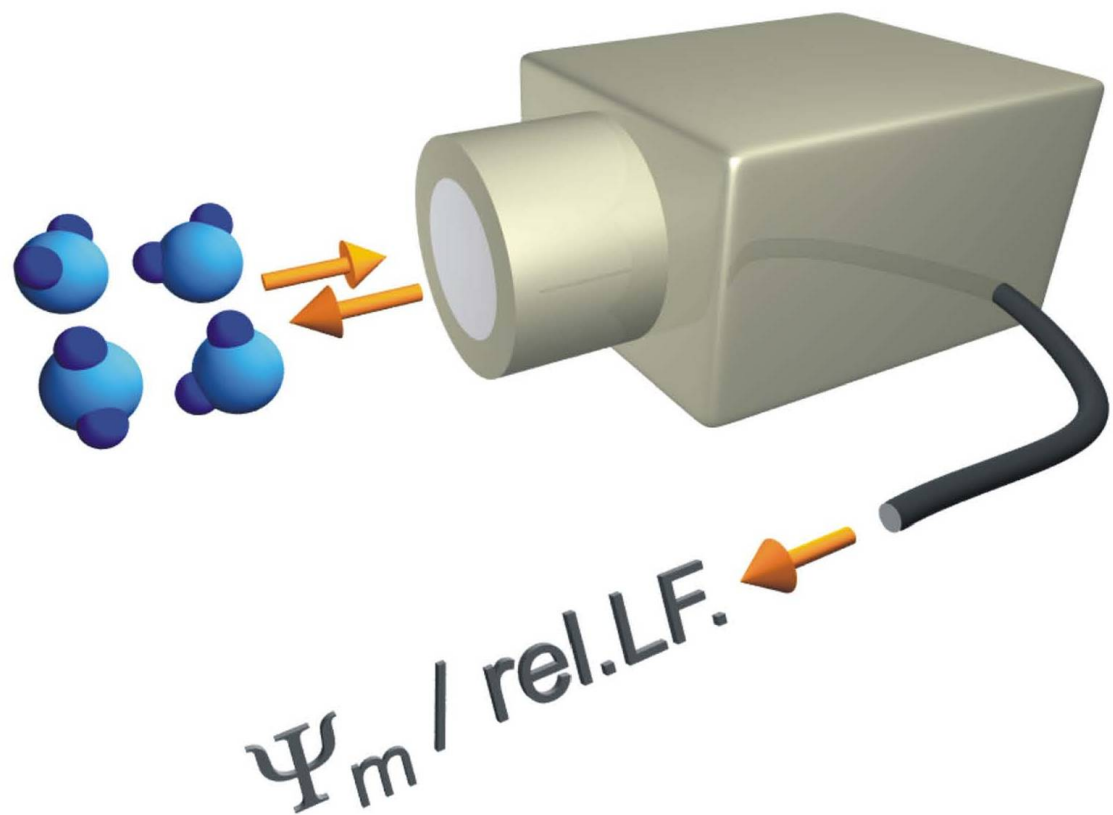


Thorsten Sokoll

---

Mikrowellensysteme für die  
in-situ-Feuchtemessung  
zur Bauwerksüberwachung

---



Cuvillier Verlag Göttingen  
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag

**Mikrowellensysteme für die in-situ-Feuchtemessung  
zur Bauwerksüberwachung**

Vom Promotionsausschuss der  
Technischen Universität Hamburg-Harburg  
zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor Ingenieur  
genehmigte Dissertation

von  
Thorsten Sokoll

aus Schleswig

2008

## **Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

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

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2009

Zugl.: (TU) Hamburg-Harburg, Univ. Diss., 2008

978-3-86727-865-2

---

1. Gutachter: Herr Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob

2. Gutachter: Herr Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel

3. Gutachter: Herr Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Jan Luiken ter Haseborg

Tag der mündlichen Prüfung: 26.11.2008

---

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2009

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

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

1. Auflage, 2009

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86727-865-2

# Vorwort

Die nachfolgend vorgestellten Ergebnisse gehen auf Arbeiten zurück, die ich während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an dem Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Braunschweig begonnen und nach einem Wechsel meines Doktorvaters Herrn Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob an das Institut für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Hamburg-Harburg dort beendet habe. Ich habe die gesamte Zeit als ungemein herausfordernd und lehrreich empfunden und bin für die mir von vielen Seiten entgegengebrachte Unterstützung sehr dankbar.

Mein besonderer Dank gilt hierbei meinem Doktorvater, der mir nach meinem Studium der Elektrotechnik die Möglichkeiten zum wissenschaftlichen Arbeiten und somit zum Anfertigen dieser Schrift eröffnet hat. Während der gesamten Zeit konnte ich mir stets seiner vollen Unterstützung sowie seines hohen Interesses an meinem interdisziplinären Forschungsgebiet sicher sein. Von seiner stetigen Diskussionsbereitschaft und seinen Erfahrungen habe ich sehr profitiert.

Weiterhin danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel und Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. E.h. Jan Luiken ter Haseborg für die Übernahme der Koreferate sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Ernst Brinkmeyer für die Ausübung des Prüfungsvorsitzes. Ihnen und meinem Doktorvater ist es gelungen, eine sehr angenehme Prüfungsatmosphäre zu schaffen.

Mein Dank gilt zudem Herrn Dr.-Ing. Marc Blumentritt, Herrn Dr.-Ing. Bert Jannsen und Herrn Dr.-Ing. Jannis Psilopoulos für das sorgfältige Durchsehen meiner gesamten Arbeit sowie allen Kollegen, die einzelne Kapitel kritisch durchgelesen haben. Die gemachten Verbesserungsvorschläge haben die Verständlichkeit der Arbeit spürbar erhöht.

Wesentlich zum Gelingen meiner Arbeit haben zudem auch meine Institutskollegen aus Braunschweig und Hamburg beigetragen. Durch das hohe Maß an Hilfs- und Diskussionsbereitschaft in Kombination mit einem sehr vertrauensvollen Umgang gestaltete sich nicht nur das Arbeiten im Institut als äußerst angenehm, vielmehr habe ich auch die privaten Unternehmungen sehr geschätzt.

Für die gute Zusammenarbeit im Sonderforschungsbereich 477 danke ich ganz besonders Herrn Dr.-Ing. Alexander Holst, der mir mit großem Engagement wesentliche Zusammenhänge des Bauingenieurwesens vermittelte. Ebenso gilt meine Dankbarkeit Herrn Dr.-Ing. Marc Blumentritt, der aufgrund seines verwandten Forschungsgebietes stets ein wertvoller Ansprechpartner war.

Ferner danke ich der Firma Franz Ludwig GmbH und ihren Kooperationspartner für die vertrauensvolle Zusammenarbeit.

Eine große Hilfe habe ich zudem durch Herrn Werner Thun erfahren, der die Vielzahl mechanischer Komponenten fertigte und stets konstruktive Verbesserungsvorschläge unterbreitete. Ebenso dankbar bin ich Frau Carmen Hajunga für die Fertigung und Bestückung zahlreicher Platinen.

Mein Dank gilt natürlich auch meinen Freunden und hier insbesondere Frau Anna Lamprecht. Trotz meiner häufigen arbeitsbedingten Absagen geplanter Unternehmungen haben sie nie aufgehört, mich einzuladen und mir somit den notwendigen Ausgleich zur Arbeit verschafft.

Zuletzt und doch von ganzem Herzen danke ich meiner Familie und hier ganz besonders meiner Mutter Frau Ursula Sokoll. Der bedingungslose Rückhalt und das in mich gesetzte Vertrauen stellten wesentliche Voraussetzungen für das Anfertigen dieser Arbeit dar.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Bauwerksbestand . . . . .	1
1.2	Bauwerksüberwachung . . . . .	2
1.3	Ziel und Gliederung der Arbeit . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1	Aquametrie . . . . .	7
2.1.1	Direkte und indirekte Aquametrie . . . . .	7
2.1.2	Mikrowellen-Aquametrie . . . . .	8
2.1.3	Eigenschaften von Wasser . . . . .	10
2.2	Die Messumgebung . . . . .	11
2.2.1	Zementherstellung . . . . .	11
2.2.2	Die Hydratation des Zementes . . . . .	12
2.2.2.1	Chemische und thermische Bedingungen . . . . .	12
2.2.2.2	Hydratationsprodukte und Porosität . . . . .	14
2.2.3	Die Eigenschaften von Beton . . . . .	17
2.2.4	Feuchte im Beton . . . . .	18
2.2.4.1	Kennwerte zur Quantifizierung der Feuchte . . . . .	18
2.2.4.2	Arten der Wasserbindung . . . . .	18
2.2.4.3	Relevante Feuchtebereiche . . . . .	21
2.3	Anforderungen an in-situ-Feuchtemesssysteme . . . . .	23
<b>3</b>	<b>Sensoren</b>	<b>25</b>
3.1	Klassifikation von Sensoren . . . . .	25
3.2	Vorarbeiten und Stand der Technik . . . . .	27
3.3	Notwendige Optimierungen . . . . .	30
3.4	Galvanisch angekoppelter Helixresonator . . . . .	31
3.5	Spiralresonator . . . . .	33
3.6	Planare Resonatoren . . . . .	34
3.6.1	Galvanisch angekoppelte Resonatoren . . . . .	34

3.6.2	Kapazitiv angekoppelte Resonatoren . . . . .	38
3.7	Abschließende Betrachtungen zu den Sensortypen . . . . .	40
3.8	Das sensitive Material . . . . .	41
3.8.1	Auswahl des sensitiven Materials . . . . .	41
3.8.2	Poröse Keramiken . . . . .	43
3.8.2.1	Theoretische Betrachtungen . . . . .	43
3.8.2.2	Herstellung poröser $Al_2O_3$ -Keramiken . . . . .	46
3.8.2.3	Einfluss der Korngröße . . . . .	48
3.8.2.4	Einstellen der Porosität . . . . .	49
3.8.2.5	Hysterese . . . . .	49
<b>4</b>	<b>Auswerteeinheiten und Messsysteme</b>	<b>53</b>
4.1	Netzwerkanalysatoren . . . . .	53
4.1.1	Stand der Technik . . . . .	54
4.1.2	Eigene Vorarbeiten . . . . .	54
4.1.3	Aufbau des kompakten vektoriellen Netzwerkanalysators . . . . .	55
4.1.3.1	Die Steuereinheit . . . . .	56
4.1.3.2	Die Hochfrequenzquelle . . . . .	56
4.1.3.3	Der Richtkoppler . . . . .	56
4.1.3.4	Der Detektor . . . . .	61
4.1.3.5	Fehlerkorrektur mittels eines internen Kalibriernetzwerkes . . . . .	62
4.1.3.6	Kompakter Ein-Tor-Vektornetzwerkanalysator . . . . .	67
4.1.3.7	Integriertes Messsystem . . . . .	73
4.2	Selbstoszillierende Messsysteme . . . . .	74
4.2.1	Stand der Technik . . . . .	75
4.2.2	Der aktive Sensor . . . . .	75
4.2.2.1	Die Anschlag- und Oszillationsbedingung . . . . .	76
4.2.2.2	Oszillatorschaltung . . . . .	77
4.2.2.3	Kleinsignalanalyse . . . . .	77
4.2.2.4	Großsignalanalyse . . . . .	78
4.2.2.5	Realisierung . . . . .	82
4.2.2.6	Messtechnische Charakterisierung . . . . .	82
4.2.3	Frequenzmesser . . . . .	84
4.2.3.1	Konzept und Schaltungstechnik des Frequenzzählers . . . . .	85
4.2.3.2	Konzept und Schaltungstechnik des Frequenzkomparators . . . . .	87
4.2.3.3	Die automatisierte Messanordnung . . . . .	88

4.2.3.4	Messtechnische Charakterisierung des Frequenzzählers . . . . .	89
4.2.3.5	Messtechnische Charakterisierung des Frequenzkomparators . . .	91
4.2.3.6	Vergleich der Frequenzmesser . . . . .	95
4.2.4	Integration des aktiven Sensors und des Frequenzmessers . . . . .	96
4.2.4.1	Messgenauigkeit des selbstoszillierenden Messsystems . . . . .	97
4.2.4.2	Temperaturabhängigkeiten . . . . .	98
4.3	Vergleich der integrierten Messsysteme . . . . .	100
<b>5</b>	<b>Feuchtemessungen in Beton</b>	<b>103</b>
5.1	Leitfähigkeitsinduzierte Querempfindlichkeit . . . . .	103
5.2	Feuchtekalibrierung . . . . .	104
5.2.1	Gravimetrische Kalibrierung . . . . .	104
5.2.2	Kalibrierung über die relative Luftfeuchte . . . . .	105
5.2.3	Fehler bei der Bestimmung der relativen Luftfeuchte . . . . .	107
5.3	Messungen unter bauwerksüblichen Bedingungen . . . . .	108
5.3.1	Messbedingungen . . . . .	108
5.3.2	Messungen in Zementleim . . . . .	109
5.3.3	Messungen in Beton . . . . .	112
5.3.4	Zusammenfassung und Diskussion der Ergebnisse . . . . .	114
	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>117</b>
	Zusammenfassung . . . . .	117
	Ausblick . . . . .	119
<b>A</b>	<b>Optimierung der Sensorabmessungen</b>	<b>121</b>
A.1	Grenzfrequenz . . . . .	121
A.2	Optimierung der Hohlleiterlänge . . . . .	122
<b>B</b>	<b>NTC-basierter Temperatursensor</b>	<b>125</b>
<b>C</b>	<b>Messsysteme mit Funkanbindung</b>	<b>127</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>128</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>139</b>





# 1 Einleitung

Die Qualität und Stabilität eines Baustoffes hängt in hohem Maße von seinem Wassergehalt ab. Bei dem im konstruktiven Ingenieurbau weltweit am meisten verwendeten Baustoff Beton [1] muss der Wassergehalt sowohl während der Herstellung als auch während der Lebensdauer des Bauwerkes innerhalb bestimmter Grenzen liegen. Ist dieses nicht gewährleistet, so kann Feuchte im ungünstigsten Fall zum Versagen der Bauwerke beitragen.

Bereits bei der Herstellung des Betons ist die Kenntnis der zuzugebenden Wassermenge wesentlich. Bei zu niedrigem Wassergehalt droht ein unvollständiges Abbinden. Zu hohe Dosierung resultiert hingegen in einer stark ausgeprägten Porosität, welche sich negativ auf die Festigkeit auswirkt und zudem das Eindringen von schädigenden Substanzen begünstigt. Nach dem Anmischen, dem Einbringen in die Schalung und der Verdichtung erhärtet der Beton. Durch genaue messtechnische Bestimmung des Feuchtegehaltes kann der Entschalungszeitpunkt optimiert [2] und somit die Produktivität gesteigert werden. Während der folgenden Lebensdauer eines Bauwerkes ist die Kenntnis der Feuchte aus vielerlei Gründen notwendig. Die Feuchte agiert als Transportmedium für schädigende Substanzen und kann somit korrosive Prozesse initiieren oder begünstigen. Bei hohen Wassergehalten kann es zu Abplatzungen des Betons unter Frosteinwirkung, zur Erhöhung der Wärmeleitfähigkeit sowie zu biologischen Angriffen durch Pilze und Bakterien kommen. Weiterhin lässt sich aus dem Feuchtegehalt auch auf eine mögliche Carbonatisierung des Betons und somit auf eine potenzielle Korrosionsgefährdung der Stahlbewehrung schließen. Die Kenntnis der Feuchte im Beton ist daher generell in jeder Phase des Lebenszyklus eines Bauwerkes von Interesse.

## 1.1 Bauwerksbestand

Zunehmend wichtiger werden Informationen über die Feuchte und somit über den Zustand des Bauwerkes bei älteren Bauwerken, da diese grundsätzlich anfälliger für Schädigungen sind.

Abbildung 1.1 zeigt die Altersstruktur des bundesdeutschen Wohnungsbestandes von ca. 37 Millionen Wohnungen im Jahre 1999 mit einem Gesamtwert von 4,5 Milliarden Euro [3]. Fast ein Drittel (30,6 %) der Wohnungen stammen aus dem Zeitraum von vor 1949 und fast zwei Drittel (63,7 %) der Wohnungen sind älter als 36 Jahre, wodurch sich stetig steigende Kosten für Instandhaltung

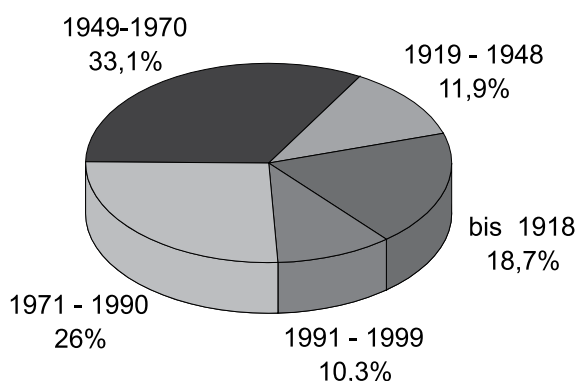


Abbildung 1.1: Altersstruktur des bundesdeutschen Wohnungsbestandes im Jahr 1999 [3].

und Modernisierung ergeben. Für dieses so genannte Bauen im Bestand wurde im Jahre 1999 bereits eine Summe von 76,3 Milliarden Euro aufgewendet, was einem prozentualen Anteil an den Gesamtbauleistungen im Wohnungsbaubereich von 46,3 % entspricht. Dieser Anteil wächst seitdem stetig, und zur Jahrtausendwende wurden erwartungsgemäß erstmals mehr finanzielle Mittel zur Instandhaltung und Modernisierung aufgewendet, als in neue Wohnungen investiert [4–6].

Eine ähnliche Situation besteht bei den Fernverkehrswegen, welche insgesamt ein Anlagevolumen von 330 Milliarden Euro darstellen [7]. Bund und Bundesländer unterhalten ein Straßennetz von über 231.000 km Länge, wovon ca. 25 % auf die besonders vom Schwerverkehr belasteten Bundesstraßen und Autobahnen entfallen. Diese im Begriff Bundesfernstraßen zusammengefassten Verkehrswege bewältigen fast die Hälfte der Jahresfahrleistung aller Kraftfahrzeuge sowie drei Viertel der des Straßengüterverkehrs [8]. Innerhalb dieses Verkehrsnetzes sind die Brücken, von denen 69 % aus Spannbeton hergestellt sind, besonders starken Beanspruchungen ausgesetzt und bedürfen intensiverer Instandsetzungsmaßnahmen als die normale Fahrbahn. Der Grund hierfür liegt in der in Abbildung 1.2 dargestellten Altersstruktur von Spannbetonbrücken. Aufgrund der fast vollständigen Zerstörung der großen Brücken während des zweiten Weltkrieges entstammen die meisten Brücken der Wiederaufbauphase der 60er, 70er und 80er Jahre und stehen somit zu Beginn des neuen Jahrtausends zur ersten größeren Grundinstandsetzung oder sogar Verstärkung an. Letztere ergibt sich aus den damals zu gering angesetzten Lastannahmen, welche nicht mehr dem überproportional gestiegenen Verkehrsaufkommen in Kombination mit zunehmend schwereren Fahrzeugen gerecht werden. Aus diesem Grund werden bereits aktuell 35 % der gesamten Instandsetzungsmaßnahmen für Bundesfernstraßen in Höhe von 5,5 Milliarden Euro für Brücken aufgewendet, obwohl diese lediglich einen Anteil von 0,8 % des gesamten Bundesfernstraßennetzes ausmachen. Trotz dieser im Verhältnis hohen Aufwendungen verschlechtert sich die Qualität der Brücken zunehmend, wie eine Auswertung der Zustandsnoten der letzten Jahre zeigt [9].

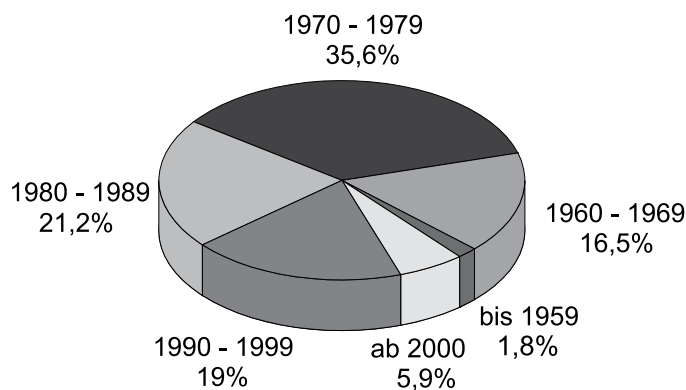


Abbildung 1.2: Altersstruktur bundesdeutscher Autobahnbrücken in Spannbetonbauweise im Jahr 2003 [7].

Zusammenfassend lässt sich sowohl für Wohnbauten als auch für Spannbetonbauwerke ein hoher Instandhaltungsbedarf für die nächsten Jahre feststellen. Um die hierfür zur Verfügung stehenden finanziellen Mittel möglichst effizient einzusetzen, wurden in den letzten Jahren vermehrt Strategien und Konzepte erforscht, um die Lebensdauer von Bauwerken zu erhöhen und somit Reinvestitionen zu vermeiden.

## 1.2 Bauwerksüberwachung

Voraussetzung für eine Lebensdauererlängerung von Bauwerken ist eine realistische Bewertung der Restlebensdauer [10], für welche die Kenntnis der Feuchte von großer Bedeutung ist. Herkömmliche Verfahren ermitteln die Restlebensdauer auf Basis des Zustandes eines Bauwerkes zu

nur einem Zeitpunkt und sind somit oftmals nicht zuverlässig. Vorteilhafter erscheint eine kontinuierliche Bauwerksüberwachung. Diese liefert fortlaufend Daten über den Bauwerkszustand und ist somit in der Lage, den günstigsten Sanierungszeitpunkt anzuzeigen. Die Erkennung des günstigsten Zeitpunktes ist insbesondere bei der Stahl- und Spannbetonsanierung von Interesse, da die Kosten hier nicht eine lineare, sondern eine stufenförmige Funktion der Zeit darstellen (siehe Abbildung 1.3). Die Stufenform ergibt sich hierbei aus dem jeweiligen Schädigungsgrad der Bewehrung, wobei sich die unterschiedlichen Abschnitte der Instandsetzung wie folgt darstellen [11]:

- Bereits die *Stufe 0: Qualitätssicherung beim Neubau* wird den Sanierungskonzepten zugeordnet. Besitzt die Bewehrung eine ausreichende Betonüberdeckung von mehr als 3 cm, so ist bei den klimatischen Bedingungen in Deutschland im Normalfall von einem ausreichenden Korrosionsschutz über mehrere Jahrzehnte auszugehen.
- Ist keine ausreichende Betonüberdeckung vorhanden, so kann es innerhalb der ersten 5 - 15 Jahre zu einer oberflächlichen Korrosion der Bewehrung kommen. Wird diese detektiert, folgt die Betoninstandsetzung der *Stufe 1: Oberflächenbehandlung*. Hierbei wird die Oberfläche des Bauwerkes versiegelt oder geeignet hydrophobisiert. Grundsätzlich findet noch keine Sanierung der Bewehrung statt.
- Erfolgt keine rechtzeitige Instandsetzung, so kann es zu starker Korrosion der Bewehrung und infolge dessen zu Abplatzungen der Überdeckung kommen. Dieses passiert typischer Weise nach 20 - 30 Jahren und erfordert eine aufwändige Sanierung der *Stufe 2: Untergrundinstandsetzung der Bewehrung und Oberflächenbehandlung*.
- Ist die Bewehrung schon derart stark angegriffen, dass die Tragfähigkeit eines Bauwerkes bereits beeinträchtigt ist, so stellt die *Stufe 3: Abruch und Erneuerung* zumeist die kostengünstigste Lösung dar.

