Ideen und Motivationsgeist zum Gelingen der Arbeit beitrugen. Dies sind insbesondere die Herren Andreas Bauch und Dr.-Ing. Christian Carlowitz vom Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, welche sich auch weit abseits der Kernarbeitszeiten zu fruchtbaren Diskussionen hinreissen ließen.

Abschließend danke ich meiner Frau Marlene, welche mir nicht nur auf dieser Reise unterstützend beiseite stand und stets Verständnis für die aufgebrauchten Arbeitsstunden zeigte, sondern auch durch ihr Korrektorat und Lektorat sprachliche Ungereimtheiten ausbügelte. Lj



# Inhaltsverzeichnis

<b>I</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1	Motivation	1
2	Aufbau der Arbeit	3
<b>II</b>	<b>Grundlegende Aspekte</b>	<b>7</b>
3	Physiologische Grundlagen	7
3.1	Körperzusammensetzung und Begrifflichkeiten . . . . .	7
3.2	Arten der Dehydration und Wirkung auf den Körper . . . . .	8
4	State of the Art-Dehydrationsmessung	13
4.1	Indirekte Methoden . . . . .	13
4.2	Qualitative Methoden . . . . .	14
4.3	Quantitative Methoden . . . . .	14
4.3.1	Mechanische Methoden . . . . .	15
4.3.2	Chemische Methoden . . . . .	16
4.3.3	Elektromagnetische Methoden . . . . .	17
5	Technische Grundlagen	23
5.1	Elektromagnetische Eigenschaften dielektrischer Medien . . . . .	23
5.2	Materialparameter biologischer Medien und binäre Mischungen . . . . .	24
6	Systemanforderungen	27
<b>III</b>	<b>Systementwurf</b>	<b>31</b>
7	Komponente Permittivitätssensor	32
7.1	Beschreibung der Messstelle . . . . .	32
7.2	Methoden zur Permittivitätsmessung und Sensorauswahl . . . . .	34
7.3	Geometrische und elektromagnetische Abstraktion der Messstelle . . . . .	38
7.4	Entwurf des Sensors . . . . .	40
7.4.1	Definition des Arbeitsbereiches . . . . .	40
7.4.2	Leiterplattenstackup, Abmessungen . . . . .	44
7.4.3	Abschätzung der optimalen MUT-Ankopplung . . . . .	45
7.4.4	Optimierung der Sensorgeometrie . . . . .	50

7.4.5	Sensitivitätsanalyse . . . . .	58
7.4.6	SAR-Analyse . . . . .	62
7.5	Realisierung und Verifikation des Sensors . . . . .	66
<b>8</b>	<b>Komponente Messschaltung</b>	<b>83</b>
8.1	Technologie und Grundlagen . . . . .	83
8.2	Konzeption der Messschaltung . . . . .	85
8.3	Realisierung der Messschaltung . . . . .	88
8.4	Kalibrierung . . . . .	90
8.5	Test und Verifikation . . . . .	91
<b>9</b>	<b>Powermanagement</b>	<b>101</b>
<b>10</b>	<b>Mobileinheit</b>	<b>105</b>
<b>11</b>	<b>Basisstation</b>	<b>111</b>
11.1	Schaltung und Integration . . . . .	111
11.2	Gehäuse . . . . .	112
11.3	Funktionalität der grafischen Anzeigeeinheit . . . . .	116
<b>12</b>	<b>Software</b>	<b>119</b>
12.1	Mobileinheit . . . . .	120
12.2	Basisstation . . . . .	122
<b>IV</b>	<b>Systemverifikation und Systemanalyse</b>	<b>125</b>
<b>13</b>	<b>Verifikation der Funktionalität einer Basisstation</b>	<b>125</b>
13.1	Schnittstellenmodus . . . . .	125
13.2	Textmodus . . . . .	128
13.3	Einzelsystemmodus . . . . .	131
13.4	Multisystemmodus . . . . .	133
<b>14</b>	<b>Verifikation der Funktionalität einer Mobileinheit</b>	<b>135</b>
14.1	Verifikation Sensor-Messschaltungsplatine . . . . .	135
14.2	Verifikation Mobileinheit . . . . .	138
<b>15</b>	<b>Systemanalyse</b>	<b>143</b>
15.1	Statistische Analyse von Messwerten . . . . .	143
15.2	Ableitung Systemgrenzen . . . . .	149
15.3	Analyse Systemlaufzeit . . . . .	150



<b>V Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>155</b>
16 Zusammenfassung	155
17 Ausblick	159
<b>VI Alternativer Ansatz</b>	<b>161</b>
<b>VII Anhang</b>	<b>169</b>
Abbildungsverzeichnis	169
Tabellenverzeichnis	173



# Abkürzungsverzeichnis

ABKÜRZUNG	BEDEUTUNG
ADC	Analog Digital Converter
ADP	Air Displacement Plethysmography
ADS	Advanced Design System
AP	Arbeitspunkt
BIA	Bioelectrical Impedance Analysis
BIS	Bioelectrical Impedance Spectroscopy
BMI	Body Mass Index
BUN	Blood Urea Nitrogen
CIA	Confidentiality, Integrity, Availability
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance
DUT	Device Under Test
DXA	Dual X-Ray Absorptiometry
ECW	Extracellular Water
ED	Energy Detection
EDA	Electrodermal Activity
ENEPIG	Electroless Nickel, Elektroless Palladium, Immersion Gold
FFF	Fused Filament Fabrication
GSR	Galvanic Skin Response
ICW	Intracellular Water
ISM	Industrial, Scientific, Medical
LED	Light Emitting Diode
LSB	Least Significant Bit
LiPo	Lithium-Polymer
ME	Mobileinheit
MIPS	Million Instructions Per Second
MRT	Magnetresonanztomogramm
MUT	Material Under Test
NAA	Neutron Activation Analysis
NMR	Nuclear Magnetic Resonance
PLL	Polylactic Acid
PLL	Phase Locked Loop
QCT	Quantitative Computer Tomography
RISC	Reduced Instruction Set Computer
RSSI	Received Signal Strength Indicator
SAR	Specific Absorption Rate
SMA	SubMiniature Version A
TBNAA	Total Body Neutron Activation Analysis
TBW	Total Body Water
TOBEC	Total Body Electrical Conductivity
TPI	Terahertz Pulsed Imaging
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus
VIA	Vertical Interconnect Access
ZNS	Zentrales Nervensystem



## Teil I

# Einleitung

## 1 Motivation

Der menschliche Körper besteht zu einem Massenanteil von etwa 60 % aus Wasser [1]. Die physikalischen Eigenschaften des Wassers machen es zu einer multifunktionalen Flüssigkeit im menschlichen Organismus. Durch seine chemische Funktion als Lösungsmittel für Nährstoffe und Stoffwechselprodukte findet es sowohl im Blutkreislauf, im Lymphsystem, als auch im Liquorsystem des Menschen Verwendung. Die speziellen physikalischen Eigenschaften, wie etwa die hohe Wärmeleitfähigkeit und Wärmekapazität, qualifizieren es für die Thermoregulation des Körpers zu einer wertvollen Flüssigkeit. Ebenso ist es für den reibungslosen Betrieb des Bewegungsapparates unabdingbar. Gelenkknorpel, wie Menisken oder Bandscheiben, bekommen durch das Wasser die nötige Elastizität und Federwirkung und die Gelenkflüssigkeit sorgt als passender Schmierstoff für niedrigen mechanischen Verschleiß.

So vielseitig die Anwendung der Flüssigkeit ist, so komplex sind die Mechanismen für die Regelung des Wasserhaushalts innerhalb des Körpers. Eine Vielzahl von örtlich verteilten Sensoren (Osmolarität, Druck, Natriumkonzentration) sorgt in Kombination mit mehreren miteinander verstrickten Hormonsystemen für einen geordneten Regelbetrieb. Wird nun durch Krankheit, Medikation oder Umwelteinflüsse diese Homöostase gestört, kann der Wasserhaushalt aus dem Gleichgewicht geraten und die Folgen davon können verheerend sein. Eine besondere Tragik bekommen die Auswirkungen der Dehydratation in einem pädiatrischen Kontext. Da bei Kleinkindern bis zu 5 Jahren der prozentuale Anteil von Wasser an der Gesamtkörpermasse bis zu 75% beträgt, haben Dehydratationseffekte einen sehr starken Einfluss auf den Organismus. Jeden Tag sterben weltweit bis zu 8200 Kinder durch Gastroenteritis induzierte Diarrhoe, welche mit entsprechendem Elektrolyt- und Wasserverlust einhergeht [2]. Aber nicht nur im Kindesalter, auch im Jugend- und Erwachsenenalter können diese Effekte kritische Folgen nach sich ziehen und es wird eine Korrelation zwischen Dehydratation und Langzeitfolgen wie beispielsweise Organschäden vermutet. Zumindest ein Zusammenhang zwischen der körperlichen und geistigen Leistungsfähigkeit und der ordentlichen Hydratation bei Leistungssportlern oder Berufen mit einem hohen körperlichen Belastungsprofil, wie Hüttenarbeitern, wird vielfach in der Literatur gezeigt [3], [4]. Im fortgeschrittenen Alter kommt besonders im Bereich der stationären Krankenpflege der ordnungsgemäßen Hydratation von Patienten eine große Bedeutung zu, da hier die Effekte auf das Herz-Kreislauf System besonders kritische Ausmaße annehmen können. Eine künstliche Verdickung des Blutes durch verminderte Flüssigkeitsaufnahme führt hier zu einer vergrößerten Belastung der oftmals besonders anfälligen Gefäßsysteme. Durch handschriftlich geführte Trinkprotokolle und das Aufstellen einer Flüssigkeitsbilanz wird hier versucht, Hydrationsmängel festzustellen und auszugleichen. Der damit einhergehende zusätzliche Pflegeaufwand für das Personal schlägt sich direkt in den Pflegekosten nieder.

Für viele dieser Anwendungsfälle könnte ein entsprechendes Messsystem Abhilfe schaffen. Ein Blick in die technische Literatur offenbart zunächst einige vielversprechende Ansätze, wobei eine genauere Betrachtung und Analyse die meisten Lösungen wieder disqualifiziert. Sei es durch mangelnde Portabilität, zu hohe Komplexität oder die fehlende Möglichkeit der Selbstanwendung. Ungünstigerweise bestehen selbst in der medizinischen Literatur Zweifel über die exakten Auswirkungen der Dehydration auf beispielsweise einzelne Körperkompartimente oder der Wasserverteilung im Körper an sich. Trotzdem existiert ein großer Bedarf nach eben so einem Messsystem, welches durch seine vielfältige Anwendung einen zusätzlichen Gewinn für die unterschiedlichsten Zielgruppen darstellt. An diesem Punkt soll in dieser Dissertation angeknüpft werden, wobei ein Messsystem vorgestellt wird, welches viele Beschränkungen aktueller Systeme durchbricht und die Forschung auf dem Gebiet der Dehydrationsmessung voranbringt. Insbesondere steht an dieser Stelle das Überprüfen des konkreten Zusammenhangs von elektromagnetischen Materialeigenschaften und einer physiologisch relevanten Hydrationschwankung. Dies muss innerhalb statistisch signifikanter Studien geschehen, welche durch ihre große Probandenzahl nur mithilfe einer Vielzahl von Messsystemen geschehen kann. Das vorgestellte Messsystem kommt durch seine Portabilität und Kosteneffizienz ausgezeichnet dieser Skalierungsanforderung nach.

## 2 Aufbau der Arbeit

In dieser Dissertation wird ein speziell für die Problematik der Dehydrationsmessung am Menschen optimiertes Messsystem vorgestellt. Ausgehend von der allgemeinen Definition einiger relevanter Begrifflichkeiten im Kontext der Dehydration soll der medizinische Rahmen für die Thematik der Körperzusammensetzung und des Wasserhaushalts geschaffen werden. Im Anschluss folgt eine eingehende Betrachtung des aktuellen Stands der Technik, sowohl für die qualitative Feststellung der Dehydration im klinischen Umfeld, als auch der quantitativen Möglichkeiten bei der Bestimmung des Hydrationszustandes im Labor. Unter Berücksichtigung der Anforderungen an das Gesamtsystem, welche im Wesentlichen eine für Studien verwendbare, tragbare, effiziente und kompakte Realisierung voraussetzen, wird aus den aktuell technologisch möglichen Realisierungen die Mikrowellenspektroskopie als eine geeignete Messmethode herausgefiltert, mit welcher ein entsprechendes Messsystem realisierbar ist. Zum Zeitpunkt der Ausfertigung der Arbeit kann in der Literatur kein tragbares System gefunden werden, welches auf dem Messprinzip der dielektrischen Charakterisierung beruht und sich durch seine kompakte sowie kosteneffiziente Realisierung für den gegebenen Anwendungsfall innerhalb einer breit angelegten Studie eignen würde. An dieser Stelle wird in der vorliegenden Arbeit angeknüpft und ein entsprechendes System bereitgestellt.

Die in dieser Dissertation bearbeiteten Teilaspekte auf dem Weg von einer physiologisch relevanten Dehydrationsänderung bis hin zur Messwertanzeige sind in Abbildung 1 zusammengefasst. Zugehörige, physikalische Grundlagen zu Materialparametern im Mikrowellenbereich, welche für die Mikrowellenspektroskopie ausschlaggebend sind, werden erörtert. Es folgt eine Festlegung der Systemanforderungen, in denen sämtliche Rahmenbedingungen für den Entwurf des Messsystems fixiert werden. Diese Systemanforderungen orientieren sich dabei möglichst nah am realen Einsatzzweck und berücksichtigen auch viele nichttechnische Aspekte, die bei der Applikation des Sensors in Betracht gezogen werden müssen. Nach einer anschaulichen Nomenklatur der Komponenten für die vorgeschlagene Messinfrastruktur wird der Entwurf des dielektrischen Sensors behandelt, der einen Fokuspunkt der Arbeit darstellt. Um die physiologisch relevanten Dehydrationseffekte in eine für Simulationen verwertbare Art zu bringen, werden entsprechende Schichtmodelle entwickelt. Mithilfe dieser Modelle können nicht nur physiologisch relevante Hydrationschwankungen auf eine Änderung von physikalischen Größen abgebildet, sondern auch interpersonelle Schwankungen parametrierbar berücksichtigt werden. Dies ist besonders für den Einsatz an einer großen Anzahl an Menschen und den damit verbundenen, körperlichen Unterschieden notwendig. Unter Zuhilfenahme dieser Modelle wird der dielektrische Sensor angepasst und iterativ optimiert, bis schließlich eine Struktur vorliegt, die die ursprünglich gesetzten Spezifikationen erfüllt. Für die einzelnen Optimierungs- und Anpassungsschritte werden effektive Schätzungsformeln und Flussdiagramme beigeleitet. Eine Sensitivitätsanalyse beleuchtet die Auswirkungen von Fertigungsfehlern auf die Eigenschaften des Permittivitätssensors, wobei die Kompensationsmöglichkeit von einigen Fertigungsfehlern ebenfalls zum Bestandteil einer Diskussion wird. Bezüglich der technologischen Realisierung des Sensors wird ein mittels additivem Verfahren hergestellter Hilfsrahmen zur definierten Auf-

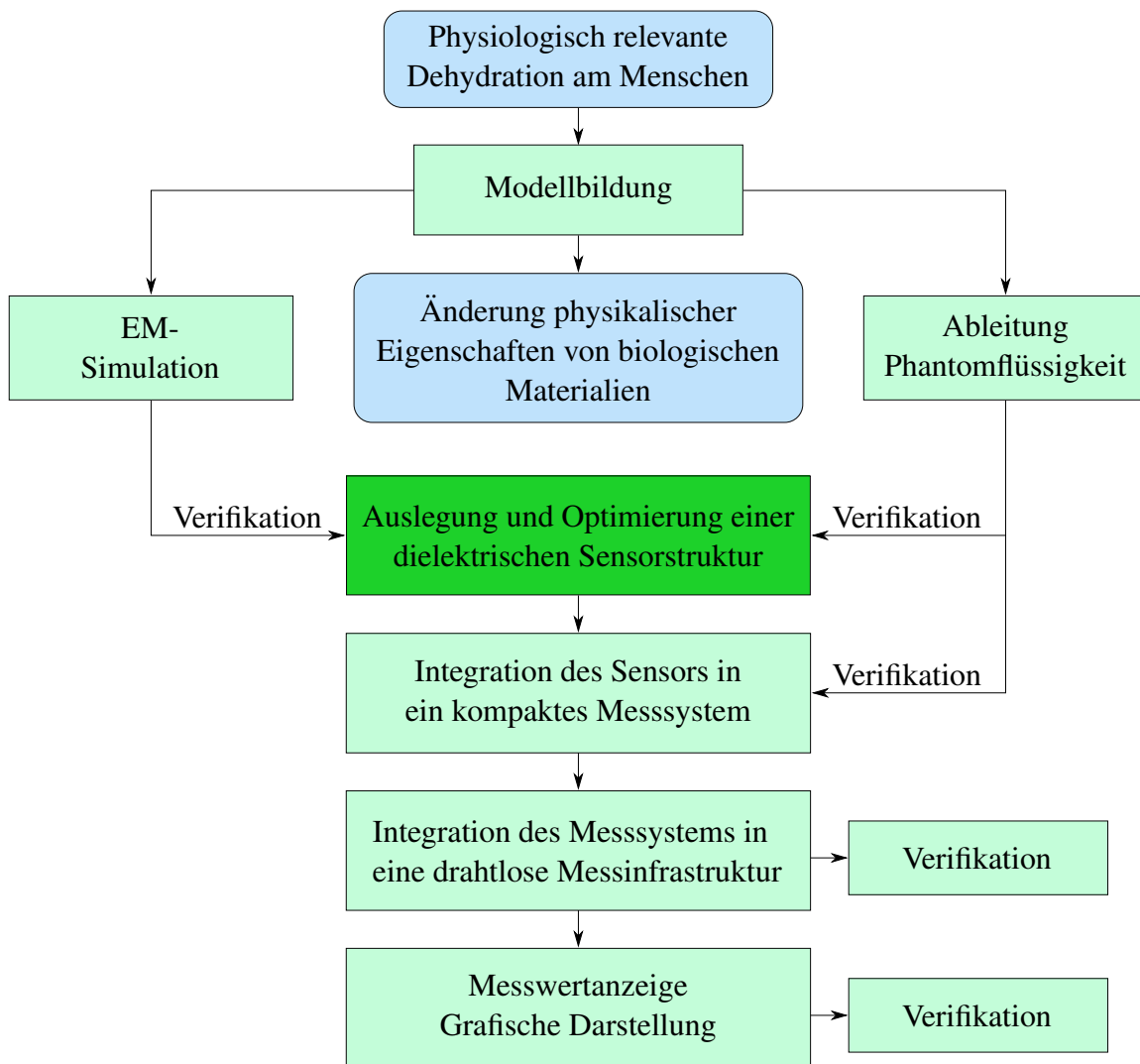


Abbildung 1: Überblick über die bearbeiteten Punkte (hellgrün) mit Fokusthema (dunkelgrün) der Dissertation auf dem Weg von einer physiologisch relevanten Dehydrationsänderung zur Messwertanzeige.

bringung einer Passivierungsschicht aus Silikon vorgeschlagen. Mittels dieser Methode kann eine geplante Solldicke der Passivierungsschicht mit hoher Genauigkeit erzeugt werden, was für eine reproduzierbare Sensorperformance notwendig ist. Eine separate Verifikation der Sensorstruktur unter Laborbedingungen mittels einer eigens konzipierten Ersatzflüssigkeit rundet den Entwurf des Permittivitätssensors ab. Anschließend werden sämtliche Restkomponenten, die zur Realisierung der vorgeschlagenen Messinfrastruktur beitragen, diskutiert. Dazu gehört eine effektive Umsetzung der Messschaltung, bei der mit einem reflektometrischen Prinzip der Permittivitätssensor ausgelesen wird. Die geschickte Nutzung von kommerziellen Komponen-



ten in Kombination mit der Verwendung einer undokumentierten Funktion eines Transceiverblocks in einem Mikrocontroller erlaubt hierbei die Realisierung eines stromsparenden Netzwerkanalyzers im Bereich zwischen 2,35 GHz und 2,55 GHz. Die Möglichkeit einer drahtlosen Übertragung von Messwerten wird dabei berücksichtigt und implementiert. Weiterhin wird das für die portable Verwendung des Messsystems notwendige Energiemanagement kurz erläutert und das technologische Gesamtkonzept des Messsystems dargestellt. Eine Vorstellung des in der Messinfrastruktur vorgesehenen Datenkonzentrators, der die Gegenstelle zu einem oder mehreren Messsystemen darstellt, der mobilen Messsysteme an sich und der implementierten Software komplettiert den Überblick über alle in der vorgeschlagenen Messinfrastruktur vorhandenen Komponenten und Aspekte. Die realisierte Infrastruktur wird auf ihre Funktion hin überprüft, in dem die aufgebauten Schaltungen anhand von Ersatzflüssigkeiten oder Messungen am Körper charakterisiert werden und dadurch die entsprechende praktische Eignung für den Einsatz als Dehydrationsmesssystem bewiesen wird. Aus Messungen an den Komponenten der finalen Integrationsstufe werden über statistische Verfahren die Systemgrenzen und deren Beziehung zum realen Einsatzfall abgeleitet. Abschließend wird eine alternative Lösungsmethode vorgestellt, welche einen Schritt zu einer möglichen monolithischen Integration und Miniaturisierung darstellt. Im Ausblick wird der Einsatz der vorgeschlagenen Infrastruktur in zukünftigen Studien sowie die Tragweite der zukünftigen Studienergebnisse diskutiert. Ein weiterer, alternativer Ansatz für die Realisierung eines Schaltungsbausteins innerhalb des Messsystems zeigt Möglichkeiten hin zu einer weiteren Miniaturisierung durch monolithische Integration von Funktionsblöcken und liefert so weitere Denkanstöße zu der Umsetzung von zukünftigen Implementierungen. Per definitionem wird in der vorliegenden Arbeit für alle Personengruppen stellvertretend das generische Maskulinum verwendet.



## Teil II

# Grundlegende Aspekte

## 3 Physiologische Grundlagen

### 3.1 Körperzusammensetzung und Begrifflichkeiten

Der Körper eines erwachsenen Menschen besteht zu einem Massenanteil von etwa 60% aus Wasser. Diesen Anteil bezeichnet man mit der Größe des gesamten Körperwassers (TBW, engl.: "Total Body Water"). Das Wasser lässt sich im Körper wiederum verschiedenen Kompartimenten zuteilen, dem extrazellulären (ECW, engl.: "Extracellular Water") und dem intrazellulären Raum (ICW, engl.: "Intracellular Water"). Eine grafische Darstellung der Verteilung ist in Abbildung 2 zu sehen. Eine Klärung der Begrifflichkeiten ist an dieser Stelle sinnvoll, da einige vorgestellte Messmethoden für die Feststellung der Körperzusammensetzung auf Schätzungen eben dieser Kompartimente basieren.

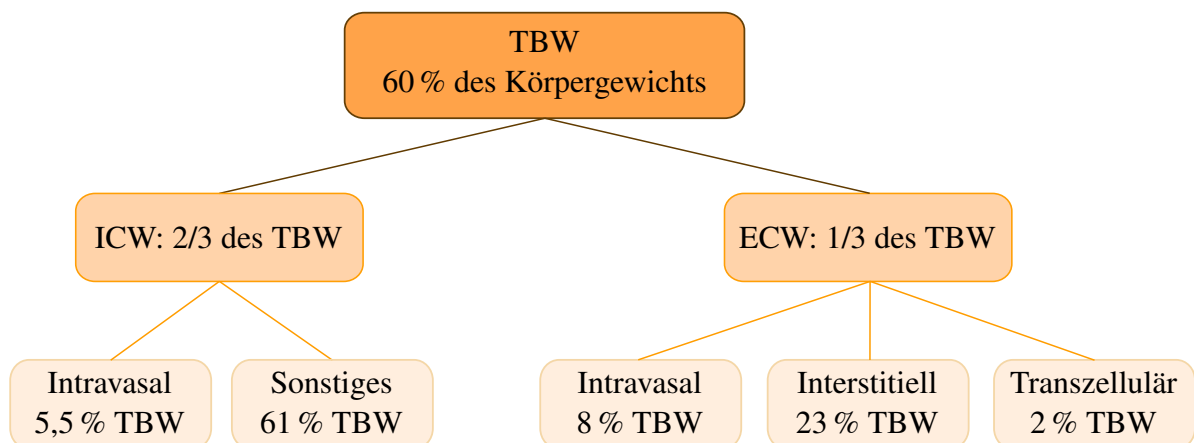


Abbildung 2: Aufteilung des TBW spezifische Kompartimente in Anlehnung an [5].

**ICW** Im intrazellulären Raum, der zwei Drittel des TBW ausmacht, ist das Wasser in den Zellen gebunden und somit nur über Diffusionsprozesse durch die Zellwände hindurch verfügbar. Dieser Transportprozess kann dabei durch hydrostatischen oder osmotischen Druck in Gang gesetzt werden. Ein kleiner Teil des intrazellulären Wassers tritt intravasal in den Blutzellen auf (5,5 % des TBW), der Rest des Kompartiments umfasst den Großteil der Körperzellen und damit ca. 61 % des TBW.

**ECW** Der extrazelluläre Raum beinhaltet alle frei im Körper verfügbaren, also nicht in Zellen gebundenen, Flüssigkeiten und belegt das übrige Drittel am TBW. Das ECW selbst kann dabei

in interstitiell, intravasal und transzellulär aufgeteilt werden. Der interstitielle Raum beschreibt dabei das Volumen, in das die Körperzellen eingebettet sind. Der Austausch von Stoffwechselprodukten mit den Zellen geschieht somit immer über den interstitiellen Raum mit einem Anteil von 23 % am TBW hindurch. Der intravasale Raum umfasst sämtliche ungebundenen, gefäßgeführten Flüssigkeiten, wie beispielsweise Blutplasma, oder der Lymphflüssigkeit und der Anteil des intravasalen Raums am TBW beläuft sich auf etwa 8 %. Die Besonderheit dieses Kompartiments liegt in der Tatsache, dass hier Hydrationschwankungen des Körpers zeitnah abgebildet werden. Im Gegensatz zum intrazellulären Raum, besteht über das Gefäßsystem des Menschen ein direkter Zugang zu diesem Kompartiment, der durch intravenöses Verabreichen von Rehydrationslösungen gerne für eine rasche Verfügbarkeit von Wasser und Elektrolyten innerhalb des gesamten Körpers verwendet wird. Abschließend lässt sich noch der transzelluläre Raum definieren, welcher nur etwa 2 % des TBW ausmacht. Dieser Raum bezeichnet all jene Kompartimente, in denen die Flüssigkeit theoretisch in freier Form verfügbar ist, sich aber weder unter interstitiell, noch intravasal einsortieren lässt. Beispiele hierfür sind die Gelenkschmiere oder auch das Kammerwasser im Auge.

Bezüglich all dieser Kompartimente gibt es eine Reihe von Austauschmechanismen, welche eine Betrachtung der Thematik Dehydration unter einem statischen Aspekt disqualifiziert. Es ist ein sehr dynamisches System mit relativ großen Zeitkonstanten, welches beim gesunden Menschen durch die robust abgestimmten Ausgleichsmechanismen des Körpers reguliert werden kann. Da selbst ein banaler Einfluss auf den Körper, wie etwa das Hochlegen der Füße, eine Verschiebung des Wassers im Gewebe in Gang setzt, ist es verständlich, dass für einige quantitative Messmethoden, wie die Bioimpedanzanalyse, eine körperliche Equilibrierung des Patienten in einem kontrolliertem Umfeld notwendig ist, um zu reproduzierbaren Messergebnissen zu gelangen. Diese Verschiebung des Körperwassers und eine detaillierte Betrachtung von diesen Schwankungsvorgängen ist auch in der medizinischen Forschung von Interesse, was als eine zusätzliche Motivation für das in dieser Arbeit angefertigte Messsystem gelten kann.

### **3.2 Arten der Dehydration und Wirkung auf den Körper**

Klassischerweise wird der Grad einer Dehydration auf den prozentualen Gewichtsverlust in Bezug auf das Normalgewicht bewertet [6], [7]. Dabei wird eine Einteilung in milde (3 %–5 %), moderate (6 %–9 %) und starke Dehydration (>10 %) getroffen. Es kann auch eine erweiterte Klassifizierung wie in Tabelle 1 angegeben werden. Die Regulation des allgemeinen Wasserhaushaltes basiert im Körper auf mehreren neurohumoralen Regelschleifen [5], die sich Hormonen oder Katecholaminen zur Regelung bedienen. Ein wichtiger Regelkreis basiert auf dem antidiuretischen Hormon (ADH), bei dem die Wasserretention in der Niere und die Vasokonstriktion als Gegenmaßnahmen zur Dehydration dienen. Steigt im Körper die Plasmaosmolalität an, wie es bei einem Wassermangel der Fall wäre, wird einerseits das Durstgefühl geweckt, andererseits auch vermehrt ADH freigesetzt. Durch den höheren ADH-Spiegel steigt die Rückgewinnung von Wasser aus dem Primärharn in der Niere und der Körper versucht das Wasser zurückzuhalten, bevor es durch Urin abgegeben würde. Eine weitere Einflussmöglichkeit

Grad der Dehydration	Ausprägung der Symptome und klinische Befunde
< 2 %	Keine oder minimal beginnende Symptome und Befunde
2 %–5 %	Milde Symptome und Befunde
5 %–10 %	Moderat ausgeprägte Symptome und Befunde
10 %–15 %	Schwere klinische Symptome und Befunde
> 15 %	Akute Lebensgefahr

Tabelle 1: Übersicht über einer erweiterte Klassifizierung des Grades der prozentualen Volumendepletion nach [8].

des Körpers auf die Wasserregulation ist mithilfe des Renin-Angiotensin-Aldosteron Hormonsystems (RAAS). Hierdurch kann Einfluss auf die Natriumretention und den Kreislauf erhalten werden. In der Eskalationsstufe weiter oben anzusiedeln sind die Einflussmöglichkeiten des Körpers durch Katecholamine, wie Adrenalin und Noradrenalin, welche Blutdruck und Herzfrequenz beeinflussen, um sich so an den Zustand der Dehydration anzupassen. Je nach Dehydrationsgrad bedient sich der Körper stufenweise unterschiedlicher Regelmechanismen, daher ist eine Übersicht der Wirkungskette inklusive pathophysiologischer Wirkungen in Abhängigkeit der durch Dehydration hervorgerufenen Gewichtsabnahme in Abbildung 3 gezeigt.

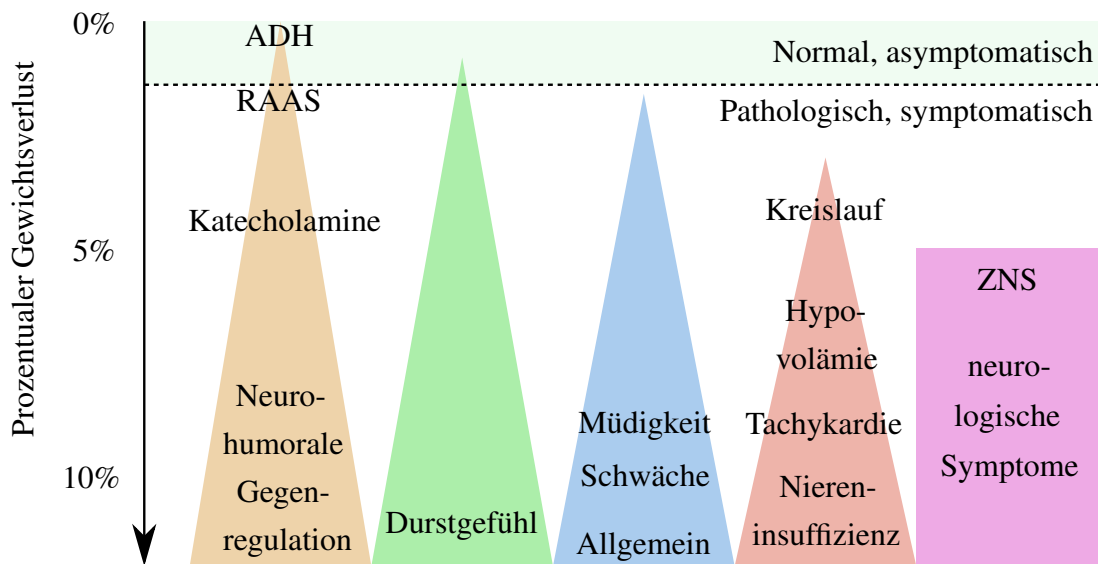


Abbildung 3: Wirkungsflächen mit steigendem Gewichtsverlust (nach [5]).

Zusätzlich muss beachtet werden, dass diese Regelmechanismen durch Medikation oder Krankheiten beeinflusst werden können, was die Dehydrationserscheinung an sich verkomplizieren kann. Bei ansteigendem Wasserverlust bedient sich der Körper zunächst der ADH-Regelschleife,

gefolgt von dem RAAS und schließlich einer Anpassung durch Katecholamine. Die Auswirkungen auf das Durstgefühl, den Kreislauf und das Allgemeinbefinden nehmen mit steigendem, prozentualem Gewichtsverlust in ihrer Intensität zu, während Einflüsse auf das zentrale Nervensystem (ZNS) einen gewissen Schwellenwert besitzen. Möglicherweise ist hier aber auch nur die Symptomatik schwieriger zu fassen, als bei den übrigen Einflussfaktoren. Die in Abbildung 3 geschilderte Einteilung bezieht sich dabei nur auf die prozentuale Abnahme des Körpergewichtes und lässt eine Betrachtung des Elektrolythaushaltes vollkommen außer Betracht. Eine detailliertere Klassifizierung des Erscheinungsbildes Dehydration lässt sich über den Natriumgehalt und der entsprechenden Osmolarität des Blutserums treffen und ist spätestens beim Ausgleich des Flüssigkeits- bzw. Elektrolytmangels zwingend notwendig. Fehlbehandlungen können beispielsweise die Entstehung von Hirnödemen provozieren und somit zu lebensgefährlichen Zuständen führen. Die Kategorisierung der Dehydrationsart ist dabei in der Tabelle 2 gezeigt.

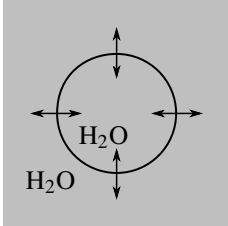
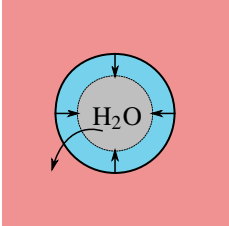
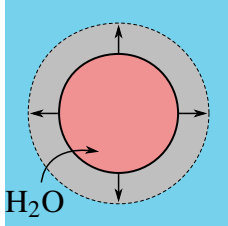
Zustand	isoton	hyperton	hypoton
Serum-osmolarität	132 mmol/l–145 mmol/l	> 145 mmol/l	< 132 mmol/l
Ursachen	Erbrechen, Diarrhoe, exzessives Schwitzen, starker Blutverlust	Geringe Wasserzufuhr, Diuretika, Polyurie, Aufnahme Meerwasser	Spezielle Krankheiten, Diuretika, Fehlbehandlung bei Dehydration
Zellverhalten			
Folgen	Reduziertes Blutvolumen, Beeinflussung Kreislauf	Zellschrumpfung, neurologische Erkrankungen, Krampfanfälle	Zellenausdehnung, Verwirrungszustände, Schwindel, Hirnödeme

Tabelle 2: Übersicht über physiologisch relevante, tonizitätsabhängige Hydrationszustände.

**Isotone Dehydration** Falls Wasser und Elektrolyte in etwa gleichen Anteilen verloren werden, bleibt die Tonizität des Serums konstant und auf physiologisch normalem Niveau. Der Verlust von Elektrolyten und Wasser in gleichen Teilen kann zum Beispiel durch Erbrechen, Diarrhoe, exzessives Schwitzen oder starken Blutverlust hervorgerufen werden. Die Größe der Körperzellen bleibt durch die gleiche Tonizität innerhalb und außerhalb der Zelle konstant. Al-

lerdings nimmt das Blutvolumen ab, wodurch es zu einer Beeinflussung des Kreislaufes und der Nierenfunktion kommen kann. Aus diesem Grund wird diese Dehydrationsart auch durch den Begriff Volumendepletion beschrieben. Als Behandlungsoptionen steht die kontrollierte Gabe von Brühe oder Salzlösung zur Verfügung.

**Hypertone Dehydration** Die Dehydrationsart, bei der es an verhältnismäßig mehr Wasser als Elektrolyt mangelt, wird als hyperton bezeichnet und ist gekennzeichnet durch eine Serum-Osmolarität größer 145 mmol/l. Dieser Zustand kann durch eine fehlende Wasseraufnahme, Medikation oder auch der Aufnahme von stark hypertonen Flüssigkeiten wie Meerwasser hervorgerufen werden. Durch die hohe Tonizität im extrazellulären Raum wirkt nun der osmotische Druck auf die Zelle. Das Wasser wird aus der Zelle gepresst, was eine Zellschrumpfung nach sich zieht. Da physikalisch gesehen Zellschrumpfungen vom Körper gut vertragen werden können, macht sich diese Dehydrationsart eher in neurologischen Befunden oder in Krampfanfällen bemerkbar. Den Ausgleich dieser Dehydrationsart würde man durch die kontrollierte Gabe von reinem Wasser vornehmen.

**Hypotone Dehydration** Im Falle der hypotonen Dehydration, welche bei einer Serum-Osmolarität von unter 132 mmol/l vorliegt, fehlen verhältnismäßig mehr Elektrolyte als Wasser. Dies kann durch spezielle Krankheiten, Medikation, oder bei einer Fehlbehandlung einer anderen Dehydrationsart passieren. Die Körperzellen schwellen durch den osmotischen Druck, der von den Zellen zur Umgebung nach außen wirkt, an. Ein Ausgleich dieses Zustandes muss durch die kontrollierte Gabe von Elektrolyten erfolgen, um die extrazelluläre Tonizität zu erhöhen und der Zellschwellung entgegenzuwirken. Eine Gabe von reinem Wasser ohne Zusatz von Elektrolyten würde das Anschwellen der Zellen weiter fördern und kann durch Hirnödeme zu lebensbedrohlichen Komplikationen führen.

Abschließend betrachtet lässt sich formulieren, dass die Wasserregulierung im Körper auf unterschiedlichen Mechanismen beruht, welche durch Medikamente oder Krankheit gestört werden können. Eine entsprechende Handlungsempfehlung bei Dehydration sollte daher nur unter Kenntnis des Probandenzustandes und der vorherigen Umstände erfolgen. Für die Anwendung eines beliebig gearteten Messsystems zur Detektion der Dehydration muss also vorausgesetzt werden, dass für die Handlungsempfehlung entweder eine Anamnese durch klinisches Personal verfügbar ist, oder der Proband eigenverantwortlich handeln kann. Es lässt sich weiterhin festhalten, dass für ein Messsystem mit einer konkreten Handlungsempfehlung die Erfassung von Wasseranteil und Elektrolytkonzentration zwingend erforderlich ist. Kann nur eine der beiden Parameter detektiert werden, so muss hier eine Selbstanamnese und eigenverantwortliches Handeln des Benutzers erfolgen.





## 4 State of the Art-Dehydrationsmessung

Im Zeitalter von Smartwatch, Quantified Self und zunehmenden technologisch-sensorischen Möglichkeiten gerät der Körper des Menschen immer mehr in den Interessensfokus des Alltags. Puls und Sauerstoffsättigung sollen bereits mit einfachen Mitteln, welche ein Smartphone mit sich bringt, bestimmt werden können. So verwundert es nicht, dass auch aktuell auf dem Gebiet der Dehydrationsmessung Anstrengungen unternommen werden, den Wasserhaushalt des Körpers überwachbar zu machen. Einige aktuelle State of the Art-Übersichtspublikationen aus dem Jahr 2018 [9], [10] summieren die vorhandenen Methoden gut auf und zeigen, dass die Thematik Dehydrationsdetektion beziehungsweise -messung definitiv einen großen Einfluss auf die aktuelle Forschungswelt im Medizinelektroniksektor besitzt.

Die vorgestellten State of the Art-Methoden zur Bestimmung des Hydrationshaushaltes werden dabei in 3 Kategorien gegliedert. Zunächst werden die indirekten Methoden erläutert, bei welchen nicht der Proband vermessen wird, sondern die Menge an Flüssigkeiten, die ihm zugeführt werden beziehungsweise die er von sich gibt. Davon ausgehend kann unter gewissen Umständen und in einem gewissen Zeitraum auf den Hydrationszustand geschlossen werden. Es folgt die Betrachtung der qualitativen Methoden, welche den Zustand der Hydratation detektieren und klassifizieren, jedoch nicht objektiv quantifizieren können. Abschließend werden noch die quantitativen Methoden betrachtet, bei welchen mithilfe verschiedener Messmethoden objektive Messwerte generiert werden können. Als Bewertungskriterien der Verfahren sollen von vornherein die Komplexität und der Einsatz in einem mobilen Umfeld verwendet werden. Für die quantitativen Methoden gilt es weiterhin im Hinterkopf zu behalten, dass eine messtechnische Erfassung zwar den physikalischen Grad der Hydratation widerspiegeln kann, dieser jedoch nicht zwingend identisch zum physiologisch sinnvollen und angenehmen Hydrationszustand sein muss, da dieser ebenfalls eine stark personenbezogene Eigenschaft darstellt.

### 4.1 Indirekte Methoden

Die indirekten Methoden zeichnen sich dadurch aus, dass nicht die Symptome oder Auswirkungen der Dehydratation analysiert werden, sondern mittels einer Kontrolle von extern zugeführten oder abgeleiteten Flüssigkeiten der Hydrationszustand abgeschätzt werden kann. Das einfachste Beispiel hierfür ist die Protokollierung der Trinkmenge und der Ausscheidungen eines Patienten. Untersuchungen haben gezeigt [11], dass die visuelle Schätzung der Trinkmenge anhand des Füllniveaus im Becher durch das Pflegepersonal sehr ungenau sein kann. Als Lösung hierfür werden sogenannte smart-cups vorgeschlagen und realisiert [12]. Dabei handelt es sich um Trinkbecher, bei denen Messsysteme zur Pegeldetektion integriert sind, mit welchen präzise Trinkmengenprotokollierungen möglich werden. Gerade im Pflegealltag, bei dem das Personal nur wenig Zeit pro Patient zur Verfügung hat, kann die Verwendung von solchen Protokollen unter Zuhilfenahme von smart-cups eine gute Abschätzung des Hydrationszustandes liefern. Bei einer definierten Raumtemperatur und einer bekannten Aktivität kann unter Berücksichtigung von Dehydratationseffekten durch Atmung und Transpiration schließlich auf den Hydrationsgrad

geschlossen werden. In Kombination mit einer periodischen Bestimmung des Körpergewichts, können so Dehydration, aber auch Wassereinlagerung erkannt und unterbunden werden. Indirekte Methoden in Kombination mit Wiegen sind ebenso für Patienten, die auf die Hämodialyse angewiesen sind, überlebensnotwendig. Durch die eingeschränkte oder nicht mehr vorhandene Nierenfunktion ist die körpereigene Regulierung des Wasser- und Elektrolythaushalts stark eingeschränkt. Daher wird bei Dialysepatienten ein sogenanntes Trockengewicht ermittelt, von dem ausgehend nur ein gewisser Gewichtszuwachs bis zur nächsten Dialysesitzung erlaubt ist. Durch strenge Diäten und kontrollierte Wasserzufuhr müssen diese Zuwächse eingehalten werden, um die Belastung des Elektrolythaushaltes bei der folgenden Behandlung niedrig zu halten. Im Allgemeinen sind indirekte Methoden, insofern sie nicht mit einer quantitativen Komponente wie dem Wiegen kombiniert werden, immer Schätzungen unter gewissen Annahmen. Da für die Modellierungen auf Durchschnittswerte zurückgegriffen werden muss, kann hierbei nicht auf das persönliche Wohlbefinden bezüglich des Wasserhaushalt eingegangen werden.

## **4.2 Qualitative Methoden**

Qualitative Methoden zur Klassifizierung des Hydrationsgrades werden besonders im klinischen Umfeld eingesetzt zur initialen Abschätzung der Schwere der Dehydration oder im Weiteren, solange Laborergebnisse von Blutproben noch nicht verfügbar sind. Da diesen Untersuchungen immer eine Anamnese durch den behandelnden Arzt vorausgeht und die Vorgeschichte des Patienten wichtige Hinweise auf die Deutung der Symptome gibt, ist eine Selbstanwendung der Methoden und somit eine Selbsteinschätzung schwer möglich. Verwendung für die Klassifizierung finden dabei generelle Erscheinungen, wie das Durstgefühl, der Feuchtigkeitsgrad der Schleimhäute oder der geistige Zustand der Patienten. Da im Allgemeinen auch eine Wirkung auf das Herzkreislaufsystem erfolgt, müssen auch qualitative Merkmale, wie die Tiefe der Atmung und die Qualität des Herzschlages, herangezogen werden. Auch äußere Erscheinungsmerkmale, wie eingesunkenen Augen, reduzierte Hautelastizität oder Hautturgor, sind Bewertungsmerkmale für den Dehydrationsgrad. Selbst bei einer Kombination all dieser Faktoren [13], [14], [7], [6] ist nicht immer sichergestellt, dass der Patient von unterschiedlichen Ärzten gleich klassifiziert wird [15]. Aus diesem Grund ist immer die Kombination einer qualitativen Untersuchung mit einer quantitativen Methode empfehlenswert, um eine objektive Diagnose gewährleisten zu können.

## **4.3 Quantitative Methoden**

Um eine weniger subjektiv beeinflusste Aussage über den Hydrationsgrad treffen zu können, müssen quantitative Methoden herangezogen werden. Diese Methoden können dabei entweder auf einem speziellem Messprinzip beruhen, oder aber auch versuchen, die qualitativen Methoden durch technische Hilfsmittel aufzuwerten. Als Beispiel für eine Aufwertung der qualitativen Methoden sei an dieser Stelle auf ein Verfahren verwiesen [16], mit welcher die Hautelastizität quantifizierbar wird. Dabei wird ein Markerpunkt auf die Haut aufgetragen und auf der Haut

verschoben. Während des Loslassens erfasst eine Kamera die Rückstellzeit, die benötigt wird, um den Punkt zur originären Stelle zu bringen. Aus dieser Rückstellzeit lassen sich Aussagen über die Hautelastizität treffen. Eine weitere Methode ist die automatische, mechanische Untersuchung von kapillarem Rückfluss im Körpergewebe [17]. Hier wird mittels einer mechanischen Einrichtung Druck auf durchblutetes Gewebe ausgeführt und die Zeit des Blutrückflusses als Bewertungskriterium verwendet. Ein letztes Beispiel, wenn auch weitaus weniger technisch anspruchsvoll, wäre die Verwendung von Farbvergleichstabellen für die Urinklassifizierung. Da die Farbe allerdings auch durch Medikation oder Ernährung verfälscht sein kann, ist eine sorgfältige weiterführende Analyse notwendig. All diese Verfahren versuchen, bereits bestehende, qualitative Bewertungsprinzipien objektiver zu gestalten, und können somit als Hybridmethoden bezeichnet werden. Im Weiteren sollen nun die diejenigen Methoden analysiert werden, welche ein quantifizierbares Ergebnis liefern. Die technischen Domänen reichen dabei von Mechanik und Akustik, über Chemie, bis hin zu elektromagnetischen Messverfahren. Allen Verfahren gemein ist die Tatsache, dass sie den Probanden selbst, Körperteile des Probanden oder Körperflüssigkeiten des Probanden analysieren. Unterschiede der Verfahren liegen einerseits in der technologischen Komplexität und andererseits in der Invasivität der Messmethoden. Es bleibt weiterhin festzuhalten, dass jene Messmethoden, die den gesamten Probanden als Medium benötigen, zwar am genauesten das TBW bestimmen können, jedoch aber für einen alltäglichen mobilen Einsatz ungeeignet sind. Andererseits sind für die Methoden, die für eine tragbare und flexible Applikation geeignet wären, immer Modelle nötig, die die quantifizierte Größe mit dem TBW korrelieren.

#### **4.3.1 Mechanische Methoden**

Die wohl einfachste mechanische Messmethode für eine Überwachung des Hydrationszustandes ist das Wiegen des Körpergewichts. Im Falle von Dialysepatienten ist das Verfahren gut geeignet zur Selbstkontrolle, setzt allerdings auch die Berücksichtigung von Mahlzeiten, der Körperzusammensetzung und der körperlichen Aktivität voraus. Die periodische Erfassung des Gewichtes von Körper und Kleidung findet auch im sportlichen Rahmen zum Beispiel bei Belastungstests Anwendung. Hier kann mit einer sehr guten Genauigkeit auf den Verlauf des TBW geschlossen werden, da angenommen werden kann, dass nur Schweiß und die Feuchte der abgeatmeten Atemluft zu einer Massenänderung beitragen. Im alltäglichen Umfeld lässt sich eine solche periodische Messung allerdings schlecht integrieren und weiterhin würden viele Faktoren (Kleidung, Nahrungsaufnahme, Lagerung des Körpers, usw.) die Gewichtsmessung beeinflussen.

Eine interessante, akusto-mechanische Messmethode ist die Vermessung von muskelreichem Körpergewebe im Transmissionspfad einer Ultraschallstrecke [18]. Durch die Abhängigkeit der Schallgeschwindigkeit vom Hydrationsgrad des Gewebes kann bis auf eine Genauigkeit von 1 % Hydrationschwankung im Gewebe geschlossen werden. In der entsprechenden Veröffentlichung zeigen die Studien an jungen und alten Erwachsenen die erwartete Empfindlichkeit, jedoch ist die Reproduzierbarkeit der Messung durch das erneute Positionieren und Anbringen

der Sensorikammer eingeschränkt. Weitere Abhängigkeiten der Ausbreitungsgeschwindigkeit, wie beispielsweise von der Gewebetemperatur, müssen zudem berücksichtigt werden. Hinsichtlich einer portablen Applikation müssten noch entsprechende Maßnahmen getroffen werden, um die Messumgebung diesbezüglich stabil zu halten.

### 4.3.2 Chemische Methoden

Chemische Methoden für die Bestimmung des Hydrationszustandes basieren immer auf der Vermessung einer Körperflüssigkeit. Analysiert werden können dabei Blut, Schweiß, Speichel und der Urin des Probanden. Bezüglich des Blutes können dabei die Plasma-Osmolalität, die Elektrolytzusammensetzung, der Hämatokritwert, die Hämoglobinkonzentration oder spezielle chemische Marker, wie das Verhältnis aus Blutharnstoff (BUN, engl.: “Blood Urea Nitrogen”) zu Kreatinin, zur Bewertung herangezogen werden. Über die Eignung der Plasma-Osmolalität als eindeutigen Dehydrationsindikator gibt es in der Literatur unterschiedliche Ansichten. Einerseits wird zwar die Osmolalität oft als Referenzgröße für den aktuellen Dehydrationsgrad gesehen [19], andererseits ist sie auch eine vom Körper selbstregulierte Größe und kann somit nur unter gewissen Umständen verwendet werden [20]. Im klinischen Umfeld ist daher zur Beurteilung der Hydrationsstörung (hypoton, hyperton, isoton) die quantitative Aufschlüsselung der Elektrolyte (Natrium) im Blutplasma unabdingbar. Auch die Analyse des Hämatokritwertes oder der Hämoglobinkonzentration kann zur Quantifizierung des Dehydrationsgrades herangezogen werden. Durch den Wasserverlust steigt die relative Konzentration der festen Bestandteile im Blut an, was sich entsprechend detektieren lässt [10]. Die Invasivität der Gewinnungsmethode für das Blut ist allerdings schmerzhaft und es muss komplexes Laborquippment für die chemischen Bestimmungsmethoden vorhanden sein. Daher ist die Verwendung von Blut für die Dehydrationsdetektion in einem alltäglichen Szenario undenkbar. Es rückt daher die chemische Analyse von Körperflüssigkeiten wie Urin oder Speichel, deren Gewinnung sich im Vergleich zu Blut einfacher gestaltet, in den Vordergrund. Untersucht werden können dabei die Osmolalität, die spezifische Dichte oder die Leitfähigkeit, welche alle eine gewisse Korrelation zum Hydrationsgrad aufweisen [10]. Die im Vergleich zur eigentlichen Hydrationssschwankung zeitlich verschobene Antwort ist bei diesen Ansätzen jedoch nachteilig und disqualifiziert die Ansätze für ein Echtzeitüberwachungssystem. Der Vollständigkeit halber soll noch auf die Analyse von Schweiß, insbesondere in Kombination mit ionenselektiven Elektroden, eingegangen werden. Dadurch, dass die Gewinnung von Schweiß durch den Probanden, abgesehen von eventuellen Vorerkrankungen, die eine Schweißgewinnung oder dessen Auswertung unmöglich machen (Hyperhidrosis, Anhidrosis), meist in Form von sportlicher Aktivität einhergeht, ist die Anwendung eben auch nur auf solche beschränkt. Ebenso ist bei sehr starker Dehydration die Schweißproduktion stark eingeschränkt, was diese Körperflüssigkeit bezüglich der Auswertung weiter einschränkt. Um die chemischen Methoden abzuschließen, soll noch kurz auf die Isotopenverdünnungsanalyse eingegangen werden. Dabei wird dem Probanden ein Markerstoff zugeführt (schweres oder überschweres Wasser, Natriumbromid) und einige Zeit gewartet, bis sich der Stoff im Körper verteilt hat. Ist der Proband gleichmäßig equilibriert, wird entweder

aus einer Blutprobe oder dem Urin die Konzentration des Markerstoffes bestimmt. Unter der Annahme, dass sich der Markerstoff gleichmäßig im Wasser des Körpers verteilt bzw. im Falle von NaBr speziell im extrazellulären Raum, kann anhand der gemessenen Markermenge auf den entsprechenden Gehalt im Körper zurückgerechnet und so das TBW bestimmt werden. Durch den hohen zeitlichen Aufwand für das Ergebnis ist die Methode für ein Echtzeitsystem zwar undenkbar, aber für die generelle, einmalige Feststellung des TBW oder des extrazellulären Wassers gut geeignet.

Allen chemischen Analysemethoden für Blut, Urin, Schweiß oder Speichel ist gemein, dass sie keinen Goldstandard für die Bestimmung des TBW darstellen. Speziell bei der Analyse von Körperflüssigkeiten darf man nicht aus den Augen verlieren, dass eine Hydrationschwankung nur mit einem zeitlichen Versatz zu messen ist. Weiterhin versucht der Körper mit eigenen Mechanismen die chemische Zusammensetzung von einigen Körperflüssigkeiten zu regulieren, was die direkte Korrelation zum gesamten Hydrationsstatus erschwert. Einige Effekte werden erst nach dem Überschreiten einer gewissen Dehydrationschwelle sichtbar, andere sind nur dann sichtbar, solange die Antwort des Körpers noch nicht vollständig ausgegletet ist. Lediglich die Isotopenverdünnungsanalyse erlaubt es, präzise Aussagen über den Wassergehalt des gesamten Körpers oder spezieller Kompartimente zu treffen. Die Eignung des Verfahrens beschränkt sich jedoch durch die Komplexität und den Aufwand auf eine generelle Bestimmung des TBW und nicht auf eine Echtzeitüberwachung des Hydrationszustandes.

### 4.3.3 Elektromagnetische Methoden

Betrachtet man elektromagnetische Methoden, um den Hydrationszustand des Probanden zu erfassen, ist man sofort von der physiologischen Antwort des Körpers entkoppelt. Die Messprinzipien stützen sich auf die Tatsache, dass sich Hydrationschwankungen des Körpers in sich ändernden physikalischen Größen von biologischem Gewebe manifestieren. Eine sinnvolle Sortierung der Methoden, welche sich elektromagnetische Prinzipien zu Nutze machen, ist anhand einer aufsteigenden Messfrequenz.

**DC–2 MHz** Die niedrigste Einsatzfrequenz wird für die Vermessung der elektrodermalen Aktivität (EDA, engl.: “Electrodermal Activity”) oder der sogenannten GSR (engl.: “Galvanic Skin Response”) verwendet. Dabei wird der Widerstand der Haut mit einfachen Klebeelektroden vermessen. Es können zwar keine Quelle in der aktuellen Literatur gefunden werden, die die Messmethode auf den Bereich der humanen Dehydrationsmessung anwendet, jedoch scheint die Methode im Rahmen der Untersuchung von emotionalen Zuständen [21] seine Berechtigung zu finden. Nichtsdestotrotz steht die Untersuchung der Eignung für Dehydrationsmessung aus, da das Verfahren zusätzlich durch seine Einfachheit und Portabilität punkten könnte.

Eine geläufige Messmethode, die bei einer Messfrequenz von etwa 50 kHz arbeitet, ist die sogenannte Bioimpedanz Analyse oder bioelektrische Impedanzanalyse (BIA). Dabei wird über zwei Klebeelektroden, welche an genau definierten Punkten an Hand und Fuß des Probanden

positioniert werden müssen, ein sinusförmiger Strom von etwa  $800 \mu\text{A}$  in den Körper eingeprägt. Über zwei zusätzliche Sensorelektroden wird die Spannung zwischen den zwei Elektroden vermessen und aus der Spannungs- Strombeziehung ein komplexer Widerstand berechnet. Um dabei vergleichbare Ergebnisse bei unterschiedlichen Probanden zu erhalten, muss die Positionierung der Elektroden und die Lagerung des Probanden immer gleich erfolgen [22]. Über Berechnungsmodelle [23], [24], [25],[26], [27] können aus der gemessenen Impedanz das TBW und das ECW bestimmt werden.

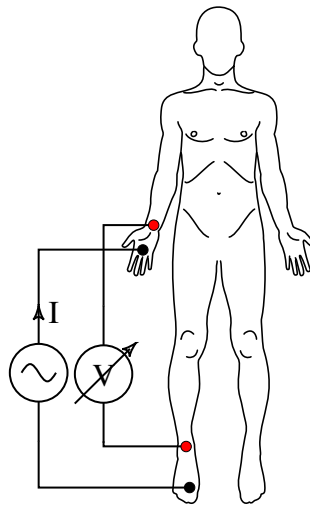


Abbildung 4: Messprinzip von bioelektrischer Impedanzanalyse und Impedanzspektroskopie. Gemeinfreier Inhalt nach [www.openclipart.org](http://www.openclipart.org).

Eine breitbandigeres Messprinzip als die BIA ist die bioelektrische Impedanzspektroskopie (BIS). Vom Messprinzip und der Elektrodenanbringung her identisch, unterscheidet sich nur der Frequenzbereich, der bei der BIS von  $1 \text{ kHz}$  bis etwa  $1,35 \text{ MHz}$  [28] reichen kann. Der Vorteil einer Vermessung über einen größeren Frequenzbereich liegt in der Annahme begründet, dass für niedrige Anregefrequenzen um  $1 \text{ kHz}$  die Zellmembranen in biologischem Gewebe den Stromfluss behindern sollen und bei höheren Frequenzen ab  $100 \text{ kHz}$  auch der Stromfluss durch die Zellmembranen hindurch signifikant wird [29]. Damit soll durch die Wahl der Messfrequenz eine distinktive Aussage über unterschiedliche Wasserkompartimente möglich sein. Die BIS wird zum Zwecke der Bestimmung der Körperzusammensetzung auch auf kommerziell verfügbare Produkte übertragen [30].

BIA und BIS setzen beide eine präzise Positionierung der Elektroden und eine entsprechende Probandenlagerung voraus. Es kann davon ausgegangen werden, dass bei Nichtbeachtung, wie es beim flexiblen Echtzeiteinsatz der Fall wäre, keine vergleichbaren und verwertbaren Messergebnisse zu erwarten sind. Vorteilhaft an beiden Verfahren ist die Tatsache, dass viele Studien und eine breite Literaturbasis die Berechnungsmodelle für TBW als auch unterschiedliche Wasserkompartimente stützen. Durch die Notwendigkeit, einen Stromfluss über der Körperstrecke

von Hand bis Fuß zu erzeugen, muss die Verbindung zwischen den Elektroden und der Messschaltung über Kabel erfolgen, was die Bewegungsfreiheit des Probanden einschränkt und somit als Nachteil der beiden Verfahren gewertet werden kann.

**HF, RF, 2 MHz–200 MHz** Im Frequenzbereich von HF und RF finden sich Untersuchungsansätze wie TOBEC (engl.: “Total Body Electrical Conductivity”), NMR (engl.: “Nuclear Magnetic Resonance”) sowie Messmethoden auf Basis von Hohlraumresonatoren wieder. Beim TOBEC Verfahren wird der Proband in eine Probenspule gefahren, wobei die Änderung der elektrischen Eigenschaften dieser Spule bei 2,5 MHz oder 5 MHz untersucht werden. Aufgrund der Leitfähigkeit der unterschiedlichen Gewebe im Körper, welche die elektrischen Eigenschaften der Spule beeinflussen, kann auf die Nicht-Fett-Anteile des Körpers und schließlich auf das TBW geschlossen werden [31].

Ebenso wie beim TOBEC Verfahren muss bei der Kernspinresonanz Methode der gesamte Proband in eine Messapparatur gefahren werden. Beim Kernspinverfahren wird zunächst durch ein homogenes Magnetfeld die Richtung des Kernspins orientiert. Durch Aufprägen eines Hochfrequenzpulses kann die Magnetisierung des Kernspins in eine zum Magnetfeld senkrechte Richtung erfolgen. Hier induziert der Kernspin ein elektromagnetisches Feld bekannter Frequenz und Richtung, was durch Empfangsspulen aufgenommen werden kann. Nach dem Anregepuls klingt dieses ausgesendete Signal schließlich bedingt durch die Rückstellung des Kernspins bis hin zur ursprünglichen Ausrichtung ab. In [32], [33] und [34] wird bereits das Kernspinverfahren zur Bestimmung von Lungenwasser oder für die Schätzung von Körperfett und TBW erfolgreich verwendet, jedoch ist die Komplexität der Gerätschaften und der benötigte Platzbedarf hoch.

Eine weitere Methode zur Bestimmung des TBW ist die Positionierung des Probanden in einen geschirmten Raum, der als Hohlraumresonator bei einer Frequenz von etwa 59 MHz dient [35]. Zuerst betritt ein Proband den Raum und es werden Resonanzfrequenz sowie Güte des Zimmers bestimmt. Nach dem die Testperson 1,5 l Wasser getrunken hat, wird der Raum mitsamt Proband noch einmal vermessen und versucht, aus den Änderungen von Resonanzfrequenz und Güte auf die Wasseränderung zu schließen. Bei Messungen zeigt sich allerdings zusätzlich eine starke Abhängigkeit von der Positionierung der Testpersonen im Raum. Weiterhin fehlt es der Studie durch die geringe Probandenzahl an Signifikanz, auch wenn die simulative Analyse eine einwandfreie Unterscheidung zulässt.

Es lässt sich zusammenfassen, dass für alle vorgestellten Ansätze im Bereich von 2 MHz–200 MHz sich zwar die Messdauer in Grenzen hält, jedoch vorausgesetzt wird, dass der Proband in das Messgerät gebracht werden kann bzw. zum Messgerät kommt. Entsprechenderweise ist eine Portabilität oder eine portable Integration der präsentierten Methoden nicht gegeben.

**Mikrowellen 0,2–100 GHz** Im Frequenzbereich von etwa 200 MHz bis 100 GHz sind materialspezifische und frequenzabhängige Eigenschaften wie die Permittivität für die Bestimmung des Hydrationszustandes von Interesse. Aufgrund schwankenden Wassergehalts verändert sich

die Durchlässigkeit von biologischem Gewebe für elektromagnetische Felder, was mit Messsystemen detektiert werden kann. Es sind dabei Aufbauten denkbar, bei der ein Signal durch das Testobjekt transmittiert oder vom Testobjekt reflektiert wird. Dabei kann die Messung an unterschiedlichen Körperteilen des Probanden stattfinden.

Im industriellen Kontext werden die Messverfahren bereits für die Feuchtebestimmung von Steinen [36], Zement [37], Pflanzenmaterial [38] und Fleisch [39] übertragen. Weiterhin sind die Verfahren auch im Bereich der nichtdestruktiven Materialcharakterisierung und für biomedizinische Applikationen [40] von Verwendung. Ebenso wird die bildgebende Sensorik im Mikrowellenbereich für die Detektion von Haut- und Brustkrebs untersucht [41], was die Möglichkeiten der Lokalisierung von malignem Gewebe erlaubt. In [42] werden künstlich erzeugte Hautmodelle unterschiedlicher Hydrationszustände vermessen, während in [43] an 12 männlichen Probanden mit einem multifrequenten, transmissiven Prinzip eine gewisse Korrelation zwischen dem TBW und der Übertragungsdämpfung durch eine Extremität gefunden wird. Vorteile der Verfahren in diesem Frequenzbereich sind einerseits die Nichtinvasivität, die die Messung mit sich bringt, die gute Verträglichkeit der Strahlung, aber auch eine potentielle Integrierbarkeit in tragbare Systeme. Die Firma Delfin Technologies Ltd. aus Finnland bietet mit seinem kommerziellen Produkt "MoistureMeter D" [44] für eine Frequenz von etwa 300 MHz ein Gerät an, mit welchem es möglich sein soll, die Feuchtigkeit der Haut und der darunter liegenden Schichten zu bestimmen. Als Basis hierfür dient [45] und [46], wobei detaillierte technische Details zu dem Produkt nicht veröffentlicht werden. Ein Blick auf ein zugehöriges Patent [47] offenbart jedoch, dass mit dem vorliegenden Messprinzip keine Auswertungsmöglichkeit der komplexen Permittivität des Testmediums erfolgen kann und damit eine entscheidende Materialcharakteristik uncharakterisiert bleibt. An dieser Stelle soll noch auf ein kurz vor Fertigstellung dieser Arbeit publiziertes [48] Messsystem eingegangen werden. Hier wird ebenfalls in dem Transmissionspfad zweier Antennen im Frequenzbereich von 2 GHz bis 20 GHz ein zu vermessen- des Körperteil eingebracht, um aus der Übertragungscharakteristik auf den Hydrationsgehalt zu schließen. Allerdings ist das Messsystem durch seinen unflexiblen Aufbau und die verwendeten Messgeräte nicht portabel und nicht kosteneffizient.

Es kann damit zum Zeitpunkt der Ausfertigung der Arbeit in der Literatur kein tragbares System gefunden werden, welches auf dem Messprinzip der dielektrischen Charakterisierung im Mikrowellenbereich beruht und sich durch seine kompakte und kosteneffiziente Realisierung für breit angelegte Studien eignen würde.

**Quasioptisch, Terahertzstrahlung** Durch die Tatsache, dass die Dämpfung von elektromagnetischen Wellen im Terahertzbereich in Biogewebe stark zunimmt, ist die Eindringtiefe einer Welle ins Medium entsprechenderweise stark reduziert und beschränkt sich auf die obersten Hautschichten. Mittels TPI<sup>TM</sup>(engl.: "Terahertz Pulsed Imaging") kann beispielsweise durch den unterschiedlichen Wassergehalt von bösartigem Zellkarzinom zu gutartiger Haut eine erfolgreiche Unterscheidung getroffen werden. Dabei handelt es sich um ein reflektives Messprinzip ähnlich zu denen im Mikrowellenfrequenzbereich. Der Frequenzbereich findet Verwen-



dung für die Hautschichtdickenvermessung und die Erzeugung von Hydrationsprofilen über der Hauttiefe [49]. Durch die beschränkte Messtiefe von wenigen 100 Mikrometern können nur Informationen über den Zustand der Haut gewonnen werden, was den Einsatzzweck im Hinblick auf eine Schätzung des TBW einschränken dürfte. Zusätzlich müsste die Komplexität der Erzeugung der Stimuli und die Auswertung der Messsignale geringer werden, um für eine Anwendung in einem breiten Maßstab verwendbar zu werden.

**Optischer Bereich** Im optischen Bereich lässt sich die Nahinfrarotspektroskopie als Messmethode herausstellen. Das Verfahren basiert auf Absorptionsmessung von Wasser, ähnlich zur Bestimmung der Sauerstoffsättigung mit Hämoglobin im Blut, und kann lokal an den Probanden erfolgen. Eine Multiband-Lösung mit der Verwendung von Infrarot-Leuchtdioden wird in [50] vorgestellt, jedoch streuen die in-vivo-Messergebnisse stark und stehen teilweise gegensätzlich zum erwarteten Verhalten. Begründet wird dies durch Quereinflüsse wie der Schweißbildung, welche die eigentliche Messung stark verfälschen kann. Andere Ansätze im optischen Bereich machen sich die Verwendung von Laser zu Nutze. Einerseits wird mittels Laserdoppler die Geschwindigkeit des Blutflusses bestimmt, aus dem auf den Dehydrationsgrad zu schließen sei [51]. Jedoch kann hier kein konsistentes Verhalten bezüglich Blutfluss und Dehydration in einer Studie nachgewiesen werden. Ein anderer Ansatz verwendet die vom Laser zurückgeworfenen Specklemuster, um den Pulsschlag an der Oberfläche der Haut zu untersuchen [52]. Auch hier ist die Signifikanz der durchgeführten Studie niedrig. Es lässt sich für die optischen Verfahren zusammenfassen, dass es mit spektroskopischen Ansätzen möglich sein kann, spezielle Markerstoffe im Blut oder Wasser in den oberen Schichten der Haut zu detektieren. Dazu muss zunächst noch der Einfluss der Schweißbildung berücksichtigt werden. Inwiefern sich die Methode dann weiter zur Bestimmung des TBW eignet, muss noch gezeigt werden. Eine kompakte und kosteneffiziente Lösung für die Dehydrationsmessung kann auch hier möglich sein.

**Ionisierende Strahlung** Auch ionisierende Strahlung kann dazu verwendet werden, Aufschlüsse über den Hydrationsgehalt einer Testperson zu bekommen. In diesen Verfahren ist allerdings wieder der gesamte Proband das eigentliche Messobjekt und die Gerätschaft an sich stationär. Der Vollständigkeit halber sollen hier aber auch noch diese technischen Möglichkeiten aufgezeigt werden. Ein Messverfahren, welches hauptsächlich für die Knochendichtebestimmung verwendet wird, ist die duale Röntgenabsorptiometrie (DEXA oder DXA, engl.: “Dual X-Ray Absorptiometry”), mit der Fettmasse, fettfreie Masse und Knochenmasse bestimmt werden können. Die Hydratation hat auf die Messergebnisse einen Einfluss [53], dieser Zusammenhang wird jedoch nicht weiter untersucht. Ebenso verhält es sich mit der quantitativen Computertomografie (QCT, engl.: “Quantitative Computer Tomography”), welche auch hauptsächlich für die Knochendensitometrie verwendet wird. Ein anderes Verfahren, mit welchem sich kleinste Spurenrückstände identifizieren lassen und deswegen auch in der Forensik verwendet wird, ist die Neutronenaktivierungsanalyse (NAA, engl.: “Neutron Activation Analysis”). Dabei wird das Testobjekt mit Neutronen beschossen und dabei entstehen in Wechselwirkung radioaktive

Isotope, welche nach der Bestrahlung elementspezifische Zerfallsspektren abgeben. Durch Auswertung des Spektrums erhält man Aufschluss über die vorhandenen Elemente im betreffenden Messobjekt. Die Methode wird auf die Messung von extrazellulärem Gewebe übertragen und TBNA (engl.: "Total Body Neutron Activation Analysis") bezeichnet [54]. Eine Korrelation mit dem gesamten Chloridgehalt des Körpers und einzelner Kompartimente kann dabei gefunden werden. Die verwendete Strahlendosis liegt bei etwa 2,8 mSv und ist damit etwas größer als die natürliche Strahlendosis in Deutschland pro Jahr (2,1 mSv [55]).

Für eine Einzelmessung mögen diese Verfahren gut geeignet sein, aber der hohe Geräteaufwand, die aufwendigen Schirmungsmaßnahmen und nicht zuletzt die schädliche Strahlung sprechen gegen eine regelmäßige Anwendung im privaten und mobilen Umfeld.

## 5 Technische Grundlagen

### 5.1 Elektromagnetische Eigenschaften dielektrischer Medien

Für die Betrachtung der elektromagnetischen Eigenschaften dielektrischer Medien existieren mehrere Vorstellungen und Modellierungsmethoden. Im Allgemeinen ist die Permittivität als eine makroskopische Eigenschaft eines Materials zu verstehen, welche ein elektrisches Feld zu verändern vermag. Angefangen von einer phänomenologisch ausgeprägten Anschauung bestimmt das Dielektrikum eines Kondensators beispielsweise die Größe der Kapazität und damit das Vermögen, Ladungen zu speichern. Desweiteren beeinflusst das Dielektrikum aber auch das Verlustverhalten des Kondensators. Um beide Effekte in einer Größe zusammenzufassen, wird daher die Permittivität  $\underline{\epsilon} = \epsilon_0 \underline{\epsilon}_r$  mit  $\epsilon_0$  als der Permittivität des Vakuums, im Allgemeinen mit der komplexen Größe der relativen Permittivität  $\underline{\epsilon}_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$  aufgefasst, wobei sich im Realteil der reine Kapazitätseffekt und im Imaginärteil der Verlustanteil befindet. Betrachtet man die makroskopischen Auswirkungen dielektrischer Medien auf elektromagnetische Felder, so kann man die Permittivität als einen Faktor sehen, der definiert, wie gut es einem Feld erlaubt ist (lat.: *permittere*: "erlauben"), durch das Material zu dringen. Sowohl die Phasenlage in Bezug auf die Dicke des Mediums, wie auch die Durchgangsdämpfung sind hierbei die von der Permittivität beeinflussten Größen. Mikroskopisch betrachtet ist die Permittivität ein Maß für Polarisierbarkeit eines Stoffes. Daher lässt sich unter gewissen Umständen aus der molekularen Struktur die Permittivität abschätzen. Für dicht gepackte Materialien und Materialmischungen ist hier nicht nur das isolierte Verhalten einzelner Moleküle zu berücksichtigen, sondern auch die Molekülinteraktion untereinander. Die Polarisierbarkeit eines Mediums hängt dabei von Temperatur und Druck ab, welche diese Molekülinteraktionen beeinflussen. Allerdings ist der Einfluss des Umgebungsdrucks bei flüssigen Medien meist vernachlässigbar, da die mögliche Permittivitätsänderung nur sehr gering ist. Der Einfluss von Temperaturschwankungen muss durch eine zusätzliche Temperaturmessung, am besten direkt an der Messstelle, berücksichtigt werden. Insofern Korrekturmethode dafür bekannt sind, müssen diese nachträglich angewandt werden. Weiterhin hängt die Polarisierbarkeit eines Mediums nicht nur von Temperatur und Druck ab, sondern auch von der Frequenz des anregenden Feldes. So zeigt sich für niedrige Anregungsfrequenzen besonders der Einfluss der Ionenleitfähigkeit, welche mit steigender Frequenz abnimmt. Bei höheren Frequenzen hingegen zeigen sich molekülabhängig unterschiedliche Polarisationsmechanismen, wie beispielsweise die Rotationspolarisation, bei der sich ein Molekül entsprechend dem angelegten Feld ausrichtet. Mit steigender Frequenz können die Moleküle dem anregenden Feld immer schlechter folgen, was sich durch eine abfallende Polarisierbarkeit im Material zeigt. Über das gesamte elektromagnetische Spektrum betrachtet, addieren sich mehrere unterschiedliche Polarisierungseffekte auf molekularer Ebene, die letztendlich die makroskopisch messbare, frequenzabhängige Permittivität formen.