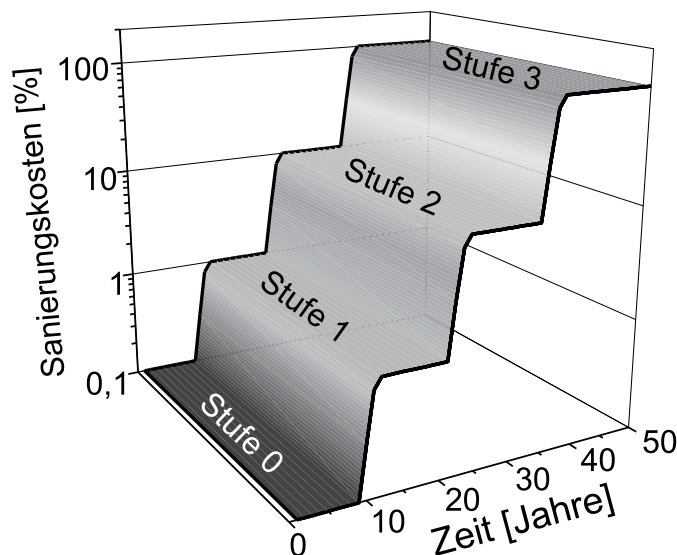


Abbildung 1.3: Stufenartiger Anstieg der Sanierungskosten (in % der Neubaukosten) bei stahlbewehrten Bauwerken [11].

Die Kosten der einzelnen Stufen verhalten sich zueinander im Verhältnis von 1:10:100:1000 [11], so dass der Übergang zu einer höheren Stufe durch rechtzeitig eingeleitete Maßnahmen verhindert werden sollte. Dieses Beispiel verdeutlicht die Wichtigkeit einer kontinuierlichen Bauwerksüberwachung. Aus diesem Grund beschäftigt sich der im Jahre 1998 an der Technischen Universität Braunschweig eingerichtete Sonderforschungsbereich (SFB) 477 mit der *Sicherstellung der Nutzungsfähigkeit von Bauwerken mittels innovativer Bauwerksüberwachung* [5]. Innerhalb dieses

SFB werden Methoden und Verfahren erforscht, die adaptiv durch Messwerte gestützt werden, um ein Höchstmaß an zuverlässigen Aussagen über die Restlebensdauer und Versagenswahrscheinlichkeit zu erhalten. Um diese zum Teil hoch komplexen Zusammenhänge zu erfassen, ist der SFB interdisziplinär ausgerichtet und in die vier folgenden, eng miteinander kooperierenden Projektbereiche untergliedert:

- A Methoden und Strategien zur Bauwerksüberwachung
- B Adaptive Modelle
- C Messtechnik - Entwicklung und Adaption
- D Erprobung an Bauwerken.

Weiterhin ist in dem Zeitraum von Ende 2005 bis Anfang 2006 ein Projektbereich *T* eingerichtet worden, welcher sich mit dem Transfer von Forschungsergebnissen in die industrielle Anwendung befasst. Die einzelnen Projektbereiche sind wiederum in mehrere Teilprojekte untergliedert. So wurden z.B. in den ersten beiden Förderperioden des SFB 477 im Rahmen der Teilprojekte *C1* (*Faseroptische und mikrowellentechnische Sensoren für ein in-situ-Messdatenerfassungssystem*) und *C1b* (*Mikrowellensensoren und -messtechnik für die Bauwerksüberwachung*) grundlegende Sensorprinzipien erforscht. Zusammenfassungen der Ergebnisse finden sich in [12] und [13]. Aufbauend auf diesen Arbeiten wurden in der dritten Förderperiode im Teilprojekt *C1b* die Sensoren optimiert und mögliche Konzepte für kompakte Messsysteme erarbeitet. Die Notwendigkeit solcher Systeme ergab sich in besonderem Maß aus einer Vermarktungsinitiative für ein Sensor-Patent aus der zweiten Förderperiode [14]. Die kontaktierten Industrieunternehmen erkannten zwar die Eignung des Sensors an, verdeutlichten jedoch auch, dass der Sensor ohne integriertes Messsystem nur schwer zu vermarkten sei. Aus diesem Grund werden seit Januar 2006 in Kooperation mit dem in Mainz ansässigen Industrieunternehmen *Franz Ludwig GmbH* innerhalb des SFB 477 im Rahmen des Transferprojektes *T3 - Mikrowellenmesssystem für die zerstörungsfreie in-situ-Feuchtemessung in Bauwerken* solche Systeme untersucht. Die Aufgabe des universitären Kooperationspartners liegt in der Erforschung und Konzeption der Systeme, während sich das Unternehmen schwerpunktmäßig mit der Realisierbarkeit unter industriellen Gesichtspunkten sowie der Vermarktung befasst.

### 1.3 Ziel und Gliederung der Arbeit

Zur Zeit sind keine kostengünstigen, zerstörungsfrei arbeitenden Messsysteme zur kontinuierlichen und querempfindlichkeitsfreien in-situ-Langzeitüberwachung des Feuchtegehaltes von Bauwerken kommerziell erhältlich. Das Ziel dieser Arbeit ist es, einen Beitrag zur Erforschung solcher Systeme zu leisten. Hierbei werden die Systemkonzeption und -realisierung, die messtechnische Verifikation sowie die Integration in ein Sensornetzwerk (siehe Abbildung 1.4) angestrebt. Innerhalb eines solchen Netzwerkes wird eine Vielzahl von Sensorsystemen über eine Monitoring-Zentrale, welche vorzugsweise mittels eines herkömmlichen Computers zu realisieren ist, aktiviert und ausgelesen. Die Datenübertragung soll variabel über Funk oder kabelgebunden erfolgen, wobei bei der kabellosen Variante besonders auf Energieeffizienz zu achten ist.

Ein einzelnes System besteht aus einem Sensor und einer Auswerteeinheit, welche über eine Datenschnittstelle verfügt (siehe Abbildung 1.5). Der Sensor steht in direktem Kontakt mit der Messumgebung Beton und muss den hier vorliegenden Beanspruchungen genügen. Für den Sensor wird

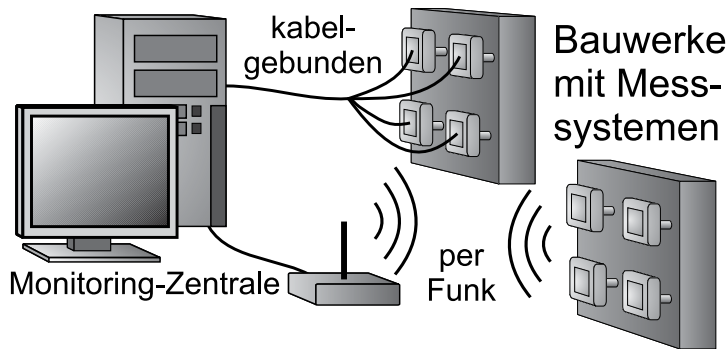


Abbildung 1.4: Schematische Darstellung eines Sensornetzwerkes. Eine Monitoring-Zentrale steuert die Messsysteme kabelgebunden oder per Funk.

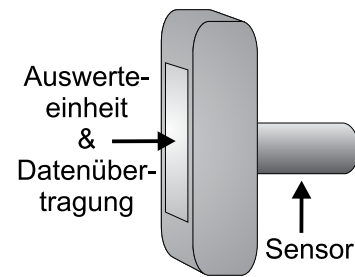


Abbildung 1.5: Schematische Darstellung eines aus einer Auswerteeinheit und einem Sensor bestehenden Messsystems.

eine geeignete Auswerteeinheit benötigt, wobei im Hinblick auf die industrielle Anwendung besonders kostengünstige und kompakte Lösungen anzustreben sind. Die beiden Komponenten Sensor und Auswerteeinheit sind in Bezug auf Bandbreite, Empfindlichkeit und Herstellbarkeit aufeinander abzustimmen.

In dieser Arbeit wird ausgehend von theoretischen Betrachtungen die Realisierung und Erprobung solcher Messsysteme beschrieben. Die Gliederung ist wie folgt:

Im zweiten Kapitel werden zunächst die Grundlagen der Feuchtemesstechnik dargestellt und die besondere Eignung elektrischer Feuchtemessverfahren im Frequenzbereich zwischen 2,0 GHz und 3,5 GHz herausgearbeitet. In einem weiteren Abschnitt wird die Messumgebung Beton im Hinblick auf die Realisierung von in-situ-Feuchtemesssystemen vorgestellt. Das Grundlagenkapitel schließt mit einer Übersicht der Anforderungen an die zu realisierenden Messsysteme.

Im dritten Kapitel werden unterschiedliche Sensoren vorgestellt und bezüglich ihrer Eignung für kompakte Messsysteme untersucht. Wesentliche Gesichtspunkte der Untersuchung sind konstruktive Maßnahmen zur Erhöhung der Feuchteempfindlichkeit und zur Reduzierung der Temperaturquerempfindlichkeit sowie die kostengünstige und reproduzierbare Herstellbarkeit. Am Ende dieses Kapitels steht die Charakterisierung feuchtesensitiver Materialien.

Das vierte Kapitel befasst sich mit der Konzeption und Realisierung geeigneter Auswerteeinheiten. Ferner wird die Integration dieser Einheiten mit Sensoren zu Messsystemen beschrieben. Die Untersuchung der jeweiligen Messgenauigkeit ist ein wesentlicher Bestandteil und schließt die Unterkapitel zu den unterschiedlichen Messsystemen ab. Das Kapitel endet mit einem Vergleich und einer Bewertung. Hiervon ausgehend wird ein System favorisiert.

Im fünften Kapitel werden mit dem favorisierten System erzielte Messergebnisse vorgestellt. Das Kapitel beginnt mit der experimentellen Bestimmung der Querempfindlichkeit durch die im Beton vorliegende Ionenleitfähigkeit. Es folgt eine zweistufige Feuchtekalibrierung. Durch deren Anwendung kann der Feuchtegehalt vom Zeitpunkt der Betonage an bestimmt werden. Dieses wird für Zementstein und unterschiedliche Betone messtechnisch verifiziert. Am Ende des Kapitels folgt eine Bewertung der erzielten Messergebnisse.

Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.



# 2 Grundlagen

Die Konzeption und Realisierung von Mikrowellensystemen für die in-situ-Feuchtemessung zur Bauwerksüberwachung stellen interdisziplinäre Aufgabenstellungen dar. So werden sowohl Kenntnisse der Elektrotechnik als auch des Bauingenieurwesens benötigt. Dieses Kapitel soll Lesern, welche sich mit nur einem der beiden Teilgebiete auskennen, die zum Verständnis der Ergebnisse wesentlichen Grundlagen vermitteln. Am Ende des Kapitels werden die sich für in-situ-Feuchtemesssysteme ergebenden Anforderungen zusammengefasst.

## 2.1 Aquametrie

Der Begriff Aquametrie als metrologische Verfahrensweise zur Messung von Wasser in Feststoffen und Flüssigkeiten wurde in [15] vorgeschlagen und ist heute allgemein akzeptiert. Die Begriffswahl erfolgte in Analogie zu dem Begriff Hygrometrie für die Messung von Wasserdampf in Gasen. Für die Aquametrie stehen eine Reihe von Verfahren zur Verfügung, welche sich grundsätzlich in direkte und in indirekte unterteilen lassen.

### 2.1.1 Direkte und indirekte Aquametrie

Die direkten Verfahren zur Bestimmung von Wasser in Festkörpern basieren auf der Trennung des Wassers von dem zu untersuchenden Material und sind mit einer aufwändigen und zudem zerstörenden Probenentnahme verbunden. Weitere Einschränkungen bestehen in dem oftmals nicht gegebenen Zugang zu der zu untersuchenden Stelle (z.B. bei Fundamenten) und in der fehlenden Möglichkeit, kontinuierliche Messdaten von einer bestimmten Messstelle aufzunehmen. Diese direkten Messverfahren lassen sich in das thermogravimetrische Verfahren und in analytische Verfahren weiter unterteilen [2]. Bei der erstgenannten Methode wird der Gewichtsverlust einer feuchten Materialprobe unter trockener Atmosphäre und definierter Temperatur bis zum Eintritt eines stationären Zustandes gemessen. Dieses Verfahren, auch als Darr-Methode bezeichnet, gilt als Normverfahren und wird in dieser Arbeit zur Kalibrierung der Sensorsysteme Verwendung finden. Die analytischen Verfahren bilden die zweite Gruppe der direkten Verfahren. Zu ihnen werden die Karl-Fischer-Titration, das Calcium-Carbid-Verfahren und die gerätetechnisch besonders aufwändigen gaschromatographischen und massenspektroskopischen Verfahren gezählt.

Die indirekten Messmethoden verzichten auf eine Trennung von Wasser und zu untersuchendem Material und erlauben daher zerstörungsfreie und kontinuierliche Messungen. Diese offensichtlichen Vorteile haben jedoch den Nachteil der erhöhten Empfindlichkeit gegenüber unerwünschten Störgrößen zur Folge. Indirekte Messmethoden verlangen daher nach aufwändigen und materialspezifischen Kalibrierungen. Da mit jeder zu berücksichtigenden Querempfindlichkeit der Kalibrieraufwand potenziell ansteigt, ist bereits bei der Konzeption indirekt messender Sensorsysteme auf möglichst geringe Empfindlichkeiten gegenüber Störgrößen zu achten. Indirekte Methoden umfassen akustische, optische, thermische, radiometrische, hygrometrische und elektrische Verfahren (siehe Abbildung 2.1). Letztere werden, je nach genutztem Frequenzbereich, in Leitfähigkeits- (Gleichstrom), kapazitive (Megahertzbereich) und Mikrowellen-Verfahren (ab ca.



1 GHz) unterteilt. Die Auswahl des Verfahrens sowie des Frequenzbereiches hat signifikanten Einfluss auf die zuvor genannten Querempfindlichkeiten. Im Bereich der elektrischen Verfahren sind die wesentlichen Störgrößen

1. die Dichte des zu untersuchenden Materials
2. die Temperatur und
3. die Leitfähigkeit durch Ionen.

Radiometrische Methoden, wie z.B. die Auswertung von Kernspinresonanzen der Wassermoleküle, zeigen zwar nur geringe Querempfindlichkeiten, der hohe apparative Aufwand verbietet allerdings kostengünstige in-situ-Anwendungen. Um die Kosten gering zu halten, eignen sich insbesondere elektrische Verfahren. Für diese sind aufgrund der Entwicklung der Telekommunikationsbranche eine große Auswahl an kostengünstigen Bauelementen bis in den Gigahertzbereich kommerziell erhältlich. Detailliertere Betrachtungen zu anderen Verfahren finden sich u.a. in [2,16–18].

Von den vorgestellten Verfahren vereinen jene im Frequenzbereich der Mikrowellen zwei wesentliche Vorteile. So weist Wasser in diesem Frequenzbereich noch einen hohen dielektrischen Kontrast zu Baustoffen auf, während Querempfindlichkeiten aufgrund ionischer Leitfähigkeit im Vergleich zu niederfrequenten Verfahren bereits deutlich reduziert sind.

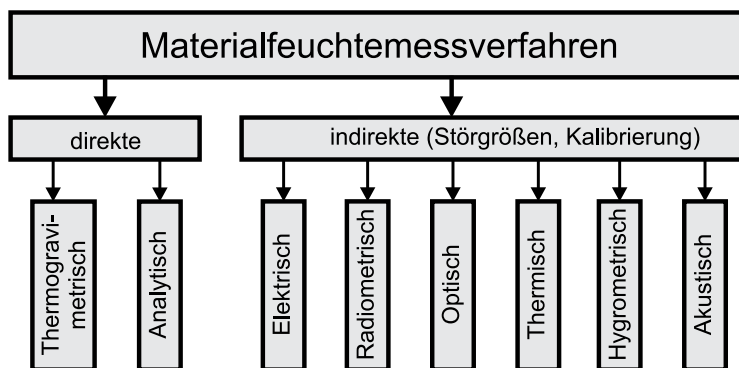


Abbildung 2.1: Überblick über bestehende aquametrische Verfahren [2].

### 2.1.2 Mikrowellen-Aquametrie

Die Mikrowellen-Aquametrie basiert auf der Abhängigkeit der relativen Dielektrizitätszahl

$$\underline{\epsilon}_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (2.1)$$

eines Stoffes von seinem Wassergehalt. Der Realteil  $\epsilon_r'$  beschreibt die Fähigkeit der Materie zur Speicherung elektrischer Energie, und der Imaginärteil  $\epsilon_r''$  trägt den auftretenden Polarisationsverlusten Rechnung. Aus den Maxwell'schen Gleichungen (siehe z.B. [19]) ist erkennbar, dass sich eine Änderung der relativen Dielektrizitätszahl (DK) eines Stoffes auf die elektromagnetischen Felder innerhalb des Stoffes auswirkt. Bei geeigneter Detektion der Felder können daher Aussagen über die relative DK und somit auch über den Wassergehalt des Stoffes getroffen werden.

Die relative Dielektrizitätszahl eines Stoffes hängt sowohl von dessen Aufbau als auch von der Anregungsfrequenz des elektrischen Feldes ab. Im Frequenzbereich der Mikrowellen leisten die Elektronen-, die Atom- sowie die Orientierungspolarisation Beiträge zur DK [20]. Bei der Elektronenpolarisation verschiebt sich die Elektronenhülle bei Anlegen eines äußeren elektrischen Feldes gegenüber dem Atomkern. Nach Ausfall der äußeren Anregung wird die Auslenkung durch

elektrische Rückstellkräfte kompensiert, so dass die Elektronenpolarisation durch einen resonanten Masseschwinger modelliert werden kann. Aufgrund der geringen Masse der Elektronen liefert die Elektronenpolarisation Beiträge zur DK bis in den Bereich der UV-Strahlen. Die Atompolarisation, bei der unterschiedlich geladene Ionen gegeneinander ausgelenkt werden, zeigt ebenfalls resonantes Verhalten, wobei aufgrund der höheren beteiligten Massen das Resonanzphänomen im Bereich der Infrarotstrahlung auftritt. Die Orientierungspolarisation basiert hingegen auf der Ausrichtung permanent vorhandener Dipolmoleküle. Aufgrund der höheren Masse von Molekülen im Vergleich zu Elektronen oder Ionen liefert diese Art der Polarisation maximal Beiträge bis in den Frequenzbereich der Mikrowellen. Weiterhin fehlt eine schnelle Rückstellkraft, so dass nach dem Ausfall der äußeren Anregung nur eine thermisch bedingte Reorientierung der Dipolmoleküle mit einer Zeitkonstanten  $\tau$  stattfindet. Dieser Prozess wird mit dem Begriff Relaxation beschrieben. Für polare Flüssigkeiten wird die Relaxation häufig durch die Debye-Gleichung

$$\epsilon_r(f) = \epsilon'_{r,0} - \underbrace{(\epsilon'_{r,0} - \epsilon'_{r,\infty})}_{\text{Beitrag der Dipolpolarisation}} \cdot \frac{j2\pi f\tau}{j2\pi f\tau - 1} \quad (2.2)$$

beschrieben, wobei  $\epsilon'_{r,0}$  und  $\epsilon'_{r,\infty}$  die relative DK im Gleichfeld und nach Ausfall der Orientierungspolarisation beschreiben. Darüber hinaus existiert eine Reihe verfeinerter Modelle, welche zusätzliche Effekte wie z.B. den Einfluss einer statistisch verteilten Relaxationszeit berücksichtigen [21, 22].

Eine Übersicht über die Polarisationsmechanismen ist in Abbildung 2.2 gegeben. Der qualitative Verlauf der Relaxation der Orientierungspolarisation entspricht der Gleichung (2.2). Die in Formel (2.1) angegebenen  $\epsilon'_r$  und  $\epsilon''_r$  sind somit als Funktion der Frequenz aufzufassen. Bei niedrigen Frequenzen treten zudem bei einer im Material vorhandenen Leitfähigkeit  $\sigma_{leit}$ , wie sie im Beton durch dissoziierte Ionen stets vorliegt, weitere frequenzabhängige Verlustmechanismen auf. Sie sind messtechnisch nicht von den eigentlichen Polarisationsverlusten trennbar und werden daher meist durch eine additive Überlagerung mit diesen beschrieben. Der Beitrag lässt sich mittels

$$\epsilon''_{r,leit} = \frac{\sigma_{leit}}{2\pi f \cdot \epsilon_0} \quad (2.3)$$

berechnen [19, S.5]. Diese hyperbolische Abhängigkeit von der Frequenz (siehe gestrichelte Linie in Abbildung 2.2) hat zur Folge, dass bei kapazitiven Messverfahren mit einer Arbeitsfrequenz von einigen MHz aufgrund der sehr starken Dämpfung keine verlässlichen Feuchtemessungen möglich

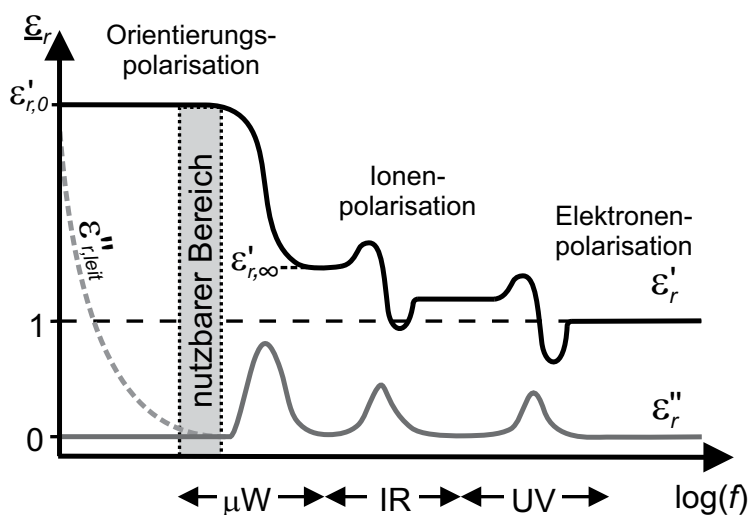


Abbildung 2.2: Unterschiedliche Polarisationsmechanismen.

sind. Es ist somit vorteilhaft, die Arbeitsfrequenz zu erhöhen, bis diese Verluste keinen relevanten Einfluss mehr ausüben. Diese Grenze hängt vom jeweiligen Einsatzgebiet ab und wird im Bereich der Bauwerkssensorik bei Frequenzen oberhalb von 2 GHz angesetzt [23]. Die obere Grenze wird hingegen durch die Relaxationsmechanismen in dem zu untersuchenden Stoff bestimmt. Der besonders gut nutzbare Bereich ist in Abbildung 2.2 grau markiert und liegt in dem Frequenzbereich der Mikrowellen. Ausgehend von diesen allgemein gültigen Betrachtungen werden im folgenden Abschnitt die dielektrischen Eigenschaften von Wasser genauer beschrieben.

### 2.1.3 Eigenschaften von Wasser

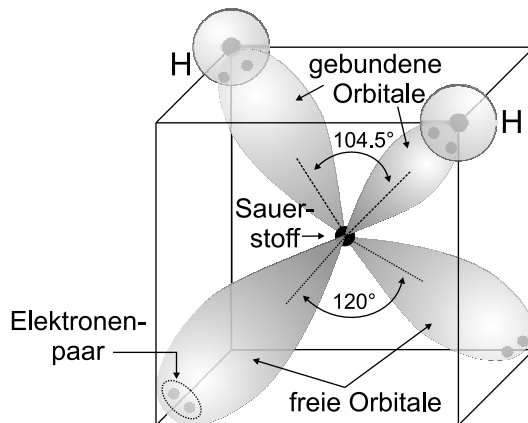
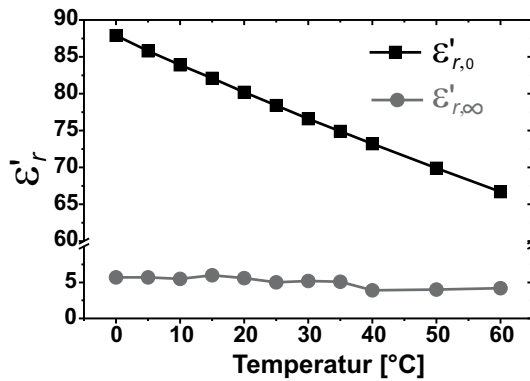


Abbildung 2.3: Modell des annähernd tetraedischen Aufbaus eines  $H_2O$ -Moleküls.