Die Modellierung einzelner Polarisationsmechanismen lassen sich durch Dispersionsmodelle, wie dem Debye-Modell (1) oder dem Cole-Cole-Modell (2), beschreiben, welche mit wenigen Parametern eine gute Beschreibung der spektralen Antwort innerhalb gewisser Grenzen

ermöglichen. Häufig werden die Parameter dieser Modelle auf Übereinstimmung mit durchgeführten Messungen getrimmt und anstelle unhandlicher Permittivitätstabellen veröffentlicht [56].

$$\underline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (1)$$

$$\underline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad (2)$$

Beide Modellierungsvarianten gehen von einem statischen Permittivitätswert  $\epsilon_s$  aus, der die Grundpolarisierbarkeit für sehr kleine Anregungsfrequenzen beschreibt. Mittels der zeitlichen Komponente  $\tau$  wird die Relaxationsdauer beschrieben, welche invers zur Kreisfrequenz, bei der der Polarisationsmechanismus greift, liegt. Die Kreisfrequenz der Anregung wird mit  $\omega$  bezeichnet und  $\epsilon_\infty$  beschreibt die Permittivität für sehr große Frequenzen, häufig bis hin zu optischen Wellenlängen. Im Falle des Cole-Cole-Modells gibt es einen zusätzlichen Faktor  $\alpha$ , mit der sich der spektrale Verlauf des Polarisationsmechanismus ergänzend anpassen lässt.

Für das Erfassen mehrerer Polarisationsmechanismen und damit einer breitbandigeren Beschreibung der Materialcharakteristik lassen sich die einzelnen Dispersionsmodelle additiv überlagern. Das sehr flexibel gehaltene Multiterm Cole-Cole-Modell nach Gleichung 3 ist hierbei ein häufig genutztes Modell im Bereich biologischer Medien [57], [58]. Der Leitfähigkeitsterm  $\sigma_i$  beschreibt hierbei die Ionenleitfähigkeit, welche nur bei niedrigen Frequenzen ins Gewicht fällt.

$$\underline{\epsilon}_r(\omega) = \epsilon_\infty + \sum_n \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{1-\alpha_n}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0} \quad (3)$$

Die mit  $n$  indizierten Parameter  $\Delta\epsilon_n$ ,  $\tau_n$  und  $\alpha_n$  stellen hierbei spezifische Polarisationsmechanismen und deren Verteilung über dem Spektrum dar. Verwendung findet diese Gleichung im späteren Verlauf bei der Beschreibung der Messstelle, in dem Parameter aus [57] für die Beschreibung der frequenzabhängigen, komplexen Permittivität biologischer Medien angewandt werden.

## 5.2 Materialparameter biologischer Medien und binäre Mischungen

Obwohl Materialparameter für biologische Medien in der Literatur breit gestreut sind, so basieren die meisten dieser Messungen auf in-vitro-Charakterisierungen. Das Gewebe, welches charakterisiert werden soll, wird hierbei von seiner natürlichen Umgebung isoliert und separat vermessen. Durch die Trennung des Gewebes vom Organismus wird einerseits zwar eine gute Kontrollierbarkeit von außen erreicht, aber andererseits können materialspezifische Divergenzen zwischen in-vivo- und in-vitro-Materialien entstehen. Besonders bei stark durchblutetem Gewebe wie der Muskulatur lässt sich diese Divergenz gut veranschaulichen. Sobald eine Heraustrennung von Muskelgewebe aus dem Organismus erfolgt, ist die Perfusion mit Blut und

den umliegenden Gewebeflüssigkeiten unterbrochen. Eine in-vitro-Charakterisierung dieses separierten Objekts ist in diesem Fall immer mit einem Fehler behaftet, da der Einfluss der Durchblutung nicht erfasst werden kann. Durch die Komplexität der Zusammensetzung des Blutes und weiterer, physiologisch relevanter Einflüsse, wie der Steuerung der Perfusion durch den Körper an sich, sind diese Effekte auch im Nachhinein schwer modellierbar. Die Übertragung der aus in-vitro-Messungen gewonnenen Erkenntnisse auf in-vivo-Anwendungen muss folglich separat betrachtet und verifiziert werden. Für den initialen Entwurf einer Sensorik, welche eine Anwendung am Menschen adressieren soll, müssen nichtsdestotrotz die in der Literatur verfügbaren Materialparameter verwendet werden, auch wenn diese aus in-vitro-Messungen stammen. Eine nachträgliche, flexible Anpassung der Sensorik auf eine in-vivo-Messumgebung ist aber mithilfe der in dieser Arbeit vorgeschlagenen Optimierungsmethoden leicht möglich.

**Binäre Mischungen** Wird eine Mischung bestehend aus zwei Komponenten erzeugt, lassen sich mehrere Formulierungen finden, die effektive Permittivität der Gesamtmischung  $\epsilon_{r,ges}$  zu beschreiben. Je nach Zusammensetzung der Einzelmaterialien lässt sich entweder die Mischungstheorie von Maxwell Garnett [59], Bruggeman-Landauer [60], [61], Maxwell-Fricke [62] oder die generellen Permittivitätsgrenzen von Wiener [63] einsetzen. Allen Theorien gemein ist die Tatsache, dass sie das Volumenverhältnis des zugemischten Materials zum Gesamtmaterial mit den Permittivitäten der Ausgangsstoffe verknüpfen, um zu einer effektiven Mischungspermittivität zu gelangen. Aus den Gleichungen, welche im einfachsten Fall nur aus zwei Permittivitätswerten und einem Volumenverhältnis bestehen, lässt sich bereits im Voraus ein grundsätzliches Problem identifizieren. Es können keine frequenzabhängigen Eigenschaften berücksichtigt werden, welche besonders dann wichtig sind, wenn ein Dispersionsprozess innerhalb des Frequenzbereichs des Interesses fällt. Aus diesem Grund wird für die Permittivitätsbestimmung von in dieser Arbeit verwendeten Flüssigkeitsmischungen immer eine Referenzmessung mit einer etablierten Messmethode eingesetzt, um diese Modellbeschränkungen zu umgehen.



## 6 Systemanforderungen

Um die Systemanforderungen genauer zu spezifizieren, genügt ein Blick auf die übergeordnete Absicht dieser Arbeit. Es soll ein System zur Verfügung gestellt werden, mit dem in Studien an menschlichen Probanden überprüft werden kann, ob durch die nichtinvasive, dielektrische Charakterisierung von ausgewählten Stellen am Körper eine Aussage auf den allgemeinen Hydrationszustand des gesamten Körpers getroffen werden kann. Dabei entstehen einige Anforderungspunkte aus der Verwendung in einer Studie, welche durch eine große Probenanzahl an Signifikanz gewinnen soll, andere Anforderungspunkte entstehen durch die Tatsache, dass die Messung am Menschen erfolgen soll und dadurch auch biokompatible Designaspekte mit einfließen. Die technischen Spezifikationen wie Messfrequenz, Bandbreite und verwendeter Leistung, soll sich sowohl an zulässige Strahlungsrichtlinien für die Messung am Menschen, als auch an entsprechende Bedingungen zulässiger Frequenzbänder orientieren. Die benötigte Sensorempfindlichkeit richtet sich nach der geschätzten, physiologischen Antwort des Körpers des Probanden und soll aus Modellen gewonnen werden.

**Verwendung in einer groß angelegten Studie** Dadurch, dass Dehydrationsstudien prinzipbedingt viel Zeit in Anspruch nehmen, ist die Verwendung von einer Vielzahl an Messgeräten, welche parallel Daten an unterschiedlichen Probanden aufnehmen, die einzige Möglichkeit, eine signifikante Anzahl an Messpunkten in einem angemessenen zeitlichen Rahmen zu gewinnen. Weiterhin nehmen die logistischen Herausforderungen bei einer großen Anzahl von Probanden stark zu. Dies schließt die Verwendung von wenigen, hochkomplexen Messgeräten und Messmethoden, bei denen die Patienten nur nacheinander vermessen werden können, aus und betont die notwendige Kosteneffizienz und Flexibilität des geforderten Systems. Gleichzeitig wird aber auch eine eindeutige Zuordnung der Messergebnisse zum Probanden notwendig, was sich aber leicht durch gerätespezifische Identifikationsnummern in den Griff bekommen lässt. Ein weiterer Aspekt, der speziell in größeren Studien zum Tragen kommt, ist die leichte Anwendbarkeit und Handhabbarkeit des Sensors. Unnötige Komplexität durch beispielsweise Verdrahtungsaufwand kann eine Fehlerquelle bezüglich der Bedienung darstellen und kann zum Verwurf wertvoller Daten führen. Diese Voraussetzung führt auch dazu, dass Sensor und Messgerät fest miteinander verbunden sein müssen, um Kabeleffekte, welche sich im Messergebnis manifestieren würden, zu vermeiden. Idealerweise besitzen die Messgeräte auch eine integrierte Spannungsversorgung, was einen komplett drahtlosen Einsatz ermöglicht und in Kombination mit einer kompakten Realisierung die sehr gute Handhabbarkeit adressiert. In Verbindung mit der drahtlosen Datenübertragung der Messwerte steht ebenso die Erfordernis eines gemeinsamen Sammelknotens, der die anfallenden Daten an einer Stelle konzentriert zur Verfügung stellen kann.

**Messung am Menschen** Die in-vivo-Messung am Menschen stellt im Gegensatz zur Messung an in-vitro-Gewebe weitere Anforderungen, denen nachgekommen werden muss. So dür-

fen durch die Vermessung keinerlei kurzfristige oder langfristige Schäden an den Probanden entstehen. Dies bezieht sich sowohl auf das Messprinzip an sich, bei dem elektromagnetische Strahlung in den Körper eingestrahlt wird, als auch auf die Verwendung entsprechender Materialien des Sensorsystems, welche in Kontakt mit dem Körper des Probanden kommen. Während die Strahlungs-dosis durch die verwendete Sendeleistung eingestellt werden kann und eine generelle Nichtinvasivität durch die Realisierung der Sensorik gefordert ist, geschieht die Sicherstellung der Biokompatibilität durch die Wahl geeigneter Materialien wie Silikon, welche als Passivierungsschicht des eigentlichen Sensors eine chemische und biologisch inerte Trennschicht darstellt. Ein letzter Punkt, der bezüglich der Stabilität der Messung am Menschen erwähnenswert ist, ist die Notwendigkeit einer entsprechenden Fixierungsmöglichkeit des Sensors mithilfe von Bändern oder Pflastern. So soll der Sensor einerseits mit einem gleichmäßigen und reproduzierbaren Druck auf die Messstelle aufgebracht werden, jedoch andererseits auch die Bewegungsfähigkeit und Blutzirkulation des Probanden nicht beeinflussen.

**Technische Rahmenbedingungen** Die technischen Rahmenbedingungen definieren im Wesentlichen die technologische Realisierung des Messsystems. Einige technische Anforderungen werden dabei bereits durch die Verwendbarkeit in einer größeren Studie definiert, wie zum Beispiel Systemabmessungen oder das Gewicht, welche für die Probanden auf ein akzeptables Maß minimiert werden muss. Für den geforderten drahtlosen Einsatz spielt weiterhin die maximale Systemaufzeit eine Rolle, welche eine möglichst lange, zusammenhängende Aufnahme von Messdaten ermöglichen soll. Über einer entsprechenden Skalierung der Dimensionierung der integrierten Spannungsversorgung und den zeitlichen Abständen zwischen den Messungen lässt sich die Systemlaufzeit anpassen und einstellen. Auch die Kosteneffizienz hat einen großen Einfluss auf die Wahl der verwendeten Komponenten und der Technologie in dem Messsystem. Nicht zuletzt im Hinblick auf eine eventuelle Entwicklung zur Marktreife bekommt dieser Punkt ein hohes Gewicht. Vom sensorischen Aspekt her betrachtet, muss die erforderliche Empfindlichkeit in einem Bereich liegen, der durch Modelle im Voraus abgeschätzt wird. Dieser Schritt ist notwendig, da hier keine aussagekräftigen Studien zur Materialparameterentwicklung bei der Dehydration am Menschen existieren. Relativ frei ist man allerdings bei der Gestaltung des Messprinzips, insofern die Eigenschaften des Sensorsystems allen bisher genannten technischen Anforderungen entsprechen, das Messprinzip auf der Basis dielektrischer Materialcharakterisierung beruht sowie zulässige Emissionswerte nicht überschritten werden. Interessant sind weiterhin Anforderungen, die die Weiterverarbeitung der Messdaten berücksichtigen. So soll bereits auf dem Messsystem eine Vorverarbeitung der Daten stattfinden, was auf entsprechenden Gegenstellen den Berechnungsaufwand senkt. Dadurch, dass medizinische und somit auch persönliche und schützenswerte Daten erhoben werden, sollen auch Punkte wie Verschlüsselung, Authentizität und Datenintegrität leicht implementierbar sein, um die grundlegenden Pfeiler der Informationssicherheit (CIA Triade, engl.: “Confidentiality, Integrity, Availability”) zu gewährleisten.



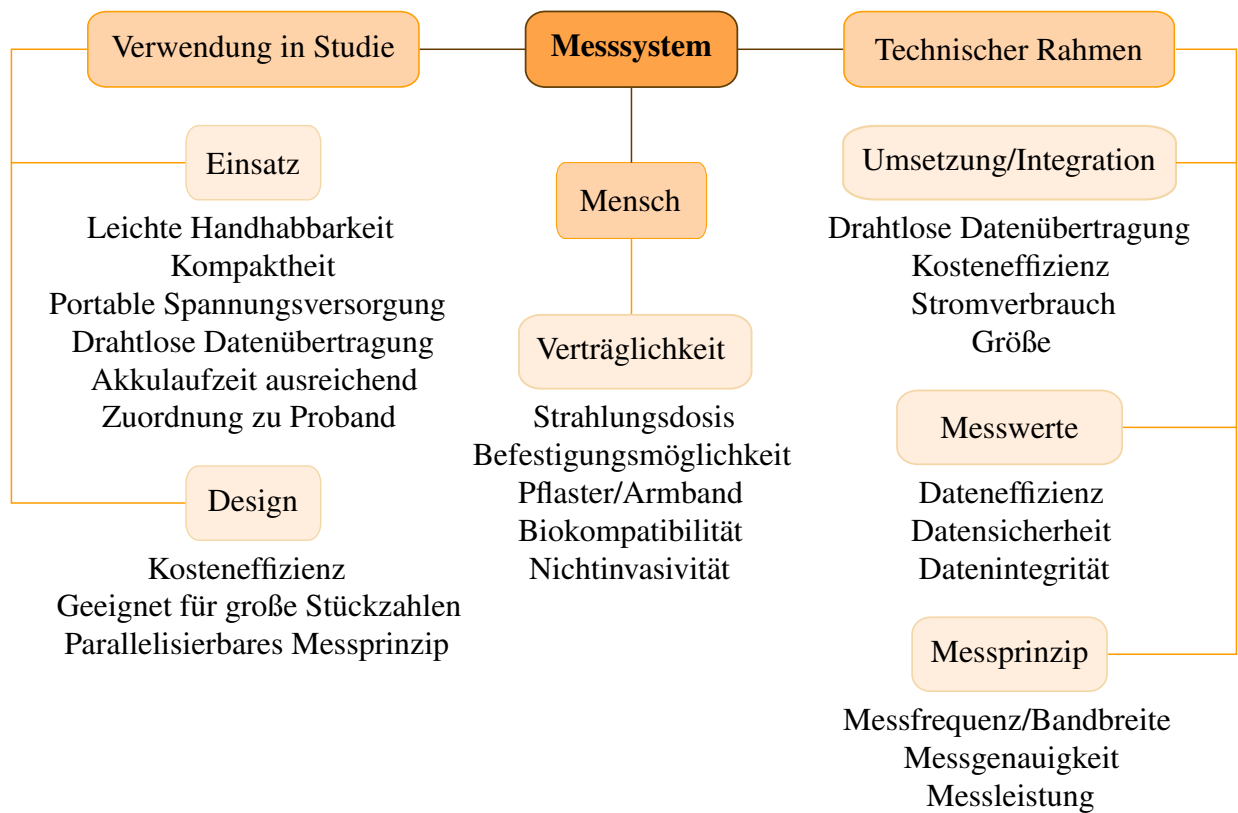


Abbildung 5: Mindmap mit Übersicht zu festgelegten Systemspezifikationen.

Zusammenfassend lässt sich für die Systemanforderungen feststellen, dass es mehrere Punkte zu beachten gibt, die bei einem rein technischen Demonstratoraufbau unerheblich wären und im normalen Forschungsumfeld nicht beachtet würden. Dadurch, dass allerdings neue Forschungsergebnisse auf dem Gebiet der humanen Dehydrationsmessung nur durch statistisch signifikante Studien erreicht werden können, muss ein Messsystem zwangsläufig auch für die Bewältigung einer großen Probandenanzahl geeignet und entworfen werden, wodurch viele weitere Anforderungen aufkommen und das Systemdesign beeinflussen. Jeglicher provisorischer Verdrahtungsaufwand, wie bei einem Grundlagendemonstrator, muss für den Einsatz in der Studie eliminiert sein und in ein in sich geschlossenes, kompaktes Messsystem überführt werden. Alle Anforderungspunkte werden in Abbildung 5 der Übersichtlichkeit halber in einer Mindmap zusammengefasst.



## Teil III

# Systementwurf

In Abbildung 6 ist eine Übersicht über die vorgeschlagene Messinfrastruktur gezeigt. Eine einzelne Mobileinheit (ME) beinhaltet dabei ein komplettes Messsystem, welches aus dem Permittivitätssensor, der eigentlichen Messschaltung und der Energieversorgung besteht. Über eine dünne Silikonpassivierungsschicht ist es mit dem passiven Hochfrequenzsensor möglich, die dielektrischen Eigenschaften der Messstelle zu charakterisieren. Die Messschaltung übernimmt dabei die Messung und Auswertung der Sensordaten und den Versand über eine drahtlose Schnittstelle zur Basisstation. Jedem Probanden wird mindestens eine Mobileinheit zugewiesen, wobei alle Mobileinheiten mit einer Basisstation kommunizieren. Die Basisstation fungiert dabei als Datenkonzentrator, Darstellungsknoten und Schnittstelle zu einem externen Gerät. Zunächst wird auf den Entwurf der Einzelkomponenten eingegangen und im Anschluss auf deren Verwendung innerhalb einer Mobileinheit und einer Basisstation.

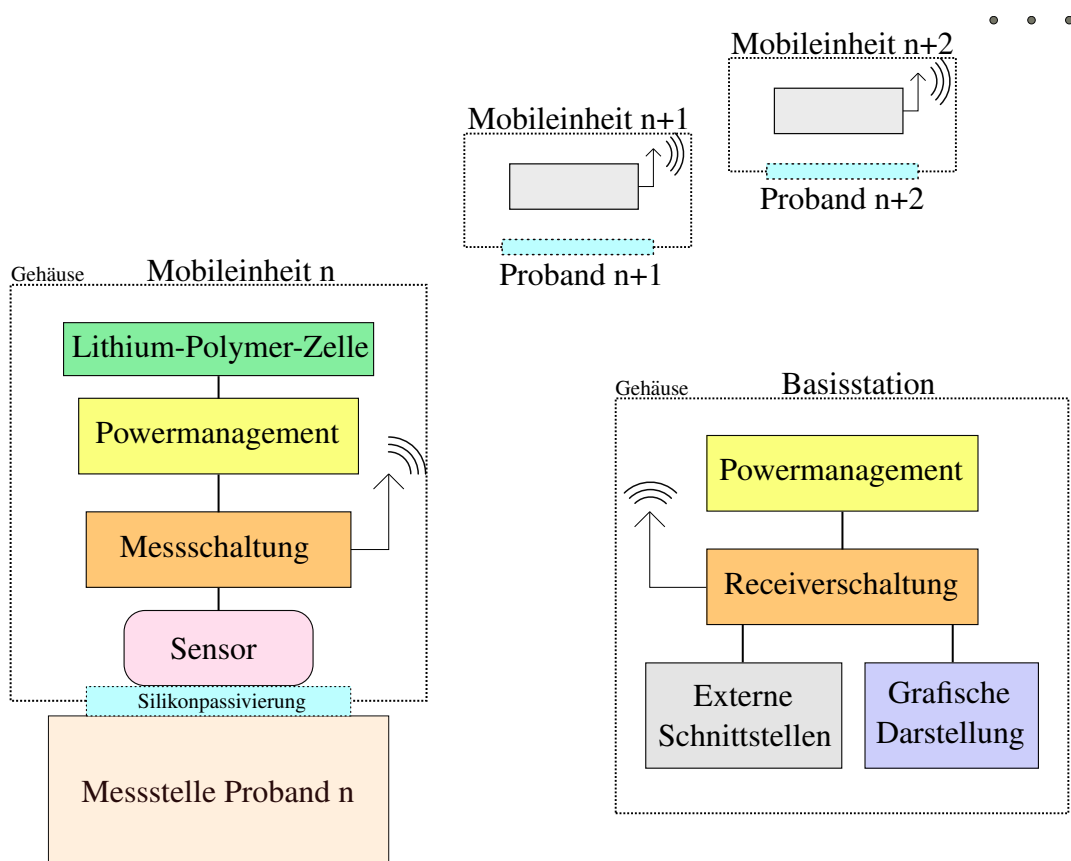


Abbildung 6: Vorgeschlagene Messinfrastruktur und ihre funktionalen Komponenten.

## 7 Komponente Permittivitätssensor

Nach DIN1319-1 [64] wird eine Messgröße als diejenige physikalische Größe definiert, welche dem Messobjekt eigen ist und gemessen werden soll. In unserem Fall entspricht dies der komplexwertigen, relativen Permittivität  $\underline{\epsilon}_r$  der Teststelle am Menschen. Genauso findet der Begriff Sensor Einzug in dieselbe Norm und kennzeichnet dabei einen Messgrößenaufnehmer oder Fühler, der aus der ursprünglichen Messgröße eine Sekundärgröße abbildet. Diese Sekundärgröße ist beispielsweise für einen dielektrischen Sensor, der im Reflexionsprinzip arbeitet, der Reflexionsfaktor. Bei transmissiven Messmethoden kann dies auch einer Transmissionsgröße entsprechen. Nach der Struktur einer elektrischen Messeinrichtung nach VDI/VDE 2600 [65] ist der Sensor, oder auch synonym Aufnehmer, die erste Stelle, an der die Messgröße mit der eigentlichen Messschaltung in Kontakt tritt. Insofern stellt er die Schnittstelle zwischen der physiologisch, biomedizinischen Domäne und der elektromagnetischen Welt dar, wodurch er zu einer zentralen Komponente des Messsystems zählt. Der Entwurf dieses Sensors wird dabei in mehrere Phasen gegliedert. Zunächst muss eine geometrische und elektromagnetische Abstraktion der eigentlichen Messstelle erfolgen. Dies ist notwendig, um die Messstelle mittels einer simulativen Analyse verwertbar zu machen. Aus dieser Anordnung muss nun die zu detektierende Messgröße abgeschätzt und der erwartete Wertebereich abgesteckt werden. Übertragen auf das Dehydrationssensorsystem bedeutet das einerseits eine Abschätzung der Permittivitätsänderung über den physiologisch relevanten Dehydrationsbereich, als auch andererseits des gesamten erfassbaren Permittivitätsbereichs, der interpersonelle Schwankungen berücksichtigt. Ist der Permittivitätsbereich abgeschätzt, wird im Weiteren aus den bekannten Verfahren zur dielektrischen Charakterisierung von Materialien ein Messprinzip mit der optimalen Eignung für den Einsatzzweck konstruiert. Dies muss auch im Hinblick auf die spätere Realisierung des Messsystems und der dadurch festgeschriebenen technischen Rahmenparameter geschehen. In mehreren Stufen erfolgt eine simulative Anpassung und Optimierung der gewählten Sensorstruktur mithilfe von 3D-Feldsimulationen, wobei die Empfindlichkeit sowohl in Bezug auf messtechnische Parameter, als auch auf fertigungstechnische Aspekte berücksichtigt werden. Abschließend erfolgt die Darstellung der praktischen Realisierung des Sensors und die Verifikation der Sensorfunktionalität mithilfe einer speziell angefertigten Testplattform.

### 7.1 Beschreibung der Messstelle

Um die Messstelle für die simulative Optimierung der Sensorstruktur zugänglich zu machen, ist es unabdingbar, sich zunächst einen Überblick über die möglichen Messstellen an Probanden zu verschaffen. Dadurch, dass keine groß angelegten Studien zur Thematik dielektrischen Spektroskopie im Umfeld der humanen Dehydrationsanalyse bekannt sind, muss man sich diesbezüglich gewisser Annahmen und Schätzungen bedienen. Spezifikationsbedingt soll dabei ein komplettes Messsystem mit Pflaster oder Bändern am Körper fixierbar sein, was die Messstellen am Menschen zunächst aber in keiner Weise einschränkt. Insofern jedoch keine stark gewölbten Befestigungsorte wie etwa die Stirn oder der Hals gewählt werden, lässt sich für die Anwendung

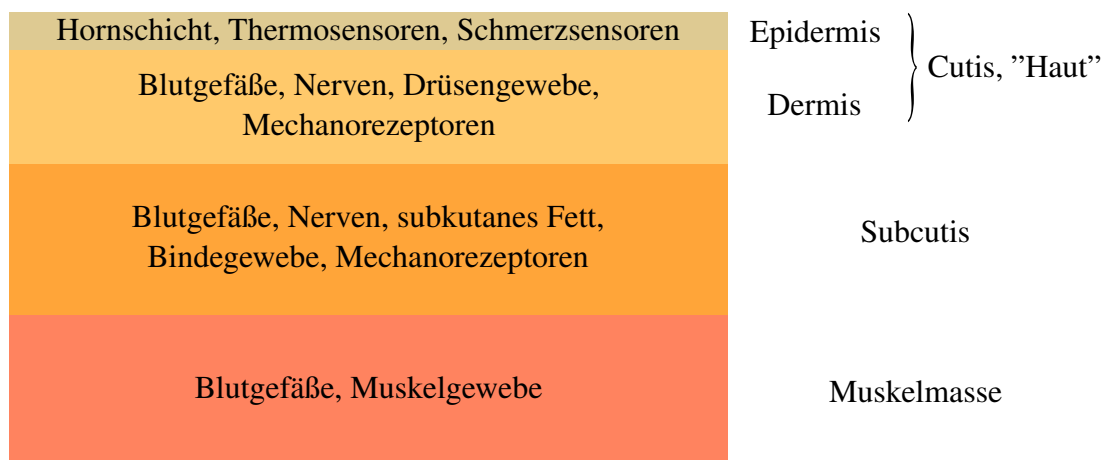


Abbildung 7: Genereller biologischer Schichtenaufbau einer Messstelle am menschlichen Körper.

an Extremitäten oder dem Torso immer eine ähnliche physiologische Gegebenheit finden. So weisen alle Messstellen eine Art Schichtenaufbau auf bestehend aus der Haut und den darunter liegenden Geweben, wie in Abbildung 7 exemplarisch zu sehen ist.

Allen Schichten gemein sind spezifische Permittivitätswerte, welche sich in der Literatur finden lassen [57]. Mikroskopische Funktionseinheiten der Haut wie beispielsweise Schweißdrüsen oder Sinneszellen, sollen vernachlässigt werden und gehen mit in die Permittivität der Einzella-ge ein. Diese Festsetzung folgt aus dem sehr geringen Verhältnis der Abmessungen dieser Ein-heiten zur verwendeten Wellenlänge. Der teilweise starke Verwachsungsgrad und die damit ver-bundene Schwierigkeit, einzelne Lagen zu separieren und zu charakterisieren führt dazu, dass die Verfügbarkeit von spezifischen Permittivitätswerten bereits auf wenige Hauptgewebearten beschränkt ist. In aufsteigender Entfernung vom Permittivitätssensor sind diese Hauptgewebe-arten maßgeblich die Haut (Cutis), das Unterhautgewebe bestehend aus Fett und Blutgefäßen (Subcutis) und die darunterliegende Muskelmasse.

Abbildung 8 zeigt dabei die spezifischen Permittivitätswerte dieser Materialien im Frequenz-bereich von 1 GHz bis 10 GHz, welche aus [57] übernommen werden. Die Modellierung der Gewebearten erfolgt durch ein äußerst breitbandiges, vierpoliges Cole-Cole-Modell von 10 Hz bis zu teilweise 100 GHz und leitet sich selber wiederum aus vielen Veröffentlichungen ab.

Aus den Verhältnissen der Permittivitätswerte zueinander lässt sich bereits eine Besonderheit des Fettgewebes ausmachen. Im Gegensatz zu Haut oder Muskelmasse besitzt Fettgewebe durch seinen niedrigen Wassergehalt von nur etwa 9 Vol-% [62] eine sehr geringe Permittivität. Da-bei ist die tatsächliche Polarisierbarkeit des Materials ebenso vermindert wie der Verlustfaktor des Gewebes. Das Fettgewebe lässt sich in der Subcutis finden, welche aber ebenso stark mit Blutgefäßen durchsetzt ist, die zur Nährstoffversorgung der Dermis dienen. Dadurch befinden sich in der Subcutis neben den interstitiellen Wasserkompartimenten auch intravasale Anteile, welche einen Einfluss auf die Messung besitzen. Eine detaillierte Betrachtung der Messstelle

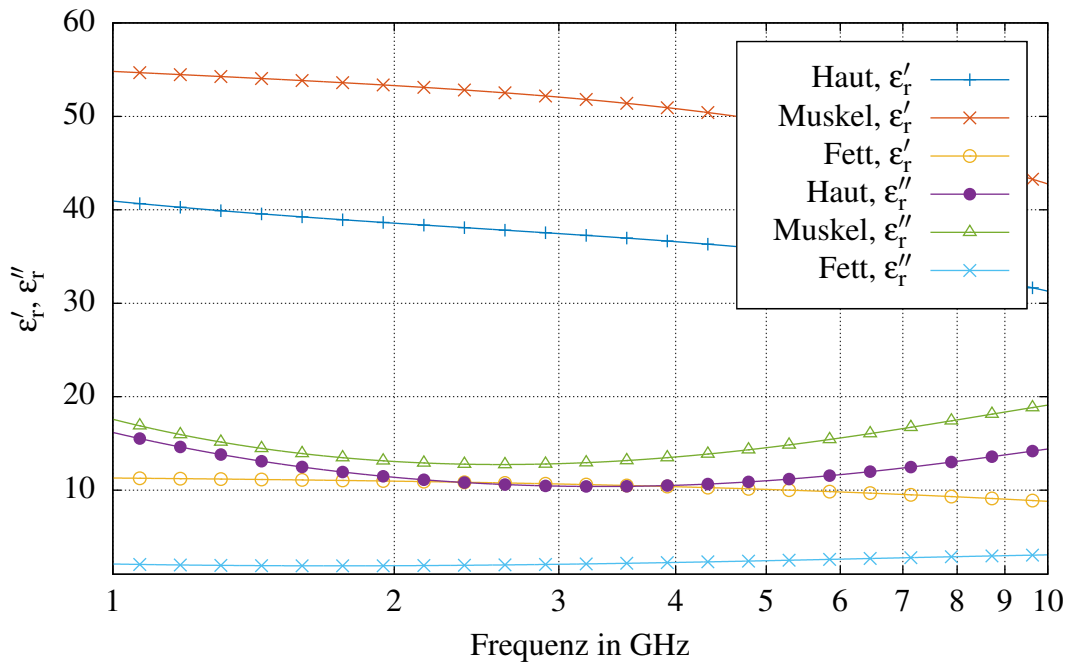


Abbildung 8: Realteil und Imaginärteil der relativen Permittivitäten ausgewählter Medien der Messstelle aus [57].

zeigt, dass neben der tatsächlichen Gewebezusammensetzung auch der Perfusionsgrad des Gewebes eine Rolle spielt. Die Literaturangaben für Gewebepermittivitäten beziehen sich teilweise auf in-vitro-Messungen, bei denen im Allgemeinen keine weitere künstliche Durchblutung des Gewebes vorgenommen wird. Die daraus entstehende Divergenz und der damit verbundene Einfluss auf die effektive Permittivität der Messstelle lässt sich daher schlecht beurteilen oder abschätzen. Den Einfluss der Perfusion auf die Permittivität müsste in einer separaten Studie überprüft und gesondert betrachtet werden. Vereinfachterweise setzt sich die anzunehmende Messstelle damit aus einem Verbund der drei Komponenten Haut, Fettgewebe und Muskelmasse zusammen, während der vierte Faktor Perfusionsgrad zunächst unberücksichtigt bleiben muss. Neben der Schwankung der Permittivitätswerte aller Gewebearten sind auch interpersonelle Schwankungen der Gewebeschichtdicken im Hinterkopf zu behalten. Auch diese Schwankungen werden für den Entwurf der Sensorstruktur im Folgenden berücksichtigt.

## 7.2 Methoden zur Permittivitätsmessung und Sensorauswahl

Für die gegebene generische Messstelle gilt es nun, eine geeignete Sensorstruktur zu finden. In [66] ist eine Übersicht über Methoden zur dielektrischen Charakterisierung von Materialien gegeben und in Anlehnung daran sollen die Methoden vorgestellt werden.

**Koaxiale Sonde** Die koaxiale Permittivitätssonde ist ein koaxialer Wellenleiter dessen stirnseitige Fläche mit einer dünnen Passivierungsschicht wie Glas versehen ist. Auf der Anregungsseite findet sich meist ein breitbandiges Reflektometer, mit dem der Reflexionsfaktor der Sonde bestimmt werden kann. Das zu testende Material wird an das abgeschnittene Ende der Sonde gebracht und durch die Beeinflussung der Streufelder am Ende dieser koaxialen Leitung kann eine Aussage über das dielektrische Verhalten des Testobjekts gewonnen werden. Durch Vergleichsmessung mit bekannten Medien wie Luft, Wasser oder Ethanol kann eine Art Kalibrierung des Sensors erfolgen. Der Frequenzbereich, über den eine Charakterisierung erfolgen kann, ist einerseits vom angeschlossenen Reflektometer, andererseits durch die Cutofffrequenz des Koaxialleiters begrenzt. Durch die Kontaktierungsart des MUT (engl.: “Material Under Test”) eignet sich die Sonde sowohl für Flüssigkeiten, als auch für feste Objekte bis hin zu pulverförmigen Medien. Obwohl die Sonde einen relativ großen Permittivitätsbereich abdecken kann, ist die erreichbare Genauigkeit relativ gering, was am kleinen Wechselwirkungsvolumen liegt, das sie mit dem MUT besitzt. Weiterhin kann die absolut gesehene, hohe Reflektivität der Sonde bei kommerziellen Netzwerkanalysen meist schlechter aufgelöst werden. Abschließend stellt der Einfluss kleinster Störungen wie Lufteinschlüsse oder Fremdkörper an der Sensorfläche ein Problem dar und führt zu einer Verfälschung des Messergebnisses.

**Wellenleiterprinzip** Bei dem Wellenleiterprinzip wird das zu testende Medium in eine Form gebracht, die in den entsprechenden Wellenleiter eingeführt werden kann. Die Beeinflussung der Transmissionseigenschaften dieses modifizierten Wellenleiters durch das Medium kann zur Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften herangezogen werden. Problematisch ist hierbei ein präzises Formen des MUT, welches notwendig ist, um die analytischen Gleichungen auf den Messaufbau übertragen zu können. Dies setzt ebenso eine gewisse Bearbeitbarkeit des Mediums und mechanische Stabilität voraus, was die Methode für weiche Objekte teilweise disqualifiziert. Die Kalibrierung erfolgt durch Messung der Transmission ohne eingefügtes Medium und durch bekannte Probeklotze. Es sind dabei Ausführungen in Rechteckhohlleiter- oder auf Koaxialkabelbasis denkbar. Der Frequenzbereich wird hier durch die Cutoff-Frequenz des Wellenleiters und der jeweiligen Messschaltung bestimmt.

**Freiraumcharakterisierung** In eine Freiraumübertragungsstrecke, welche durch fixierte Antennen realisiert wird, wird ein flaches Probematerial, dessen Normalenvektor gleichgerichtet mit der Ausbreitungsrichtung ist, eingebracht. Durch die Veränderung der Eigenschaften dieser Übertragungsstrecke kann auf die Permittivität des Materials zurückgerechnet werden. Der große Vorteil dieser Methode liegt in der kontaktlosen Vermessung der Probe, was die Charakterisierung auch bei extremen Temperaturen zulässt. Schwierig gestaltet sich hier allerdings eine Kalibrierung, welche durch eine kontrollierte, reproduzierbare Positionsänderung der Antennen zueinander erfolgt. Um Beugungseffekte zu minimieren, muss das Probenmaterial allerdings flach geformt sein. Begrenzt wird die Methode im Frequenzbereich durch die Abmessung der Antennen sowie die Größe der entsprechenden Probe.

**Hohlraumresonator** Ein weiteres Messprinzip für die dielektrische Charakterisierung von Materialien ist die Vermessung eines Hohlraumresonators, in dessen Wirkvolumen ein Probenstück eingebracht wird. Durch die Verstimmung des Resonators hinsichtlich der Resonanzfrequenz und der Beeinflussung der Güte durch das Medium kann auf die Permittivität rückgeschlossen werden. Es wird hierfür nur ein kleines Probevolumen benötigt und die Methode ist besonders gut geeignet für niedrig verlustbehaftete Stoffe. Nachteilig an der Messmethode sind einerseits die Möglichkeit ein Medium nur für einen äußerst begrenzten Frequenzbereich zu charakterisieren und andererseits die hohen Anforderungen, welche an das Messgerät bezüglich Frequenzauflösung für die Vermessung des Resonators gestellt werden.

**Belastete Leitungen** Indem das Testmaterial in die Nähe des Feldes einer Wellenleitung gebracht wird, kann aus der Veränderung des Feldes eine Aussage über die Permittivität des Mediums getroffen werden. Dazu zählt das Auflegen des Testmaterials auf eine Mikrostreifenleitung ebenso wie das dielektrische Belasten von Resonatoren in Mikrostreifenleitungstechnik. Die Streufelder der Leitung gelangen in das Testmaterial und eine Veränderung des Materials führt zu einer Veränderung der elektrischen Eigenschaften der Leitung. Durch Vergleichsmessungen mit bekannten Materialien lässt sich eine Aussage über die Permittivität des unbekanntes Mediums treffen. Oft ist dabei die Verwendbarkeit auf nur schwach verlustbehaftete Medien gegeben, oder die Abmessungen des Testmediums müssen präzise eingehalten werden können. Vorteilhaft an der Verwendung von belasteten Streifenleitungen ist hingegen die hohe Bandbreite, mit der das Material charakterisiert werden kann.

**Parallelplattenkondensator** Für die Charakterisierung von Stoffen bei Frequenzen unterhalb von etwa 30 MHz bietet sich die direkte Vermessung in einem Parallelplattenkondensator an. Das MUT wird als Kondensatordielektrikum in Form gebracht und zwischen die Kondensatorplatten eingebracht. Die intrinsischen Eigenschaften des auf diese Weise gebildeten Kondensators werden mit einem Impedanzanalyzer bestimmt. Aus dieser Impedanz wird anschließend die komplexe Permittivität extrahiert. Ein besonders großflächiges und flaches Probenstück minimiert hierbei die Streueffekte an den Kanten des Kondensators im Vergleich zur Gesamtkapazität. Die erfolgreiche Extraktion setzt hierbei allerdings auch einen geringen Einfluss der Zuleitungen und des gesamten Aufbaus voraus. Nachteilig ist eben die Portierbarkeit zu höheren Frequenzen, bei welchen eine elektrisch kleine Realisierung der Kondensatorplatten geometrisch bedingt schwierig ist.

Vergleichen wir nun die vorgestellten Methoden hinsichtlich der Eignung für die benötigte Messanwendung, so stellen wir fest, dass sich einige Ansätze bereits durch den Aufbau der Messanordnung disqualifizieren. So ist die Implementierung einer Freiraumübertragungsstrecke ebenso wenig zielführend wie die Messmethoden, die eine Bearbeitung des Mediums und damit eine Invasivität voraussetzen. Lediglich die koaxiale Sonde und das Hochraumresonatorprinzip ließen sich auf den Messfall anwenden. Im Falle von [35] wird bereits das Hohlraumresonatorprinzip verwendet, um auf Hydrationschwankungen zu schließen. Allerdings wird hier der



gesamte Proband in einen Raum geführt, der als Resonator bei etwa 59 MHz fungiert. Da die Systemspezifikationen allerdings ein tragbares System fordern, führt dieser Ansatz ebenfalls ins Leere. Die Übertragung des Prinzips in eine kompakte Lösung, bei dem Teile des Probanden in einen Resonator gebracht werden, gestaltet sich schwierig. Die koaxiale Sonde ist somit ein guter Kandidat für die dielektrische Charakterisierung von Materialien. Nachteilig ist jedoch die geringe Empfindlichkeit sowie starke Quereinflüsse durch Fremdkörper oder Lufteinschlüsse.

**Sensorwahl** Aufgrund der Tatsache, dass kein vorliegendes Verfahren per se optimal für unser Messproblem geeignet ist, soll in der vorliegenden Arbeit eine Lösung untersucht werden, die auf einer Kombination verschiedener Methoden basiert. So sollen die Vorteile einer resonanten Messung mit der Nichtinvasivität und Flexibilität einer koaxialen Sonde kombiniert werden. Realisiert werden soll ein resonanter Mikrostreifenleitungspatch, der über eine Passivierungsschicht an das zu testende Material angekoppelt wird. Der Einfluss des MUT auf die effektive Permittivität, die die Mikrostreifenleitungsstruktur sieht, beeinflusst die Resonanzfrequenz des Patches. Über Vergleichsmessungen kann auf eine Permittivitätsänderung geschlossen werden. Die flächige Kontaktierung erlaubt dabei eine nichtinvasive und äußerst flexible Handhabung bei der Wahrnehmung der Messaufgabe. Durch das verhältnismäßig große Messvolumen besitzen kleine Unregelmäßigkeiten wie Lufteinschlüsse wenig Potential für Messfehler. Durch geometrische Variation der Struktur kann weiterhin eine Verlagerung der Resonanzfrequenz und eine Skalierung bezüglich Empfindlichkeit und Frequenzbereich vorgenommen werden. Die Anpassungsmöglichkeiten in Abgleich mit einer Messschaltung, welche letztendlich die passive Streifenleitungsstruktur auswertet, sind vielfältig. Einziger Nachteil dieser sensorischen Struktur ist die durch den speziellen Aufbau bedingte Notwendigkeit von Feldsimulationen zur Analyse und Charakterisierung. Eine analytische Betrachtung kann nur im begrenzten Umfang und nur auf vereinfachte Sachverhalte und Abschätzungen angewandt werden. Bezüglich 3D-Feldsimulationssoftware wird dabei in der gesamten Arbeit auf CST Microwave Studio der Firma Dassault Systèmes zurückgegriffen.

Die Festlegung der Messfrequenz, bei der sich der Sensor in Resonanz befinden soll, erfolgt anhand mehrerer Kriterien, die aus der Systemspezifikation hervorgehen. So soll die Messung in einem Frequenzbereich stattfinden, der zulassungsbedingt unproblematisch ist und so bietet sich die Verwendung eines für industrielle, wissenschaftliche und medizinische Zwecke zugelassenen Bandes (ISM, engl.: "Industrial, Scientific, Medical") an. Eine hinreichende Portabilität wird durch die Verwendung von Frequenzen im Mikrowellenbereich ermöglicht, da hier die geometrischen Abmessungen im Vergleich zur Wellenlänge günstig liegen. Dadurch, dass Wasser als stark verlustbehaftetes Dielektrikum bis zur Relaxationsfrequenz von etwa 22 GHz einen ansteigenden Verlustfaktor besitzt, sollte die Wahl der Messfrequenz eher niedrig ausfallen, um potentiell ein großes Messvolumen zu erfassen. Nicht zuletzt die gute technologische Handhabbarkeit auf Platinenebene, sondern auch das große Angebot vieler kommerzieller Komponenten für Anwendungen in diesem Frequenzbereich führt zur Fixierung des Messfrequenzbereiches auf das ISM-Band im Bereich zwischen 2,4 GHz und 2,5 GHz.

### 7.3 Geometrische und elektromagnetische Abstraktion der Messstelle

Aus der initialen Beschreibung der Messstelle werden mehrere Modelle abgeleitet, mit welchen eine Analyse in der entsprechenden Feldsimulationssoftware möglich ist. Diese Abstraktion bezieht sich einerseits auf die geometrischen Gegebenheiten der Messstelle und andererseits auf die Wahl der elektromagnetischen Materialeigenschaften.

Bei der geometrischen Abstraktion wird die Feinstruktur der Gewebearten vereinfacht. So werden mikroskopische, funktionale Elemente der Dermis wie Schweißdrüsen oder Haarfollikel nicht modelliert, da deren Einfluss durch die verhältnismäßig große Wellenlänge und die geringen Abmessungen der Elemente vernachlässigt werden kann. Stattdessen wird eine Mischpermittivität der Cutis aus Literaturdaten verwendet, was einer elektromagnetischen Abstraktion entspricht. Ebenso soll für die Subcutis vorrangig Fettgewebe und für die Schicht jenseits der Subcutis Muskelfleisch mit Permittivitätsdaten aus der Literatur verwendet werden.

Da die biologischen Materialien in der Messstelle nicht perfekt plan zueinander liegen und eine örtlich perfekte Trennbarkeit besitzen, sollen Modelle geschaffen werden, mit denen der Verwachsungsgrad der Schichten berücksichtigt wird. Es werden dabei drei Ansätze verfolgt, welche in Abbildung 9 gezeigt sind.

Der erste Ansatz basiert auf dem planparallelen Mehrlagenaufbau, bei dem die Normalenvektoren aller Lagen gleichgerichtet sind. Als parametrierbare Größen werden die Dicke der Haut  $d_{\text{haut}}$  und die Dicke der Subcutis  $d_{\text{sc}}$  angenommen. Der zweite und dritte Ansatz basieren auf einer Nachbildung des Verwachsungsgrades der unterschiedlichen Schichten durch eine parametrierbare, dreidimensionale Verzahnung mit Pyramidenstrukturen. Als parametrierbare Größen kommen neben den einzelnen Gewebedicken analog zum parallelen Mehrlagenaufbau, noch die Dichte und Tiefe der Verzahnung sowie die Größe der Grundfläche der Pyramiden. Durch diese drei Parameter kann Einfluss auf den Verwachsungsgrad genommen werden. Ein starker Verwachsungsgrad kann dementsprechend mit einer großen Verzahnungstiefe bei einer kleinen Pyramidengrundfläche und großer Zahnzahl realisiert werden. Ein schwacher Verwachsungsgrad lässt sich mit einer kleinen Verzahnungstiefe, einer großen Pyramidengrundfläche und einer niedrigen Zahnzahl nachbilden. Dabei entspricht ein maximal schwacher Verwachsungsgrad im Grenzfall einem idealen Mehrlagenaufbau mit parallel zueinander liegenden Schichten. Diese drei Modelle werden im Folgenden für die Abschätzung der Arbeitsbereiche und Optimierung des Sensors verwendet.

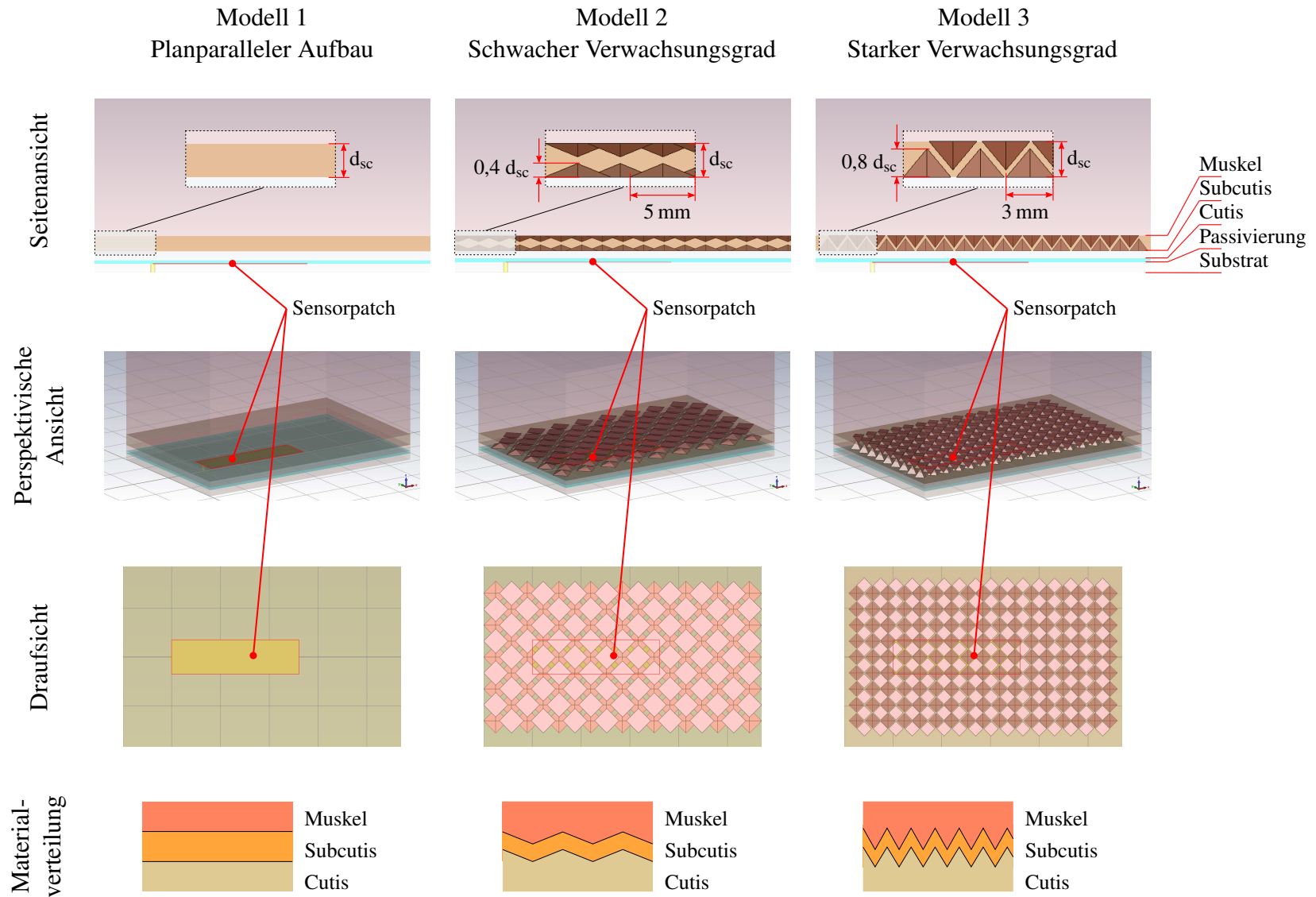


Abbildung 9: Modellierungsarten des Gewebeverwachsungsgrades in unterschiedlichen Ansichten.

## 7.4 Entwurf des Sensors

### 7.4.1 Definition des Arbeitsbereiches

Der Arbeitsbereich des Sensors ergibt sich aus der Gewebekombination im Messvolumen und deren geometrischer und physikalischer Veränderung. Dabei müssen die typischen physiologischen Bedingungen und Schwankungen einer Messstelle am Menschen modelliert werden, um sie in Simulationen zu berücksichtigen. Bei der Definition des Arbeitsbereiches lässt sich weiterhin zwischen dem allgemeinen und dem spezifischen Arbeitsbereich unterscheiden. Der allgemeine Arbeitsbereich berücksichtigt dabei den Einfluss von schwankendem Haut-, Fett- oder Muskelanteil und deckt damit die Variation der zusammengesetzten Permittivität ab. Der spezifische Arbeitsbereich hingegen stellt für eine bestimmte Person die Veränderung der effektiven Permittivität im Messvolumen über eine physiologisch relevante Hydrationsänderung dar. Ein Sensorsystem muss somit den allgemeinen Arbeitsbereich abdecken können, um für die Verwendung an allen Probanden geeignet zu sein, und im Speziellen auch die nötige Empfindlichkeit besitzen, um im spezifischen Arbeitsbereich eine physiologisch relevante Hydrationschwankung detektieren zu können.

**Allgemeiner Arbeitsbereich** Mithilfe des allgemeinen Arbeitsbereiches soll es möglich sein, den Sensor für eine große Anzahl an Probanden verfügbar zu machen. Die dafür notwendigen Informationen werden aus der Variabilität der Schichtdicken der unterschiedlichen Gewebearten gewonnen. In [67] wird die Hautdicke und die Dicke des subkutanen Gewebes von 388 Probanden mit unterschiedlicher Herkunft, Alter und BMI (engl.: “Body Mass Index”) mittels Ultraschall evaluiert. Die Werte werden dabei jeweils am hinteren Oberarm, vorderen oberen Oberschenkel, Bauch und oberen Außenquadranten des Gesäßes der Probanden aufgenommen. An allen Messstellen schwankt die Dicke der Haut im Mittelwert über die BMI-Einteilung von etwa 1,7 mm bis 2,6 mm. Ausgehend von dem entsprechenden Mittelwert werden mit einer Schwankung von  $\pm 0,7$  mm weit über 95 % der Probanden eingeschlossen. Bezüglich der subkutanen Gewebedicke können in [67] teils widersprüchliche Informationen gefunden werden. So liegt nach der statistischen Auswertung der gemessenen Datensätze die gemittelte, subkutane Gewebedicke am Oberschenkel bei 10,4 mm. Gleichzeitig zeigen allerdings MRT (Magnetresonanztomogramm) Aufnahmen von einem Oberschenkel nach der Injektion von Salzwasserlösungen, bereits bei einer Nadellänge von 6 mm das vollständige Durchdringen der Subcutis. Auch die optische Inspektion der MRT-Aufnahmen liefert ein geschätztes Verhältnis der Subcutisdicke zur Hautdicke von etwa 2:1, was bei einer durchschnittlichen Hautdicke von 2,2 mm konform zu den Beobachtungen im Salzwasserexperiment wäre. Dies lässt sich nur durch die Tatsache begründen, dass die zufällig gewählte Einstichstelle eine besonders niedrige Subcutisdicke aufweist, welche sich nicht an der typischen Messstelle für die Ultraschallcharakterisierung befindet. Da der Wassergehalt des Fettgewebes in der Subcutis gering ist und eine starke Permittivitätsänderung über einer Hydrationschwankung gewünscht ist, muss es das Ziel sein, eine Messstelle zu finden, an der die Dicke der Subcutis möglichst gering ist,

sodass der Anteil der angrenzenden Muskelmasse am Messvolumen maximiert wird. Die Muskelmasse mit ihrem äußerst hohen Wasseranteil würde im Falle einer Hydrationschwankung einen großen Beitrag zur Permittivitätsänderung beisteuern.

Durch Sichtung von MRTs und Gefrierschnitten [68] [69] lassen sich zwei Stellen am Körper finden, welche eine geringe Subcutisdicke aufweisen, während die angrenzende Muskelmasse noch von substantieller Dicke ist. Die beiden Stellen sind einerseits die obere Innenseite des Unterarms und andererseits die dickste Stelle in der Mitte des Oberarms auf dem biceps brachii. Da die Oberflächenbeschaffenheit entlang des Armes in der Nähe des Bizeps starke Wölbungen aufweist, was eine gleichmäßige Auflage des Sensors erschwert, reduzieren sich die potentiell geeigneten Messstellen auf die obere Innenseite des Unterarms. An dieser Stelle ist weiterhin eine gute Fixierung des Messsystems möglich. Anhand der MRTs und der Übertragung von prozentualen, interpersonellen Schwankungen aus [67] lässt sich ein allgemeiner Arbeitsbereich nach Tabelle 3 festsetzen. Das aus dem MRT abgemessene Verhältnis der Hautdicke am Unterarm zur Hautdicke am Oberarm wird verwendet, um mit dem Mittelwert der Hautdicke am Oberarm aus [67] auf einen Mittelwert der Hautdicke am Unterarm zu schließen. Auf die gleiche Art und Weise wird der Mittelwert und die Schwankungen des Unterhautgewebes extrapoliert. Für die Dicke des Muskelgewebes ist an der Messstelle eine ausreichende Tiefe vorhanden, so dass in Simulationen das Messvolumen jenseits der Subcutis ebenso großzügig mit 30 mm dicker Muskelmasse modelliert wird.

Gewebeart	Cutis	Subcutis
Verhältnis der Gewebedicke am Unterarm zum Oberarm [68],[69]	1:2	1:4.5
Mittelwert Messstelle Oberarm [67]	2,2 mm	10,8 mm
Schwankung Messstelle Oberarm [67]	±0,4 mm	±2,5 mm
Extrapolierter Mittelwert Unterarm	1,1 mm	2,2 mm
Extrapolierte Schwankung Unterarm	±0,2 mm	±0,6 mm

Tabelle 3: Extrapolierte Mittelwerte und Schwankungen von Gewebedicken aus dem Größenvergleich der Messstellen unter Zuhilfenahme von bildgebenden Verfahren.

Durch die angewandten Extrapolationen wird der interpersonelle Schwankungsbereich der Gewebedicken auf die Messstelle am Unterarm übertragen. Dadurch ist es nun möglich, den allgemeinen Arbeitsbereich und damit die schwankende Zusammensetzung des Biogewebes abzuschätzen und damit die Eignung des Sensors für eine große Probandenzahl simulativ zu erfassen und anzupassen.

**Spezifischer Arbeitsbereich** Der spezifische Arbeitsbereich ergibt sich aus der Hydrationschwankung an dem jeweiligen Arbeitspunkt, der durch die Gewebedicken einer Person vorgegeben ist. Der physiologisch interessante Bereich deckt dabei eine maximale Dehydratation von 0 % bis 5 % des TBW ab. In [35] wird für die simulative Abschätzung des Einflusses von Wasser

auf die elektrischen Eigenschaften des gesamten Körper ein Modell entwickelt. Dabei werden die dielektrischen Eigenschaften einer Vielzahl von Körpergewebeproben mit inhärent unterschiedlichem Wassergehalt untersucht und dargestellt. Über alle Gewebearten wird schließlich eine lineare Regression aus inhärentem Wassergehalt und der Permittivität angewandt, um einen Zusammenhang zwischen dem Wasseranteil und dem Realteil bzw. dem Imaginärteil der Permittivität zu erlangen. Für diese empirische Methode kann auch gezeigt werden, dass mit steigender Frequenz eine bessere Korrelation zwischen dem Wassergehalt und der geschätzten Permittivität erreicht wird. Im Frequenzbereich zwischen 1 GHz und 10 GHz liegen die Korrelationsfaktoren für  $\epsilon'_r$  und  $\epsilon''_r$  im Mittel bei etwa 0,95 bzw. 0,89, was eine gute Schätzung ermöglicht. Ein ähnliches Prinzip wird bereits in einer älteren Veröffentlichung [62] angewandt, nur dass kein eigenes Modell gebildet, sondern ein Mischungsmodell nach Fricke parametrisiert wird. Eine publizierte Methode [70], die auf eine theoretische Modellierung basiert, ist die Verwendung von verschiedenen Mischungsformeln, mit denen der Volumenanteil von Wasser oder dem gelösten Material über einen zusätzlichen Faktor berücksichtigt wird. Es werden dabei zwei Modellierungsmöglichkeiten miteinander verglichen. Einerseits die Kombination eines Maxwell-Fricke-Mischungsterms mit einem 4-poligen Cole-Cole-Modell und andererseits die Kombination eines Maxwell-Mischungsterms mit einer Debye-Gleichung. Im direkten Vergleich kann die letztere Methode einen prozentualen Modellierungsfehler von etwa 11 % aufweisen. Alle geschilderten Veröffentlichungen basieren auf Messungen, mit welchen vorgegebene Funktionen angepasst werden und beziehen entweder nur ein Biogewebe ein oder sehr viele Gewebearten gleichzeitig. Die Übertragung der publizierten, relativ komplexen Modellierungsmethoden auf eine Materialkombination aus Haut, Fett und Muskelmasse ist aus diesem Grund sehr schwierig.

Deswegen soll nun ein einfacherer und allgemeinerer Ansatz vorgestellt werden, der alle Beobachtungen in den oben genannten Publikationen erklärt und durch die Setzung gewisser Rahmenbedingungen zur Abschätzung für den spezifischen Arbeitsbereich herangezogen werden kann. Es soll dazu die Annahme getroffen werden, dass sich ein biologisches Material auf 2 Einzelmaterialien, von denen eine Komponente reines Wasser ist, zerlegen lässt. Die Permittivität des Gesamtmaterials ergibt sich aus der Mischung von einem Material unbekannter Permittivität und Wasser. Eine Änderung des Wasseranteils in dem Material hat somit eine Änderung der Gesamtpermittivität des Mediums zur Folge in Abhängigkeit vom ursprünglichen Wasseranteil in dem Material. Bei einem Material, welches eine 50/50-Verteilung aus Wasser und unbekanntem Material aufweist, könnte somit die prozentuale Änderung von 5 % Wasseranteil nur maximal zu einer Gesamtpermittivitätsänderung von 2,5 % führen. Im Gegensatz zu vielen Mischungsmodellen aus der Literatur wird hier nicht von einer bekannten Permittivität der beiden Komponenten ausgegangen, sondern nur von dem grundlegenden Wassergehalt eines Mediums und den daraus möglichen Schwankungen. Der Einfluss der 5 %-igen Wasserschwan- kung bezogen auf das Material n lässt sich in den Gleichungen 4 und 5 darstellen, wobei  $W_n$  den Wasseranteil des Gewebes n widerspiegelt.

$$\Delta\epsilon'_{r,n} = W_n \cdot 5\% \cdot \epsilon'_{r,n} \quad (4)$$

$$\Delta\epsilon''_{r,n} = W_n \cdot 5\% \cdot \epsilon''_{r,n} \quad (5)$$

Dieser einfache Zusammenhang lässt sich bei allen drei Publikationen bestätigen, wenn man die jeweilige Permittivitätsentwicklung über den Volumenanteil an Wasser auf die maximale Permittivität normiert. Im Weiteren soll für einen bestimmten Betriebspunkt bezüglich des Wasseranteils auch angenommen werden, dass die Permittivitätsentwicklung für eine physiologisch relevante Auslenkung von nur etwa 5 % linear angenähert werden kann. Somit vereinfachen sich die publizierten, komplexen Mischterme zu einem linearen Term, in dem der Zusammenhang zwischen der Schwankung des Wassergehalts mit der Schwankung der Gewebepermittivität hergestellt wird. Interessanterweise lässt sich hierbei die Gleichung getrennt auf Real- und Imaginärteil der komplexen Permittivität anwenden und behält trotzdem seine Gültigkeit, wie in allen oben erwähnten Publikationen überprüft werden kann. Die geschätzte Permittivitätsänderung für ein Material mit einem ursprünglichen Wasseranteil von 80 % (wie etwa bei Skelettmuskulatur) bei einer Wasserschwankung von 5 % liegt somit bei 4 %.

Mithilfe von Literaturwerten über biologisches Gewebe [57] und der Information über den Wassergehalt von biologischem Gewebe nach [62] lässt sich damit Tabelle 4 erzeugen, in der die erwarteten Permittivitätsschwankungen für eine Arbeitsfrequenz von etwa 2,5 GHz gelistet sind.

Gewebeart nach [57]	$W_n$ nach [62]	$\epsilon'_r$	$\epsilon''_r$	$\Delta\epsilon'_r$	$\Delta\epsilon''_r$
Haut (trocken)	70 %	38	10,7	1,33	0,37
Fett (durchsetzt)	9 %	10,8	2,0	0,05	0,01
Muskel	80 %	52,6	12,8	2,10	0,51

Tabelle 4: Geschätzte, durch 5%-ige Dehydratation hervorgerufene Permittivitätsschwankungen einzelner Gewebearten innerhalb des Messvolumens und einer Frequenz von etwa 2,5 GHz.

Aus dieser Tabelle lässt sich weiterhin entnehmen, dass der Anteil der Permittivitätsschwankung, den das Fettgewebe hervorruft, im Vergleich zu den Anteilen von Haut und Muskelmasse äußerst gering ist. Übertragen auf das Design des Sensors bestätigt dies die initiale Annahme, dass ein möglichst großes Messvolumen mit Muskelgewebe und Haut erfasst werden soll, um einen großen Anteil an einer Permittivitätsänderung durch Wasserschwankung mitzubekommen. Weiterhin wird für die folgenden Simulationen angenommen, dass alle 3 Gewebearten der Messstelle denselben Dehydrationsgrad aufweisen, weswegen dynamische Verlagerungseffekte von Gewebewasser nicht berücksichtigt werden.

Insgesamt betrachtet ergibt sich der spezifische Arbeitsbereich des Sensors somit aus den vorgegebenen Gewebeschichtdicken des Arbeitspunktes und den daraus folgenden Schwankungen in den jeweiligen Gewebepermittivitäten über dem Dehydrationsgrad. Diese Schwankungen lassen sich nun bei der Feldsimulation der Sensorstruktur berücksichtigen, wodurch es ermöglicht wird, den Effekt der Dehydratation in eine simulativ verwertbare Materialschwankung zu überführen.

#### 7.4.2 Leiterplattenstackup, Abmessungen

Die Fertigung des Sensors ist in vielen Punkten von der Realisierung der Messschaltung abhängig, weswegen hier einige Details diesbezüglich bereits erwähnt werden müssen. So soll der Sensor im Zuge einer kompakten Realisierung und kurzer Verbindungswege rückseitig an die Messschaltungsplatine angebracht werden, wie in Abbildung 10 zu sehen ist. Entsprechenderweise müssen die HF-Verbindungen passend auf Sensor- und Messschaltungsplatine zueinander ausgerichtet werden, damit im Nachhinein eine Durchkontaktierung mittels separater Drähte erfolgen kann. Zur Unterstützung der Ausrichtung der beiden Platinen soll dabei die Positi-

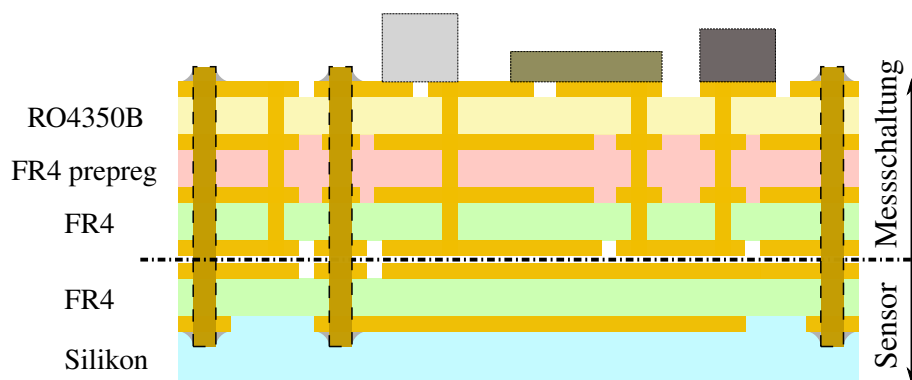


Abbildung 10: Schematischer Querschnitt durch die Lageninfrastruktur im Rücken-an-Rücken-Platinenstapel aus Messschaltungsplatine und Sensorplatine (nicht maßstabsgetreu).

on der Befestigungslöcher von der Messschaltung übernommen werden. In die übereinander liegenden Befestigungslöcher können später zylindrische Stifte eingebracht werden, um eine saubere Justage zu ermöglichen. Es bietet sich daher an, dass sich die äußeren Abmessungen der Platine des Sensors ebenfalls an der Messschaltung orientieren, um einen deckungsgleichen Platinenstapel zu erreichen. Bezüglich der Wahl des Sensorsubstrates liegt die Verwendung eines 1,55 mm dicken FR4-Platinenmaterials nahe, da es sowohl kostengünstig gefertigt werden kann, als auch eine sehr gute Verfügbarkeit bei vielen Leiterplattenanbietern aufweist. Der generell höhere Verlustfaktor bei der Einsatzfrequenz des FR4-Materials im Vergleich zu optimierten HF-Materialien fällt durch das vergleichsmäßig stark verlustbehaftet erwartete MUT nicht sonderlich ins Gewicht und stellt damit kein Ausschlusskriterium dar. Um die Sensorstruktur bezüglich den Anforderungen aus der Systemspezifikation biokompatibel zu gestalten, wird weiterhin eine Beschichtung aus Silikon als Trennschicht vorgesehen. Das Material überzeugt in dieser Funktion durch seine sehr gute Verträglichkeit, chemische Inertheit und prozesstechnisch unkomplizierte Handhabung. Aus allen vorherigen Bedingungen und Materialspezifikationen lässt sich ein erstes, parametrierbares Simulationsmodell für die weitere Optimierung ableiten, wobei spezifische Materialeigenschaften aus Datenblättern entnommen werden. Das so entstandene Modell dieses Mikrostreifenleitungspatches ist in Abbildung 11 gezeigt. Die Anregung des Patches erfolgt zunächst durch einen diskreten Simulationsport, welcher in z-



Richtung zwischen der eingezeichneten Markierung und der Massefläche auf der Bodenseite eingesetzt wird.

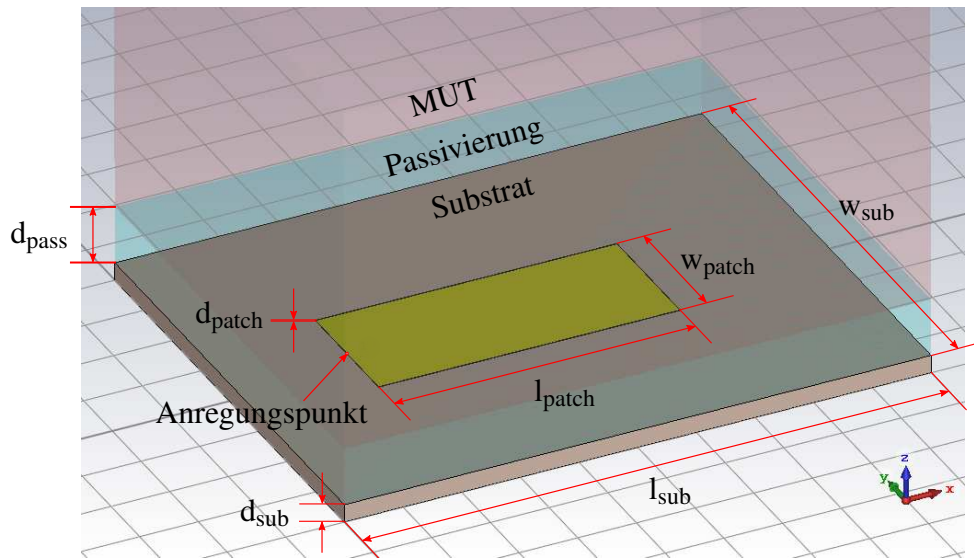


Abbildung 11: Simulation des Mikrostreifenleitungspatches als Sensorstruktur auf FR4-Platinenmaterial mit  $d_{\text{sub}} = 1,55 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{sub}} = 36,8 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{sub}} = 56,8 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r,\text{sub}} = 4,3-j0,108$ , Kupferdicke  $d_{\text{patch}}$  von  $35 \mu\text{m}$  und einer Passivierungsschicht aus Silikon mit  $\epsilon_{r,\text{pass}} = 2,2-j0$ . Zu optimierende Abmessungen sind  $d_{\text{pass}}$ ,  $l_{\text{patch}}$  und  $w_{\text{patch}}$ .

Je nach Optimierungsmethode befindet sich an Stelle des MUT entweder ein homogenes Medium oder ein mehrlagiger Schichtenstapel. Es gilt nun in den folgenden Schritten, dieses parametrierbare Modell durch Abschätzungen und Simulationen auf unsere Messanwendung anzupassen und gleichzeitig die Systemspezifikation einzuhalten.

### 7.4.3 Abschätzung der optimalen MUT-Ankopplung

Ein erster Optimierungsschritt des Sensors für das vorgestellte Messsystem besteht in der geeigneten Wahl der Ankopplung des Materials unter Test an den Streifenleitungspatch. Diese kann durch die Wahl der Dicke der Silikonbeschichtung, welche auf die Sensorplatine aufgebracht wird, eingestellt werden. Der Tradeoff, der hier getroffen werden muss, ist vielschichtig und beeinflusst sowohl grundlegende sensorische Parameter wie die Empfindlichkeit, als auch den Frequenzbereich, in dem der Sensor betrieben werden kann. Es soll zunächst der simulierte Reflexionsfaktor des Sensors, welcher in Abbildung 11 gezeigt ist, bei gleichbleibender Sensorgeometrie und variierender Silikonpassivierungsdicke analysiert werden. Dem homogenen MUT, welches direkt in Kontakt zur Silikonschicht steht, wird eine komplexe Permittivität von  $40-j12$  zugewiesen. Dieser Wert liegt in etwa zwischen der Permittivität von Haut und Muskelmasse. Die Verwendung eines homogenen Materials anstatt eines komplexen Schichtenmodells

dient dazu, einen Startwert für weitere Optimierungen zu bekommen. Eine endgültige Anpassung und Optimierung dieser Schichtdicke kann nur in Kombination mit einer Optimierung der Patchgeometrie und des entsprechenden Schichtenmodells erfolgen. Der simulierte Reflexionsfaktor der Sensorstruktur ist dabei in Abbildung 12 gezeigt und es sind zwei Effekte zu beobachten.

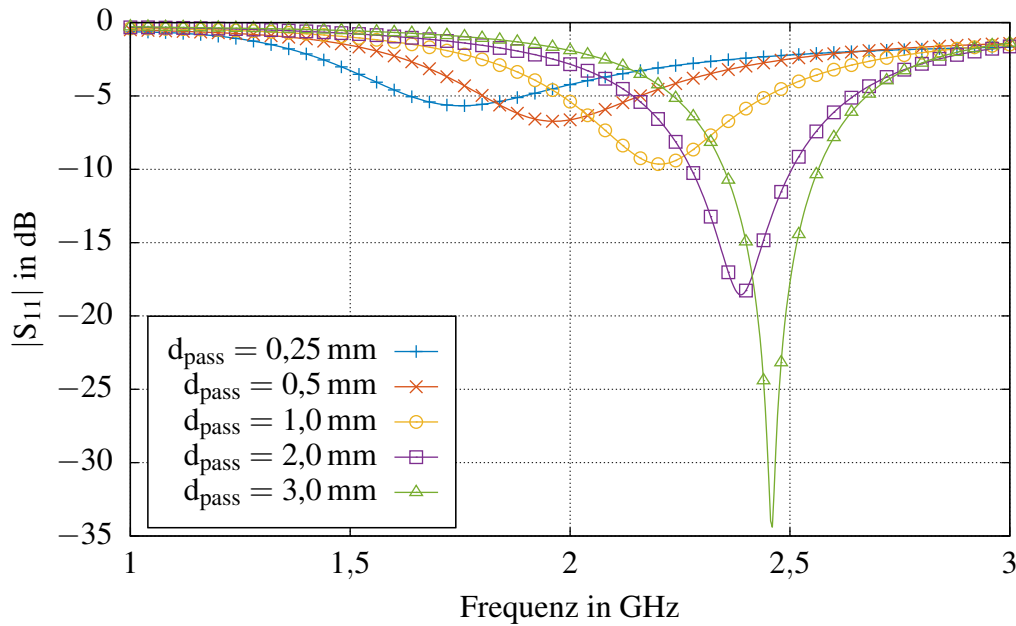


Abbildung 12: Anpassung des Basissimulationsmodells für variierende Passivierungsdicken.

Mit steigender Passivierungsdicke nimmt die Güte des Resonators zu, was durch die sinkende Ankopplung des MUT und der dadurch geringeren Belastung des Resonators zu begründen ist. Eine höhere Güte macht sich in einer schmalbandigeren Frequenzantwort bemerkbar. Der zweite Effekt ist eine Verschiebung der Resonanzfrequenz für eine feste Sensorgeometrie zu höheren Frequenzen für höhere Silikondicken. Durch den größer werdenden Abstand zwischen dem hoch-permittiven MUT und dem nieder-permittiven Substrat sinkt die effektive Permittivität  $\epsilon_{\text{eff}}$  für den Resonator, was einen Anstieg der Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  mit sich bringt und somit auch gut zu begründen ist. Zusätzlich ist zu beachten, dass durch den starken Einfluss des MUT auf die Sensorstruktur ein weiterer Mechanismus zum Tragen kommt. Im Wesentlichen wird durch das MUT auch die Impedanz des Mikrostreifenleitungspatches und damit die Anpassung verändert. Dadurch darf eine Analyse des Sensors nicht nur unter dem Aspekt des klassischen Resonators erfolgen, sondern es wird auch zusätzlich der Anpassungseffekt des Sensorpatches bemerkbar.