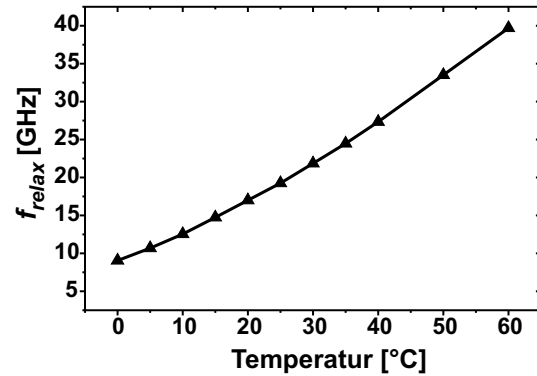
Beim Zusammenschluss von einem Sauerstoffatom mit zwei Wasserstoffatomen zu Wasser entstehen zwei gebundene und zwei ungebundene Orbitale (siehe Abbildung 2.3). Die Endpunkte der Orbitale spannen ein Tetraeder auf, in dessen Zentrum sich das Sauerstoffatom befindet. Im Wassermolekül kommt es aufgrund der unterschiedlichen Elektronenaffinitäten von Wasser- und Sauerstoff und der gegenseitigen Abstoßung der freien Elektronenpaare zu einer Asymmetrie [24], so dass die Ladungsschwerpunkte der positiven und negativen Ladungen nicht zusammenfallen. Die DK von Wasser unterhalb der Resonanz der Atompolarisation lässt sich somit durch eine Debye-Relaxation gemäß Formel (2.2) beschreiben, wobei die Debye-Parameter eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit aufzeigen [22, S.43]. Auf die bei einer Temperatur von  $0^\circ\text{C}$  gemessenen jeweiligen Maximalwerte von  $\epsilon'_{r,0} = 89,3$  und  $\epsilon'_{r,\infty} = 5,9$  bezogen, ergeben sich somit im Temperaturbereich bis  $60^\circ\text{C}$  prozentuale Änderungen von  $-25\%$  und  $-30\%$  (siehe Abbildung 2.4(a)). Auf die Darstellung negativer Temperaturwerte wird an dieser Stelle verzichtet, da Eis eine Relaxationsfrequenz im Bereich von nur wenigen Kilohertz aufweist und mikrowellentechnisch somit nur eingeschränkt detektierbar ist. Die Relaxationsfrequenz  $f_{relax} = 1/(2\pi\tau)$  beträgt bei  $T = 60^\circ\text{C}$  knapp 40 GHz und fällt bei  $T = 0^\circ\text{C}$  auf ca. 7,5 GHz ab (siehe Abbildung 2.4(b)). Der Grund für dieses Verhalten liegt in dem Aufbrechen von Wasserstoffbrückenbindungen innerhalb des freien Wassers bei Temperaturerhöhung. Hierdurch entstehen kleinere Molekülgruppen, welche sich schneller ausrichten können [25, S.25].

Somit weisen alle Debye-Parameter Temperaturabhängigkeiten auf. Diese Abhängigkeiten stellen für dielektrische Feuchtemessverfahren eine Querempfindlichkeit dar (vgl. Abschnitt 2.1.1) und müssen durch eine Kalibrierung ausgeglichen werden. Weiterhin lassen sich aus der Abbildung 2.4 Aussagen zur Eignung des Verfahrens und zur Auswahl des zu nutzenden Frequenzbereiches ableiten.

- Für freies Wasser gilt bei dem hier betrachteten Temperaturbereich  $\epsilon'_{r,0} \geq 65$ , wohingegen trockene Baumaterialien nur eine DK im Bereich von  $4 \leq \epsilon'_r \leq 7$  aufzeigen [13, 23]. Die-



(a) Temperaturabhängigkeit der relativen DK



(b) Temperaturabhängigkeit der Relaxationsfrequenz

Abbildung 2.4: Temperaturabhängigkeiten der Debye-Parameter für freies Wasser [22, S.103].

ser dielektrische Kontrast bildet die Grundlage für das Detektieren und Quantifizieren von Wasser in Baumaterialien mittels der Mikrowellen-Aquametrie.

- Im Temperaturbereich von 0 °C bis 60 °C beträgt die Relaxationsfrequenz  $f_{relax}$  von freiem Wasser mindestens 7,5 GHz. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass sich  $f_{relax}$  bei an Feststoffen gebundenem Wasser reduziert [25, S.27], wird in dieser Arbeit die obere Frequenzgrenze auf maximal 3,5 GHz festgelegt. Zusammen mit der in Abschnitt 2.1.2 gefundenen Untergrenze von 2,0 GHz steht somit zur Detektion der Feuchte ein Frequenzbereich mit einer Bandbreite von 1,5 GHz zur Verfügung.

## 2.2 Die Messumgebung

In diesem Unterkapitel werden zunächst die Eigenschaften von Beton und Zement bei Erstarrung und Erhärtung dargelegt. Es werden weiterhin die in der Bauwerksüberwachung genutzten Feuchte-kennzahlen definiert und die wichtigsten Anlagerungsprozesse von Wasser an poröse Feststoffe beschrieben. Es folgt die Diskussion der in der Bauwerksüberwachung interessierenden Feuchte-bereiche.

### 2.2.1 Zementherstellung

Beton besteht aus dem 3-Phasen-Gemisch Zement, Zuschlag und Wasser. Die Ausgangsmaterialien des Zementes sind freier Kalk ( $CaO$ ), Quarzsand ( $SiO_2$ ), Tonerde ( $Al_2O_3$ ) und Eisenoxide ( $Fe_2O_3$ ). Diese werden durch den endothermen Vorgang des Sinterns bei ca. 1.450 °C in energiereiche Klinkerphasen überführt. Die wichtigsten Träger der Zementherhärtung sind die Klinkerphasen Dicalciumsilikat ( $2CaO \cdot SiO_2$ ) und Tricalciumsilicat ( $3CaO \cdot SiO_2$ ). Je nach Anwendung werden nach dem Sintern weitere Materialien mit mehr oder weniger abbindenden Eigenschaften wie z.B. Hüttsand, Flugasche und Puzzolane beigemischt. Nach der DIN EN 197-1 ergibt sich entsprechend der Mischungsverhältnisse eine Gliederung in die fünf Hauptgruppen CEM I - CEM V, welche sich wiederum in insgesamt 27 Untergruppen aufteilen [26, S.248]. Für jede dieser Gruppen wird die Normfestigkeit in der Einheit  $N/mm^2$  durch die Zusätze 32,5, 42,5 oder 52,5 angezeigt. Die dieser Zahl folgenden Buchstaben kennzeichnen besondere Eigenschaften eines Zementes, wie z.B. sein Abbindeverhalten oder auch seinen Widerstand gegen chemische Angriffe.

In dieser Arbeit wird CEM I 32,5 R-Zement verwendet, welcher mit über 50 % den Hauptanteil der deutschen Zementproduktion ausmacht [1].

## 2.2.2 Die Hydratation des Zementes

### 2.2.2.1 Chemische und thermische Bedingungen

Wird Zement mit Wasser in Verbindung gebracht, dem so genannten *Anmachen* des Zementes, so entsteht zunächst der Zementleim. In diesem laufen grundsätzlich zwei Reaktionen ab. Die erste ist die *Hydrolyse*, bei der freier Kalk sowie aus den Klinkerphasen in geringem Umfang gelöster Kalk mit dem Wasser augenblicklich gemäß der Gleichung



reagieren. Da es sich hierbei um eine exotherme Reaktion handelt, ist die Wärmeentwicklungsrate innerhalb der ersten Minuten, der so genannten Induktionsphase, sehr hoch (siehe Phase I in Abbildung 2.5). Aufgrund der freigesetzten  $\text{OH}^-$ -Ionen steigt der pH-Wert schnell auf ca. 12,6 an. Dieses führt bei vorhandenen Bewehrungsstählen zur Bildung einer Schutzschicht, der so genannten Passivierung. Im weiteren Verlauf der Erhärtung kann durch Reaktion von Alkalien der pH-Wert über 13 steigen. Die zweite Reaktion, die *Hydratation*, beginnt frühestens eine Stunde nach dem Anmachen und stellt den Beginn der eigentlichen Erhärtungsreaktion dar, bei der sich der Zementleim in den Zementstein umwandelt. Der Verzögerungszeitraum (Phase II in Abbildung 2.5) wird auch als dormante oder Ruhephase bezeichnet. Ihre Ursache findet sich in der während der Induktionsphase entstehenden Membranschichten aus Hydratphasen, welche die Zementkörner zunächst vom Wasser abschirmen. Diese Membranschicht wird schließlich durch osmotische Vorgänge aufgebrochen, so dass es in der Phase III, der so genannten Akzelerationsphase, zu einer beschleunigten Reaktion des Wassers mit den Klinkerphasen kommt. Dieser exotherme Prozess führt wiederum zu einem Ansteigen der Wärmerate, welche nach ca. 10 h ihr Maximum erreicht. Das in Phase IV beobachtete Abklingen der Reaktivität und somit auch der Wärmeentwicklung ist in der zunehmenden Abschirmung der Zementkörner durch die frisch entstandenen Hydratphasen begründet. In diesem als Retardationsphase bezeichneten Zeitraum gelangt Wasser nur noch durch langsame Diffusionsprozesse bis zu den unhydratisierten Klinkerphasen. Die Finalperiode (Phase V) beschreibt schließlich das asymptotische Abklingen der Hydratation.

Die variierenden Verläufe der Wärmeentwicklung in Abbildung 2.5 für unterschiedliche Zementgruppen erklären sich aus deren jeweiliger Zusammensetzung. Da ein CEM I-Zement einen wesentlich höheren Anteil an hoch reaktiven Klinkerphasen besitzt, zeigt er gegenüber CEM II- und CEM III-Zementen mit ihren Beimischungen von Hüttensand, Flugasche, etc. eine größere Wärmeentwicklung in der Phase III. Aus diesem Grund ist für einen CEM I-Zement die größte absolute

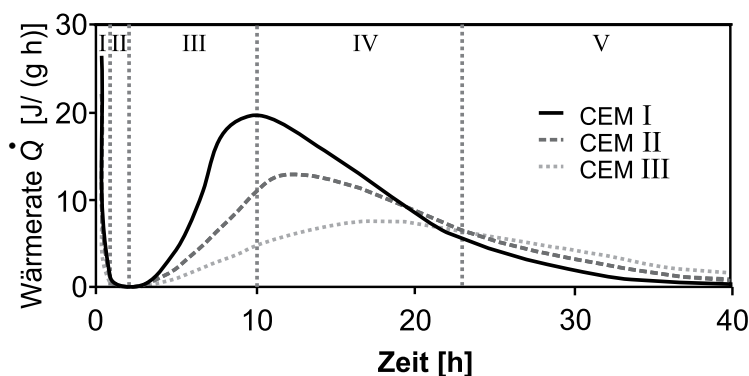


Abbildung 2.5: Entwicklung der Wärmerate nach dem Anmachen [27, S.121]. Die zeitliche Skalierung kann je nach Umgebungstemperatur stark schwanken.

Temperaturerhöhung zu erwarten. Da diese für die Konzeption der Messsysteme von Relevanz ist, wird sie nachfolgend berechnet.

Die maximale Hydratationswärme  $Q_{max}$  ergibt sich durch Integration der Wärmerate  $\dot{Q}(t)$  über der Zeit. Aufgrund der unterschiedlichen Zusammensetzungen und stets vorhandenen geringen Verunreinigungen variieren die in der Literatur gefundenen Angaben zur Hydratationswärme  $Q_{max}$  der einzelnen Klinkerphasen stark. Für das Tricalciumsilicat werden z.B. Werte zwischen 500 J/g und 570 J/g angegeben [28, S.17]. Diese Variationen wirken sich auf die Hydratationswärmen der aus den Klinkerphasen zusammengesetzten Hauptzementarten aus, wobei der CEM I-Zement mit Werten zwischen 375 J/g und 525 J/g die höchsten Hydratationswärmen aufzeigt. Um die Obergrenze der Temperaturerhöhung abzuschätzen, wird ein von der Umgebung thermisch isolierter Körper herangezogen. Der Vorteil in der Betrachtung solch eines adiabatischen Systems liegt in der Möglichkeit der Vernachlässigung von ausgleichenden Wärmeflüssen. Die so erzielten Ergebnisse stellen in diesem Zusammenhang daher einen Maximalwert dar und gelten in der Praxis nur im Zentrum größerer Volumina [27].

Die Berechnung der Temperaturerhöhung im Zementleim  $\Delta T_{ZL}$  erfolgt über

$$\Delta T_{ZL} = \frac{\alpha \cdot m_Z \cdot Q_{max}}{c_{ZL} \cdot m_{ZL}}, \quad (2.5)$$

mit der Masse des Zementes  $m_Z$ , der des Zementleimes  $m_{ZL}$  und dessen spezifischer Wärmekapazität  $c_{ZL}$ . Der Hydratisierungsgrad  $\alpha = 0,2$  gibt den Mengenanteil des hydratisierten Zementes zum Zeitpunkt der größten Wärmeentwicklung nach 10 h an (siehe Abbildung 2.5). Bei Einführung des in der Zementherstellung gebräuchlichen Massenverhältnisses Wasserzementwert ( $w/z$ ) gemäß

$$w/z = \frac{m_{H_2O}}{m_Z} \quad (2.6)$$

und unter Nutzung der Beziehung  $m_{ZL} = m_Z + m_{H_2O}$ , mit  $m_{H_2O}$  als der Masse des Anmachwassers, kann Gleichung (2.5) in

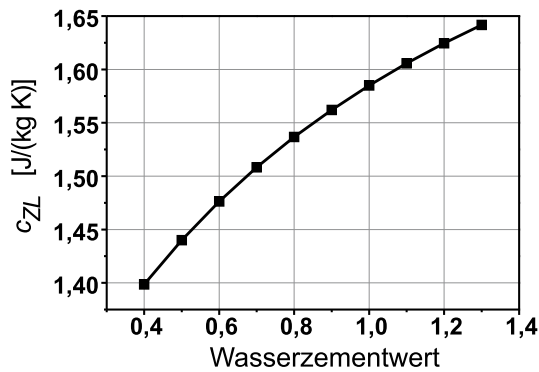
$$\Delta T_{ZL} = \frac{\alpha \cdot Q_{max}}{(1 + w/z) \cdot c_{ZL}(w/z)} \quad (2.7)$$

umgeformt werden. Die Wärmekapazität des Zementleimes  $c_{ZL}$  ist in dieser Darstellung ebenfalls eine Funktion des  $w/z$ -Wertes. Die verwendete Mischungsformel

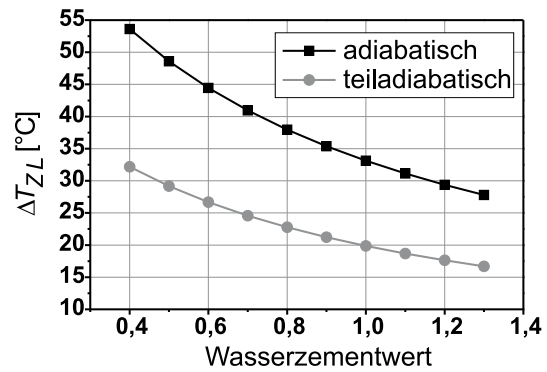
$$c_{ZL}(w/z) = \frac{(w/z) \cdot c_{H_2O} + c_Z}{(w/z) + 1} \quad (2.8)$$

wichtet die Wärmekapazität des Wassers ( $c_{H_2O} = 2020 \text{ J/(kg K)}$ ) und die des Zementes ( $c_Z = 1150 \text{ J/(kg K)}$ ) entsprechend ihrer anteiligen Massen. Abbildung 2.6(a) zeigt den Verlauf von Gleichung (2.8). Werden die Werte gemäß Abbildung 2.6(a) schließlich in Gleichung (2.7) eingesetzt, so ergibt sich mit  $Q_{max} = 525 \text{ J/g}$  für einen Zement der Gruppe CEM I 32,5 R die Temperaturerhöhung in Abhängigkeit vom Wasserzementwert (siehe Abbildung 2.6(b)). Die höchste Temperaturerhöhung tritt erwartungsgemäß unter adiabatischen Bedingungen und bei niedrigen Wasserzementwerten auf und beträgt ca. 55 °C. In [27, S.131] wird ausgehend von dieser Temperatur unter teiladiabatischen Bedingungen, also unter Berücksichtigung von Wärmeflüssen, eine um 40 % reduzierte Maximaltemperatur angegeben. Diese reduzierte Temperaturentwicklung, welche grundsätzlich die Verhältnisse an den äußeren Kanten beschreibt, ist ebenfalls in Abbildung 2.6(b) dargestellt.

Bei der Realisierung der Sensorsysteme ist, ausgehend von einer angenommenen Anfangstemperatur von 20 °C, somit darauf zu achten, dass Umgebungstemperaturen von bis zu 75 °C auftreten können. Dieses ist bei der Auswahl der elektronischen Bauteile und der mechanischen Funktionselemente zu beachten.



(a) Spezifische Wärmekapazität gemäß Formel (2.8)



(b) Temperaturerhöhung gemäß Formel (2.7)

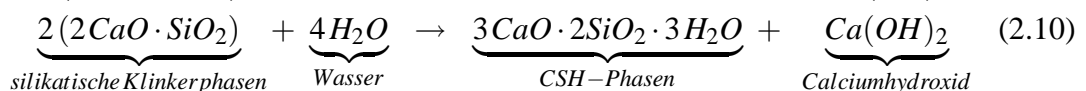
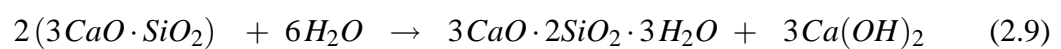
Abbildung 2.6: Spezifische Wärmekapazität und Temperaturerhöhung des Zementleimes in Abhängigkeit vom Wasserzementwert.

### 2.2.2.2 Hydratationsprodukte und Porosität

Die in Abbildung 2.5 dargestellte Entwicklung der Wärmerate ist eng mit der Entstehung stabiler Hydratphasen verbunden, wie sie schematisch in Abbildung 2.7 dargestellt ist. Auf die Entstehung von Sulfaten und aluminatischer Hydratphasen wird in dieser Arbeit verzichtet, da sie für die Ausbildung der Porenstruktur und der Festigkeit im Vergleich zu den Silikathydratphasen (CSH-Phasen) nur eine untergeordnete Bedeutung besitzen. Detailliertere Angaben sind in [24,26,27,29] zu finden. Calciumhydroxid trägt zwar ebenfalls kaum zur Festigkeit bei, besitzt aber fundamentale Bedeutung für die Einbindung von Zuschlägen sowie für die Passivierung des Bewehrungsstahls und findet daher in dieser Arbeit Berücksichtigung.

Im Gegensatz zur Entwicklung der Wärmerate wird bei der Bildung der Hydratationsprodukte im Allgemeinen eine Unterteilung in drei anstatt in fünf Stufen vorgenommen [27].

- So werden die Induktions- und die Ruhephase zur **Hydratationsstufe I** zusammengefasst. Der freie Kalk ( $CaO$ ) geht sofort in Lösung und sättigt das Anmachwasser, wodurch erste hexagonale  $Ca(OH)_2$ -Kristalle (Portlandit) ausfallen. Die aus den Klinkerphasen bestehenden Zementkörner werden sofort durch eine dünne Gelhaut aus CSH-Phasen vom Anmachwasser getrennt. Der Frischbeton liegt somit in Form einer Suspension vor, die sich sehr gut verarbeiten lässt. Durch osmotische Vorgänge gelangen einige Wassermoleküle in das Zementkorn und einige Ionen aus dem Zementkorn in das Anmachwasser. So entstehen erste nadelförmige CSH-Phasen, die jedoch noch keine Zementkörner miteinander vernetzen.
- Die **Hydratationsstufe II** beschreibt das *Erstarren* und entspricht im Wesentlichen der Beschleunigungsphase in Abbildung 2.5. Beim Erstarren reißt die Gelhaut durch anhaltende Osmose auf und das Anmachwasser kann in größerem Umfang mit den Klinkerphasen reagieren. Das Wasser wird in die Kristallstruktur der für die Festigkeit wesentlichen silikatischen Klinkerphasen laut folgender Reaktionsgleichungen eingebaut [26, S.253]



und somit chemisch gebunden. Die Zementkörner werden hierbei von außen nach innen abgebaut und die entstehenden langnadeligen CSH-Phasen wachsen in den sich verkleinernden



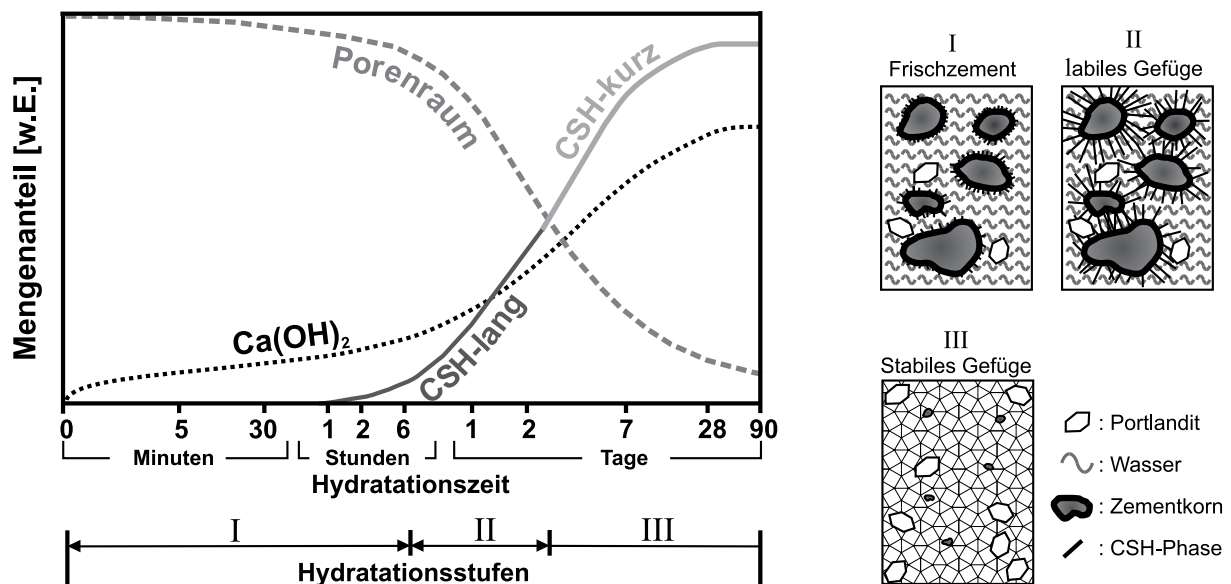


Abbildung 2.7: Vereinfachte schematische Darstellung der Entwicklung der Mengenanteile des Portlandits ( $\text{Ca}(\text{OH})_2$ ), der hydratisierten Klinkerphasen und des Porenraumes während der Hydratationsstufen I-III sowie der dabei entstehenden Gefüge.