Im Folgenden soll nun eine Permittivitätsvariation des MUT für zwei verschieden starke Kopplungen untersucht werden, um die notwendige Kompromissfindung bei der Wahl der Kopplung

zu verdeutlichen. Dazu wird der Sensor für starke und schwache Kopplung und zwei MUT-Permittivitäten simuliert und die Ergebnisse hierzu sind in Abbildung 13 gezeigt.

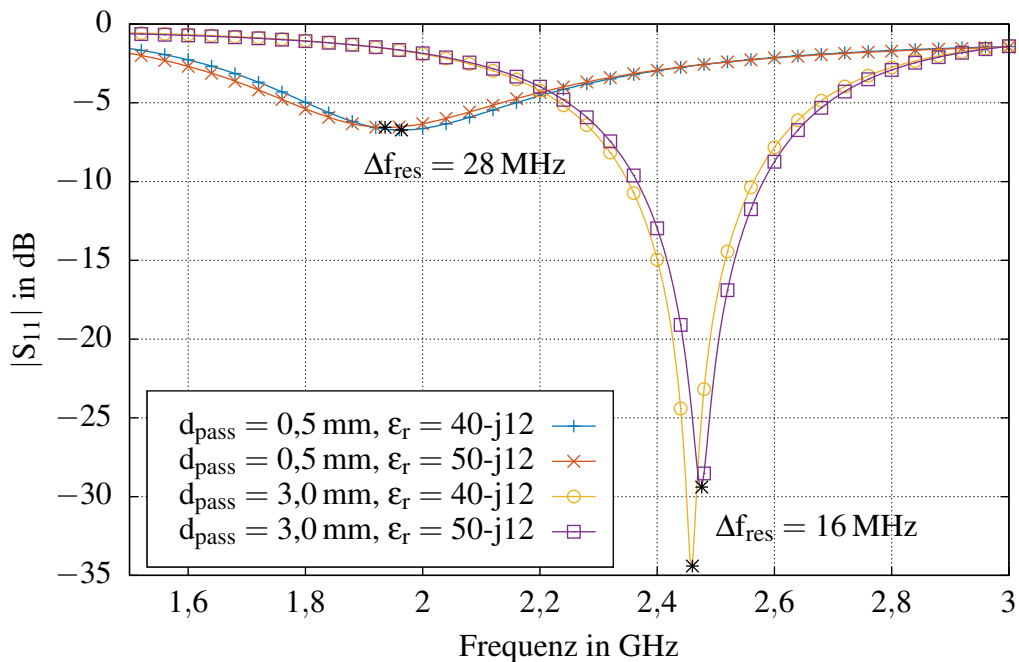


Abbildung 13: Simulierte Auswirkung der Passivierungsdicke auf die Resonanzfrequenzverschiebung bei einer vorgegebenen Materialparameteränderung. Die Minima werden mit schwarzen Sternen markiert.

Es lässt sich leicht erkennen, dass für eine starke Ankopplung der Effekt einer Permittivitätsänderung im MUT auf die Resonanzfrequenz des Sensors deutlich stärker ausfällt, als für eine schwache Kopplung. Unter der Annahme, dass eine Messschaltung nur in einem gegebenen Frequenzbereich den Sensor elektrisch charakterisieren kann, wird deutlich, dass die Ankopplung nicht beliebig stark gewählt werden kann, da sonst der gültige Messbereich überschritten würde. Weiterhin gestaltet sich durch eine starke Ankopplung die Bestimmung der Resonanzfrequenz durch die geringe Güte und dem damit verbundenen, flachen Frequenzverlauf als schwierig.

Es sind auch bezüglich der technischen Machbarkeit des Silikonfilms Grenzen gesetzt, da eine starke Ankopplung eine sehr dünne Passivierungsschicht voraussetzt. Ist das zu testende Material allerdings zu schwach an den Sensor angekoppelt, so ist die Verschiebung der Resonanzfrequenz für eine Permittivitätsschwankung zu gering, was einer verminderten Empfindlichkeit gleichkommt. Hier muss die Messschaltung eine feinere Frequenzauflösung besitzen, um die Verschiebungen akkurat detektieren zu können. Weiterhin führt eine dickere Passivierungsschicht durch den höheren Abstand von MUT zur Sensorstruktur zu einer künstlich reduzierten Eindringtiefe in das Messobjekt. In Abbildung 14 sind die wesentlichen Entscheidungskriterien für die Wahl der Kopplung veranschaulicht.

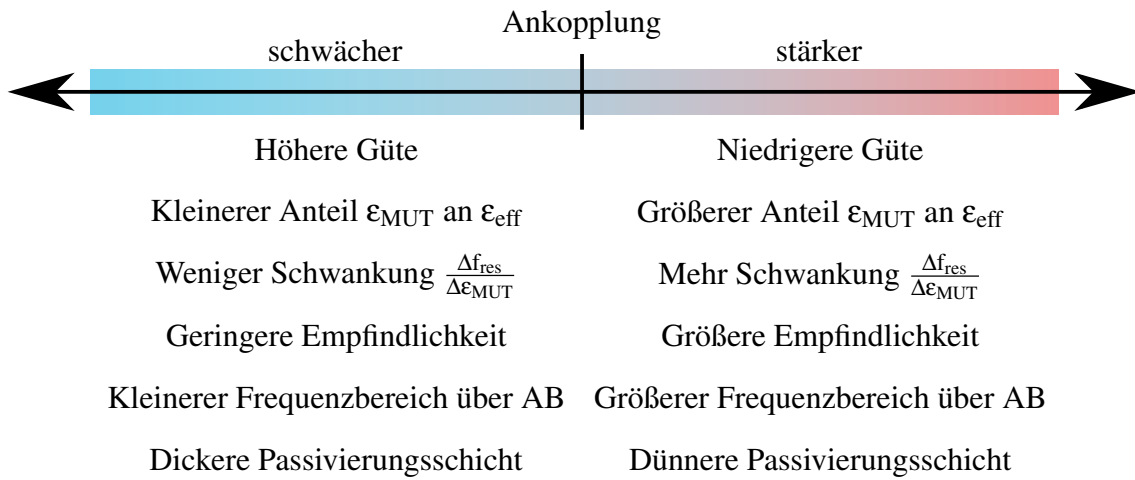


Abbildung 14: Tradeoff bei der Wahl der Sensorankopplung an das MUT.

Da unsere Messschaltung nur eine gewisse Bandbreite bezüglich der Arbeitsfrequenz besitzt, muss also die Kopplung so eingestellt werden, dass über einer Schwankung der Permittivität im MUT die Resonanzfrequenz gerade noch im Erfassungsbereich liegt. Um desweiteren die Anforderungen an das System bezüglich der Frequenzauflösung niedrig zu halten, soll die Ankopplung des MUT auch nicht schwächer als diese eingestellte Kopplung sein.

Im Folgenden wird sich theoretisch an diese Grenze vorgearbeitet, um einen konkreten Faktor zu berechnen, aus dem sich die Dicke der Silikonschicht abschätzen lässt. Dabei wird bei dieser Abschätzung vom stark dispersiven Verhalten biologischer Materialien abgesehen und die Materialeigenschaften als homogen und isotrop angenommen.

Mit dem allgemeinen Zusammenhang aus der Wellenlänge  $\lambda$ , der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$ , der effektiven Permittivität  $\epsilon_{eff}$  und der Frequenz  $f$

$$\lambda = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{eff} f}} \quad (6)$$

ergibt sich aus der Sensorgeometrie ein konstanter Zusammenhang mit der Resonanzfrequenz nach

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff} f_{res}}} = \text{const.} \quad (7)$$

Obige Gleichung muss für zwei beliebige Resonanzfrequenzen bei zwei verschiedenen Permittivitäten gleichzeitig erfüllt sein

$$\frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff,1} f_{res,1}}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff,2} f_{res,2}}} \quad (8)$$

Mit der Annahme eines variablen Gewichtungsfaktors  $0 < \alpha < \infty$  zwischen der Permittivität des zu testenden Materials  $\epsilon_{\text{MUT},n}$  und den restlichen Anteilen wie Sensorsubstrat oder Passivierungsschicht  $\epsilon_{\text{rest}}$  nach

$$\epsilon_{\text{eff},n} = \frac{\alpha \epsilon_{\text{MUT},n} + \epsilon_{\text{rest}}}{\alpha + 1} \quad (9)$$

ergibt in Gleichung 8 eingesetzt und mit  $c_0$  multipliziert:

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{\alpha \epsilon_{\text{MUT},1} + \epsilon_{\text{rest}}}{\alpha + 1} f_{\text{res},1}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\alpha \epsilon_{\text{MUT},2} + \epsilon_{\text{rest}}}{\alpha + 1} f_{\text{res},2}}} \quad (10)$$

Umformuliert ergibt sich damit

$$1 = \sqrt{\frac{\alpha \epsilon_{\text{MUT},1} + \epsilon_{\text{rest}}}{\alpha \epsilon_{\text{MUT},2} + \epsilon_{\text{rest}}} \cdot \frac{f_{\text{res},1}}{f_{\text{res},2}}} \quad (11)$$

und nach  $\alpha$  aufgelöst:

$$\alpha = \frac{\epsilon_{\text{rest}} \left( \left( \frac{f_{\text{res},1}}{f_{\text{res},2}} \right)^2 - 1 \right)}{\epsilon_{\text{MUT},2} - \epsilon_{\text{MUT},1} \left( \frac{f_{\text{res},1}}{f_{\text{res},2}} \right)^2} \quad (12)$$

Aus diesem Zusammenhang kann mithilfe der erwarteten Permittivitätsschwankung und der zur Verfügung stehenden Messbandbreite ein Faktor  $\alpha$  berechnet werden. Da  $\alpha$  nach unserer Definition nur positiv sein kann, muss  $f_{\text{res},1}$  größer als  $f_{\text{res},2}$  gewählt sein. Ein sehr kleines  $\alpha$  bedeutet in diesem Zusammenhang einen schwachen Einfluss des MUT auf die effektive Permittivität des Sensors. Ein  $\alpha$  von 1 bedeutet eine gleiche Gewichtung des zu testenden Materials und den übrigen Bestandteilen des Sensors, wie der Kombination aus Passivierungsschicht und Sensorsubstrat. Aus der Mischungsgleichung 9 lässt sich erkennen, dass dies einem rechnerischen Mittelwert bezüglich der Permittivitäten entspricht. Ein sehr großes  $\alpha$  deutet auf eine sehr starke Einflussnahme des MUT auf die gesamte effektive Permittivität hin. Zu beachten ist allerdings, dass sich unter Umständen bei einem großem  $\alpha$  die Welle komplett aus dem Sensor in das DUT ablösen und im DUT vollständig in Wärme umwandeln wird. Der Sensor erscheint in so einem Fall ideal angepasst und somit kann keine Rückgewinnung von Sensordaten aus dem Reflexionsfaktor erfolgen. Solche Zustände sind durch eine kritische Betrachtung der jeweiligen Feldlinien aus der Simulation zu überwachen.

Es können nun entsprechende Faktoren für  $\alpha$  extrahiert werden, in dem wir eine bekannte Permittivitätsschwankung mit der daraus resultierenden Veränderung der Resonanzfrequenz simulieren.  $\epsilon_{\text{rest}}$  kann hierbei ebenfalls aus einer extrem schwachen Kopplung, ( $d_{\text{pass}} = 10 \text{ mm}$ ,  $\alpha \rightarrow 0$ ,  $\epsilon_{\text{eff},n} = \epsilon_{\text{rest}}$ ), simulativ bestimmt werden und ergibt sich zu 4,0. Es ergeben sich Kopplungsfaktoren, welche in Tabelle 5 aufgelistet sind, wobei als Permittivitätsschwankung ein Bereich von  $\epsilon'_r = \{35; 55\}$  und als Dickenvariation der Passivierung  $d_{\text{pass}} = \{0,25; 0,5; 1,0\}$

1,5; 2,0; 2,5; 3,0} mm simuliert wird. Die Weite des Patches beträgt 12 mm und die Länge des Patches 30 mm, während  $\epsilon_r''$  des Testmaterials auf 12 fixiert wird.

Dicke Passivierung in mm	$f_{\text{res},1}$ in GHz	$f_{\text{res},2}$ in GHz	$\alpha$
0,25	1,772	1,664	0,035
0,5	1,980	1,928	0,012
1,0	2,208	2,188	0,0037
1,5	2,324	2,320	0,0006
2,0	2,404	2,388	0,0027
2,5	2,456	2,428	0,0048
3,0	2,456	2,484	0,0047

Tabelle 5: Simulativ gewonnene Kopplungsfaktoren  $\alpha$  für verschiedene Passivierungsdicken.  $\epsilon_r' = \{35; 55\}$ ,  $\epsilon_r'' = 12$ ,  $\epsilon_{\text{rest}} = 4,0$ .

Es ist ebenso zu erkennen, dass sich für eine bestimmte Passivierungsdicke ein Minimum finden lässt. Für dieses Minimum ist bei beiden MUTs die Resonanzfrequenz identisch. Dies bestätigt erneut, dass nicht nur Resonanzeffekte beim Sensor zu tragen kommen, sondern auch Impedanzanpassungseffekte des Sensors.

Mit der Kenntnis des notwendigen  $\alpha$ , welches sich aus der zur Verfügung stehenden Messbandbreite der Messschaltung ergibt und den obigen, simulativ ermittelten Ergebnissen kann eine erste Optimierung der Passivierungsdicke erfolgen. Die gewählte Messschaltung kann im Frequenzbereich von 2,322 GHz bis 2,527 GHz agieren, wobei zur sicheren Erfassung des Reflexionsfaktorminimums noch ein Sicherheitsabstand von mindestens 25 MHz zu jeder Bandkante aufgeschlagen wird. Der sich somit ergebende Frequenzbereich übersteigt die Systemspezifikation zwischen 2,4 GHz und 2,5 GHz und ist damit ausreichend.

Als maximale Permittivitätsschwankung nehmen wir den Bereich zwischen der Permittivität von Haut von Fettgewebe mit  $10 < \epsilon_r' < 40$  an. Somit lässt sich unter Annahme von  $\epsilon_{\text{rest}} = 4,0$  ein  $\alpha$  von 0,0117 bestimmen. Nach Tabelle 5 liegt somit die optimale Passivierungsdicke im Bereich bei etwa 0,5 mm. Die Dicke der Silikonschicht wird schließlich zu 0,6 mm festgesetzt, um sicher innerhalb des vorgegebenen Frequenzbereiches zu liegen.

#### 7.4.4 Optimierung der Sensorgeometrie

Die Optimierung der Sensorgeometrie ist ein weiterer Schritt auf dem Weg zu einem Sensor, der präzise auf die Erfüllung des Messanforderungen zugeschnitten ist. Ziel ist es, sowohl für den allgemeinen als auch den spezifischen Arbeitsbereich eine Struktur aus der Feldsimulation abzuleiten, welche in Verbindung mit der Messschaltung geeignet ist, die Messgröße ausreichend genau aufzulösen. Als Auswertegrößen für den Sensor werden hierbei die Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  und der logarithmische Betrag des Reflexionsfaktors bei der Resonanzfrequenz  $\text{mag}$

$= 20 \log_{10} |S_{11}|_{f_{res}}$  definiert. Jeder geometrische Parameter, der die Sensorstruktur definiert, besitzt dabei einen Einfluss auf die Leistungsparameter des Sensors. So bestimmt die Passivierungsdicke und die Ankopplung des MUT an den Sensor und damit die grundsätzlich mögliche Sensorempfindlichkeit. Weiterhin müssen aber auch die Länge und die Breite des Sensorpatches angepasst werden, um Resonanzfrequenz und Wertebereich der Sensorimpedanz auf die Messschaltung zu optimieren. Die Startwerte für die mehrfach geschachtelte, iterative Sensoroptimierung werden mittels Gleichungen und Abschätzungen aus den vorhergehenden Kapiteln gewählt. Zusätzlich wird die ideale punktförmige Anregungsstelle der vorhergehenden Simulationen durch eine vertikale Leitungsdurchführung ersetzt, welches von der Sensorunterseite aus flächig angeregt wird. Dies berücksichtigt die spätere Verbindungsmethode, welche ebenfalls mittels einer vertikalen Durchkontaktierung erfolgt. Für das MUT werden drei Gewebemodelle verwendet, für welche die in Kapitel 7.4.1 evaluierten geometrischen Schwankungsparameter zu Grunde gelegt werden. Der finale Sensor soll dabei für alle drei Gewebemodelle der Spezifikation entsprechen. Die drei Modelle sind dabei identisch zu denen in Kapitel 7.3 und sie unterscheiden sich durch die Planarität der Lagen zueinander und der Modellierung eines variablen Verwachsungsgrades der Gewebearten untereinander. Abbildung 15 veranschaulicht den vorgeschlagenen iterativen Optimierungsprozess grafisch.

In einem ersten Schritt wird die Sensorgeometrie auf die Erfüllung der Sensorspezifikation im allgemeinen Arbeitsbereich getrimmt. Anschließend erfolgt eine Analyse des spezifischen Arbeitsbereiches und der Fragestellung, ob die Struktur die benötigte sensorische Empfindlichkeit besitzt. Liegt der Sensor für beide Arbeitsbereiche und alle drei Gewebemodelle innerhalb der Spezifikation, wird die Optimierung erfolgreich beendet. Wie in der Grafik zu erkennen ist, wird zunächst die Passivierungsdicke variiert, bis die Schwankung der Resonanzfrequenzen über dem allemeinen Arbeitsbereich für alle drei Gewebemodelle innerhalb der Messbandbreite der Messschaltung liegt. Dabei kann zunächst die Länge des Sensors und damit die absolute Lage der Resonanzfrequenzen vernachlässigt werden. Anschließend wird die Länge des Sensorpatches  $l_{patch,sim}$  anhand der gewünschten Resonanzfrequenz nach Formel 13 auf die optimale Länge  $l_{patch,neu}$  angepasst. Dabei kennzeichnet  $f_{res,sim}$  die initial simulierte Resonanzfrequenz, welche in der Mitte des Arbeitsbereiches zu liegen kommt und  $f_{res,neu}$  die Zielfrequenz. Dadurch, dass die Länge des Patches etwa der Hälfte der Wellenlänge bei der Resonanzfrequenz entspricht und die Längendifferenz zum exakten Faktor wiederum relativ konstant über einen großen Längenbereich ist, erlaubt diese Formel eine sehr präzise Annäherung an die Zielfrequenz, im konkreten Fall ist bereits nach einer Iteration die Zielfrequenz ausreichend genau.

$$l_{patch,neu} = l_{patch,sim} \left( \frac{f_{res,sim}}{f_{res,neu}} \right) \quad (13)$$

Anschließend wird die Breite des Patches variiert, bis bei der Resonanzfrequenz die gewünschte Anpassung erreicht ist. Dabei gilt generell wie bei allen Mikrostreifenleitungskomponenten, dass eine geringere Breite zu einer höheren Leitungsimpedanz führt. Die Festlegung der Anpassung wird maßgeblich durch die Direktivität des RF-Frontends und dem Dynamikbereich der Messschaltung bestimmt. In Abgleich mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Messprinzip

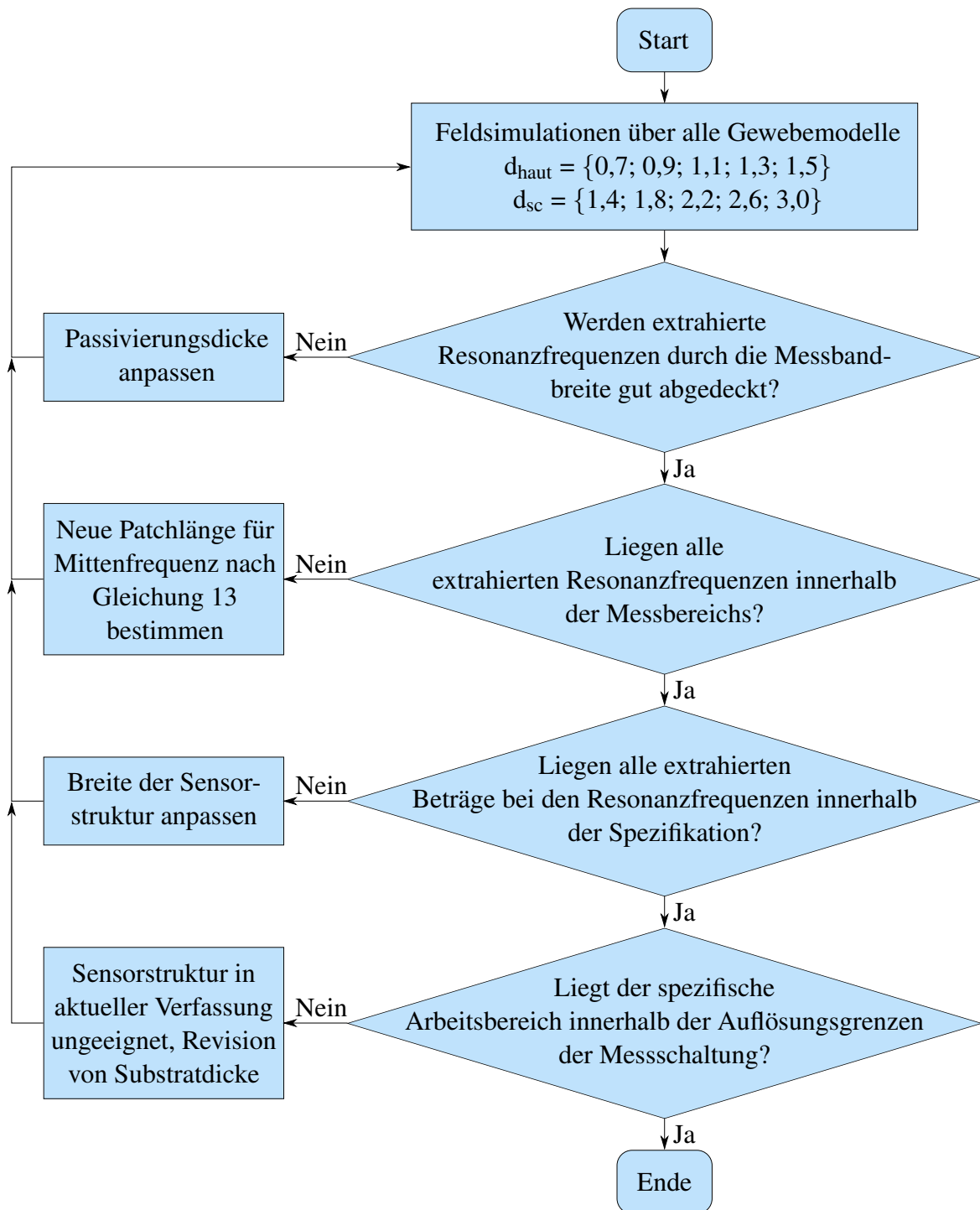


Abbildung 15: Vorgeschlagener Ablaufplan für eine iterative, simulative Sensoroptimierung.



sollte die Anpassung des DUTs bei der Resonanzfrequenz zwischen -10 dB und -22 dB liegen, um einen möglichst geringen Messfehler bezüglich des Reflexionsfaktorbetrages zu erreichen. Da mit der Veränderung der Breite des Patches ebenfalls eine leichte Verschiebung der Resonanzfrequenz einhergeht, muss diese in einem letzten Schritt erneut mit einer entsprechenden Gegensteuerung durch die Patchlänge kompensiert werden.

Mithilfe des geschilderten Prinzips wird eine Sensorgeometrie erzeugt, welche allen Anforderungen aus der Spezifikation genügt. Die finale Breite des Patches des optimierten Sensors  $w_{\text{patch}}$  beträgt dabei 6 mm und die Länge  $l_{\text{patch}} = 25,25$  mm bei einer Passivierungsdicke  $d_{\text{pass}}$  von 0,6 mm mit einer Permittivität von  $\epsilon_{r,\text{pass}} = 2,8-j0$ . Die initial geschätzte Passivierungsdicke von 0,6 mm muss somit nicht angepasst werden. Eine Darstellung der Resonanzfrequenzen und den zugehörigen Beträgen der Reflexionsfaktoren über dem allgemeinen Arbeitsbereich ist in Abbildung 16 gezeigt. Die Schwankung der Hautdicke liegt dabei in einem Bereich von 0,9 mm bis 1,3 mm mit einer Schrittweite von 0,2 mm, während die Dickenschwankung des subkutanen Gewebes im Bereich von 1,6 mm bis 2,8 mm mit einer Schrittweite von 0,3 mm parametrisiert wird. Mithilfe dieser Gewebedickenschwankungen wird der angenommene allgemeine Arbeitsbereich exakt abgedeckt. Die Dicke des Muskelgewebes jenseits der Subcutis wird ausreichend groß gewählt, um den Einfluss von Wellenreflexionen an der räumlichen Simulationsgrenze gering zu halten. Bedingt durch den relativ großen Verlustfaktor der Muskelmasse ist hierbei eine Dicke von 30 mm ausreichend. Es ist dabei zu erkennen, dass für alle simulierten Gewebemodelle, welche in den allgemeinen Arbeitsbereich des Sensors fallen, die Resonanzfrequenzen in den Frequenzbereich sicher zwischen 2,4 GHz und 2,5 GHz fallen. Ebenso liegt der Betrag der Reflexionsfaktoren für alle simulierten Fälle innerhalb der Spezifikation zwischen -10 dB und -22 dB. Bei allen Gewebemodellen ist die Dicke der Hautschicht indirekt proportional zur Resonanzfrequenz des Sensors. Durch die relativ hohe Permittivität der Cutis im Vergleich zur Subcutis bewirkt eine Vergrößerung der Dicke eine Steigerung der effektiven Permittivität, die der Sensor sieht. Daraus folgt ein Absinken der Resonanzfrequenz, was in Übereinstimmung zur Simulation steht. Weiterhin kann den Simulationen entnommen werden, dass für eine steigende Dicke der Subcutis der Betrag des Reflexionsfaktors bei der Resonanzfrequenz ansteigt. Dies lässt sich dadurch begründen, dass das verlustarme Fettgewebe in der Subcutis mit steigender Dicke einen größeren Anteil an der Gesamtpermittivität ausmacht und daher im MUT die Verlustleistung geringer ist. Daraus folgend ergibt sich ein größerer Anteil, der vom Sensoranschluss reflektiert wird, was zu einem höheren Reflexionsfaktor führt. Ein Vergleich der Simulationsergebnisse für die unterschiedlichen Gewebemodelle zeigt, dass sich alle Modelle grundsätzlich ähnlich bei einer Gewebedickenschwankung verhalten. Aus der Simulation lässt sich weiterhin entnehmen, dass im Vergleich zum idealen, parallelen Mehrlagenaufbau für einen starken Verwachsungsgrad der Einfluss einzelner Dickenschwankungen minimiert ist. Dies lässt sich an der steigenden Vermischung der Permittivitäten begründen, wodurch der Einfluss einer einzelnen Gewebeschwankung auf das gesamte Material an Gewicht verliert.

Eine simulative Analyse des Sensors für neun spezifische Arbeitspunkte ist in Abbildung 17 zu finden. Modell 1 entspricht dabei einem planparallelen Mehrlagenaufbau, Modell 2 entspricht der Nachbildung eines schwachen Verwachsungsgrades der Gewebeschichten und Modell 3

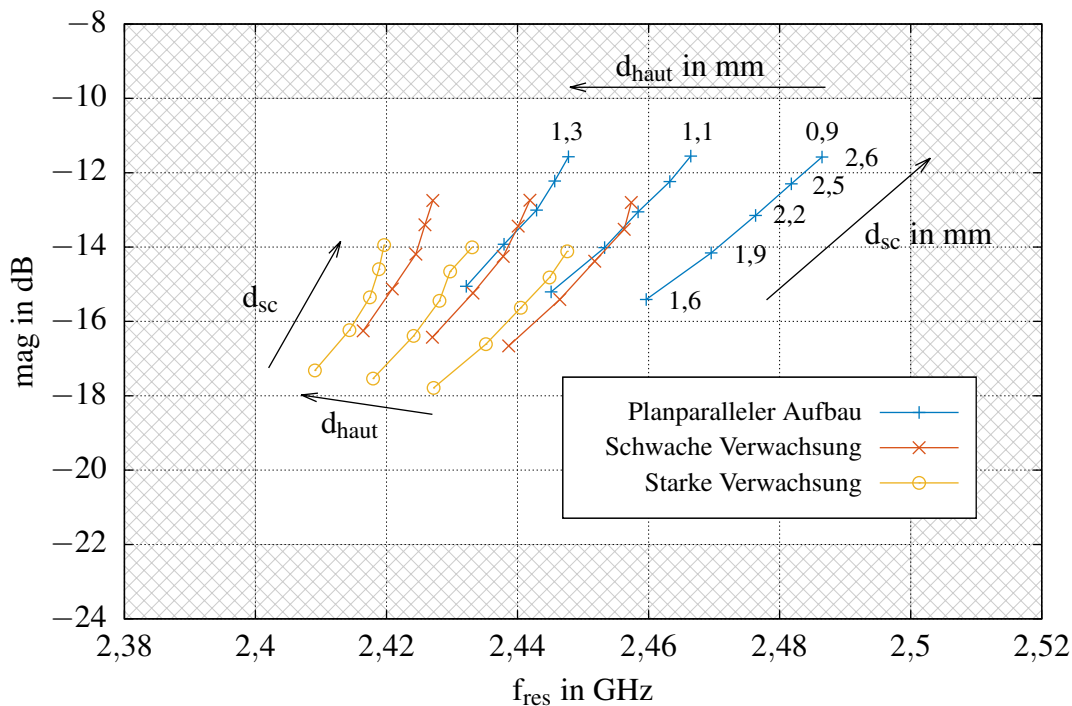


Abbildung 16: Aus den Simulationsdaten extrahierte Resonanzfrequenzen und Beträge der Reflexionsfaktoren für drei Gewebemodelle mit variierenden Gewebeschichtdicken. Der Bereich außerhalb der Spezifikation ist grau schraffiert dargestellt.

bezieht sich auf die Nachbildung eines starken Verwachsungsgrades der Gewebeschichten. In Tabelle 6 ist die Zuordnung der Arbeitspunkte zu den Gewebeschichtdicken gezeigt. Die neun Arbeitspunkte liegen dabei in der Mitte und an den Rändern des allgemeinen Arbeitsbereichs verteilt. Dies erlaubt eine Untersuchung der Sensorempfindlichkeit an unterschiedlichen Stellen innerhalb des gesamten zulässigen Messbereichs.

Für die Simulation werden die Materialparameter der einzelnen Schichten den Schwankungen aus Tabelle 4 unterzogen. Die angewandten Schwankungen entsprechen einer geschätzten Hydrationsveränderung im gesamten Gewebe von  $\pm 5\%$ .

Anhand Abbildung 17 kann die absolute Lage der Arbeitspunkte und die Schwankungsbreite innerhalb des allgemeinen Arbeitsbereichs eingesehen werden. Es lässt sich beobachten, dass sich für die Modellierung mit einem starken Verwachsungsgrad (Modell 3) die Arbeitspunkte im unteren Frequenzbereich konzentrieren. Lässt sich anhand von Studien am Menschen überprüfen, welches der Modelle am besten auf die gegebene Messstelle zutrifft, so ist hier eine weitere Optimierungsmöglichkeit gegeben. Es ließe sich beispielsweise die Ankopplung des Sensors erhöhen, um die Empfindlichkeit bezüglich der Resonanzfrequenz zu erhöhen und damit den Frequenzbereich auf den Betriebsbereich der Messschaltung zu strecken.

Um aus den gewonnenen Simulationsdaten einen konkreten Vergleich der Sensorempfindlich-

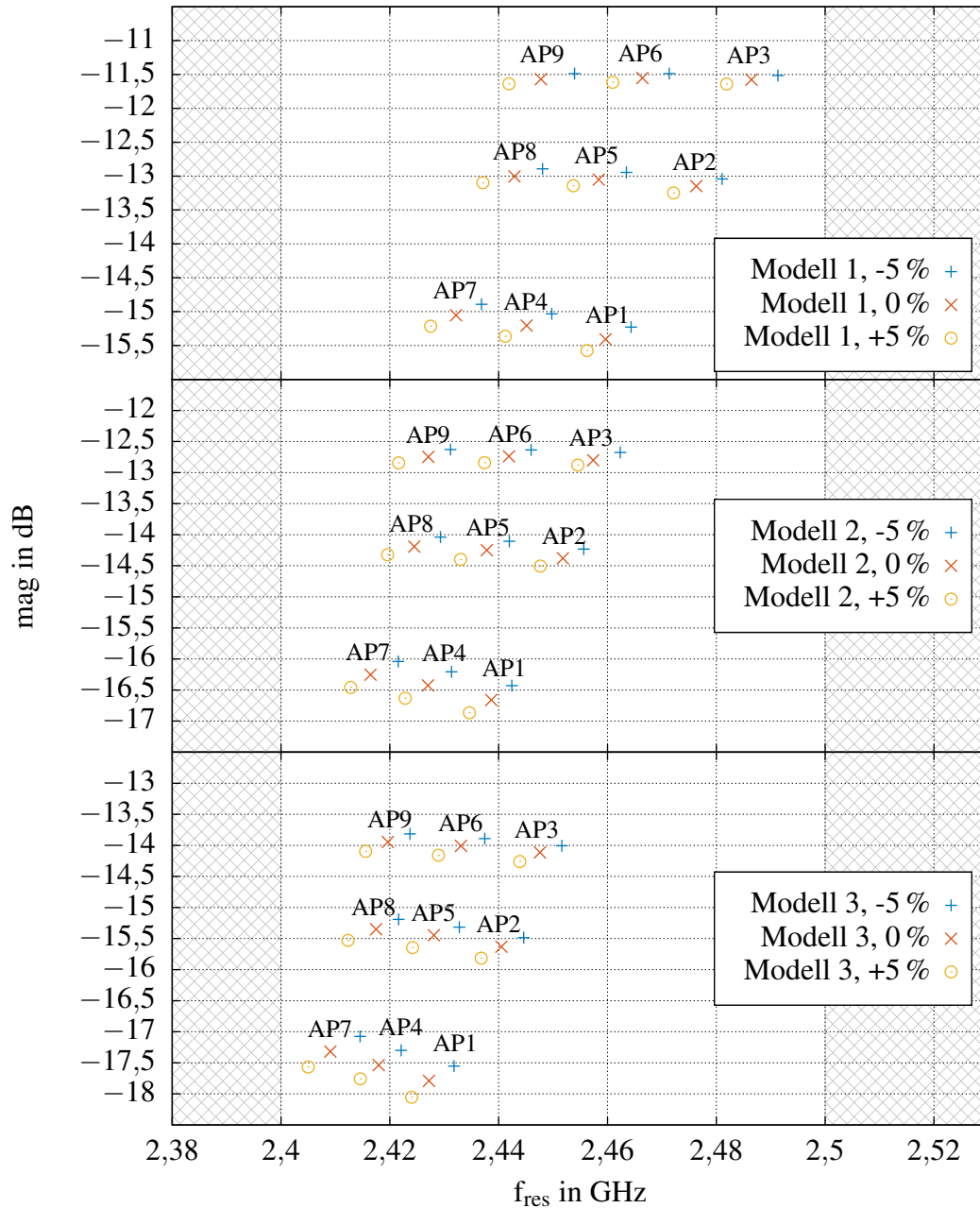


Abbildung 17: Ausgewählte spezifische Arbeitspunkte und deren Entwicklung nach Resonanzfrequenz und Reflexionsfaktorbetrag für eine  $\pm 5\%$ -ige Hydrationschwankung. Der Frequenzbereich außerhalb der Spezifikation ist grau schraffiert dargestellt.

Arbeitspunkt	$d_{\text{haut}}$ in mm	$d_{\text{sc}}$ in mm
1	0,9	1,6
2	0,9	2,2
3	0,9	2,8
4	1,1	1,6
5	1,1	2,2
6	1,1	2,8
7	1,3	1,6
8	1,3	2,2
9	1,3	2,8

Tabelle 6: Zuordnung von 9 Gewebedickenkombinationen zu spezifischen Arbeitspunkten innerhalb des allgemeinen Arbeitsbereiches.

keiten über den Arbeitspunkten zu bekommen, werden in Tabelle 7 die simulierten Differenzen von Resonanzfrequenz und Betrag für eine  $\pm 5\%$ -ige Hydrationschwankung angegeben.

	Modell 1		Modell 2		Modell 3	
	$\Delta f_{\text{res}}$ in MHz	$\Delta \text{mag}$ in dB	$\Delta f_{\text{res}}$ in MHz	$\Delta \text{mag}$ in dB	$\Delta f_{\text{res}}$ in MHz	$\Delta \text{mag}$ in dB
AP1	8,10	0,346	7,80	0,435	7,80	0,501
AP2	8,94	0,208	7,98	0,274	7,80	0,330
AP3	9,42	0,125	7,80	0,202	7,74	0,254
AP4	8,52	0,331	8,52	0,425	7,50	0,459
AP5	9,78	0,198	8,94	0,292	8,58	0,330
AP6	10,38	0,128	8,58	0,205	8,52	0,269
AP7	9,36	0,323	8,76	0,417	9,54	0,493
AP8	10,98	0,206	9,72	0,285	9,30	0,339
AP9	12,06	0,151	9,54	0,217	8,16	0,280

Tabelle 7: Differenzen der Resonanzfrequenzen und Reflexionsfaktorbeträge bei einer Hydrationschwankung von  $\pm 5\%$  für mehrere simulierte Arbeitspunkte und Gewebemodelle.

Aus der Tabelle lässt sich entnehmen, dass die Sensorempfindlichkeit bezüglich der Resonanzfrequenz von dem Arbeitspunkt abhängt. So beträgt für Modell 3 im Arbeitspunkt 3, bei welchem die kleinste Hautdicke von 0,9 mm und die größte subkutane Gewebedicke von 2,8 mm angenommen wird, die Schwankung in der Resonanzfrequenz für eine  $\pm 5\%$ -ige Hydrationschwankung etwa 7,74 MHz. Führt man sich vor Augen, dass eine physiologisch relevante Hydrationschwankung im Bereich von etwa 0 % bis 5 % liegt, entspräche dies einer Frequenzverschiebung von etwa 3,87 MHz. Im Gegensatz dazu lässt sich für die Arbeitspunkte, bei denen die Hautdicke maximiert ist, eine Schwankung der Resonanzfrequenz von bis zu 12,06 MHz

ausmachen, was etwa 50 % oberhalb der kleinsten Resonanzfrequenzverschiebung bei Arbeitspunkt 3 und Modell 3 liegt. Dies betont den großen Einfluss der Haut, welche gleichzeitig das dem Sensor am nächsten gelegene Gewebe darstellt.

Gruppiert man die Arbeitspunkte nach steigender Dicke der Subcutis, lässt sich feststellen, dass bei Modell 1 mit steigender Subcutisdicke im Schnitt eine steigende Empfindlichkeit bezüglich der Resonanzfrequenz festgestellt werden kann. Dies ist konträr zur ursprünglichen Annahme, eine möglichst dünne Subcutis würde sich positiv auf die Empfindlichkeit des Sensors auswirken. Tatsächlich ist bei der Modellierungsmethode 1, welche einen idealen, parallelen Lagenaufbau vorsieht, jedoch das Gegenteil der Fall. Durch die ideale Parallelität der Lagen, die nur bei der Modellierungsmethode 1 existiert, besteht ein starker Permittivitätssprung zwischen den Schichten, der sich negativ auf die Empfindlichkeit auswirkt. Bei sehr geringen Subcutisdicken überkompensiert der Permittivitätssprung den Anteil der Muskelmasse an der Sensorantwort. In diesem speziellen Fall bewirkt eine höhere Subcutisdicke eine größere Empfindlichkeit, da sich hier der Permittivitätssprung weiter von der Sensorstruktur befindet und damit der Einfluss geringer ist. Bei den Modellen 2 und 3 hingegen verhält sich die Entwicklung der Empfindlichkeit gegenüber der Subcutisdicke indirekt proportional bis gleichbleibend und ist damit konform zum gegenwärtigen Verständnis.

Hinsichtlich der Entwicklung der Reflexionsfaktorbeträge über der Subcutisdicke lässt sich für alle Modelle ein indirekt proportionaler Zusammenhang beobachten. Die Empfindlichkeit des Sensors wechselt folglich bei niedrigen Subcutis- und Hautdicken von eher betragsbezogen bis zu hohen Subcutis- und Hautdicken zu eher resonanzfrequenzbezogen. Dadurch, dass beide Werte messtechnisch erfasst werden, lässt sich keine deutlich erkennbare Degradation der gesamten Sensorempfindlichkeit über alle simulierten Arbeitspunkte erkennen. Je nach Arbeitspunkt liegt die Forderung an die Messschaltung entweder eher auf der Genauigkeit in der Frequenzauflösung oder auf der Genauigkeit in der Bestimmung des Reflexionsfaktorbetrages. Bei Arbeitspunkt 5, der in der Mitte des allgemeinen Arbeitsbereiches liegt, sind sowohl die Resonanzfrequenzverschiebung als auch der Betragsunterschied ausgewogen und im Mittelfeld des Ergebnisbereiches angesiedelt.

Abschließend lässt sich für den Sensorentwurf bemerken, dass der tatsächliche Gewebeaufbau einen wechselnden Einfluss auf die Sensorgößen Resonanzfrequenz und Reflexionsfaktorbetrag besitzt. Mittels der verwendeten Modelle lässt sich annehmen, dass eine Empfindlichkeit bezüglich der Resonanzfrequenz von 0,75 MHz bis 1,21 MHz pro Dehydrationsprozent und bezüglich des Betrages von 0,01 dB bis 0,05 dB pro Dehydrationsprozent erwartet werden kann. Die Betragsempfindlichkeit rückt folglich absolut gesehen im Vergleich zur Frequenzempfindlichkeit in den Hintergrund. Für ein Messsystem mit einer Frequenzauflösung von 0,5 MHz ließe sich im Idealfall somit eine physiologische Hydrationschwankung von etwa 0,4 % bis 0,7 % detektieren. Weiterhin wird ersichtlich, dass in die Betrachtungsweise des Permittivitätssensors ebenfalls der gewebe technische Aufbau der Messstelle mit einfließen muss, da dieser auch einen Einfluss auf die sensorischen Leistungsparameter der Sensorstruktur besitzt. Daher ist es hinsichtlich der Verwendung in einer Probandenstudie notwendig, eine Art Dehydrationskalibrierung für jeden einzelnen Probanden durchzuführen. Dabei wird ein bekann-

ter Dehydrationszustand erzeugt (beispielsweise optimal hydriert) und gegen die messtechnisch erfassten Parameter abgeglichen. Dies ermöglicht es, den probandenspezifischen Arbeitspunkt zu ermitteln, der von den lokalen Schichtdicken an der Messstelle bestimmt wird. Während der Studie gemessene Schwankungen um diesen Arbeitspunkt können anschließend in die physiologische Hydrationschwankung umgerechnet werden.

#### 7.4.5 Sensitivitätsanalyse

Da die Leiterplattenherstellung und die Sensorintegration stets gewissen Fertigungsschwankungen unterliegen, muss zusätzlich eine Sensitivitätsanalyse durchgeführt werden. In mehreren Feldsimulationen werden ausgehend vom optimierten Entwurf einzelne Parameter der Sensorplatte oder der Messumgebung geringfügig verändert und die Auswirkung auf Resonanzfrequenz und Anpassung festgehalten. Dies dient einerseits dazu, Parameter in ihrer Integrationskritikalität nach zu sortieren und andererseits dazu, ein Verständnis für spezifische Genauigkeitsanforderungen des Sensors zu entwickeln. Als schwankende Parameter in einem Leiterplattenprozess werden dabei die Substratdicke  $d_{\text{sub}}$  oder die Substratpermittivität  $\epsilon'_{\text{r,sub}}$  sowie Fehler bei geometrischen Schwankungen der Sensorstruktur  $d_{\text{patch}}$ ,  $w_{\text{patch}}$ ,  $l_{\text{patch}}$  herangezogen. Die Variation soll dabei über der gesamten Platine homogen angenommen werden. Dadurch werden Sondereffekte wie lokale Permittivitätsschwankungen, eine mechanische Verwindung der Platine oder richtungsabhängige Fertigungstoleranzen vernachlässigt. Bei der Integration des Sensors spielen im Wesentlichen die Passivierungsdicke  $d_{\text{pass}}$  und die Permittivität des verwendeten Silikons  $\epsilon'_{\text{r,pass}}$  eine Rolle. Planaritätsfehler werden ausgeschlossen und es wird von perfekt parallel zueinander liegenden Schichten ausgegangen. Des Testmedium, welches in der Simulation auf den Sensor aufgebracht wird, ist ein ideal paralleler Mehrlagenaufbau mit den Gewebedicken des mittleren Arbeitspunkts AP5 für normal hydriertes Gewebe. Die Bewertungsgrundlage der Analyse ist die Sensitivität  $\gamma$ , welche in Gleichung 14 definiert ist. Dabei kennzeichnet  $\chi$  die sich verändernde Sensorgröße wie Resonanzfrequenz  $f_{\text{res}}$  oder den Betrag bei der Resonanzfrequenz  $\text{mag}$ . Die Größe des modulierten Parameters wird mit  $p$  bezeichnet, wobei der Index *ideal* für die ideale Geometrie und der Index *var* für die Eigenschaft unter Schwankungseinfluss steht. Die Gleichung stellt somit die relative Änderung einer Sensorgröße ins Verhältnis zur relativen Parameterschwankung. Eine größere Sensitivität bedeutet somit einen größeren Einfluss der Parameterschwankung auf eine Sensorgröße.

$$\gamma_{\chi,p} = \frac{\frac{\chi_{\text{var}} - \chi_{\text{ideal}}}{\chi_{\text{ideal}}}}{\frac{p_{\text{var}} - p_{\text{ideal}}}{p_{\text{ideal}}}} \quad (14)$$

In den Abbildungen 18 und 19 sind die Ergebnisse der Sensitivitätssimulationen bezüglich der Resonanzfrequenz und des Betrages bei der Resonanzfrequenz gezeigt. Die jeweilige Sensitivität  $\gamma$  eines Parameters steckt dabei im Verhältnis der prozentualen Abweichung von der Sensorgröße zum Schwankungsparameter und folglich in der Steigung der Geraden. Zusätzlich sind daher in Tabelle 8 die berechneten Sensitivitätswerte  $\gamma_{\chi,p}$  aufgelistet.

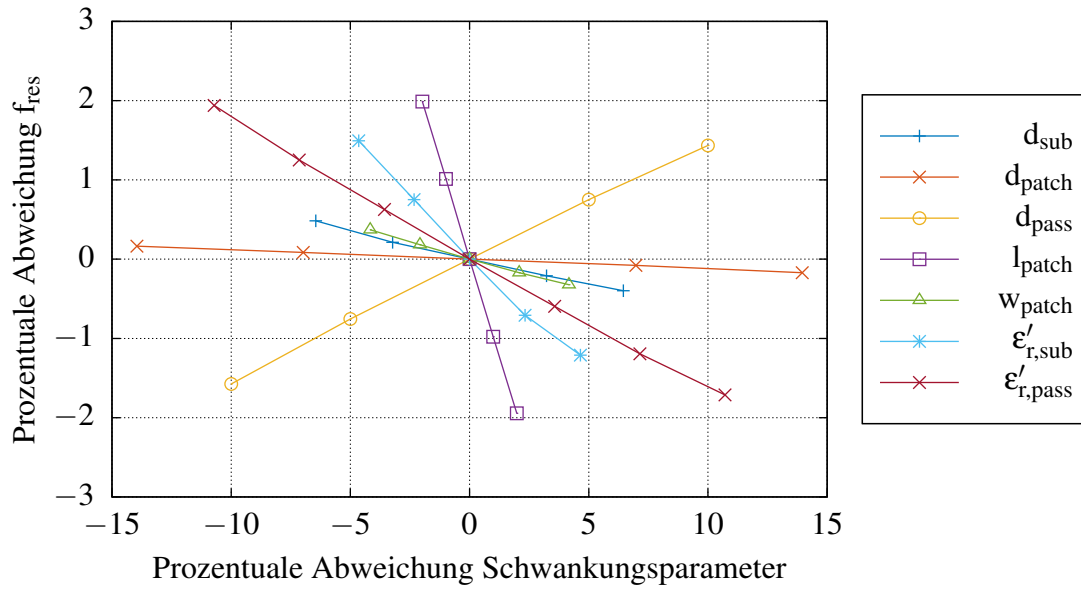


Abbildung 18: Sensitivitätsanalyse bezüglich der Abweichung der Resonanzfrequenz des Sensors für diverse Prozessschwankungen.

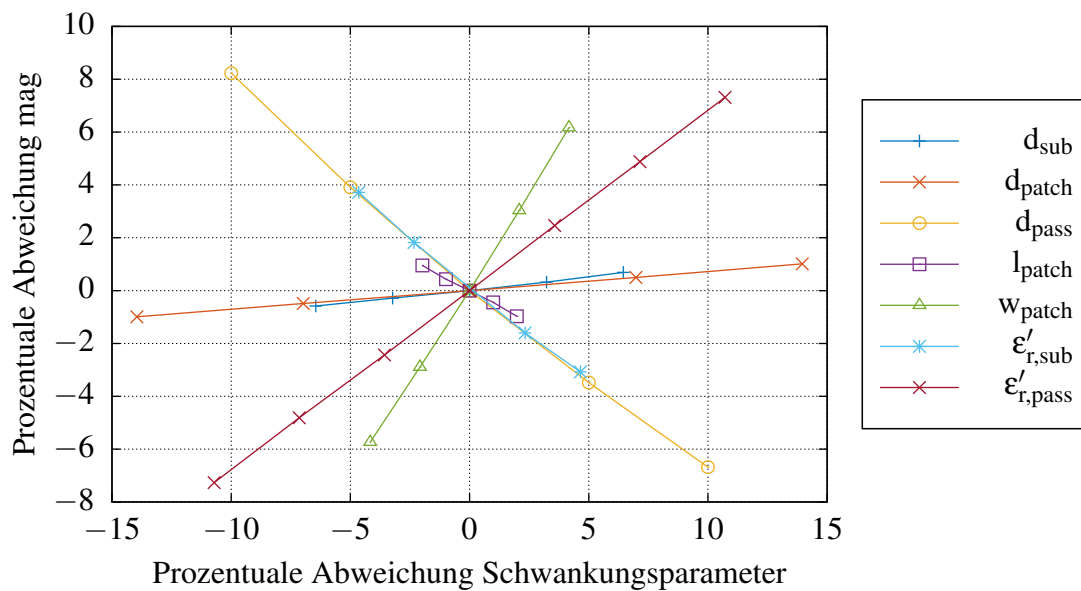


Abbildung 19: Sensitivitätsanalyse bezüglich der Abweichung des Betrags bei der Resonanzfrequenz des Sensors für diverse Prozessschwankungen.

Schwankungsparameter p	$\gamma_{f_{res},p}$	$\gamma_{mag,p}$	$ \gamma_{f_{res},p}/\gamma_{mag,p} $
$d_{sub}$	-0,068	0,099	0,692
$d_{patch}$	-0,012	0,072	0,167
$d_{pass}$	0,150	-0,746	0,202
$l_{patch}$	-0,993	-0,486	2,046
$w_{patch}$	-0,083	1,429	0,058
$\epsilon'_{r,sub}$	-0,291	-0,731	0,398
$\epsilon'_{r,pass}$	-0,171	0,680	0,251

Tabelle 8: Sensitivitätswerte  $\gamma_{\chi,p}$  und  $|\gamma_{f_{res},p}/\gamma_{mag,p}|$  für diverse Prozessschwankungen bei der Fertigung und Integration der Sensorleiterplatte.

Die Auswirkung auf die Resonanzfrequenz des Sensors betreffend, lässt sich feststellen, dass von allen Prozessschwankungen die Länge des Patches  $l_{patch}$  durch ihre hohe Sensitivität von -0,993 den stärksten Einfluss besitzt. Vorteilhafterweise ist die Geometrie des Patches durch einen fotolithografischen Herstellungsprozess relativ genau definiert und die absolute Auflösung liegt bei etwa  $\pm 100 \mu\text{m}$ . Dies entspricht einer relativen Schwankung in der Länge von  $\pm 0,4\%$ , was sich in einer Schwankung von ungefähr 0,4 % in der Resonanzfrequenz bemerkbar macht. Durch den hohen Einfluss von  $l_{patch}$  auf den Sensorparameter  $f_{res}$  muss dies bei der Fertigung berücksichtigt und im Falle einer nicht näher spezifizierbaren Prozessgenauigkeit eine nachträgliche, manuelle Trimmung der Sensorstruktur in Betracht gezogen werden. Ebenso kritisch zu betrachten ist eine Schwankung in der Permittivität des Substrates, welche eine Sensitivität von etwa -0,3 besitzt. Dadurch, dass die Permittivität des Substrates von der Lage und Dichte der Glasfasern im FR4 abhängt und die Hersteller lediglich typische Permittivitätswerte angeben [71], gestaltet sich eine Abschätzung als schwierig und es müssen Kompensationsmethoden gefunden werden, um auf eine Schwankung entsprechend reagieren zu können. Bezüglich der Auswirkung auf die Anpassung des Sensors bei der Resonanzfrequenz zeigen sich 5 der 7 Schwankungsparameter als empfindlich. Da jedoch der Spezifikationsbereich hinsichtlich der Anpassung des Sensors deutlich weiter gefasst ist als beispielsweise für die Resonanzfrequenz, ist eine Anpassungsverschiebung von bis zu 10 % noch tolerabel. Schwankungen hinsichtlich der Dicke des Patches und der Dicke des Substrates besitzen nur eine geringe Auswirkung auf beide Sensorgrößen.

Insgesamt lässt sich für die Fertigung des Sensors resümieren, dass eine Integration des gefertigten Sensors ohne manuelle Anpassungen zu einem Sensorverhalten führen kann, welches nicht der Spezifikation entspricht. Es müssen somit im Voraus Maßnahmen gefunden werden, um im Nachhinein auf Prozessschwankungen reagieren zu können. Da Eigenschaften, wie die Substratdicke oder die materialspezifischen Permittivitäten, nach der Fertigung nicht mehr abgeändert werden können, hat man lediglich über eine Anpassung der Länge und der Breite des Patches und der Schichtdicke der Passivierung eine Einflussmöglichkeit auf das Sensorverhalten. Ein ideale Kompensation von Prozessschwankungen ist möglich, wenn die Verhältnisse der beiden



Sensitivitäten  $|\gamma_{\text{fres,p}}/\gamma_{\text{mag,p}}|$  für Schwankungs- und Anpassungsparameter gleich sind. In diesem Fall ist eine exakte Gegenbewegung in beide Sensorgrößen, nämlich der Resonanzfrequenz und der Anpassung bei der Resonanzfrequenz, möglich. In allen anderen Fällen bedingt eine manuelle Anpassung immer nur eine einseitige Verbesserung, wobei durch die Sicherheitsabstände zu den Grenzen der Spezifikation ein gewisser Spielraum eingeräumt wird.

Die Kompensationsmöglichkeiten sind weiterhin in Tabelle 9 zusammengefasst. Ein Tabelleneintrag, der mit einem Pluszeichen gekennzeichnet ist, bedeutet, dass für die Kompensation einer positiv gearteten Schwankung eine positiv geartete Anpassung erfolgen muss. Ein Eintrag, der mit einem Minuszeichen versehen ist, deutet darauf hin, dass ein gegensätzliches Verhalten von Anpassungsparameter zum Schwankungsparameter vorliegt. Sind die Auswirkungen auf beide Sensorgrößen prinzipiell gegenläufig und ist somit keine gleichgerichtete Kompensation möglich, wird der Eintrag mit einer 0 markiert.

$\frac{\text{Schwankungsparameter} \rightarrow}{\text{Anpassungsparameter} \downarrow}$	$d_{\text{sub}}$	$d_{\text{patch}}$	$d_{\text{pass}}$	$l_{\text{patch}}$	$w_{\text{patch}}$	$\epsilon'_{\text{r,sub}}$	$\epsilon'_{\text{r,pass}}$
$d_{\text{pass}}$	+	+	-	0	+	0	+
$l_{\text{patch}}$	0	0	0	-	0	-	0
$w_{\text{patch}}$	-	-	+	0	-	0	-

Tabelle 9: Kompensationsmatrix zur Veranschaulichung der Möglichkeiten einer manuellen Einflussnahme auf Prozessschwankungen bei der Fertigung und Integration der Sensorleiterplatte. Plus-/Minuszeichen kennzeichnen positive/negative Kompensation, 0 kennzeichnet keine gleichgerichtete Kompensationsmöglichkeit.

Aus der Tabelle ist zu entnehmen, dass eine manuelle Anpassung der Länge des Patches  $l_{\text{patch}}$  im Nachhinein nur für zwei Abweichungsszenarien in Frage kommt. Der Trivialfall ist hierbei eine Schwankung in der Länge des Patches bei der Fertigung, bei der entsprechend gekürzt wird, bis die Länge passt. Der zweite Fall ist die Anpassungsmöglichkeit für Schwankungen in der Substratpermittivität, welche im Gegensatz zu  $d_{\text{pass}}$  und  $w_{\text{patch}}$  zu keiner gleichgerichteten Kompensation führen würde. Weiterhin lässt sich aus der Tabelle ableiten, dass  $d_{\text{pass}}$  und  $w_{\text{patch}}$  zueinander auf alle Schwankungsparameter eine gegensätzliche Kompensationswirkung besitzen. Ohne auf die spezifischen Auswirkungen auf Resonanzfrequenz und Anpassung bei der Resonanzfrequenz einzugehen, lässt sich somit durch eine Verkleinerung von  $d_{\text{pass}}$  ein ähnlicher Effekt wie durch eine Vergrößerung von  $w_{\text{patch}}$  erreichen.

Eine generelle Aussage über die Kompensierbarkeit für eine gefertigte Sensorgeometrie lässt sich über die gewichtete Kombination aller Sensitivitäten gewinnen. Unter der Annahme, dass alle Fehlanpassungseffekte in einem kleinen Bereich linear überlagert werden können, lassen sich die Gleichungen 15 und 16 aufstellen, welche eine Addition der gewichteten Sensitivitäten der Anpassungsparameter darstellen. Für einen gegebenen Kompensationsbedarf von Resonanzfrequenz und Betrag müssen die Faktoren  $a$ ,  $b$  und  $c$  bestimmt werden, die die relative Änderung eines Anpassungsparameters beschreiben. Die linken Seiten der Gleichungen zei-

gen dabei die fehlerhaften Anteile, die durch die Anpassungen kompensiert werden sollen und tragen daher ein Minuszeichen.

$$-\frac{f_{\text{res,var}} - f_{\text{res,ideal}}}{f_{\text{res,ideal}}} = a\gamma_{f_{\text{res,dpass}}} + b\gamma_{f_{\text{res,wpatch}}} + c\gamma_{f_{\text{res,lpatch}}} \quad (15)$$

$$-\frac{\text{mag}_{\text{var}} - \text{mag}_{\text{ideal}}}{\text{mag}_{\text{ideal}}} = a\gamma_{\text{mag,dpass}} + b\gamma_{\text{mag,wpatch}} + c\gamma_{\text{mag,lpatch}} \quad (16)$$

Durch das unterbestimmte Gleichungssystem besitzt man einen zusätzlichen Freiheitsgrad bezüglich der Anpassungsmöglichkeiten. Dies kann vorteilhaft sein, wenn die Breite und Länge des Patches fixiert werden und nur noch die Passivierungsdicke fein angepasst werden muss, um eine gewünschte Kompensation zu erreichen. Um genügend Variationsspielraum für die Sensorstruktur zu haben, wird deswegen in dem Leiterplattenlayout ein ausreichendes Übermaß für  $l_{\text{patch}}$  vorgesehen, nicht zuletzt weil eine manuelle Verkleinerung der Patchabmessungen leichter fällt als eine nachträglich Vergrößerung. Solange für einen Leiterplattenhersteller keine verbindlichen Aussagen zur Reproduzierbarkeit der vorgegebenen Geometrien getroffen werden können, bleibt eine gewisse Feinjustierung der Sensorstruktur in der finalen Integrationsstufe notwendig.

#### 7.4.6 SAR-Analyse

Um sicherzustellen, dass die von der Sensorstruktur erzeugten elektromagnetischen Felder für Probanden verträglich sind, wird die spezifische Absorptionsrate als Beurteilungskriterium verwendet. Der SAR-Wert (engl.: “Specific Absorption Rate”) ist hierbei in dem IEEE-Standard C95.1 [72] definiert, als die zeitliche Ableitung der Absorption einer infinitesimal kleinen Energie  $dW$  in einem infinitesimal kleinen Massenelement  $dm$ . Über die Dichte  $\rho$  des Materials lässt sich die Gleichung weiter mit dem Probenvolumen  $V$  verknüpfen. Aus der Simulation lässt sich der Wert am komfortabelsten über die Ermittlung des Betrages des elektrischen Feldes  $E$  und der zugehörigen Leitfähigkeit  $\sigma_{\text{sar}}$  des Materials gewinnen. Die entsprechende Definition findet sich in Gleichung 17, wobei die Zeit mit  $t$  bezeichnet wird.

$$\text{SAR} = \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{dW}{dm} \right) = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{dW}{dV} \right) \equiv \frac{\sigma_{\text{sar}} |E|^2}{\rho} \quad (17)$$

Je nach internationaler Regelung wird allerdings der sogenannte peak-spatial-average-Wert als Beurteilungsgröße verwendet, der dem maximalen, über einem Volumen oder einer Masse gemittelten SAR-Wert entspricht.

$$\text{SAR}_{\text{psa}} = \frac{1}{V} \int_V \frac{\sigma_{\text{sar}} |E|^2}{\rho} dV \quad (18)$$

Nach IEEE Standard liegt der grundsätzliche Grenzwert in den Extremitäten distal vom Ellenbogengelenk bei 4 W/kg, gemittelt über 10 g Probenmasse. Insofern dieser Grenzwert nicht

überschritten wird, ist nach dem Standard nicht von einem Einfluss auf die Gesundheit des Probanden auszugehen. Für geringe Leistungen, wie etwa beispielsweise bei der Überprüfung von Mobilfunkgeräten, wird eine genormte, homogene Ersatzflüssigkeit in Kombination mit einer lokalen Feldsonde verwendet. In unserem Fall soll die Analyse der Struktur durch eine elektromagnetische Feldsimulation erfolgen, wobei von einer konservativeren Annahme für den Grenzwert ausgegangen wird. Dabei soll der SAR-Grenzwert auch innerhalb einer einzelnen Simulationszelle des Simulationsmodells nicht überschritten werden dürfen. Eine einzelne Simulationszelle ist hierbei sehr viel kleiner als ein entsprechendes Volumen mit einer Masse von 10 g. Dadurch, dass die örtliche Mittelung über 10 g biologische Masse entfällt, werden somit auch potentielle Stellen mit hohem Spitzenwert einbezogen, wodurch die Beurteilungskonservativität erhöht wird. Eine Analyse der SAR-Werte erfolgt simulativ für alle Modellierungsarten (homogenes Medium, planparalleler Aufbau, schwacher Verwachsungsgrad, starker Verwachsungsgrad) mit unterschiedlichen z-Koordinaten des Simulationsmodells. Die z-Koordinaten der untersuchten XY-Ebenen werden dabei so gewählt, dass sie direkt nach einem Schichtenübergang liegen. Bei den Modellen, bei denen die Schichtdicken definiert werden können, werden  $d_{\text{haut}}$  zu 1,1 mm und  $d_{\text{sc}}$  zu 2,2 mm gesetzt, was jeweils den angenommenen Mittelwert der Schichten entspricht. In dem Modell, bei welchem das homogene Material als MUT verwendet wird, werden dieselben z-Koordinaten und eine homogene Permittivität von  $26-j6$  verwendet. Die Simulationsergebnisse werden in XY-Ebenen bei  $z=\{2,16; 3,26; 5,46\}$  mm ausgewertet. Dies befindet sich bei den Mehrlagenmodellen kurz nach den Schichtübergängen von Passivierung zu Haut ( $z=2,15$  mm), von Haut zu Subcutis ( $z=3,25$  mm) und von Subcutis zur Muskelmasse ( $z=5,45$  mm). Als Dichte wird der kleinste vorkommende Wert im Lagenaufbau mit  $\rho_{\text{sc}}=918 \text{ kg/m}^3$  angenommen, was etwa der Dichte von Körperfett entspricht. Dies ist eine weitere konservative Berechnung, da die Dichte von Haut mit  $1050 \text{ kg/m}^3$  oder Muskel mit  $1060 \text{ kg/m}^3$  einen etwas niedrigeren SAR-Wert ergäben. Sowohl bei der Modellierung mit dem homogenen Medium oder der Modellierung unterschiedlicher Verwachsungsgrade ermöglicht oder erleichtert dies ebenfalls die Berechnung. Die SAR-Simulationen werden jeweils bei der Resonanzfrequenz des Sensors ausgewertet, da hier die größte Leistung in das Gewebe eingekoppelt wird und folglich die größten Verluste im Material zu erwarten sind. Die Einspeiseleistung bei der Simulation beträgt +27 dBm, was von dem Feldsimulationsprogramm selbst vorgegeben ist. Eine entsprechende Skalierung der Simulationsergebnisse wird daher im Anschluss vorgenommen. In Abbildung 20 sind die Ergebnisse der Simulationen für die Bestimmung der SAR-Werte unterschiedlicher Modelle gezeigt. Die farbliche Skalierung ist so gewählt, dass sie immer das jeweilige Maximum in der aktuellen Ebene des jeweiligen Modells als obere Grenze besitzt.

Die angegebenen Maxima sind die maximalen Verlustleistungsdichten innerhalb der gezeigten XY-Ebene. Ein Vergleich aller Modelle hinsichtlich den Ergebnissen in der XZ-Ebene verdeutlicht, dass die Wahl der Modellierung auch das Messvolumen innerhalb des Mediums beeinflusst. Während bei einem homogenen Testmaterial sich die Leistungsdichte an den Kanten des Patches konzentriert und nahezu 2 separate Zonen ausbildet, formt sich bei allen Mehrlagenmodellen nur jeweils eine Zone mit hoher Verlustleistung in der Mitte des Patches. Dies

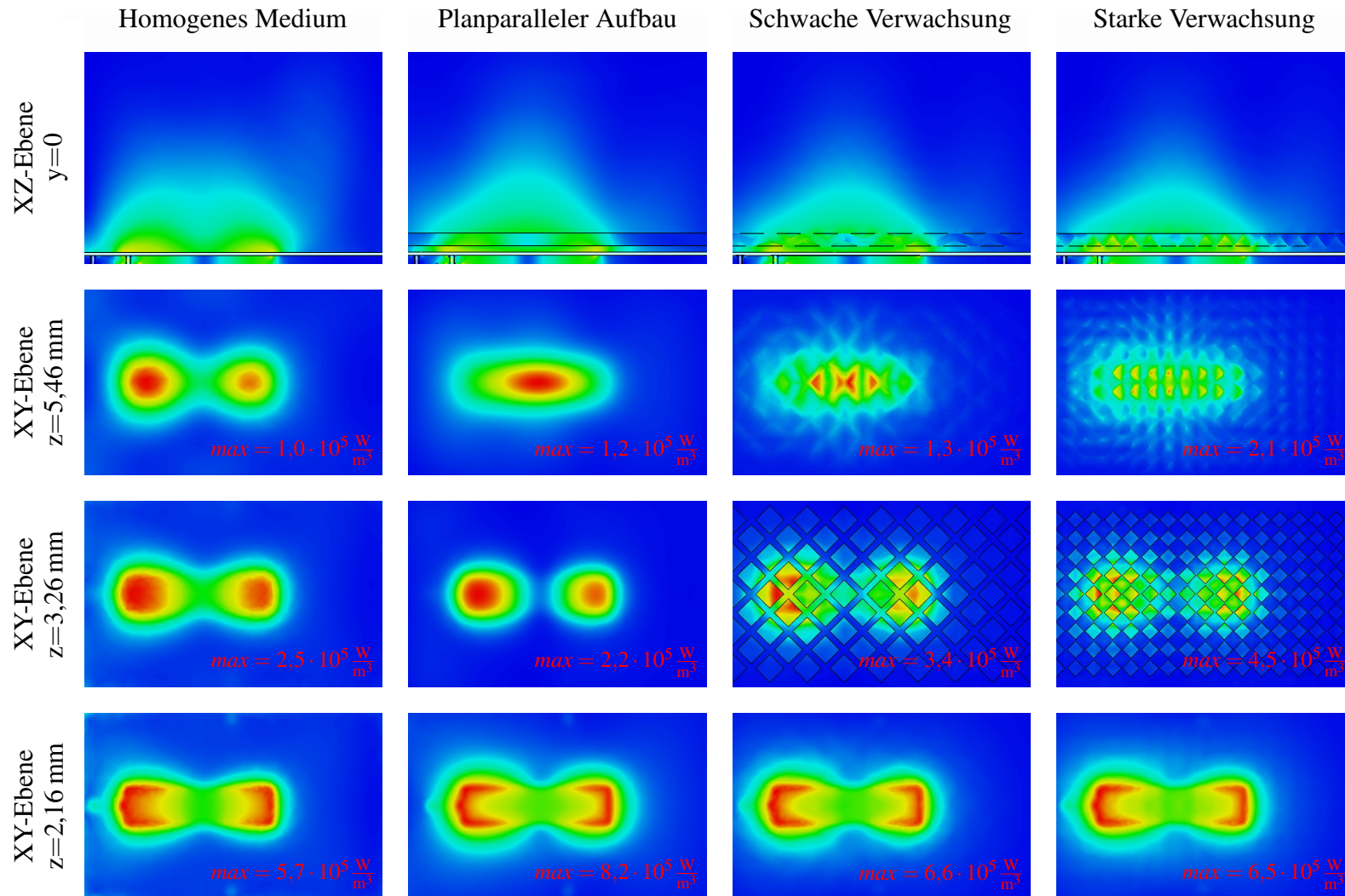


Abbildung 20: Simulierte Verlustleistungsdichten über unterschiedliche Modellierungsarten der Messstelle. Die XY-Ebene liegt parallel zum Sensorsubstrat. Die Auswertung erfolgt jeweils bei der Resonanzfrequenz des Sensors. Die z-Koordinaten für die XY-Ebenen werden so gewählt, dass sie kurz nach einem Schichtenübergang zu liegen kommen.

ist ebenfalls bei der Betrachtung der XY-Ebenen für  $z=5,46$  mm sehr gut erkennbar. Weiterhin bewirkt ein steigender Verwachsungsgrad der Schichten eine sichtbare Verbreiterung und Homogenisierung der Verlustleistungsdichte in XY-Richtung, auch wenn für den größten Verwachsungsgrad das Maximum eines kleinen Hotspots die größte Verlustleistungsdichte aufweist. Für  $z=2,16$  mm, bei dem die Ebenen sehr nahe an der Sensorstruktur liegen, macht sich diese Homogenisierung nur leicht bemerkbar, ebenso wie der Einfluss der Massekontaktierungen am mittleren Rand der Sensorstruktur. In direkter Nähe zum Sensor kann die größte maximale Verlustleistungsdichte von  $8,2 \cdot 10^5$  W/m<sup>3</sup> bei dem planparallelen Aufbau festgestellt werden, während der kleinste Wert bei  $5,7 \cdot 10^5$  W/m<sup>3</sup> und dem homogenen Testmedium zu verzeichnen ist. Dies unterstreicht die Wichtigkeit der Simulation mit Mehrlagenmodellen. Ein Gebrauch von homogenen Ersatzflüssigkeiten, welche bei der Konformitätsprüfung von Mobilfunkgeräten verwendet werden, wäre hier nur mit der Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors angemessen, da der homogene Aufbau von allen Modellen die niedrigste Verlustleistungsdichte besitzt. Die Übertragung einer Messung mit einem homogenen Testmaterial auf die tatsächliche Verwendung an der vorgestellten Messstelle würde zu einer Unterschätzung der Strahlenbelastung führen.

Aus den simulierten, maximalen Verlustleistungsdichten kann nun mithilfe der Materialdichte die spezifische Absorptionsrate bestimmt werden. Dazu werden die simulierten, maximalen Verlustleistungsdichten durch die Materialdichten geteilt. Die entsprechenden Ergebnisse sind in Tabelle 10 dargestellt. Aus der Tabelle ist zu erkennen, dass für eine Einspeiseleistung von +27 dBm der zulässige Grenzwert von 4 W/kg an allen Messstellen an allen analysierten Stellen deutlich überschritten ist. Dies spricht für eine gute Präsenz des Feldes innerhalb des Testmaterials, jedoch gegen einen Einsatz an menschlichen Probanden.

	Homogenes Medium	Planparalleler Aufbau	Schwache Verwachsung	Starke Verwachsung
$z=2,16$ mm	621	893	719	708
$z=3,26$ mm	272	240	370	490
$z=5,46$ mm	109	131	142	229

Tabelle 10: Spezifische Absorptionsraten in W/kg für alle miteinander verglichenen Modellierungsmethoden in unterschiedlichen Abständen von der Sensorstruktur bei einer Einspeiseleistung von +27 dBm.

Für den Einsatz am Probanden muss daher die Anregungsleistung entsprechend gewählt werden. Die Linearität der Medien bezüglich der Feldstärke erlaubt eine entsprechend lineare Skalierung der spezifischen Absorptionsrate hinsichtlich der Einspeiseleistung. Ausgehend von der initialen Beschränkung auf 4 W/kg darf daher die Einspeiseleistung am Sensoranschluss nur maximal 2,24 mW betragen entsprechend +3,5 dBm. Es bleibt zu wiederholen, dass diese Abschätzung maximal konservativer Natur ist und aus diesem Grund für die vorgeschlagene

Maximalleistung von +3,5 dBm keinerlei Schädigung des Probanden zu erwarten ist. Die entsprechenden SAR-Grenzwerte können folglich mit der vorgeschlagenen Einspeiseleistung eingehalten werden, was die sichere Verwendung des Sensors innerhalb von Probandenstudien erst ermöglicht.

Ein abschließender, weiterer interessanter Aspekt bei der Betrachtung des Feldes in der Messstelle ist die Definition der Eindringtiefe in das Gewebe. In [72] wird die Eindringtiefe, vergleichbar zur Skintiefe, als diejenige Tiefe bezeichnet, bei der die Feldstärken im Vergleich zur Oberfläche, an der die Welle eindringt, auf den Faktor  $1/e$  (etwa 0,368) abgefallen sind. Alternativ lässt sich hierfür der Faktor  $1/e^2$  (etwa 0,135) bei der Leistungsdichte ansetzen. Übertragen auf die in Abbildung 20 dargestellten Simulationen, lassen sich so für die verwendeten Modellierungsarten entsprechende Eindringtiefen berechnen. In Tabelle 11 sind diese simulierten Eindringtiefen zusammengefasst. Im Gegensatz zu den konservativ ausgewerteten Leistungsdichten bei der SAR-Bestimmung muss hier eine gewisse Volumenmittelung erfolgen, da sonst lokal stark konzentrierte Felder die abgeschätzte Eindringtiefe stark verzerren.

	Homogenes Medium	Planparalleler Aufbau	Schwache Verwachsung	Starke Verwachsung
Eindringtiefe in mm	8,56	5,36	11,73	14,1

Tabelle 11: Simulierte Eindringtiefen des Sensorfeldes für alle miteinander verglichenen Modellierungsmethoden.

Es lässt sich feststellen, dass für die Modellierung einer starken Gewebeverwachsung die Eindringtiefe mit 14,1 mm fast dreimal so groß ist, wie bei dem Modell des perfekt parallelen Mehrlagenaufbaus. Dies liegt an dem bereits bei den SAR-Betrachtungen festgestellten Homogenisierungseffekt der Verwachsungspyramiden, welcher die rapide Abgrenzung von Schichten unterbindet und damit den diskreten Sprung des elektromagnetischen Feldes eliminiert. Die simulierte Eindringtiefe bei der Modellierung mit dem homogenen Medium liegt in der Mitte zwischen den beiden Extrema und ist damit nicht besonders auffällig. Insgesamt betrachtet ist für alle Modellierungsarten die Eindringtiefe des Sensors so groß, dass das Muskelgewebe vom Feld erfasst werden kann. Damit trägt nicht nur die Cutis und Subcutis zum Reflexionsfaktor des Sensors bei, sondern auch das tiefer gelegene Muskelgewebe.

## 7.5 Realisierung und Verifikation des Sensors

Im Folgenden soll die praktische Realisierung und Verifikation des Sensors erläutert werden. Die Realisierung des Sensors erfolgt dabei in zwei Schritten. Zuerst wird der Sensorpatch manuell auf die optimale Länge angepasst und in einem zweiten Schritt wird die Passivierungsschicht aufgetragen. Die Verifikation des Sensors geschieht im Anschluss mithilfe einer binären Flüssigkeitsmischung, deren komplexe Permittivität durch Veränderung des Mi-

schungsverhältnisses verändert werden kann. Alle Messungen an der Sensorstruktur werden dabei mithilfe des kommerziellen Vektornetzwerkanalyzers PNA-X N5244A der Firma Keysight durchgeführt. Dazu wird rückseitig der Sensorplatine eine SMA-Buchse (engl.: “SubMiniature Version A”) in Oberflächenmontage angelötet, um die Sensorstruktur auf möglichst kurzem Weg zu konnektieren. Eine entsprechende Kalibrierung des Netzwerkanalyzers erlaubt es, die Referenzebene der Messung vom Messgeräteport bis an die Referenzebene der SMA-Buchse des Sensors zu bringen. Durch die Kalibrierung werden Einflüsse der Zuleitungskabel für die Messung und Nichtidealitäten des Netzwerkanalyzers rechnerisch eliminiert.

**Realisierung** Eine initiale Vermessung der Sensorstruktur erlaubt zunächst eine Aussage über die grobe Übereinstimmung von Simulationsmodell und gefertigter Platine. Wie sich in der Sensitivitätsanalyse zeigt, vermögen jedoch einige Schwankungsparameter Änderungen im Reflexionsfaktor zu kompensieren. In Abbildung 21 ist ein Vergleich der Vermessung von der mit Übermaß gefertigten Struktur und der Simulation mit einer entsprechend übermäßig modellierten Patchlänge gezeigt. Sowohl die Messung als auch die Simulation erfolgen zunächst ohne Passivierungsschicht. Die Simulationsparameter betragen  $d_{\text{sub}} = 1,55 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r,\text{sub}} = 4,3-j0,086$ ,  $d_{\text{patch}} = 35 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $l_{\text{patch}} = 27 \text{ mm}$  und  $w_{\text{patch}} = 7 \text{ mm}$ . Für alle gemessenen Sensoren kann eine

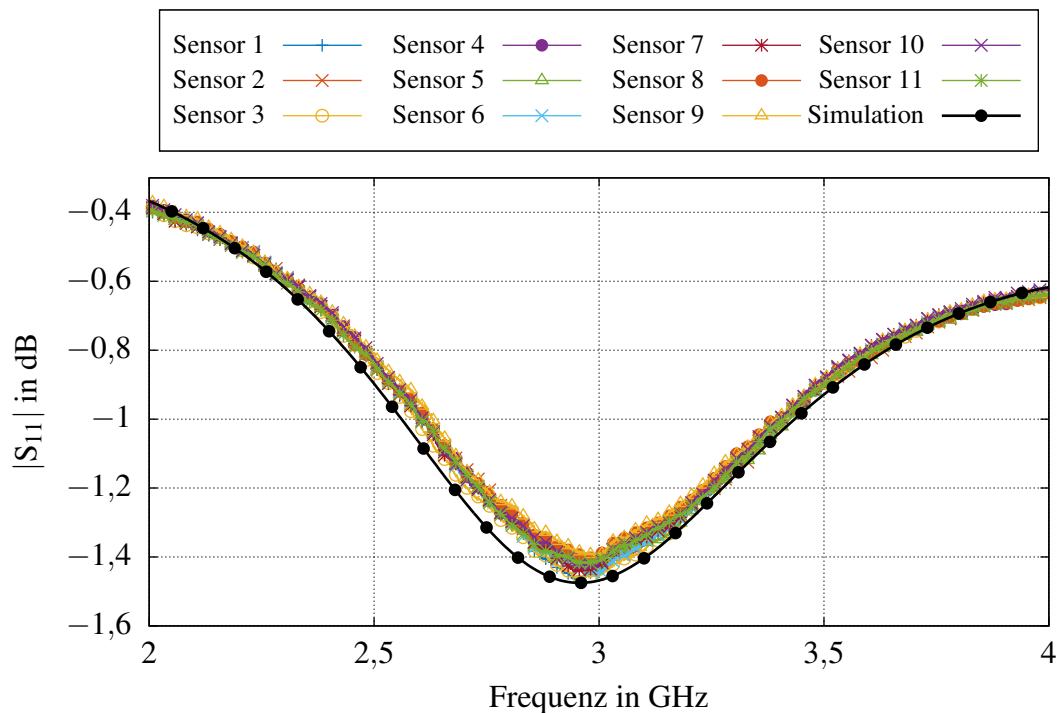


Abbildung 21: Vergleich von Simulation und Messungen an gefertigten Sensoren ohne Passivierungsschicht.

geringe Abweichung zwischen Simulation und Messung festgestellt werden, was auf eine gu-

te Übereinstimmung zwischen dem Simulationsmodell und der gefertigten Struktur schließen lässt. Die gemittelte Resonanzfrequenz über alle Sensoren weicht um weniger als 1 % von dem simulierten Wert ab, was ebenfalls die Validität unterstützt. Weiterhin lässt sich erkennen, dass die Betragsschwankung der Sensoren mit weniger als 0,1 dB untereinander sehr gering ist, was für eine gute Reproduzierbarkeit der gesamten geometrischen Struktur an sich spricht. Der Vergleich bringt eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der simulierten Struktur und der gemessenen Sensoren hervor und erlaubt somit den nächsten Schritt zur optimierten Sensorgeometrie, welcher in der Anpassung der Länge und der Breite des mit leichtem Übermaß gefertigten Sensors besteht.

Dazu wird mittels eines Mikroskops mit Messskala eine Rasierklinge in einem definierten Abstand zur Außenkante des Sensorpatches fixiert. Entlang dieser Rasierklinge, welche als Lineal fungiert, wird mittels eines scharfen Skalpells die Metallisierung des Patches separiert und von der Platine abgehoben. Ein Vergleich der simulierten Resonanzfrequenz des optimalen Sensors im unbeschichteten Zustand mit der gemessenen Resonanzfrequenz des Sensors zeigt dabei die Notwendigkeit zu weiteren Anpassungen der Struktur. Wird die Sensorstruktur so weit angepasst, dass die Differenz zwischen Messergebnis und Simulationsergebnis vernachlässigbar klein ist, erfolgt das Auftragen der Passivierungsschicht auf den Sensor. Aus der Sensitivitätsanalyse geht hervor, dass die Passivierungsdicke mit zu den kritischeren Prozessparametern zählt, da die Sensitivität bezüglich mag bei nahe eins liegt und somit eine 10 %-ige Schwankung in der Dicke zu einer fast 10 %-igen Schwankung des Betrages bei der Resonanzfrequenz führt. Um daher die Passivierungsschicht aus Silikon mit einer guten und reproduzierbaren Genauigkeit auf die Sensorplatine aufzubringen, wird daher ein Hilfsrahmen benutzt, welcher mit einem 3D-Drucker mittels Schmelzschiichtung (FFF, engl.: "Fused Filament Fabrication") und PLA-Druckmaterial (engl.: "Polylactic Acid") gefertigt wird. Dabei wird ein thermoplastisches Polymer mittels einer beheizten Düse erwärmt, verflüssigt und Schicht für Schicht auf einer Grundplatte aufgetragen, bis das gewünschte Objekt fertiggestellt ist. Der Vorteil des 3D-Drucks liegt in der geringen Zeit vom Entwurf bis zur tatsächlichen Verfügbarkeit des Produktes. Im Gegensatz zu Spritzgussverfahren, welche zunächst mehrere Tage für die Fertigung entsprechender Werkzeugformen benötigen, kann mit dem 3D-Druck fast instantan begonnen werden, das Objekt zu erstellen. Lediglich die Vorverarbeitung der Objektdaten durch einen sogenannten Slicer, der den tatsächlichen Maschinencode für die Fertigung erzeugt, kann bis zu einigen Minuten dauern. Durch die schnelle Einsatzmöglichkeit eignet sich das Verfahren perfekt für Nullserien oder Einzelstücke. Ein weiterer Vergleich zu zerspanenden Bearbeitungsmethoden verdeutlicht außerdem den geringen Materialaufwand bei gleichzeitig geringeren Prozesskosten. Bezüglich der reproduzierbaren Maßhaltigkeit 3D gedruckter Objekte für den Einsatzzweck als Vergussrahmen ist die Genauigkeit aktueller FFF-3D-Drucker vollkommen ausreichend. Gerade hinsichtlich der Auflösung in z-Richtung und damit der Definition der Dicke einer Schicht befinden sich die Genauigkeiten weit unterhalb von 100  $\mu\text{m}$ , weshalb der Einsatz für einen Vergussrahmen an dieser Stelle optimal scheint. Das verwendete Druckmaterial PLA ist in seiner Rohform ein biokompatibles und biologisch abbaubares Material mit vielen Anwendungsmöglichkeiten. In der Medizin findet es seine Verwendung als biologisch abbauba-



res Naht- oder Stützmaterial [73]. Weiterhin wird es unter Beimischung von anderen Zuschlagstoffen als vielseitiges Verpackungsmaterial verwendet. Für den 3D-Druck hingegen wird es gerne verwendet, da es eine geringe Materialschrumpfung beim Übergang vom flüssigen zum festen Zustand aufweist und die Druckobjekte dadurch nur wenig mechanische Verspannungen erfahren. Die geringen Verspannungen erlauben die Erzeugung von sauber definierten Kanten und Flächen, welche für die Erstellung des Hilfsrahmens notwendig sind. Als Entwurfssoftware

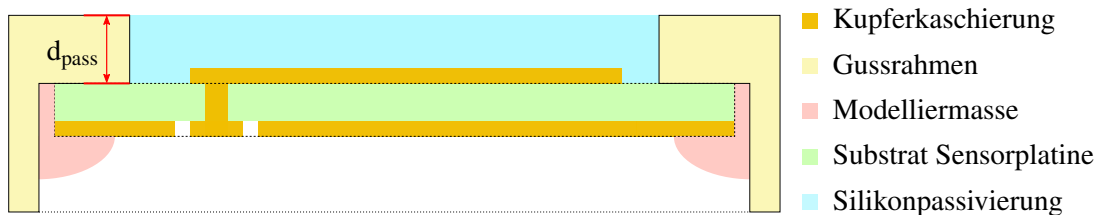


Abbildung 22: Einsatz eines Hilfsrahmens als Schablone für die Herstellung einer in der Dicke präzise reproduzierbaren Silikonpassivierungsschicht auf der Sensorstruktur.

für den Hilfsrahmen dient das Programm OpenSCAD [74]. In Abbildung 22 ist die Konzeption der Verwendung des Rahmens als Vergussform gezeigt. Für die Fertigstellung des Sensors wird zunächst die Sensorplatine auf den Hilfsrahmen gelegt und mithilfe von Modelliermasse rückseitig abgedichtet. Über das Fenster des Rahmens wird schließlich eine entsprechend abgemessene Menge der Silikonmasse gleichmäßig eingefüllt. Die verwendete Silikonmasse ist ein additionsvernetzender Zweikomponenten-Silikonkautschuk, welcher einerseits die Anforderungen nach Biokompatibilität erfüllt und andererseits eine gute Verarbeitbarkeit bei einer geringen Schrumpfung von nur 0,05 % aufweist. Nach einer entsprechenden Vernetzungszeit auf einer sorgfältig nivellierten Unterlage in einer beheizten Umgebung ist die Sensorstruktur fertig gestellt. Abbildung 23 zeigt eine nach dieser Methode erzeugte Sensorstruktur.

Anhand des karierten Hintergrunds für die fotografische Aufnahme der Passivierungsschicht kann die Planarität im Bereich des Patches augenscheinlich als gut bezeichnet werden. Die ungewöhnliche Strukturierung der Lötstopmmaske auf der Unterseite des Sensors ist eine notwendige Maßnahme für die Integration des Sensors und wird im Kapitel 10 näher erläutert. Gut zu erkennen ist weiterhin die rückseitige Kontaktierung des Patches mit der SMA-Buchse in Oberflächenmontage, welche die Vermessung der Struktur erlaubt. Um die Passivierungsdicke auch messtechnisch zu verifizieren, wird die Passivierungsschicht von einem Sensor abgezogen und ein etwa 1 mm breiter Streifen auf mittlerer Höhe des Patches mit einem Skalpell präpariert. Mithilfe eines Digitalmikroskops des Typs VHX-2000 der Firma Keyence wird die Dicke der Passivierungsschicht über dem unmetallisierten und dem metallisierten Teil der Sensorstruktur vermessen. In Kombination mit der guten Abformeigenschaft des Silikons lässt sich dadurch

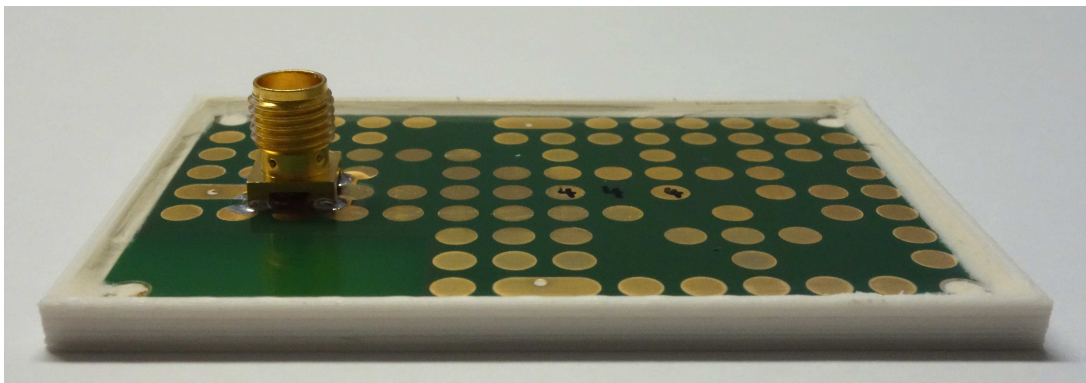
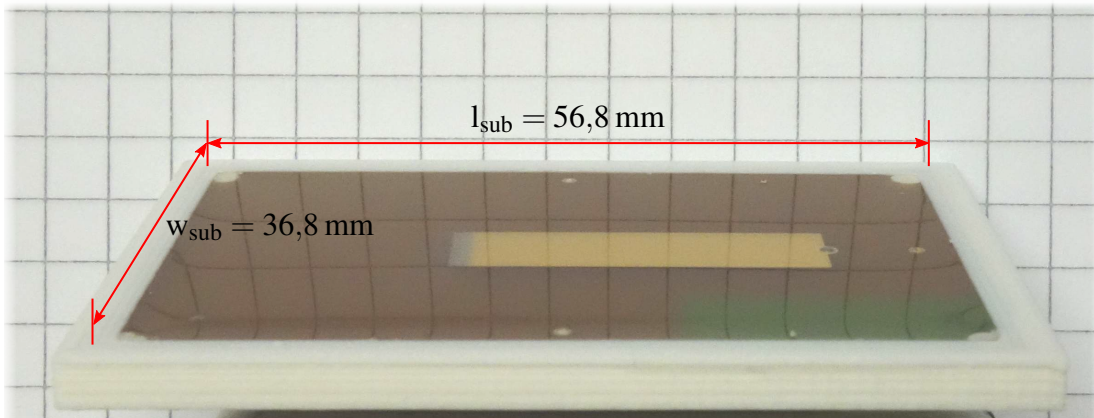


Abbildung 23: Vorder- und Rückseite des in den Hilfsrahmen montierten und vergossenen Sensors. Um die Planarität beurteilen zu können, wird die spiegelnde Oberfläche der Passivierungsschicht gegen ein kariertes Papier aufgenommen.

weiterhin eine Aussage über die Dicke des Mikrostreifenleitungspatches treffen. In Abbildung 24 ist die Vermessung eines präparierten Silikonstreifens gezeigt.

Für die konkret untersuchte Probe kann festgestellt werden, dass die Zieldicke von 0,6 mm bis auf eine Genauigkeit von etwa  $11 \mu\text{m}$  erreicht wird. In Hinblick auf die Sensitivitätsanalyse lässt sich durch diese Schwankung eine Resonanzfrequenzverschiebung von etwa 0,3 % und eine Betragverschiebung von etwa -1,4 % abschätzen. Beide Schwankungen sind in ihrer Auswirkung auf eine Arbeitspunktverschiebung des Sensors folglich unkritisch. Die erreichbare Genauigkeit in der Dicke spricht für die Verwendung des vorgeschlagenen Hilfsrahmens zur Erzeugung der Passivierungsschicht. Ebenso lässt sich aus der Differenz zum dünneren Teil der Passivierung eine Metallisierungsdicke von etwa  $43 \mu\text{m}$  errechnen. Dies ist zwar eine Abweichung von etwa 23 % zum Entwurfparameter  $d_{\text{patch}}$ , wirkt sich jedoch durch die geringe Sensitivitäten  $\gamma_{\text{res}}$

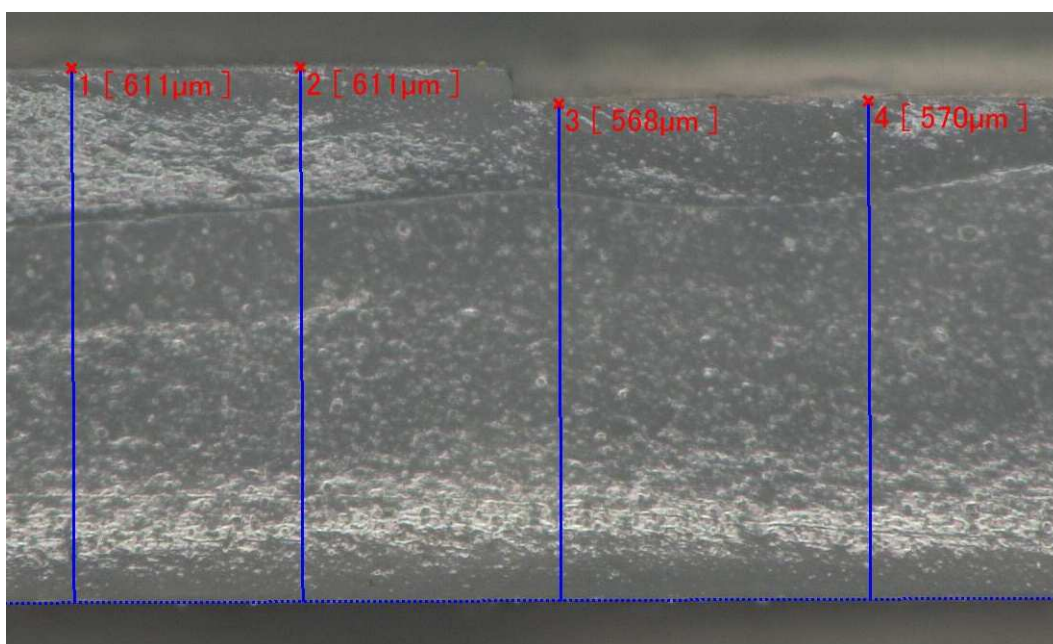


Abbildung 24: Vermessung der Passivierungsdicke im Bereich des Überganges vom metallisierten zum unmetallisierten Teil der Sensorstruktur.

bzw.  $\gamma_{\text{mag}}$  nur schwach auf die angepeilten Sensorparameter aus. Die messtechnische Verifizierung der Passivierungsdicke lässt folgern, dass sich mithilfe der vorgeschlagenen Methode eine gewünschte Passivierungsdicke mit akzeptabler Genauigkeit erzeugen lässt.

**Verifikation** Nach der Realisierung soll nun im Folgenden die Verifikation der realisierten Sensorstruktur vorgestellt werden. Idealerweise würde man für diesen Zweck vorgestellte Mehrschichtenmodelle als Testmaterial verwenden, an welchen eine bekannte Hydrationschwankung provoziert wird. Diese provozierte Hydrationschwankung könnte man hinsichtlich der gemessenen Sensorantwort mit der simulierten Sensorantwort vergleichen und somit die Sensorstruktur verifizieren. Ein mehrlagiger Gewebeaufbau ist allerdings hinsichtlich der Realisierung zu komplex, fehleranfällig und daher ungeeignet. Auch die Vermessung der Sensorstruktur am Menschen disqualifiziert sich durch die a priori unbekanntene Materialeigenschaften und Schichtdicken an der vorliegenden Messstelle.

Aus diesem Grund soll eine binäre Flüssigkeitsmischung verwendet werden, welche eine Verifikation des Sensors in einer Laborumgebung ermöglicht. Diese Flüssigkeitsmischung soll dabei eine Permittivität nachahmen, welche bezüglich der Sensorantwort identisch zu denen der modellierten Mehrlagenmodelle sind. Die Verwendung solcher Flüssigkeitsmischungen als sogenannte Phantom- oder Ersatzflüssigkeiten ist in der Medizintechnik weit verbreitet und eine gute Möglichkeit, Sensoren und Messequipment reproduzierbar zu validieren. Vorteilhaft an flüssigen Testmaterialien ist einerseits eine gleichmäßige und vollflächige Abdeckung der

Sensoroberfläche und andererseits die Möglichkeit, die Permittivität durch Beimischung einer anderen Flüssigkeit kontinuierlich zu verändern. Diese Eigenschaft ist mit halbfesten oder festen Testmaterialien nur schwer zu realisieren. Um eine simulative Grundlage für den Vergleich zwischen einem Mehrlagenaufbau und der Permittivität der Testflüssigkeit zu besitzen, soll der Sensor zunächst für ein Testmedium charakterisiert werden, welches eine komplexwertig variierende, homogene Permittivität besitzt. Dies dient in erster Linie dazu, einen Anhaltspunkt für die Wahl der Ersatzflüssigkeit zu gewinnen. Werden die simulierten Sensorfelder für Mehrschichtenmaterialien und die Simulationsergebnisse der parametrisierten, homogenen Permittivität überlagert, gelangt man zu dem in Abbildung 25 gezeigten Ergebnis. In dieser Darstellung

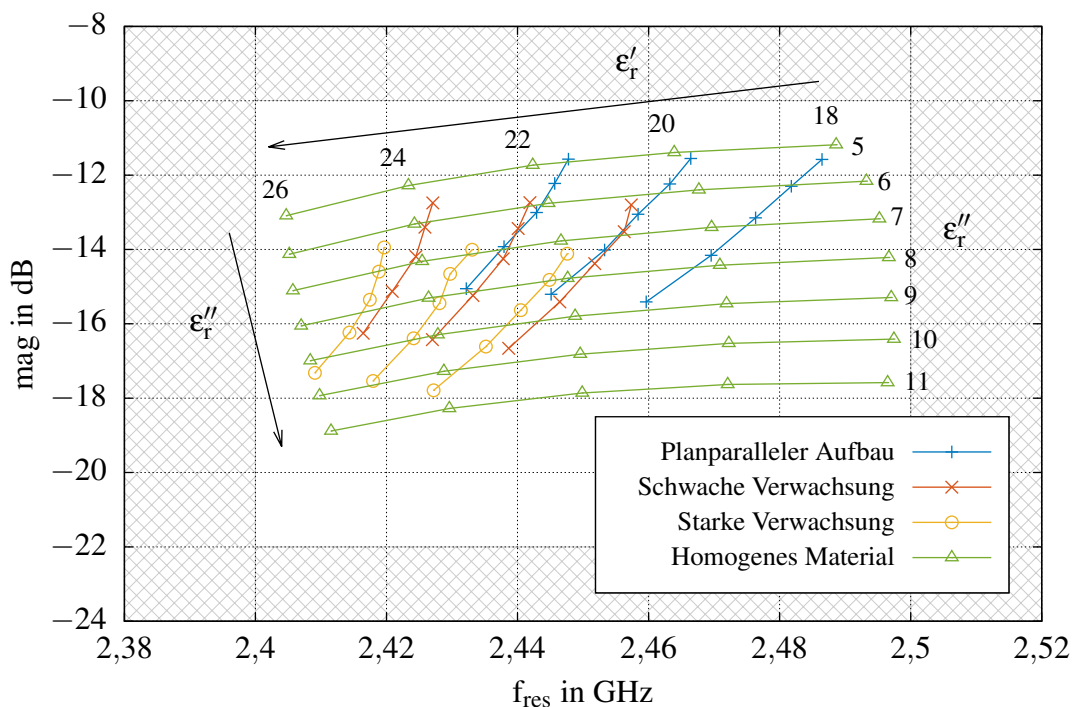


Abbildung 25: Überlagerung von Simulationsergebnissen mit Mehrlagenaufbauten und einem homogenen, parametrierbaren Ersatzmaterial. Der Bereich außerhalb der Spezifikation ist grau schraffiert dargestellt.

lässt sich nun eine homogene Permittivität mit einem Mehrlagenschichtenmodell verknüpfen. Es ist dabei zu erkennen, dass sich durch ein homogenes Medium mit dem Permittivitätsbereich von  $\epsilon_r = 18 - j5$  bis  $26 - j11$  der komplette Arbeitsbereich des Sensors abdecken lässt. Eine Erzeugung entsprechender, komplexer Permittivitäten durch eine Flüssigkeitsmischung erlaubt somit die Emulation des Effektes des Mehrlagenaufbaus auf die Sensorstruktur.

Im Allgemeinen werden als Mischungsmaterialien für Ersatzflüssigkeiten Wasser und Alkohole oder deren Ester verwendet. Diese sind gut mischbar und bei einem entsprechenden Permittivitätsunterschied zwischen den Komponenten kann ein großer Wertebereich abgedeckt werden.

In der Literatur verwendete Ersatzflüssigkeiten für die Nachbildung von wasserreichem, biologischem Gewebe decken typischerweise einen Realteil von etwa 20 bis 50 ab, bei einem Imaginärteil von 15 bis 25 [75]. Viele bekannte Ersatzflüssigkeiten liegen folglich über dem gewünschten Wertebereich und können leider nicht verwendet werden. Aus diesem Grund soll an dieser Stelle eine neue Mischung vorgestellt werden, welche in den gewünschten Permittivitätsbereich fällt. Konkret handelt es sich um eine Mischung aus Propan-2-on (Aceton) mit Methanol. Die Verwendung von alkoholischen Komponenten birgt dabei stets das Risiko einer gewissen zeitlichen Instabilität durch Verdunstungseffekte. Um den Einfluss auf die Messung zu reduzieren, muss daher bei Messreihen auf eine möglichst geringe zeitliche Dauer und wenig Verdunstungsfläche geachtet werden. Beide Materialien bieten den Vorteil, dass sie sowohl leicht erhältlich und miteinander unbegrenzt mischbar sind, als auch zumindest in Reinform in der Literatur charakterisiert sind. Dadurch lassen sich Messungen gegen bereits vorhandene Literaturwerte abgleichen und auf Plausibilität prüfen. Während Aceton bei Raumtemperatur und einer Frequenz von etwa 2,45 GHz eine relative Permittivität von 21-j2 aufweist, besitzt Methanol eine relative Permittivität von 23-j14. Die Realteile beider Materialien sind damit ähnlich groß und liegen bereits in dem benötigten Bereich für die Sensorverifikation. Beide Imaginärteile der Ausgangsmaterialien liegen allerdings außerhalb des benötigten Bereiches der Sensorverifikation. Durch eine Mischung der Komponenten Aceton und Methanol lässt sich der Imaginärteil so weit variieren, bis auch dieser in den gewünschten Bereich für die Ersatzflüssigkeit fällt. Mithilfe eines unabhängigen, separaten Messverfahrens, bei der eine kommerziell erhältliche koaxiale Sonde zur Vermessung der dielektrischen Parameter verwendet wird (Dielectric Probe Kit 85070E, Keysight Technologies Inc., vgl. Kapitel 7.2), werden die Verläufe der Permittivität für binäre Mischungen aus Aceton und Methanol mit variierender Zusammensetzung aufgenommen. In Abbildungen 26 und 27 sind Realteil und Imaginärteil der gemessenen, komplexen Permittivität für einige Mischungszusammensetzungen dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass sich durch die Vermischung beider Ausgangsmaterialien Permittivitätswerte nachbilden lassen, welche zwischen den Permittivitäten der Ausgangsmaterialien liegen. Für eine Frequenz von 2,45 GHz ist weiterhin gut zu erkennen, dass der Realteil der Permittivität für alle Mischungsverhältnisse der Mischung im Bereich zwischen 20 und 25 zu liegen kommt, während der Imaginärteil den Bereich zwischen 2 und 15 abdeckt. Um diejenigen Mischungskonzentrationen zu finden, die für die Nachbildung der homogenen Testpermittivität geeignet sind, ist es zweckmäßig, sich auf die mittlere Einsatzfrequenz von 2,45 GHz zu konzentrieren. Abbildung 28 zeigt die komplexe Permittivität der binären Flüssigkeit über dem Mischungsverhältnis aus Aceton zu Methanol bei einer Frequenz von 2,45 GHz. Grau schraffiert ist der anvisierte Zielbereich der komplexen Permittivität und grün schraffiert ist der Bereich der Mischung, welche mit dem Zielbereich übereinstimmt. Für einen Massenanteil des Acetons in der Mischung von 22 % bis etwa 63 % lässt sich mit der binären Flüssigkeit eine Permittivität nachahmen, die innerhalb des Arbeitsbereiches des Sensors zu liegen kommt und gleichzeitig den Effekt eines entsprechenden Mehrlagenaufbaus auf den Sensor nachbilden kann. Für eine Verifikation der Funktionalität der realisierten Sensorstruktur soll nun diese binäre Mischung als Testmaterial auf dem Sensor verwendet werden. Dazu werden mehrere Mischungen



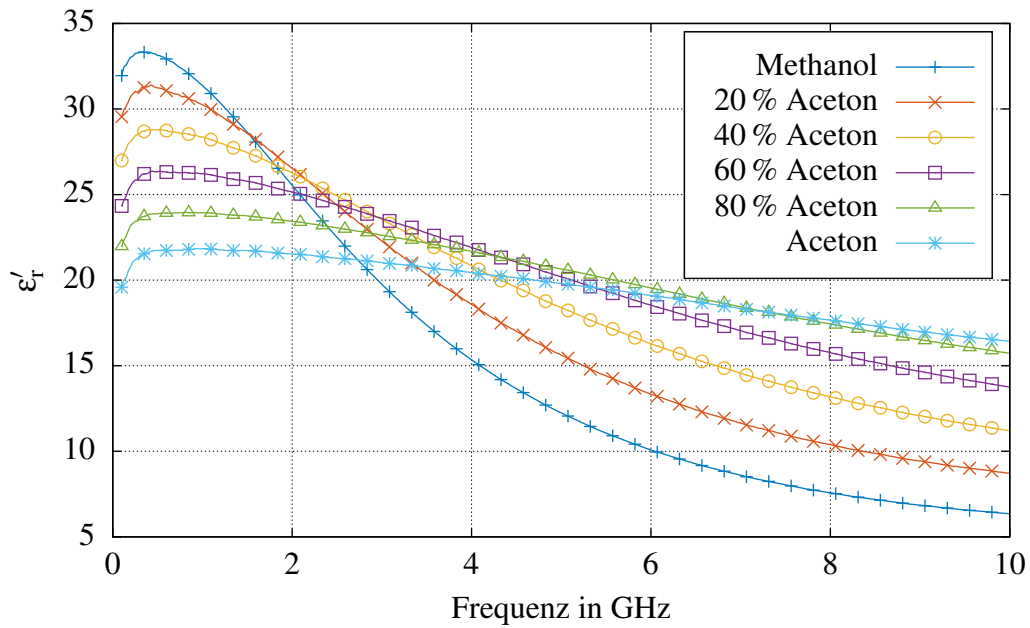


Abbildung 26: Gemessener Realteil der relativen Permittivität von Aceton-Methanol-Mischungen bei einer Temperatur von 25° C.

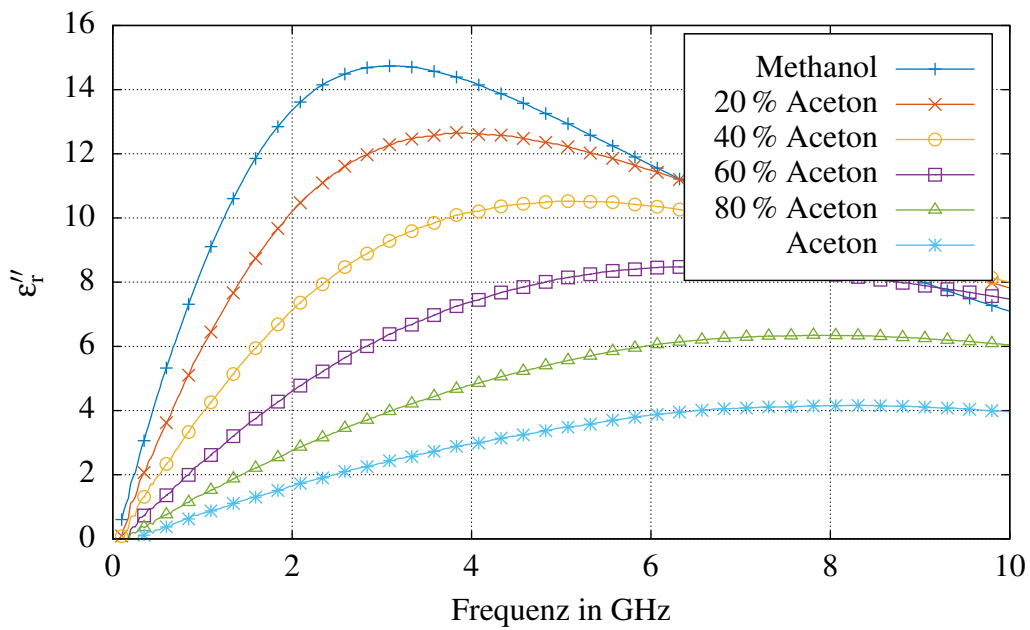


Abbildung 27: Gemessener, negativer Imaginärteil der relativen Permittivität von Aceton-Methanol-Mischungen bei einer Temperatur von 25° C.

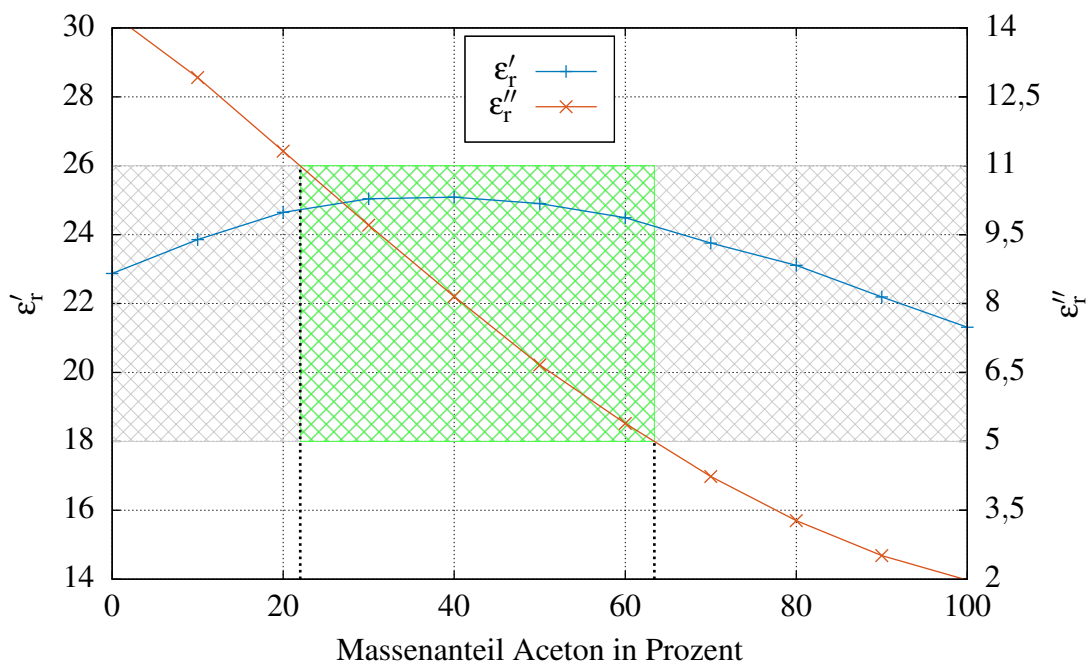


Abbildung 28: Gemessene, relative, komplexe Permittivität einer Aceton-Methanol-Mischung bei einer Temperatur von 25° C und einer Frequenz von 2,45 GHz. Grün schraffiert ist der Mischungsbereich, bei dem ein Einsatz als Ersatzflüssigkeit für die Verifikation des Sensors möglich ist.

mit einer Acetonkonzentration von 22 % bis 63 % zum Sensor gegeben und der Reflexionsfaktor des Sensors aufgenommen. Dabei soll die Funktion des Sensors als validiert gelten, wenn die Simulation der optimalen Sensorstruktur aus Kapitel 7.4.4 und die Messung der realisierten Sensorstruktur gut übereinstimmen. In diesem Fall ist bewiesen, dass Modell und Sensor gut übereinstimmen und daher sowohl der Arbeitsbereich des Sensors innerhalb der gegebenen Grenzen zu liegen kommt, als auch die erforderliche Empfindlichkeit der Sensorstruktur hinsichtlich einer Permittivitäts- und damit Hydrationschwankung erreicht wird. Als Materialparameter für die Simulation dienen dabei während direkt vor der Sensorvermessung mit der Koaxialsonde aufgenommene Werte. Dadurch ist die Validierung der Sensorstruktur zusätzlich von Temperaturschwankungen während der Messung immun.

**Aufbau und Messung** Um die Ersatzflüssigkeit für die Verifikation auf den Sensor zu bringen, wird ein separat gefertigter Testaufbau verwendet. Dieser Testaufbau besteht aus einer etwa 45 mm hohen, rechteckigen Küvette, an deren offenem Boden ein breiter Flansch vorgesehen ist. Dieser Flansch wird auf den zu verifizierenden Sensor aufgelegt und an den Kanten mit Modelliermasse abgedichtet. Die Küvette stammt aus einem 3D-Drucker und das Druckmaterial ist PLA, welches chemisch beständig gegen die Flüssigkeiten Aceton und Methanol

ist. In diese können nun Testflüssigkeiten eingegeben werden, während die Sensorstruktur vermessen wird. In Abbildung 29 ist das Funktionsprinzip und die Realisierung dieses Testaufbaus veranschaulicht.

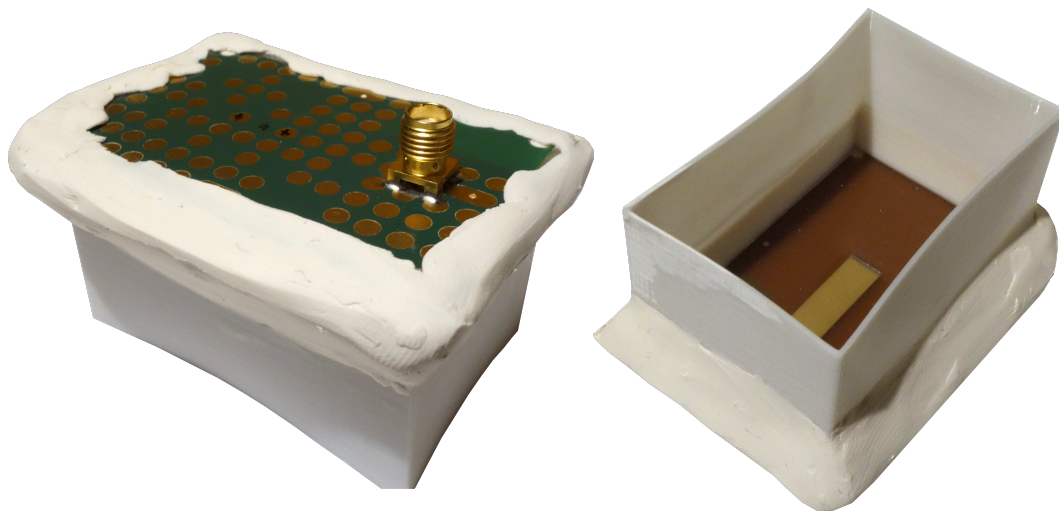
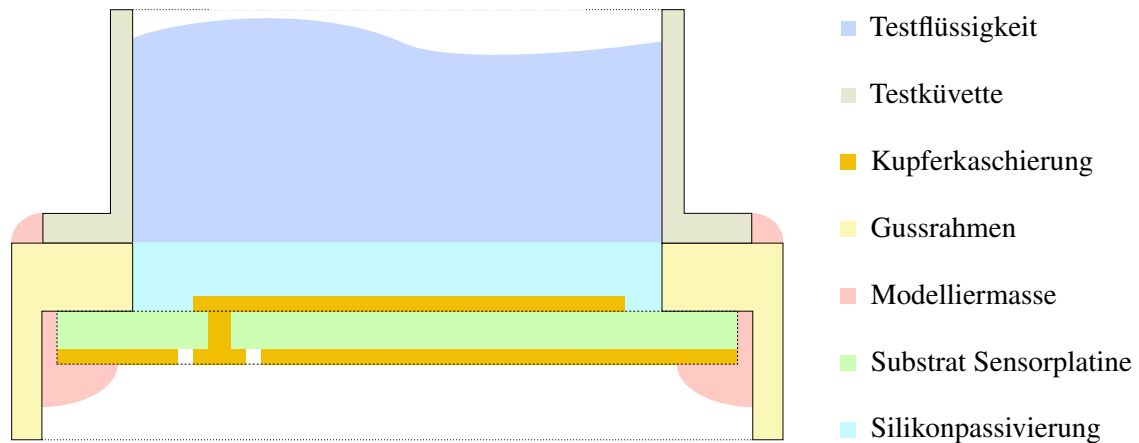


Abbildung 29: Funktionsprinzip (nicht maßstabsgetreu) und Fotos des realisierten Testaufbaus für die Verifikation des Sensors. Die Sensorplatte wird am Bodenflansch einer Küvette angepresst und mit Modelliermasse abgedichtet.

Für die Verifikation werden im Vorhinein Mischungen aus Aceton und Methanol mit einem definierten Massenverhältnis angemischt und gut verschlossen in separaten Behältnissen aufbewahrt. Insofern die Ausgangsmaterialien nicht schon Raumtemperatur haben, werden die Testmischungen für eine ausreichende Zeit an dem Messort belassen, um sich der Raumtemperatur anpassen zu können. Die für die Referenzvermessung der Testflüssigkeiten verwendete koaxiale Sonde wird kalibriert und anschließend dazu verwendet, um die komplexen Permittivitäten aller



Mischungen in den Behältnissen aufzunehmen. Danach wird der für die Vermessung des Sensors angedachte Anschluss des Netzwerkanalyzers auf das Ende des Verbindungskabels zum Sensor hin kalibriert. Das Kabelende wird mit einer Stativhalterung fixiert und der Sensor in der Klemmhalterung von unten konnektiert. Jetzt wird eine Probe der ersten Testflüssigkeit aus dem Aufbewahrungsbehältnis in die Testküvette für die Sensorvermessung eingegossen. Der Reflexionsfaktor des Sensors wird bei eingegossener Testflüssigkeit aufgenommen und abgespeichert. Danach wird die Testflüssigkeit aus der Testküvette abgesaugt und in das originäre Aufbewahrungsgefäß zurückgegeben. Die Sensorküvette wird, insofern die nach dem Absaugen der Flüssigkeit noch vorhandenen Residuen nicht bereits verdunstet sind, mittels eines fusselfreien Papierhandtuchs gereinigt. Dieselbe Vorgehensweise wird verwendet, um den Sensor mit allen verbliebenen, angemischten Testflüssigkeiten zu charakterisieren. Abschließend werden die aus den Messungen mit der koaxialen Sonde gewonnenen Permittivitätsdaten in das Simulationsmodell eingelesen, um einen bestmöglichen Vergleich zwischen der entworfenen und der vorliegenden Sensorstruktur zu bekommen.

Insgesamt werden für die Verifikation drei Sensoren mit jeweils drei Testmischungen vermessen. Die durchgeführten Simulationen greifen auf die gemessenen Materialeigenschaften der Testflüssigkeit zurück. Die drei Testmischungen haben einen Acetonmassenanteil von 22 %, 42 % und 62 % und liegen damit an den Rändern und in der Mitte des Bereiches für die Verifikation mit der Ersatzflüssigkeit. Der Vergleich von Simulation und Messungen für eine Testflüssigkeit mit einem Acetonmassenanteil von 22 % ist in Abbildung 30 gezeigt. Für diese

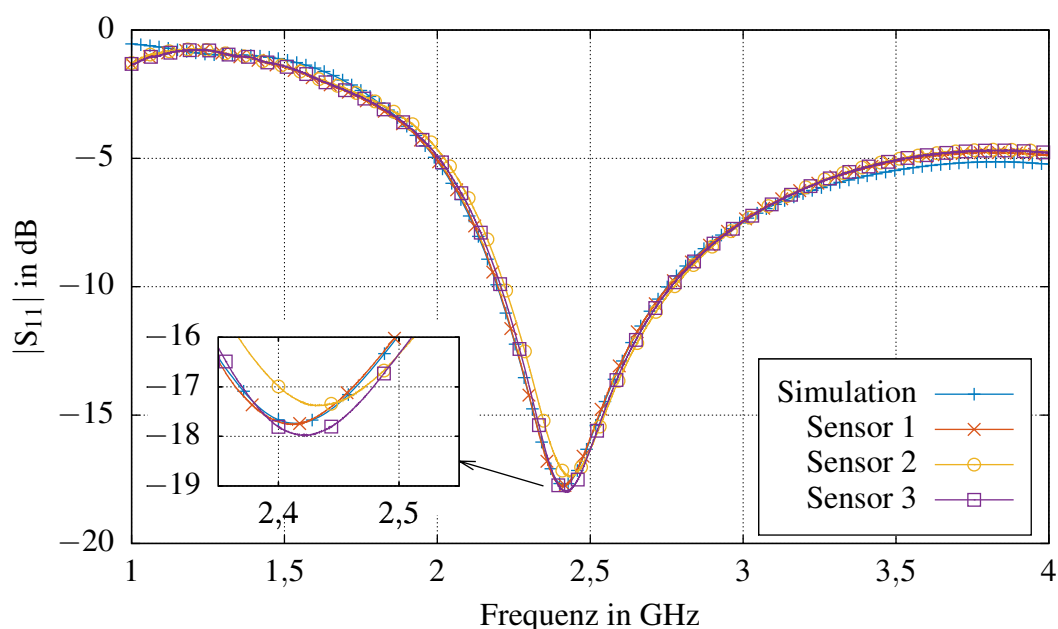


Abbildung 30: Vergleich von Simulation und Vermessung dreier Sensoren für eine Aceton/Methanol-Testflüssigkeit mit einem Acetonmassenanteil von 22 %.

Mischung lässt sich erkennen, dass die Messung aller Sensoren im Bereich der Resonanzfrequenz innerhalb eines 1 dB Bereichs um die Simulation zu liegen kommen und damit gut übereinstimmen. Bezüglich der Resonanzfrequenz lässt sich nur für Sensor 2 eine etwas stärkere Abweichung ausmachen als für die anderen beiden Sensoren. Die Abweichung in der Resonanzfrequenz liegt bei etwa 17 MHz, was in Bezug auf die Simulation einer Abweichung von nur etwa 0,7 % entspricht und damit ebenfalls im akzeptablen Bereich liegt. Die Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung im Bereich außerhalb der Resonanzfrequenz ist für alle Sensoren ebenfalls gut. Weiterhin liegen alle Sensoren im Frequenzbereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz innerhalb der Betragsspezifikation von -10 dB bis -22 dB. Die Resonanzfrequenzen aller Sensoren liegen sicher innerhalb der Frequenzspezifikation von 2,4 GHz bis 2,5 GHz. Der Vergleich von Simulation und Messungen für eine Testflüssigkeit mit einem Acetonmassenanteil von 42 % ist in Abbildung 31 gezeigt. Dieses Mischungsverhältnis liegt damit exakt in der Mitte des Bereiches, für den die binäre Mischung für die Verifikation geeignet ist. Hier

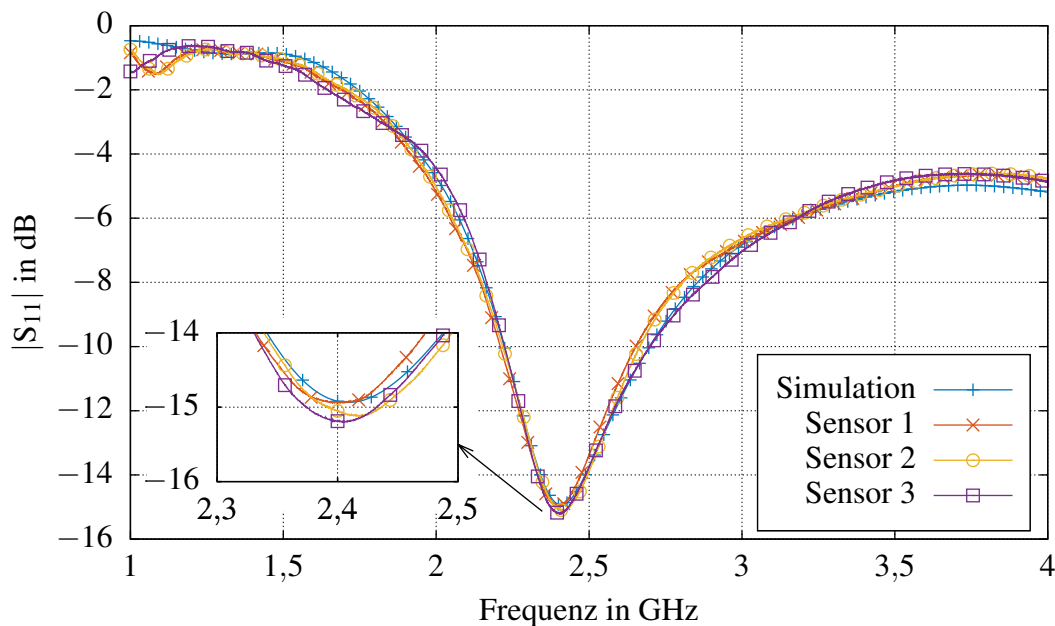


Abbildung 31: Vergleich von Simulation und Vermessung dreier Sensoren für eine Aceton/Methanol-Testflüssigkeit mit einem Acetonmassenanteil von 42 %.

lässt sich erkennen, dass die Übereinstimmung zwischen Simulation und Messungen ebenfalls gut ist. Im Bereich der Resonanzfrequenz stimmt der Betrag des Reflexionsfaktors mit weniger als 0,5 dB mit der Simulation überein. Bezüglich der Resonanzfrequenz lässt sich wiederum lediglich für Sensor 2 eine Abweichung von 9 MHz identifizieren, was aber in Bezug auf die Simulation lediglich einen Fehler von 0,4 % ausmacht und damit auch akzeptabel ist. Hinsichtlich des gesamten Frequenzverhaltens lässt sich ebenfalls eine gute Übereinstimmung zwischen den Messungen und der Simulation feststellen. Es liegen alle Sensoren im Frequenzbereich von

2,4 GHz bis 2,5 GHz innerhalb der Betragsspezifikation von -10 dB bis -22 dB. Die Resonanzfrequenzen aller Sensoren liegen zwar knapp, aber dennoch innerhalb der Frequenzspezifikation von 2,4 GHz bis 2,5 GHz.

Der Vergleich von Simulation und Messungen für eine Testflüssigkeit mit einem Acetonmassenanteil von 62 % ist in Abbildung 32 gezeigt. Diese Acetonkonzentration liegt damit an der oberen Grenze des Mischungsverhältnisses in der Testflüssigkeit. Auch für diese Mischung lässt

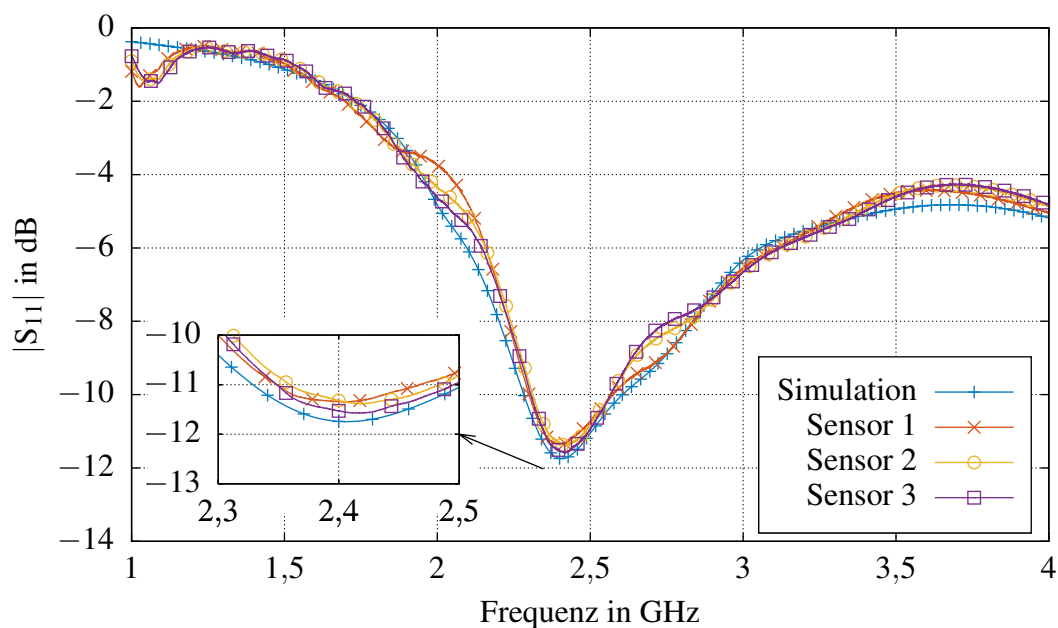


Abbildung 32: Vergleich von Simulation und Vermessung dreier Sensoren für eine Aceton/Methanol-Testflüssigkeit mit einem Acetonmassenanteil von 62 %.

sich im Bereich um die Resonanzfrequenz eine gute Übereinstimmung zwischen den Messungen und der Simulation erkennen. Sowohl die gemessenen Beträge kommen innerhalb eines 0,5 dB breiten Kanals oberhalb der Simulation zu liegen, als auch die Resonanzfrequenzen stimmen gut überein. Zudem liegen alle Sensoren im Frequenzbereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz sicher innerhalb der Betragsspezifikation von -10 dB bis -22 dB. Die Resonanzfrequenzen aller Sensoren liegen weiterhin knapp, aber dennoch innerhalb der Frequenzspezifikation von 2,4 GHz bis 2,5 GHz. Es zeigt sich hinsichtlich des gesamten Frequenzverhaltens eine gewisse Welligkeit sowohl in der Messung, als auch in der Simulation. Der Grund hierfür liegt in der Tatsache begründet, dass mit steigender Acetonkonzentration der Imaginärteil und damit der Verlustanteil in der Testflüssigkeit sinkt, während der Realteil annähernd identisch bleibt. Die vom Sensor in die Testflüssigkeit ausgekoppelten Wellen erfahren im Vergleich zu Mischungen mit niedrigeren Acetonkonzentrationen einen geringeren Verlust, während sie sich in der Testflüssigkeit ausbreiten. Dadurch machen sich Reflexionen an den Innenwänden der Küvette und der Flüssigkeitsoberfläche in der Messung bemerkbar. Der Einfluss des Testaufbaus ließe sich

durch eine entsprechend größere Küvette mit einem größeren Füllstand vermindern, jedoch auch zum Preis eines größeren Lösungsmittelverbrauchs. Alternativ böte es sich an, ein entsprechend tiefes Gefäß mit der Testflüssigkeit zu befüllen und anschließend den Sensor von der Oberseite her einzutauchen. In diesem Fall ist allerdings die Sichtkontrolle nach ungewünschten Lufteinschlüssen unterhalb des Sensors stark erschwert. Für die gegebenen Testmischungen stellt daher die verwendete Methode einen guten Kompromiss dar, mit dem die Sensoren noch gut verifiziert werden können bei gleichzeitig vernachlässigbarem Einfluss des Testaufbaus. Vergleicht man nun für alle Mischungen der Testflüssigkeit die prozentualen Abweichungen der Resonanzfrequenz und des Betrages bei der Resonanzfrequenz zu den gemessenen Werten in der Simulation, gelangt man zu Abbildung 33.

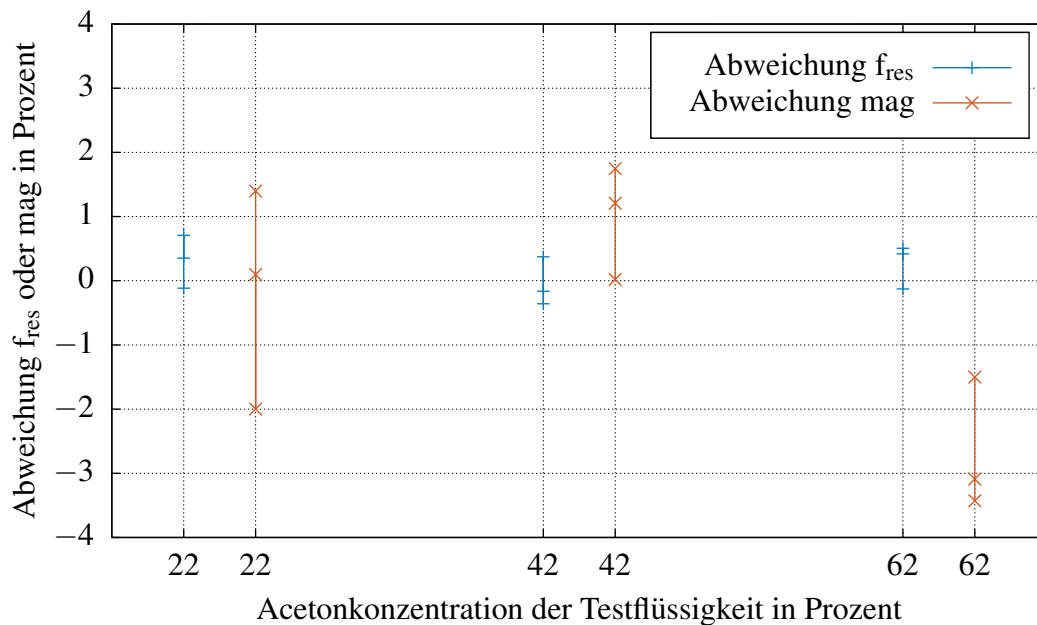


Abbildung 33: Prozentuale Abweichungen zwischen Messung und Simulation für alle Sensoren und Testflüssigkeiten.

Es lässt sich feststellen, dass die Abweichung bezüglich der gemessenen und simulierten Resonanzfrequenz der Sensoren maximal 0,7 % beträgt. Dies ist hinsichtlich der manuellen Anpassung und etwaigen Einflüssen durch den Testaufbau vertretbar und liegt im Rahmen des Akzeptablen. Die Abweichung der gemessenen Beträge bei den Resonanzfrequenzen beläuft sich auf bis zu 3,4 %. Dadurch, dass die Spezifikation für den Betrag bei der Resonanzfrequenz deutlich weiter gefasst ist als für die Resonanzfrequenz, ist diese Abweichung ebenfalls akzeptabel. Zudem muss beachtet werden, dass gerade bei den Testmischungen mit der höchsten Acetonkonzentration die Einflüsse des Testaufbaus zunehmen und die Messung etwas abfälschen. Dies manifestiert sich im Vergleich zu den anderen beiden Testflüssigkeiten in einer überwiegenden Abweichung der Messergebnisse zum Negativen.

Insgesamt lässt sich für die Sensorverifikation festhalten, dass mittels der vorgeschlagenen binären Testflüssigkeit die gefertigten Sensoren zweckmäßig überprüft werden können. Die drei Testmischungen emulieren mit ihren Permittivitäten drei Grenzbereiche des allgemeinen Arbeitsbereichs, nämlich der Begrenzung des Arbeitsbereichs nach oben und unten hin sowie zur linken Seite. Trotz der Lage an den Grenzen des Arbeitsbereichs liegen für alle drei Testmischungen alle Sensoren innerhalb der Spezifikation. Alle gemessenen Resonanzfrequenzen liegen im Bereich zwischen 2,4 GHz und 2,5 GHz und die Reflexionsfaktorbeträge bei den Resonanzfrequenzen liegen sicher im Bereich zwischen -10 und -22 dB. Die Abweichung zwischen der Simulation und den Messungen ist ausreichend gering, um behaupten zu können, dass Simulationsmodell und gefertigte Sensorstruktur gut übereinstimmen. Da das Sensorverhalten nicht nur für eine einzelne, sondern insgesamt drei Testmischungen bestätigt werden kann, lässt sich damit auch die Empfindlichkeit des Sensors bezüglich einer Permittivitätsänderung des zu testenden Materials messtechnisch bestätigen. Übertragen aus den Ergebnissen aus der Simulation bedeutet das, dass eine Empfindlichkeit bezüglich der Resonanzfrequenz von 0,78 MHz bis 1,21 MHz pro Dehydrationsprozent und bezüglich des Betrages von 0,01 dB bis 0,05 dB pro Dehydrationsprozent erwartet werden kann. In Kombination mit einem Messsystem, welches die Resonanzfrequenz mit einer Auflösung von 0,5 MHz bestimmen kann, lässt sich somit eine physiologische Hydrationschwankung von etwa 0,4 % bis 0,6 % detektieren. Diese Genauigkeit ist für Dehydrationsstudien, bei denen eine physiologisch relevante Dehydration von bis zu 5 % induziert wird, ausreichend, um zu überprüfen, ob eine Änderung der Materialeigenschaften an der Messstelle unter Dehydration stattfindet.



## 8 Komponente Messschaltung

Die Messschaltung ist neben dem dielektrischen Sensor eine weitere Schlüsselkomponente für die Realisierung des gesamten Messsystems, da hier viele Leistungsparameter der tatsächlichen Messung definiert werden. Der Großteil aller aktiven Komponenten befindet sich in dieser Messschaltung und Vorgaben, wie geringer Energieverbrauch oder der Frequenzbereich, fordern eine geschickte Implementierung und Bauteilwahl für diese Schaltung. Die Hauptaufgabe der Messschaltung besteht im Wesentlichen aus zwei Teilen. Zunächst muss der passive Sensor über einen definierten Frequenzbereich hinsichtlich des Reflexionsfaktors charakterisiert werden. Im Anschluss daran müssen aus den aufgenommenen Datenpunkten wesentliche Merkmale, wie die Resonanzfrequenz und die Dämpfung bei der Resonanzfrequenz extrahiert werden und unter Einhaltung eines gewissen Protokolls drahtlos an die Basisstation übergeben werden können. Der zweite Teil der Aufgabe, das Extrahieren der Kernparameter aus den Messdaten, ist durch eine entsprechende Implementierung in Software gelöst und daher in einem separaten Kapitel behandelt. Lediglich die Möglichkeit, eine entsprechende Software auf den Mikrocontroller aufzuspielen und extrahierte Daten drahtlos zu übertragen, muss für die physikalische Realisierung der Messschaltung berücksichtigt werden. Der Fokus des Entwurfs liegt darauf, die notwendige Messaufgabe mit möglichst geringer Komplexität und gleichzeitig hoher Effizienz wahrzunehmen. Die geringe Komplexität sorgt für ein kompaktes und kosteneffizientes System, welches gleichermaßen gut überschaubar und analysierbar ist. Bezüglich der Schaltungskomponenten für den Entwurf wird auf kommerziell erhältliche Artikel zurückgegriffen, welche durch den gewählten Frequenzbereich, der dem aktueller drahtloser Kommunikationstechnologien wie WLAN entspricht, vielfältig vorhanden sind.

### 8.1 Technologie und Grundlagen

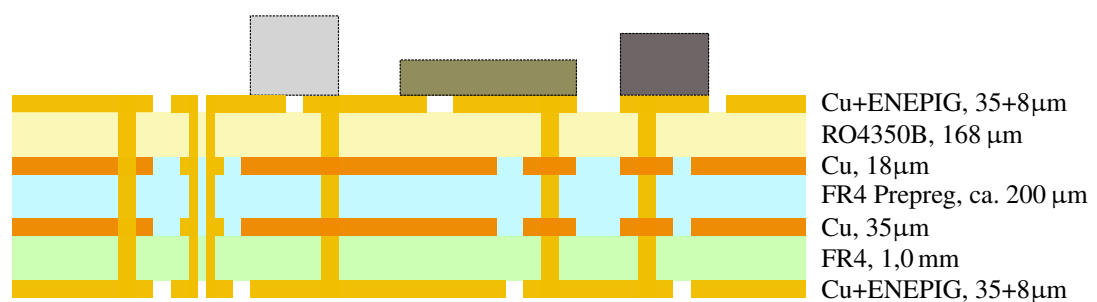


Abbildung 34: Lagenaufbau der verwendeten Leiterplattentechnologie, nicht maßstabsgetreu.

Es wird ein vierlagiger Platinenstapel als Verdrahtungsgrundlage der Komponenten verwendet, dessen Zusammenstellung in Abbildung 34 gezeigt wird. Während die obersten beiden Verdrahtungslagen von einem für Hochfrequenz geeigneten, 168 µm dicken RO4350B Substrat der Firma Rogers Corporation bereitgestellt werden, sind die unteren beiden Metalllagen durch ein

zusätzlich aufgeklebtes FR4-Substrat bereitgestellt, welches sowohl weitere Verdrahtungsebenen für Steuer- und Betriebsspannungsleitungen zur Verfügung stellt, als auch gleichzeitig eine mechanische Stabilisierung des dünnen HF-Substrates bewirkt. Mittels des sogenannten Prepregs, welches unter Temperatureinfluss und Druck fließfähig wird, werden beide Platinenkerne fest miteinander verbunden. Das Hochfrequenzsubstrat zeichnet sich hierbei durch eine präzise Spezifikation der Substratpermittivität im Vergleich zu Standardmaterialien aus. Dadurch wird eine Fertigung von Hochfrequenzleitungen mit spezifischen Impedanzen möglich, einer notwendigen Voraussetzung der Messschaltung. Die Platine wird beidseitig ohne Lötstopplack gefertigt und mit einer ENEPIG (engl.: “Electroless Nickel, Elektroless Palladium, Immersion Gold”) Oberflächenbehandlung veredelt. Die Vernachlässigung des Lötstopplacks ist auf der Rückseite wichtig, um eine gute Masseverbindung zwischen der Sensorplatine, welche später rückseitig aufgebracht wird, und der Messschaltungsplatine gewährleisten zu können. Auf der Vorderseite soll kein Lack aufgebracht werden, da hier viele hochfrequenzkritische Komponenten und Leitungen aufgebracht sind, deren Impedanz maßgeblich verändert würde. Durch die spezielle Oberflächenveredelung besitzen die Leitungen eine im Vergleich zu Zinn oder Silberbeschichtungen gute Korrosionsbeständigkeit, was besonders hinsichtlich der Reproduzierbarkeit von Messungen über der Lebensdauer der Platine von Vorteil ist.

**Reflektometer** Zur Charakterisierung des Reflexionsfaktors des Sensors soll ein Reflektometer verwendet werden. Der Aufbau eines Reflektometers mit einem Doppelrichtkoppler im Testset ist in Abbildung 35 gezeigt. Als Systemimpedanz wird eine für Messanwendungen typische Impedanz von  $Z_0=50\ \Omega$  verwendet.

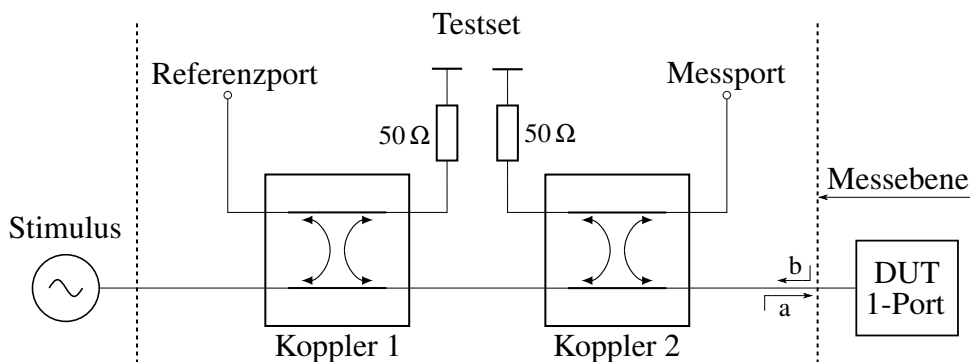


Abbildung 35: Schematischer Aufbau eines Reflektometers mit Doppelrichtkopplerarchitektur.

Eine Signalquelle erzeugt einen sinusförmigen, in der Frequenz einstellbaren Stimulus. Dieses Signal gelangt in den Koppler 1, wobei ein Teil der Welle gemäß dem Koppelfaktor zum Referenzport abgezweigt und der andere Teil zum zweiten Koppler weitergeleitet wird. Ein sehr geringer Anteil, der durch die Isolation des Kopplers bestimmt wird, gelangt zum Abschlusswiderstand mit  $50\ \Omega$ , wo die Welle reflexionsfrei terminiert wird. An Koppler 2 wird ebenfalls ein Teil der Leistung abgezweigt und über einen  $50\ \Omega$  Widerstand abgesumpft. Der Messport



der Schaltung ist durch die Isolationsfähigkeit des Kopplers 2 vom Stimulus getrennt. Dieser Anteil ist ungewünscht und es wird versucht, diese Isolation für einen Richtkoppler so groß wie möglich zu gestalten. Der restliche Anteil des Stimulus (Welle a) gelangt schließlich zur Messebene, an der das DUT (engl.: “Device Under Test”) angeschlossen ist. Hier wird ein vom Reflexionsfaktor des DUTs abhängiger Anteil des Signals in Betrag und Phase verändert und reflektiert (Welle b). Der Reflexionsfaktor ist hierbei das Verhältnis der Wellengrößen b und a zueinander und stellt eine komplexe Größe dar. Die reflektierte Welle b gelangt zum Koppler 2 und es wird ein Anteil des Signals gemäß dem Koppelfaktor zum Messport weitergeleitet. Der Rest der reflektierten Welle gelangt über den ersten Koppler auf einen  $50\ \Omega$  Widerstand, wo die Welle wiederum reflexionsfrei terminiert wird. Der Vorteil an der Verwendung eines Doppelpflichtkopplers innerhalb des sogenannten Testsets anstatt eines einzelnen Richtkopplers besteht darin, dass eine Fehlanpassung an Referenz- oder Messport keinen Einfluss auf das Verhältnis Kopplung zu Isolation hat und der gegensätzliche Einfluss von Komponenten an Referenz- oder Messport eliminiert ist. Zusammenfassend lässt sich für die Schaltung feststellen, dass am Referenzport ein zum Stimulus proportionales Signal erhalten werden kann, während am Messport ein Signal proportional zum vom DUT reflektierten Anteil vorhanden ist. Setzt man beide Signale zueinander ins Verhältnis, kann eine Größe bestimmt werden, welche sich proportional zum Reflexionsfaktor des DUTs verhält. Um eine Aussage über die absolute Größe des Reflexionsfaktors treffen zu können, ist zusätzlich eine Kalibrierung notwendig. Dazu werden anstelle des DUTs bekannte Lasten mit definiertem Reflexionsfaktor angeschlossen und vermessen. Für jeden Kalibrierstandard ergibt sich eine Gleichung, in der ein Fehlertermodell das fehlerhafte Verhalten des Reflektometers beschreibt. Bei einer ausreichenden Anzahl an Kalibrierstandards können die einzelnen Faktoren des Fehlermodells durch Auflösung der Gleichungen bestimmt werden. Dadurch lassen sich die Nichtidealitäten des Reflektometers rechnerisch entfernen.

## 8.2 Konzeption der Messschaltung

In Abbildung 36 ist das Schaltbild der Realisierung des Reflektometers inklusive der zugehörigen Schaltung für die Bestimmung des Reflexionsfaktors gezeigt. Der Stimulus wird von einem PLL stabilisierten (engl.: “Phase Locked Loop”) Oszillator des RF-Transceivers in einem Mikrocontroller generiert. Ausgangsseitig am RF-Transceiver des Mikrocontrollers befindet sich ein spezieller Balun, der neben der eigentlichen Symmetrierschaltung auch ein für den Controller spezifisches Anpassungsnetzwerk enthält. Damit entfallen zusätzliche externe Komponenten und die Gesamtschaltung gewinnt an Flächeneffizienz. Der unsymmetrische Stimulus gelangt über einen Wechselschalter wahlweise zur eigentlichen Messschaltung oder zu der integrierten Chipantenne. Der Schalter selbst wird dabei vom Mikrocontroller gesteuert, womit einerseits das Signal bei Bedarf zum Reflektometerteil geleitet wird, oder andererseits die integrierte Antenne für den drahtlosen Versand von Messinformationen verwendet werden kann. Die Stimulusfrequenz ist hierbei von einem Referenzquarz abgeleitet, der der Übersichtlichkeit halber nicht abgebildet ist. Gelangt der Stimulus in das Reflektometer, durchläuft dieser das Testset und gelangt über eine mehrlagige vertikale Durchkontaktierung zu der Sensorplatine.

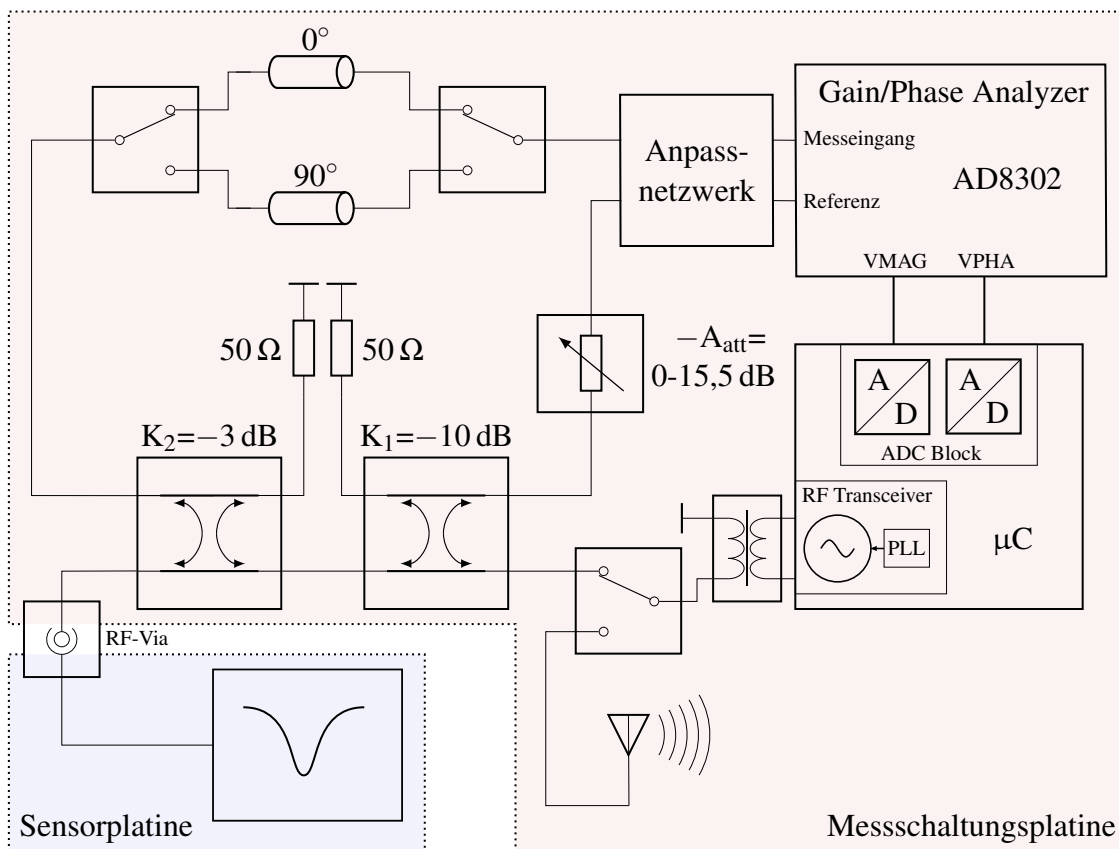


Abbildung 36: Konzeptschaltbild für die Kombination aus Sensorplatine und reflektometrischer Messschaltung beziehungsweise mobiler Datenübertragungseinheit.