Porenraum. Es bilden sich erste Vernetzungen zwischen den Zementkörnern und das labile Gefüge entsteht, wobei die langnadeligen CSH-Phasen eine besonders hohe Festigkeit besitzen.

- Zu Beginn der **Hydratationsstufe III**, dem *Erhärten*, sind die Räume zwischen den Zementkörnern bereits größtenteils mit langfaserigen CSH-Phasen verwachsen. Die bestehenden Zwischenräume werden zu diesem Zeitpunkt mit kurzfaserigen CSH-Phasen aufgefüllt, so dass sich der zur Verfügung stehende Porenraum weiter reduziert. Dieser Vorgang findet von der Oberfläche des Zementkernes aus statt, wodurch der Kern durch eine zunehmend dickere Schicht von dem noch zur Verfügung stehenden Anmachwasser getrennt wird. Der Wassertransport zum Zementkorn findet nur noch über langsame Diffusionsprozesse statt. Das Ende der Erhärtung ist schließlich erreicht, wenn alle Hohlräume ausgefüllt, der Zementkern vollkommen aufgelöst oder das Anmachwasser aufgebraucht ist. Die Hydratationsstufe III kann aufgrund der langsamen Diffusionsprozesse erst nach Jahren abgeschlossen sein.

Das in den Hydratationsphasen II und III aus kurz- und langfaserigen CSH-Phasen gebildete Gefüge wird zusammenfassend als Zementgel bezeichnet. Die Struktur des Gels ist von vielen Parametern wie z.B. von der Mahlfeinheit des Zementes und somit der Größe der einzelnen Zementkörner, der Umgebungstemperatur als auch von dem Wasserzementwert abhängig. Die Komplexität der dabei ablaufenden Prozesse ist derart hoch, dass die Hydratation und deren Einflüsse auf die Struktur des Zementsteines weiterhin Gegenstand aktueller Forschung sind [28, 30, 31]. Der wichtigste Prozessparameter ist indes unbestritten der Wasserzementwert. Bei der Hydratation wird gemäß den Reaktionsgleichungen (2.9) und (2.10) Wasser chemisch in die entstehenden Hydratphasen eingebunden. Die Masse des so gebundenen Kristallwassers beträgt auf die initiale Zementmasse bezogen ca. 0,25 g/g, wobei dieser Wert in Abhängigkeit von der Temperatur und dem  $w/z$ -Wert leicht variieren kann. Neben diesem chemisch gebundenen Wasser lagert sich ein weiterer Teil des Anmachwassers durch Adsorption an den Oberflächen des bei der Hydratation entstehenden Zementgels an. Hierdurch entstehen die Gelporen. Die Klassifikation der Durchmesser dieser Poren erfolgt in der Literatur aufgrund variierender Untersuchungsmethoden sehr unterschiedlich [32, S.74]. Eine grundsätzliche Übereinstimmung ist allerdings in Bezug auf die



Existenz von Gelporen, Kapillarporen und Luftporen gegeben. In [27, S.141] werden Poren mit Radien von  $0,001\ \mu\text{m}$  bis  $0,010\ \mu\text{m}$  den Gelporen, von  $0,010\ \mu\text{m}$  bis  $10,000\ \mu\text{m}$  den Kapillarporen und von  $10,000\ \mu\text{m}$  bis  $1.000,000\ \mu\text{m}$  den Luftporen zugeordnet.

Die Entwicklung der Gelporosität ist untrennbar mit der Zementsteinbildung verbunden, weitgehend unabhängig vom Wasserzementwert und auch sonst nicht durch äußere Maßnahmen beeinflussbar. Die Gelporen binden einen auf die Masse des Zementes bezogenen Anteil von ca.  $0,15\ \text{g/g}$  des Anmachwassers, welches somit nicht für die weitere Hydratation zur Verfügung steht. Zum Erreichen einer vollständigen Hydratation ist unter Berücksichtigung des chemischen gebundenen Wassers von  $0,25\ \text{g/g}$  somit ein  $w/z$ -Wert von mindestens  $0,4$  erforderlich. Abbildung 2.8 verdeutlicht die Zusammenhänge zwischen dem Wasserzementwert und den Volumenanteilen im Zementstein [27, S.139]. Wird ein Wasserzementwert  $w/z > 0,4$  verwendet, so bleibt auch nach vollständiger Erhärtung Anmachwasser im Gefüge, welches für die Ausbildung des Kapillarporenraumes und somit auch für eine erhöhte Wasserdurchlässigkeit des Zementsteins verantwortlich ist. Neben einem hohen  $w/z$ -Wert kann auch ein, z.B. durch Frost verursachter, niedriger Hydratationsgrad zu einer hohen Kapillarporosität führen. Abbildung 2.9 zeigt dieses Verhalten für verschiedene  $w/z$ -Werte. Wie zu erkennen ist, wird insbesondere bei hohen Wasserzementwerten und niedrigen Hydratationsgraden das Volumen der Kapillarporen sehr groß. Dieses hat wiederum entscheidenden Einfluss auf die Festigkeit und die Wasserdurchlässigkeit des Zementsteines: Mit steigender Porosität reduziert sich die Festigkeit überproportional stark, und ab einem Porenvolumen von ca.  $10\ \%$  steigt die Wasserdurchlässigkeit exponentiell an.

Der empfohlene Nachbehandlungszeitraum für den in dieser Arbeit verwendeten CEM I 32,5 R-Zement beträgt gemäß der DIN 1045, Abschnitt 10.3(2) bei mittlerer Sonneneinstrahlung und Windeinwirkung und einer relativen Luftfeuchtigkeit von  $\geq 50\ \%$  mindestens 3 Tage [27, S.153]. Weichen die Umgebungsbedingungen von diesen Normalbedingungen ab, so ist die Nachbehandlungsdauer anzupassen.

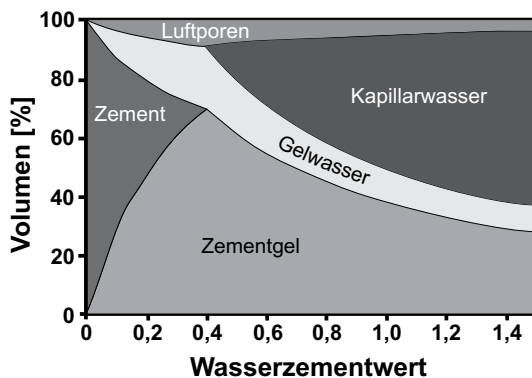


Abbildung 2.8: Volumenanteile der vorhandenen Phasen bei vollständiger Hydratation in Abhängigkeit vom Wasserzementwert.

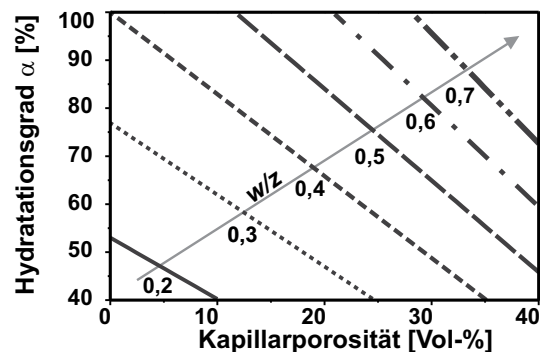


Abbildung 2.9: Hydratationsgrad über Kapillarporosität in Abhängigkeit des initialen  $w/z$ -Wertes [27, 33].

### 2.2.3 Die Eigenschaften von Beton

Die in den vorherigen Abschnitten dargestellten Eigenschaften von Zementstein sind grundsätzlich auch auf Betone anwendbar. Dieses liegt daran, dass es sich bei den Zuschlagsstoffen grundsätzlich um nicht poröse, mit dem Zementleim chemisch nicht reagierende Feststoffe handelt. Die Summe der Zuschlagsstoffe besitzt im Mittel eine ca. dreifach größere Masse als der eingesetzte Zement und dient dem Zementstein somit als Traggerüst. Dennoch ergeben sich einige zu berücksichtigende Besonderheiten.

- Das Anmachwasser benetzt beim Beton neben den Zementkeimen auch die Zuschläge. Das zur Benetzung der Zuschläge verwendete Wasser steht der Hydratation nicht mehr zur Verfügung. Im Vergleich zur Herstellung reinen Zementsteines ist daher bei der Betonherstellung ein höherer Wasserzementwert notwendig. In der Praxis wird aus diesem Grund der optimale  $w/z$ -Wert von 0,4 (vgl. Abbildung 2.8) meist auf Werte um  $w/z = 0,5$  erhöht.
- Bei gleichem Wasserzementwert besitzt Beton bei Verwendung von Zuschlägen mit einer weiten Korngrößenverteilung im Vergleich zu Zementstein grundsätzlich eine geringere Porosität und zu größeren Radien hin verschobene Porenverteilungen.
- In der Induktionsphase (vgl. Abbildung 2.5) bildet sich hauptsächlich Calciumhydroxid, welches eine geringere Festigkeit aufweist. Dieses lagert sich in Form einer  $2\ \mu\text{m}$  bis  $3\ \mu\text{m}$  dicken Schicht an den Oberflächen des Zuschlages an (siehe Abbildung 2.10). Eine weitere Reduzierung der Festigkeit im Bereich der Zuschläge, welche zudem mit einer erhöhten Porosität einhergeht, ist in der modifizierten Entwicklung der CSH-Phasen begründet. Die Hydratationskeime sind im Beton weiter voneinander entfernt und die CSH-Phasen müssen weitere Strecken überbrücken, um sich zu vernetzen. Die Dichte der besonders festigkeitsfördernden langfaserigen CSH-Phasen ist im Bereich der Zuschlagsstoffe somit geringer als im normalen Zementstein. Der Verbund zum Zuschlag beruht daher zu einem wesentlichen Teil auf den eingebundenen Portlanditkristallen. Dieser zusammenfassend als Verbundzone bezeichnete poröse Bereich weist insgesamt eine Breite von bis zu  $23\ \mu\text{m}$  auf [34].
- Im Vergleich zur Hydratation von Zementstein ist aufgrund des geringeren Massenanteils an energiereichen Klinkerphasen mit einer reduzierten Wärmeentwicklung zu rechnen. Die in Abschnitt 2.2.2 hergeleitete Obergrenze besitzt weiterhin Gültigkeit.
- Bewehrung und Sensoren können in Bezug auf das Ausbilden einer Kontaktzone ebenfalls als Zuschlag gewertet werden. Aufgrund der Calciumhydroxidschicht und der sich durch unterschiedliche Wäremausdehnungskoeffizienten von Zuschlag und Zementstein ergebenden Mikrorisse existiert in der Verbundzone ein gut ausgeprägter Feuchtetransport. Feuchtesensoren können somit direkt einbetoniert werden.

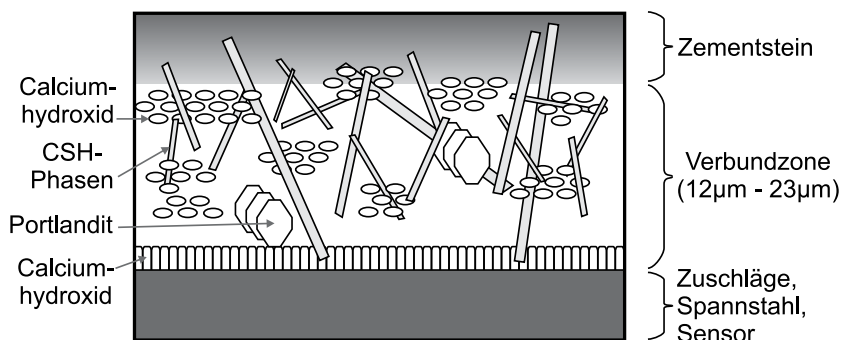


Abbildung 2.10: Verbundzone zwischen dem Zementstein und einem Feststoff [34].

## 2.2.4 Feuchte im Beton

### 2.2.4.1 Kennwerte zur Quantifizierung der Feuchte

Die Quantifizierung von Feuchte in Materialien erfolgt zumeist anhand der Masse, des Volumens oder der Ausgleichsfeuchte. Bei dem weit verbreiteten massebezogenen *Feuchtegehalt*  $u_m$  wird der Massenanteil des Wassers  $m_{H_2O}$  in Relation zur Masse des trockenen Stoffes  $m_{tr}$  gesetzt

$$u_m = \frac{m_{H_2O}}{m_{tr}}. \quad (2.11)$$

Der *Feuchteanteil*  $\Psi_m$  bezieht hingegen die Masse des Wassers auf die Gesamtmasse des feuchten Materials

$$\Psi_m = \frac{m_{H_2O}}{m_{H_2O} + m_{tr}}. \quad (2.12)$$

Äquivalente Ausdrücke ergeben sich für die volumenbezogenen Feuchtedefinitionen.

Eine weitere weithin genutzte Möglichkeit zur Beschreibung des Wassergehaltes eines Materials ist die Angabe der sich bei einer bestimmten äußeren relativen Luftfeuchte in dem Material einstellenden Ausgleichsfeuchte. Diese wird in Prozent der relativen Luftfeuchte angegeben. Die bei konstanter Temperatur bestehenden Abhängigkeiten zwischen dem aus der Luft aufgenommenen bzw. abgegebenen Wasser über der relativen Luftfeuchte werden als Sorptions- bzw. Desorptionsisotherme, oder zusammenfassend, als Feuchtespeicherfunktion bezeichnet. Bei Betrachtung des Wasserdampfes als idealem Gas berechnet sich die relative Luftfeuchte *rel.LF.* aus dem Verhältnis des bestehenden Wasserdampfpartialdrucks zu dessen Sättigungswert

$$rel.LF. = \frac{p_{H_2O}}{p_{sat,H_2O}}, \quad (2.13)$$

wobei der Sättigungswert  $p_{sat,H_2O}$  im Gegensatz zu den Feuchtespeicherfunktionen eine ausgeprägte Temperaturempfindlichkeit aufweist [2, 35]. Besonders vorteilhaft ist die Nutzung der Ausgleichsfeuchte bei Vorgängen, welche nur geringe Massenänderungen hervorrufen. Diese Änderungen sind, insbesondere wenn sie mit großen Zeitkonstanten einhergehen, messtechnisch nur schwer erfassbar. Die Ausgleichsfeuchte ist daher bei Feuchteänderungen, die nur geringe Massenänderungen hervorrufen, grundsätzlich zu bevorzugen [36, S.31] (siehe auch Abschnitt 5.2).

Informationen über weitere Kennzahlen zur Definition der Feuchte sind in u.a. in [2] und sehr detailliert in [17] zu finden.

### 2.2.4.2 Arten der Wasserbindung

Wasser kann in Beton grundsätzlich in chemisch oder physikalisch gebundener und in den Kapillaren in ungebundener Form vorliegen [32, S.33]. Zur theoretischen Beschreibung der Anlagerungsprozesse existieren in der gängigen Literatur mehrere Modelle, welche sich insbesondere bei der Festlegung und Bewertung der Grenzen zwischen den drei Bindungsarten unterscheiden. Sich zum Teil ergänzende Übersichten über einige dieser Modelle sind in [30] und [32] zu finden.

**Chemisch gebundenes Wasser** Das chemisch gebundene Wasser entspricht im Wesentlichen dem bei der Hydratation in die Kristallstruktur des Zementsteines eingebetteten Anteil des Anmachwassers (siehe auch Reaktionsgleichungen (2.9) und (2.10)). Das Entfernen dieses auch als Kristallwasser bezeichneten Anteils führt zur Zerstörung des Zementsteines. Aus diesem Grund wird das Kristallwasser nicht der Feuchte, sondern dem Zementstein an sich zugeordnet. Die Bindung ist hierbei so stark, dass sich die Wassermoleküle in einem elektrischen Feld kaum ausrichten können und daher auch keinen wesentlichen Beitrag zur für die dielektrische Feuchtebestimmung genutzten Orientierungspolarisation leisten. Der chemisch gebundene Anteil ist unter der bei ausreichender Nachbehandlung sichergestellten Annahme einer abgeschlossenen Hydratation zudem unabhängig von der Umgebungsfeuchte (siehe Abbildung 2.11).

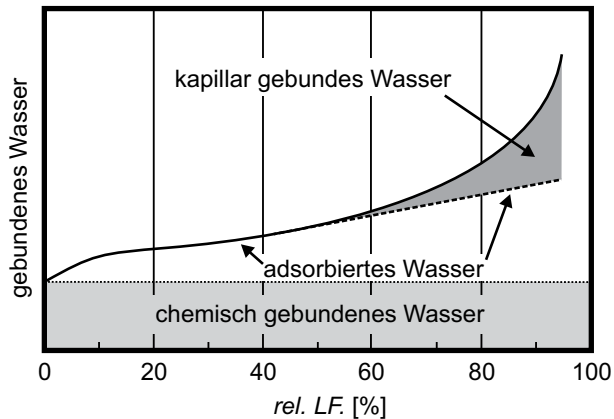


Abbildung 2.11: Bindungsmechanismen von Wasser in Zementstein und Beton als Funktion der Umgebungsfeuchte im Bereich von 0 % bis 95 % [32]. Das freie Wasser findet in dieser Darstellung keine Berücksichtigung.

**Physikalisch gebundenes Wasser** Das physikalische (oder auch hygroskopisch) gebundene Wasser unterteilt sich in das **adsorbierte** und in das durch **Kapillarkondensation** angelagerte Wasser.

Die Menge des **adsorbierten** Anteils ist, wie in Abbildung 2.11 dargestellt, eine Funktion der Umgebungsfeuchte. Bei einer relativen Luftfeuchte von unter 15 % ist von einer monomolekularen Belegung auszugehen [31, S.15]. Diese Schicht ist durch van-der-Waals- und Coulomb-Kräfte sehr fest an den Zementstein gebunden und lässt sich nur unter hohem Aufwand verdampfen. Hierbei kommt es durch sich verschließende Gelporen zu irreversiblen Schrumpfungen, so dass die Struktur des Zementsteines, wenn auch nicht zerstört, so doch geschädigt wird. Die Bindung dieses Wasseranteils wird daher auch als chemisorptiv bezeichnet und der so gebundene Anteil in einigen Veröffentlichungen der Struktur des Zementsteines zugeordnet. In [37] wird die Grenze zwischen chemischer und physikalischer Bindung z.B. durch den thermodynamischen Gleichgewichtszustand bei einer relativen Feuchte von 11 % angesetzt. Diese Grenze ist indes nicht unumstritten [30].

Erhöht sich die relative Luftfeuchte, so bilden sich zunehmend multimolekulare Lagen aus, welche eine geringere Bindung aufweisen und daher einen höheren Anteil zur Orientierungspolarisation liefern. Die Anlagerung (Sorption) und das Verdunsten (Desorption) dieser multimolekularen Schichten wird als hysteresefrei angesehen.

Ab einer relativen Feuchte von ca. 50 % wird die Adsorption durch **Kapillarkondensation** überlagert. Die Kondensation bei Luftfeuchten unter 100 % ist in dem Zusammenwirken der Grenzflächenspannung zwischen Zementstein und Wasser sowie der Oberflächenspannung des Wassers begründet und gilt für Poren mit Radien bis zu ca. 100 nm [31]. Die Menge des kapillarkondensierten Wassers ist eine Funktion der Feuchte (siehe Abbildung 2.11) und der Porenradienverteilung. Unter Nutzung der Oberflächenspannung  $\gamma_{H_2O} = 0,072 \text{ N/m}$ , der Dichte  $\rho_{H_2O} = 1000 \text{ kg/m}^3$  und der Gaskonstanten  $R_D = 462 \text{ J/(K}\cdot\text{kg)}$  des Wassers bzw. des Wasserdampfes kann über die *Kelvin-*

Thompson-Gleichung [30, S.104]

$$\varphi_{\text{Sorption}} = \exp\left(-\frac{\gamma_{\text{H}_2\text{O}}}{r_k \cdot \rho_{\text{H}_2\text{O}} \cdot R_D \cdot T}\right) \quad (2.14)$$

die Ausgleichsfeuchte  $\varphi_{\text{Sorption}}$  bestimmt werden, bei welcher innerhalb eines Mediums alle Poren mit Radien kleiner oder gleich dem Grenzradius  $r_k$  mit Wasser gefüllt sind. Gleichung (2.14) setzt die vollständige Benetzbarkeit der Oberfläche mit Wasser sowie eine zylindrische Porengeometrie voraus. Abbildung 2.12 zeigt die Abhängigkeit (2.14) für unterschiedliche Temperaturen. Wie zu erkennen ist, findet die Kapillarkondensation im Wesentlichen in Poren mit einem Radius von 0,1 nm bis 100 nm statt. Die Temperaturabhängigkeit ist erkennbar gering und ihr Einfluss auf die Sorptionsisothermen wird im Allgemeinen als vernachlässigbar eingestuft [17, S.7], [38, S.291]. Im Gegensatz zu der Adsorption zeigt die Kapillarkondensation Hysterese. Zur Erklärung gibt es eine Reihe unterschiedlicher Ansätze [39, S.17]. Eine sehr anschauliche Erklärung basiert auf den so genannten Flaschenhalsporen (siehe Abbildung 2.13), auch Tintenflaschenporen [40] genannt. Bei diesen stellen Poren mit einem kleineren Radius die Verbindung zwischen der Umgebung und größeren Poren her. Bei einem Ansteigen der Luftfeuchte füllen sich die kleinen Poren kontinuierlich vor den großen (vgl. Abbildung 2.12). Bei einer Reduzierung der Luftfeuchte können die größeren Poren hingegen erst austrocknen, wenn auch die kleineren Zugangsporen frei von Wasser sind. Die sich daraus ergebende Hysterese ist von der Porengeometrie abhängig und kann für zylinderförmige Poren durch Halbierung des Grenzporeradius  $r_k$  in Gleichung (2.14) qualitativ berücksichtigt werden [30, S.104]. Die *Kelvin-Thompson-Gleichung* für die Desorption lautet somit

$$\varphi_{\text{Desorption}} = \exp\left(-\frac{2 \cdot \gamma_{\text{H}_2\text{O}}}{r_k \cdot \rho_{\text{H}_2\text{O}} \cdot R_D \cdot T}\right). \quad (2.15)$$

Um von den Gleichungen (2.14) und (2.15) auf einen Wassergehalt schließen zu können, muss die Porenstruktur des Materials bekannt sein. Diese wird in der Praxis durch die Quecksilber-Druck- Porosimetrie ermittelt. Eine wesentliche Größe ist hierbei das kumulative Porenvolumen  $V_k(r)$ , welches den Gesamtraum der Poren mit einem Radius  $\leq r$  angibt. Zur Beschreibung der Porenverteilung existieren bereits mehrere Modelle, wie sie zum Teil in [31] vorgestellt werden. In dieser Arbeit wird hingegen für das kumulative Porenvolumen die folgende Beschreibung als besonders geeignet erachtet, da die Parameter einen intuitiven Zugang zur Porenverteilung erlauben und die

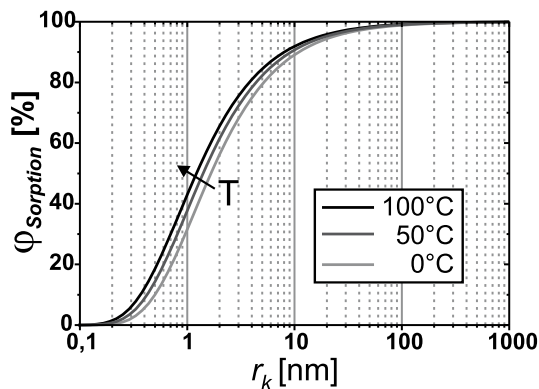


Abbildung 2.12: Darstellung der *Kelvin-Thompson-Gleichung* (2.14) für unterschiedliche Temperaturen.