Der Referenzport des Testsets ist dabei über ein digital einstellbares Dämpfungsglied mit dem Referenzeingang eines AD8302 Gain/Phase-Analyzers der Firma Analog Devices Inc. verbunden. Der Messport des Testsets gelangt über wählbare Verzögerungsleitungen zum Messeingang desselben Gain/Phase-Analyzers. In dem Messchip werden Referenz- und Messeingang bezüglich ihres Betrags- und Phasenunterschieds miteinander verglichen und die Signale VMAG und VPHA bereitgestellt, die sich spannungsmäßig jeweils proportional zu dieser Betrags- beziehungsweise Phasendifferenz verhalten und dadurch direkt den Reflexionsfaktor des DUTs widerspiegeln. Abbildungen 37 und 38 zeigen dabei das Detektionsverhalten des Gain/Phase-Analyzers, welches aus dem Datenblatt stammt.

Der Gain/Phase-Analyzer kann mithilfe des Dämpfungsglieds und der wählbaren Verzögerungsleitung auf die Gegebenheiten des Reflektometers angepasst werden. So dient das Dämpfungsglied dazu, den Leistungsbereich des Reflektometers auf den Leistungsbereich des geringsten Betragsmessfehlers des AD8302 Chips anzupassen. Dieser lässt sich in einem Bereich von -22 dB bis 22 dB Betragsunterschied auf einen Betragsfehler kleiner 0,2 dB beziffern, wie sich aus Abbildung 37 entnehmen lässt. Durch das Dämpfungsglied und die Wahl der Kopp-

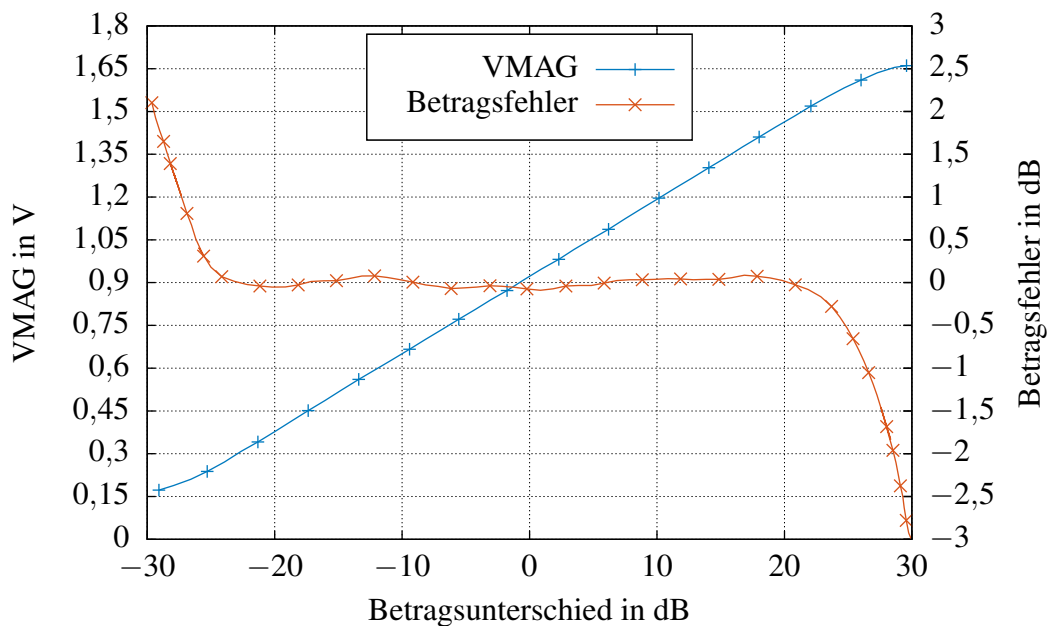


Abbildung 37: Typisches Detektionsverhalten bezüglich der Betragsverhältnisse der beiden Eingangssignale und absoluter Betragsfehler für den Gain/Phase-Analyzer AD8302. Die typische Betragsempfindlichkeit beträgt etwa 30 mV/dB.

lungsfaktoren der Koppler zu -3 dB bzw. -10 dB lässt sich der Dynamikbereich des Reflexionsfaktors auf den Betragsbereich des Gain/Phase-Analyzers anpassen.

Die wählbaren Verzögerungsleitungen dienen unter anderem zur Auflösung der Mehrdeutigkeit bei der Bestimmung der Phasendifferenz im AD8302. Wie in Abbildung 38 erkennbar ist, lässt sich ein Phasenfehler kleiner  $1^\circ$  nur im Phasenbereich von etwa  $-150^\circ$  bis  $-45^\circ$  und von  $45^\circ$  bis  $150^\circ$  erreichen. Mit der schaltbaren Verzögerungsleitung lässt sich die Phase immer in einen Bereich mit geringem Fehler und hoher Linearität halten.

Beide Ausgangsspannung des AD8302, VMAG und VPHA, welche bereits chipintern gefiltert und aufbereitet sind, werden mithilfe eines ADC-Blocks (engl.: "Analog Digital Converter") vom Mikrocontroller digitalisiert und weiterverarbeitet. Der Mikrocontroller selbst steuert dabei den gesamten Messvorgang und übernimmt die Datenaufnahme und Nachverarbeitung, sowie die Messdatenextraktion und das Versenden der Messdaten über die vorgesehene Antenne. Für die verwendeten Komponenten der Schaltung lässt sich eine minimale Betrags- und Phasenaufösung berechnen. So beträgt die Betragsempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers am VMAG-Ausgang 30 mV/dB und die Phasenempfindlichkeit an VPHA 10 mV/ $^\circ$ . In Kombination mit dem integrierten 10-Bit ADC des Mikrocontrollers und der integrierten Bandgap-Referenzspannung von 1,6 V ergibt sich somit eine rechnerische Betragsaufösung von 0,05 dB und eine Phasenaufösung von  $0,16^\circ$  im Reflexionsfaktor. Der RF-Transceiver des Mikrocontrollers lässt sich im Frequenzbereich von 2322 MHz bis 2527 MHz mit einer Frequenzaufösung

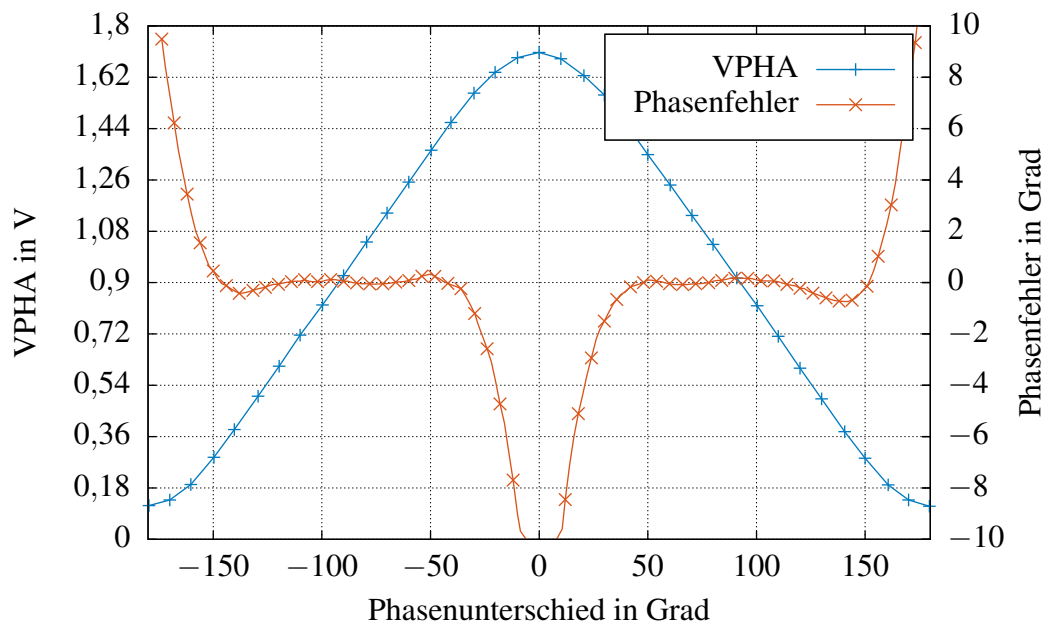


Abbildung 38: Typisches Detektionsverhalten bezüglich der Phasenverhältnisse der beiden Eingangssignale und absoluter Phasenfehler für den Gain/Phase-Analyzer AD8302. Die typische Phasenempfindlichkeit beträgt etwa  $10 \text{ mV}/^\circ$ .

von 500 kHz einstellen, was bei der Auslegung des resonanten Sensors im gesamten Messsystem berücksichtigt werden muss.

### 8.3 Realisierung der Messschaltung

Für die tatsächliche Realisierung der Messschaltung müssen zusätzlich zu den funktionalen Komponenten noch Schaltungsmöglichkeiten für den Test eingeräumt werden. Dies dient einerseits dazu, Kernkomponenten der Schaltung mit externen Messgeräten charakterisieren zu können, andererseits wird dadurch eine höhere Flexibilität beim Einsatz der Platine gewonnen. So kann durch eine zusätzliche Konfigurationsmöglichkeit anstatt der Sensorplatine auch ein kabelgebundenes DUT vermessen und die Messschaltung so zu einem voll einsatzfähigem 1-Port-Netzwerkanalyzer umfunktioniert werden. Weiterhin lässt sich dadurch eine messtechnische Verifikation der Messschaltung durchführen. Zusätzlich kann für den Stimulus des Reflektometers aus 3 Quellen gewählt werden. Eine Quelle stellt der RF-Transceiver des Mikrocontrollers dar, der hauptsächlich für den späteren Einsatzfall als mobile Messeinheit gewählt wird. Als weitere Möglichkeit wird das Platinenlayout für einen alternativen Präzisionsoszillator implementiert, das für Messanwendungen mit besonders feiner Frequenzauflösung verwendet werden kann. Durch den höheren Stromverbrauch und die längere Messdauer für einen gegebenen Frequenzbereich ist die Verwendung dieser Quelle für den mobilen Einsatz zwar ungeeignet, bietet

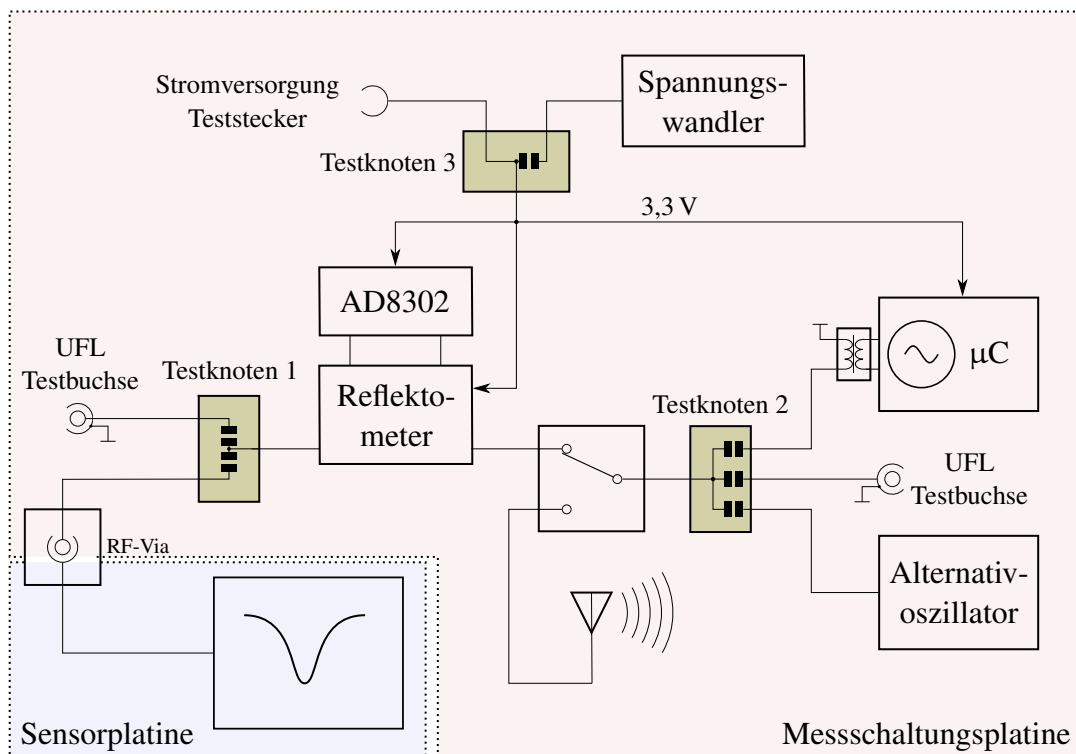


Abbildung 39: Blockschaltbild der realisierten Messschaltung im Hinblick auf Testknoten und deren Konfigurationsmöglichkeiten. Sowohl die gemeinsame Betriebsspannung aller Komponenten, als auch Stimulus- und DUT-Port des Reflektometers sind über Testknoten rekonfigurierbar.

sich aber hervorragend für einen stationären Einsatz der Messschaltung als Netzwerkanalyzer an. Die letzte Möglichkeit ist die Zuführung eines externen Stimulus über eine Buchse. Dadurch ist man nicht auf die vom Transceiver des Mikrocontrollers vorgegebenen Performanceparameter festgelegt und die Messschaltung lässt sich auch mit externen Laborquellen betreiben. Ein Blockschaltbild der realisierten Messschaltung mitsamt der Testmöglichkeiten ist in Abbildung 39 gezeigt. Abgesehen von den Testmöglichkeiten entspricht die Schaltung im Wesentlichen einer direkten Umsetzung des Messkonzepts mit kommerziellen Komponenten.

An den für den Schaltungstest vorgesehenen Testknoten wird je nach gewünschtem Signalpfad ein  $0\ \Omega$  Widerstand bestückt. Dadurch lassen sich mehrere Konfigurationen der Messschaltung mit einfachen Mitteln realisieren und auch im Nachhinein verändern. Über eine Konfiguration des Testknotens 3 kann beispielsweise die Betriebsspannung für die Messschaltung entweder über den integrierten Spannungswandler bereitgestellt werden, oder, um eine Vermessung der Stromaufnahme aller Komponenten zu ermöglichen, extern an der entsprechenden Versorgungsleitung zugeführt werden. Über den Testknoten 2 lassen sich unterschiedliche Konfigurationen hinsichtlich des Reflektometerstimulus vornehmen und Testknoten 1 erlaubt es,

anstatt der Durchkontaktierung zur Sensorstruktur eine separate UFL-Testbuchse an den DUT-Anschluss des Reflektometers zu verbinden.

Die Übertragung des Messschaltungskonzeptes auf die vierlagige Platinenstruktur ist in Abbildung 40 gezeigt. Die für den Messbetrieb relevanten Bauteile sind dabei aufgelötet und die funktionalen Blöcke markiert.

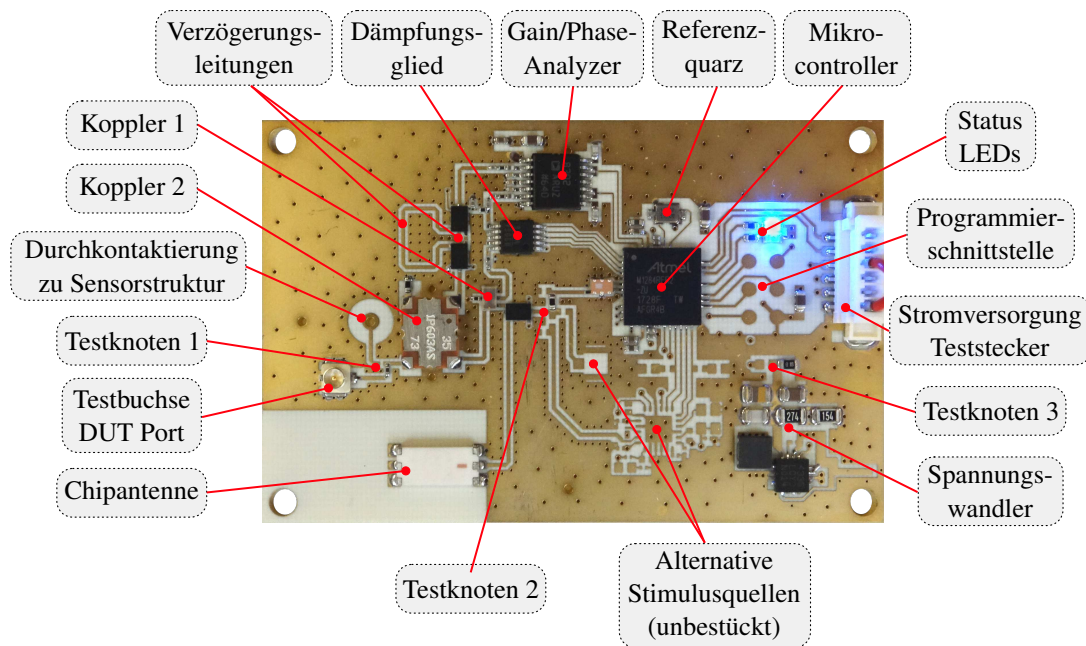


Abbildung 40: Bestückte Platine der realisierten Messschaltung mit Markierung der wesentlichen Schaltungskomponenten.

Gut erkennbar ist die Positionierung der Chipantenne mit der entsprechenden Freistellung der Massefläche, um das gewünschte Abstrahlverhalten nach Datenblattvorgabe zu erreichen. Der Ausschnitt der Massefläche muss weiterhin auf der Sensorplatine und der Versorgungsplatine fortgeführt und berücksichtigt werden. Die Programmierung des Mikrocontrollers erfolgt komfortabel über platzsparende Rundflächen, welche mit Federstiften kontaktiert werden können. Durch den Wegfall der Notwendigkeit für einen Steckverbinder kann die Höhe der Platine insgesamt niedrig gehalten werden. Zu Signalisierungszwecken werden weiterhin zwei LEDs in unterschiedlichen Farben vorgesehen. Damit lässt sich beispielsweise der Start einer Messung oder ein Fehlerfall anzeigen. Der Spannungswandlerblock, der Teil des Powermanagements ist und deswegen in Kapitel 9 näher beschrieben wird, komplettiert die Messschaltungsplatine.

## 8.4 Kalibrierung

Das Messsystem sieht eine direkte Verlötlung der Sensorplatine mit der Messschaltungsplatine vor. Dadurch ist eine kabelgebundene Kalibrieremethode nicht mehr anwendbar. Soll die Mess-

schaltung jedoch als eigenständiger Netzwerkanalyzer verwendet werden, muss auf die integrierten Testbuchsen zurückgegriffen werden, um kabelgebundene DUTs zu vermessen. Hierbei wäre weiterhin zu berücksichtigen, dass die schaltbare Verzögerungsleitung zur Auflösung der Phasendoppeldeutigkeit verwendet werden muss. Als Kalibrierstandards könnten hier Open (Reflexionsfaktor=1), Short (Reflexionsfaktor=-1) und Match (Reflexionsfaktor=0) verwendet werden. Die Verwendung dieser Kalibrierstandards ist bei der Kalibrierung von kommerziell erhältlichen Netzwerkanalysern etabliert und weit verbreitet.

Die Kalibrierung des eigentlichen Messsystems, bei dem Sensorplatine und Messschaltungsplatine miteinander verbunden sind, ließe sich anhand von Testmaterialien mit bekannter Permittivität auf dem Sensor durchführen. Insofern angenommen werden kann, dass die geometrischen Eigenschaften des gefertigten Sensors mit dem simulierten Modell übereinstimmen, lassen sich durch die Verwendung von mehreren Testflüssigkeiten verschiedene Reflexionsfaktoren erzeugen, welche eine Kalibrierung der Messschaltung erlauben. In allen anderen Fällen ist eine Rückführung der Abmessungen des Sensors in das Simulationsmodell notwendig und davon ausgehend kann schließlich eine Kalibrierung mit mehreren Testflüssigkeiten erfolgen.

Eine weitere Alternative ist die Implementierung von Kalibrierstrukturen auf der Messschaltungsplatine. Dadurch kann nicht nur eine Kalibrierung der Messschaltung erfolgen, sondern auch ein Systemtest mit unterschiedlichen, einstellbaren Reflexionsfaktoren durchgeführt werden. Insofern bei Messungen festgestellt wird, dass vom System die zwingende Notwendigkeit für eine Kalibrierung vorliegt, muss eine entsprechende Kalibriermethode gewählt werden. Dadurch, dass in einer Messstudie allerdings die Änderung des Reflexionsfaktors von Interesse ist und nicht der Absolutwert, ist die Notwendigkeit und der Umfang einer Kalibrierung zunächst durch weitergehende Untersuchungen noch festzustellen und wird daher bis auf Weiteres vernachlässigt.

## 8.5 Test und Verifikation

Für die Verifikation der Messschaltung wird von der Testmöglichkeit mittels einer UFL-Buchse Gebrauch gemacht. Diese Buchse befindet sich am DUT-Port des Reflektometers, was eine messtechnische Erfassung einiger interner Schaltungsparameter erlaubt. Entsprechenderweise wird an Testknoten 1 anstatt der vertikalen Durchkontaktierung zum Sensor die integrierte UFL-Buchse über einen  $0\ \Omega$  Widerstand verbunden. Der Test der Messschaltung lässt sich dabei in mehrere Teile gliedern.

Als Erstes wird die Reflexionsanpassung der Messschaltung inklusive der Testbuchse und eines Adapterkabels überprüft. Damit wird sichergestellt, dass der Testaufbau an sich zweckmäßig und geeignet für weitere Verifikationsschritte ist. Danach soll die Erzeugung des Stimulus und dessen Qualität und Eignung für die Messanwendung überprüft werden. Anschließend wird die Funktionalität der Reflektometerschaltung und der konfigurierbaren Schaltungskomponenten innerhalb des Reflektometers unter Beweis gestellt.

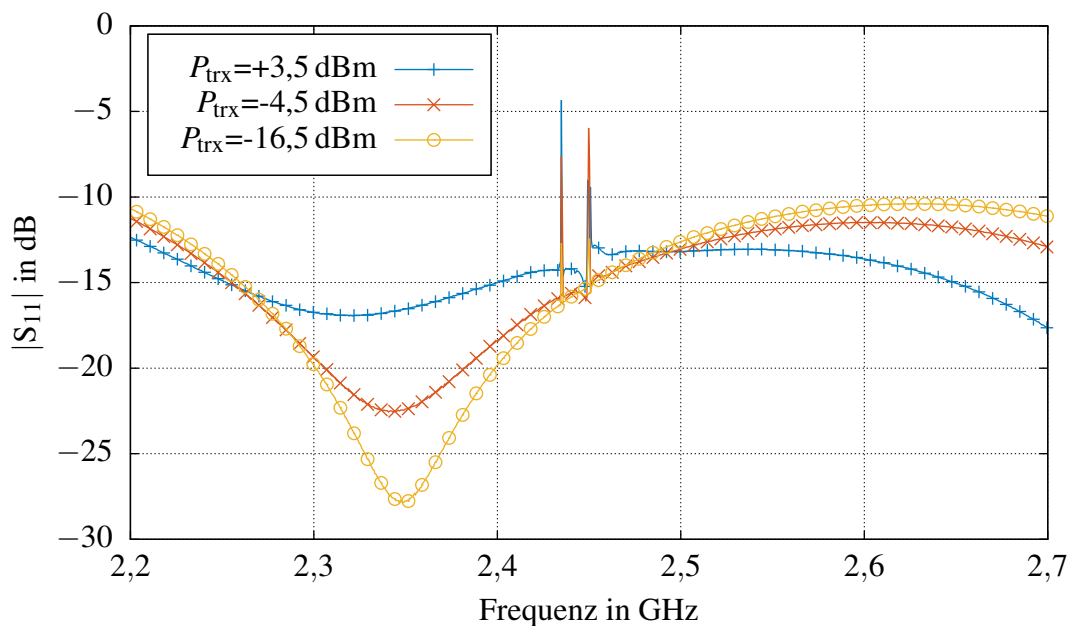


Abbildung 41: Aufgenommene Reflexionsanpassung der über ein Adapterkabel und einer Testbuchse kontaktierten Messschaltung für ausgewählte Ausgangsleistungen des Transceiverblocks.

**Verifikation Testbuchsenanpassung** Die Verifikation der Messschaltung mittels der Testbuchse setzt voraus, dass die Testbuchse an sich keinen überwiegend störenden Einfluss auf die Messung besitzt. Dies kann durch die Vermessung der Reflexionsanpassung an der Testbuchse festgestellt werden und unter der Annahme, dass die Stimulusquelle der Messschaltung der Systemimpedanz von  $50\ \Omega$  entspricht. Im Allgemeinen gilt eine Verbindung als angepasst, wenn diese Reflexionsanpassung unter einem Wert von  $-10$  dB zu liegen kommt. Für die Messung muss der Transceiver des Mikrocontrollers aktiviert sein, da für eine deaktivierte Ausgangsstufe die Impedanz des Transceiverausgangs deutlich von der Systemimpedanz abweicht. Ebenfalls besitzt die Wahl der Ausgangsleistung des Transceivers einen Einfluss auf die Impedanz des Transceiverausgangs, weswegen die Messung für einige ausgewählte Ausgangsleistungen erfolgt. Die Vermessung erfolgt mittels eines kommerziellen Netzwerkanalyzers PNA-X N5244A der Firma Keysight und der Kontaktierung der Testbuchse mittels eines UFL-Adapterkabels. Abbildung 41 zeigt die gewonnenen Messwerte für die konfigurierten Ausgangsleistungen  $P_{\text{trx}}$   $+3,5$  dBm (maximale Ausgangsleistung),  $-4,5$  dBm und  $-16,5$  dBm (minimale Ausgangsleistung) bei einer Stimulusfrequenz von  $2,45$  GHz.

Es lassen sich hierbei zwei Artefakte bei der Frequenz  $2,45$  GHz und etwa  $15$  MHz niedriger aus der Messung mit aktiviertem Transceiver erkennen. Das Artefakt bei  $2,45$  GHz rührt von dem aktiven Transceiver her, der bei derselben Messfrequenz ein Signal in den PNA-X einspeist. Dadurch ist die Bestimmung der Anpassung in diesem Frequenzbereich gestört und verfälscht. Ähnlich verhält es sich bei der Frequenz um etwa  $2,435$  GHz. Hier fällt das Transceiversignal



nicht in die eigentliche Messfrequenz des PNA-X, sondern fällt auf eine Zwischenfrequenz des Messgeräts. Durch den heterodynen Aufbau des Messgeräts ist ebenfalls hier eine große Spitze erkennbar. Die erwähnten Artefakte sind gut erklärbar und beeinflussen durch ihre schmalbandige Natur nicht die Gesamtbeurteilung der Reflexionsanpassung. Diese liegt im Frequenzbereich von 2,35 GHz bis 2,55 GHz sicher unterhalb von -10 dB und im Bereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz sicher unterhalb von -12 dB. Die erreichte Reflexionsanpassung der Schaltung inklusive Testbuchse und Adapterkabel bestätigt die Eignung des Aufbaus für eine weitergehende, messtechnische Verifikation der Messschaltung.

**Verifikation Stimulus** Der Stimulus wird durch den integrierten Transceiverblock des Mikrocontrollers gestellt und gerät nach Durchlaufen der beiden Koppler im Testset zu der Testbuchse. An diese Testbuchse wird mittels eines Adapterkabels ein Signalanalyzer FSUP der Firma Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG angeschlossen. Wichtig bei der Erzeugung des Stimulus ist neben einer gewissen absoluten Frequenzgenauigkeit eine gute spektrale Reinheit. Da zu diesen Eigenschaften leider nur wenig Informationen im entsprechenden Datenblatt gefunden werden können, ist eine separate Vermessung notwendig. Beide Größen können mit dem Testaufbau gut bestimmt werden und die Ergebnisse sind in Abbildung 42 und 43 zu sehen. Die Ausgangsleistung des Transceivers ist auf die maximale Leistung von +3,5 dBm eingestellt und die Stimulusfrequenz  $f_c$  auf exakt 2,45 GHz.

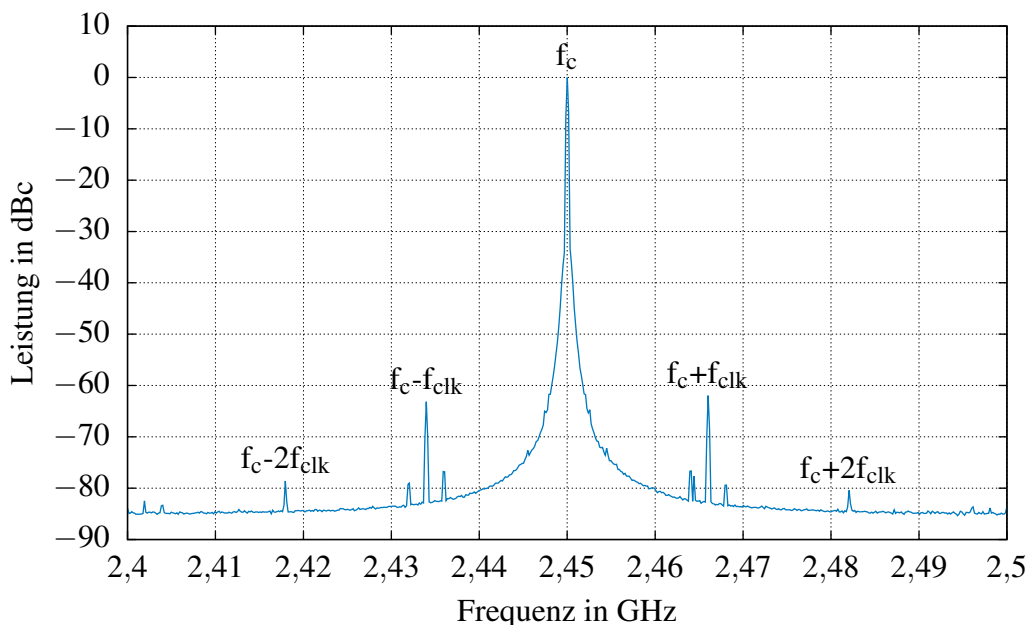


Abbildung 42: Aufgenommene Stimulusleistung in Bezug auf den Träger am Testport der Messschaltung im Frequenzbereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz.

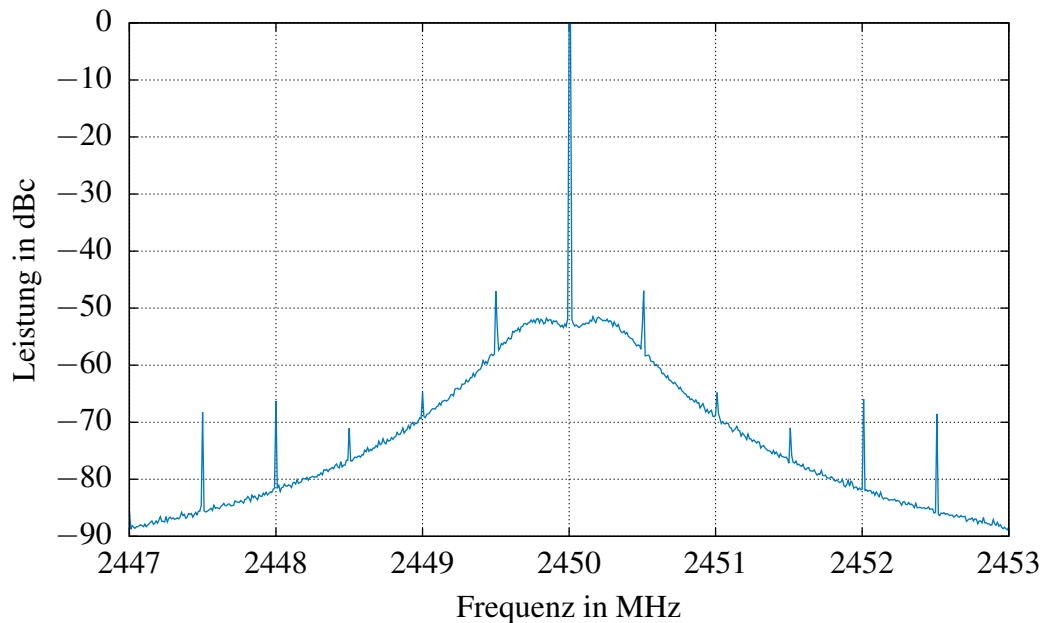


Abbildung 43: Aufgenommene Stimulusleistung in Bezug auf den Träger am Testport der Messschaltung im Frequenzbereich von  $\pm 3$  MHz um den Träger. Erkennbar sind Störaussendungen in Abständen von Vielfachen der Taktfrequenz des Phasen-Frequenz-Detektors in der PLL.

Bei dem gemessenen Spektrum von 2,4 GHz bis 2,5 GHz in Abbildung 42 lässt sich feststellen, dass zusätzlich zum Träger bei 2,45 GHz weitere Spuriolen im Abstand der Referenzfrequenz  $f_{\text{clk}}$  des Quarzes von 16 MHz auffindig zu machen sind. Diese Störaussendungen tragen zwar zu einem Betrag- bzw. Phasenfehler des Reflexionsfaktors bei, jedoch ist die Dynamik der Messschaltung nicht so groß wie diese Störsignale. Dadurch fallen diese Störer unter die Detektionsgrenze der Messschaltung und mit einer Leistung von unter -60 dBc sind diese als unkritisch einzustufen.

Im schmalbandigen Spektrum von  $\pm 3$  MHz um die Trägerfrequenz in Abbildung 43 lässt sich gut das Verhalten der PLL des Transceivers erkennen. Es sind die typischen Spuriolen im Abstand des Taktes des Phasen-Frequenz-Detektors einer PLL erkennbar, welcher im gegebenen Fall mit einer Frequenz von 500 kHz getaktet wird. Gut erkennbar ist auch die Grenzfrequenz des Schleifenfilters der PLL, welche in einem Abstand von etwa  $\pm 200$  kHz um den Träger einen leichten Anstieg der spektralen Rauschleistung mit sich bringt. Die Wahl der Grenzfrequenz des Schleifenfilters ist immer ein Kompromiss zwischen Einschwingzeit und Signalrauschen. Da für den vorliegenden integrierten Transceiverblock eher der Fokus auf einem schnellen Frequenzwechsel und einer kurzen Einschwingzeit liegt, wird eine verhältnismäßig große Grenzfrequenz für den Schleifenfilter verwendet. Für Schaltungen, welche geringere Anforderungen an die Einschwingzeit des Stimulus und eher ein rauschoptimiertes Signal benötigen, würde man diese Grenzfrequenz niedriger ansetzen. Weiterhin gut erkennbar ist eine gute absolute

Frequenzgenauigkeit des Oszillators. Im konkreten Fall beträgt die Abweichung von der Zielfrequenz nur etwa 2,2 kHz. Dies entspricht einer Frequenzgenauigkeit von ca.  $1 \cdot 10^{-6}$  und liegt innerhalb der Spezifikation des verwendeten Referenzquarzes von  $\pm 10 \cdot 10^{-6}$ . Die absolute Frequenzgenauigkeit ist für die vorgestellte Messschaltung vollkommen ausreichend, da die Frequenzabweichung weit unterhalb der prinzipiellen Frequenzauflösung des Messsystems liegt. Unter der Annahme, dass die Frequenzauflösung der Messschaltung von 500 kHz ausreichend für eine einwandfreie Quantifizierung des DUTs ist, kann diese geringe Frequenzabweichung von 2 kHz vernachlässigt werden. Ein weiterer wichtiger Aspekt hinsichtlich des Stimulus ist eine gute Übereinstimmung zwischen eingestellter und gemessener Ausgangsleistung. Wichtig in diesem Zusammenhang ist es, abschätzen zu können, welche Einspeiseleistung am DUT erwartet werden kann und ob die Konfigurationsmöglichkeit der Ausgangsleistung des Transceiverblocks funktional ist. Dadurch, dass diese Größe jedoch auch maßgeblich durch das Reflektometertestset, der Testbuchse und dem Adapterkabel beeinflusst werden, lässt sich diese Größe für den gegebenen Aufbau nur mit einem gewissen Fehler erfassen. Für eine Frequenz von 2,45 GHz und einer variierenden Sendeleistungseinstellung  $P_{\text{konf}}$  von -16,5 dBm bis +3,5 dBm werden die Ausgangsleistungen  $P_{\text{test}}$  an der Testbuchse der Messschaltung aufgenommen. Für die Leistungsmessung wird ein Leistungstastkopf NRP-Z21 der Firma Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG verwendet. Das Gerät erfasst bei der Messung die gemittelte quadratische Leistung über dem gesamten Frequenzbereich von 10 MHz bis 18 GHz. Die entsprechenden Messergebnisse sind in Abbildung 44 gezeigt.

Aus der Abbildung kann entnommen werden, dass im Falle der größten eingestellten Sendeleistung von +3,5 dBm am Testausgang der Messschaltung eine Leistung von etwa +0,5 dBm anliegt. Unter Berücksichtigung des starken Kopplungsfaktors von -3 dB durch Koppler 2 im Reflektometertestset wird der Stimulus bereits um etwa 3 dB gedämpft. Weiterhin sorgen die Einfügedämpfung des Antennenschalters, etwaige Platinenverluste und der Einfluss des Adapterkabels zu einer weiteren Abweichung vom eingestellten Wert. Die festgestellte Differenz lässt sich daher gut begründen und liegt im Rahmen des Erwarteten. Der Zusammenhang zwischen der eingestellten Ausgangsleistung am Transceiver und der gemessenen Ausgangsleistung ist über dem gesamten Leistungsbereich monoton und mit einer Schwankung von etwa  $\pm 0,2$  dB weitgehend linear, was die Konfigurationsmöglichkeit hinsichtlich der Ausgangsleistung des Transceivers bestätigt.

Hinsichtlich der Verifikation des Stimulus lässt sich resümieren, dass sowohl die absolute Frequenzgenauigkeit, als auch die erforderliche Reinheit des Spektrums für die gegebene Messschaltung gegeben sind. Es lassen sich Details der verwendeten Signalquelle im Transceiverblock des Mikrocontrollers aus den Messungen extrahieren, insbesondere Details zur integrierten PLL-Schaltung des Transceivers. Der Pegel des Stimulus an der Testbuchse lässt sich zuverlässig einstellen und liegt innerhalb des erwarteten Leistungsbereichs, was ebenfalls durch Messungen belegt werden kann.

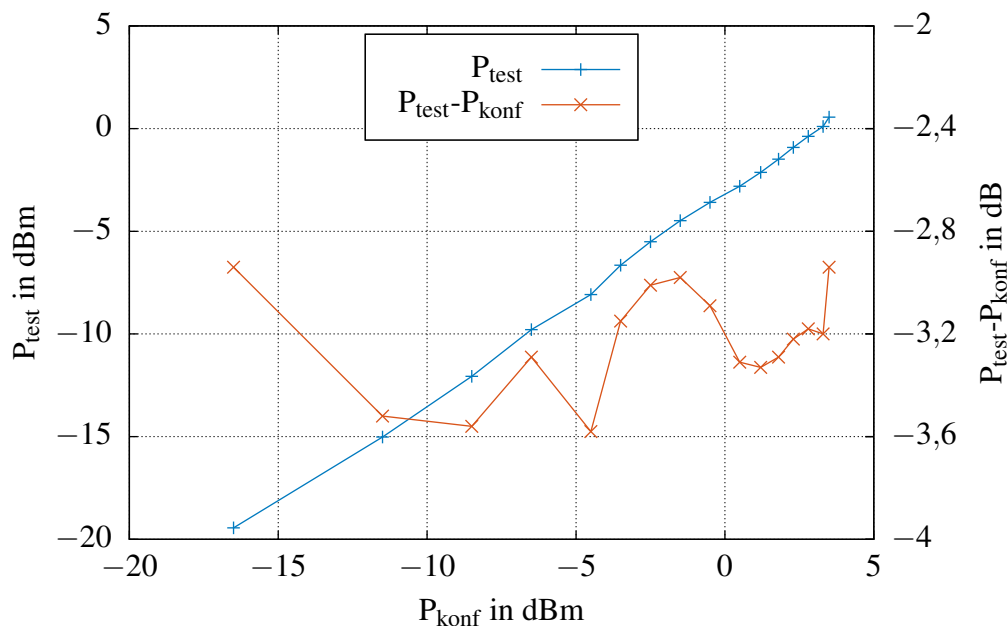


Abbildung 44: Aufgenommene Ausgangsleistung  $P_{\text{test}}$  an der Testbuchse der Messschaltung über die konfigurierte Sendeleistung  $P_{\text{konf}}$  des Transceiverblocks bei einer Frequenz von 2,45 GHz aufgetragen. Die Abweichung kommt maßgeblich durch den 3 dB-Koppler des Testsets zustande.

**Verifikation Reflektometer** Die Verifikation des Reflektometers an sich soll durch die Vermessung von unterschiedlichen Lasten geschehen, welche an die Testbuchse mithilfe eines Adapterkabels verbunden werden. Zusätzlich wird die Funktionalität des variablen Dämpfungsglieds und der Verzögerungsleitung im Messpfad des Reflektometers verifiziert.

Mittels des Reflektometers werden Messungen von zwei Testkomponenten mit einem grundsätzlich unterschiedlichen Reflexionsfaktorverlauf durchgeführt und die Ergebnisse sind in Abbildung 45 gezeigt. Die zwei Testkomponenten sind eine Kurzschlusskappe (DUT1) und eine resonante Struktur (DUT2) mit einer Resonanzfrequenz von etwa 2,45 GHz. Auf der Ordinate aufgetragen ist dabei der ADC-Code der aufgenommenen Ausgangssignale des Gain/Phase-Analyzers. Für die Aufnahme der Datenpunkte ist eine Mittelung von 64 Werten im Mikrocontroller eingestellt.

Gut zu erkennen ist, dass trotz fehlender Kalibrierung die grundsätzlichen Verläufe der Reflexionsfaktoren gut erkennbar sind und diese auch den erwarteten Verläufen entsprechen. Die Kurzschlusskappe DUT1 weist dabei einen etwa konstanten Betrag und einen linearen Phasenverlauf auf. Dadurch, dass der Reflexionsfaktorbetrag der Kurzschlusskappe etwa 0 dB entspricht und nur eine geringe Frequenzabhängigkeit besitzt, ist der aufgenommene Verlauf wie erwartet. Der Phasenverlauf der Messung kommt dabei durch das Verbindungskabel zustande und weist, ebenfalls wie erwartet, keine Nichtlinearitäten im Verlauf auf. Das resonante Testob-

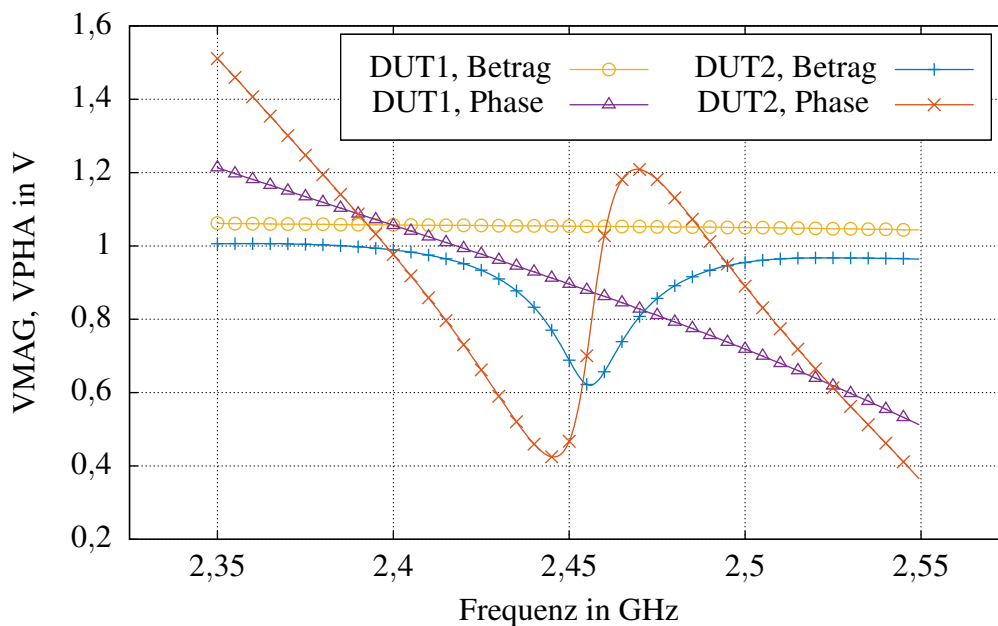


Abbildung 45: Aufgenommene Spannungen an VMAG und VPHA der Messschaltung über einen Frequenzsweep für zwei Testkomponenten, welche jeweils an die Testbuchse der Messschaltung verbunden werden.

jekt hingegen weist in seinem Betrags- und Phasenverlauf eine deutliche Frequenzabhängigkeit auf. Wie erwartet schmiegt sich der Betragsverlauf außerhalb seiner Resonanzfrequenz an den Betrag der Kurzschlusskappe an, während ein Minimum die Resonanzfrequenz kennzeichnet. Auch der typische Phasenverlauf eines Resonators ist in den aufgenommenen Messkurven festzustellen. Nachdem die reflektometrische Grundfunktionalität validiert ist, sollen nun die digitalen Einstellmöglichkeiten im Reflektometer verifiziert werden. Dies sind einerseits eine Einstellung des Dämpfungsglieds, welche eine Anpassung der DUT-Dynamik auf den Messbereich des Gain/Phase-Analyzers erlaubt, und andererseits die zusätzlich implementierte Verzögerungsleitung, welche eine eindeutige Auflösung der Phase beim Gain/Phase-Analyser ermöglicht.

**Verifikation Dämpfungsglied** Die Wahl des Dämpfungsfaktors im Dämpfungsglied hängt vom erwarteten Reflexionsfaktorbereich des DUTs ab und lässt sich mit wenigen Gleichungen überschlagsmäßig abschätzen. Etwaige Platinenverluste und Einfügedämpfungen der Schalter sollen vernachlässigt werden. Auf den Referenzeingang des Gain/Phase-Analyzers gelangt die Stimulusleistung  $P_{\text{trx}}$  um etwa den Koppelfaktor  $K_1 = -10$  dB des ersten Kopplers schwächer und der zusätzlichen Dämpfung  $A_{\text{att}}$  durch das Dämpfungsglied.  $A_{\text{att}}$  lässt sich hierbei im Bereich von 0 dB bis -15,5 dB in 0,5 dB Schritten konfigurieren. Auf den Messeingang des Gain/Phase-Analyzers gelangt der Stimulus neben dem zweimaligen Durchlaufen des zweiten Kopplers um

den doppelten Koppelfaktor  $K_2$  etwa -6 dB gedämpft und dem Reflexionsfaktor des DUTs  $A_{\text{dut}}$  abgeschwächt. Es lassen sich somit die Leistung am Referenzeingang  $P_{\text{ref}}$  und die Leistung am Messeingang  $P_{\text{mess}}$  nach Gleichungen 19 und 20 formulieren.

$$P_{\text{ref}} = P_{\text{trx}} + K_1 + A_{\text{att}} \quad (19)$$

$$P_{\text{mess}} = P_{\text{trx}} + 2K_2 + A_{\text{dut}} \quad (20)$$

Der Betragsunterschied  $P_{\text{diff}}$ , der am Gain/Phase-Analyzer zwischen Referenzeingang und Messeingang vorliegt, soll entsprechend Abbildung 37 für einen geringen Messfehler im Bereich zwischen -22 dB und 22 dB zu liegen kommen und ergibt sich zu Gleichung 21.

$$P_{\text{diff}} = P_{\text{mess}} - P_{\text{ref}} \approx 4\text{dB} + A_{\text{dut}} - A_{\text{att}} \quad (21)$$

Um ein DUT, welches beispielsweise im Betrag des Reflexionsfaktors von 0 dB bis -23 dB schwankt, zentriert auf den Arbeitsbereich des Gain/Phase-Analyzers anzupassen, muss ein  $A_{\text{att}}$  von -15,5 dB gewählt werden. Die maximale und minimale Leistungsdifferenz  $P_{\text{diff}}$  an den Eingängen des Gain/Phase-Analyzers beträgt in diesem Fall  $\pm 11,5$  dB und liegt damit innerhalb des optimalen Betriebsbereichs. Für die Wahl dieses Dämpfungsfaktors  $A_{\text{att}}$  beträgt  $P_{\text{ref}}$  bei einer Transceiverleistung von  $P_{\text{trx}} = -4,5$  dBm exakt -30 dBm, was gleichzeitig der im Datenblatt empfohlenen Leistung am Referenzeingang entspricht.

Die Verifikation der Funktionalität des Dämpfungsglieds erfolgt durch mehrfache Messungen bei unterschiedlichen Einstellungen des Dämpfungsglieds, wobei das DUT unverändert bleibt und nur die Auswirkung auf den Betragsausgang VMAG des Gain/Phase-Analyzers beobachtet wird. In Abbildung 46 ist der aufgenommene Betragsverlauf für einige ausgewählte Dämpfungswerte gezeigt. Als Messobjekt dient eine Kurzschlusskappe.

Gut zu erkennen ist die Tatsache, dass sich für niedrigere Dämpfungen eine kleinere Spannung am Betragsausgang des Gain/Phase-Analyzers ergibt. Dies lässt sich aus Gleichung 21 direkt ableiten und ist somit konform zur Erwartung. Bei größeren Dämpfungswerten kann zunehmend eine gewisse Frequenzabhängigkeit festgestellt werden, welche maßgeblich dem Dämpfungsglied und dessen Architektur zugeschrieben werden können. Unter Verwendung der Betragsempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers von 30 mV/dB lassen sich die aufgenommenen ADC-Werte in eine äquivalente Betragsdifferenz umrechnen. In der Mitte des Frequenzbereichs bei 2,45 GHz ergibt sich damit eine gemessene Betragsdifferenz von 15,07 dB, was gut mit der erwarteten Betragsschwankung von 15,5 dB übereinstimmt. Die Funktionalität des Dämpfungsglieds lässt sich durch die angeführten Messungen und Rechnungen daher bestätigen.

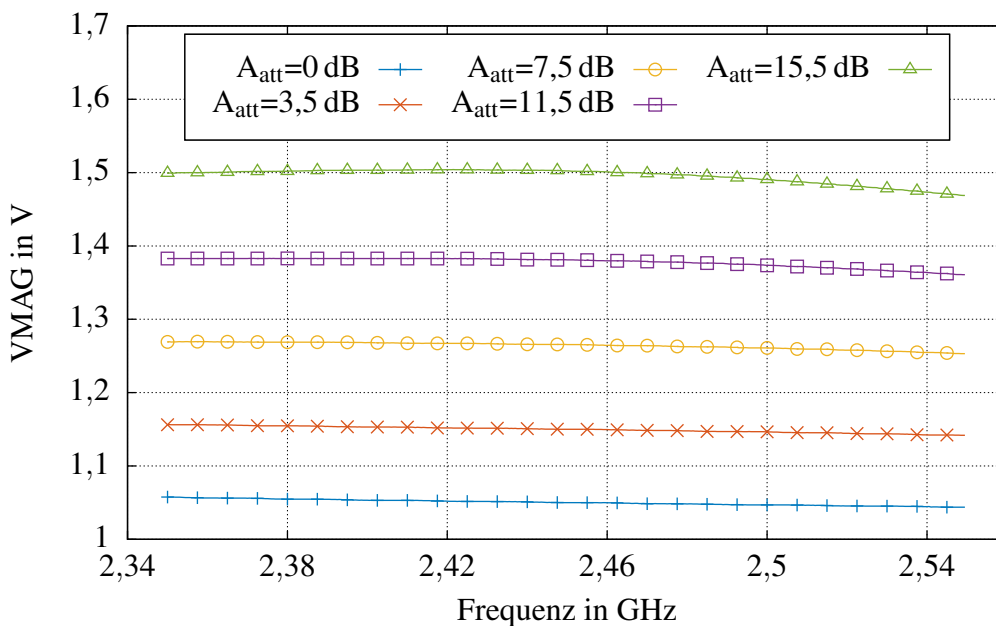


Abbildung 46: Aufgenommene Spannungen an VMAG der Messschaltung über einen Frequenzsweep und schwankenden Einstellungen des Dämpfungsglieds für eine Kurzschlusskappe als Messobjekt.

**Verifikation Verzögerungsleitung** Die selektiv schaltbare Verzögerungsleitung wird für die eindeutige Bestimmung der Phase des Messobjekts benötigt. Trotz der Tatsache, dass für das vorgesehene Messsystem eine ausschließliche Verwendung des Betragsausgangs ausreichend ist, soll die Funktionalität verifiziert werden. Eine zusätzliche Auswertung der Phase des Reflexionsfaktors der resonanten Sensorstruktur könnte zu einer präziseren Bestimmung der Resonanzfrequenz herangezogen werden. Dieser Umstand soll jedoch nicht näher untersucht werden, kann jedoch eventuell für Weiterentwicklungen ein Optimierungspotential bieten.

Zur Verifikation der schaltbaren Verzögerungsleitung wird als DUT die Testbuchse ohne zusätzliche Adapterkabel verwendet. Es ergibt sich dadurch ein offenes Leitungsende mit dem Reflexionsfaktor von etwa 1. Das Dämpfungsglied wird auf die niedrigste Dämpfung eingestellt, um dessen intrinsische Einflüsse zu minimieren. Nun wird der Phasenausgang am Gain/Phase-Analyser über einen Frequenzsweep aufgenommen und für die zwei verschiedenen Leitungen ausgewertet. In Abbildung 47 sind die entsprechenden Messwerte dargestellt. In der Abbildung ist gut zu erkennen, dass durch die Wahl der entsprechenden Verzögerungsleitung der ADC-Wert und damit die gemessene Phase deutlich beeinflusst werden kann. Dies lässt darauf schließen, dass eine erfolgreiche Umstellung der Verzögerungsleitung erfolgt und zu einer Phasenveränderung am Messeingang führt. Unter Verwendung der Phasenempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers von  $10 \text{ mV}/^\circ$  lassen sich die gemessenen ADC-Werte zusätzlich in eine äquivalente Phasendifferenz umrechnen. Diese Größe ist ebenfalls in Abbildung 47 einzusehen

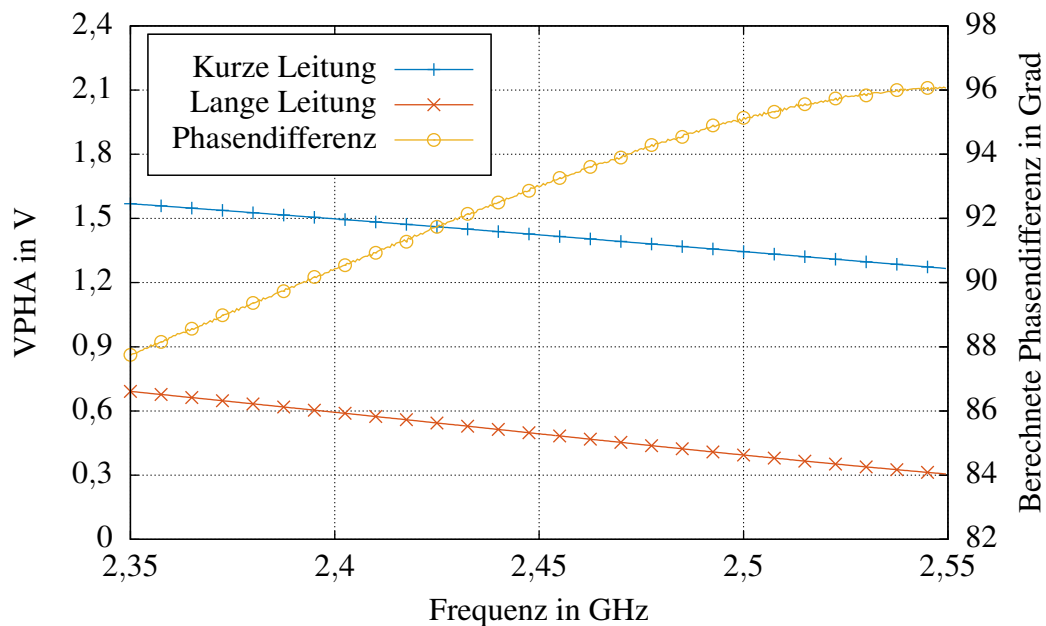


Abbildung 47: Aufgenommene Spannungen an VPHA der Messschaltung über einen Frequenzsweep für beide Verzögerungsleitungen. Zusätzlich ist die berechnete Phasendifferenz dargestellt.

und schwankt über der Frequenz zwischen etwa  $88^\circ$  und  $96^\circ$ . Im Entwurf des Reflektometers wird eine Differenzphase von  $90^\circ$  anvisiert, was bis auf wenige Grad gut mit dem gemessenen Werten übereinstimmt. Die Funktionalität und Auslegung der Verzögerungsleitungen lässt sich folglich ebenfalls durch Messungen und Rechnungen bestätigen.

**Zusammenfassung** Für die Verifikation der Messschaltung lässt sich resümieren, dass mittels der vorgesehenen Testbuchse die qualitativen und quantitativen Eigenschaften der Messschaltung als für die Messanwendung geeignet bezeichnet werden können. Eine Analyse des erzeugten Stimulussignals des integrierten Transceiverblocks des Mikrocontrollers zeigt eine gute spektrale Reinheit und eine gute absolute Frequenzgenauigkeit. Hinsichtlich des Reflektometeraufbaus kann die grundsätzliche Funktionalität anhand einiger Testkomponenten bewiesen werden. Selbst ohne weitere Kalibrierungsschritte ist hier das Reflexionsfaktorverhalten der vermessenen Testkomponenten gut zu erkennen. Weiterhin werden zwei Schaltungskomponenten des Reflektometers, die schaltbare Verzögerungsleitung und das steuerbare Dämpfungsglied, messtechnisch validiert. Diese erlauben eine optimale Anpassung des Reflexionsfaktorbereichs des DUTs auf den verwendeten Dynamikbereich des Gain/Phase-Analyzers, was es erlaubt, den Messfehler des Reflexionsfaktorbetrags so gering wie möglich zu halten. Die vorgestellte Messschaltung ist daher gut geeignet, um die entworfene resonante Sensorstruktur bezüglich des Reflexionsfaktors zu charakterisieren.



## 9 Powermanagement

Aufgabe des Powermanagements sind sämtliche Aspekte, die die interne Spannungsversorgung betreffen. Einerseits muss eine stabile Versorgungsspannung für die Messschaltung während des Betriebes gewährleistet werden können, während andererseits der integrierte Lithium-Polymer (LiPo) Akkumulator eine über den Ladezustand schwankende Spannungsquelle darstellt. Weiterhin soll auch dieser integrierte Energiespeicher über eine entsprechende Ladeschaltung komfortabel von außen zu laden sein. Aus diesen Anforderungen ergeben sich drei Hauptkomponenten für das Powermanagement, nämlich der LiPo-Akkumulator, einer entsprechender Laderegler-schaltung für die Lithiumzelle und ein flexibler DC/DC-Spannungsregler.

**LiPo-Akkumulator** Die Wahl der Energieversorgung in den gefertigten Demonstratoren fällt auf eine einzelne LiPo-Zelle mit einer Kapazität von 190 mAh. Im Gegensatz zu Batterien ist die Verwendung von Akkus als Energiespender in tragbaren Geräten angezeigt, da gerade in der initialen Testumgebung und für die Charakterisierung des Demonstrators häufiger Messungen stattfinden als im realen Anwendungsfall. Anstatt häufig Batterien zu wechseln, hat man so die Möglichkeit, komfortabel die Zellen wieder zu laden. Dabei überzeugen Lithium-Ionen-Akkumulatoren durch eine hohe Energiedichte, was sich günstig auf Bauvolumen und Gewicht auswirkt. Die Kapazität des Akkumulators ist dabei ein Tradeoff aus Laufzeit, kommerzieller Verfügbarkeit und Baugröße. Mit einer durchschnittlichen Stromaufnahme während des Messvorgangs von 30 mA bei einer Messdauer von 1 s und einem Messintervall von 10 Minuten mit einer Ruhestromaufnahme von 1 mA beträgt die Laufzeit in etwa 181 Stunden oder 7,5 Tage. Bei dieser konservativen Schätzung werden Effizienzbetrachtungen des Spannungsreglers und die nichtlineare Entladungskurve der Lithiumzelle vernachlässigt. Die Dimensionierung der Zellenkapazität wird daher mit dem angenommenen Stromverbrauch und einer Maximallaufzeit einer Dehydrationsstudie von etwa 4 Tagen gerechtfertigt. Ein weiterer wichtiger Faktor bei der Beschaffung der Zelle, der Formfaktor, richtet sich nach der Größe des Messsystems und der Platzverfügbarkeit im Mobileinheitengehäuse und soll in etwa die Hälfte der Grundfläche des Sensors betragen und dabei so flach wie möglich sein.

**Laderegler** Um die integrierte Lithiumzelle komfortabel laden zu können, ist ein Laderegler notwendig. Es wird dabei auf den MAX1551 von Maxim Integrated zurückgegriffen, der für einzelne Lithiumzellen geeignet ist und die Ladestrom- und Ladespannungsregelung übernimmt. Dabei kann entweder auf eine externe Quelle mit einem Spannungsbereich von 3,7 V bis 7 V oder auf die verfügbare Spannung eines vorhandenen USB-Anschlusses (engl.: “Universal Serial Bus”) zurückgegriffen werden. Die hohe Verfügbarkeit und Flexibilität von USB-Ladeadaptern verleiht dabei der Implementierung einer Micro-USB-Buchse zu Ladezwecken gleichzeitig Charme und Sinn. Der benötigte Ladestrom von maximal 100 mA kann dabei von aktiven und passiven USB-Hubs bereitgestellt werden, ohne einer gesonderten Kommunikation auf dem Datenbus zu bedürfen. Daraus ergibt sich laut Datenblatt der Zelle eine Ladezeit von etwa 4 h.

**DC/DC-Spannungswandler** Um den breiten Spannungsbereich des Akkumulators von 3,0 V bis 4,2 V auf eine Betriebsspannung von 3,3 V anzupassen, wird der LTC3523 DC/DC-Konverterchip von Linear Technology verwendet. Der Chip mit einer Abmessung von 3x3 mm<sup>2</sup> besitzt integrierte, synchrone Aufwärts- und Abwärtsrichter, wodurch es möglich ist, einen weiten Eingangsspannungsbereich von 1,6 V bis 5,5 V auf die benötigte Systemspannung von 3,3 V umzuwandeln. Es sind dazu nur wenige zusätzliche, externe Komponenten notwendig und gleichzeitig werden wertvolle Funktionen wie Powerdown- oder Powergood-Signalisierung unterstützt. Mit diesem Spannungsregler ist auch die Verwendung von zwei Nickel-Metallhydrid-Zellen möglich, bei denen sich ein Eingangsspannungsbereich von etwa 1,6 V bis 2,8 V ergäben. Diese Zellen bieten zwar finanzielle Optimierungspotential, jedoch ist die Selbstentladung von NiMh-Zellen im Vergleich zu LiPo um den Faktor 5 bis 6 größer [76] und müsste dadurch gesondert in die Systembetrachtung mit einfließen.

Die LiPo-Zelle und die Ladereglerschaltung werden gemeinsam auf eine separate Platine aufgebaut. Diese Platine wird mit der Messschaltung in Sandwichbauweise gestapelt und ist deswegen von den Außenabmessungen identisch zu dieser. Durch die geringe Dicke von etwa 5,5 mm ist der höhenmäßige Beitrag zum gesamten Platinenstapel akzeptabel niedrig. Das Leiterplattenlayout und die realisierte Platine sind in Abbildung 48 gezeigt.

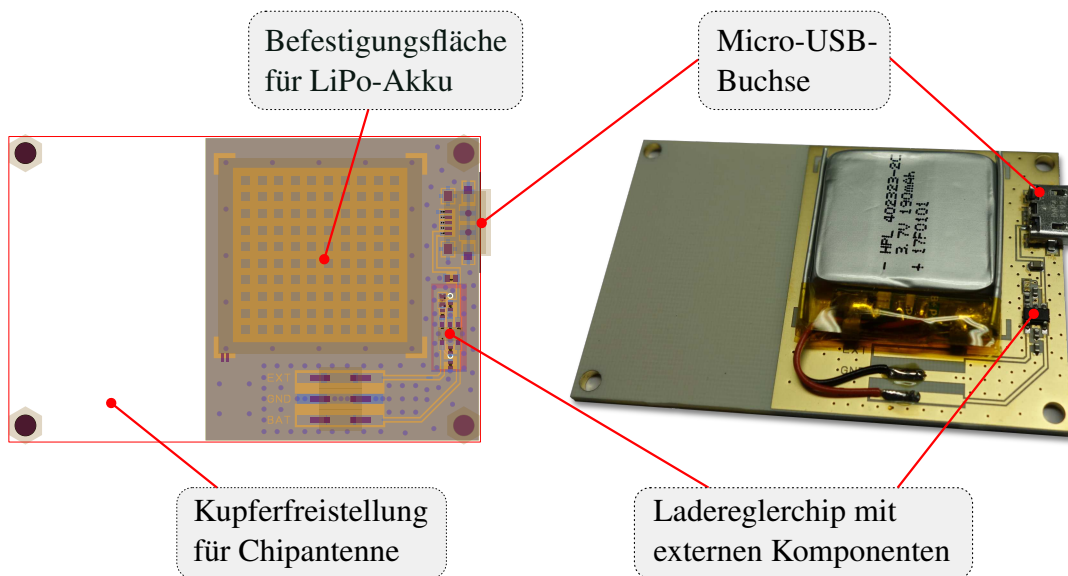


Abbildung 48: Realisierung der integrierten Spannungsversorgung. Entwurf des Layouts (links) und tatsächliche Umsetzung auf der Platine (rechts).

Es wird eine Kupferfreistellung an der Stelle vorgesehen, an der in der Messschaltung die Chipantenne für die drahtlose Kommunikation vorgesehen ist, um das Sendesignal nicht unnötig abzuschirmen. Als Ladezustandsanzeige wird weiterhin eine Leuchtdiode integriert. Die Integration des Spannungswandlers erfolgt in der Platine der eigentlichen Messschaltung. Auf

Abbildung 49 ist auf der linken Seite ein Ausschnitt des Layoutentwurfes mit den wichtigsten Komponenten des Synchronwandlers gezeigt und auf der rechten Seite die entsprechende Realisierung auf der Messschaltungsplatine. Zu Test- und Charakterisierungszwecken der Messschaltung ist ein  $0\ \Omega$  Widerstand in der Versorgungsspannungsleitung an Testknoten 3 (siehe Kapitel 8) vorgesehen, der zum Abkoppeln des Spannungswandlers ausgelötet werden kann. Die Versorgung der Platine hat in diesem Fall entweder über die Programmierschnittstelle oder über den zusätzlichen Teststeckverbinder zu erfolgen. Auf diese Weise kann direkt die Stromaufnahme der Messschaltung bestimmt und zu Optimierungszwecken herangezogen werden.

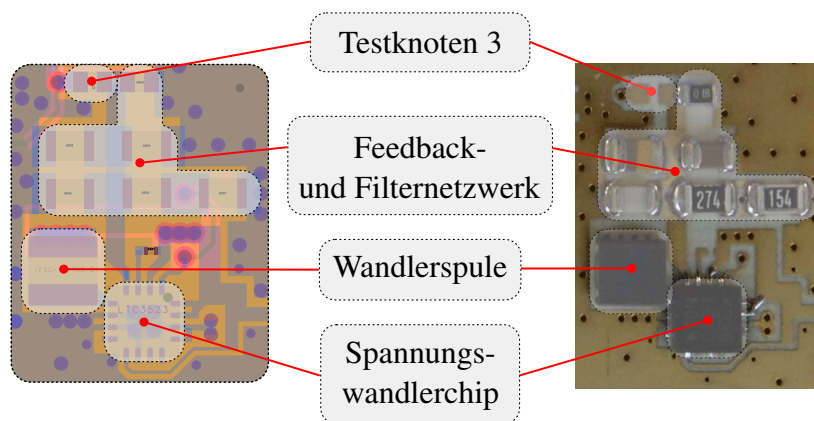


Abbildung 49: Integration des Spannungswandlers in die Messschaltungsplatine. Ausschnitt des Layoutentwurfes (links) und Realisierung auf der Platine (rechts)



## 10 Mobileinheit

Die Mobileinheit an sich besteht aus einem Zusammenschluss all jener Komponenten, welche für die dielektrische Charakterisierung einer Messstelle notwendig sind. Dazu gehören neben einem Energiespeicher in Form eines Akkumulators, welcher den portablen Einsatz des Systems erlaubt, auch die Messschaltung und die Sensorplatine. Dadurch, dass die Einzelkomponenten bereits separat verifiziert sind, wird in diesem Kapitel lediglich auf die Integration der Komponenten eingegangen. Eine separate Verifikation der Mobileinheit ist nur im Rahmen der gesamten Infrastruktur zweckmäßig und erfolgt daher in Teil IV der Ausfertigung. In Abbildung 50 ist die schematische Struktur einer Mobileinheit gezeigt.

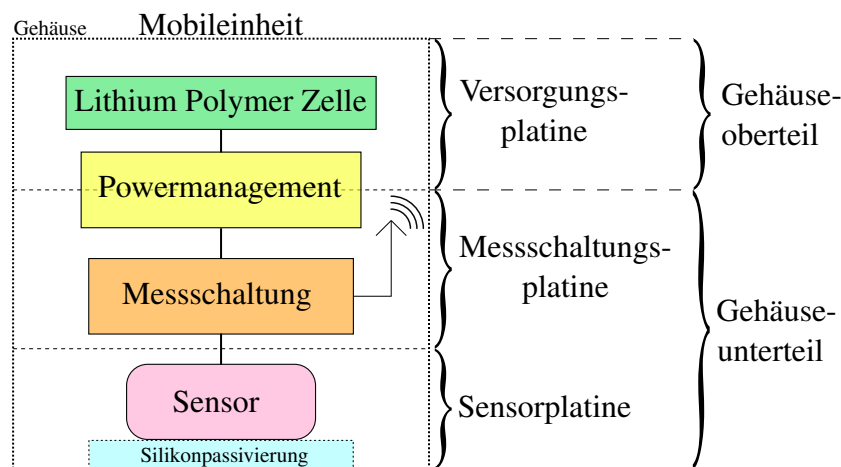


Abbildung 50: Aufbau des Messsystems innerhalb einer Mobileinheit. Die detaillierte, interne Verdrahtung und der Ein/Aus-Schalter sind der Übersichtlichkeit halber nicht dargestellt.

Auf der Versorgungsplatine sitzt dabei die integrierte Spannungsversorgung und die Ladereglerschaltung für den Akkumulator. Der zweite Teil des Powermanagements sitzt auf der Messschaltungsplatine und besteht aus einem entsprechenden Spannungswandler, der die Versorgungsspannung für die Messschaltung aufbereitet. Im Weiteren befindet sich auf der Messschaltungsplatine das Reflektometer mitsamt den notwendigen Auswertebausteinen und einem Mikrocontroller zur Steuerung des Messablaufs. Rückseitig auf die Messschaltungsplatine aufgelötet, befindet sich die Sensorplatine, welche über eine Silikonpassivierung in Kontakt mit der Messstelle des Probanden steht. Das gesamte System ist in ein Gehäuse integriert, wodurch es einerseits von Außeneinflüssen geschützt ist und andererseits auch eine flexible Handhabung und Positionierung am Probanden ermöglicht. Weiterhin befindet sich innerhalb des Gehäuses die entsprechende Verdrahtung der Platinen untereinander und ein kleiner Schalter, mit welchem das System ein- und ausgeschaltet werden kann. Diese Komponenten sind in der Abbildung 50 der Übersichtlichkeit halber vernachlässigt. Zusätzlich wird in das Messsys-

tem ein kalibrierter, digitaler Temperatursensor DS18B20 der Firma Maxim Integrated eingebracht. Dieser Sensor wird von dem Mikrocontroller auf der Messschaltungsplatine über zwei zusätzliche Leitungen ausgelesen und bietet eine absolute Genauigkeit von  $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$  bei einer Messauflösung von  $0,0625^{\circ}\text{C}$ . Alternativ lässt sich die Temperatur aus dem integrierten Temperatursensor im Mikrocontroller auslesen. In der vorgeschlagenen Messinfrastruktur erfolgt die Erfassung der Temperatur möglichst nahe der Messstelle innerhalb der Mobileinheit. Die gemessene Temperatur wird mitsamt der Messdaten drahtlos an die Basisstation übertragen, wo sie für weitere Analysen oder Speicherung zur Verfügung steht.

In Abbildung 51 sind alle Platinen gezeigt, welche in eine Mobileinheit integriert werden. Gut

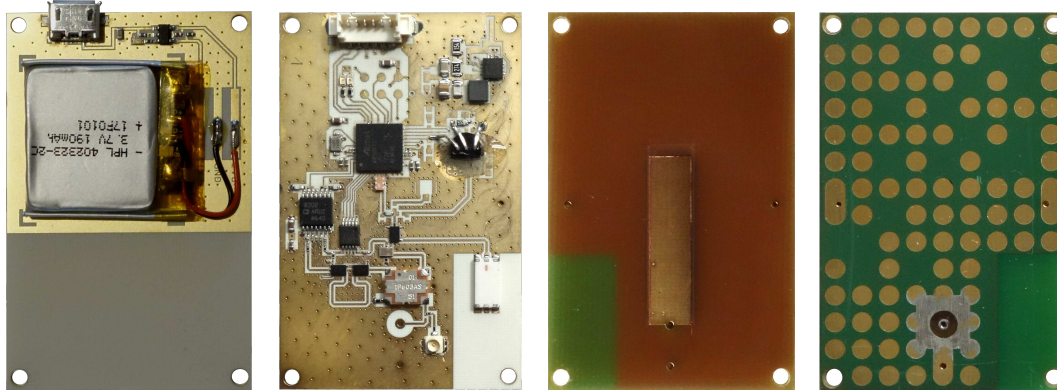


Abbildung 51: Einzelplatinen einer Mobileinheit. Versorgungsschaltung mit LiPo-Akkumulator (links), Messschaltungsplatine (mittig-links) und Sensorplatine (Vorderseite: mittig-rechts Rückseite: rechts).

zu erkennen ist die bei allen Platinen der Mobileinheit vorgesehene Aussparung der Kupferfläche an der Stelle der Chipantenne auf der Messschaltungsplatine. Dies sorgt für eine möglichst geringe Beeinflussung der Abstrahlcharakteristik der Sendeantenne für die Messdatenübertragung. Weiterhin gut erkennbar ist der ergänzte Temperatursensor im TO-92-Gehäuse auf der Messschaltungsplatine, welcher sich in dieser Ansicht rechts vom Mikrocontroller befindet. Der Temperatursensor sitzt dabei in einer Bohrung durch die Messschaltungsplatine und kontaktiert damit in der finalen Integrationsstufe stirnseitig die Sensorplatine. Dadurch ist eine gute Ankopplung des Sensors an die Temperatur der Messstelle gegeben. Auf der Rückseite der Sensorplatine ist der auffällig gestaltete Lötstopplack in grüner Farbe erkennbar. Der Zweck dieses Lötstopplacks ist die selektive Isolation von Leitungen auf der Messschaltungsplatine zu der Sensorplatine. Die unterste Metalllage der Messschaltungsplatine wird als Verdrahtungsebene verwendet. Ein direktes rückseitiges Aufsetzen der Sensorplatine mit der großflächigen Masselage würde viele dieser Verbindungen kurzschließen und damit unbrauchbar machen. Der Lötstopplack sorgt an diesen Stellen für eine elektrische Isolation zwischen den beiden Platinen und umgeht damit diese Problematik. Da jedoch die Masseflächen beider Platinen möglichst gut miteinander elektrisch verbunden werden sollen, wird an geeigneten Stellen dieser Lötstopplack

wiederum durchbrochen. Durch Einfügen eines elektrisch leitfähigen Klebers in diese freigestellten Öffnungen wird beim Stapeln beider Platinen eine gute Masseverbindung gewährleistet. Das Vorgehen bei dem Verbinden der Messschaltungsplatine und der Sensorplatine zu einer Einheit ist in Abbildung 52 schematisch gezeigt.