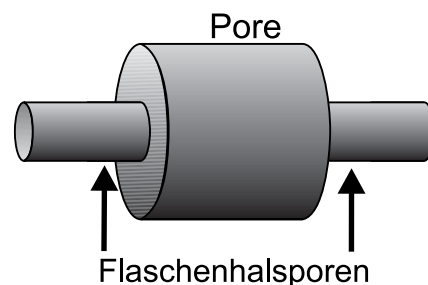


Abbildung 2.13: Schematische Darstellung von Flaschenhalsporen.

Gleichung zur späteren Bestimmung der Porenradienverteilung zudem leicht differenzierbar ist:

$$V_k(r) = V_{max} \frac{1}{1 + (r_m/r)^2} \quad (2.16)$$

$V_{max}$  ist hierbei das maximale Porenvolumen und  $r_m$  stellt den Radius dar, bei dem  $V_k(r_m) = \frac{1}{2}V_{max}$  gilt. Abbildung 2.14 zeigt die Abhängigkeit (2.16) für  $r_m = 10$  nm. Der Wassergehalt eines porösen Materials aufgrund der Kapillarkondensation in Abhängigkeit der relativen Feuchte berechnet sich, indem für  $r$  der Grenzradius  $r_k$  aus den Gleichungen (2.14) und (2.15) eingesetzt wird. Abbildung 2.15 zeigt das gefüllte Porenvolumen bei einer Be- und Entfeuchtung sowie die auftretende Hysterese.

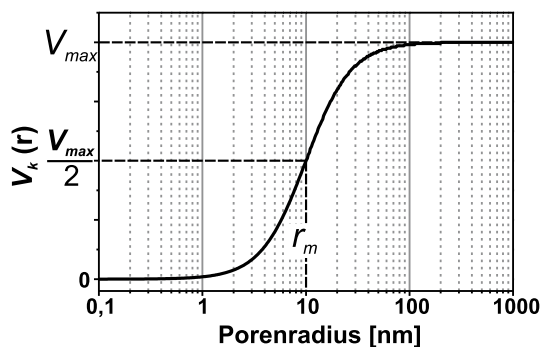


Abbildung 2.14: Beispiel eines kumulativen Porenvolumens nach Gleichung (2.16) mit  $r_m = 10$  nm.

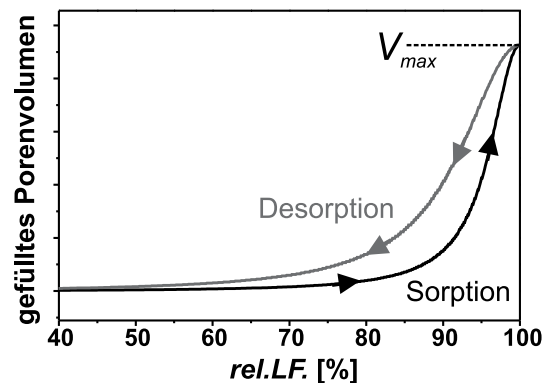


Abbildung 2.15: Berechnete Hysterese zwischen der Sorption und Desorption bei Kapillarkondensation in einem porösen Material.

**Freies Wasser** Die Kapillarkondensation ist wie zuvor beschrieben nur für Porenradien bis ca. 100 nm wirksam. Darüber setzt der überhygroskopische Feuchtebereich ein, in dem sich freies Wasser in größeren Kapillaren und Luftporen durch kapillare Saugkräfte ansammelt. In diesem Feuchtebereich ist eine Modellierung des Feuchtegehaltes als Funktion der relativen Luftfeuchte nicht mehr möglich, und es werden stattdessen Funktionen von Saugspannungskurven verwendet [30]. Die Menge des freien Wassers hängt vom Volumen der Poren mit Radien oberhalb von  $r = 100$  nm ab. Zur Beschreibung wird daher anstatt der Ausgleichsfeuchte der massebezogene Feuchtegehalt oder Feuchteanteil (vgl. Formeln (2.11) und (2.12)) verwendet. Dieser Feuchtebereich kann innerhalb eines Materials nur erreicht werden, wenn von außen freies Wasser zugeführt wird oder für eine ausreichend lange Zeit eine relative Luftfeuchtigkeit von über 95 % besteht. Steht freies Wasser zur Verfügung, so weist der einsetzende Saugprozess Zeitkonstanten auf, die sehr viel geringer sind als die der diffusionsbasierten Adsorption und Kapillarkondensation. Das kapillare Saugen ist der wesentliche Prozess beim Transport schädigender Ionen [41, 42].

### 2.2.4.3 Relevante Feuchtebereiche

Bei der Festlegung des zur Beurteilung eines Bauwerkes relevanten Feuchtebereiches ist zwischen der **Herstellungsdauer** und der **Nutzungsdauer** zu unterscheiden.

Während der **Herstellung** liegt zunächst freies Wasser vor, welches während der Hydratation in die CSH-Phasen eingebunden wird (vgl. Abbildung 2.7). Der Wassergehalt während der Herstellung



bestimmt somit den maximalen Feuchtebereich, der durch ein Messsystem quantifizierbar sein muss.

Nach der Entschalung kann überflüssiges Wasser verdunsten, so dass sich die Feuchte in Abhängigkeit der Umgebungsbedingungen einstellt. Zur Quantifizierung des Wassergehaltes während der **Nutzungsdauer** wird daher grundsätzlich die Ausgleichsfeuchte herangezogen. Die Kenntnis der Ausgleichsfeuchte erlaubt Aussagen über die im Bauingenieurwesen wichtige elektrolytische Korrosion, welche die Bewehrungs- und Spannstähle angreift [33]. Dieser Korrosionsprozess läuft in zwei Schritten ab, welche die interessierenden Feuchtebereiche definieren:

1. Bei nicht bauwerksgerechter Ausführung der Betonage können salzbildende Gase (z.B. Kohlendioxid) aus der Atmosphäre in den Beton eindiffundieren und mit dem vorliegenden Porenwasser zu Säuren reagieren. Diese Säuren wechselwirken mit den alkalischen Bestandteilen des Betons und dem eingelagerten Calciumhydroxid. In der Folge sinkt der pH-Wert auf 8,6 ab, so dass die Passivierung der Bewehrung und der Spannglieder zerstört wird. Dieser Prozess wird entsprechend der entstehenden Ausgangsprodukte als *Carbonatisierung* bezeichnet. Der schnellste Carbonatisierungsfortschritt tritt, wie in Abbildung 2.16 dargestellt, bei einer relativen Luftfeuchtigkeit knapp oberhalb von 50 % auf. Dieses ist somit der minimale Feuchtebereich, der mit einem Messsystem noch detektierbar sein muss.
2. Ist die Passivierung zerstört, kann aufgrund der stets vorhandenen elektrolytischen Leitfähigkeit in Kombination mit lokalen Schwankungen der Temperatur, des Gefüges oder auch der Zusammensetzung des Porenwassers eine Potenzialdifferenz entstehen. Liegt zwischen Anode und Kathode ein geschlossener Stromkreislauf und an der Kathode zudem Sauerstoff vor, so setzt die Bewehrungskorrosion ein, bei der sowohl die Bewehrung als auch Spannstähle oxidiert werden können. Da die Reaktionsprodukte, allgemein hin als Rost bekannt, ein im Mittel dreifach größeres Volumen als die Ausgangsprodukte aufweisen, kommt es zu Rissen und Delaminationen. Diese Korrosion schreitet am schnellsten (siehe Abbildung 2.16) bei einer relativen Luftfeuchte knapp unterhalb von 85 % voran [11, S.71]. Dieser Feuchtebereich muss daher mit einem Messsystem ebenfalls sicher bestimmbar sein.

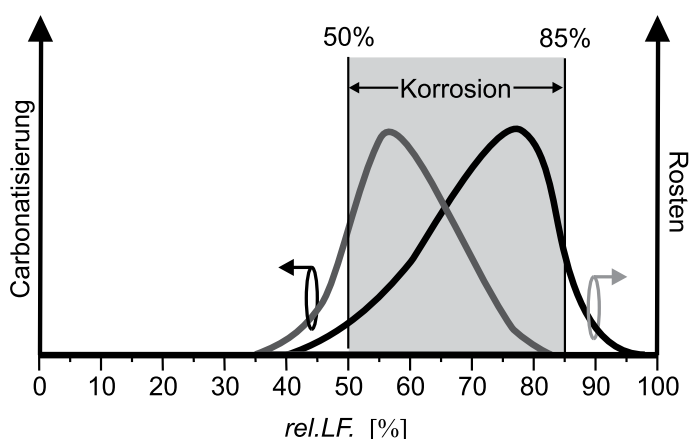


Abbildung 2.16: Carbonatisierung und Rosten als Funktion der relativen Luftfeuchte.

## 2.3 Anforderungen an in-situ-Feuchtemesssysteme

Ausgehend von den einleitend und in den Abschnitten 2.1 und 2.2 angestellten Betrachtungen werden an dieser Stelle die Anforderungen an die zu realisierenden in-situ-Feuchtemesssysteme zusammengefasst.

1. Die zu entwerfenden Messsysteme sollen zerstörungsfrei Informationen über die Feuchte in Bauwerken liefern. Hierfür können nur indirekte Verfahren angewendet werden.
2. Zur Reduktion von Querempfindlichkeiten gegenüber der ionischen Leitfähigkeit sind Verfahren im Frequenzbereich oberhalb von 2 GHz anzuwenden.  
Zur Sicherstellung eines hohen dielektrischen Kontrastes zwischen Baustoffen und an Materie gebundenem Wasser bei niedrigen Temperaturen sind Verfahren unterhalb von 3,5 GHz anzuwenden.
3. Die zu entwerfenden Messsysteme sollen kontinuierlich Informationen über die Feuchte in Bauwerken liefern. Diese Forderung besitzt besondere Relevanz bei bewehrten Bauwerken, bei denen der Zustand der Bewehrung über den optimalen Zeitpunkt einer Sanierungsmaßnahme entscheidet.
4. Die Feuchtemessung soll lokal, z.B. in Höhe der Bewehrung, erfolgen.
5. Die Forderung nach einer lokalen Messung steht in einem gewissen Widerspruch zu einer ganzheitlichen Beurteilung eines Bauwerkes. Dieser Widerspruch lässt sich durch die Implementierung einer ausreichend großen Anzahl von Messsystemen auflösen. Hieraus ergibt sich die Forderung nach einer besonders kostengünstigen Realisierung.
6. Die Querempfindlichkeit zur Temperatur soll ausreichend gering sein. Ist dieses nicht gewährleistet, muss eine Temperaturkompensation erfolgen.
7. Die zu entwerfenden Messsysteme sollen über der Feuchte keine Hysterese aufzeigen.
8. Um Transportprozesse im Bauwerk möglichst wenig zu stören, sollen die Messsysteme kompakt sein.
9. Es muss eine ausreichende thermische, mechanische und chemische (Langzeit-) Stabilität vorliegen.
10. Die zu entwerfenden Messsysteme sollen unabhängig gegenüber Dichteschwankungen der Messumgebung sein.
11. Die Messsysteme sollen den gesamten im Bauwerk vorkommenden Feuchtebereich erfassen können.
  - (a) Bei der Herstellung des Bauwerks und bei einer massiven Beaufschlagung mit Wasser liegen maximale Wassergehalte vor. Diese sind durch Nutzung einer massebezogenen Feuchtekenngroße anzugeben.
  - (b) Während der Nutzungsdauer des Bauwerks überwiegen geringere Wassergehalte, welche durch die Ausgleichsfeuchte anzugeben sind. Der besonders interessierende Bereich liegt zwischen 50 % rel.LF. und 85 % rel.LF.





# 3 Sensoren

Vor der eigentlichen Darstellung der Sensoren werden zunächst allgemeine Prinzipien erläutert. Anhand dieser sowie innerhalb des SFB 477 getätigter Vorarbeiten werden mehrere Sensortypen auf ihre Eignung zur Integration in kostengünstige Messsysteme untersucht. Hierfür werden die Eigenschaften der Sensortypen bezüglich ihrer Feuchte- und Temperaturempfindlichkeit unter identischen klimatischen Randbedingungen systematisch verglichen. Weitere wichtige Kriterien sind die einfache Herstell- und Reproduzierbarkeit.

Ein wesentliches Funktionselement aller hier vorgestellten Sensoren ist ein feuchtesensitives Material, welches in Kontakt mit der Messumgebung steht und dessen Feuchtegehalt stellvertretend für das zu untersuchende Material gemessen wird. Die Nutzung eines solchen Ersatzmaterials ist notwendig, um Messfehler durch Dichteschwankungen (welche aufwändig herauskalibriert werden müssen [43]) oder Inhomogenitäten (z.B. durch Zuschläge im Beton) auszuschließen. Aufgrund der zentralen Bedeutung des sensitiven Materials für die Sensoren wird es ausführlich untersucht.

## 3.1 Klassifikation von Sensoren

In der Vergangenheit wurde eine Vielzahl von Mikrowellensensoren zur Detektion von Feuchte in allen drei Aggregatzuständen gasförmig [44], flüssig [45–47] und fest [13, 48–52] vorgestellt. Zur Klassifikation dieser Sensoren wurde in [15] eine Unterteilung in acht Gruppen vorgeschlagen, welche weithin akzeptiert ist [53]. Diese Gruppen lassen sich in die Matrix (Transmission - Reflexion) × (resonant - aperiodisch) × (offen - geschlossen) einordnen und sind exemplarisch in Abbildung 3.1 dargestellt.

Diese Einteilung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit: So können Sensoren z.B. auch in die Kategorien breit- bzw. schmalbandig unterteilt werden, wobei letztere auch monofrequente Anordnungen erfasst. Weiterhin sind Sensoren, die sowohl Reflexions- als auch Transmissions-

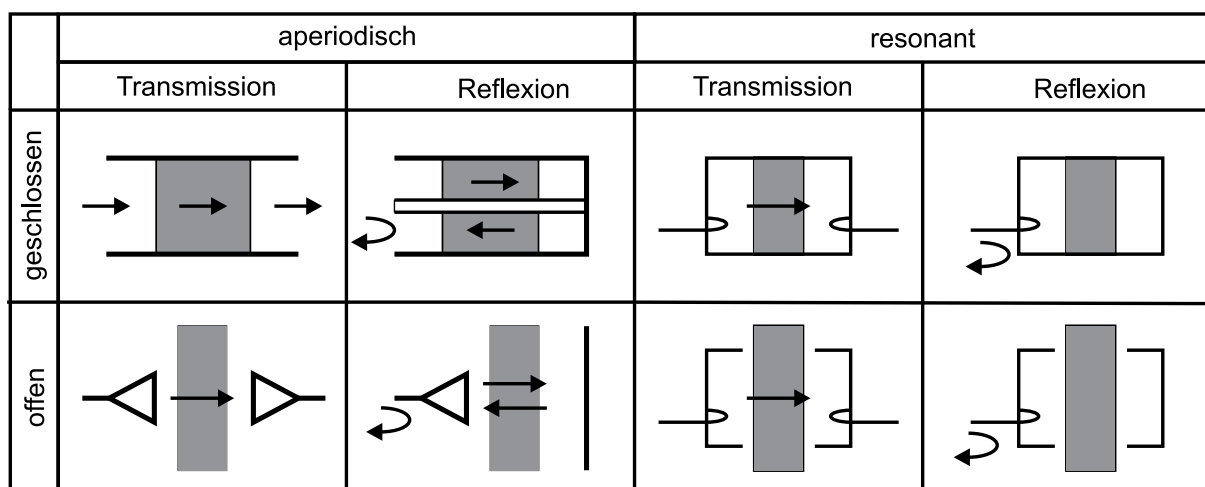


Abbildung 3.1: Klassifikation von Mikrowellensensoren. Die grau hinterlegten Flächen symbolisieren das zu untersuchende Material. Nach [15, 53].

verfahren nutzen und zur Beschreibung daher eine  $(2 \times 2)$ -Streumatrix benötigen, nicht explizit erfasst, sondern als eine Kombination zweier Gruppen anzusehen.

Für den Einsatz in kompakten Messsystemen für die Bauwerksüberwachung werden die drei Einteilungskriterien wie folgt bewertet.

**Aperiodische kontra resonante Sensoren** In aperiodischen Sensoren wechselwirken die elektromagnetischen Felder bei Transmissionsanordnungen nur einmal und bei Reflexionsanordnungen zweimal mit dem zu charakterisierenden Material. Bei resonanten Sensoren kommt es hingegen durch Mehrfachreflexionen an den geometrischen Begrenzungen des Resonators zu stehenden Wellen. Die elektromagnetischen Felder wechselwirken daher kontinuierlich mit dem zu untersuchenden Material, wodurch eine hohe Empfindlichkeit erreicht wird. In Anbetracht der Notwendigkeit, Ausgleichsfeuchten von 50 % rel.LF. zu bestimmen, sind die empfindlichen resonanten Strukturen den aperiodischen vorzuziehen.

Ein weiterer Vorteil resonanter Sensoren besteht darin, dass nur dielektrische Änderungen im begrenzten Bereich des Resonators detektiert werden. Hierdurch wird die in Abschnitt 2.3 formulierte Anforderung an eine lokal begrenzte Feuchtemessung erfüllt. Im Hinblick auf die Realisierung von kostengünstigen Messsystemen ist zudem die Schmalbandigkeit von Resonatoren vorteilhaft. Weiterhin ist der numerische Aufwand zur Auswertung einer Resonanzkurve geringer als bei Messergebnissen, aus denen mittels eines Modells oder einer Vollwellenanalyse die Feuchte Kennzahl extrahiert wird [13].

**Transmissions- kontra Reflexionsresonator** Ein gegebener Resonator kann durch geeignete Ankopplung sowohl in Transmission als auch in Reflexion betrieben werden. Die Empfindlichkeit, mit welcher Änderungen der Güte oder der Resonanzfrequenz detektiert werden kann, ist jeweils von den verwendeten Detektoren als auch von den vorliegenden Koppelfaktoren abhängig [54]. Da in dieser Arbeit die Empfindlichkeit der Systeme jedoch im Wesentlichen durch die Auswerteeinheiten (siehe Kapitel 4) und nicht durch die Sensoren selbst begrenzt ist, wird an dieser Stelle auf eine ausführlichere Beschreibung dieses Sachverhaltes verzichtet und für eine genauere Betrachtung auf [55] und [56] verwiesen.

Wesentlicher sind vielmehr die in Abschnitt 2.3 formulierten Forderungen nach besonders kompakten und einfach herzustellenden Systemen. So sind Reflexionsanordnungen mit nur einem zu realisierendem Messtor grundsätzlich den Transmissionsanordnungen mit zwei Messtoren vorzuziehen. Ein in Kauf zu nehmender Nachteil entsteht allerdings durch die Notwendigkeit zur Integration eines Richtkopplers zur Trennung vor- und rücklaufender Wellen. Die hierfür zu nutzenden Bauelemente, wie z.B. Koppler oder Zirkulatoren, begrenzen grundsätzlich die Messgenauigkeit.

**Offene kontra geschlossene Ausführungsform** Geschlossene Sensoren besitzen den Vorteil, dass keine elektromagnetische Energie abstrahlen kann. Dieses ist zum einen zu fordern, um gesetzliche Richtlinien einzuhalten. Zum anderen wirkt es der Überbewertung von dielektrischen Verlusten im Material entgegen. Vollständig geschlossene Sensoren können jedoch nicht mit der Umgebung wechselwirken und sind daher nur im Laboreinsatz von Bedeutung, nicht jedoch in der Prozesstechnologie oder für die in-situ-Zustandsüberwachung.

Um die Vorteile offener und geschlossener Sensoren zu vereinen, wurden in den ersten beiden Förderperioden des SFB 477 bereits breit- und schmalbandige Sensoren untersucht, deren sensitive Bereiche mit offenen Hohlleitern abgeschlossen sind. Die Sensoren werden hierbei unterhalb der Grenzfrequenz der ersten ausbreitungsfähigen Hohlleiterwelle betrieben, so dass Abstrahlung nahezu vollständig vermieden werden kann. Dieses nachfolgend mit dem Begriff *quasi-geschlossen*

beschriebene Konzept wird auch für die resonanten Reflexionssensoren in dieser Arbeit Verwendung finden. Eine detaillierte Betrachtung findet sich in Anhang A.

## 3.2 Vorarbeiten und Stand der Technik

In den ersten beiden Förderperioden des SFB 477 wurden mehrere Sensorkonzepte auf ihre Eignung überprüft [57–61]. So wurden z.B. Reflexions- als auch Transmissionssensoren zur Bestimmung der DK unter Anwendung eines Modells oder einer Vollwellenanalyse untersucht. Sowohl die Modellierung als auch die Vollwellenanalyse erfordern jedoch sehr präzise Messungen und sind numerisch aufwändig, wodurch ihre Anwendung für kompakte Messsysteme eingeschränkt wird. Im Zuge dieser vorangegangenen Arbeiten wurde ebenfalls der bereits im vorhergehenden Abschnitt genannte, quasi-geschlossene Reflexionsresonator realisiert. Dieser als Sensortyp A bezeichnete Sensor ist in Abbildung 3.2 schematisch dargestellt.

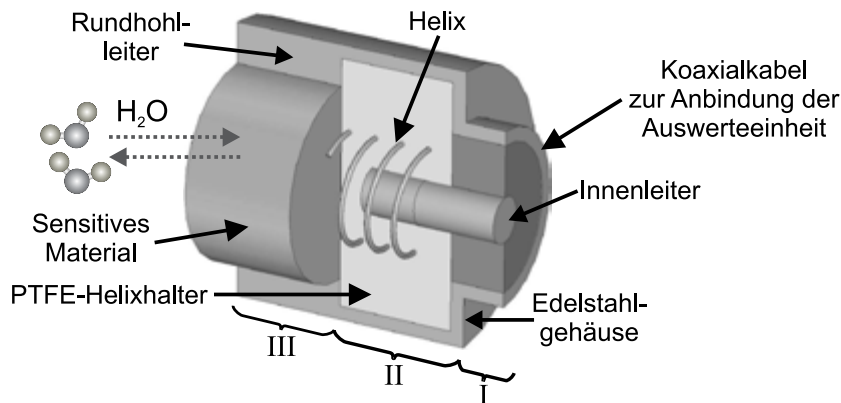


Abbildung 3.2: Schematische Darstellung des Sensortyps A [13]. Das Gehäuse, der Helixhalter und das Dielektrikum des Koaxialkabels sind im Längsschnitt dargestellt.

Der Aufbau lässt sich grob in die Abschnitte koaxiale Zuleitung (I), helixbasierter Resonator (II) und das den Resonator dielektrisch belastende, feuchtesensitive Material (III) einteilen. Das grundlegende Sensorprinzip besteht in der Änderung der charakteristischen Resonanzparameter Koppelkoeffizient  $c$ , Güte  $Q$  und Resonanzfrequenz  $f_{res}$  in Abhängigkeit des Feuchtegehaltes des sensitiven Materials, welches mit der zu charakterisierenden Umgebung in Kontakt steht. Zur Bestimmung der Feuchte eignet sich insbesondere die Resonanzfrequenz [59,62], da sie die geringste Querempfindlichkeit zu Leitfähigkeitsänderungen aufweist [13, S.74].

Die koaxiale Zuleitung stellt die Anbindung zur Auswerteeinheit her und dient zudem zur Anregung des Resonators. Das die Resonanzfrequenz hauptsächlich bestimmende Element ist eine aus 0,1 mm dickem Kupferberylliumdraht hergestellte Helix mit einem Durchmesser von ca.  $d_{helix} = 4$  mm und einer Steigung von  $h_{helix} = 1,25$  mm. Die Helix wird durch einen Halter aus Polytetrafluorethylen (PTFE<sup>1</sup>) fixiert. Durch die Verwendung einer Helix wird, insbesondere im Vergleich zu Hohlleiterresonatoren, ein besonders kompakter Aufbau möglich. Die Resonanzfrequenz  $f_{res}$  lässt sich, wie in Abbildung 3.3 illustriert, durch die Länge des Helixdrahtes  $l_{helix}$  einstellen. Zu Dimensionierungszwecken kann der helixbasierte Resonator vereinfachend als Leitungsresonator betrachtet werden [63]. Wie aus Abbildung 3.3 zu erkennen ist, bedarf es für eine Resonanzfrequenz von 2,5 GHz einer Länge des Helixdrahtes von ca. 45 mm, was einer Gesamthöhe der Helix von 4,4 mm entspricht. Die Empfindlichkeit der Resonanzfrequenz gegenüber einer Längenänderung des Helixdrahtes in diesem Bereich beträgt ca. -48 MHz/mm. Der Abstand zwischen Helix und sensitivem Material wird durch den verwendeten PTFE-Helixhalter bestimmt. Dieser Abstand

<sup>1</sup>Anstelle des Begriffes PTFE wird oftmals auch das von DuPont eingetragene Markenzeichen Teflon verwendet.

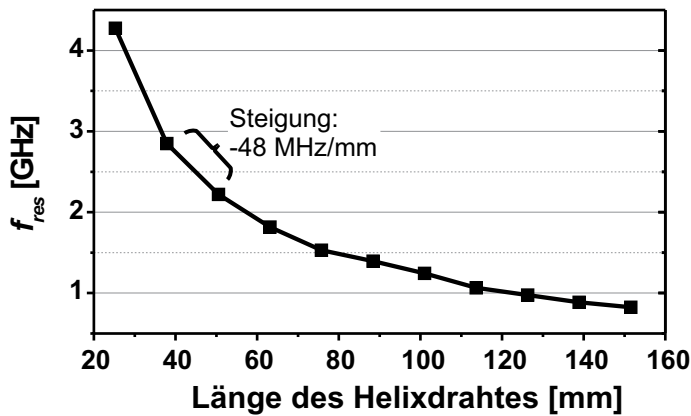


Abbildung 3.3: Gemessene Abhängigkeit zwischen der Resonanzfrequenz und der Länge des Helixdrahtes für den Sensortyp A.

sollte für eine hohe Empfindlichkeit des Sensors möglichst gering, für eine gute Abdichtung des Sensorinneren gegenüber der Messumgebung hingegen ausreichend stabil und somit eher groß sein. Für die folgenden Betrachtungen beträgt dieser Abstand 0,5 mm. Der Resonator wird durch ein homogenes, feuchtesensitives Material belastet, welches sich in einem 10 mm langen Rundhohlleiter mit einem Innendurchmesser von 7 mm befindet.

Abbildung 3.4 zeigt die mit einem Labornetzwerkanalysator *HP 8753D* (in der Folge abgekürzt: *HP 8753D*) gemessenen Reflexionsspektren bei maximaler Belastung des Sensors mit Wasser und bei geringer dielektrischer Belastung. Die geringe dielektrische Belastung wird durch eine selbst hergestellte Keramik aus Aluminiumoxid (Porosität  $\approx 30\%$ ) bei einer äußeren relativen Luftfeuchte von 30 % realisiert. Diese Feuchte entspricht dem minimal einstellbaren Wert des verwendeten Klimaschranks (*Mytron KPK120U*). Die Resonanzfrequenz bei Wasserfüllung beträgt 2,485 GHz und bei Belastung des Sensors mit der Keramik 2,538 GHz, so dass für den Sensor des Typs A insgesamt eine Bandbreite von 53 MHz zur Quantifizierung der Feuchte genutzt werden kann. Mit Hilfe des Klimaschranks wird die relative Luftfeuchte von 30 % sukzessive auf 50 %, 60 %, 70 %, 80 % und 90 % erhöht. Das Ergebnis ist in Abbildung 3.5 dargestellt. Hier zeigt sich, dass der in der Bauwerksüberwachung interessierende Bereich der relativen Luftfeuchte von 50 % bis ca. 85 % eine Resonanzfrequenzverschiebung von unter 2 MHz, also ca. 3 % der Gesamtbandbreite verursacht. Um die Resonanzfrequenz mit einer höheren als durch die Frequenzdiskretisierung der Messgeräte begrenzten Genauigkeit zu bestimmen, finden sich in der Literatur mehrere Methoden. Eine Übersicht hierzu ist in [64] veröffentlicht. In [65] wird die besondere Eignung von modell-

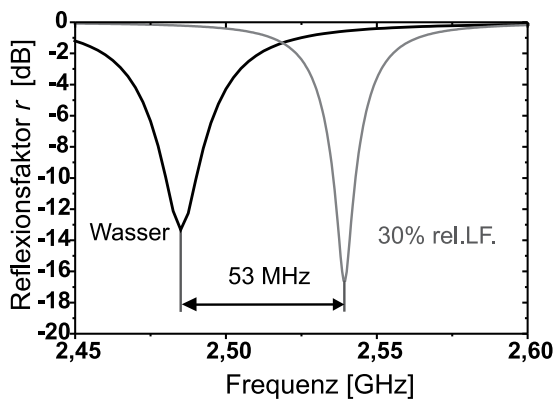


Abbildung 3.4: Reflexionsspektren des resonanten Sensors bei Belastung mit Wasser und mit einer Keramik bei einer relativen Luftfeuchte von 30 %.

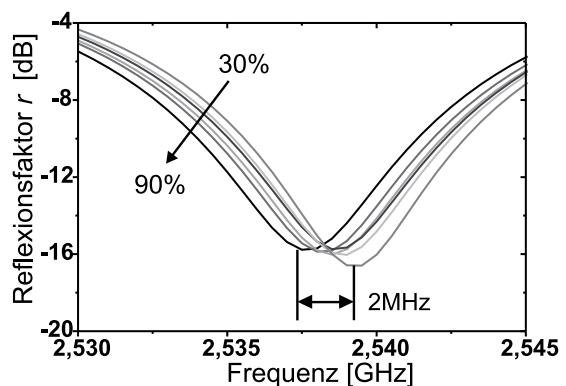


Abbildung 3.5: Darstellung der Reflexionsspektren bei relativen Luftfeuchten zwischen 30 % und 90 %.

basierten Anpass-Algorithmen für resonante Sensoren zur Detektion von Feuchte herausgestellt. In dieser Arbeit wird der Levenberg-Marquardt-Algorithmus [66, 67] in Kombination mit einem mathematischen Resonatormodell [13, 68] verwendet.

Bevor aus den Betrachtungen zur Empfindlichkeit des Sensortyps A Schlussfolgerungen für den Optimierungsprozess gezogen werden, folgt zunächst noch eine Betrachtung der Temperaturabhängigkeiten. Hierfür wird der Sensor wie auch alle folgenden Sensoren mit der kommerziell erhältlichen Keramik (067B15M1 von *Soilmoisture Equipment Corp.* - vgl. Abschnitt 3.8) ausgestattet und im Klimaschrank getestet. Um die Auswirkungen von Temperatur und relativer Luftfeuchte zu separieren, werden beide Parameter alternierend geändert (siehe Abbildung 3.6). Die Messung startet bei einer Temperatur von 20 °C und einer relativen Luftfeuchte von 50 %. Nach einer Einschwingzeit von 4 h wird die relative Luftfeuchte für 6 h um 20 % erhöht und dann für 6 h wieder auf den ursprünglichen Wert zurückgesetzt. Es folgt schließlich eine 6-stündige Temperaturerhöhung um 10 °C bevor wiederum die Anfangswerte eingestellt werden. Abbildung 3.7 zeigt die Änderung der Resonanzfrequenz gegenüber dem niedrigsten gemessenen Wert von 2,326 GHz. Wie zu erkennen ist, reicht die gewählte Zeitdauer von 6 h nicht zum Erreichen eines stationären Zustands aus, ermöglicht aber schnelle Aussagen über die Feuchteempfindlichkeit als auch über die unerwünschte Temperaturquerempfindlichkeit. Um die stationären Werte der Resonanzfrequenz bei Änderung eines Umgebungsparameters zu bestimmen, wird in Anlehnung an das in [69] vorgestellte Vorgehen ein exponentielles Anpassen der verfügbaren Messergebnisse an die Funktion

$$\Delta f_{res}(t) = F_{start} + \Delta F_{rel.LF,X} \left( 1 - \exp \left( -\frac{t - t_{start}}{\Delta t_{rel.LF,X}} \right) \right) \quad (3.1)$$

durchgeführt. Der Parameter  $F_{start}$  beschreibt den Wert der Resonanzfrequenz zum Zeitpunkt  $t_{start}$ , bei welchem die Änderung der relativen Luftfeuchte erfolgt. Diese beiden Werte sind den Messkurven entnehmbar, wohingegen die erwartete Änderung der Resonanzfrequenz  $\Delta F_{rel.LF,X}$  sowie die damit verbundene Zeitkonstante  $\Delta t_{rel.LF,X}$  das Ergebnis des Anpassvorganges sind. Der Index  $X$  dient zur Differenzierung zwischen den unterschiedlichen Sensortypen.

Für den in Abbildung 3.7 dargestellten Verlauf der Resonanzfrequenz ergibt sich bei der 20 %-igen Erhöhung der relativen Luftfeuchte eine gesamte Verschiebung der Resonanzfrequenz um  $\Delta F_{rel.LF,A} = -1,273$  MHz. Auf die Feuchteänderung bezogen ergibt sich somit eine relative Verschiebung von -63 kHz/% rel.LF. Die ermittelte Zeitkonstante beträgt  $\Delta t_{rel.LF,A} = 5,7$  h. Im Gegensatz hierzu erfolgt die thermisch bedingte Resonanzfrequenzänderung fast instantan. Dieses Verhalten deutet darauf hin, dass hierbei keine langsamen Anlagerungsprozesse von Wasser an das poröse sensitive Material, sondern Änderungen der Sensorgeometrie von Relevanz sind. Die absolute Änderung der Resonanzfrequenz beträgt  $\Delta F_{Temp,A} = 863$  kHz (siehe Abbildung 3.7), womit

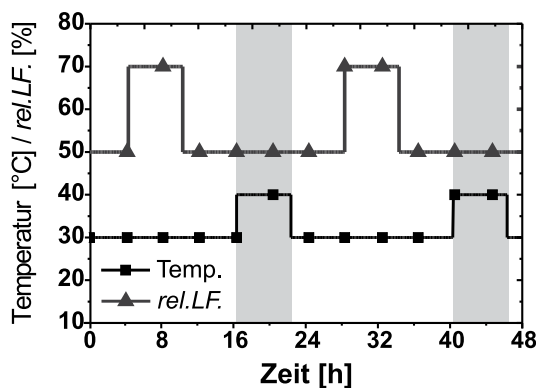


Abbildung 3.6: Genutztes Klimaprofil zum Vergleich der Sensortypen.

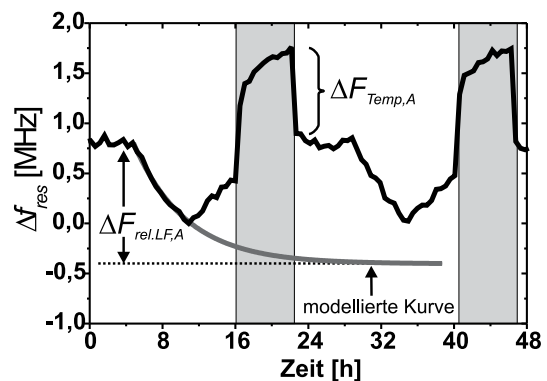


Abbildung 3.7: Antwort des Sensortyps A auf das in Abbildung 3.6 gezeigte Klimaprofil.

sich eine relative Änderung von  $86,3 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$  ergibt. Die thermisch bedingte Erhöhung der Resonanzfrequenz steht im Widerspruch zu der eigentlich erwarteten Reduzierung aufgrund der thermischen Ausdehnung des 45 mm langen Helixdrahtes. Unter Berücksichtigung eines Temperaturausdehnungskoeffizienten von Kupferberyllium von  $17,8 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$  und der Empfindlichkeit der Resonanzfrequenz gegenüber der Länge des Helixdrahtes von  $-48 \text{ MHz/mm}$  (vgl. Abbildung 3.3) wird vielmehr eine relative Änderung von  $-38 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$  erwartet. Die gemessene temperaturbedingte Erhöhung der Resonanzfrequenz wird auf die Verwendung des nicht formbeständigen PTFEs [70] zurückgeführt. So ist der Temperatureausdehnungskoeffizient von PTFE mit  $200 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$  [71] mehr als zehnmal größer als der von Kupferberyllium, wodurch es zu thermisch bedingten Spannungen kommen kann. Entfernt sich infolge dieser Spannungen die Helix von dem sensitiven Material, so nimmt auch die Belastung des Resonators ab, wodurch sich die Erhöhung der Resonanzfrequenz erklärt.

### 3.3 Notwendige Optimierungen

Die vorangegangenen Untersuchungen zur Empfindlichkeit des Sensors haben eine zur Feuchtequantifizierung nutzbare Bandbreite von 53 MHz ergeben. Zur Bestimmung des besonders interessierenden Bereiches zwischen 50 % und 85 % relativer Luftfeuchte steht eine Bandbreite von 2 MHz zur Verfügung. Die feuchte- und temperaturbezogene Frequenzverstimmung beträgt  $-63 \text{ kHz}/\% \text{ rel.LF.}$  bzw.  $86,3 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$ . Im Hinblick auf die Integration von Sensoren in kostengünstige Messsysteme sind die Eigenschaften des Sensors wie folgt zu optimieren.

#### 1. Temperaturempfindlichkeit

Zur Reduzierung der Temperaturempfindlichkeit wird auf den PTFE-Helixträger verzichtet. Hiervon ausgehend werden weitere Sensoren mit reduzierter Querempfindlichkeit vorgestellt. Eventuell verbleibende Temperaturempfindlichkeiten sind durch eine Kalibrierung auszugleichen.

#### 2. Feuchteempfindlichkeit

Die Feuchte kann grundsätzlich umso genauer bestimmt werden, je größer die durch eine Feuchteänderung bedingte Resonanzverschiebung ist. Zudem sinkt bei hoher Feuchteempfindlichkeit die Bedeutung der Temperaturempfindlichkeit. Zum Erreichen einer hohen Empfindlichkeit über dem gesamten Feuchtebereich wird die Ankopplung des Resonators an das sensitive Material verbessert.

#### 3. Feuchteempfindlichkeit im Bereich der relativen Luftfeuchte

Nach den in Abschnitt 2.2.4.2 erfolgten Betrachtungen zur Adsorption von Wasser in porösen Stoffen ist davon auszugehen, dass das feuchtesensitive Material einen Einfluss auf die Wasseraufnahme aus der Gasphase besitzt. Hier soll zunächst anhand von theoretischen Betrachtungen die Eignung von Materialien mit unterschiedlichen Porenradienverteilungen untersucht werden. Diese Materialien werden mit einfachen Mitteln hergestellt und messtechnisch charakterisiert. Weiterhin soll untersucht werden, in welchem Umfang die bei der Kapillarkondensation auftretenden Hystereseeffekte reduziert werden können.

#### 4. Herstellbarkeit

Aufgrund seines komplizierten Aufbaus ist der Sensortyp A nur bedingt industriell herstellbar. Er besteht aus insgesamt acht zumeist aus unterschiedlichen Materialien gefertigten Einzelteilen und ist in planare Schaltungen nur über einen externen Stecker integrierbar. Ein

Optimierungsziel ist die Realisierung eines reproduzierbar herzustellenden und einfach zu integrierenden Sensors.

In den folgenden Abschnitten werden die Schritte zum Erreichen der o.a. Optimierungsziele beschrieben.

### 3.4 Galvanisch angekoppelter Helixresonator

Wie im vorherigen Abschnitt dargestellt, ist der Sensortyp *A* zwar grundsätzlich zur Detektion der Feuchte geeignet, weist aber aufgrund des Helixträgers aus PTFE eine hohe Temperaturquerempfindlichkeit auf. Aus diesem Grund wird auf diesen Träger verzichtet und die Helix stattdessen direkt mit dem verlängerten Innenleiter der koaxialen Zuleitung verbunden (siehe Abbildung 3.8).

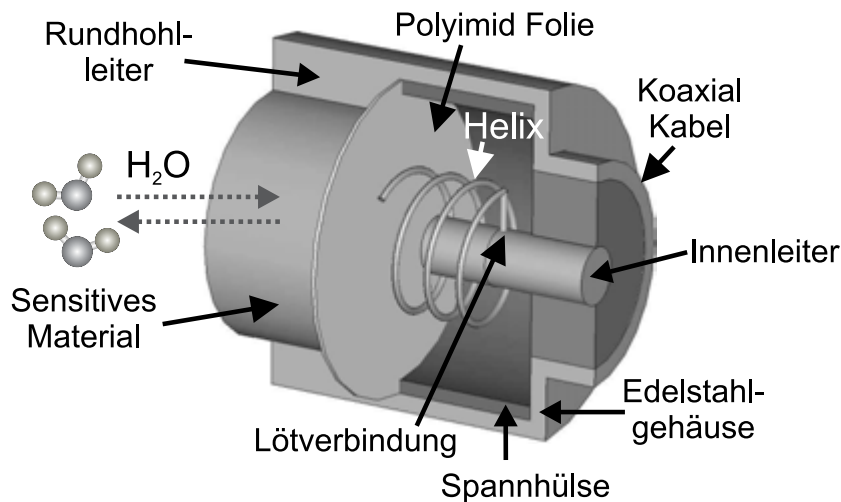


Abbildung 3.8: Sensortyp *B*: Resonanter Reflexionsresonator mit einer galvanisch angekoppelten Helix. Der Rundhohlleiter, die Spannhülse und das Dielektrikum des Koaxialkabels sind im Längsschnitt dargestellt.

Dieser Sensor wird als Sensortyp *B* bezeichnet. Da die Hermetisierung des Sensors nicht mehr durch den Helixträger erfolgen kann, wird stattdessen eine 50  $\mu\text{m}$  dicke Polyimidfolie<sup>1</sup> genutzt, welche durch eine Spannhülse im Sensorinneren fixiert wird. Im Gegensatz zu den meisten anderen Kunststoffen vereinen Polyimide eine hohe chemische Belastbarkeit mit einer sehr guten Temperaturbeständigkeit bis zu 400  $^{\circ}\text{C}$  [72]. Der thermische Ausdehnungskoeffizient von  $20 \cdot 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$  befindet sich zudem in der gleichen Größenordnung wie der von Edelstahl mit  $16,5 \cdot 10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$  [73]. Ebenso wie beim Sensortyp *A* lässt sich auch hier die Resonanzfrequenz durch die Anzahl der Helixwindungen flexibel einstellen (siehe Abbildung 3.9). Aufgrund des fehlenden PTFE-Helixträgers wird ein längerer Helixdraht zum Erreichen einer Resonanzfrequenz um 2,5 GHz benötigt. In dem interessierenden Frequenzbereich beträgt die Empfindlichkeit der Resonanzfrequenz gegenüber der Verlängerung des Helixdrahtes  $-23 \text{ MHz/mm}$ . Ein Vorteil besteht in der verminderten Erschütterungsempfindlichkeit aufgrund der höheren mechanischen Festigkeit der Lötverbindung gegenüber der Befestigung der Helix auf dem PTFE-Träger.

Die Variation des Koppelfaktors ist weiterhin durch das Einstellen der Länge des Innenleiters hinter der Lötverbindung möglich. Die Ankopplung des Resonators ist somit als eine Kombination aus Strom- und Feldkopplung anzusehen.

<sup>1</sup>Anstelle des Begriffes Polyimid wird oftmals auch das von *DuPont* eingetragene Markenzeichen *Kapton* verwendet.



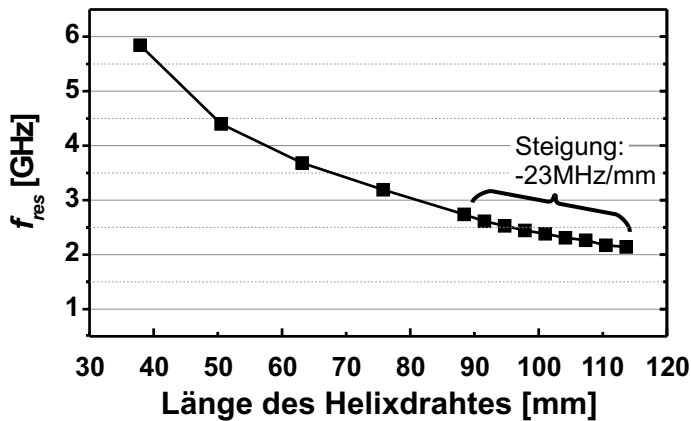


Abbildung 3.9: Gemessene Abhängigkeit zwischen der Resonanzfrequenz und der Länge des Helixdrahtes für den Sensortyp B.

Für ein hohes Maß an Vergleichbarkeit wird der Sensortyp B (wie auch alle nachfolgenden Sensortypen) unter den gleichen klimatischen Bedingungen (vgl. Abbildung 3.6) und unter Verwendung des gleichen sensitiven Materials wie der Sensortyp A charakterisiert. Abbildung 3.10 zeigt die Änderung der Resonanzfrequenz bezüglich dem niedrigsten gemessenen Wert von 2,468 GHz. Die gesamte feuchtebedingte Resonanzverschiebung beträgt  $\Delta F_{rel.LF,B} = -2,581$  MHz und ist somit mehr als doppelt so groß wie die des Sensortyps A. Die verbesserte Empfindlichkeit wird auf den von 0,5 mm auf 0,05 mm verminderten Abstand und die dadurch verbesserte Ankopplung der Helix an das sensitive Material zurückgeführt. Die relative Feuchteempfindlichkeit beträgt somit  $-129,05$  kHz/% rel.LF. Die Zeitkonstante ist mit  $\Delta t_{rel.LF,B} = 5,1$  h erwartungsgemäß in der gleichen Größenordnung wie beim Sensortyp A ( $\Delta t_{rel.LF,A} = 5,7$  h). Im Gegensatz zum Sensortyp A zeigt der Sensortyp B das erwartete thermische Verhalten: Bei steigender Temperatur sinkt aufgrund der Ausdehnung des Helixdrahtes die Resonanzfrequenz. Dieses Messergebnis bestätigt die in Abschnitt 3.2 formulierte Annahme, dass die unerwartete Erhöhung der Resonanzfrequenz bei Temperaturerhöhung auf den Helixträger zurückzuführen ist. Die absolute und die auf die Temperaturänderung bezogene Resonanzfrequenzänderungen des Sensortyps B betragen  $\Delta F_{Temp,B} = -500$  kHz und  $-50$  kHz/°C. Eine theoretische Betrachtung der erwarteten Temperaturdrift der Resonanzfrequenz aufgrund der thermischen Ausdehnung ergibt allerdings einen noch niedrigeren Wert: Unter Ansatz der Helixdrahtlänge von 90 mm und der gefundenen Empfindlichkeit der Resonanzfrequenz gegenüber Längenänderungen von  $-23$  MHz/mm (siehe Abbildung 3.9) beträgt die erwartete Drift  $-38$  kHz/°C. Diese Differenz von  $12$  kHz/°C ist in dem dreidimensionalen Aufbau des resonanten Elementes begründet. Bei einer thermisch bedingten Ausdehnung der Helix nähert

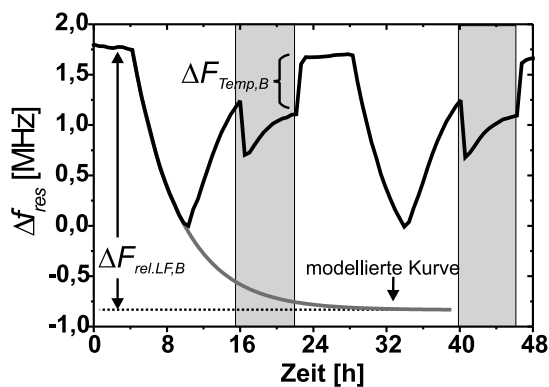


Abbildung 3.10: Sensorantwort des Sensortyps B auf das in Abbildung 3.6 gezeigte Klimaprofil.