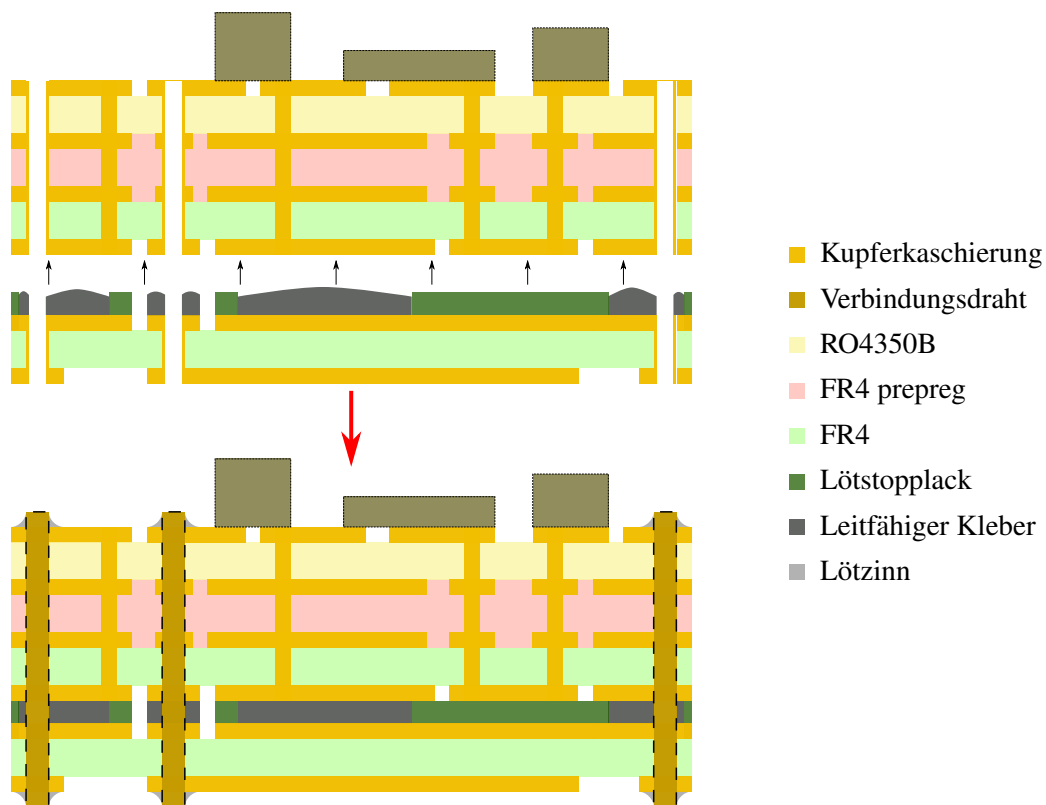


Abbildung 52: Aufbautechnisches Vorgehen beim Verbinden von Sensor- und Messschaltungsplatine. Der leitfähige Kleber wird in die Freistellungen des Lötstopplacks gegeben und sorgt für eine gute Masseverbindung der beiden Platinen. Das Einfügen von zusätzlichen Verbindungsdrähten sorgt für eine zusätzliche Verbesserung dieser Verbindung.

Zunächst wird in die Freistellungen des Lötstopplacks auf der Sensorplatine ein elektrisch leitfähiger Kleber eingegeben. Beide Platinen werden mittels Justagestiften in den Eckbohrungen der Platine zueinander ausgerichtet und aufeinandergepresst. In die vorgesehenen Bohrungen für vertikale Durchkontaktierungen durch den gesamten Platinenstapel werden Verbindungsdrähte eingebracht und auf beiden Platinenaußenseiten angelötet. Anschließend wird der Platinenstapel für 20 Minuten bei 150 °C auf einer Heizplatte erhitzt, um den elektrisch leitfähigen Kleber auszuhärten.

Nachdem die elektrische und mechanische Verbindung beider Platinen hergestellt ist, erfolgt nun die Integration in ein entsprechendes Gehäuse. Das Gehäuse besteht dabei aus zwei Hälften, wobei in der unteren Hälfte der Verbund aus Sensorplatine und Messschaltungsplatine unterge-



bracht wird und in der oberen Hälfte die Versorgung Platine. Zusätzlich wird in der unteren Gehäusehälfte noch ein Miniaturschalter für das Steuern der Versorgungsspannung vorgesehen und die Verdrahtung der Betriebsspannung vorgenommen. Die Fixierung der Komponenten erfolgt mittels eines Epoxidharz-Klebers, was für einen stabilen Halt der Komponenten innerhalb des Gehäuses sorgt. Ein Foto des nun zweiteiligen Systems ist in Abbildung 53 gezeigt.



Abbildung 53: Unterschiedliche Ansichten des zweiteiligen Aufbaus einer Mobileinheit. In der Gehäuseunterseite befindet sich der Verbund aus Sensor- und Messschaltungsplatine, in der Gehäuseoberseite die Versorgungsplatine. Der Betriebsspannungsschalter und die interne Verdrahtung komplettieren die Einheit.

Nach dem Verschrauben der beiden Gehäusehälften wird abschließend die Passivierungsschicht aus Silikon auf der Sensorplatine erzeugt. Die Gestaltung des Gehäuseunterteils der Mobileinheit lehnt sich dabei an den für die Sensorverifikation verwendeten und etablierten Vergussrahmen an. Mithilfe dieser Struktur kann eine Passivierungsdicke mit der notwendigen Präzision aufgebracht werden. Nach dem Durchlaufen der vorgestellten Integrationsschritte ist die Mobileinheit einsetzbar. Das finale Erscheinungsbild und die beispielhafte Verwendung unter Zuhilfenahme einer elastischen Manschette ist in Abbildung 54 gezeigt.

Mit einer Außenabmessung von  $63 \times 55 \times 28 \text{ mm}^3$  ist die Mobileinheit sehr kompakt und erlaubt eine flexible Anwendung am Probanden. Durch die Zuhilfenahme der elastischen Manschette für die Fixierung ist die Mobileinheit sowohl gegen Verrutschen gesichert, als auch ein gewisser Anpressdruck gewährleistet, der für eine flächige Auflage des Sensors notwendig ist.



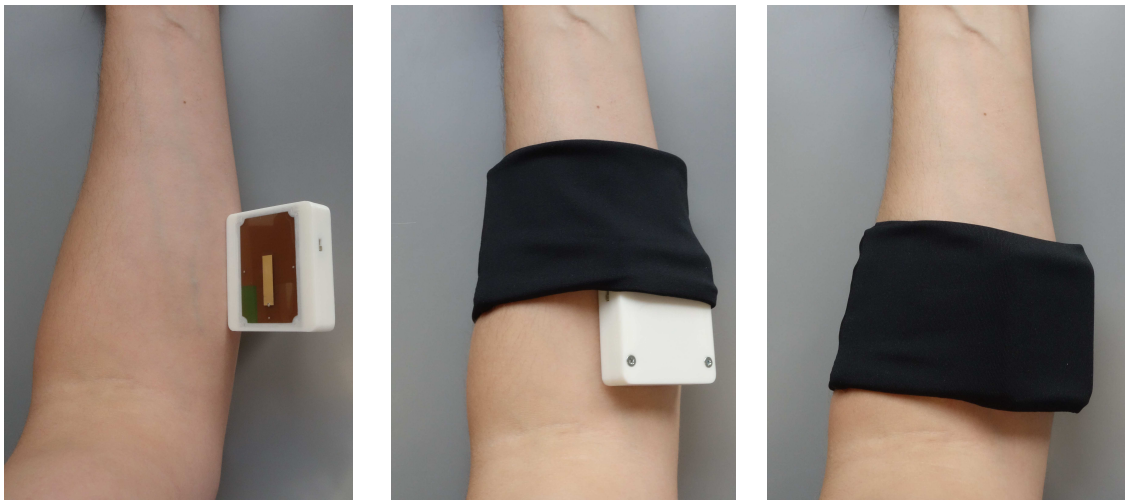
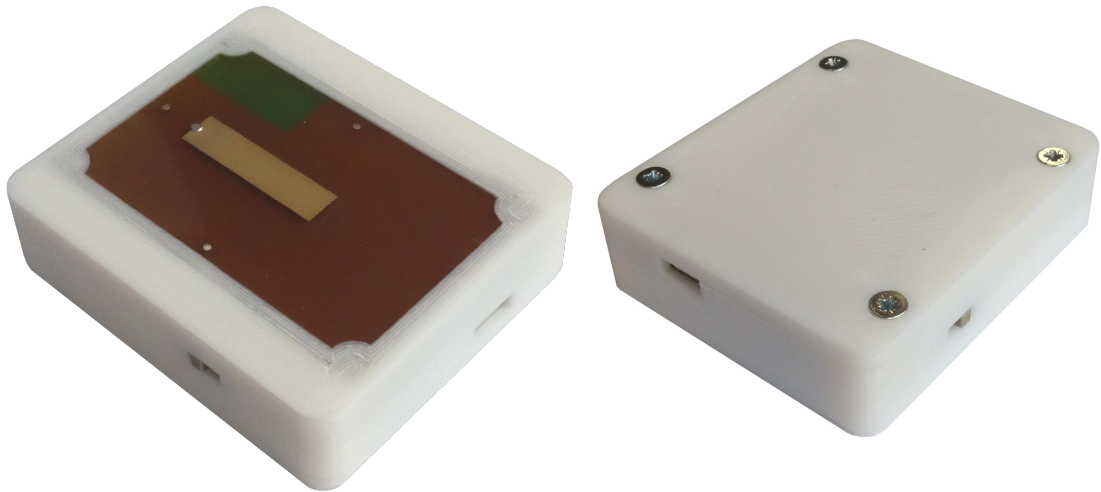


Abbildung 54: Finales Erscheinungsbild einer Mobileinheit (obere Hälfte des Bildes) und beispielhafte Fixierung der Mobileinheit am Unterarm mittels einer elastischen Manschette (untere Hälfte des Bildes).



## 11 Basisstation

Der Basisstation kommen als zentraler Stelle in der Messinfrastruktur mehrere Aufgaben zu. So soll sie die Datenpakete der einzelnen Mobileinheiten aufnehmen können und als Datenkonzentrator dienen. Gleichzeitig soll eine grafische Überwachung der Messwerte möglich sein und eine Schnittstelle für die Anbindung weiterer Recheneinheiten geschaffen werden. Durch den stationären Verwendungszweck gelten dabei bezüglich den Abmessungen weitaus weniger kritische Anforderungen wie an die Messsysteme. Für den Entwurf wird zunächst auf die eigentliche Schaltung und Verschaltung eingegangen und im Anschluss auf die Entwicklung eines entsprechenden Gehäuses für die Elektronik. Abschließend soll die Funktion für konkrete Anwendungsszenarien mit einer oder mehreren Messschaltungen demonstriert werden.

### 11.1 Schaltung und Integration

Da bei dem Entwurf der Messschaltungsplatine bereits darauf Wert gelegt wird, zu einer Basisstationsplatine umkonfiguriert zu werden, müssen für den Entwurf der Basisstation nur kleinere Änderungen vorgesehen werden. In Abbildung 55 ist eine für die Verwendung als Basisstation geänderte Messschaltungsplatine gezeigt. So kann beispielsweise bei der Basisstations-

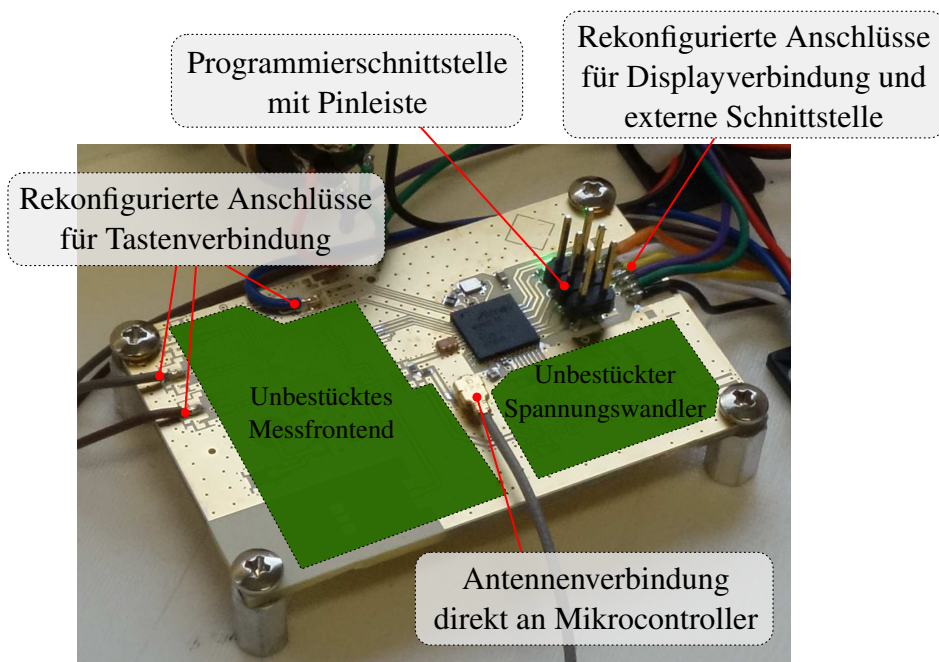


Abbildung 55: Zu einer Basisstation umfunktionierte Messschaltungsplatine.

platine der Reflektometer Teil und das Powermanagement unbestückt bleiben, da hier keinerlei Messfunktionen oder ein portabler Betrieb vorausgesetzt werden. Die Energieversorgung wird

über ein externes 5 V Festspannungsnetzteil zur Verfügung gestellt und eine Anpassung auf die Betriebsspannung von 3,3 V erfolgt mithilfe eines kommerziell erhältlichen Spannungswandlermoduls. Ferner wird durch das Verwenden des Testknotens 2 auf der Platine der HF-Transceiveranschluss des Mikrocontrollers direkt auf eine UFL-Testbuchse geleitet. An diese wird schließlich über ein kurzes Kabel eine Rundstrahl-Stummelantenne angeschlossen, welche in das Basisstationsgehäuse eingeschraubt wird. Im Vergleich zur integrierten Chipantenne ist diese Lösung durch eine für den Empfang räumlich verteilter Systeme wesentlich günstigere Antennencharakteristik deutlich im Vorteil. Weiterhin wird für die Basisstation eine grafische Anzeigeeinheit und ein Tastenfeld vorgesehen, mittels der Benutzer und Basisstation miteinander agieren können. Auf dem Display kann einerseits ein optisches Feedback zum Verhalten einzelner Sensoren oder ein Überblicksverlauf bekommen werden, während Einstellungen zum Betriebsmodus mittels der vorgesehenen Taster manuell vorgenommen werden können. Für die Verbindung der Taster zum Mikrocontroller werden diejenigen Anschlusspins verwendet, welche durch den Wegfall des Reflektometerfrontends verfügbar werden. Dies muss lediglich in der entsprechenden Software berücksichtigt werden. Eine Schnittstelle zu externen Geräten wird über einen asynchronen UART-Bus (engl.: “Universal Asynchronous Receiver Transmitter”) auf einer separaten Buchse rückseitig des Gehäuses bereitgestellt. Insgesamt lässt sich für die Verschaltung der Basisstation resümieren, dass sich durch eine geschickte Verwendung von Teststrukturen der Messschaltungsplatine der Entwicklungsaufwand deutlich verringern lässt. Weiterhin werden anstelle des Entwurfs von zwei separaten Platinen durch die Ableitung von mehreren Schaltung aus einer Platine zusätzliche Fehlerquellen minimiert.

## 11.2 Gehäuse

Die Einhausung der Elektronik erfolgt in ein eigens entworfenes Pultgehäuse, welches mit einem 3D-Drucker gefertigt wird. Wie bereits bei dem Vergussrahmen für die Sensorplatine bietet sich dieses Verfahren an, da es sowohl eine schnelle Verfügbarkeit, als auch ausreichender Maßhaltigkeit bietet. Das Softwaretool OpenSCAD [74] dient auch für diese Komponente als Entwurfsprogramm und die entsprechenden Einbaukomponenten werden datenblattorientiert nachkonstruiert. Ein Entwurf des zweiteiligen Gehäuses ist in Abbildung 56 gezeigt. Die Form des Gehäuses fällt maßgeblich auf eine Pultform, da sie sowohl eine hohe Stabilität am Platz, als auch gleichzeitig einen vorteilhaften Anstellwinkel für das Display mit sich bringt. Dadurch ist die Bedienung der Taster und das Ablesen der Anzeigeeinheit komfortabel und angenehm. Rutschhemmende Gummifüße am Boden des Gehäuses sorgen für einen stabilen Stand während des Betriebes und abgerundete Kanten minimieren das Verletzungsrisiko. Die Kontaktierung der Schaltung im Inneren erfolgt über rückseitig angebrachte Buchsen und befindet sich damit außerhalb des Bedienfelds des Benutzers, um Bedienungsstörungen und Fehlermöglichkeiten zu minimieren.

Nach dem Erstellen der Gehäuseteile im 3D-Drucker erfolgt eine Sichtprüfung und eventuelle mechanische Nachbearbeitung von Kanten oder Überständen. Die Druckzeit für die Gehäusebasis beträgt dabei etwa 5 Stunden und 25 Minuten bei einer Schichtdicke von 0,3 mm. Für den

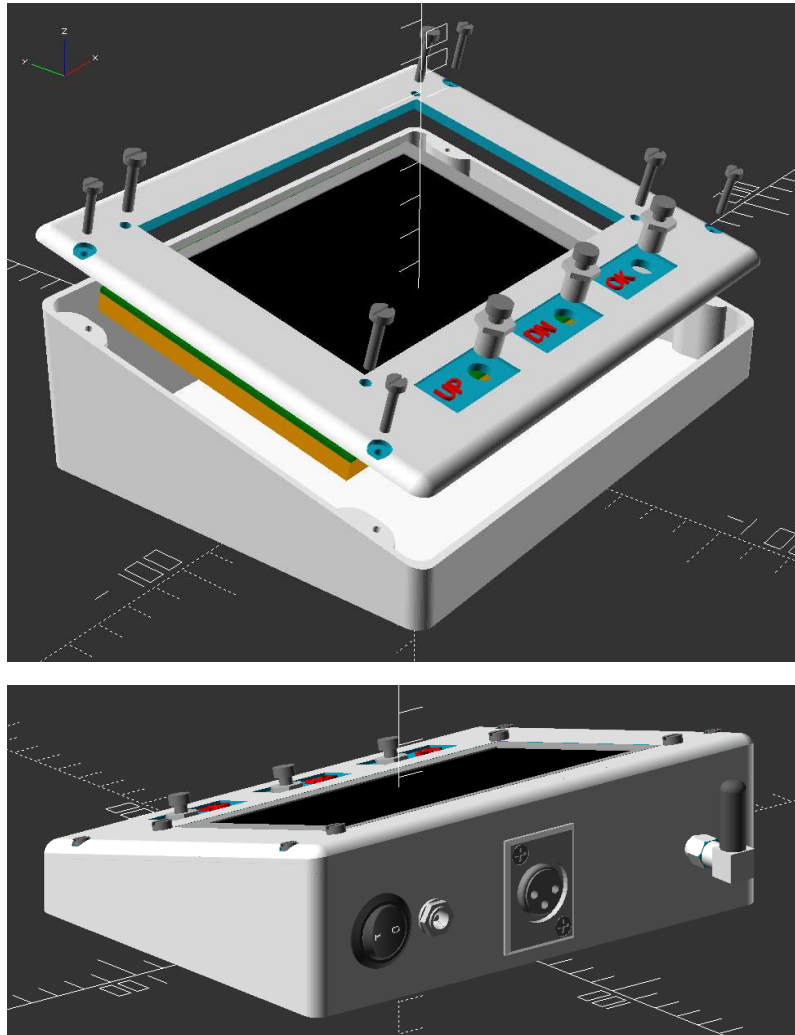


Abbildung 56: Oben: Explosionsmodell des Basisstationsgehäuses. Unten: Ansicht der Gehäuseentwurfes von hinten.

Gehäusedeckel wird eine feinere Schichtdicke von 0,2 mm vorgesehen und er kann in einer Zeit von 2 Stunden und 20 Minuten gefertigt werden. Nachdem alle Einschraubkomponenten, Platinen und das Grafikdisplay fixiert sind, wird die interne Verdrahtung vorgenommen. Abbildung 57 und Abbildung 58 zeigen verschiedene Ansichten der auf diese Art realisierten Basisstation.



Abbildung 57: Oben: Gefertigte, geschlossene Basisstation aus perspektivischer, vorderer Ansicht. Unten: Rückseite der gefertigten Basisstation.



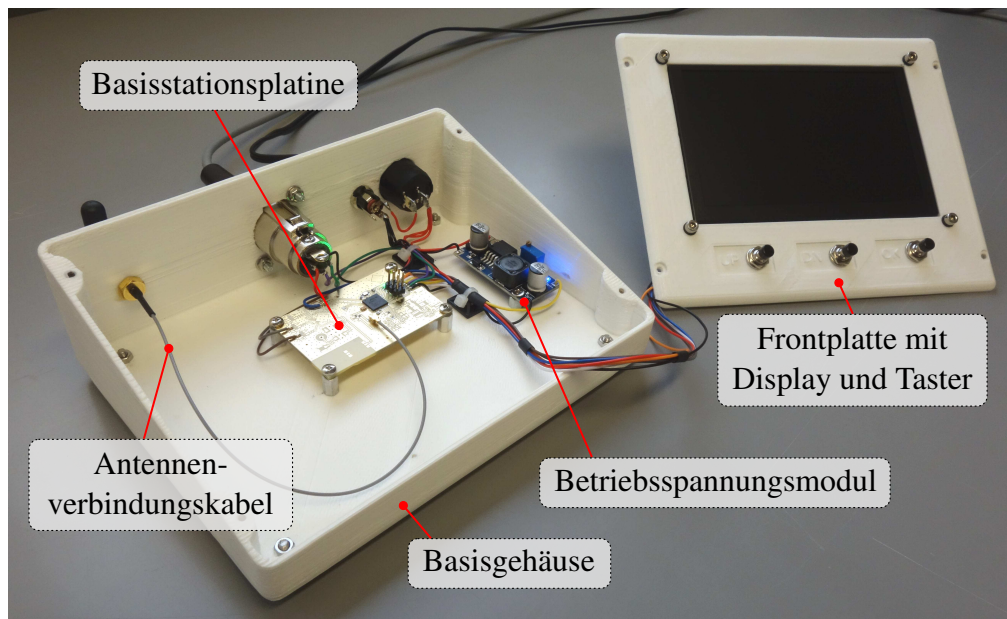
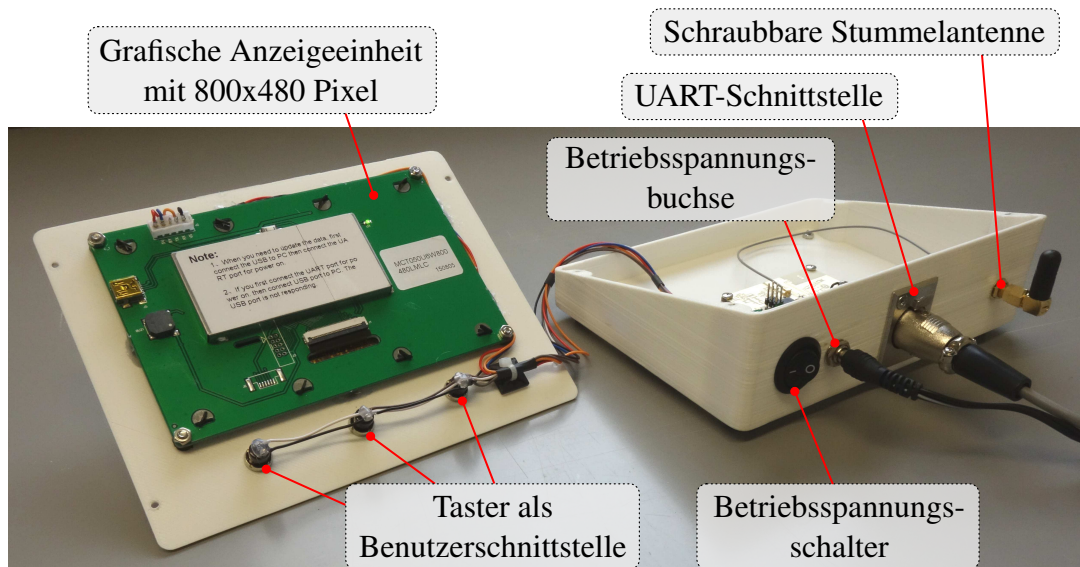


Abbildung 58: Oben: Geöffnete Basisstation mit Fokus auf Benutzerschnittstelle und rückseitigen Anschlussmöglichkeiten. Unten: Geöffnete Basisstation mit Fokus auf interner Verschaltung der Basisstationsplatine.

### 11.3 Funktionalität der grafischen Anzeigeeinheit

Um für den Einsatz der Basisstation optimierte grafische Darstellungsmöglichkeiten zu bieten, wird mithilfe der Taster eine einfache Moduswahl implementiert. Die vier wählbaren Betriebsmodi sind in Tabelle 12 zusammengefasst und unterscheiden sich in der Art, empfangene Daten auf dem Display darzustellen und in der Eignung für einen Einzelbetrieb mit einer Mobileinheit (ME) oder Multisystembetrieb mit mehr als einer Mobileinheit. Jede Betriebsart besitzt hierbei ihre spezielle Daseinsberechtigung.

Betriebsmodus	Textuelle Ausgabe	Grafische Ausgabe	1 ME	>1 ME
Schnittstellenmodus	-	-	✓	✓
Textmodus	✓	-	✓	✓
Einzelsystemmodus	-	✓	✓	-
Multisystemmodus	-	✓	✓	✓

Tabelle 12: Betriebsmodi der Basisstation mit ihren spezifischen Eignungen.

So bietet der reine Schnittstellenmodus eine direkte Weiterleitung der empfangenen Datenpakete an die externe Schnittstelle, während sämtliche Ausgaben auf dem Display unterbunden werden. Dieser Modus ist besonders vorteilhaft bei der Verwendung von einer großen Anzahl an Mobileinheiten, was zu einem entsprechend hohen Datenaufkommen führt. Eine grafische Ausgabe ist in diesem Anwendungsfall nicht zielführend, da die anfallenden Daten nicht so schnell dargestellt werden können, wie sie empfangen werden.

Der Textmodus bietet eine textuelle Anzeige von allen empfangenen Datenpaketen. Dabei wird der Datenteil und der Checksummenteil in einer hexadezimalen Formatierung ausgegeben und weitere relevante Paketinformationen wie Richtigkeit der Prüfsumme oder Empfangsleistung angefügt. In dieser Betriebsart kann beispielsweise vor Beginn einer Studie ein exzellenter Überblick über die vorhandenen Mobileinheiten und deren Empfangsqualität gewonnen werden. Im Hintergrund werden die empfangenen Daten auf die externe Schnittstelle weitergeleitet. Im Einzelsystemmodus wird der gesamte Frequenzsweep einer einzelnen Mobileinheit in grafischer Form auf dem Display ausgegeben. Dazu ist die Programmierung einer speziellen Firmware bei der Mobileinheit notwendig, um die integrierte Datennachverarbeitung auf dem Mikrocontroller zu umgehen. Alle empfangenen Datenpunkte werden hierbei ebenfalls auf die externe Schnittstelle weitergeleitet. Dieser Modus ist optimal dazu geeignet, eine einzelne Mobileinheit und im Speziellen das Resonanzverhalten des integrierten Sensors zu überprüfen. Auf diese Art können Beschädigungen oder Funktionsstörungen einzelner Messsysteme detektiert und dokumentiert werden. Weiterhin lassen sich aufgrund der Verfügbarkeit der Rohdaten der Messung unterschiedliche Nachverarbeitungsalgorithmen testen und validieren.

Der Multisystemmodus ist geeignet für eine zeitgleiche, grafische Darstellung von Messungen mehrerer Mobileinheiten über der Zeit. Implementiert ist dabei eine maximale Anzahl von 4 Messverlaufskurven, welche gleichzeitig auf dem Display gezeigt werden können. Die Ska-



lierbarkeit hinsichtlich einer größeren Anzahl von Messkurven ist lediglich durch das optische Trennvermögen unterschiedlicher Farben im Display durch das menschliche Auge begrenzt. Eine Weiterleitung der empfangenen Datenpakete auf die externe Schnittstelle geschieht auch in diesem Modus. Besonders geeignet ist dieser Betriebszustand um mehrere Mobileinheiten hinsichtlich ihrer Trends oder der Trends zueinander optisch zu überwachen.

Für alle Betriebsmodi wird auf der externen Schnittstelle eine entsprechend formatierte Ausgabe erzeugt, wobei von der Basisstation zusätzlich für jedes empfangene Paket die gemessene Empfangsleistung angehängt wird. Ferner kann in allen Betriebsarten durch Druck auf die OK-Taste ins darüberliegende Hauptmenü gewechselt und so ein neuer Modus angewählt werden. Insgesamt betrachtet, bietet die Verfügbarkeit aller vorgestellten Betriebsmodi eine große Flexibilität der Basisstation in ihrer Anwendung innerhalb eines Studienszenarios. Dabei kann nicht nur der eigentlichen Messaufgabe nachgegangen werden, sondern es können weiterhin Störfälle während des laufenden Betriebs im Feld effektiv erkannt werden. Dies ermöglicht eine zeitnahe Reaktion auf einen Fehlerfall und somit die Minimierung etwaiger Verluste an wertvollen Messdaten.



## 12 Software

Die Software, welche auf den Mikrocontrollern der entsprechenden Komponenten in der Infrastruktur ausgeführt wird, unterscheidet sich stark von Mobileinheit zur Basisstation. Während bei der Mobileinheit der Fokus eher auf eine stromsparende Funktion und daher eine extensive Nutzung von Schlafmodi und der effizienten Ausführung von Rechenoperationen gelegt wird, liegt der Schwerpunkt bei der Basisstation auf einer schnellen Datenverarbeitung sowie einer steten Erreichbarkeit und Verfügbarkeit.

In beiden Systemen wird ein 8-Bit AVR-Mikrocontroller ATmega1284RFR2 der Firma Mikrochip (ehemalig Atmel) verwendet, welcher mit einer Taktrate von 16 MHz betrieben wird und auf einer effizienten RISC (engl.: “Reduced Instruction Set Computer”) Architektur basiert. Dadurch ist es möglich, den Code effizient mit einer Geschwindigkeit von bis 16 MIPS (engl.: “Million Instructions Per Second”) auszuführen. Verwendung finden die Controller aus der AVR-Familie auch bei eingebetteten Systemen für beispielsweise sicherheitskritische Anwendungen. Der Controller bietet einen Programmspeicher von bis zu 128 kByte an, wobei für Mobileinheit- und Basisstationsprogramm nur etwa ein Zehntel davon benötigt wird. Ein Vorteil der Mikrocontrollerfamilie liegt an der großen Anzahl von integrierten Funktionsblöcken wie Timern oder ADCs, welche komfortabel verwendet werden können. Insgesamt betrachtet bringt der kompakte Controller alle Anforderungen mit sich, um die geforderten Aufgaben zu übernehmen.

Die Software selbst wird in der maschinenlesbaren, nativen Sprache der Microcontrollers, AVR-Assembler, erstellt. Der Einsatz des direkten Assembler-Befehlssatzes erlaubt hier eine maximale Flexibilität hinsichtlich der Programmierung und der gezielten Optimierung einzelner Funktionen. Ein maximal großer Freiheitsgrad hinsichtlich der Benutzung sämtlicher Register und Speicherplätze steht durch die Assemblerprogrammierung zur Verfügung. In speziell angepassten, mathematischen Routinen kann so die Effizienz und die Ausführungs geschwindigkeit gesteigert werden. Ein weiterer Vorteil ist die unbedingte Vorhersagbarkeit des programmierten Codes im Verhalten an sich. Im Gegensatz dazu wird bei der Verwendung von Hochsprachen und den dazu notwendigen Compilern, welche den Programmcode optimieren und daraus den maschinenlesbaren Code erzeugen, die Nachvollziehbarkeit des Maschinencodes erschwert. Weiterhin können Fehler des Compilers zu einem fehlerhaften Programm oder unerwünschtem Controllerverhalten führen. Die absolute Nachvollziehbarkeit der Software ist aber gerade in kritischen Anwendungsszenarien oder im Medizinelektronikumfeld sinnvoll, wo das Verhalten des Controllers präzise dokumentiert sein muss.

Soweit möglich werden für besonders rechenintensive Programmstellen Zeit-Speicher-Kompromisse (engl.: “Time Memory Tradeoff”) eingegangen, bei denen die Rechenzeit zugunsten einer größeren Speicherbelegung bevorzugt wird. Dem Grundaspekt der Dateneffizienz wird durch eine Verarbeitung der Messdaten auf den Mobileinheiten entgegengekommen. Die Datensicherheit kann durch die Verwendung der integrierten Verschlüsselungskomponente des Controllers erfolgen und die Datenintegrität wird bei der drahtlosen Übertragung automatisch durch den Transceiverblock des Controllers mittels Prüfsummen sichergestellt.

## 12.1 Mobileinheit

Der Fokus der Software der Mobileinheit liegt auf einer effizienten Erfüllung der Messaufgabe und der Datenverarbeitung. Ein Beispiel für eine effiziente Implementierung einer Mittelung über 64 aufgenommene ADC-Werte und einer gleichzeitigen Skalierung mit dem Faktor 64 ist es, alle ADC-Werte einfach zu addieren. So lässt sich aus der originären ADC-Auflösung von 10 Bit ein gemittelter Wert mit einer 16-Bit Breite berechnen und weiterverarbeiten, ohne zeitintensive Divisionsoperationen nutzen zu müssen. Insofern keine Messung durchgeführt wird, soll der Mikrocontroller eine möglichst geringe Stromaufnahme haben, um die Akkulaufzeit zu maximieren. Die meiste Zeit befindet sich der Mikrocontroller daher im sogenannten Power-Down-Modus, von welchem er durch den integrierten Watchdog-Timer periodisch aufgeweckt wird, um zu überprüfen, ob eine Messung durchgeführt werden muss. Eine Besonderheit an der Software der Mobileinheit ist die Nutzung einer undokumentierten Funktion des Mikrocontrollers, welche es überhaupt erst ermöglicht, den Transceiver als Stimulus für das Reflektometer zu verwenden. Dokumentiert ist im Datenblatt [77] ein sogenannter *Continuous Transmission Test Mode*, mit welchem auf den IEEE 802.15.4 konformen Kanälen eine Testsequenz gesendet werden kann. Diese Testsequenz lässt sich zu einem konstanten Wert setzen, wodurch ein unmodulierter Träger gesendet wird. Undokumentiert ist hierbei die Tatsache, dass die integrierte PLL eine Einstellung der Trägerfrequenz in diesem Testmodus auch auf beliebige Frequenzen im 500 kHz Raster zwischen 2322 MHz und 2527 MHz erfolgen kann. Diese feine Rasterung macht es erst möglich, eine sinnvolle Kombination aus schmalbandigen, resonanten Sensor und einem Reflektometer zu bilden. In Abbildung 59 ist das Ablaufdiagramm für die Software der Mobileinheit gezeigt.

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung (RESET) werden alle Ein- und Ausgänge des Mikrocontrollers initialisiert. Anschließend wird der Wakeuptimer konfiguriert, gestartet und der Controller in den Power-Down-Modus versetzt. Aus diesem Modus kann der Controller nur durch den Wakeuptimer aufgeweckt werden. So geschehen, werden alle Konfigurationen für einen Messzyklus gesetzt. Dazu gehört sowohl die Konfiguration des Frequenzbereiches, innerhalb dessen gemessen werden soll, wie auch die Einstellung der HF-Schalter im Messfrontend, oder die Konfiguration der Stimulusleistung. Während die Frequenzrampe durch den Mikrocontroller durchgeföhren wird, wird der entsprechende ADC-Kanal nach einer kurzer Einschwingdauer eingelesen. Dabei werden pro Frequenzpunkt 64 Werte pro Kanal aufgenommen, gemittelt und abgespeichert. An dieser Stelle kann im Programm ebenso das Auslesen anderer ADC-Kanäle geschehen, um beispielsweise die Phaseninformation des Gain/Phase-Analyzers aufzunehmen. Ist der Frequenzsweep beendet, wird über dem gesamten abgespeicherten Datensatz das Betragsminimum und die entsprechend zugehörige Resonanzfrequenz gesucht. Nach der Auslesung des digitalen Temperatursensors über die 1-wire Schnittstelle werden alle Messdaten protokollkonform zu einem Paket geschnürt. Anschließend wird das Messfrontend für die Datenübertragung konfiguriert, indem der Transceiverausgang des Controllers über einen Schalter mit der integrierten Chipantenne verbunden wird. Nach dem Versand des Pakets über die drahtlose Schnittstelle wird der Controller erneut in den Power-Down-Modus versetzt, bis er wieder

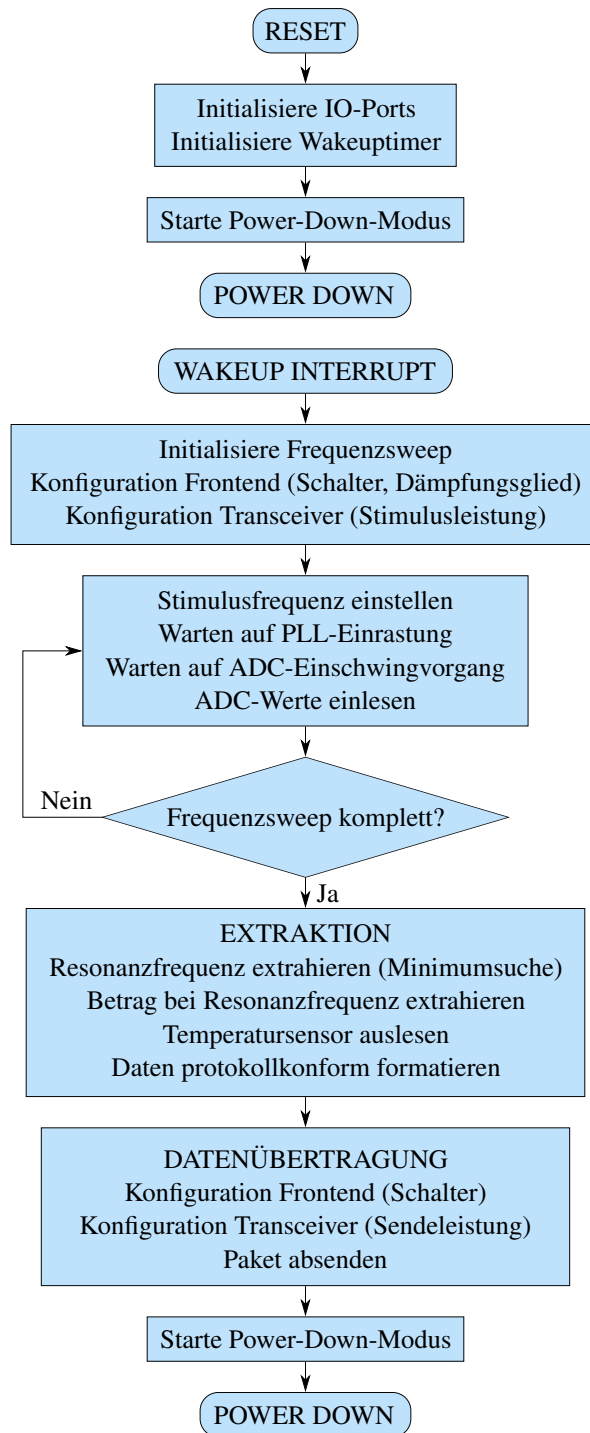


Abbildung 59: Ablaufplan für die implementierte Software der Mobileinheit.

vom Wakeuptimer aktiviert wird.

Die Konzeption des Übertragungsprotokolls von Mobileinheit zur Basisstation folgt dem gleichen Effizienzprinzip wie die Software. So werden für die Übertragung lediglich 15 Bytes verwendet, wobei die letzten beiden Bytes die vom Transceiver automatisch berechnete Checksumme enthalten. Durch den im Vergleich zum Normalbetrieb des Microcontrollers etwa 4-fachen Stromverbrauch bei der drahtlosen Übertragung der Messdaten bietet es sich an, nur die notwendigsten Informationen zu übertragen.

Der Vollständigkeit halber ist in Tabelle 13 das verwendete Übertragungsprotokoll für die realisierte Datenübertragung zwischen Mobileinheit und Basisstation gezeigt. Bis auf den Temperaturwert, der im vorzeichenbehafteten Integer-Format übertragen wird, werden für alle übrigen Daten vorzeichenlose Integerwerte verwendet.

Byte	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Wert	<i>MOBID</i>	<i>MOBGRP</i>			<i>MS</i>	<i>FRES</i>				<i>MAG</i>		<i>TEMP</i>		<i>CRC</i>	

Tabelle 13: Protokoll für die drahtlose Datenübertragung von Mobileinheit zur Basisstation.

Für eine gewisse Flexibilität bei der Benutzung mehrerer Mobileinheiten wird eine 8 Bit breite Identifikationsnummer *MOBID* vorgesehen. Die folgenden 3 Byte *MOBGRP* erlauben zusätzlich die Implementierung einer Gruppierung mehrerer Sensoren. Das vierte Datenbyte *MS* ist eine Kombination aus Modus und Status-Byte und kann für die Übertragung einiger Testbits verwendet werden. In den nächsten 8 Byte befinden sich die zentralen Messdaten bestehend aus Resonanzfrequenz *FRES* in kHz, Betrag bei der Resonanzfrequenz *MAG* in mdB und der ausgelesenen Temperatur *TEMP* in Sechzehntel Grad Celsius Schritten. Der übertragene Temperaturwert ist derselbe Wert, der vom digitalen Temperatursensor ausgelesen wird, weswegen sich die besondere Skalierung ergibt. Die abschließende Prüfsumme *CRC* mit einer Breite von 2 Byte wird vom Transceiver automatisch angehängt und muss nicht separat berechnet werden.

## 12.2 Basisstation

Dadurch, dass die Basisstation stationär betrieben wird und eine externe Stromversorgung besitzt, ist im Gegensatz zur Mobileinheit die Stromaufnahme nicht der bestimmende Faktor beim Entwurf der Software. Die Basisstation muss hingegen immer bereit sein, Datenpakete der Mobileinheiten zu empfangen und möglichst schnell weiter zu verarbeiten. Dies kann je nach gewähltem Modus die Darstellung auf der grafischen Anzeigeneinheit oder die Weiterleitung der Pakete auf die externe Schnittstelle beinhalten. Implementiert sind 4 Betriebsmodi der Basisstation, welche detailliert im Kapitel 11 besprochen sind. Allen Modi gemein ist jedoch ein grundlegender Aufbau der Software, wie er in Abbildung 60 gezeigt ist.

Direkt nachdem die Betriebsspannung an der Basisstation anliegt, wird der Betriebsmodus mithilfe der vorgesehenen Taster und der grafischen Anzeigeneinheit gewählt. Dieser Modus ist so

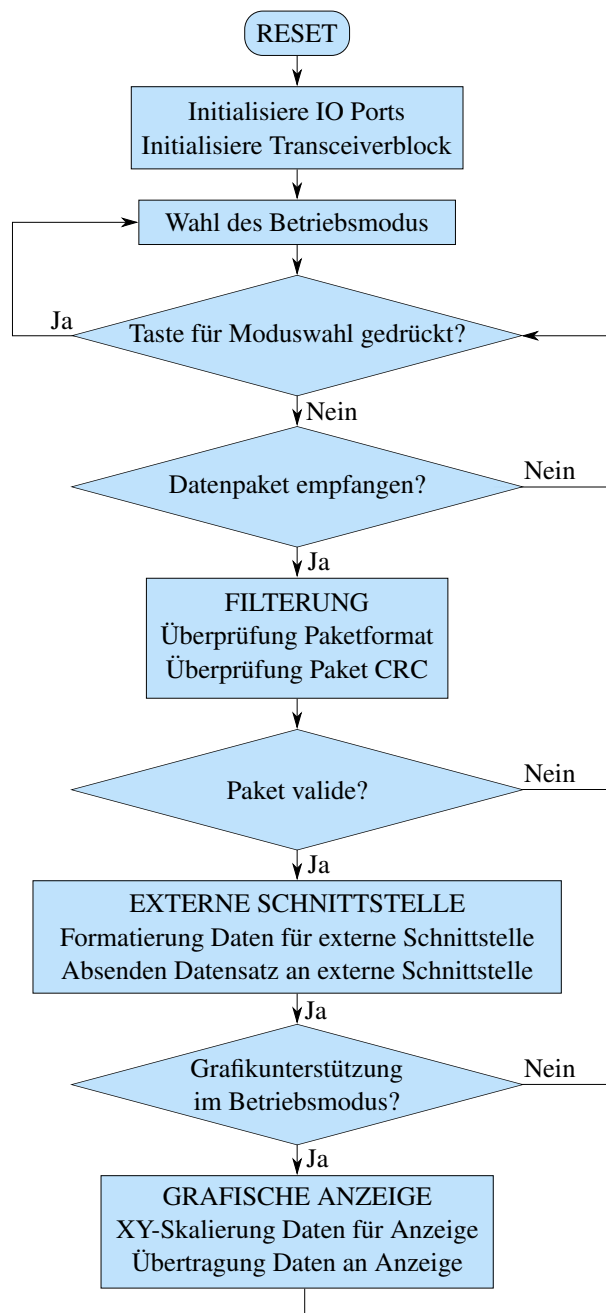


Abbildung 60: Ablaufplan für die implementierte Software der Basisstation.

lange aktiv, bis er mithilfe eines Tastendrucks wieder verlassen wird und wieder ein neuer Betriebsmodus ausgewählt werden kann. Innerhalb aller Betriebsmodi besteht das Programm im Wesentlichen aus dem Warten auf ein Datenpaket von einer Mobileinheit. Nach dem Empfang

und der Aufbereitung des Datenpakets wird es auf die externe Schnittstelle weitergeleitet und, je nachdem, ob der Modus eine grafische Anzeige unterstützt, auf dem Display dargestellt. Solange der Modus aktiv ist, wird erneut auf ein Datenpaket einer Mobileinheit gewartet und weiter wie beschrieben verfahren. Die Ausgabe der empfangenen Pakete auf der externen Schnittstelle erfolgt mit einer Geschwindigkeit von 250000 Baud und einem Datenformat von 8 Datenbit, keiner Parität und einem Stopbit. Für die Formatierung auf der seriellen Schnittstelle wird eine für Menschen lesbare Darstellung gewählt. Durch die dezimale Kodierung einiger Datenfelder ohne führende Nullen ergibt sich eine variable Breite pro Datensatz von 20 Bytes bis 39 Bytes. Zur Trennung der Datenfelder wird ein Leerzeichen (ASCII Code 0x21) gesendet und jeder Datensatz wird mit einem Zeilenumbruch (ASCII Code 0x0A) beendet. In Tabelle 14 ist der Aufbau des verwendeten Protokolls für die Weiterleitung eines Datenpaketes an die externe Schnittstelle gezeigt, wobei die Feldtrenner und das Datensatzende nicht aufgelistet sind.

Feldnummer	Größe in Bytes	Feldinformation	Formatierung
0	8	<i>MOBID+MOBGRP</i>	hexadezimal (00000000-FFFFFFFF)
1	2	<i>MS</i>	hexadezimal (00-FF)
2	1-10	<i>FRES</i>	dezimal (0-4294967295)
3	1-5	<i>MAG</i>	dezimal (0-65535)
4	1-5	<i>TEMP</i>	dezimal (0-65535)
5	1-3	<i>ED</i>	dezimal (0-255)

Tabelle 14: Bei Normalbetrieb verwendetes Protokoll für die Datenübertragung von der Basisstation zur externen Schnittstelle.

Die Bezeichnung der Feldinformationen ist hierbei die gleiche wie bei dem Übertragungsprotokoll von Mobileinheit zur Basisstation in Tabelle 13. Einziger Unterschied ist der zusätzlich von der Basisstation erzeugte ED-Wert, der eine geschätzte Empfangsleistung für das Datenpaket darstellt. Dieser gibt in 1 dB Stufen an, wie stark das Signal über einem Empfangspegel von -90 dBm liegt und kann somit zur Beurteilung der Empfangsqualität einzelner Mobileinheiten herangezogen werden.

Zusammenfassend lässt sich für den Entwurf der Software feststellen, dass die grundlegend verschiedenen Anforderungen an Mobileinheit und Basisstation zu zwei unterschiedlichen Entwurfsschwerpunkten führt. Einerseits ein möglichst energieeffizientes Programm für die Mobileinheit, um für eine begrenzte Akkukapazität eine möglichst lange Laufzeit zu bieten. Andererseits ein möglichst verarbeitungseffizientes Programm für die Basisstation, um die Datenpakete der Mobileinheiten möglichst sicher und schnell weiterzuverarbeiten. Eine geschickte Nutzung der Mikrocontrollerressourcen durch die Verwendung der nativen Befehle des Controllers erlaubt hier eine erfolgreiche Umsetzung beider Konzepte und führt so zu einer zielführenden Realisierung der gesamten Messinfrastruktur.



## Teil IV

# Systemverifikation und Systemanalyse

Während die Einzelkomponenten bereits verifiziert sind, ist nun das Zusammenspiel der Bestandteile zu überprüfen. Die Systemverifikation zielt daher darauf ab, die beiden Hauptkomponenten der Messinfrastruktur, die Basisstation und die Mobileinheit, auf Funktionalität hin zu überprüfen. Eine Verifikation beider Bestandteile stellt sicher, dass die vorgeschlagene Infrastruktur für die geforderte Messaufgabe einsetzbar ist. Mit den realisierten Komponenten kann damit das übergeordnete Ziel verfolgt werden, in breit angelegten Studien den Zusammenhang zwischen einer Änderung dielektrischer Materialeigenschaften und einer Änderung des Hydrationshaushalts zu bestätigen. In der anschließenden Systemanalyse werden die verifizierten Einzelkomponenten verwendet, um aus Langzeitmessungen Aussagen über die Leistungsfähigkeit und die Systemgrenzen zu gewinnen. Davon ausgehend werden wichtige Abschätzungen für den praktischen Einsatz der Messinfrastruktur innerhalb einer Studie abgeleitet.

## 13 Verifikation der Funktionalität einer Basisstation

In einem ersten Schritt muss die Funktionalität der Basisstation bestätigt werden. Nur dann können die drahtlos gesendeten Messdaten einer Mobileinheit entgegengenommen und ausgewertet werden. Die funktionale Verifikation der Basisstation erfolgt für jeden Betriebsmodus einzeln, da jeder Betriebsart eine spezielle Rolle und Aufgabe zukommt.

### 13.1 Schnittstellenmodus

Der Einsatzzweck des Schnittstellenmodus liegt dort, wo das aufkommende Datenvolumen die grafischen Darstellungsmöglichkeiten übersteigt. Insofern ist es sinnvoll für diesen Modus, die Fähigkeit unter Beweis zu stellen, zuverlässig Datenpakete an die externe Schnittstelle weiterzuleiten. Als quantisierbare Einheit wird die Paketfehlerrate für eine gegebene Messinfrastruktur bei unterschiedlichen Sendeleistungen gewählt. Der verwendete Messaufbau ist in Abbildung 61 gezeigt.

Für die Verifikation dieses Modus wird ein Aufbau gewählt, der einer fiktiven Studie nahekommen soll. Dazu wird eine Messschaltungsplatine im Abstand von 5 Metern etwa auf Höhe der Basisstation positioniert. Die direkte Sichtverbindung wird ferner durch mehrere, künstlich geschaffene Hindernisse in der Nähe der Messschaltung und in der Nähe der Basisstation blockiert. Die Energieversorgung der Messschaltung erfolgt durch ein einstellbares Labornetzteil und die Firmware wird so angepasst, dass eine bekannte Anzahl an Datenpaketen mit einer bekannten Sendeleistung und einer Rate von etwa 200 Paketen pro Sekunde versendet werden. Mittels eines an die externe Schnittstelle der Basisstation verbundenen Computers kann nun aus der Anzahl der korrekt empfangenen und weitergeleiteten Pakete eine Ge-

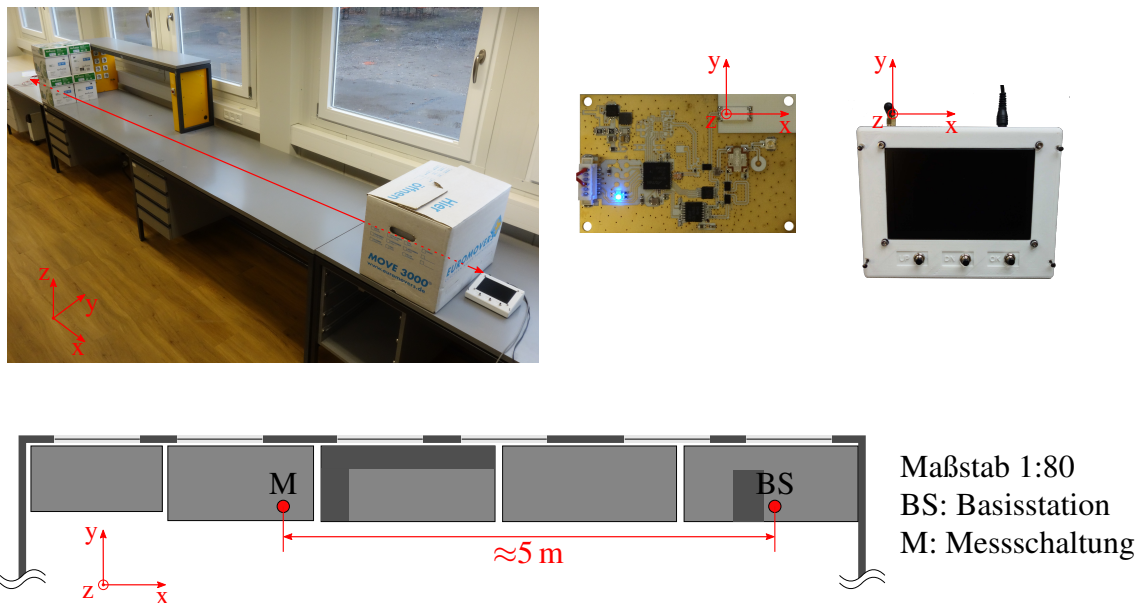


Abbildung 61: Messaufbau, Komponentenausrichtung und maßstabsgerechter Raumplan für die Bestimmung der Paketfehlerrate. Hellgrau markiert sind die Grundflächen der Labortische, dunkelgrau markiert sind Aufbauten auf Labortischen, welche die direkte Sichtverbindung zur Basisstation unterbrechen.

samtpaketfehlerrate bestimmt werden. Ein Paket wird als korrekt empfangen bewertet, wenn eine korrekte Prüfsumme vorliegt und gleichzeitig das Paket die richtige Länge besitzt, auch wenn dadurch seltene Fälle, bei der ein mehrfacher Übertragungsfehler trotzdem zu einer korrekten Prüfsumme führt vernachlässigt werden. Die Gesamtpaketfehlerrate ist insofern eine worstcase-Abschätzung, als dass auch Übertragungsfehler berücksichtigt werden, welche bei der Übertragung von der Basisstation zum extern verbundenen Computer entstehen. Da die Übertragungsgeschwindigkeit der UART-Schnittstelle mit 250000 Baud und einem 8N1 Format erfolgt und ein übertragener Datensatz maximal 40 Zeichen enthalten kann, berechnet sich die theoretisch maximal kontinuierlich handhabbare Paketrate zu etwa 625 Paketen pro Sekunde. In einer Studiensituation ist für eine einzelne Mobileinheit eine Paketrate von etwa 0,1 Paketen pro Sekunde (1 Paket auf 10 Sekunden) bis zu 0,002 Paketen pro Sekunde (1 Paket in 10 Minuten) zu veranschlagen. Selbst bei einer Verwendung von 100 Mobileinheiten in einer Studiensituation entspräche dies einer Paketrate von maximal 10 Paketen pro Sekunde. Die getestete Paketrate ist mit 200 Paketen pro Sekunde somit einerseits weit unterhalb der theoretisch möglichen Rate, andererseits aber weit über dem, was in einem Studienszenario anfallen würde und stellt damit eine geeignete Wahl dar. In Tabelle 15 sind die Paketfehler dargestellt, welche bei einer Übertragung von 8 mal 65536 Paketen gemessen werden. Es ist dabei für geringere Sendeleistungen gut zu erkennen, dass Gesamtpaketfehlerrate und Sendeleistung miteinander korreliert sind. Dieses Verhalten ist allgemein bekannt, da eine größere Sendeleistung zu einem größeren

Sendeleistung in dBm	Paketfehler absolut	Relative Gesamtpaketfehlerrate
+3,5	15	$2,86 \cdot 10^{-5}$
+2,8	4	$7,63 \cdot 10^{-6}$
+1,8	13	$2,48 \cdot 10^{-5}$
+0,5	11	$2,10 \cdot 10^{-5}$
-1,5	15	$2,86 \cdot 10^{-5}$
-3,5	11	$2,10 \cdot 10^{-5}$
-6,5	58	$1,11 \cdot 10^{-4}$
-11,5	66	$1,26 \cdot 10^{-4}$
-16,5	188	$3,59 \cdot 10^{-4}$

Tabelle 15: Aufgenommene Paketfehler für eine Paketanzahl von  $n=524230$  und berechnete relative Gesamtpaketfehlerrate für verschiedene Sendeleistungen der Messschaltung.

Signal-Rauschabstand am Empfänger und damit zu einer sichereren Übertragung führt. Die verwendete Modulationsart Offset-QPSK bietet hier einen guten Kompromiss aus spektraler Effizienz zu benötigtem Signal-Rauschabstand für eine gegebene Paketfehlerrate. Laut Datenblatt des Mikrocontrollers [77] liegt bei einer Empfangsleistung an der Sensitivitätsgrenze von  $-100$  dBm die Paketfehlerrate unter 1%. In dem gegebenen Messaufbau ist es jedoch auch für geringe Sendeleistungen nur möglich, oberhalb der Sensitivitätsgrenze und daher weit unterhalb dieser Fehlerrate zu bleiben. Der Einfluss der Paketfehlerrate muss im Allgemeinen, neben der erwarteten Messgrößenänderung über der Zeit, auch bei der Wahl der Paketrate der Mobil-einheiten berücksichtigt werden. Fehlerhafte Pakete dürfen nicht zu einem wesentlichen Informationsmangel bei Messstudien führen, weshalb eine besonders konservative Abschätzung bei der Paketratenfestsetzung von Vorteil ist.

Für die Abschätzung der Leistungsfähigkeit einer gegebenen Messinfrastruktur ist nicht nur die Paketfehlerrate interessant, sondern auch die Fragestellung, wie leistungsstark einzelne Mobil-einheiten von der Basisstation empfangen werden können. Für diesen Zweck bietet der Transceiverblock des Mikrocontrollers beim Empfang eines Datenstromes eine automatische Empfangsleistungsschätzung ED (engl.: “Energy Detection”) mit einer 1 dB Leistungsaufösung an, welche ferner bei der Implementierung der Basisstationssoftware berücksichtigt wird. Diese Energy-Detection-Möglichkeit des Transceivers ist für die Kollisionserkennung beziehungsweise Erkennung der Kanalbelegung nach Konformität mit dem IEEE 802.15.4 Standard gedacht. Die Bandbreite für die Leistungsmessung entspricht hierbei einem standardkonformen Kanal mit einer Breite von 2 MHz. Der ED-Wert selbst wird aus einer Mittelung von intern gemessenen RSSI-Werten (engl.: “Received Signal Strength Indicator”) über 8 Datensymbole erzeugt. Zur Validitätsüberprüfung dieser Empfangsleistungsvermessung werden je 1024 Pakete mit einer definiert eingestellten Sendeleistung von einer Messschaltung versendet, von der Basisstation aufgenommen und an einen externen Computer weitergeleitet und abgespeichert.

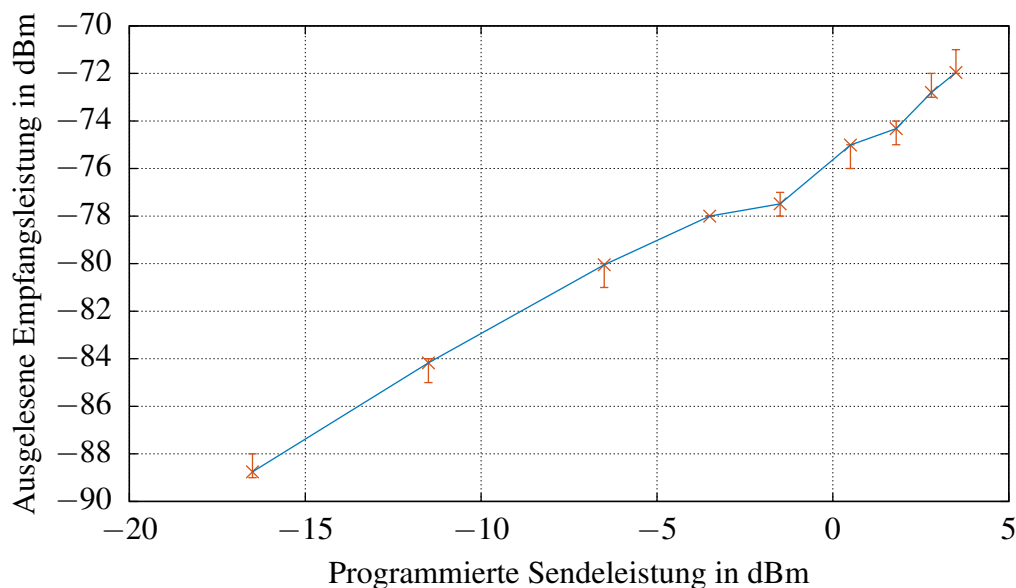


Abbildung 62: An der Basisstation ausgelesene Empfangsleistung über variierende Sendeleistungseinstellung bei einer Messschaltung über 1024 Pakete gemittelt.

Der Messaufbau ist hierbei identisch zu dem für die Paketfehlerratenmessung. Über alle 1024 Pakete gemittelt ist der ausgelesene Empfangspegel in Abbildung 62 dargestellt.

Wie aus der Abbildung zu entnehmen ist, erfolgt die Schätzung der Empfangsleistung und das Setzen der Sendeleistung in dem gegebenen Messbereich zuverlässig. Im niedrigen Leistungsbereich verhält sich die Empfangsleistung gut proportional zur programmierten Sendeleistung. Für höhere Sendeleistungen ist die Abweichung von dem ideal linearen Verhalten durchaus festzustellen. Da die Leistungsabschätzung allerdings als Orientierungshilfe dienen soll, ist diese Abweichung mit einem geschätzten Fehler von maximal 2 dB akzeptabel.

Anwendung findet diese Messmethode weiterhin im Textmodus der Basisstation, damit der Benutzer im Studienfall die Empfangsqualität und Sendefunktionalität einzelner Mobileinheiten beurteilen kann und eventuell fehlerhafte Messsysteme leicht identifiziert werden können.

## 13.2 Textmodus

Die Verifikation der Funktionalität im Textmodus erfolgt mit mehreren Messschaltungsplatinen, welche sich verstreut im Raum befinden. Da in diesem Modus die Anwesenheitserkennung der Mobileinheiten und Abschätzung der Empfangsqualitäten im Vordergrund stehen, wird eine dynamische Veränderung der Messinfrastruktur, insbesondere der Messschaltungen vorgenommen. Die Messschaltungen senden dazu in einem zeitlichen Abstand von 1 s gültige Datenpakete und die von der Basisstation aufgenommenen Empfangspegel werden an die externe Schnittstelle an einen Computer zur Speicherung weitergegeben. Der über die externe Schnitt-

stelle weitergegebene Datensatz enthält dabei dieselben Informationen wie die, die am Display textuell angezeigt werden. Dadurch kann durch die Auswertung der über die externe Schnittstelle weitergeleiteten Daten im Nachhinein die Funktionalität des Textmodus bestätigt werden. Der dynamische Ablauf der Veränderung der Messinfrastruktur ist in Abbildung 63 gezeigt. Alle Messschaltungen werden über einstellbare Labornetzteile oder Festspannungsnetzteile versorgt, sind zu Beginn des Tests deaktiviert und liegen etwa in gleicher Höhe zur Basisstation auf Labortischen.

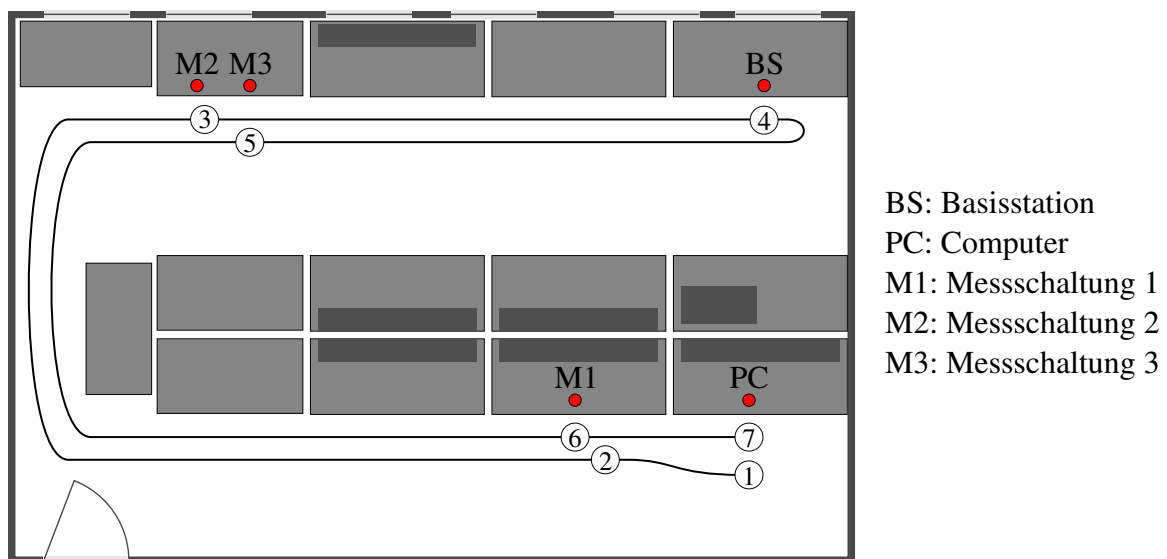


Abbildung 63: Maßstabsgetreuer Raumplan mit eingezeichneten Aktionspunkten zur Veränderung der Dynamik der Messinfrastruktur. Hellgrau markiert sind die Grundflächen der Labortische, dunkelgrau markiert sind Aufbauten auf Labortischen, welche die direkte Sichtverbindung zur Basisstation unterbrechen.

Eine Testperson beginnt beim Startpunkt (1) und aktiviert die Datenaufnahme durch den Computer. Anschließend aktiviert er die Betriebsspannung für Messschaltung 1 (2), welcher nun beginnt, Datenpakete an die Basisstation zu senden. Die Testperson folgt dem festgelegten Pfad in etwa halber Schrittgeschwindigkeit und gelangt schließlich zu Messschaltungen 2 und 3, welche gleichzeitig aktiviert werden (3). Nach der Aktivierung setzt die Versuchsperson den Gang zur Basisstation fort, fasst für einige Sekunden an die dortige Stummelantenne (4) und folgt dem Weg zu M2 und M3 zurück. Dort angelangt, schirmt die Testperson M3 mit der hohlen Hand für einige Sekunden ab (5), gibt ihn wieder frei und gelangt über den ursprünglichen Pfad wieder zurück zu M1. Diese schirmt die Testperson wieder für einige Sekunden mit der hohlen Hand ab (6) und beendet nach Ankunft am ursprünglichen Startpunkt die Messreihe (7). Die Aufnahme der Empfangsqualitäten kann dabei in Abbildung 64 betrachtet werden.

Nach dem Anschalten der Messschaltung 1 am Aktionspunkt (2) sendet nur dieses, während am Aktionspunkt (3) die anderen beiden Messschaltungen ebenfalls aktiv werden. Auf dem Weg

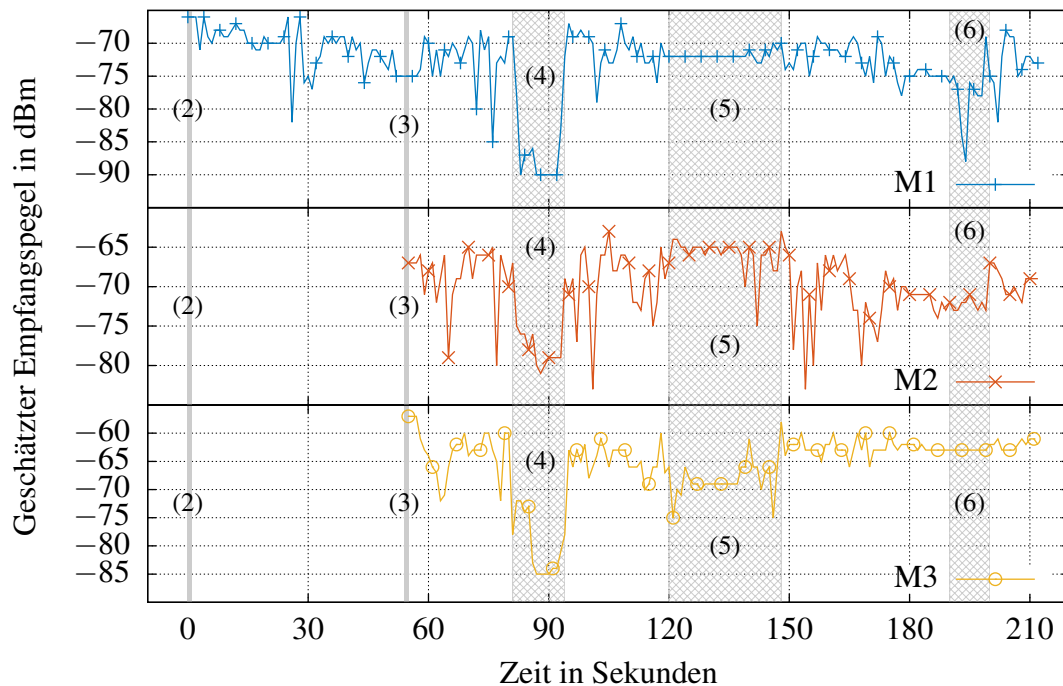
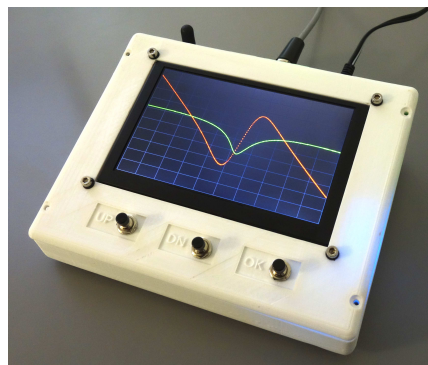


Abbildung 64: Verläufe der geschätzten Empfangsleistungen von drei Messschaltungen während der Veränderung der Messinfrastruktur an den Aktionspunkten.

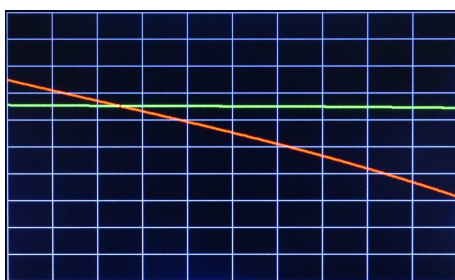
zum Aktionspunkt (4) liegt eine sehr veränderliche Empfangsleistung an, was durch die Abschirmung der Basisstation durch die Testperson zu begründen ist. Am Aktionspunkt (4) selbst, bei dem an die Stummelantenne der Basisstation gefasst wird, ist wie erwartet ein deutlicher Einbruch aller Empfangsleistungen zu beobachten. Beim Abschirmen der Messschaltung 3 mit der hohlen Hand am Aktionspunkt (5) ist lediglich nur ein leichter Einbruch von etwa 10 dB zu bemerken, obwohl die Oberseite des Senders komplett mit der Handfläche abgeschirmt ist. Der Einbruch ist in etwa gleich zu dem von Messschaltung 1 am Aktionspunkt (6), wo ebenfalls eine Abschirmung mit der hohlen Hand erfolgt. Vergleicht man die absoluten Empfangsleistungen der Messschaltungen unter sich, so stellt man fest, dass Messschaltung 2 und 3 in etwa mit der gleichen Leistung empfangen werden, wohingegen Messschaltung 1 tendenziell um bis zu 5 dB schwächer empfangen wird. Da sich Messschaltung 2 und 3 direkt nebeneinander befinden und im Gegensatz zu Messschaltung 1 eine direkte Sichtverbindung zur Basisstation besitzen, lässt sich auch dieser Sachverhalt hervorragend begründen. Insgesamt betrachtet lassen sich die Verläufe der Empfangsleistungen aus den dynamischen Veränderungen der Messinfrastruktur gut erklären und somit die Validität der Empfangsleistungsschätzung und des Textmodus untermauern. Für die gegebene Veränderung der Messinfrastruktur lässt sich trotz der erzwungenen Abschirmung durch die Hand oder provozierte Abschattungseffekte durch Testpersonen eine Empfangsleistung stärker -90 dBm erreichen. Damit wird eine gute Systemverfügbarkeit innerhalb der Infrastruktur für Studiensituationen messtechnisch verifiziert.