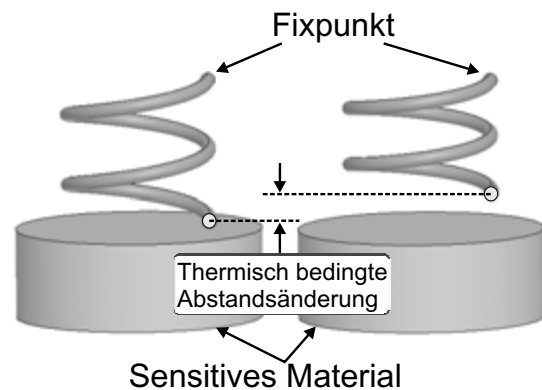


Abbildung 3.11: Schematische Darstellung einer thermisch bedingten Ausdehnung auf die Lage der Helix.

sich diese dem sensitiven Material an, wodurch es zu einer stärkeren Belastung des Resonators und somit in der Folge zu einer zusätzlichen Resonanzdrift kommt (siehe Abbildung 3.11). Wird zu Testzwecken auf das sensitive Material verzichtet, so kann gezeigt werden, dass die Resonanzfrequenzänderung ausschließlich auf die thermische Ausdehnung der Helix zurückgeführt werden kann [74].

### 3.5 Spiralresonator

Wie aus den vorangegangenen Abschnitten ersichtlich ist, hängt die Temperaturempfindlichkeit in hohem Maß von den verwendeten Materialien sowie von der thermischen Ausdehnung des resonanten Elementes und dessen Befestigung ab. Für eine geringe Temperaturempfindlichkeit sollte das resonante Element daher möglichst vollständig von Luft umgeben werden. Weiterhin ist das resonante Element sowie dessen Befestigung derart auszuführen, dass thermisch bedingte Längenänderungen sich nicht auf die Lage des resonanten Elementes relativ zum sensitiven Material auswirken. Eine mögliche Anordnung illustriert Abbildung 3.12.

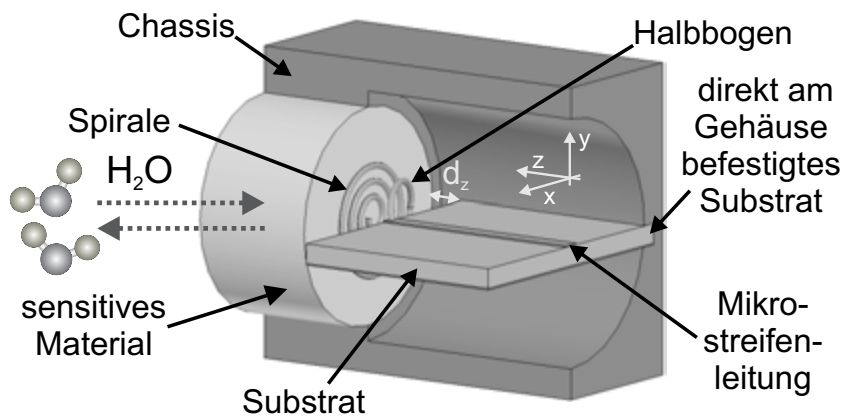


Abbildung 3.12: Sensor-typ C: Resonanter Reflexionsresonator mit einer galvanisch angekoppelten Spirale als resonantem Element. Das Gehäuse ist im Längsschnitt dargestellt.

Anstatt der dreidimensionalen Helix findet bei diesem Sensortyp C eine Spirale Verwendung. Das äußere Ende der Spirale läuft in einem Halbbogen aus, der an eine Mikrostreifenleitung mit einem Wellenwiderstand von  $50 \Omega$  gelötet wird. Der Halbbogen ist somit der einzige Körper mit einer Ausdehnung ( $d_z = 0,75 \text{ mm}$ ) in Richtung der z-Achse (Koordinatensystem: siehe Abbildung 3.12). Um weiterhin thermisch bedingte Ausdehnungen des Mikrowellensubstrates zu reduzieren, ist dieses beidseitig in einem zweiteilig ausgeführten Gehäuse verklebmt. Neben der erwarteten Reduzierung der thermischen Querempfindlichkeiten ist von dieser Anordnung auch eine erhöhte Empfindlichkeit gegenüber der Feuchte zu erwarten. Der Grund liegt in der planparallelen Anordnung des resonanten Elementes und des sensitiven Materials, wodurch eine verbesserte Verkopplung dieser Elemente angestrebt wird. Der Sensor wird mit einem Sub-Miniature-A-Stecker (SMA-Stecker) versehen und wie auch die Sensortypen A und B dem in Abbildung 3.6 gezeigten Klimaprofil ausgesetzt. Die auf den minimal auftretenden Wert von  $2,170 \text{ GHz}$  bezogene Resonanzfrequenzänderung ist in Abbildung 3.13 dargestellt. Da bei diesem Sensortyp keine Hermetisierung integriert wurde, kann die Feuchtigkeit von beiden Stirnseiten in das sensitive Material eindringen. Aus diesem Grund beträgt die Zeitkonstante nur ca.  $0,5 \text{ h}$ , so dass die relevanten Sensorcharakteristika direkt, d.h. ohne Anpassen der Messergebnisse an Gleichung (3.1) bestimmt werden können. Die absolute und die relative feuchtebedingte Resonanzfrequenzverschiebung betragen jeweils  $\Delta F_{rel.LF,C} = 15.350 \text{ kHz}$  und  $767,5 \text{ kHz}/\% \text{ rel.LF}$ . Die oben beschriebenen Optimierungen führen im Vergleich zum Sensortyp A somit zu einer zehnmal größeren Empfindlichkeit. Gleichzeitig reduzieren sich die absolute und die relative Temperaturempfindlichkeit auf  $\Delta F_{Temp,C} = -330 \text{ kHz}$  bzw.  $-33 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$ . Weitere Details zu diesem Sensor sind in [69] veröffentlicht.

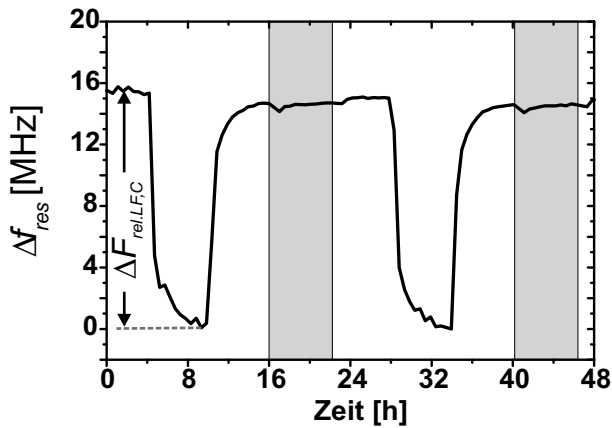


Abbildung 3.13: Antwort eines Sensors des Typs C auf das in Abbildung 3.6 gezeigte Klimaprofil. Im Vergleich zu den Abbildungen 3.7 und 3.10 umfasst die Ordinate einen zehnfach größeren Wertebereich.

Ein Nachteil des Sensortyps C besteht in seiner geringen Reproduzierbarkeit. Diese ergibt sich zunächst aus den Herstellungstoleranzen der Spirale. So hat sich bei genauerer Betrachtung herausgestellt, dass die Spiralen trotz industrieller Herstellung Ausdehnungen in  $z$ -Richtung von bis zu  $100\ \mu\text{m}$  aufweisen. Eine weitere Problematik ergibt sich aus dem manuellen und somit wenig reproduzierbaren Anlöten der Spirale auf der Mikrostreifenleitung.

## 3.6 Planare Resonatoren

Wie die vorangegangenen Betrachtungen zeigen, weisen planare Resonatoren bei geeigneter Befestigung erhebliche Vorteile bezüglich der Feuchteempfindlichkeit und der Temperaturstabilität auf. Nachteilig ist der nicht reproduzierbare Herstellungsprozess bei Verwendung von Draht-Spiralen. Aus diesem Grund werden in diesem Abschnitt planare Resonatoren untersucht, die lithografisch und somit reproduzierbar herstellbar sind. Die Verwendung solcher planarer Resonatoren zur Charakterisierung von Materialien ist bereits aus der Literatur bekannt [75–77]. Da die Eigenschaften der in dieser Arbeit verwendeten Resonatoren an die kompakten Auswerteeinheiten angepasst werden müssen, werden die Resonatoren detailliert untersucht.

Typische Ausführungsformen planarer Resonatoren sind in sich geschlossene Ringresonatoren [78, 79] sowie nicht geschlossene  $\lambda/2$ - und  $\lambda/4$ -Leitungsresonatoren [80].

### 3.6.1 Galvanisch angekoppelte Resonatoren

Ein  $\lambda/4$ -Leitungsresonator ist besonders kompakt und lässt sich sehr einfach durch eine leerlaufende Mikrostreifenleitung realisieren, welche an der dem Leerlauf gegenüber liegenden Seite niederohmig abgeschlossen ist. Der auf einem solchen Resonator basierende Sensortyp D ist in Abbildung 3.14 dargestellt.

Die verwendete Platine besteht aus einem kostengünstigen *FR4*-Substrat<sup>1</sup>, welches eine DK von  $\epsilon_r = 4,4$ , einen Verlustwinkel von  $\tan \delta = 0,02$  und eine Dicke von  $0,5\ \text{mm}$  aufweist. Der Anschluss des Resonators erfolgt über eine Mikrostreifenleitung, die einen Wellenwiderstand von  $50\ \Omega$  besitzt. Im Gegensatz zu einer koaxialen Anbindung gewährleistet eine Mikrostreifenleitung eine gute Integrierbarkeit des Sensors in das Messsystem. Die obere Massefläche stellt die Bezugsebene der Mikrostreifenleitung dar und besitzt das gleiche elektrische Potenzial wie die untere Massefläche und das Gehäuse. Die Mikrostreifenleitung endet an einer Durchkontaktierung.

<sup>1</sup>*FR4* ist die gebräuchliche Abkürzung für Substrate, die aus Epoxydharz getränktem Glasfasergewebe bestehen. Die Abkürzung ergibt sich aus dessen Entflammbarkeitsklasse: *Flame Resistant 4*.

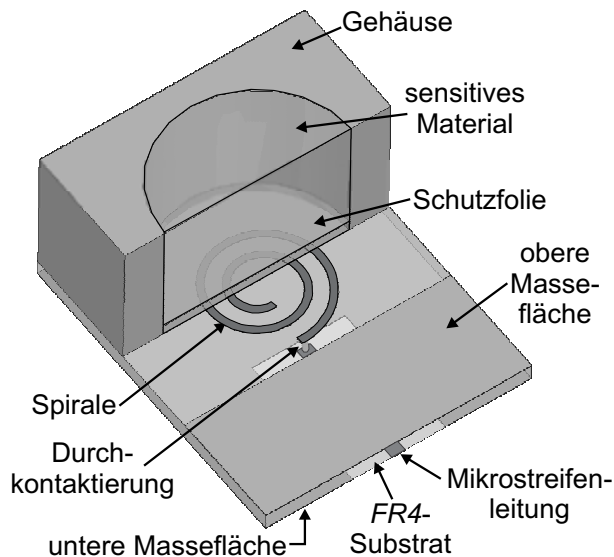


Abbildung 3.14: Schematische Darstellung des Sensortyps *D*. Das Gehäuse, das sensitive Materials und die Schutzfolie sind im Längsschnitt dargestellt.

Die Durchkontaktierung verbindet die Mikrostreifenleitung mit dem auf der gegenüberliegenden Seite befindlichen  $\lambda/4$ -Leitungsresonator. Dieser Leitungsresonator weist einen Wellenwiderstand von  $100\ \Omega$  auf, so dass die Mikrostreifenleitung einen niederohmigen Abschluss darstellt. Der Resonator ist besonders platz sparend als archimedische Spirale ausgeführt [81, S.74]. Die Länge  $l_{\text{spirale}}$  des entstehenden Bogenelementes lässt sich mittels

$$l_{\text{spirale}}(\psi) = \frac{p}{4\pi} \left[ \psi \sqrt{\psi^2 + 1} + \text{arsinh}(\psi) \right]_{\psi}^{\psi_{\text{ende}}} \quad (3.2)$$

berechnen, wobei  $p$  die Steigung der Spirale beschreibt und  $\psi$  und  $\psi_{\text{ende}}$  den Start- und Endwinkel. Die hier verwendete Spirale hat eine Leiterbahnbreite von  $0,2\ \text{mm}$ , eine Steigung von  $p = 0,8\ \text{mm}$ , einen anfänglichen Startwinkel von  $\psi = 2\pi$  und einen durch die Durchkontaktierung fixierten Endwinkel von  $\psi_{\text{ende}} = 6\pi$ . Die maximale Ausdehnung der Spirale beträgt  $4,6\ \text{mm}$ . Die Spiralarms sind  $0,6\ \text{mm}$  voneinander entfernt, so dass zwischen ihnen keine relevanten Verkopplungen auftreten. In der Anwendung als Sensor wird der Resonator durch das Substrat, eine Schutzfolie aus Polypropylen und das sensitive Material belastet. Polypropylen ist ebenso wie Polyimid im basischen Milieu stabil und besitzt einen für die angestrebte Anwendung ausreichend hohen Schmelzpunkt von  $160\ ^\circ\text{C}$  [82]. Ein Vorteil von Polypropylen im Vergleich zu Polyimid ist die weite Verbreitung in der Verpackungsindustrie und der darin begründete geringe Preis. In dieser Arbeit wird das Produkt *Tesapack Nopi Pack PP 57209* mit einer Gesamtdicke von  $0,052\ \text{mm}$  verwendet. Da die DK des sensitiven Materials und somit auch die dielektrische Belastung des Resonators nicht bekannt sind, muss die Länge der Spirale messtechnisch bestimmt werden. Dabei muss weiterhin darauf geachtet werden, dass die Resonanzkurve gut ausgeprägt und somit auswertbar bleibt. Bei Startwinkeln von  $\psi = 2,0\pi, 2,5\pi, 3,0\pi$  und  $3,5\pi$  und einer relativen Luftfeuchte von  $30\ \%$  ergeben sich die in Abbildung 3.15 dargestellten Resonanzkurven. Bei Vergrößerung des Startwinkels  $\psi$  zeigt sich zum einen die erwartete Verschiebung der Resonanz zu höheren Frequenzen. Zum anderen vergrößert sich der Reflexionsfaktor in Resonanz von  $-1,4\ \text{dB}$  auf  $-1,1\ \text{dB}$ , so dass sich die Auswertbarkeit der Resonanzkurve verschlechtert. Auf eine weitere Reduzierung der Leitungslänge wird daher verzichtet. Die Resonanzkurve bei Belastung des Sensors mit Wasser und einem Startwinkel von  $\psi = 3,5\pi$  ist in Abbildung 3.16 dargestellt. Das Minimum des Reflexionsfaktors beträgt  $-2,4\ \text{dB}$  und die Resonanzfrequenz findet sich bei  $1,50\ \text{GHz}$ .

Um die Empfindlichkeit des Sensors, d.h. die Resonanzverschiebung über der Feuchte, als auch die Auswertbarkeit, also die Tiefe der Resonanzkurve, weiter zu verbessern, wird der in Abbil-

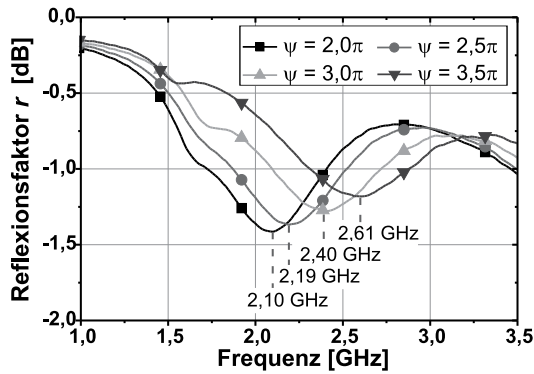


Abbildung 3.15: Gemessene Resonanzkurven eines Resonators gemäß Abbildung 3.14 bei variierender Resonatorlänge und einer relativen Luftfeuchte von 30 %.

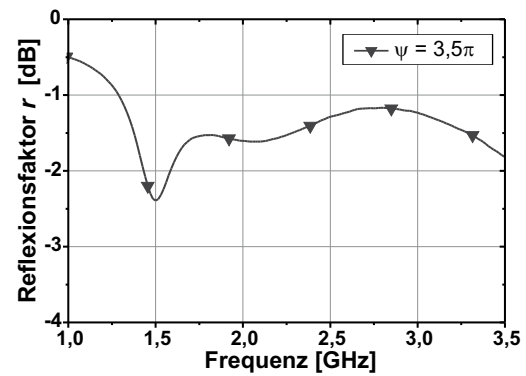


Abbildung 3.16: Gemessene Resonanzkurven eines Resonators gemäß Abbildung 3.14 mit  $\Psi = 3,5\pi$  und Belastung mit einem durchnässten sensitiven Material.

Abbildung 3.14 gezeigte Sensor optimiert. Hierfür wird angestrebt, dass ein größerer Teil der elektrischen Feldlinien anstelle des Substrates das sensitive Material durchdringt. Dieses kann durch eine kreisrunde Aussparung der Massemetallisierung unterhalb des Leitungsresonators erreicht werden, so dass die Mikrostreifenstruktur des Resonators aufgehoben wird. Bei den folgenden Messungen wird eine Aussparung mit einem Durchmesser von 7 mm verwendet, welche den gleichen Mittelpunkt wie die Spirale aufweist. Der gewählte Durchmesser entspricht dem des sensitiven Materials. Für solch einen Resonator werden die Messungen gemäß den Abbildungen 3.15 und 3.16 wiederholt. Die Resonanzspektren bei einer relativen Luftfeuchte von 30 % sind in Abbildung 3.17 dargestellt. Im Vergleich zu den mit einem Mikrostreifenleitungsresonator erzielten Ergebnissen sind die Resonanzspektren ausgeprägter. So befinden sich die Minima jetzt im Bereich von -1,5 dB bis -2,6 dB. Weiterhin sind die Resonanzspektren zu höheren Frequenzen hin verschoben, da der Resonator jetzt weniger durch das Substrat als vielmehr durch das sensitive Material, welches eine geringere DK als das Substrat besitzt, belastet wird. Bei Verwendung eines durchnässten sensitiven Materials ergibt sich bei einem Startwinkel von  $\psi = 3,5\pi$  eine Resonanzkurve mit einem Minimum des Reflexionsfaktors von -5 dB (siehe Abbildung 3.18). Im Vergleich zum Mikrostreifenresonator steigt die Resonanzfrequenz um 150 MHz auf 1,65 GHz. Bei einer relativen Luftfeuchte von 30 % erhöht sich für  $\psi = 3,5\pi$  die Resonanzfrequenz um 330 MHz (vgl. Abbildungen 3.15

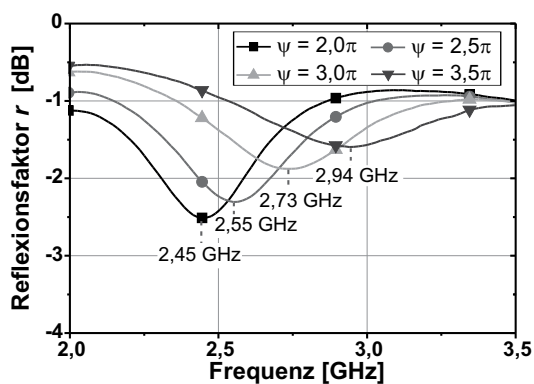


Abbildung 3.17: Gemessene Resonanzkurven eines Resonators gemäß Abbildung 3.14 ohne untere Massefläche bei variierender Resonatorlänge und einer relativen Luftfeuchte von 30 %.

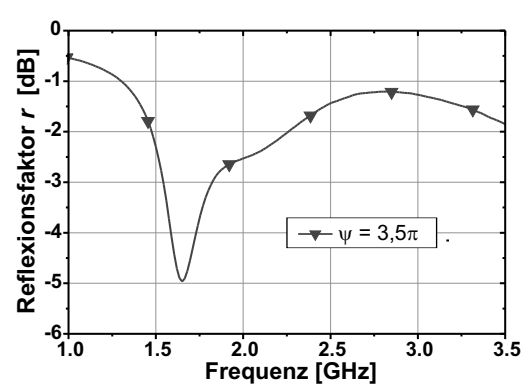


Abbildung 3.18: Gemessene Resonanzkurven eines Resonators gemäß Abbildung 3.14 ohne untere Massefläche mit  $\Psi = 3,5\pi$  bei Belastung mit einem durchnässten sensitiven Material.



und 3.17). Eine Erklärung für die unterschiedlichen Erhöhungen ist, dass das elektrische Feld im Falle des durchnässten sensitiven Materials bereits ohnehin zu einem Großteil in diesem lokalisiert ist. Der Übergang vom Mikrostreifenleitungsresonator zum Leitungsresonator ohne Bezugsmasse verbessert also insbesondere die Sensitivität im Bereich der besonders interessierenden geringen Feuchten. Aufgrund dieses Vorteils und der ausgeprägteren Resonanzkurven werden nachfolgend planare Sensoren mit Aussparungen verwendet. Die Gesamtbandbreite des Sensors gegenüber der Feuchte beträgt 1,281 GHz. Das Erreichen der notwendigen Arbeitsfrequenzen zwischen 2,0 GHz und 3,5 GHz (siehe Abschnitt 2.1.3) wird durch die Integration des Resonators in das dafür vorgesehene Messsystem erreicht (siehe Abschnitt 4.2).

Für Anwendungen in Kombination mit schmalbandigeren Auswerteeinheiten ist eine Begrenzung dieser großen Resonanzfrequenzverschiebung wünschenswert. Diese Begrenzung ist sehr einfach und wirkungsvoll durch Variation der Dicke der Schutzfolie möglich. Abbildung 3.19 zeigt die Verschiebung der Resonanzspektren zu höheren Frequenzen bei Verwendung von einer, zwei und drei Folien und Belastung mit einem Wasser gesättigten sensitiven Material. Bei Belastung mit einem trockenen Material verbleiben die Resonanzfrequenz und das Minimum des Reflexionsfaktors bei Werten von 2,94 GHz bzw. -1,6 dB (vgl. Abbildung 3.17 für  $\psi = 3,5\pi$ ).

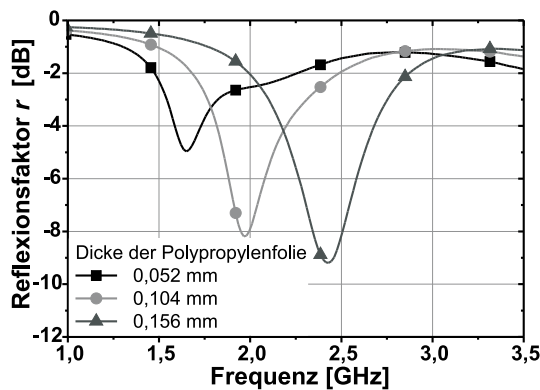


Abbildung 3.19: Resonanzspektren des Sensortyps *D* bei Variation der Dicke der Polypropylenfolie und Belastung mit einem durchnässten sensitiven Material.