### 13.3 Einzelsystemmodus

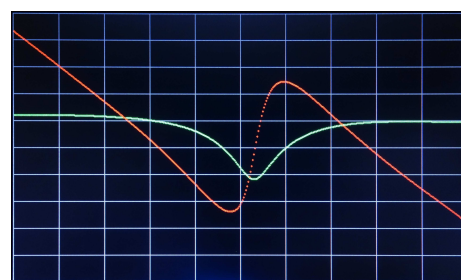
Der Einzelsystemmodus dient dazu, die Rohdaten über den Frequenzsweep eines einzelnen Messsystems grafisch auf dem Display der Basisstation darzustellen. Dies erlaubt es, die Funktionalität des integrierten dielektrischen Sensors und der Messschaltung zu überprüfen. In der entsprechend angepassten Firmware der Messschaltung wird dabei die standardmäßig implementierte Datennachverarbeitung, welche aus den Rohdaten Resonanzfrequenz und Betrag extrahiert, umgangen. Pro Messdurchlauf werden die vom ADC des Mikrocontrollers aufgenommenen Werte für Betrag und Phase des Reflexionsfaktors an die Basisstation gesendet und dort am grafischen Display dargestellt. Gleichzeitig werden die empfangenen Daten an die externe Schnittstelle zu Dokumentationszwecken oder einer nachträglichen Auswertung weitergeleitet. Mittels der Tasten UP und DN kann der aktuell angezeigte Graph gelöscht werden, ansonsten erfolgt die Darstellung hintereinander gesendeter Messverläufe im gleichen Koordinatensystem. Die Verifikation dieses Modus erfolgt mithilfe einer technisch modifizierten Messschaltung, an



Basisstation im Einzelsystemmodus



Anzeigeausgabe Kurzschluss



Anzeigeausgabe Resonator

Abbildung 65: Ausgaben der Anzeigeeinheit der Basisstation im Einzelsystemmodus.

dem über eine separate Buchse eine Verbindungsmöglichkeit zu einem externen DUT besteht. An diese Buchse werden unterschiedliche Hochfrequenzlasten, wie ein Kurzschluss, oder eine Resonatorstruktur angebracht und jeweils eine Messung durchgeführt. Abbildung 65 zeigt



die entsprechenden Ausgaben auf der grafischen Anzeigeeinheit der Basisstation. In grüner Farbe wird der ADC-Wert für den Betragsausgang dargestellt und die rote Farbe wird für die Darstellung des ADC-Werts für den Phasenausgang des Gain/Phase-Analyzers verwendet. Die Skalierung der Ordinatenachse ist so gewählt, dass ein 16 Bit großer Wertebereich dargestellt werden kann, während die Skalierung der Abszisse so gewählt ist, dass ein Frequenzsweep von 2350 MHz bis 2550 MHz dargestellt werden kann. Im Vergleich dazu sind in Abbildung 66 die über die externe Schnittstelle aufgenommenen Datenpunkte gezeigt. Bezüglich der Mess-

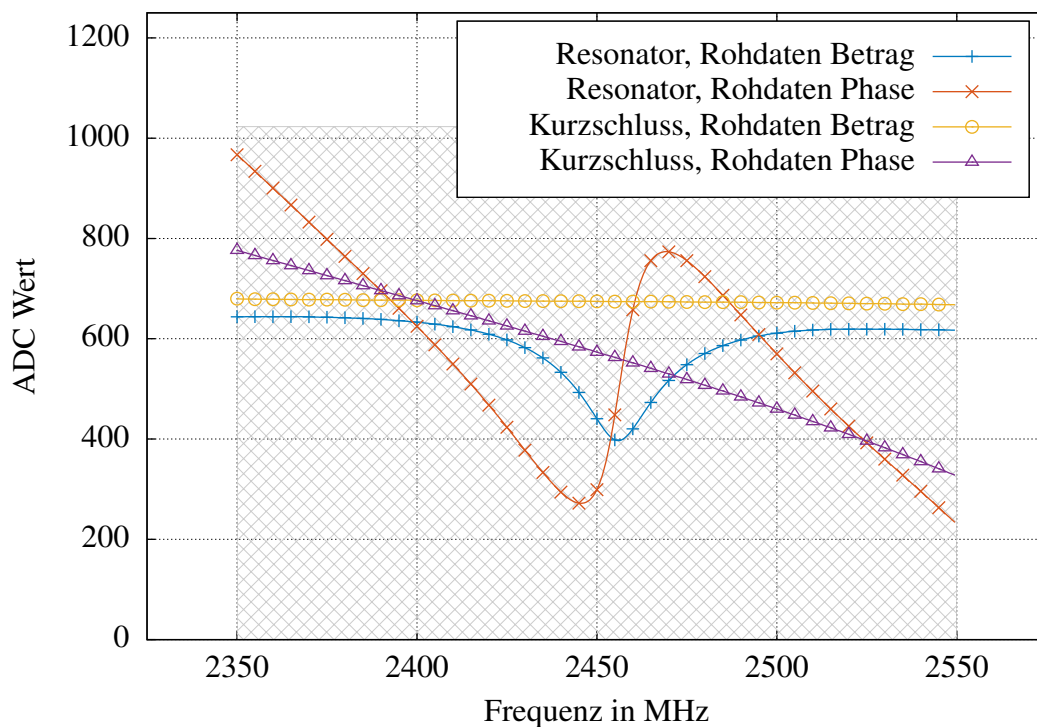


Abbildung 66: Darstellung der aufgenommenen Datenpunkte während der Verifikation des Einzelsystemmodus über die externe Schnittstelle. Grau schraffiert ist der darstellbare Wertebereich der Basisstation.

verläufe lässt sich optisch kein Unterschied zwischen den dargestellten und extern weitergeleiteten Daten feststellen, was die Funktionalität dieses Modus bestätigt. Trotz fehlender Kalibrierung lassen sich bereits aus den Rohwerten der Messsysteme die Reflexionsfaktoren der DUTs gut erkennen und bestimmen. Es bleibt festzustellen, dass das Display der Basisstation und der Einzelsystemmodus eine gute Möglichkeit zur Verifikation einer einzelnen Mobileinheit darstellen. Der direkte Zugriff auf die ADC-Rohwerte des Messsystems erlaubt sowohl die Identifikation fehlerhafter Mobileinheiten, als auch die Verifikation der Funktionalität einer einzelnen Mobileinheit.



## 13.4 Multisystemmodus

Der Zweck des Multisystemmodus besteht darin, einen Messwerteverlauf über der Zeit für mehrere Mobileinheiten zu bekommen. Dies ist die präferierte Betriebsart für einen Studienfall im Kontext der Dehydrationsmessung. Durch die Darstellung der Messverlauftrends können diese miteinander verglichen oder die Entwicklung einer einzelnen Mobileinheit beobachtet werden. Um die Übersichtlichkeit auf dem Display zu wahren, wird nur der Verlauf der Resonanzfrequenz, welche von den Mobileinheiten aus der Messung extrahiert wird, angezeigt. Gleichzeitig sollen empfangene Pakete zusätzlich an der Schnittstelle für externe Geräte zur Verfügung gestellt werden. Für die Verifikation dieser Betriebsart wird auf 3 Messschaltungsplatinen eine spezifische Firmware aufgespielt, mit welcher jeweils unterschiedliche, vorgegebene Messwertverläufe über der Zeit erzeugt werden. Messschaltung 1 sendet dabei einen Frequenzverlauf von 2365 MHz bis 2415 MHz in 200 Messpunkten, Messschaltung 2 sendet einen Frequenzverlauf von 2425 MHz bis 2475 MHz in 400 Messpunkten und Messschaltung 3 sendet einen Frequenzverlauf von 2485 MHz bis 2435 MHz in 600 Messpunkten. Durch die stark unterschiedlichen Signalformen soll eine optische Differenzierung der einzelnen Messschaltungen auf der Anzeige leicht fallen. Die drei Messschaltungen sind dabei gleichzeitig aktiv und senden jeweils etwa in einem 500 ms Abstand. Ein Abgleich der auf dem Display angezeigten Verläufe mit den einprogrammierten Wertefolgen dient dazu, die Funktionalität dieses Modus zu bestätigen. Weiterhin erwähnenswert an dieser Betriebsart ist die Skalierung der Messwertedarstellung auf dem Display bezüglich beider Achsen. So bildet die y-Achse des gezeigten Koordinatensystems

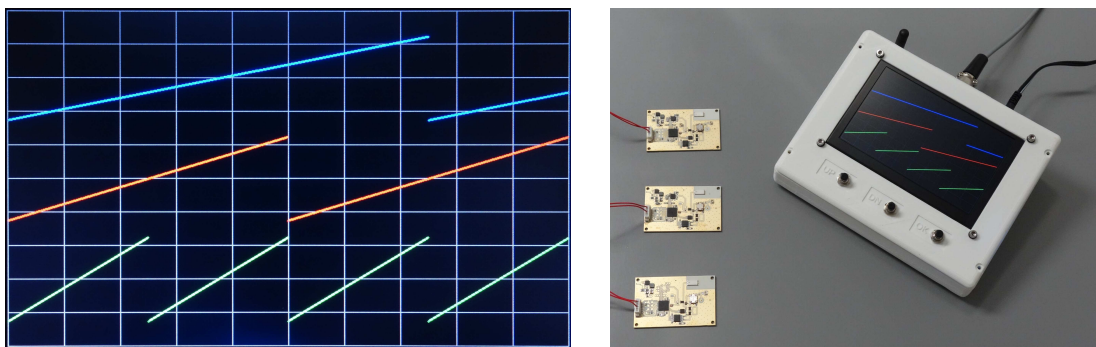


Abbildung 67: Ausgaben der Anzeigeeinheit der Basisstation und Messaufbau mit drei Messschaltungen für die Verifikation im Multisystemmodus.

den Frequenzbereich von 2350 MHz bis 2550 MHz ab und besitzt dadurch eine Auflösung von 20 MHz pro vertikaler Division. Die x-Achse des Plots wird durch einkommende Datenpakete der Mobileinheiten automatisch so skaliert, dass für einen Datenpunkt einer Mobileinheit ein Pixel in der Breite reserviert ist. Damit können auf dem Display, welches eine Breite von 800 Pixel besitzt, ebenfalls 800 Datenpunkte pro Mobileinheit dargestellt werden. Bei einer Paketräte von 1 Paket auf 10 Minuten pro Mobileinheit entspräche die komplette x-Achse damit einer Dauer von etwa 5,6 Tagen, was ausreichend für Dehydrationsstudien inklusive Rehydra-

tionsphase ist. Die grafische Ausgabe der Basisstation im Multisystemmodus ist in Abbildung 67 gezeigt. Für einen Vergleichsgraphen wird die Datenausgabe auf der externen Schnittstelle verwendet. Der daraus gewonnene Vergleichsgraph ist in Abbildung 68 zu sehen. Deutlich zu

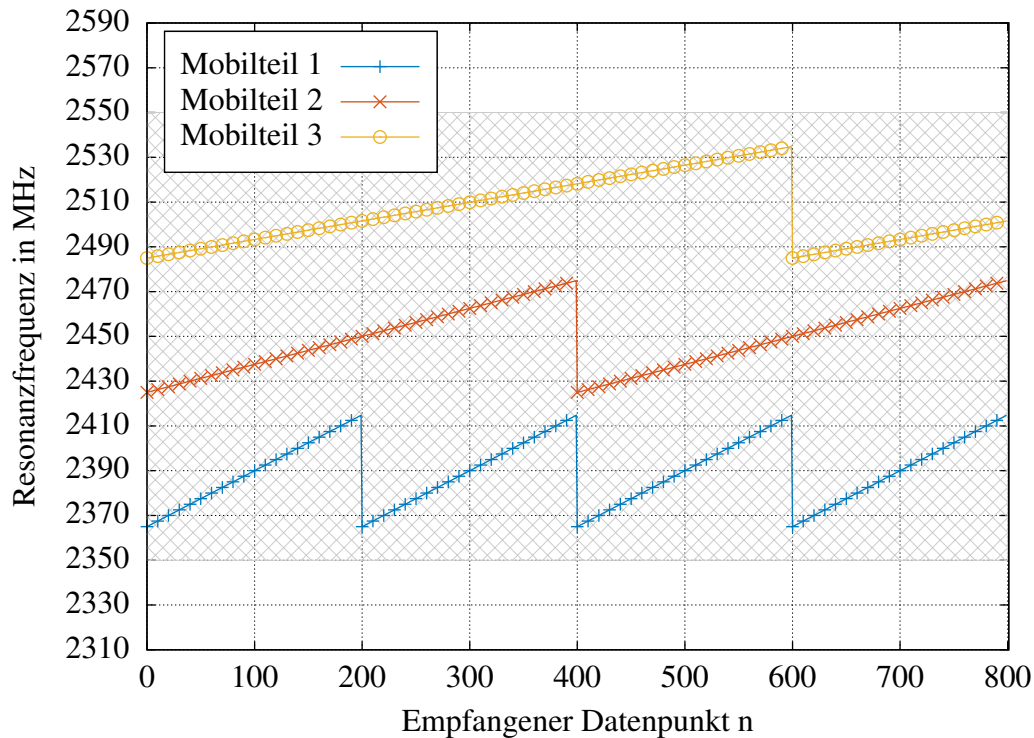


Abbildung 68: Darstellung der aufgenommenen Datenpunkte während der Verifikation des Multisystemmodus über die externe Schnittstelle. Grau schraffiert ist der darstellbare Wertebereich der Basisstation.

erkennen ist die Tatsache, dass die Basisstation bei der Ausgabe automatisch die Zuteilung von Sensornummer zu einer spezifischen Graphenfarbe übernimmt. Dadurch ist eine einwandfreie Unterscheidbarkeit der einzelnen Kurvenverläufe erst möglich. Anhand der Testverläufe kann die Skalierung des Displays bezüglich beider Koordinatenachsen und damit die volle Funktionalität des Multisystemmodus bestätigt werden.

Abschließend lässt sich für die Verifikation der Basisstation zusammenfassen, dass für jeden einzelnen Modus eine separate Funktionalitätsüberprüfung erfolgen muss. Die Notwendigkeit dieser Überprüfung ist hauptsächlich der Tatsache geschuldet, dass jeder Betriebsmodus für einen speziellen Einsatzzweck konzipiert ist. Dadurch, dass sich diese Einsatzzwecke nur wenig überschneiden, fallen die Anforderungen an den jeweiligen Betriebsmodus auch stark unterschiedlich aus. Mittels der vorgestellten Testverfahren können schließlich alle Betriebsmodi der Basisstation teils quantitativ, teils qualitativ in ihrer Funktionalität bestätigt werden.

## 14 Verifikation der Funktionalität einer Mobileinheit

Idealerweise erfolgt die Verifikation einer Mobileinheit mit derselben Testflüssigkeit, welche auch für die Sensorverifikation verwendet wird. Da die Testflüssigkeit mit einer Mischung aus Aceton und Methanol relativ aggressiv gegenüber vielen Materialien ist, müsste man bei der Verifikation einer Mobileinheit sicherstellen, dass keine Testflüssigkeit ins Innere des Gehäuses dringen kann und die Verbindung zwischen Testküvette und Mobileinheit absolut dicht ist. Gerade im Kontaktbereich des Sensors in einer Mobileinheit ist die Gehäusedicke durch die Passivierungsdicke vorgegeben. Diese ist mit 0,6 mm äußerst gering und dadurch, dass das Gehäuse mithilfe eines 3D-Druckverfahrens hergestellt wird, lässt sich bei diesen geringen Schichtdicken keine Dichtheit garantieren. Selbst in Versuchen mit Küvettenaufbauten an einzelnen Sensorplatinen zeigt sich, dass sich eine Dichtheit nicht immer auf Anhieb sicherstellen lässt. Um die gefertigte Mobileinheit nicht unnötig zu gefährden, soll die Verifikation daher in 2 Schritten sichergestellt werden. Im ersten Schritt wird eine bereits verifizierte Sensorplatine mittels eines Kabels mit einer Messschaltungsplatine verbunden. Die Trennung der beiden Platinen durch das Kabel hat den Vorteil, dass im Falle einer Undichtigkeit die Messschaltungsplatine von der Testflüssigkeit unberührt bleibt. Durch diesen Aufbau kann die Funktionalität der Kombination aus Sensorplatine und Messschaltung bestätigt werden. Im zweiten Schritt soll eine gefertigte Mobileinheit an mehreren Stellen am Körper platziert und Messergebnisse aufgenommen werden. Dadurch kann einerseits sichergestellt werden, dass die Kombination aus Versorgungsplatine, Messschaltungsplatine und Sensorplatine funktional ist, als auch andererseits, dass sich der entwickelte Sensor für den Einsatz an unterschiedlichen Messstellen am Körper eignet und sich damit innerhalb des Arbeitsbereichs der Spezifikation befindet. Weiterhin erlauben es diese Messungen, einen Vergleich mit den vorgestellten parametrisierten Simulationsmodellen bezüglich der Gewebeschichtdicken anzustellen. Es lassen sich dadurch Trends hinsichtlich einer dickeren oder dünneren Hautschicht oder Subcutis erkennen und innerhalb der untersuchten Messstellen vergleichen.

### 14.1 Verifikation Sensor-Messschaltungsplatine

Um den Verbund aus Sensorplatine und Messschaltungsplatine auf Funktionalität hin zu überprüfen, wird der Testaufbau, der in Abbildung 69 gezeigt ist, verwendet. Sowohl die Sensorplatine, als auch die Messschaltungsplatine sind mittels Klemmhalterungen an Stativen befestigt. Die Sensorplatine ist über ein kurzes Kabelstück mit der Messschaltungsplatine verbunden. Es wird darauf geachtet, mit dem Kabel einen leichten Bogen zu schlagen, so dass im Falle von Undichtigkeiten die Testflüssigkeit nicht an die Messschaltungsplatine gelangen kann. Die Versorgungsspannung wird der Messschaltungsplatine über ein Labornetzteil zur Verfügung gestellt. Innerhalb der Realisierung einer Mobileinheit soll die Sensorplatine über eine vertikale Durchverbindung rückseitig mit der Messschaltungsplatine verbunden sein. Um diese vertikale Durchkontaktierung zu nutzen und mit in die Betrachtung einfließen zu lassen, wird auf der Messschaltungsplatine rückseitig eine SMA-Buchse angelötet. Über diese Buchse wird schließ-

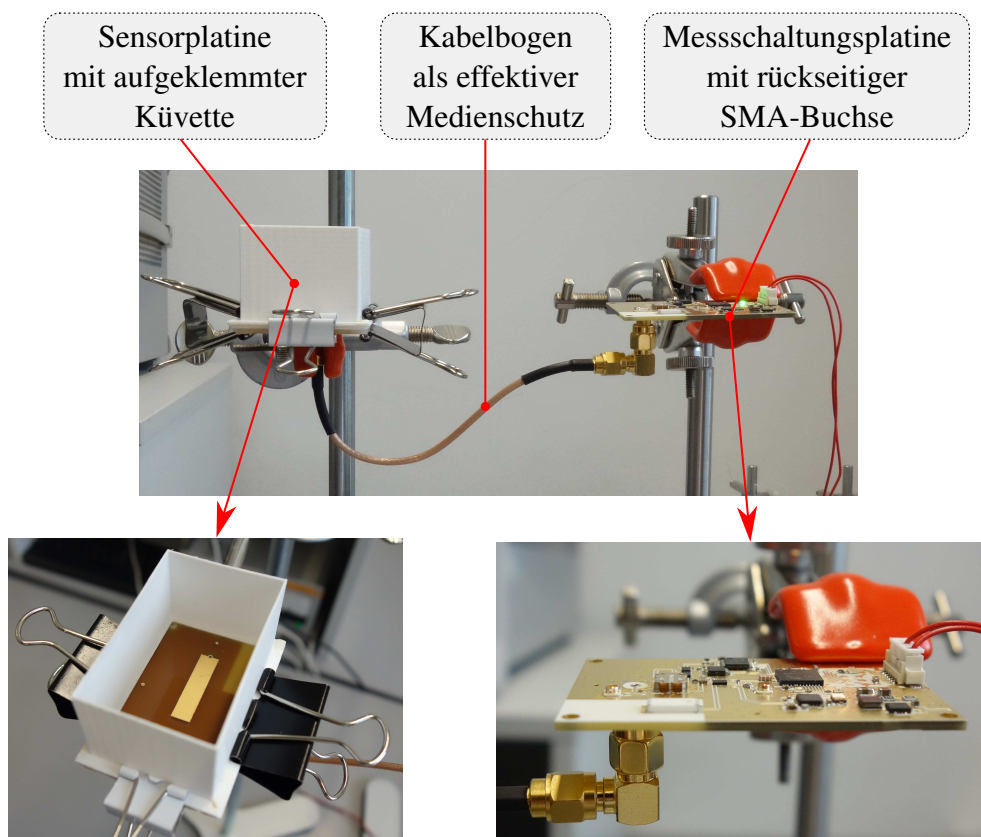


Abbildung 69: Aufbau zur messtechnischen Verifikation des Verbundes aus Sensorplatine und Messschaltungsplatine.

lich die Sensorplatine angebunden. Durch diesen Aufbau kann eine hohe Übereinstimmung zwischen dem Aufbau in einer Mobileinheit und dem verwendeten Verifikationsaufbau erreicht werden.

Um die Dichtheit zu verbessern, wird anstelle der bereits verwendeten Dichtungsmethode mittels Modelliermasse der Flansch einer Küvette auf der Unterseite mit einer dünnen Silikonschicht überzogen und diese mittels Klammern an der Sensorplatine aufgedrückt. In die nun auf die Sensorplatine aufgebraute Küvette werden die gleichen Ersatzflüssigkeiten, welche bereits bei der Verifikation des Sensors eingesetzt werden, gegeben. Die mit der Messschaltung aufgenommenen Spannungen am VMAG-Ausgang des Gain/Phase-Analyzers für alle Testflüssigkeiten sind in Abbildung 70 gezeigt. Es wird die Firmware des Einzelsystemmodus aufgespielt, da hier alle Spannungswerte an VMAG in Abhängigkeit von der Stimulusfrequenz übertragen werden. Es ist gut zu erkennen, dass, konsistent zu Simulation und Messung separater Sensorplatinen, sich alle Resonanzfrequenzen im linken Teil des Frequenzbereichs bei etwa 2,4 GHz sammeln. Für die Testmischung mit der geringsten Acetonkonzentration ist die kleinste Spannung und damit der geringste Betrag bei der Resonanzfrequenz zu sehen, während bei

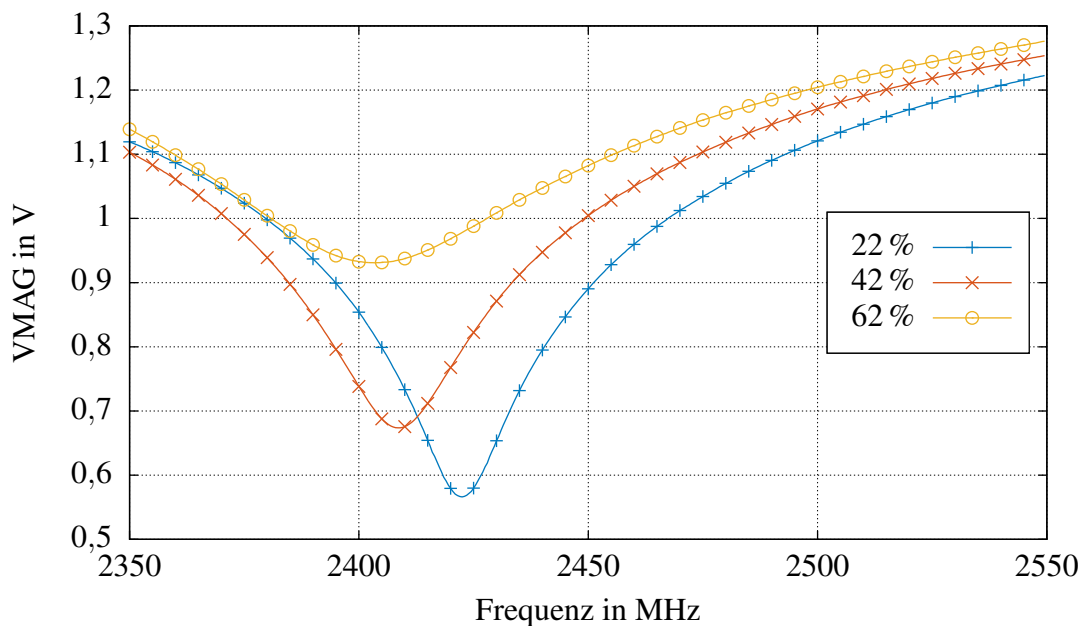


Abbildung 70: VMAG-Ausgangssignal des Gain/Phase-Analyzers auf der Messschaltungsplatine für mehrere Testflüssigkeiten mit variierender Acetonkonzentration.

der Mischung mit der größten Acetonkonzentration die größte Spannung und damit der größte Betrag bei der Resonanzfrequenz vorliegt. Dies ist ebenfalls konsistent zur Simulation und der Vermessung einzelner Sensorplatinen. Eine direkte Umrechnung der gemessenen Ausgangsspannungen am Gain/Phase-Analyzer in einen Betragswert ist allerdings nur relativ möglich, da das Verhältnis der Eingangssignale in den Gain/Phase-Analyzer stets nur eine Proportionalität zum Reflexionsfaktor aufweist. Um einen absoluten Betragswert zu bekommen, müsste man einen statischen Betragsoffset und einen Proportionalitätsfaktor ermitteln. Der statische Offset wird dabei maßgeblich von den gewählten Koppelfaktoren der Koppler im Reflektometer-Testset und der gewählten Dämpfung des einstellbaren Dämpfungsglieds im Reflektometerfrontend bestimmt, während der Proportionalitätsfaktor durch die Betragsempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers vorgegeben ist. Eine entsprechende Kalibrierung könnte diese Faktoren ermitteln. Dies kann beispielsweise durch die künstliche Erzeugung eines Kurzschlusses mittels einer metallischen Platte geschehen, welche auf den Sensor aufgelegt wird. Dies führt zu einer starken Verstimmung des Resonators und damit einem entsprechend großen Reflexionsfaktorbetrag nahe 0 dB. Damit ließe sich der Betragsoffset ermitteln. Um die Betragsempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers zu ermitteln, böte sich die Verwendung des im Reflektometerfrontends integrierten Dämpfungsglieds an. Mit diesem Dämpfungsglied können im Referenzpfad unterschiedliche Dämpfungswerte vorgegeben werden und so ein definierter Leistungsunterschied zwischen Mess- und Referenzkanal an den Eingängen des Gain/Phase-Analyzers provoziert werden. Aus der Proportionalität zwischen der entsprechenden Spannungsänderung am

VMAG-Ausgang des Gain/Phase-Analyzers und der eingestellten Dämpfungsänderung lässt sich so die Betragsempfindlichkeit ermitteln. Der Einfachheit halber soll für die Verifikation allerdings das Verhältnis der Beträge bei den Resonanzfrequenzen zueinander dienen. Hier kann konsistent zu Simulation und Vermessung beobachtet werden, dass mit steigender Acetonkonzentration ebenfalls ein höherer Betragswert bei der Resonanzfrequenz vorliegt.

Auf die Anwendung am Benutzer übertragen, spielt der große Wertebereich, den die Ersatzflüssigkeiten abbilden, aber eher eine geringe Rolle. In der Anwendung ist nur die Schwankung an einem konkreten Arbeitspunkt und damit eine relativ kleine Werteänderung von Interesse. In diesem Fall spielt nur die Betragsempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers eine Rolle, welche aus dem Datenblatt zu 30 mV/dB angenommen oder mittels der vorgeschlagenen Methode messtechnisch aufgenommen werden kann.

Ein Vergleich der Resonanzfrequenzen von Simulation und Messung ist in Tabelle 16 zu finden. Die Werte für die Simulation stammen aus den Feldsimulationen der Sensorstruktur für unterschiedliche Testflüssigkeitskonzentrationen.

Acetonkonzentration	$f_{\text{res}}$ Simulation in MHz	$f_{\text{res}}$ Messung in MHz	$\Delta f_{\text{res}}$ in MHz	$\Delta f_{\text{res}}$ in %
22 %	2414,13	2422,50	8,37	0,35
42 %	2409,14	2408,50	0,64	<0,1
62 %	2407,85	2403,50	4,35	0,18

Tabelle 16: Vergleich der simulierten und gemessenen Resonanzfrequenzen für Testmischungen mit unterschiedlichen Acetonkonzentrationen.

Im Vergleich zwischen Simulation und Messung lässt sich erkennen, dass die simulierten Resonanzfrequenzen bis auf etwa 8 MHz genau getroffen werden. Allerdings sind in dem Messaufbau auch zusätzliche Verdrahtungskomponenten und damit potentielle Störstellen vorhanden, welche die Messung beeinflussen und daher diese Abweichungen hervorrufen können. Der generelle Trend der fallenden Resonanzfrequenz bei einer steigender Acetonkonzentration der Mischung kann sowohl in der Messung, als auch in der Simulation beobachtet werden.

Insgesamt betrachtet, lässt sich bei dem zweiteiligen Messaufbau somit ein ähnliches Verhalten zur Einzelvermessung des Sensors feststellen. Dies bestätigt die Funktionalität des Verbundes aus Sensor- und Messschaltungsplatine.

## 14.2 Verifikation Mobileinheit

Die Verifikation der Funktionalität der Mobileinheit erfolgt durch die direkte Messdatenaufnahme an unterschiedlichen Stellen am menschlichen Körper. Auf eine Mobileinheit wird dazu die Firmware für einen Einzelsystemmodus aufgespielt, so dass ein direkter Zugriff auf die ADC-Rohwerte der Messung möglich ist. Auf diesem Weg lässt sich nicht nur bestätigen, dass



die Mobileinheit in der Lage ist, Messungen aufzunehmen und an die Basisstation weiterzugeben, sondern auch ob die durchgeführten Messungen eine Übereinstimmung mit angestellten Parametrierungen der Messstelle hinsichtlich der Gewebeschichtdicken aufweisen. Es werden bei der Messung 6 Stellen am linken Unterarm, 1 Stelle am Oberschenkel und 1 Messstelle im Bauchbereich berücksichtigt. Die Nomenklatur der Messstellen ist in Tabelle 17 aufgeführt. Zusätzlich findet sich in Abbildung 71 eine anschauliche Darstellung der Messpunktpositionierung am Unterarm.

Messstelle	Position
U1	Linker Unterarm, nahe dem Ellenbogen, ulnar
U2	Linker Unterarm, nahe dem Ellenbogen, palmar
U3	Linker Unterarm, nahe dem Ellenbogen, radial
U4	Linker Unterarm, zwischen Ellenbogen und Handgelenk, ulnar
U5	Linker Unterarm, zwischen Ellenbogen und Handgelenk, radial
U6	Linker Unterarm, nahe dem Handgelenk, palmar
O1	Rechter Oberschenkel, 2cm oberhalb der Kniescheibe
B1	Bauchbereich, 2 cm unterhalb des Nabels

Tabelle 17: Nomenklatur der Messstellen für die Verifikation der Mobileinheit durch Messungen am Körper.

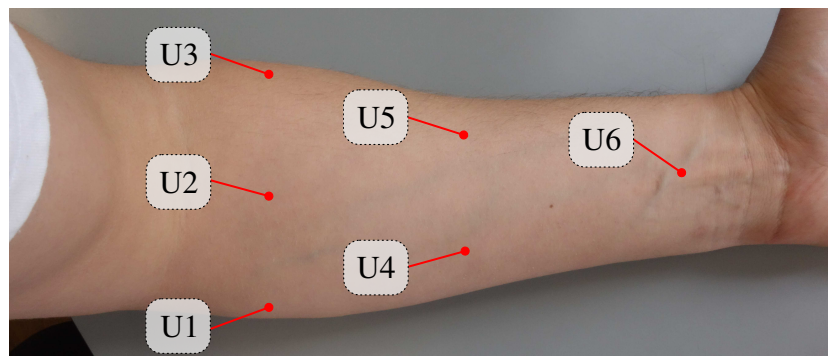


Abbildung 71: Position der Messpunkte am Unterarm für eine in-vivo-Funktionalitätsprüfung zur Verifikation der Mobileinheit.

Die Ergebnisse der Messungen an den unterschiedlichen Körperstellen sind in Abbildung 72 dargestellt. Auf der Abszisse aufgetragen ist die Messfrequenz, während auf der Ordinate die aufgenommene Spannung am VMAG Ausgang des Gain/Phase-Analyzers dargestellt ist. Es ergibt sich eine Größe, die dem gemessenen Reflexionsfaktorbetrag der integrierten Sensorplatte proportional ist.

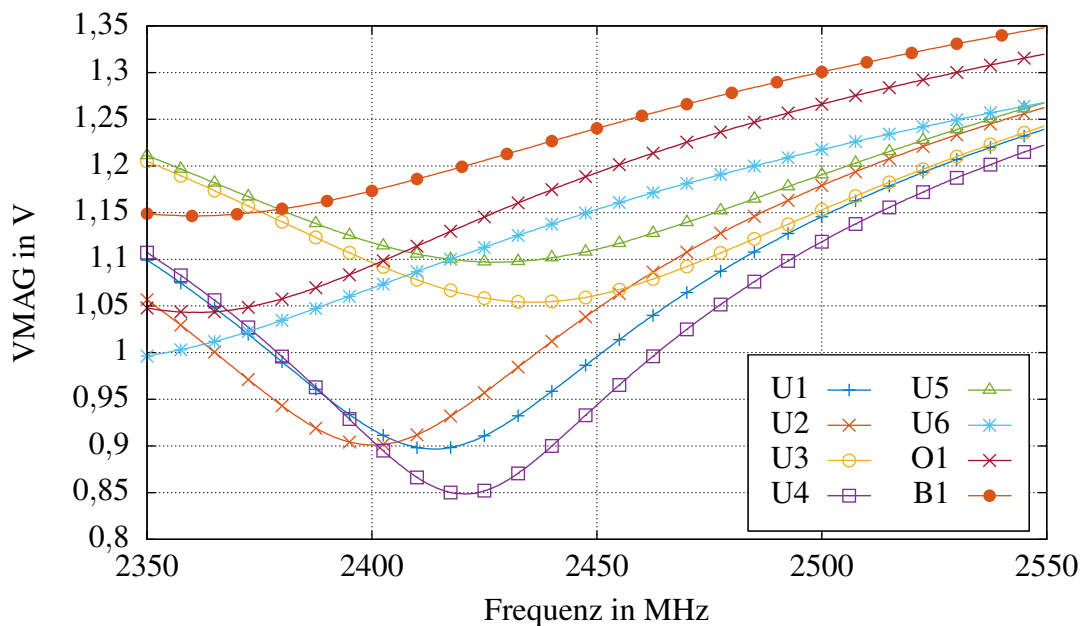


Abbildung 72: Vergleich der Messergebnisse für definierte Messstellen zur Verifikation der Funktionalität der Mobileinheit.

Aus den Messkurven lässt sich zunächst entnehmen, dass alle Messstellen am Körper, mit der Ausnahme der Stelle U6, welche sich in direkter Nähe zum Handgelenk befindet, innerhalb des Beobachtungsbereichs der Messschaltung befinden. Für die Stelle U6 zeigt sich, dass die Resonanzfrequenz des Sensors weit links vom Betrachtungsbereich zu liegen kommt, was durch eine hohe Materialpermittivität hervorgerufen wird. Folglich scheint diese Stelle eine besonders hohe Durchblutung aufzuweisen, bei gleichzeitig niedriger subkutaner Dicke. Ebenfalls weit links, aber noch innerhalb des Betrachtungsbereichs liegen die Resonanzfrequenzen für die Messstellen am Bauch und am Oberschenkel. Aus den Betrachtungen zum Verhalten der Resonanzfrequenz des Sensors hinsichtlich der Dicke der Haut und der Subcutis (vgl. Abbildung 16) lässt sich aus den Messwertverläufen ableiten, dass an beiden Messstellen eine relativ dicke Haut bei einer gleichzeitig dicken Subcutis vorliegt. Von den beiden Messstellen ist die Stelle am Bauch auch diejenige, die nach der Sensorantwort eine höhere Subcutisdicke und damit einen größeren Fettanteil aufweist. In Kombination mit der Beobachtung, dass für die beiden Messstellen O1 und B1 die geschätzte Hautdicke auch größer ist als bei den Messstellen am Unterarm, scheint das aufgenommene Verhalten des Sensors an diesen Messstellen durchaus plausibel zu sein.

Die Messstellen am Unterarm weisen im Gegensatz zu den Stellen am Oberschenkel und dem Bauch eine eher höhere Resonanzfrequenz auf, was in unserer Sensorbetrachtung konform zu einer vergleichsweise dünneren Hautschicht ist. Ein Vergleich der Messstellen am Unterarm zeigt, dass U3 und U5 im Vergleich zu den restlichen Stellen einen höheren Betragswert bei



der Resonanzfrequenz aufweisen. Beide Messstellen befinden sich auf der radialen Seite des Unterarms und damit in direkter Nähe zur Speiche im Unterarm. Dadurch, dass das Knochenmaterial, ähnlich zum Körperfett, einen niedrigen Verlustfaktor in der Permittivität aufweist, scheint es denselben Effekt wie eine dickere Subcutis auf den Sensor zu haben. Von den Stellen am Unterarm ist U5 diejenige, die sich direkt über der Speiche befindet und in der Messung im Vergleich zu den anderen Stellen am Unterarm auch gleichzeitig den größten Betrag bei der Resonanzfrequenz aufweisen kann.

Die Messstellen U1,U2 und U4 sind diejenigen Stellen, für die der Sensor optimiert ist. Dies ist direkt aus den gemessenen Betragsverläufen erkennbar, da hier ein sehr niedriger Betrag bei den Resonanzfrequenzen erreicht werden kann. In den Simulationen der Sensorstruktur zeigt sich, dass ein niedriger Betrag bei der Resonanzfrequenz mit einer entsprechend dünnen Subcutisdicke assoziiert werden kann. Eine geringe Subcutisdicke wiederum lässt auf eine große Permittivitätsempfindlichkeit bei einer Hydrationschwankung schließen, da die Permittivität des Körperfetts in der Subcutis nur einen geringen Wasseranteil und damit eine geringe Einflussnahme auf die Permittivitätsänderung besitzt.

Von diesem Gesichtspunkt aus betrachtet, bestätigen die aufgenommenen Messwerte die Eignung des Sensorsystems für eine Hydrationschwankung an den Messstellen U1, U2 und U4. Mit Ausnahme der Messstelle U6 liegen alle aufgenommenen Resonanzfrequenzen der Messstellen am Unterarm innerhalb der Spezifikation zwischen 2,4 GHz und 2,5 GHz, was weiterhin für die Funktionalität des Messsystems innerhalb der Mobileinheit spricht.



## 15 Systemanalyse

In der Systemanalyse sollen die Leistungsfähigkeit und die messtechnischen Grenzen der Messschaltung untersucht werden. Dazu gehören neben der Messauflösung des Systems bezüglich des Betrages auch eine Betrachtung der Genauigkeit, mit welcher die Resonanzfrequenz des Sensors erfasst werden kann. Anschließend werden die beiden Charakteristika für eine Sensitivitätsabschätzung bezüglich einer Dehydratationsschwankung am Menschen eingesetzt. Eine abschließende Laufzeitabschätzung der integrierten Spannungsversorgung liefert wichtige Erkenntnisse für den mobilen Einsatz des Messsystems und rundet die Systembetrachtung ab.

### 15.1 Statistische Analyse von Messwerten

**Statistische Verteilung gemessener Betragswerte** Um eine Aussage über das Auflösungsvermögen der Messschaltung hinsichtlich des Betrages zu gewinnen, wird die statistische Verteilung der ADC-Rohwerte für den Betragsausgang des Gain/Phase-Analyzers über mehrere Messungen in einem Zeitraum von einer Stunde aufgenommen. Auf die Mobileinheit wird eine angepasste Firmware eingespielt, welche die Extraktion der Resonanzfrequenz umgeht und direkt die aufgenommenen und gemittelten Werte des ADCs bei jedem Frequenzpunkt des Stimulus zur Basisstation überträgt. Die Analyse erfolgt somit auf einer Basis von Frequenzsweeps und deren Schwankungen zueinander. Die Konfiguration des ADCs innerhalb der Mobileinheit bleibt dabei identisch zu der originalen Firmware und beinhaltet bereits eine Mittelung von 64 Werten pro Frequenzpunkt. Die Mobileinheit wird mit der Sensorfläche nach oben in eine kleine Schachtel gegeben, welche etwa 2 m von der Basisstation abgelegt wird. Das Testmedium Luft bietet eine hohe Konstanz bezüglich der Permittivität und ist damit für eine längere Messung gut geeignet. Durch die Schachtel ist die Schaltung gegen etwaige Störeinflüsse wie kurzen Temperaturschwankungen durch Luftstöße weitgehend stabil. Mit dem beschriebenen Testaufbau werden für 1 Stunde alle Frequenzsweeps der Mobileinheit zur Basisstation übertragen und über die externe Schnittstelle zur statistischen Auswertung an einen Computer weitergegeben. Die Zeit pro Messdurchgang inklusive Datenübertragung beträgt dabei 3,1 s, wodurch 1155 Messdurchläufe aufgezeichnet werden können. Den Großteil der Zeit für einen Durchgang beansprucht die Übertragung der Messdaten mit einer Dauer von 2,3 s. Lediglich 0,8 s werden für die Messung über den kompletten Frequenzbereich von 2,35 GHz bis 2,55 GHz benötigt, wobei sowohl Betragsinformation, als auch die Phaseninformation aufgenommen wird.

Für jede Messfrequenz wird zunächst die Standardabweichung  $\sigma$  der korrespondierenden ADC-Werte berechnet. Dieser Verlauf ist in Abbildung 73 dargestellt. Für die Darstellung wird die kleinste durch den ADC darstellbare Wertedifferenz von einem LSB (engl.: "Least Significant Bit") verwendet. Dieses beträgt bei der gegebenen Referenzspannung und ADC-Auflösung etwa 1,56 mV. Zu beachten ist, dass eine Mittelung von 64 Werten pro Frequenzpunkt bereits bei der Aufnahme des ADC-Kanals erfolgt und daher die theoretische Auflösung kleiner als 1 LSB werden kann, insofern das Eingangsrauschen am ADC eine entsprechende Aussteuerung von größer einem LSB bewirkt.

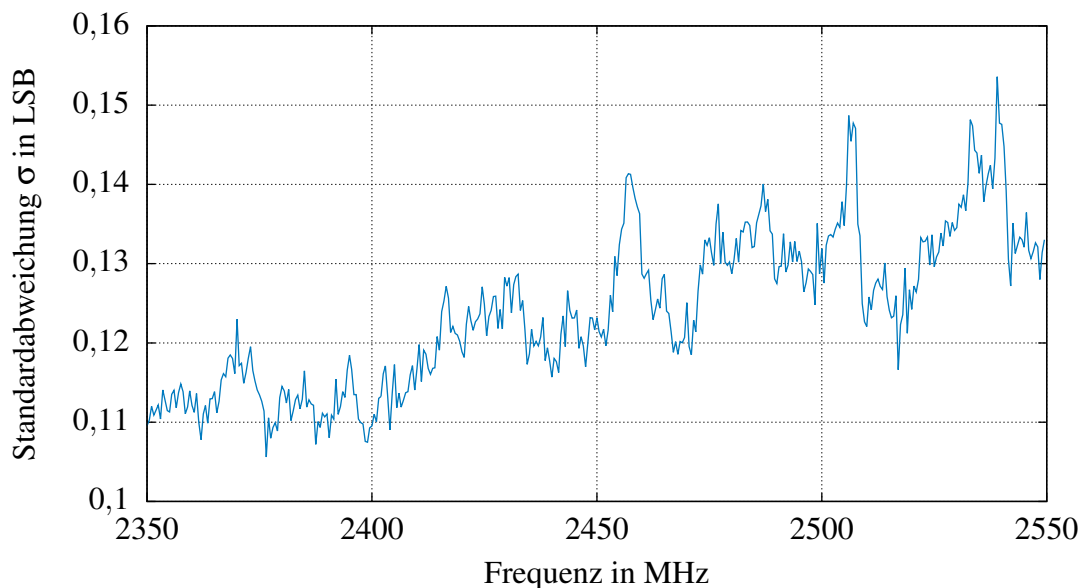


Abbildung 73: Standardabweichungen über der Stimulusfrequenz für jeweils 1155 Messpunkte von ADC-Rohwerten.

Es ist zu erkennen, dass mit zunehmender Frequenz eine leicht zunehmende Standardabweichung von bis zu maximal 0,155 LSB erreicht wird, während für niedrigere Frequenzen mindestens 0,11 LSB vorliegen. Eine detaillierte Auswertung der statistischen Messwertverteilung erfolgt frequenzspezifisch bei 2,4 GHz, 2,45 GHz und 2,5 GHz. Für die gegebenen Frequenzen lassen sich weitere statistische Kenngrößen berechnen, welche in Tabelle 18 angegeben sind.

Messfrequenz Statistische Kenngröße	2400 MHz	2450 MHz	2500 MHz
Mittelwert $\mu$ in LSB	951,61	944,21	929,82
Standardabweichung $\sigma$ in LSB	0,110	0,123	0,132
Minimum in LSB	951,30	943,86	929,39
Maximum in LSB	951,97	944,63	930,25
Spannweite in LSB	0,67	0,77	0,86

Tabelle 18: Statistische Kenngrößen für aufgenommene ADC-Rohwerte einer Mobileinheit über 1155 Messdurchläufe in Abhängigkeit der verwendeten Stimulusfrequenz der Messschaltung.

Mit steigender Stimulusfrequenz lässt sich hier ebenfalls ein leichter Anstieg der berechneten Standardabweichungen feststellen. Nichtsdestotrotz bewirkt die bereits auf der Seite der Mobileinheit durchgeführte Mittelung eine sehr geringe Standardabweichung von maximal 0,132 LSB mit einer maximalen Spannweite von 0,67 LSB. Unter Zuhilfenahme des berechneten Mittel-

werts lassen sich die Messwertverteilungen an den drei Frequenzpunkten zentrieren und gemeinsam in der Abbildung 74 darstellen.

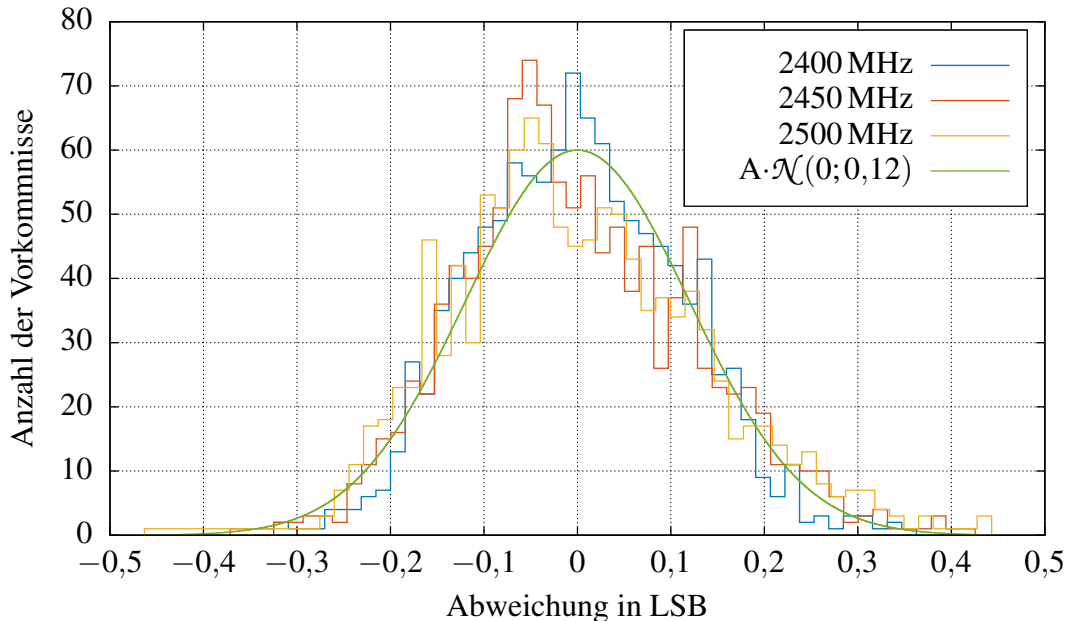


Abbildung 74: Um die Mittelwerte zentrierte Messwertverteilung für 3 Stimulusfrequenzen und einer Stichprobenzahl von 1155. Zum Vergleich ist eine um die Stichprobenzahl und das ADC-Averaging skalierte Standardnormalverteilung mit  $A=1155/64$  und der Standardabweichung von 0,12 gezeigt.

Die aufgenommenen Verteilungsfunktionen bei den drei Stimulusfrequenzen sind annähernd normalverteilt, wie im Vergleich mit der skalierten Standardnormalverteilung zu sehen ist. Dadurch ließe sich das Messergebnis durch weiteres Mitteln weiter verfeinern. Weiterhin machen sich keine größeren Störeinflüsse oder Verteilungsfehler bemerkbar. Für die Normalverteilung lassen sich Wahrscheinlichkeiten annehmen, mit denen Messwerte innerhalb eines gewissen Intervalls in Abhängigkeit von der Standardabweichung zu liegen kommen. Mithilfe dieser Wahrscheinlichkeiten lässt sich die Tabelle 19 aufstellen und somit der Zufallswertebereich für alle Stimulusfrequenzen vergleichen.

Aus der Tabelle lässt sich ablesen, dass in 99,73 % der Fälle der aufgenommene Messwert für eine Stimulusfrequenz von 2,5 GHz im Bereich  $\pm 0,396$  LSB um den Mittelwert zu liegen kommt. Dies entspricht einem maximalen Spannungsunterschied von etwa 1,24 mV am ADC-Eingang. Bei der Annahme einer Betragsempfindlichkeit des Gain/Phase-Analyzers von 30 mV/dB nach Herstellerdatenblatt ergibt sich dadurch eine rechnerische Betragsauflösung von 0,041 dB, welche für 99,73 % der Messwerte erreicht wird.

Die absolute Genauigkeit des integrierten Mikrocontroller-ADCs beträgt laut Datenblatt 2 LSB. In die absolute Genauigkeit fließt hierbei die integrale und die differentielle Nichtlinearität so-

$\Delta\sigma$	Wahrscheinlichkeit	Wertebereich bei 2400 MHz in LSB	Wertebereich bei 2450 MHz in LSB	Wertebereich bei 2500 MHz in LSB
$\pm 1$	68,27 %	$\pm 0,110$	$\pm 0,123$	$\pm 0,132$
$\pm 2$	95,45 %	$\pm 0,220$	$\pm 0,246$	$\pm 0,264$
$\pm 3$	99,73 %	$\pm 0,330$	$\pm 0,369$	$\pm 0,396$

Tabelle 19: Auftretswahrscheinlichkeiten von Messgrößen in Vielfachen der Standardabweichung über drei Stimulusfrequenzen.

wie Quantisierungs-, Gain- und Offsetfehler mit ein. Somit lässt sich über den gesamten Betriebsbereich des ADCs in Kombination mit der gemessenen Auflösungsschwankung die absolute Spannung in einem Bereich von 4,36 mV genau bestimmen. Hieraus lässt sich folgende absolute Betragsgenauigkeit von 0,15 dB über dem gesamten Betriebsbereich des ADCs erreichen.

**Statistische Verteilung der extrahierten Resonanzfrequenz** Im vorgestellten System wird der Betragsverlauf des gemessenen Reflexionsfaktors dazu verwendet, die Resonanzfrequenz ausfindig zu machen. Hierfür ist eine einfache Minimumsuche in der Firmware der Mobileinheit implementiert. Das Auflösungsvermögen hinsichtlich der Vermessung der Resonanzfrequenz der Sensorplatine ist einerseits durch die Betragsauflösung und Frequenzauflösung des Messsystems bestimmt, aber auch durch die Güte der Resonanz des Sensors. Je höher die Güte im jeweiligen Arbeitspunkt ist, umso stärker ist die Betragsänderung des Reflexionsfaktors in der Nähe der Resonanzfrequenz. Dadurch wird es für niedrigere Güten schwieriger, eine eindeutige Resonanzfrequenz zu identifizieren. Aus diesem Grund muss bei einer Untersuchung der statistischen Verteilung von aus der Messung bestimmten Resonanzfrequenzen ein ähnliches Reflexionsfaktorverhalten der Sensorplatine erzeugt werden, wie im tatsächlichen Anwendungsfall am Probanden. Der Idealfall wäre folglich die Aufnahme der Messdaten an einem Probanden. Da hier jedoch auch Quereinflüsse wie Temperaturänderungen und Bewegung zu einem verfälschten Ergebnis führen würden, wird für die Analyse der statistischen Verteilung von extrahierten Resonanzfrequenzen ein separater Messaufbau verwendet. Dieser Messaufbau besteht aus einer Messschaltungsplatine und der Versorgungsplatine, welche auch in der Mobileinheit Verwendung findet. Durch die Verwendung der Versorgungsplatine innerhalb des Messaufbaus sollen etwaige Störeinflüsse der Versorgungsspannung mit berücksichtigt werden, um eine akkurate Schätzung der Systemeigenschaften einer Mobileinheit zu bekommen. Über die Testbuchse auf der Messschaltungsplatine wird mittels eines Adapterkabels ein DUT kontaktiert, welches ein ähnliches Verhalten bezüglich des Reflexionsfaktors aufweist, wie eine Sensorplatine am zukünftigen Probanden. Um die Ähnlichkeit der beiden Reflexionsfaktorverläufe darzustellen, sind in Abbildung 75 die aufgenommenen Betragsausgänge des Gain/Phase-Analyzers von einer Messung mit einem Sensor, auf den unterschiedliche Ersatzflüssigkeiten aufgebracht

werden, und einer Messung mit dem kabelverbundenen DUT abgebildet. Die Reflexionsfaktorverläufe werden um die Resonanzfrequenz und den Betrag zueinander justiert, um speziell den Güteunterschied bzw. das Betragsverhalten in der Nähe der Resonanzfrequenz zu verdeutlichen.

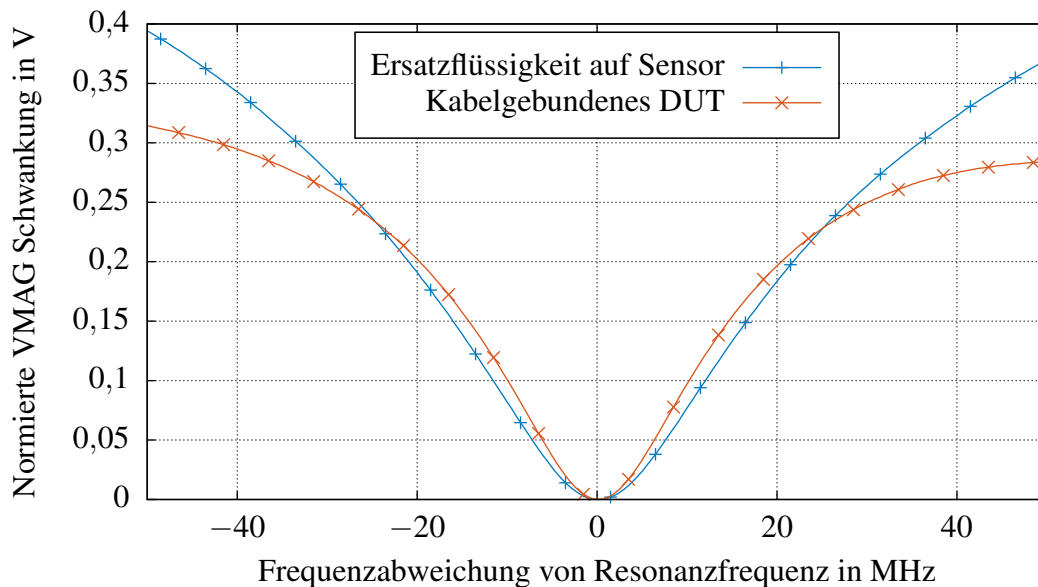


Abbildung 75: Vergleich des Betragsverhaltens um die Resonanzfrequenz des DUTs für einen mit einer Ersatzflüssigkeit vermessenen Sensor und dem für die Messreihe verwendeten, kabelgebundenen DUT. Die Ersatzflüssigkeit hat einen Acetonanteil von 42 %.

Es zeigt sich, dass durch das kabelgebundene DUT ein ähnlicher Spannungsverlauf am VMAG-Ausgang des Gain/Phase-Analyzers erzeugt werden kann, wie bei der Messung mit einer Sensorplatte, auf der sich die entsprechende Testflüssigkeit befindet. Somit ist die Rückführung von Ergebnissen, welche aus Messungen mit dem kabelgebundenen DUT gewonnen werden, auf die Messung mit der Sensorplatte und der Testflüssigkeit übertragbar und im Weiteren auf die tatsächliche Anwendung des Sensors am Probanden.

Für die Analyse der Messwertstreuung wird auf die Messschaltung die Standardfirmware aufgespielt, welche aus dem aufgenommenen Daten eines Frequenzsweeps das Betragsminimum extrahiert und zur Basisstation sendet. Über die externe Schnittstelle der Basisstation werden an einem Computer die empfangenen Daten gespeichert und statistisch ausgewertet. Für den beschriebenen Messaufbau ergeben sich nach der Aufnahme von 2000 Datenpaketen die statistischen Kennzahlen in Tabelle 20. Aus der Tabelle ist zu entnehmen, dass sich bei dem gegebenen DUT eine Standardabweichung von etwa 96,5 kHz ermitteln lässt bei einer maximalen Spannweite von 0,5 MHz. In Abbildung 76 ist die entsprechende Verteilungsfunktion der Messwerte gezeigt. Aus der Verteilungsfunktion ist zu erkennen, dass die über dem Mittel bestimmte Resonanzfrequenz im Wesentlichen zwischen zwei Messfrequenzen fällt. Eine genauere Bestimmung der Resonanzfrequenz des DUTs ist durch die Beschränkung der Mess-

Statistische Kenngröße	Wert
Mittelwert $\mu$ in MHz	2452,02
Standardabweichung $\sigma$ in kHz	95,6
Minimum in MHz	2452,00
Maximum in MHz	2452,50
Spannweite in MHz	0,5

Tabelle 20: Statistische Kenngrößen für extrahierte Resonanzfrequenzen aus 2000 Messdurchläufen.

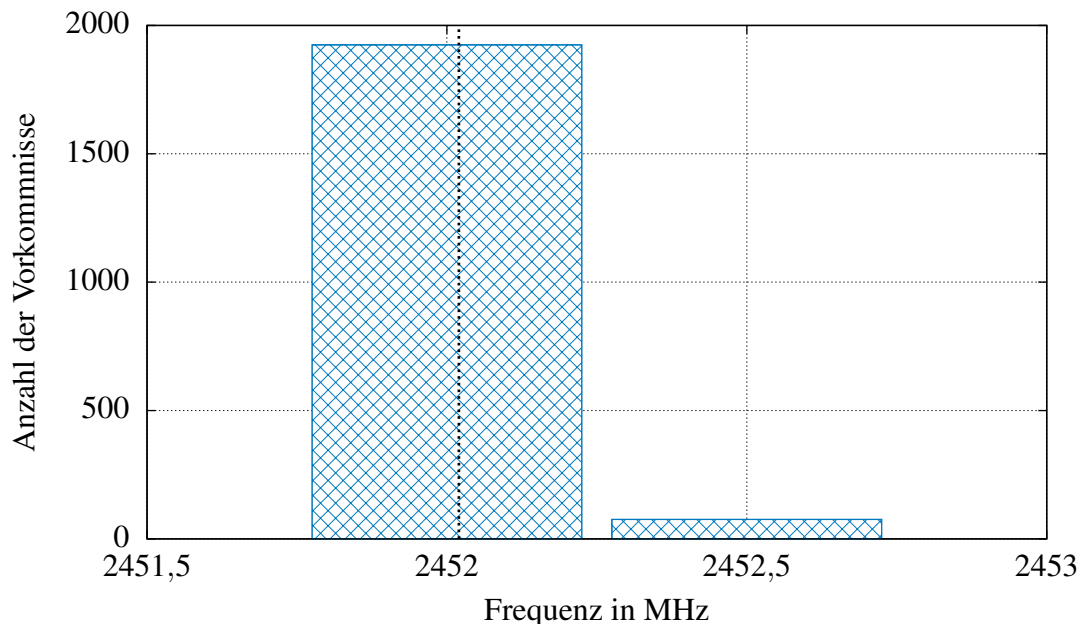


Abbildung 76: Messwertverteilung für extrahierte Resonanzfrequenzen über 2000 Messdurchläufe. Der Mittelwert ist gestrichelt dargestellt. Die binäre Verteilung besitzt 1924 Vorkommnisse (=96,2 %) bei einer Frequenz von 2452 MHz und 76 Vorkommnisse (=3,8 %) bei einer Frequenz von 2452,5 MHz.

schaltung hinsichtlich der Frequenzauflösung nicht möglich. Es ließen sich durch die Mittelung über mehrere Frequenzsweeps eventuell noch Aussagen darüber treffen, bei welcher Stimulusfrequenz die tatsächliche Resonanzfrequenz eher liegt. Allerdings ist aufgrund der Dauer eines Frequenzsweeps von etwa 0,8 s die Möglichkeit der Mittelung über mehrere Messdurchläufe begrenzt, da hier eventuell bereits eine zeitliche Änderung des eigentlichen Reflexionsfaktorbeitrags stattfinden könnte. Aufgrund der binären Verteilung der Anzahl der Vorkommnisse lässt sich nur sehr schwer eine Aussage darüber treffen, mit welcher Wahrscheinlichkeit innerhalb ei-



ner gegebenen Standardabweichung ein gewisses Messergebnis erwartet werden kann. Jedoch lässt sich resümieren, dass für eine einzelne Messung eine 96,2%-ige Wahrscheinlichkeit besteht, an dem Frequenzpunkt zu liegen, der dem Mittelwert näher gelegen ist. Die Auflösung in der Messgenauigkeit bezüglich der Resonanzfrequenz fällt damit mit der Grenze der Einstellbarkeit des Stimulussignals zusammen und beträgt 500 kHz.

## 15.2 Ableitung Systemgrenzen

Aus den beiden statistischen Verteilungen von aufgenommenen Betrags- und Frequenzwerten lassen sich nun Aussagen über die Systemgrenzen in Bezug auf die Anwendung in Dehydrationsstudien treffen. Es lässt sich dazu mit einer 99,73 %-igen Wahrscheinlichkeit annehmen, dass ein aufgenommener Betragswert innerhalb einer Standardabweichung von  $\pm 3\sigma$  um den tatsächlichen Messwert zu liegen kommt. Inklusive sämtlicher Nichtidealitäten des ADC ergibt sich hierdurch eine Messungenauigkeit von maximal 2,79 LSB. Dies entspricht einem Betragsunterschied von etwa 0,15 dB am Eingang des Gain/Phase-Analyzers, insofern dieser die im Datenblatt angegebene, typische Betragsempfindlichkeit von 30 mV/dB aufweist. Dadurch, dass das Verhältnis der Signalbeträge an den Eingängen des Gain/Phase-Analyzers proportional zum Reflexionsfaktorbetrag ist, lässt sich somit auch hier eine minimale Betragsauflösung von 0,15 dB ansetzen. Hinsichtlich der maximalen Frequenzauflösung ist die Messschaltung aufgrund der Einstellmöglichkeit des integrierten Transceiver-VCOs im verwendeten Mikrocontroller begrenzt. Weiterhin ist im Falle der Bestimmung der Resonanzfrequenz anhand des Betragsminimums im Verlauf die maximale Frequenzauflösung von der Güte der Resonanz der Sensorplatine abhängig. Es kann jedoch in Messungen gezeigt werden, dass in anwendungsnahen Szenarien die Frequenzauflösung nicht wesentlich von der Einstellbarkeit des Transceiver-VCOs abweicht und sich daher zu einem Wert von 500 kHz ergibt. In Tabelle 21 sind die Betrags- und Frequenzempfindlichkeiten der Sensorplatine aus Tabelle 7 und die Leistungsparameter der Messschaltung gegenübergestellt.

Es lässt sich erkennen, dass die Sensorstruktur hinsichtlich des Betrages nur eine geringe Empfindlichkeit hinsichtlich einer Hydrationschwankung aufweist. Daher kann durch die begrenzte Betragsauflösung der Messschaltung keine hinreichend genaue Aussage über eine Änderung des Hydrationszustandes getroffen werden. Nur für den günstigen Messfall, bei dem sich die Nichtidealitäten des ADCs aufheben, ließe sich eine Hydrationschwankung von etwa 0,8 % bis 3,1 % identifizieren. Jedoch besitzt die Sensorstruktur hinsichtlich der Resonanzfrequenz eine relativ hohe Empfindlichkeit hinsichtlich einer Hydrationschwankung. Mit der gegebenen Frequenzauflösung der Messschaltung lässt sich daher eine Hydrationschwankung im Bereich von 0,41 % bis 0,67 % erfassen. Im Hinblick auf Dehydrationsstudien, bei welchen eine Hydrationschwankung von bis zu 5 % provoziert wird, ist diese Auflösungsgenauigkeit somit vollkommen ausreichend. Dies bestätigt die Eignung des Messsystems für den Einsatz in entsprechenden Probandentests.

Systemgröße	Wert
Betragsempfindlichkeit Sensor, minimal	0,013 dB/Hyd.%
Betragsempfindlichkeit Sensor, maximal	0,050 dB/Hyd.%
Betragsauflösung Messschaltung, minimal	0,041 dB
Betragsauflösung Messschaltung, maximal	0,15 dB
Frequenzempfindlichkeit Sensor, minimal	0,75 MHz/Hyd.%
Frequenzempfindlichkeit Sensor, maximal	1,21 MHz/Hyd.%
Frequenzauflösung Messschaltung	0,50 MHz

Tabelle 21: Systemparameter und Systemgrenzen des vorgestellten Messsystems hinsichtlich einer prozentualen Hydrationschwankung. Die minimale Betragsauflösung der Messschaltung gilt für die Vernachlässigung der Nichtidealitäten des ADCs.

### 15.3 Analyse Systemlaufzeit

Eine abschließende Analyse der Systemlaufzeit soll die Systemanalyse komplettieren. Ausgehend von einem maximalen Ladezustand des Akkumulators in einer Mobileinheit werden solange Messdurchläufe ausgeführt, bis die Spannung der integrierten Versorgung nicht mehr ausreicht, um die Schaltung zu versorgen. Dabei wird die Zeit, die verstreicht und die Anzahl der übertragenen Datenpakete gemessen, bis die Mobileinheit keine Datenpakete mehr versendet. Um die Dauer der Messung nicht unnötig in die Länge zu ziehen, wird die Messrate der Mobileinheit maximiert. Dazu wird im Gegensatz zur ursprünglichen Software der Mikrocontroller nicht in einen Schlafzustand versetzt, sondern beginnt direkt nach Absenden des alten Datenpakets mit einem neuen Messdurchlauf. Mithilfe einer Abschätzung des Standby-Stroms während der Schlafphase des Mikrocontrollers und der späteren Messrate der Mobileinheit kann so eine Systemlaufzeit angegeben werden.

In Abbildung 77 ist die stilisierte, normierte Stromaufnahme der Messschaltung für die Messreihe gezeigt. Innerhalb der Dauer  $t_{\text{run}}$  findet die Messung, Datenextraktion und das Absenden des Datenpakets statt. Es werden dabei, wie im späteren Einsatzfall der Mobileinheit, nur die Daten vom Betragsausgang des Gain/Phase-Analyzers aufgenommen und der Phasenausgang ignoriert. Die Gesamtdauer  $t_{\text{mess}}$  ist durch das Messende mit dem Ausbleiben von gesendeten Datenpaketen definiert. Über die Anzahl der Pakete lässt sich folglich auf die Dauer  $t_{\text{run}}$  rückschließen. Bei dem tatsächlichen Einsatz der Mobileinheit wird zwischen den Messdurchläufen eine gewisse Standby-Zeit eingeräumt, um den Übertragungskanal auch für andere Teilnehmer freizugeben. In Abbildung 78 ist ein stilisierter, normierter Verlauf der Stromaufnahme über der Zeit gezeigt. Innerhalb der Standby-Zeit  $t_{\text{sby}}$  nimmt die Mobileinheit einen normierten Strom von  $I_{\text{sby}}$  auf. Die Messdauer  $t_{\text{run}}$  ist dabei identisch zu der aus der Messreihe, ebenso wie der normierte Strom in der Darstellung. Der Zeitpunkt  $t_{\text{sys}}$  markiert dabei das Ende der Funktionalität der Schaltung und ist diejenige Größe, welche als Systemlaufzeit abgeschätzt wird.

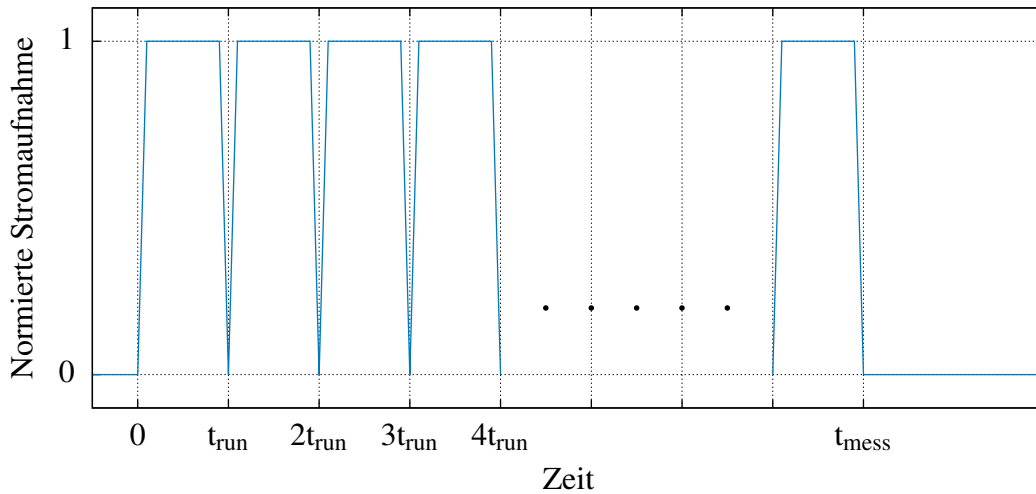


Abbildung 77: Stilistischer Verlauf der Stromaufnahme während der Messreihe für die Abschätzung der Systemlaufzeit. Die Normierung erfolgt auf die Stromaufnahme während eines Messdurchlaufs. Die Messdurchläufe sind in möglichst kurzen Abständen aneinandergereiht.

Wenn Selbstentladungseffekte des Akkumulators vernachlässigt werden können, muss in beiden Stromaufnahmeprofilen die Fläche unter den Verlaufskurven identisch sein. Durch Approximieren der Flächen unter den Messkurven mit Rechtecken und Gleichsetzen der sich ergebenden Gesamtflächen, lässt sich ein  $t_{\text{sys}}$  nach Gleichung 22 angeben.

$$t_{\text{sys}} = t_{\text{mess}} \cdot \left( \frac{t_{\text{run}} + t_{\text{sby}}}{t_{\text{run}} + t_{\text{sby}} I_{\text{sby}}} \right) \quad (22)$$

Einige Grenzfälle treten ein, wenn  $t_{\text{sby}}$  oder  $I_{\text{sby}}$  gegen 0 gehen. Für den Fall, dass  $t_{\text{sby}}$  gegen 0 geht und damit keine Standby-Zeit eingeplant wird, ist die Systemlaufzeit gleich  $t_{\text{mess}}$ . Für den Fall, dass  $I_{\text{sby}}$  gegen 0 geht, ist die Systemlaufzeit davon abhängig, wie groß die Standby-Zeit ist. Bei einer unendlichen Standby-Zeit wäre somit auch eine unendliche Systemlaufzeit gegeben. Umgekehrt konvergiert die Systemlaufzeit  $t_{\text{sys}}$  für eine unendlich lange Standby-Zeit und einen endlichen Standby-Strom gegen den Faktor  $t_{\text{mess}}/I_{\text{sby}}$ .

In der konkreten Messung mit nahtlos aneinandergereihten Messdurchläufen wird eine Laufzeit  $t_{\text{mess}}$  von 14520 s mit einer Paketanzahl von 46704 festgehalten. Daraus lässt sich  $t_{\text{run}}$  zu einer Dauer von 0,31 s berechnen. Für unterschiedliche  $I_{\text{sby}}$  kann nun ein Faktor  $t_{\text{sys}}/t_{\text{mess}}$  gegen die Standby-Zeit abgeleitet werden. In Abbildung 79 ist dieser Faktor dargestellt.

Es ist zu erkennen, dass es für eine Stromaufnahme im Standby von einem Zehntel der Stromaufnahme der Messung nahezu unerheblich ist, ob eine Standby-Zeit von 200 s oder 600 s gewählt wird. In diesem Fall beträgt der Grenzwert der Systemlaufzeit das 10-fache der gemessenen Systemlaufzeit  $t_{\text{mess}}$ , der bereits bei etwa 100 s nahezu erreicht ist. Für niedrigere, normierte Standby-Ströme von 0,001 lässt sich in dem Zeitrahmen bis 600 s sehr wohl ein Un-

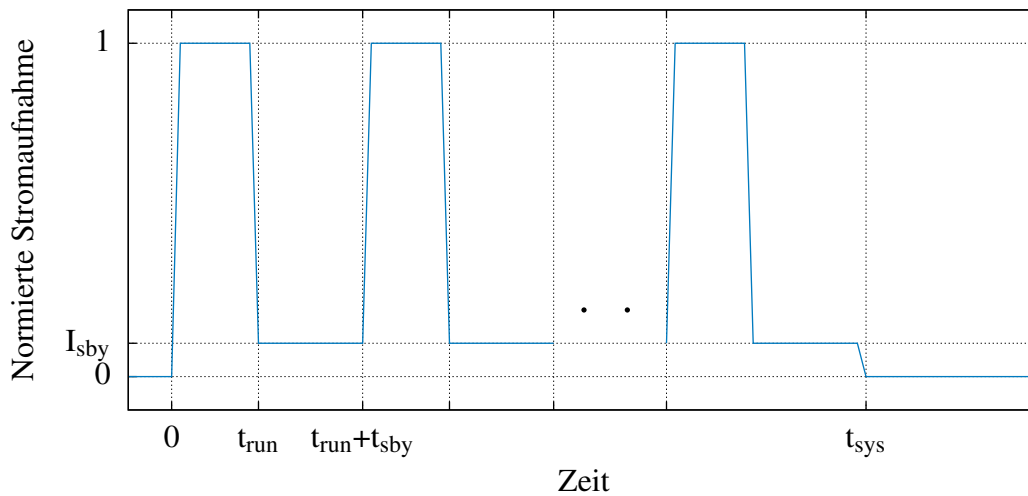


Abbildung 78: Stilistischer Verlauf der Stromaufnahme während des Betriebs mit Standby-Phasen. An die Phase des Messdurchlaufs folgt eine definierte Standby-Zeit  $t_{sby}$  in der die normierte Stromaufnahme  $I_{sby}$  beträgt.

terschied in der Systemlaufzeit beobachten, wobei hier eine maximale Systemlaufzeit von bis zu etwa dem 400-fachen von  $t_{mess}$  und damit einer Dauer von über 67 Tagen erreichbar ist.

Im Hinblick auf die Realisierung der Standby-Phase würde im Idealfall die Aktivierung des Schlafmodus direkt bei dem Spannungswandler der Betriebsspannung erfolgen. Dieser lässt sich über einen separaten Steuereingang abschalten, sodass die Stromaufnahme auf der Versorgungsseite auf bis zu  $3 \mu A$  absinkt. Da dieser Modus jedoch auch die Betriebsspannung zum Mikrocontroller trennt, müsste eine separate Aufwachlogik implementiert werden, um die zeitliche Steuerung der Standbyphasen zu übernehmen. In der aktuellen Implementierung ist diese Aufwachlogik noch nicht integriert, aber es lässt sich annehmen, dass diese Logik ebenfalls noch einen kleinen Anteil zum Standby-Strom beitragen wird. Mit einer konservativen Schätzung eines Standby-Stroms von  $10 \mu A$  und einer Stromaufnahme während der Mess- und Übertragungsphase von typisch  $32,5 \text{ mA}$  aus Datenblattinformationen ( $13,5 \text{ mA}$  Transceiver,  $19 \text{ mA}$  Gain/Phase-Analyzer) lässt sich damit rechnerisch bei einer Standby-Zeit von 2 Minuten eine durchgängige Laufzeit von bis zu 58 Tagen erreichen.

In der vorliegenden Implementierung ist die Stromaufnahme des Gain/Phase-Analyzers mit typischerweise  $19 \text{ mA}$  der begrenzte Faktor für die Systemlaufzeit einer einzelnen Mobileinheit, da dieser Baustein über keinerlei Standby-Funktionalität verfügt. Damit ist nur über ein Absenken der Betriebsspannung eine Minimierung der Stromaufnahme des Bausteins möglich. Für das gegebene System ist daher bei einer Standby-Zeit von 2 Minuten und einem Standby-Strom von  $19 \text{ mA}$  die Laufzeit auf etwa 7 h zu schätzen. Es ließe sich die Standby-Zeit bis auf 20 s reduzieren und die Laufzeit würde sich nur geringfügig auf 6,9 h minimieren. Diese Tatsache verdeutlicht, dass die Systemlaufzeit maßgeblich davon bestimmt wird, wie klein das Verhältnis

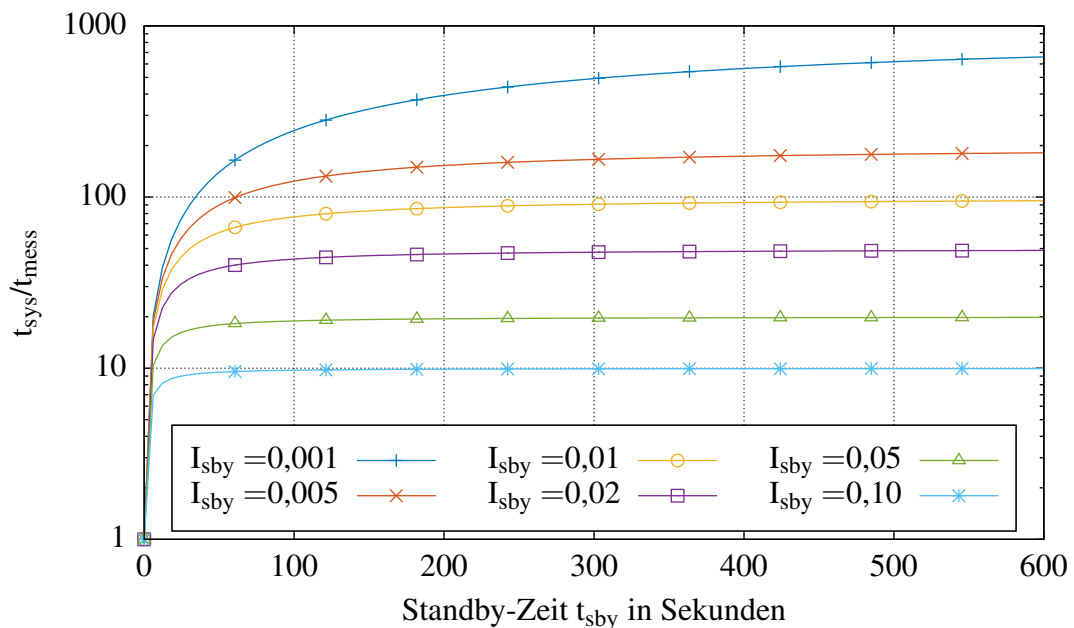


Abbildung 79: Geschätztes Laufzeitverhältnis aus  $t_{sys}/t_{mess}$  für  $t_{run} = 0,31$  s über unterschiedliche, normierte Standby-Ströme  $I_{sby}$ .

des Standby-Stroms zur Stromaufnahme während des Messdurchlaufs ist. Nachdem die maximale Systemlaufzeit erreicht ist, kann die Mobileinheit über die seitlich am Gehäuse zugängliche Micro-USB-Ladebuchse problemlos neu beladen werden. Zusätzlich muss sich zeigen, ob die Tragedauer von 7 h dem Tragekomfort nicht bereits abträglich ist oder ob ein Wechsel der Mobileinheit eine willkommenen Alternative zum Verbinden eines Ladekabels darstellt. Unter der Annahme einer Standby-Zeit von 20 s kann mit dem implementierten System während eines Messtages über eine Dauer von 14 h und einem einmaligen Wechsel der Mobileinheit eine hohe Datenverfügbarkeit von etwa 2500 Messpunkten über den Tag erreicht werden. Auf den konkreten Studienfall für einen Probandentest übertragen, ist eine durchgängige Erfassung von Daten über eine Laufzeit von etwa 4-5 Tagen wünschenswert. Dies kann durch das zur Verfügung Stellen von zwei Mobileinheiten pro Proband oder einer Ladephase während des Betriebs erfolgen.



## Teil V

# Zusammenfassung und Ausblick

## 16 Zusammenfassung

Für die Verifikation des Zusammenhangs zwischen Materialeigenschaften von biologischem Gewebe im Körper und einer Hydrationschwankung ist es notwendig, Studien an Menschen durchzuführen. Um die statistische Signifikanz entsprechender Studien zu maximieren, muss die Probenanzahl und folglich die Anzahl der Probanden möglichst hoch sein. Dies lässt sich wiederum nur durch die Verfügbarkeit einer entsprechenden Messinfrastruktur bewältigen. Um den logistischen Herausforderungen einer großen Probandenzahl nachzukommen und die Studien in einem angemessenen Zeitrahmen durchführen zu können, werden Messsysteme benötigt, welche tragbar, flexibel einsetzbar und gleichzeitig kosteneffizient sind.

Eine eben solche Infrastruktur mit den entsprechenden Messsystemen wird in dieser Arbeit vorgestellt. Mit den vorgestellten Komponenten kann die Durchführung von groß angelegten Dehydrationsstudien begleitet werden und es können essentielle Erkenntnisse über das Verhalten der Materialeigenschaften an spezifischen Messstellen am menschlichen Körper gewonnen werden. Die Realisierung der Messinfrastruktur sieht dabei die Verwendung von einem auf einer Sternarchitektur basierenden Kommunikationsnetz vor. Innerhalb dieses Kommunikationsnetzes gibt es eine Vielzahl von Mobileinheiten, welche sich an den Messstellen der Probanden befinden und dort die Messung und Messdatenextraktion vornehmen. Zentral befindet sich eine stationäre Basisstation, an welcher die von den Mobileinheiten drahtlos versendeten Datenpakete mit den Messdaten gesammelt werden. Weiterhin können die Messverläufe grafisch dargestellt werden, während sie gleichzeitig an einer externen Schnittstelle für weitere Geräte verfügbar sind. Im Lauf der Arbeit werden sowohl der Entwurf, als auch die Realisierung und die messtechnische Verifikation einzelner Komponenten und des Gesamtsystems erläutert und bewertet. Die Einzelbestandteile sind dabei ein resonanter Permittivitätssensor mit Silikonauflage, eine Messschaltung basierend auf einem Reflektometeraufbau und die Versorgungsplatine, welche für den drahtlosen Betrieb der tragbaren Mobileinheiten sorgt. Die Komponenten der Messinfrastruktur, und damit des Gesamtsystems, bilden die Basisstation und die Mobileinheit.

Für den Entwurf und die Optimierung der Kernkomponente des Messsystems, dem Permittivitätssensor, wird zunächst ein Modell entwickelt, welches die Änderung der elektromagnetischen Materialeigenschaften unter dem Einfluss einer Hydrationschwankung berücksichtigt. Zusätzlich werden mehrere, parametrierbare Modelle zur Darstellung des Verwachsungsgrades und der Dicken der Gewebeschichten implementiert, welche dazu dienen, interpersonelle Schwankungen an der Messstelle zu berücksichtigen. Fertigungstechnische Aspekte wie Prozesstoleranzen beim Herstellen der Sensorplatine werden beleuchtet und eine simulative SAR-Analyse des Sensors wird durchgeführt, um sicherzustellen, dass von dem Messsystem und der Messung an sich keine Gefährdung für den Probanden ausgeht. Hinsichtlich des technologi-

schen Aspekts wird für die Aufbringung der Silikonpassivierungsschicht auf die Sensorplatte ein Bauvorschlag für einen Hilfsrahmen unterbreitet. Mit diesem ist es möglich, die gewünschte Passivierungsdicke mit der benötigten Präzision aufzubringen. Der gefertigte Sensor wird mittels einer eigens konzipierten Ersatzflüssigkeit, einer binären Mischung aus Aceton und Methanol, messtechnisch charakterisiert. Aus der guten Übereinstimmung zwischen der Messung und der Simulation des Sensors lässt sich eine Empfindlichkeit von 0,75 MHz bis 1,21 MHz pro prozentualer Hydrationschwankung ableiten, welche in Kombination mit der vorgestellten Messschaltung eine ausreichende Genauigkeit bietet.

Die entworfene Messschaltung basiert auf einem Reflektometeraufbau, bei dem kommerziell erhältliche Bausteine für die Implementierung verwendet werden. Ein Mikrocontroller übernimmt dabei die Erzeugung der Messstimulus, die Steuerung der Messung, der Messdatenextraktion und die Datenübertragung an die zentrale Basisstation der Infrastruktur. Bei der Hochfrequenzmessschaltung sind dabei viele Testmöglichkeiten implementiert, welche sowohl eine messtechnische Verifikation der Schaltung erleichtern, als auch die Verwendung als eigenständigen Netzwerkanalyser ermöglichen. Für die Stimuluserzeugung wird ein undokumentierter Modus des Mikrocontrollers verwendet, welcher es erlaubt, Messfrequenzen innerhalb eines 500 kHz Rasters zu erzeugen. Diese Auflösung ist ausreichend für eine gute Charakterisierung des Permittivitätssensors und erfüllt damit effizient die Anforderungen der gegebenen Messanwendung. Die Funktionalität und Leistungsfähigkeit der Messschaltung kann dabei ebenfalls anhand mehrerer Teilmessungen bestätigt werden.

Um die Messschaltung innerhalb einer tragbaren Mobileinheit mit Strom zu versorgen, wird eine entsprechende Versorgungsplatte mit einem integrierten LiPo-Akkumulator entworfen und es werden die Entwurfskriterien des Powermanagements erläutert.

Eine Kombination dieser Einzelkomponenten erlaubt es nun, eine weitere Integrationsstufe zu erreichen und die beiden Hauptbestandteile der Messinfrastruktur, der Basisstation und einer Mobileinheit zu realisieren.

Die Basisstation wird dabei in ein stationäres Pultgehäuse mit grafischer Anzeigeeinheit integriert. Die flexiblen Test- und Konfigurationsmöglichkeiten einer Messschaltungsplatte werden dabei gezielt genutzt, um sie für den Einsatz in einer Basisstation anzupassen und zu verwenden. Für den Betrieb der Basisstation sind 4 Betriebsmodi implementiert, mit welchen auf die jeweilige vorliegende Messsituation reagiert werden kann. Neben der Fähigkeit, die Messdaten mehrerer Mobileinheiten gleichzeitig darstellen zu können, werden auch andere Testfälle, wie beispielweise mit Fokus auf besonders hohem Datenaufkommen, untersucht, wobei alle Betriebsarten der Basisstation erfolgreich verifiziert werden können.

Der Verbund aus Sensorplatte, Messschaltungsplatte und Versorgungsplatte bildet die Basis für eine einzelne Mobileinheit. Die Einzelkomponenten werden dazu in ein kompaktes Gehäuse mit den Außenabmessungen 63x55x28 mm<sup>3</sup> integriert, was eine flexible Anwendung des Messsystems am Probanden ermöglicht. Mittels Messungen an einem Probanden kann die Funktionalität und Einsetzbarkeit der Mobileinheit sowie des integrierten Sensors bestätigt werden. Aus Langzeitmessungen am System können ferner durch statistische Auswertung die Auflösungsgrenzen des Messsystems bestimmt werden. Unter Zuhilfenahme des entsprechen-



den Modells, welche eine Permittivitätsänderung mit einer Hydrationschwankung verknüpft, lässt sich zeigen, dass es mit dem realisierten Messsystem möglich ist, eine minimale, physiologische Hydrationschwankung von etwa 0,41 % bis 0,67 % aufzulösen. Insgesamt betrachtet ist der Einsatz des Systems innerhalb einer folgenden Dehydrationsstudie gerechtfertigt, da bei diesen eine Hydrationschwankung von etwa 2 % bis 5 % provoziert wird. Die realisierte Messinfrastruktur ist kosteneffizient, wodurch sich ein deutlicher Skalierungsvorteil im Vergleich zu anderen kommerziellen Messaufbauten ergibt. Die gefertigte Mobileinheit überzeugt durch ihre Kompaktheit, Portabilität und dem Vorteil der drahtlosen Messdatenübertragung, welche sie äußerst flexibel in ihrer Einsetzbarkeit am Menschen macht. Letztendlich kommt dies nicht nur dem Probanden durch einen hohen Tragekomfort zu Gute, sondern auch der eigentlichen Intention der Studie, der Überprüfung des Zusammenhangs von Materialeigenschaften mit einer physiologischen Hydrationschwankung.



## 17 Ausblick

Nachdem die geeignete Messinfrastruktur mit den zugehörigen Komponenten geschaffen wurde, besteht der nächste Schritt darin, sie in einer Studie einzusetzen. Aus den gewonnenen Studienergebnissen ließe sich ein messtechnisch verifizierter Zusammenhang zwischen der Änderung der elektromagnetischen Materialeigenschaften an der Messstelle und einer provozierten Hydrationschwankung herstellen. Die gewonnenen Ergebnisse können schließlich auf diverse Anwendungsfälle im medizinischen, beruflichen oder Lifestyle-Bereich übertragen werden, und dort zu neuen, interessanten Anwendungsmöglichkeiten führen. Nur aus den Studien lassen sich auch weitere, wichtige Informationen gewinnen, wie etwa den Einfluß von Quergrößen wie Bewegung, Körpertemperatur oder Schweißbildung auf die eigentliche Messung. Hier bieten sich viele weitere Anknüpfungspunkte, wie beispielsweise die Implementierung von lernfähigen Systemen zur Messdatenextraktion, mit welchen eben diese Einflüsse erkannt und korrigiert werden können.

Aus Messungen an der Mobileinheit zeigte sich bereits, dass trotz der Optimierung des Sensors auf die Messstelle am Unterarm auch eine Verwendung an anderen Messstellen am Körper denkbar und möglich ist. Somit können auch alternative Messstellen untersucht und ausgewertet werden und weitere Erkenntnisse liefern. Eine Kombination aus mehreren, am Körper verteilten Mobileinheiten, deren Daten geschickt miteinander kombiniert werden, bietet hier ebenfalls noch weiteres Untersuchungspotential.

Die Erkenntnisse aus entsprechenden Studien können ebenfalls als Grundlage für den Entwurf neuartiger Messsysteme dienen, welche einen noch höheren Integrationsgrad besitzen. Ein entsprechender Ansatz zu einer weitergehenden Miniaturisierung wird als alternativer Lösungsvorschlag bereits in Teil VI analysiert und diskutiert. Der vorgestellte Miniaturisierungsansatz kann dabei den Weg hin zu einer Integrationsdichte weisen, bei der eine Implementierung des Systems innerhalb einer Smartwatch oder eines vergleichbaren Wearables möglich ist.



## Teil VI

# Alternativer Ansatz

Um eine weitergehende Miniaturisierung der Messschaltung voranzutreiben und damit eine Integration in bestehende Smartwatchsysteme zu ermöglichen, wird ein System vorgestellt, welches anstatt des kommerziellen Gain/Phase-Analyzers eine alternative Betrags- und Phasenvergleicharchitektur verwendet. Im Gegensatz zu dem verwendeten kommerziellen Baustein AD8302 ist keine Phasendoppeldeutigkeit vorhanden. Vorgestellt wird die Verwendung einer sogenannten Sixportarchitektur, deren Geschichte bis in 70er-Jahre zurückreicht [78] [79]. Diese Schaltung bietet die Möglichkeit, durch mehrere Leistungsmessungen auf ein Betrags- und Phasenverhältnis von zwei Signalen rückzuschließen. Die vorgestellte Architektur ist als Sixportkorrelator in [80] beschrieben und besteht im Wesentlichen nur aus passiven Komponenten, wodurch eine gute Reflexionsanpassung an den Messtoren im Vergleich zu aktiven Komponenten erreicht werden kann. Innerhalb des Sixports sind mehrere Kopplerstrukturen derartig verschaltet, dass die zwei Eingangssignale betrags- und phasenmäßig unterschiedlich überlagert und an 4 Ausgangsports zur Verfügung gestellt werden. Die Anschlussports des Sixportkorrelators werden mit P1 bis P6 durchnummeriert, die Anzahl der Ports gibt der Schaltung ihren Namen. Durch eine Betragsdetektion an den jeweiligen Ausgängen mittels Leistungsdetektoren kann anschließend auf das Betrags- bzw. Phasenverhältnis der beiden Eingangssignale geschlossen werden. In Abbildung 80 ist der Einsatz einer Sixportkorrelatorstruktur als Alternative zum kommerziellen Gain/Phase-Analyzer zur Reflexionsfaktormessung gezeigt. Die Leistungsdetektoren werden exemplarisch durch vier Diodenblöcke dargestellt. Eine entsprechende Tiefpassfilterung nach den Leistungsdetektoren ist der Übersichtlichkeit halber nicht mit abgebildet. Die beiden Eingangsports P1 und P2 des Sixports sind mit dem Referenz Ausgang und dem Messausgang des Reflektometers verbunden. Aus den gemessenen Leistungen an den Ausgangsports P3 bis P6 kann ein Wert bestimmt werden, der proportional zum Reflexionsfaktor des angeschlossenen DUTs ist. Der Sixportkorrelator an sich besteht aus einer geschickten Verschaltung mehrerer Kopplerstrukturen, welche beispielsweise als Leitungskoppler und Leistungsteiler in Mikrostreifenleitungstechnik realisiert sind. Dadurch, dass sich die Abmessungen der Leitungskoppler durch die benötigten Phasenbeziehungen innerhalb der Komponente mit sinkender Frequenz stetig vergrößern, würde eine Realisierung bei 2,45 GHz in reiner Mikrostreifenleitungstechnik eine sehr große Fläche einnehmen und wäre somit nicht für eine monolithische Integration geeignet. Durch die Verwendung von konzentrierten Bauelementen an Stelle der Leitungskomponenten ist es jedoch möglich, die komplexe Impedanz einer entsprechenden Leitung innerhalb eines kleinen Frequenzbereichs nachzubilden und auf diese Art und Weise eine Koppelstruktur zu realisieren. Damit lässt sich der Sixportkorrelator auf einen monolithisch integrierten Halbleiterchip übertragen und einsetzen. In Abbildung 81 ist die Realisierung eines auf dem Bipolarprozess b7hf200 der Firma Infineon Technologies AG gefertigten Sixportkorrelators und dessen Verdrahtung auf einer Evaluationsplatine gezeigt.

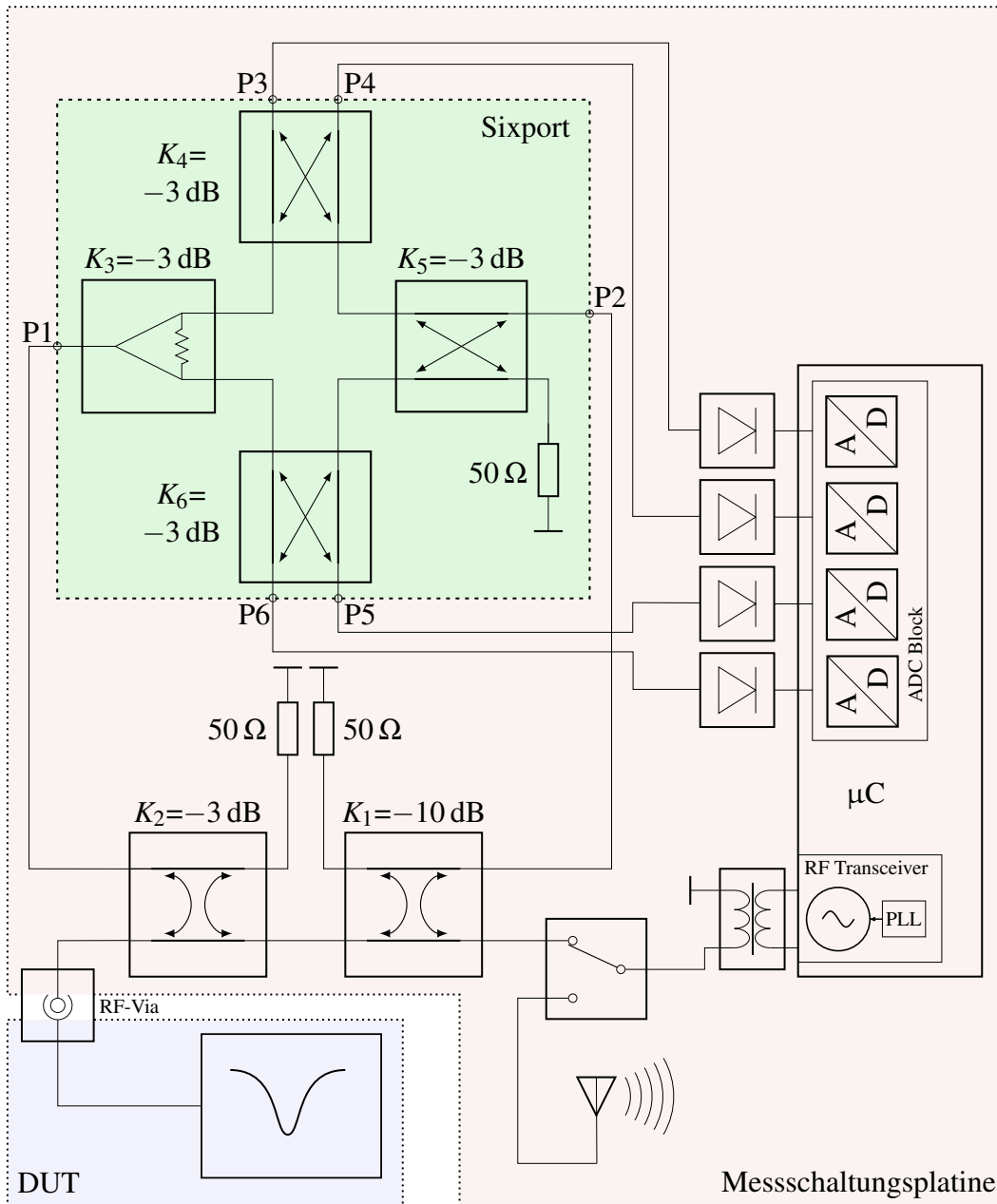


Abbildung 80: Alternativer Aufbau einer Messschaltung mit Verwendung eines Sixportkorrelators für den Betrags- und Phasenvergleich von Referenz- und Messausgang des Reflektometers.

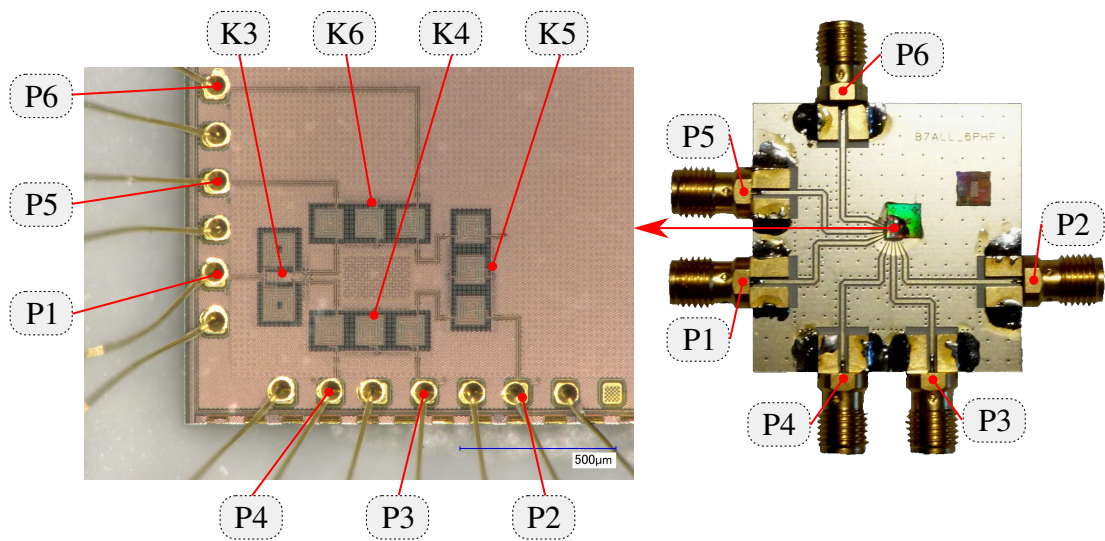


Abbildung 81: Chipmikrofotografie (links) und Evaluationsplatine (rechts) für einen monolithisch integrierten Sixportkorrelator.

Aus Messungen an dieser Evaluationsplatine wird ein S-Parametermodell erzeugt, welches ferner in eine Schaltungssimulation mit Keysight Advanced Design System (ADS) integriert wird. Die restlichen Komponenten des Reflektometers werden ebenfalls in der Simulationsumgebung nachempfunden, wobei bei den beiden Kopplern im Reflektometertestset auf Herstellermodelle zurückgegriffen wird. Um die Betrags- und Phasencharakteristik des Sixports zu analysieren, wird an dem DUT-Anschluss eine in der Länge parametrierbare Leitung in Serie zu einem parametrierbaren Dämpfungsglied und einer Kurzschlussverbindung eingefügt. Über eine selektive Änderung der Leitungslänge oder einer Veränderung der Dämpfung des Dämpfungsglieds kann der Reflexionsfaktor des DUTs in Betrag und Phase eingestellt werden. In Abbildung 82 ist die Schaltungssimulation aus ADS gezeigt. Innerhalb der Schaltungskomponente des Sixports ist der entsprechende S-Parameter-Block aus der Messung der Evaluationsplatine eingefügt. In der Schaltungssimulation wird die Funktionalität des Sixports als geeigneter Betrags- und Phasendetektor verifiziert. Der Zusammenhang zwischen den Leistungen  $P_{3..6}$  an den korrespondierenden Ausgängen P3 bis P6 des Sixportkorrelators und dem Betrags- und Phasenunterschied der beiden Eingangssignale des Sixports lässt sich dabei im Idealfall durch die Gleichungen 23 und 24 ausdrücken.

$$\text{Betragsunterschied} = \sqrt{(P_3 - P_4)^2 + (P_5 - P_6)^2} \quad (23)$$

$$\text{Phasenunterschied} = \arctan\left(\frac{P_3 - P_4}{P_5 - P_6}\right) \quad (24)$$

Diese Gleichungen werden in die Simulation übertragen und in einen äquivalenten Betrags-

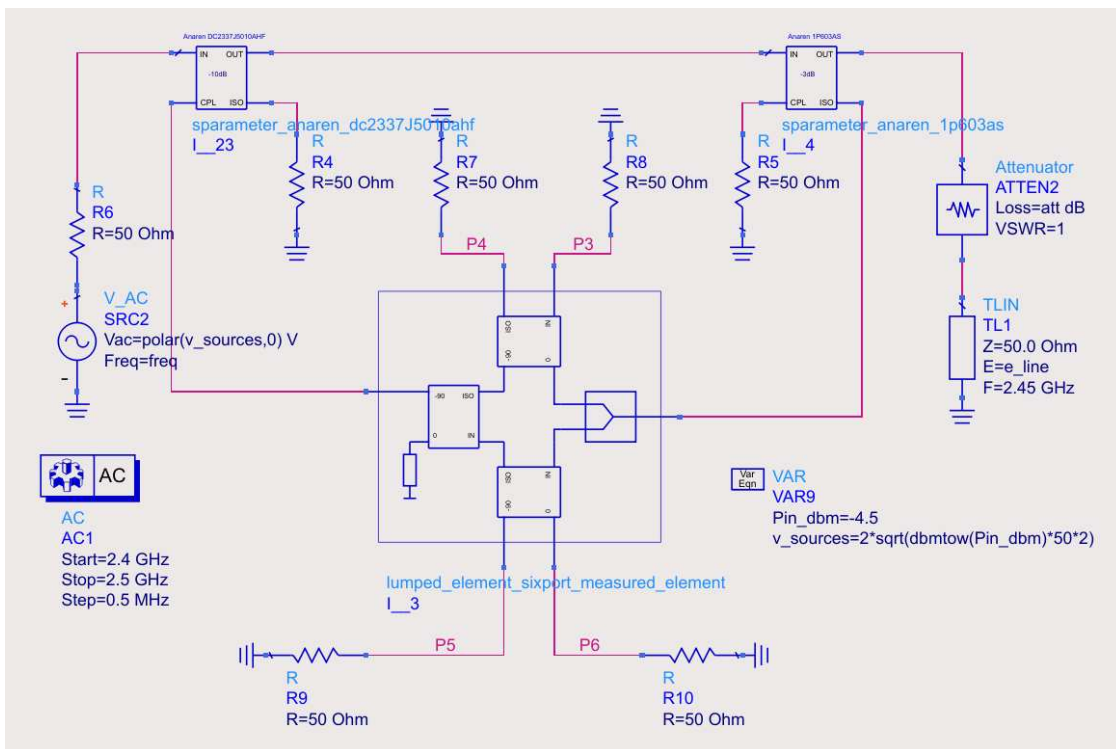


Abbildung 82: ADS-Simulationsumgebung für die Verifikation der alternativen Messschaltung als Betrags- und Phasenvergleich.



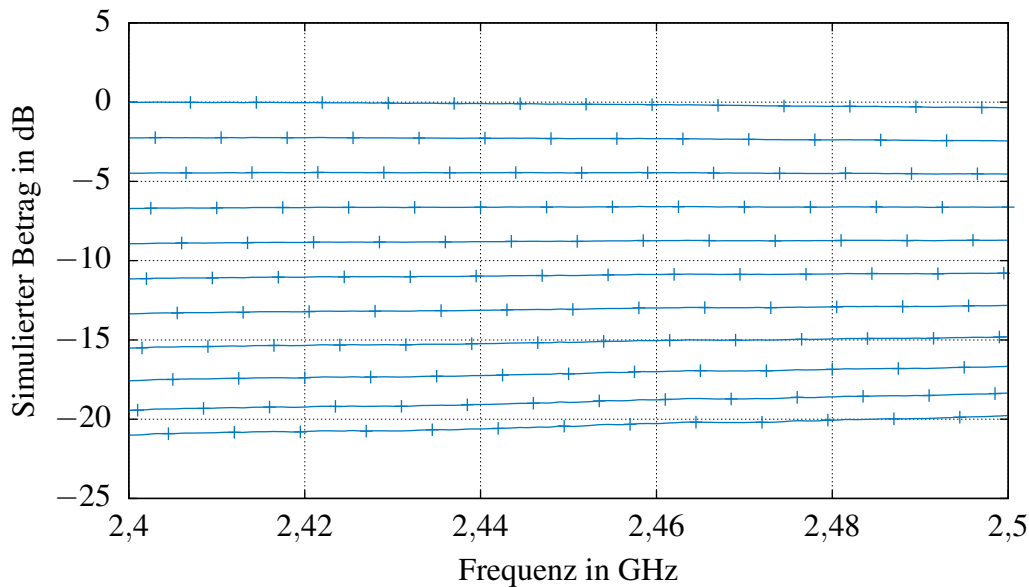


Abbildung 83: Simulierter Reflexionsfaktorbetrag der alternativen Messschaltung für eine DUT-Variation von 0 dB bis -20 dB in 2 dB Schritten.

und Phasenwert umgerechnet. Zunächst wird der Betrag des Reflexionsfaktors des DUTs von 0 dB bis -20 dB in 2 dB Schritten parametrisiert und daraus das Betragsverhalten der Schaltung ermittelt. Die Ergebnisse der Simulation für den Frequenzbereich von 2,4 GHz bis 2,5 GHz sind in Abbildung 83 dargestellt.

In dieser Darstellung ist die simulierte Schrittweite von 2 dB im Reflexionsfaktorbetrag gut zu erkennen, wobei auch eine gewisse Frequenzabhängigkeit beobachtet werden kann. Diese Abweichungen sind den Nichtidealitäten der Koppler innerhalb des Sixports und innerhalb des Reflektometers geschuldet. Weiterhin fließen die Verdrahtungseffekte der Evaluationsplatine mit in die Simulation mit ein. Insgesamt betrachtet lassen sich allerdings alle simulierten Betragswerte einwandfrei zueinander zuordnen und unterscheiden. Die Betrachtung der Abweichung vom tatsächlichen Reflexionsfaktorbetrag des DUTs ist in Abbildung 84 für drei ausgewählte Frequenzen zu sehen. Es lässt sich gut erkennen, dass der Betragsfehler im Bereich zwischen 0,2 dB und -1,6 dB schwankt. Da bei der Simulation sowohl die Koppler im Reflektometer, als auch der Sixport an sich berücksichtigt werden und beide eine gewisse Frequenzabhängigkeit aufweisen, ist der absolute Fehler vollkommen im Rahmen des Akzeptablen. Eine entsprechende Kalibrierung würde es erlauben, diese Abweichungen rechnerisch zu beseitigen. Die Funktionalität hinsichtlich einer Betragsdetektion lässt sich aber einwandfrei bestätigen.

Die Auswertung der Simulation für eine Phasenveränderung des DUTs ist in Abbildung 85 gezeigt. Die Phase des Leitungsstücks bei 2,45 GHz wird hierbei im Bereich von  $0^\circ$  bis  $180^\circ$  in  $20^\circ$  Schritten eingestellt. Entsprechenderweise ergibt sich eine Reflexionsfaktorphase von  $0^\circ$  bis  $360^\circ$  bei einer Frequenz von 2,45 GHz. Für geringere Frequenzen ist die Phase des Re-

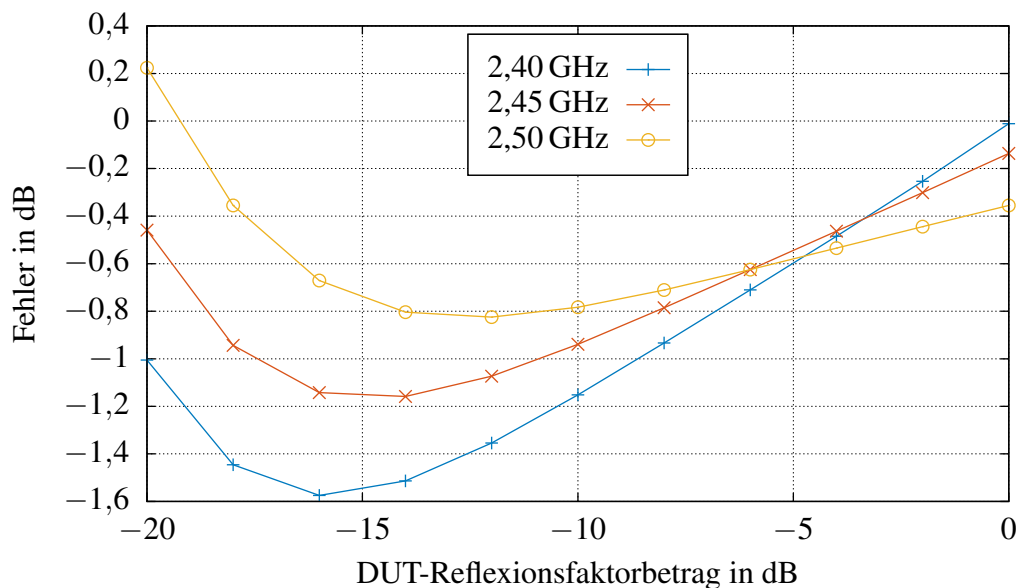


Abbildung 84: Simulierter Betragsfehler der alternativen Messschaltung für die Frequenzen 2,4 GHz, 2,45 GHz und 2,5 GHz.

flexionsfaktors durch die Parametrierung mit einer Leitung daher etwas kleiner als diejenige bei 2,45 GHz. Bei größeren Frequenzen ist die Phase entsprechend größer. Dieser Effekt ist auch in Abbildung 85 erkennbar, da die Frequenzabhängigkeit der Phase der Leitung nicht mit in die Darstellung einbezogen ist. Die Phasenunterschiede von etwa  $20^\circ$  zwischen den einzelnen Simulationen lassen sich in der Abbildung sehr gut erkennen. Weiterhin wird ersichtlich, dass im Vergleich zum kommerziellen Gain/Phase-Analyzer AD8302 keine Doppeldeutigkeiten bezüglich der Phase vorliegen und alle Phasenschritte eindeutig aufgelöst werden können. Betrachtet man die Abweichung von der gemessenen zur idealen Reflexionsfaktorphase für drei ausgewählte Frequenzen, so gelangt man zu Abbildung 86. Hier sind die entsprechenden Phasen um die Frequenzabhängigkeit der Leitung korrigiert. Für alle Frequenzen lässt sich ein maximaler Phasenfehler von etwa  $-15^\circ$  bis  $17^\circ$  ausmachen. Dieser Phasenfehler wird durch Nichtidealitäten innerhalb des Sixports und der Koppler des Reflektometers hervorgerufen. Das gegebene System könnte jedoch mit einer verstellbaren Kurzschlussleitung in mehreren Messungen problemlos kalibriert werden.

Insgesamt betrachtet, bietet die Sixportarchitektur eine interessante Alternative zum Betrags- und Phasenvergleich mit aktiven Komponenten. Eine initiale Kalibrierung des Sixports könnte die Betrags- und Phasencharakteristik idealisieren und würde so zu einem hochgenauen Betrags- und Phasenvergleich führen. Die mit dem Sixport erreichbaren Phasenauflösungen sind auch ein Grund dafür, dass diese Architektur im Radarbereich oder einigen anderen Anwendungen mit Fokus auf Interferometrie, gerne verwendet werden [81]. Vorteilhaft an der Architektur ist die große Integrationsflexibilität mit unterschiedlichen Technologien wie Mikrostreifenleitun-

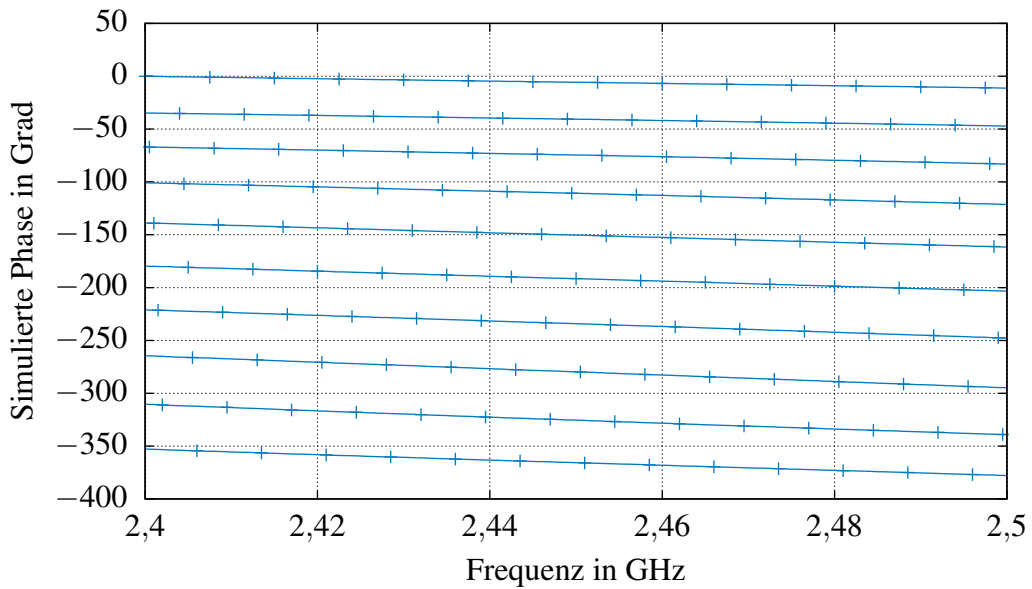


Abbildung 85: Simulierte Reflexionsfaktorphase der alternativen Messschaltung für eine DUT-Variation von  $0^\circ$  bis  $360^\circ$  in  $20^\circ$  Schritten.

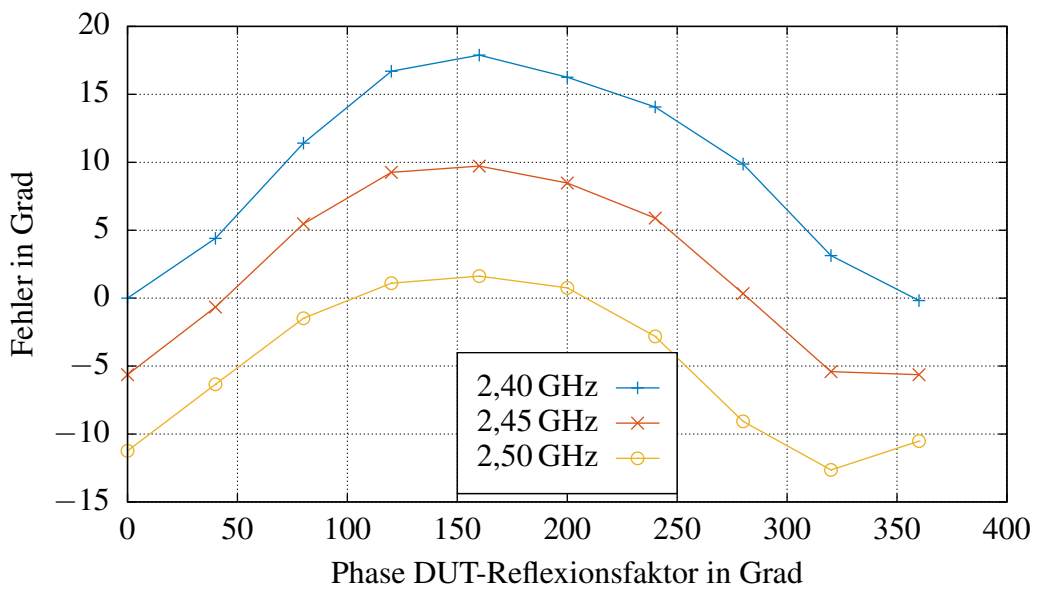


Abbildung 86: Simulierter Phasenfehler der alternativen Messschaltung für die Frequenzen 2,4 GHz, 2,45 GHz und 2,5 GHz.

gen, substratintegrierten Wellenleitern oder monolithischen Prozessen.

Mit der vorgestellten Sixportarchitektur wird ein gangbarer Weg zu einer alternativen Betrags- und Phasenvergleichsschaltung vorgeschlagen. Die Funktionalität der Schaltung und deren Anwendung in einem Messsystem kann mittels Messungen und Simulationen verifiziert werden. Die monolithische Integration des Sixports in einen Halbleiterprozess ermöglicht es nun, mit bestehenden Systemen zu einem komplexen System-on-Chip zusammengeführt zu werden. Somit stellt die vorgestellte Komponente auch einen ersten möglichen Schritt hin zu einer folgenden Miniaturisierung des gesamten Messsystems dar.

## Teil VII

# Anhang

## Abbildungsverzeichnis

1	Aspekte der Arbeit . . . . .	4
2	Spezifische Kompartimentverteilung des TBW . . . . .	7
3	Wirkungsflächen bei Dehydration . . . . .	9
4	Messprinzip Bioimpedanzanalyse. Gemeinfreier Inhalt <a href="https://openclipart.org">openclipart.org</a> . . . . .	18
5	Mindmap der Systemspezifikationen . . . . .	29
6	Vorgeschlagene Messinfrastruktur . . . . .	31
7	Generischer Schichtenaufbau einer Messstelle am Körper . . . . .	33
8	Komplexe Permittivität ausgewählter Biomaterialien . . . . .	34
9	Modellierungsarten des Verwachsungsgrades der Gewebearten . . . . .	39
10	Schematischer Querschnitt durch Messsystem . . . . .	44
11	Simulationsmodell für die Sensoroptimierung . . . . .	45
12	Sensorverhalten bei unterschiedlicher Passivierungsdicke . . . . .	46
13	Allgemeine Auswirkung Passivierungsdicke . . . . .	47
14	Kompromissfindung Sensorankopplung . . . . .	48
15	Ablaufplan der simulativen Sensoroptimierung . . . . .	52
16	Simulativer Vergleich der drei Gewebemodelle . . . . .	54
17	Sensorverhalten bei Hydrationschwankung an Arbeitspunkten . . . . .	55
18	Sensitivitätsanalyse bezüglich der Frequenzabweichung . . . . .	59
19	Sensitivitätsanalyse bezüglich der Betragsabweichung . . . . .	59
20	Simulierte Verlustleistungsdichten in der Messstelle . . . . .	64
21	Vergleich Simulation und Messung der gefertigten Sensoren . . . . .	67
22	Konzeption des Hilfsrahmens für den Sensorverguss . . . . .	69
23	Realisierter Sensorguss mithilfe eines Hilfsrahmens . . . . .	70
24	Messtechnische Verifikation der Passivierungsdicke . . . . .	71
25	Homogenes parametrisiertes Material im Vergleich mit Schichtmodellen . . . . .	72
26	Realteil der relativen Permittivität von Aceton-Methanol-Mischungen . . . . .	74
27	Imaginärteil der relativen Permittivität von Aceton-Methanol-Mischungen . . . . .	74
28	Relative komplexe Permittivität der Ersatzflüssigkeit aus Aceton und Methanol . . . . .	75
29	Funktionsprinzip und realisierte Testküvette . . . . .	76
30	Verifikation Sensor, Acetonmassenanteil 22 % . . . . .	77
31	Verifikation Sensor, Acetonmassenanteil 42 % . . . . .	78
32	Verifikation Sensor, Acetonmassenanteil 62 % . . . . .	79
33	Verifikation Sensor, Abweichung von Simulation. . . . .	80
34	Lagenaufbau der Messschaltung . . . . .	83

35	Schematischer Reflektometeraufbau . . . . .	84
36	Konzeptschaltbild für Messsystem . . . . .	86
37	Typische Betragsempfindlichkeit des AD8302 Bausteins . . . . .	87
38	Typische Phasenempfindlichkeit des AD8302 Bausteins . . . . .	88
39	Testmöglichkeiten der Messschaltung . . . . .	89
40	Realisierte Messschaltung . . . . .	90
41	Reflexionsanpassung der Messschaltung an der Testbuchse . . . . .	92
42	Breitbandiges Spektrum des erzeugten Stimulus . . . . .	93
43	Schmalbandiges Spektrum des erzeugten Stimulus . . . . .	94
44	Verifikation der Leistungsvariation des Stimulus . . . . .	96
45	Unkalibrierte Messung von zwei Testkomponenten . . . . .	97
46	Verifikation des Dämpfungsglieds im Reflektometer . . . . .	99
47	Verifikation der Verzögerungsleitung im Reflektometer . . . . .	100
48	Realisierte integrierte Spannungsversorgung . . . . .	102
49	Realisierung der Spannungsaufbereitung der Messschaltungsplatine . . . . .	103
50	Schematischer Aufbau einer Mobileinheit . . . . .	105
51	Einzelplatinen einer Mobileinheit . . . . .	106
52	Aufbautechnik beim Verbinden von Sensor- und Messschaltungsplatine . . . . .	107
53	Innere Verschaltung der Mobileinheit . . . . .	108
54	Realisierte Mobileinheit und beispielhafter Einsatz . . . . .	109
55	Rekonfiguration einer Platine zur Verwendung in der Basisstation . . . . .	111
56	Gehäuseentwurf der Basisstation . . . . .	113
57	Realisierte Basisstation geschlossen . . . . .	114
58	Realisierte Basisstation geöffnet . . . . .	115
59	Ablaufplan implementierte Software Mobileinheit . . . . .	121
60	Ablaufplan implementierte Software Basisstation . . . . .	123
61	Messaufbau für die Messung der Paketfehlerrate . . . . .	126
62	Verifikation der Empfangsleistungsschätzung . . . . .	128
63	Messaufbau zur Verifikation der Dynamik der Messinfrastruktur . . . . .	129
64	Empfangsleistungen während der dynamischen Änderung der Messinfrastruktur	130
65	Ausgabe der Basisstation im Einzelsystemmodus . . . . .	131
66	Vergleichswerte für Einzelsystemmodus . . . . .	132
67	Ausgabe der Basisstation im Multisystemmodus . . . . .	133
68	Vergleichswerte für Multisystemmodus . . . . .	134
69	Messaufbau für Verifikation Mobileinheit . . . . .	136
70	Betragsausgang eines Messsystems für unterschiedliche Testflüssigkeiten . . . . .	137
71	Position der Messpunkte am Unterarm zur Verifikation der Mobileinheit . . . . .	139
72	Verifikation Mobileinheit, Vergleich Messergebnisse für definierte Messstellen .	140
73	Standardabweichung der ADC-Werte über 1155 Messdurchgänge . . . . .	144
74	Verteilung der ADC-Werte über 1155 Messdurchgänge . . . . .	145
75	Betragsverhalten von Sensor mit Ersatzflüssigkeit und kabelgebundenem DUT	147

76	Messwertverteilung für extrahierte Resonanzfrequenzen . . . . .	148
77	Stilistische Darstellung der Stromaufnahme während der Messreihe . . . . .	151
78	Stilistische Darstellung der Stromaufnahme während des Einsatzes . . . . .	152
79	Laufzeitabschätzung für variierende Standby-Ströme . . . . .	153
80	Aufbau einer alternativen Messschaltung mit Sixportkorrelator . . . . .	162
81	Chipmikrofotografie und Evaluationsplatine für einen integrierten Sixport . . .	163
82	Simulationsumgebung für die Verifikation der alternativen Messschaltung . . .	164
83	Simulierter Reflexionsfaktorbetrag für alternative Messschaltung . . . . .	165
84	Simulierter Betragsfehler für alternative Messschaltung . . . . .	166
85	Simulierte Reflexionsfaktorphase für alternative Messschaltung . . . . .	167
86	Simulierter Phasenfehler für alternative Messschaltung . . . . .	167





## Tabellenverzeichnis

1	Erweiterte Dehydrationsklassifizierung . . . . .	9
2	Tonizitätsspezifische Klassifikation der Dehydration . . . . .	10
3	Schwankungen von Gewebedicken über einer Personengruppe . . . . .	41
4	Permittivitätsschwankungen bei 5 %-iger Hydrationsänderung . . . . .	43
5	Kopplungsfaktoren für unterschiedliche Passivierungsdicken . . . . .	50
6	Zuordnung Arbeitspunktnummer zu Gewebeschichtdicken . . . . .	56
7	Simulierte Sensorantwort bei Hydrationschwankung . . . . .	56
8	Sensitivitätswerte für diverse Fertigungsschwankungen . . . . .	60
9	Kompensationsmatrix für Fertigungsfehler . . . . .	61
10	Spezifische Absorptionsraten für alle Simulationsmodelle . . . . .	65
11	Simulierte Eindringtiefen des Sensorfeldes . . . . .	66
12	Betriebsarten der Basisstation . . . . .	116
13	Protokoll der Datenübertragung von Mobileinheit zur Basisstation . . . . .	122
14	Protokoll der Datenübertragung von Basisstation zur externen Schnittstelle . . . . .	124
15	Gemessene Paketfehler in Abhängigkeit der Sendeleistung . . . . .	127
16	Verifikation Mobileinheit, Vergleich Simulation und Messung . . . . .	138
17	Verifikation Mobileinheit, Nomenklatur der Messstellen . . . . .	139
18	Statistische Kenngrößen für aufgenommene ADC-Rohwerte . . . . .	144
19	Auftrittswahrscheinlichkeiten von Messgrößen über der Standardabweichung . . . . .	146
20	Statistische Kenngrößen für extrahierte Resonanzfrequenzen . . . . .	148
21	Systemgrenzen des vorgestellten Messsystems . . . . .	150



## Literatur

- [1] E. Jequier and F. Constant, “Water as an Essential Nutrient: The Physiological Basis of Hydration”, *European journal of clinical nutrition*, Vol. 64, Nr. 2, S. 115–123, 2010.
- [2] R. Black, S. Morris and J. Bryce, “Where and Why Are 10 Million Children Dying Every Year?”, *The Lancet*, Vol. 362, Nr. 22, S. 2226–2234, 2003.
- [3] B. Murray, “Hydration and Physical Performance”, *Journal of the American College of Nutrition*, Vol. 26, Nr. 5, S. 542–548, 2007.
- [4] M. Ganio et al. “Mild Dehydration Impairs Cognitive Performance and Mood of Men”, *British Journal of Nutrition*, Vol. 106, Nr. 10, S. 1535–1543, 2011.
- [5] J. Hensen, “Dehydration, Durst, Hormone und Sensoren - eine Übersicht”, *Projekttreffen BMBF Projekt SeLe*, 29.01.2015, 2015.
- [6] C. Duggan et al., “The Management of Acute Diarrhea in Children: Oral Rehydration, Maintenance, and Nutritional Therapy. Centers for Disease Control and Prevention.”, *MMWR Recomm. Rep.*, Vol. 41, Nr. RR-16, S. 1–20, 1992.
- [7] American Academy of Pediatrics, Provisional Committee on Quality Improvement, Subcommittee on Acute Gastroenteritis, “Practice Parameter: The Management of Acute Gastroenteritis in Young Children”, *Pediatrics*, Vol. 97, Nr. 3, S. 424–435, 1996.
- [8] J. Hensen, “Dehydration und Volumenmangel”, *Projektpartnergespräch BMBF Projekt SeLe*, 2016.
- [9] F. Trenz et al., “Methods for Human Dehydration Measurement”, *Frequenz* 2018, Vol. 72, Nr. 3–4, S. 159–166, 2018.
- [10] D. Garrett et al., “Engineering Approaches to Assessing Hydration Status”, *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, Vol. 11, 2018.
- [11] J. Kreutzer et al., “Accuracy of Caring Personnel in Estimating Water Intake Based on Missing Liquid in Drinking Vessels”, in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Osaka, Japan, 2013.
- [12] J. Kreutzer et al., “Sensor Systems for Monitoring Fluid Intake Indirectly and Directly”, in *International Conference on Wearable and Implantable Body Sensor Networks (BSN)*, San Francisco, CA, 2016.
- [13] M. Steiner et al., “Is This Child Dehydrated?”, *Journal of the American Medical Association*, Vol. 291, Nr. 22, S. 2746–2754, 2004.

- [14] R. Vega and J. Avner, “A Prospective Study of the Usefulness of Clinical and Laboratory Parameters for Predicting Percentage of Dehydration in Children.”, *Pediatric Emergency Care*, Vol. 13, Nr. 3, S. 179–182, 1997.
- [15] L. Dunkelmann et al., “Estimation of Dehydration using Bioelectric Impedance in Children with Gastroenteritis”, *Acta Paediatrica*, Vol. 101, Nr. 10, S. 479–481, 2012.
- [16] C. Liu et al., “Skin Mechanical Properties and Hydration Measured With Mobile Phone Camera”, *IEEE Sensors Journal*, Vol. 16, Nr. 4, S. 924–930, 2016.
- [17] E. Kieser et al., “Development of Diagnostic Sensors for Infant Dehydration Assessment Using Optical Methods”, in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Milan, Italien, 2015.
- [18] A. Sarvazyan et al., “Acoustical Method of Whole-Body Hydration Status Monitoring”. *Acoustical Physics*, Vol. 62, Nr. 4, S. 514–522, 2016.
- [19] S. Chevront et al., “Physiologic Basis for Understanding Quantitative Dehydration Assessment”, *The American Journal of Clinical Nutrition*, Vol. 98, Nr. 2, S. 503–504, 2013.
- [20] L. Armstrong et al., “Limitations to the Use of Plasma Osmolality as a Hydration Biomarker”. *The American Journal of Clinical Nutrition*, Vol. 98, Nr. 2, S. 503–504, 2013.
- [21] M. van Dooren et al., “Emotional Sweating Across the Body: Comparing 16 Different Skin Conductance Measurement Locations”, *Physiology & Behavior*, Vol. 106, Nr. 2, S. 298–304, 2012.
- [22] R. Kushner, “Bioelectrical Impedance Analysis: A Review of Principles and Applications”, *Journal of the American College of Nutrition*, Vol. 11, Nr. 2, S. 199–209, 1992.
- [23] H. Lukaski and W. Bolonchuk, “Estimation of Body Fluid Volumes Using Tetrapolar Bioelectrical Impedance Measurements”, *Aviation, space, and environmental medicine*, Vol. 59, Nr. 12, S. 1163–1169, 1988.
- [24] G. Sergi et al., “Accuracy of Bioelectrical Impedance Analysis in Estimation of Extracellular Space in Healthy Subjects and in Fluid Retention States”, *Annals of nutrition & metabolism*, Vol. 38, Nr. 3, S. 158–165, 1994.
- [25] W. Hannan et al., “Evaluation of Multi-Frequency Bio-Impedance Analysis for the Assessment of Extracellular and Total Body Water in Surgical Patients”, *Clinical Science*, Vol. 86, Nr. 4, S. 479–485, 1994.
- [26] R. Kushner and D. Schoeller, “Estimation of Total Body Water by Bioelectrical Impedance Analysis”, *The American Journal of clinical Nutrition*, Vol. 44, Nr. 3, S. 417–424, 1986.

- [27] P. Deurenberg et al., “Sex and Age Specific Prediction Formulas for Estimating Body Composition from Bioelectrical Impedance: A Cross-Validation Study”, *International Journal of Obesity*, Vol. 15, Nr. 1, S. 17–25, 1991.
- [28] K. Ellis and W. Wong, “Human Hydrometry: Comparison of Multifrequency Bioelectrical Impedance with 2H<sub>2</sub>O and Bromine Dilution”, *Journal of Applied Physiology*, Vol. 85, Nr. 3, S. 1056–1062, 1998.
- [29] National Institutes of Health Technology, “Bioelectrical Impedance Analysis in Body Composition Measurement: National Institutes of Health Technology Assessment Conference Statement”, *The American journal of clinical nutrition*, Vol. 64, Nr. 3, S. 524–532, 1996.
- [30] Fresenius Medical Care, “BCM-Body Composition Monitor, Innovation for better outcome”, 2017, URL: [http://www.fmc-my.com/pdf/body\\_composition\\_monitor/-Body%20Composition%20Monitor.pdf](http://www.fmc-my.com/pdf/body_composition_monitor/-Body%20Composition%20Monitor.pdf), Aufgerufen am 31.12.2017.
- [31] M. Van Loan and P. Mayclin, “A New TOBEC Instrument and Procedure for the Assessment of Body Composition: Use of Fourier Coefficients to Predict Lean Body Mass and Total Body Water”, *The American journal of clinical nutrition*, Vol. 45, Nr. 1, S. 131–137, 1987.
- [32] C. Hayes et al., “Lung Water Quantitation by Nuclear Magnetic Resonance Imaging”, *Science*, Vol. 216, Nr. 4552, S. 1313–1315, 1982.
- [33] D. Lewis et al., “Use of NMR for Measurement of Total Body Water and Estimation of Body Fat”, *Journal of Applied Physiology*, Vol. 60, Nr. 3, S. 836–840, 1986.
- [34] N. Tavassolian et al., “A Novel Magnetic Relaxation-Based Platform for Hydration Monitoring”, *IEEE Sensors Journal*, Vol. 14, Nr. 8, S. 2851–2855, 2014.
- [35] M. Robinson et al., “A Novel Method of Studying Total Body Water Content Using a Resonant Cavity: Experiments and Numerical Simulation”, *Physics in Medicine and Biology*, Vol. 48, S. 113–125, 2003.
- [36] A. Vassilikou-Dova et al., “The Dependence of the Dielectric Behaviour of Rocks on the Water Content”, in *International Symposium on Electrets (ISE 10)*, Athen, Griechenland, 1999.
- [37] S. Kharkovsky et al., “Measurement and Monitoring of Microwave Reflection and Transmission Properties of Cement-Based Specimens”, in *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Budapest, Ungarn, 2001.
- [38] A. Konsta et al., “Dielectric Study of the Hydration Mechanism in Plant Seeds”, in *International Symposium on Electrets (ISE 9)*, Shanghai, China, 1996.

- [39] M. Kent et al., “Determination of Added Water in Pork Products Using Microwave Dielectric Spectroscopy”, *Food Control*, Vol. 13, Nr. 3, S. 143–149, 2002.
- [40] M. Hofmann et al., “Microwave-Based Noninvasive Concentration Measurements for Biomedical Applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 61, Nr. 5, S. 2195–2204, 2013.
- [41] P. Meaney et al., “A Clinical Prototype for Active Microwave Imaging of the Breast”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, Nr. 11, S. 1841–1853, 2000.
- [42] R. Brendtke et al., “Feasibility Study on a Microwave-Based Sensor for Measuring Hydration Level Using Human Skin Models”, *PLOS ONE*, Vol. 11, Nr. 4, S. 1–17, 2016.
- [43] D. Moran et al., “Hydration Status Measurement by Radio Frequency Absorptiometry in Young Athletes—A New Method and Preliminary Results”, *Physiological measurement*, Vol. 25, Nr. 1, S. 51–59, 2004.
- [44] Delfin Technologies Ltd., “MoistureMeter D”, 2019, URL: [http://www.delfintech.com/en/product\\_information/moisturemeterd/](http://www.delfintech.com/en/product_information/moisturemeterd/), Aufgerufen am 11.04.2019.
- [45] J. Nuutinen, “Skin Dielectric Constant at High Radiofrequency with Special Emphasis on Radiation-Induced Late Skin Reaction”, Ph.D. Thesis, Kuopio University Publications, C. Natural and Environmental Sciences 55, 1997.
- [46] J. Nuutinen et al., “Validation of a New Dielectric Device to Assess Changes of Tissue Water in Skin and Subcutaneous Fat”, *Physiological Measurement*, Vol. 25, Nr. 2, S. 447–454, 2004.
- [47] US Patent US6762609B2, “Method for Measuring Skin Surface Hydration and Device for Applying the Method”, Delfin Tech Ltd., 2004.
- [48] D. Garrett und E. Fear, “Feasibility Study of Hydration Monitoring using Microwaves Part 1: A Model of Microwave Property Changes with Dehydration”, *Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vorläufige Erscheinung, keine weiteren Informationen vorhanden, 2019.
- [49] D. Bennett et al., “Stratified Media Model for Terahertz Reflectometry of the Skin”, *IEEE Sensors Journal*, Vol. 11, Nr. 5, S. 1253–1262, 2011.
- [50] C. Visser et al., “Development of a Diagnostic Dehydration Screening Sensor Based on Infrared Spectrometry”, in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Milan, Italien, 2015.

- [51] H. Nogami et al., “Micro Integrated Laser Doppler Blood Flow Sensor and its Application to Dehydration Prevention”, in *IEEE International Conference on Nano/Molecular Medicine and Engineering*, Tainan, Taiwan, 2009.
- [52] N. Ozana et al., “Improved Noncontact Optical Sensor for Detection of Glucose Concentration and Indication of Dehydration Level”, *Biomedical Optics Express*, Vol. 5, Nr. 6, S. 1926–1940, 2014.
- [53] T. Lohman et al., “Assessing Body Composition and Changes in Body Composition: Another Look at Dual-Energy X-ray Absorptiometry”, *Annals of the New York Academy of Sciences*, Vol. 904, Nr. 1, S. 45–54, 2000.
- [54] S. Yasamura et al., “Measurement of Extracellular Space by Total Body Neutron Activation”, *American Journal of Physiology-Regulatory, Integrative and Comparative Physiology*, Vol. 244, Nr. 1, S. 36–40, 1983.
- [55] Bundesamt für Strahlenschutz, “Wie hoch ist die natürliche Strahlenbelastung in Deutschland?”, 2019, URL: [http://www.bfs.de/DE/themen/ion/umwelt/natuerliche-strahlenbelastung/natuerliche-strahlenbelastung\\_node.html](http://www.bfs.de/DE/themen/ion/umwelt/natuerliche-strahlenbelastung/natuerliche-strahlenbelastung_node.html), Aufgerufen am: 16.01.2019.
- [56] F. Buckley and A. Maryott, “Tables of Dielectric Dispersion Data for Pure Liquids and Dilute Solutions”, U.S. Department of Commerce, National Bureau of Standards, 1958.
- [57] S. Gabriel et al., “The Dielectric Properties of Biological Tissues: III. Parametric Models for the Dielectric Spectrum of Tissues”, *Physics in Medicine and Biology*, Vol. 41, Nr. 11, S. 2271–2293, 1996.
- [58] M. Tofighi, “FDTD Modeling of Biological Tissues Cole–Cole Dispersion for 0.5–30 GHz Using Relaxation Time Distribution Samples—Novel and Improved Implementations”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 57, Nr. 10, S. 2588–2596, 2009.
- [59] J. Maxwell Garnett, “Colours in Metal Glasses and Metal Films“, *Philosophical Transactions of the Royal Society*, Vol. 3, S. 385–420, 1904.
- [60] D. Bruggeman, “Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen”, *Annalen der Physik*, Vol. 5, Nr. 2, S. 636–664, 1935.
- [61] A. Goncharenko, “Generalizations of the Bruggeman Equation and a Concept of Shape-Distributed Particle Composites”, *Physical Review E Soft Matter Physics*, Vol. 68, S. 1063–1086, 2003.
- [62] J. Schepps und K. Foster, “The UHF and Microwave Dielectric Properties of Normal and Tumour Tissues: Variation in Dielectric Properties with Tissue Water Content”, *Physics in medicine and biology*, Vol. 25, Nr. 6, S. 1149–1159, 1980.

- [63] O. Wiener, “Zur Theorie der Refraktionskonstanten”, *Berichte über die Verhandlungen der Königlich-Sächsischen Gesellschaft der Wissenschaften zu Leipzig*, Vol. 62, S. 256–277, 1910.
- [64] Norm “DIN 1319-1:1995-01, Grundlagen der Meßtechnik - Teil 1: Grundbegriffe”, *Beuth Verlag GmbH*, Berlin, 1995.
- [65] Richtlinie “VDI/VDE 2600 Blatt 3:1973-11, Metrologie (Messtechnik) - Gerätetechnische Begriffe”, *Beuth Verlag GmbH*, Berlin, 1973.
- [66] Agilent Technologies, “Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials”, *Application Note 5989-2589EN*, Agilent Technologies, USA, 2006.
- [67] M. Gibney et al., “Skin and Subcutaneous Adipose Layer Thickness in Adults with Diabetes at Sites Used for Insulin Injections: Implications for needle length recommendations”, *Current Medical Research and Opinion*, Vol. 26, Nr. 6, S. 1519–1530, 2010.
- [68] IMAIOS SAS, “e-Anatomy”, 2019, URL: <https://www.imaios.com/de/e-Anatomy/Gliedmassen/Obere-Extremitaet-MRT>, Aufgerufen am 20.03.2019.
- [69] US National Library of Medicine, “The Visible Human Project”, 1994, URL: <https://www.nlm.nih.gov/research/visible/photos.html>, Aufgerufen am 31.01.2019.
- [70] S. Etoz und C. Brace, “Development of Water Content Dependent Tissue Dielectric Property Models”, *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vorläufige Erscheinung, DOI: 10.1109/JERM.2018.2881692, 2018.
- [71] S. Land et al., “Printed Circuit Board Permittivity Measurement Using Waveguide and Resonator Rings”, *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, Japan, 2014.
- [72] IEEE, “IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz”, IEEE Standard C95.1-2005, 2006.
- [73] R. Kulkarni et al., “Biodegradable Poly(lactic acid) Polymers”, *Journal of Biomedical Materials Research*, Vol. 5, S. 169–181, 1971.
- [74] OpenSCAD, “The Programmers Solid 3D CAD Modeller”, 2019, URL: <http://www.openscad.org/index.html>, Aufgerufen am 12.02.2019.
- [75] K. Fukunaga et al., “Optimisation of tissue-equivalent liquids for SAR measurements”, in *Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Pisa, Italien, 2004.
- [76] F. Petrikowski et al., “Ratgeber Batterien und Akkus - Ihre Fragen, unsere Antworten zu Batterien, Akkus und Umwelt”, Umweltbundesamt, Dessau, 2012.



- [77] Microchip Technology Inc., “ATmega256RFR2 ATmega1284RFR2 ATmega644RFR2, 8-Bit AVR Microcontroller with Low Power 2.4GHz Transceiver for ZigBee and IEEE802.15.14”, *Rev. 42073B-MCU Wireless-09/14*, Datenblatt, Atmel Corporation, CA, 2014.
- [78] C. Hoer, K. Roe, “Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-23, Nr. 12, S. 978–984, 1975.
- [79] G. Engen, “Determination of Microwave Phase and Amplitude from Power Measurement”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-25, Nr. 4, S. 414–418, 1976.
- [80] F. Ghannouchi, A. Mohammadi, “The Six-Port Technique”, Artech House, Norwood, MA, 2009.
- [81] A. Kölpin et al., “Six-Port Based Interferometry for Precise Radar and Sensing Applications”, *Sensors (Basel)*, Vol. 16, Nr. 10, 1556, 2016.
- [82] R. Maughan, “Impact of Mild Dehydration on Wellness and on Exercise Performance”, *European journal of clinical nutrition*, Vol. 57, Nr. 2, S. 19–23, 2003.
- [83] United States Army, “Battlefield Weather Effects (U.S. Army Field Manual, FM 34-81.1)”, Washington, DC, 1992.
- [84] S. Montain and E. Coyle, “Influence of Graded Dehydration on Hyperthermia and Cardiovascular Drift During Exercise”, *Journal of applied physiology*, Vol. 73, Nr. 4, S. 1340–1350, 1992.
- [85] A. Gunal, “How to Determine ‘Dry Weight’?”, *Kidney International Supplements*, Vol. 3, Nr. 4, S. 377–379, 2013.
- [86] T. Hoxha et al., “The Usefulness of Clinical and Laboratory Parameters for Predicting Severity of Dehydration in Children with Acute Gastroenteritis”, *Medical Archives*, Vol. 68, Nr. 5, S. 304–307, 2014.
- [87] L. Armstrong, “Hydration Assessment Techniques”, *Nutrition Reviews*, Vol. 63, Nr. 6, S. 40–54, 2005.
- [88] J. Wells and M. Fewtrell, “Measuring body composition”, *Archives of Disease in Childhood*, Vol. 91, Nr. 7, S. 612–617, 2006.
- [89] L. Armstrong, “Assessing Hydration Status: The Elusive Gold Standard”, *Journal of the American College of Nutrition*, Vol. 26, Nr. 5, S. 575–584, 2007.

- [90] G. Liu et al., “Implementation of a Microfluidic Conductivity Sensor – A Potential Sweat Electrolyte Sensing System for Dehydration Detection”, in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Chicago, Illinois, 2014.
- [91] P. Wei et al., “A Conformal Sensor for Wireless Sweat Level Monitoring”, in *IEEE SENSORS*, Baltimore, Maryland, 2013.
- [92] M. Ring et al., “On Sweat Analysis for Quantitative Estimation of Dehydration During Physical Exercise”, in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, Milan, Italien, 2015.
- [93] L. Baker, “Sweating Rate and Sweat Sodium Concentration in Athletes: A Review of Methodology and Intra/Interindividual Variability”, *Sports Medicine*, Vol. 47, Nr. 1, S. 111–128, 2017.
- [94] Y. Hoe et al., “A Microfluidic Sensor for Human Hydration Level Monitoring”, in *Defense Science Research Conference and Expo (DSR)*, Singapur, 2011.
- [95] N. Taylor et al., “Observations on Saliva Osmolality During Progressive Dehydration and Partial Rehydration”, *European Journal of Applied Physiology*, Vol. 112, Nr. 9, S. 3227–3237, 2012.
- [96] B. Ely et al., “Assessment of Extracellular Dehydration Using Saliva Osmolality”, *European Journal of Applied Physiology*, Vol. 114, Nr. 1, S. 85–92, 2014.
- [97] R. Francesconi et al., “Urinary and Hematologic Indexes of Hypohydration”, in *Journal of Applied Physiology*, Vol. 62, Nr. 3, S. 1271–1276, 1987.
- [98] L. Baker et al., “Comparison of Regional Patch Collection Vs. Whole Body Washdown for Measuring Sweat Sodium and Potassium Loss During Exercise”, *Journal of Applied Physiology*, Vol. 107, Nr. 3, S. 887–895, 2009.
- [99] D. Lykken and P. Venables, “Direct Measurement of Skin Conductance: A Proposal for Standardization”, *Psychophysiology*, Vol. 8, Nr. 5, S. 656–672, 1971.
- [100] X. Huang et al., “Epidermal Differential Impedance Sensor for Conformal Skin Hydration Monitoring”, *Biointerphases*, Vol. 7, Nr. 1, S. 1–9, 2012.
- [101] M. Zillikens and J. Conway, “Estimation of Total Body Water by Bioelectrical Impedance Analysis in Blacks”, *American journal of human biology*, Vol. 3, Nr. 1, S. 25–32, 1991.
- [102] J. Matthie, “Second Generation Mixture Theory Equation for Estimating Intracellular Water Using Bioimpedance Spectroscopy”, *Journal of Applied Physiology*, Vol. 99, Nr. 2, S. 780–781, 2005.

- [103] M. Jaffrin et al., “Total Body Water Measurement by a Modification of the Bioimpedance Spectroscopy Method”, *Medical and Biological Engineering and Computing*, Vol. 44, Nr. 10, S. 873–882, 2006.
- [104] U. Moissl et al., “Body Fluid Volume Determination Via Body Composition Spectroscopy in Health and Disease”, *Physiological Measurement*, Vol. 27, Nr. 9, S. 921–933, 2006.
- [105] D. Marcelli et al., “Longitudinal Changes in Body Composition in Patients After Initiation of Hemodialysis Therapy: Results From an International Cohort”, *Journal of Renal Nutrition*, Vol. 26, Nr. 2, S. 72–80, 2016.
- [106] E. Presta et al., “Comparison in Man of Total Body Electrical Conductivity and Lean Body Mass Derived From Body Density: Validation of a New Body Composition Method”, *Metabolism: clinical and experimental*, Vol. 32, Nr. 5, S. 524–527, 1983.
- [107] P. Vartzeli-Nikaki et al., “The Hydration Mechanism in Plant Polysaccharides: A Physicochemical and Dielectric Study”, in *International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Nagoya, Japan, 2003.
- [108] M. Muradov et al., “Online Non-Destructive Monitoring of Meat Drying Using Microwave Spectroscopy”, in *International Conference on Sensing Technology (ICST)*, Auckland, Neuseeland, 2015.
- [109] T. Ricard et al., “Microwave Spectroscopy in Skin Cancer Detection and Diagnosis”, in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Albuquerque, New Mexico, 2006.
- [110] F. Trenz et al., “Modeling and Measurement of a Tissue-Equivalent Liquid for Noninvasive Dehydration Sensing in the 2.45 GHz ISM-Band”, in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, Taipei, Taiwan, 2015.
- [111] J. Nehring et al., “Highly Integrated 4-32 GHz Two-Port Vector Network Analyzers for Instrumentation and Biomedical Applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 65, Nr. 1, S. 229–244, 2017.
- [112] F. Trenz et al., “Evaluation of a Reflection Based Dehydration Sensing Method for Wristwatch Integration”, in *International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, Krakau, Polen, 2016.
- [113] I. Butterworth et al. “A Wearable Physiological Hydration Monitoring Wristband Through Multi-Path Non-Contact Dielectric Spectroscopy in the Microwave Range”, in *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, Taipei, Taiwan, 2015.

- [114] P. Corridon and I. Wilke, “Monitoring the Dehydration of Collagen by Time-Domain Terahertz Transmission Measurements”, *International Conference on Infrared and Millimeter Waves*, Cardiff, UK, 2007.
- [115] B. Cole et al., “Terahertz Imaging and Spectroscopy of Human Skin In Vivo”, in *Commercial and Biomedical Applications of Ultrashort Pulse Lasers; Laser Plasma Generation and Diagnostics*, San Jose, Kalifornien, 2001.
- [116] R. Woodward et al., “Terahertz Pulse Imaging in Reflection Geometry of Human Skin Cancer and Skin Tissue”, *Physics in medicine and biology*, Vol. 47, Nr. 21, S. 3853–3863, 2002.
- [117] E. Pickwell et al., “In Vivo Study of Human Skin Using Pulsed Terahertz Radiation”, *Physics in medicine and biology*, Vol. 49, Nr. 9, S. 1595–1607, 2004.
- [118] I. Boden et al., “Characterization of Healthy Skin Using Near Infrared Spectroscopy and Skin Impedance”, *Medical & biological engineering & computing*, Vol. 46, Nr. 10, S. 985–995, 2008.
- [119] M. Qassem and P. Kyriacou, “In Vitro Spectrophotometric Near Infrared Measurements of Skin Absorption and Dehydration”, in *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, San Diego, Kalifornien, 2012.
- [120] D. Moran et al., “Hypohydration Measurements by Radio Frequency”, in *RTO HFM Specialists Meeting on “Maintaining Hydration: Issues, Guidelines, and Delivery”*, Boston, Massachusetts, 2003.
- [121] A. Kumbharkhane et al., “Structural Study of Aqueous Solutions of Tetrahydrofuran and Acetone Mixtures Using Dielectric Relaxation Technique”, *Pramana Journal of Physics*, Vol. 46, Nr. 2, S. 91–98, 1996.
- [122] M. Robinson et al, “New Materials for Dielectric Simulation of Tissues”, *Physics in Medicine and Biology*, Vol. 36, Nr. 12, S. 1565–1571, 1991.
- [123] A. Gregory and R. Clarke, “Tables of the Complex Permittivity of Dielectric Reference Liquids at Frequencies up to 5 GHz”, National Physics Laboratory, Report MAT23, 2012.
- [124] B. Jordan et al., “The Dielectric Properties of Formamide, Ethanediol and Methanol”, *Journal of Physics D: Applied Physics*, Vol. 11, Nr. 5, S. 695–701, 1978.