Der beschriebene Sensor des Typs *D* wird wie zuvor die Sensortypen *A* bis *C* dem in Abbildung 3.6 dargestellten Klimaprofil ausgesetzt. Die folgende Messung wird mit einer Auswerteeinheit auf Basis eines selbstoszillierenden Systems (siehe Abschnitt 4.2) durchgeführt. Die gemessene absolute und relative Verschiebung der Resonanzfrequenz aufgrund einer Änderung der relativen Luftfeuchte von 50 % auf 70 % beträgt  $\Delta F_{rel.LF,D} = 15,2$  MHz bzw. 760 kHz/% rel.LF. (siehe Abbildung 3.20). Die Feuchteempfindlichkeit ist somit auf vergleichbar hohem Niveau wie die des Sensortyps *C*. Die Zeitkonstante des Einschwingvorganges beträgt ca. 2,7 h. Die im Vergleich zu den Sensortypen *A* und *B* geringere Zeitkonstante erklärt sich aus einer Optimierung der Höhe des sensitiven Materials von 10 mm auf 5 mm (vgl. Anhang A). Deutlich nachteilig ist jedoch die hohe Temperaturquerempfindlichkeit von  $\Delta F_{Temp,D} = 21$  MHz bei einer Temperaturänderung von 10 °C. Die relative Temperaturquerempfindlichkeit beträgt 2.100 kHz/°C und ist somit deutlich größer als bei den bisher vorgestellten Sensortypen. Der Grund ist die Temperaturempfindlichkeit der DK des *FR4*-Substratmaterials. So kann aus den Arbeiten von Heinola [83, 84] auf eine Temperaturabhängigkeit der DK von *FR4* von ca.  $0,002$  °C<sup>-1</sup> geschlossen werden. Bei einem Temperatursprung von 10 °C resultiert dies in einer von 3,270 auf 3,288 erhöhten effektiven DK. Die resultierende Frequenzänderung einer sich ursprünglich bei 3 GHz befindlichen Resonanz beträgt bei einem  $\lambda/4$ -Resonator ca. 8 MHz und liegt somit in der Größenordnung der hier gemessenen Verschiebung. Bei Verwendung eines solchen Sensors ist daher eine geeignete Temperaturkalibrierung oder die Nutzung anderer Substratmaterialien erforderlich. So hat sich bei weiteren Versuchen gezeigt, dass die wesentlich teureren Substrate *RO4003C* und *RO3003* eine geringere bzw. nicht messbare Temperaturempfindlichkeit aufzeigen. Beide Substrate besitzen zudem geringere DKs, wodurch

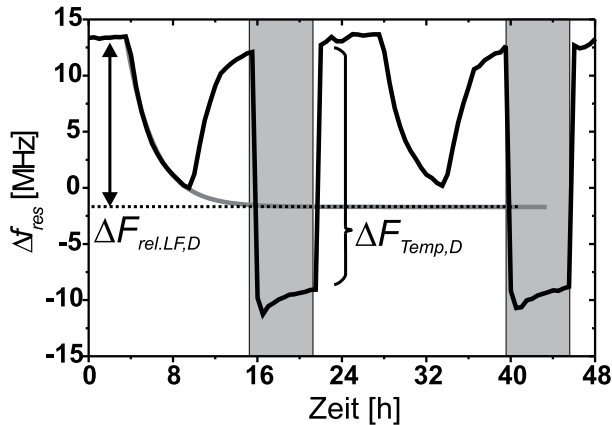


Abbildung 3.20: Antwort eines Sensors des Typs *D* auf das in Abbildung 3.6 gezeigte Klimaprofil. Die Resonanzfrequenzverschiebung  $\Delta f_{res}$  bezieht sich auf eine Frequenz von 3,018 GHz.

noch höhere Feuchteempfindlichkeiten erreicht werden. Nachteilig beim Substrat *RO3003* sind allerdings die geringe mechanische Stabilität und die fehlende Eignung für galvanische Durchkontaktierungsprozesse.

### 3.6.2 Kapazitiv angekoppelte Resonatoren

Die in dem vorherigen Abschnitt untersuchten Sensoren zeigen insbesondere bei geringer dielektrischer Belastung durch eine Keramik bei einer relativen Luftfeuchte von 30 % eine nur schwach ausgeprägte Resonanzkurve. Bei der Bestimmung der Resonanzfrequenz mit Netzwerkanalysatoren müssen diese daher über hochwertige Richtkoppler verfügen. Solche Koppler sind in kostengünstiger und kompakter Bauweise nicht realisierbar. Daher wird ein Sensor benötigt, der über den gesamten interessierenden Feuchtebereich ein ausgeprägtes und somit gut auswertbares Resonanzspektrum aufzeigt. Diese Anforderung wird durch den in Abbildung 3.21 dargestellten Sensortyp *E* erreicht.

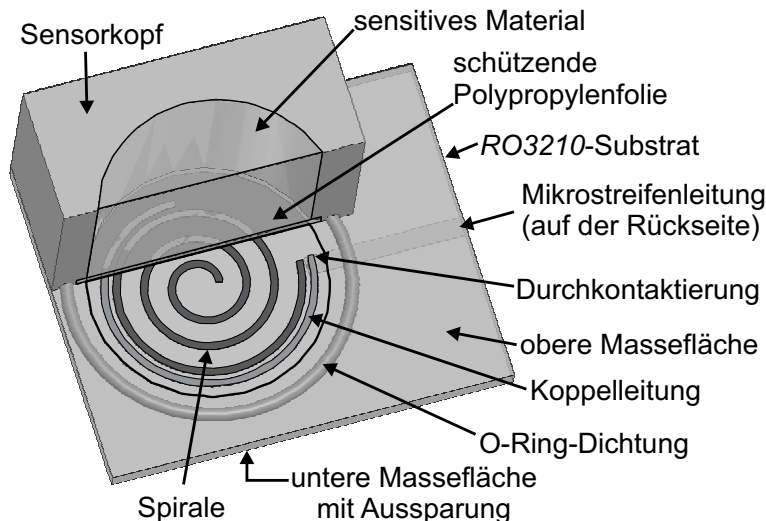


Abbildung 3.21: Schematische Darstellung des Sensortyps *E*. Das Gehäuse, das sensitive Material und die Schutzfolie sind im Längsschnitt dargestellt.

Der Sensoraufbau entspricht im Wesentlichen dem des Sensortyps *D* (vgl. Abbildung 3.14). Der entscheidende Unterschied besteht in der variabel gestaltbaren Ankopplung der spiralförmigen resonanten Leitung über die Koppelleitung. Beide Leitungen sind in der gleichen Ebene angeordnet, so dass sie durch das sensitive Material in gleichem Maße dielektrisch belastet werden und somit die gleiche effektive DK besitzen. Durch diese Anordnung wird sichergestellt, dass das Resonanzfrequenzverhältnis zwischen der als  $\lambda/2$ -Resonator ausgelegten Spirale und der als  $\lambda/4$ -Resonator ausgelegten Koppelleitung über den gesamten Feuchtebereich konstant bleibt. Die Koppelleitung

ist über eine Durchkontaktierung mit der Mikrostreifenleitung verbunden. Im Hinblick auf die für diesen Sensor zu realisierende Auswerteeinheit wird das verlustarme Substrat *RO3210* mit einer DK von 10,2 und einer Dicke von 0,635 mm benutzt. Für eine möglichst hohe Empfindlichkeit wird unterhalb des resonanten Elementes wiederum eine Aussparung der Massemetallisierung realisiert. Der Nachteil der durch die hohe DK des Substrates hervorgerufenen geringen Bandbreite des Sensors wird somit reduziert und stellt im Hinblick auf die schmalbandige Auswerteeinheit keine Einschränkung dar. Die obere Massefläche umschließt die resonante Struktur und dient der Mikrostreifenleitung als Bezugspotenzial. Zur sicheren Abdichtung des Systems vor der Messumgebung werden Polypropylenfolien mit einer Gesamtdicke von 104  $\mu\text{m}$  sowie ein O-Ring integriert. Die Koppelleitung und die Spirale besitzen Leiterbreiten von 0,2 mm und sind 0,15 mm voneinander entfernt. Um diesen Abstand über die gesamte Koppellänge zu gewährleisten, wird sowohl für das resonante Element als auch für die Koppelleitung eine modifizierte archimedische Spirale genutzt. Die Modifikation besteht in einem um einen festen Abstand  $s$  verlängerten Radius. In Polarkoordinaten lässt sich der Radius somit in Abhängigkeit des Winkels  $\psi$  über

$$r(\psi) = s + \frac{p}{2\pi}\psi \quad (3.3)$$

berechnen. Sowohl für die Koppelleitung als auch für das resonante Element beträgt  $p = 0,8$  mm. Hierdurch wird neben dem konstanten Abstand zwischen den beiden Leitungen zugleich eine geringe Verkopplung zwischen den Spiralarmlen des resonanten Elementes sichergestellt. Weiterhin gilt für beide Leitungen  $\psi_{\text{ende}} = 6,0\pi$ . Der Abstand  $s$  beträgt für die Spirale  $s_{\text{spirale}} = 0,50$  mm und wird für die Koppelleitung um die Breite der Leiter (0,20 mm) und des Koppelspaltes (0,15 mm) auf  $s_{\text{koppel}} = 0,85$  mm vergrößert. Aufgrund der nicht genau bekannten DK des sensitiven Materials müssen wie auch schon beim Sensortyp *D* die Startwinkel  $\psi_{\text{spirale}}$  und  $\psi_{\text{koppel}}$  empirisch optimiert werden. Nach der Optimierung soll der Sensor über den gesamten Feuchtebereich die folgenden Eigenschaften aufweisen:

1. Die auf die Koppelleitung zurückzuführende Resonanz muss von der zur Bestimmung der Feuchte genutzten Spiral-Resonanz trennbar sein.
2. Weitere notwendige Eigenschaften ergeben sich aus der zu realisierenden Auswerteeinheit auf Basis eines Netzwerkanalysators. Wie gezeigt wird (siehe Abschnitt 4.1), sind hierfür zwei Kriterien einzuhalten:
  - (a) Zum einen muss der wesentliche Teil des Resonanzspektrums im Frequenzbereich zwischen 2,300 GHz und 2,778 GHz liegen.
  - (b) Zum anderen ist für die korrekte Detektion der Phase mit dem vorgestellten kompakten Netzwerkanalysator eine überkritische Kopplung notwendig. Der Koppelfaktor  $c$  lässt sich im überkritischen Fall aus dem Minimum des Reflexionsfaktors in Resonanz  $r_{\text{min}}$  mittels

$$c = \frac{1 + r_{\text{min}}}{1 - r_{\text{min}}} \quad (3.4)$$

berechnen [68] und sollte im Bereich von  $1,22 \leq c \leq 5,84$  liegen [62] (siehe auch Abbildungen 4.30 und 4.31). Im hier nicht relevanten Fall der unterkritischen Kopplung bestimmt sich  $c$  aus dem Kehrwert von Gleichung (3.4).

Details des Optimierungsprozesses sind in [62] veröffentlicht. Die gefundenen Startwinkel betragen  $\psi_{\text{spirale}} = 3,5\pi$  und  $\psi_{\text{koppel}} = 5,5\pi$ , so dass sich Leitungslängen von  $l_{\text{spirale}} = 18,9$  mm und  $l_{\text{koppel}} = 4,9$  mm ergeben. Das resultierende Leitungslängenverhältnis von  $l_{\text{spirale}}/l_{\text{koppel}} \approx 3,8$



ergibt unter Vernachlässigung der Verkopplung ein Resonanzfrequenzverhältnis von  $f_{res,koppel}/f_{res,spirale} \approx 1,9$ . Aufgrund dieses messtechnisch bestätigten Verhältnisses befindet sich die erste Resonanzfrequenz der Koppelleitung deutlich oberhalb des betrachteten Frequenzbereiches. Bei Belastung des Sensors mit Wasser und einer relativen Luftfeuchte von 30 % ergeben sich die in Abbildung 3.22 gezeigten Resonanzkurven. Die feuchtebedingte Resonanzverschiebung beträgt 280 MHz, wobei sowohl die Resonanzfrequenzen als auch die Koppelfaktoren in den geforderten Bereichen liegen. Der Sensortyp *E* besitzt somit alle notwendigen Eigenschaften.

Der Sensor wird mit der vorgesehenen Auswerteeinheit kombiniert und wie bereits zuvor die Sensortypen *A* bis *D* dem in Abbildung 3.6 dargestellten Klimaprofil ausgesetzt. Der auf eine Frequenz von 2,704 GHz bezogene Resonanzfrequenzverschiebung ist in Abbildung 3.23 dargestellt. Die absolute und relative Feuchteempfindlichkeit bei Variation der relativen Luftfeuchte beträgt  $\Delta F_{rel.LF,E} = 12,45$  MHz bzw. 623 kHz/% rel.LF. Diese Werte sind aufgrund des verwendeten Substrates mit einer höheren DK sowie der doppelt so dicken Schutzfolie geringer als die des Sensortyps *D*. Die absolute Temperaturabhängigkeit ist ebenfalls geringer und beträgt  $\Delta F_{Temp,E} = 2,7$  MHz, was einer relativen Temperaturabhängigkeit von 270 kHz/°C entspricht. Das unerwartete Vorzeichen der Temperaturdrift wird auf eine Verringerung der DK des RO3210-Substrates bei steigender Temperatur zurückgeführt. Solche Angaben sind dem Datenblatt nicht zu entnehmen, und eine Untersuchung dieses Phänomens ist nicht Gegenstand dieser Arbeit. Vielmehr bleibt festzuhalten, dass auch der Sensortyp *E* eine Querempfindlichkeit zur Temperatur besitzt, welche durch eine Kalibrierung zu kompensieren ist. Die Zeitkonstante entspricht in etwa der des Sensortyps *D*.

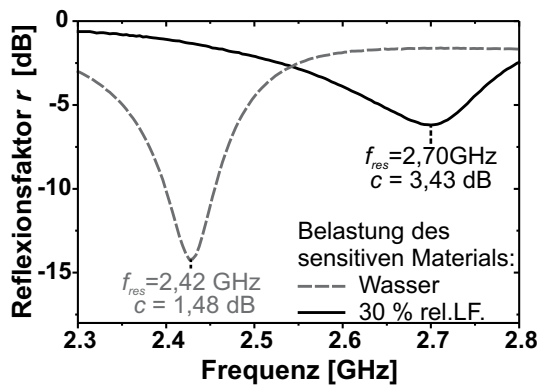


Abbildung 3.22: Gemessene Resonanzkurven eines Sensors des Typs *E* bei Belastung mit Wasser und einer relativen Luftfeuchte von 30 %.

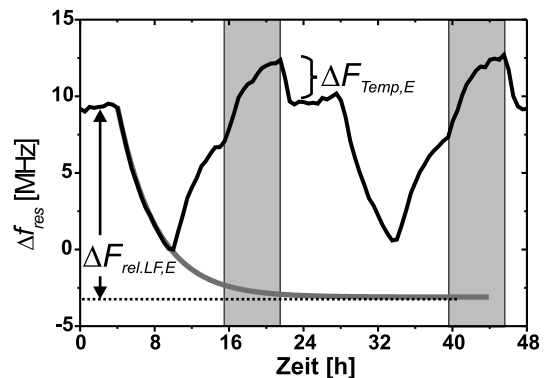


Abbildung 3.23: Antwort eines Sensors des Typs *E* auf das in Abbildung 3.6 gezeigte Klimaprofil.

### 3.7 Abschließende Betrachtungen zu den Sensortypen

In den vorangegangenen Abschnitten werden fünf unterschiedliche Reflexionsresonatoren vorgestellt und bezüglich der Feuchteempfindlichkeit und der thermischen Querempfindlichkeit miteinander verglichen. Neben diesen funktionalen Eigenschaften ist die kostengünstige und reproduzierbare Herstellbarkeit von großem Interesse. Die ermittelten Sensoreigenschaften sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst und werden nachfolgend diskutiert.

Die Sensortypen *A* und *B* besitzen die geringste Feuchteempfindlichkeit, eine vergleichsweise hohe Temperaturempfindlichkeit, sind nur manuell herstellbar, bestehen aus vielen Einzelteilen und sind

somit teuer. Durch die Anbindung über ein Koaxialkabel sind sie schlecht in planar aufgebaute Systeme integrierbar. Vorteilhaft ist indes die Einstellbarkeit des Koppelfaktors über die Länge des Innenleiters.

Wesentlich vorteilhafter in Bezug auf die Empfindlichkeit ist der Sensortyp *C*. Er kombiniert die höchste Feuchte- mit der geringsten Temperaturempfindlichkeit und ist zudem durch Anbindung via einer Mikrostreifenleitung gut in kompakte Systeme integrierbar. Nachteilig sind indes die fehlende Einstellbarkeit des Koppelfaktors, die aufwändigen Gehäuse und der schlecht automatisierbare Herstellungsprozess.

Kostengünstig, reproduzierbar und zudem gut integrierbar sind die Sensoren der Typen *D* und *E*, welche beide hohe Feuchteempfindlichkeiten aufweisen. Nachteilig sind bei diesen beiden Sensortypen die hohen Temperaturquerempfindlichkeiten. Diese Querempfindlichkeiten sind in der temperaturbedingten Änderungen der DK des Substrates begründet und müssen in der endgültigen Anwendung wahlweise durch eine Kalibrierung oder das Verwenden anderer Substrate kompensiert werden. Unterschiede bestehen in der Einstellbarkeit des Koppelfaktors und im Herstellungsprozess. So ist für den Typ *E* der Koppelfaktor variabel einstellbar, während ein Nachteil in der mangelnden galvanischen Durchkontaktierbarkeit des verwendeten *RO3210*-Substrates besteht.

Aufgrund der guten Herstell- und Integrierbarkeit werden hauptsächlich die Sensortypen *D* und *E* Verwendung finden. Da der *FR4*-basierte, galvanisch angekoppelte Spiralsensor des Typs *D* sehr hohe Koppelfaktoren und somit schwach ausgeprägte Resonanzminima aufweist, sollte er nur mit Auswerteeinheiten kombiniert werden, die auf fehlerbehaftete Richtkoppler (siehe Abschnitt 4.1.3.5) verzichten können. In Auswerteeinheiten, die auf solche Koppler nicht verzichten können, sind stattdessen Sensoren des Typs *E* einzusetzen.

Typ	$\Delta F_{rel.LF}$ [kHz]	$\Delta F_{Temp}$ [kHz]	Kosten	Herstellbarkeit / Reproduzierbarkeit	Koppelfaktor	Integrier- barkeit
<i>A</i>	-1.273	863	hoch	manuell / schlecht	variabel	-
<i>B</i>	-2.581	-500	hoch	manuell / schlecht	variabel	-
<i>C</i>	-15.350	-330	mittel	manuell / schlecht	sehr hoch	+
<i>D</i>	-15.200	-21.000	niedrig	lithogr.: sehr gut / gut	sehr hoch	+
<i>E</i>	-12.450	2.700	mittel	lithogr.: gut / gut	variabel	+

Tabelle 3.1: Eigenschaften der untersuchten Sensortypen. Die angegebenen absoluten Feuchte- und Temperaturempfindlichkeiten beziehen sich auf das in Abbildung 3.6 dargestellte Klimaprofil.

## 3.8 Das sensitive Material

In den vorangegangenen Betrachtungen wurde allgemein ein feuchtesensitives Material verwendet, dessen Funktion in einer variierenden dielektrischen Belastung des Resonators in Abhängigkeit der Umgebungsfeuchte besteht. In diesem Abschnitt folgen detailliertere Betrachtungen zur Porenstruktur dieses Materials.

### 3.8.1 Auswahl des sensitiven Materials

Wesentliche Gesichtspunkte bei der Auswahl eines geeigneten sensitiven Materials sind eine hohe Homogenität, geringe Hysterese, chemische Stabilität im hoch basischen Milieu, kostengünstige

Herstellbarkeit, schnelles Ansprechen und möglichst geringe Formveränderungen (Quellen und Schrumpfen) bei Aufnahme bzw. Abgabe von Wasser. Grundsätzlich sind mehrere Materialien denkbar und werden bezüglich ihrer Eignung nachfolgend diskutiert.

- **Beton** Die Verwendung von Beton hat den Vorteil, dass das sensitive Material gleiche Eigenschaften wie die eigentliche Messumgebung aufweist. Ein erheblicher Nachteil besteht indes in der durch die Verwendung von Zuschlagsstoffen hervorgerufenen mangelnden Homogenität des Materials. Befindet sich beispielsweise an der Stelle der höchsten Sensitivität, also in direkter Nachbarschaft zu dem Resonanzfrequenz bestimmenden Element, eine erhöhte Konzentration von nicht porösen Zuschlägen, so kommt es zu einer systematischen Unterschätzung der Feuchte.
- **Zementstein** teilt die Vorteile des Betons und besitzt aufgrund fehlender Zuschläge eine höheres Maß an Homogenität. Die Porosität lässt sich zudem in weiten Bereichen gezielt durch den  $w/z$ -Wert einstellen (vgl. Abbildung 2.8). Als nachteilig sind jedoch die starke Abhängigkeit der DK von der Nachbehandlungsdauer und der Zusammensetzung des verwendeten Zementes zu sehen [13, S.12]. Zudem ist die Hydratation ein Prozess, der erst nach Jahren vollständig abgeschlossen ist. (vgl. Abbildung 2.7). Herstellungszyklen für sensitive Materialien auf Zementsteinbasis sind daher unvermeidbar lang. Weitere Nachteile bestehen in dem Schrumpfen und Kriechen von Zementstein. Er besitzt zudem eine sehr breite Porenradialverteilung [30], wodurch es grundsätzlich zur Ausbildung von Flaschenhalsporen (vgl. Abschnitt 2.2.4.2) und somit zu Hystereseeffekten kommt.
- **Feuchtesensitive Polymere** werden im Allgemeinen zur Bestimmung der relativen Luftfeuchte mittels kapazitiver Verfahren eingesetzt. Wassermoleküle werden hierbei im Gegensatz zu porösen Materialien nicht adsorbiert, sondern absorbiert. Dieser Prozess ist nachteilhafter Weise mit Formveränderungen durch Quellen und Schrumpfen sowie mit großen Zeitkonstanten verbunden [85]. Um dennoch kurze Ansprechzeiten zu erreichen, werden in herkömmlichen kapazitiven Sensoren in Dünnschichttechnik hergestellte Polymerfolien mit einer Dicke von weniger als  $1\ \mu\text{m}$  [86, S.91] verwendet. Da in den vorgestellten Sensortypen A - E jedoch eine Wechselwirkung über ein größeres Volumen stattfindet (vgl. Anhang A), sind Polymere für die hier angestrebte Anwendung grundsätzlich ungeeignet. Ein weiterer Nachteil ist die zumeist unzureichende chemische Stabilität im hoch basischen Milieu.
- **Poröse Keramiken** sind in Bezug auf ihre Porenstruktur sehr variabel und reproduzierbar herstellbar und erscheinen daher für die angestrebte Anwendung als besonders aussichtsreich. Die besonders gut erforschten Keramiken aus Aluminiumoxid (Strukturformel:  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) sind im hoch basischen Milieu chemisch stabil [85]. Die Anlagerung von Wasser erfolgt bei Keramiken über Adsorptionsprozesse, welche grundsätzlich geringere Zeitkonstanten als Absorptionsprozesse bei Polymeren aufweisen und ferner keine oder nur geringe Formveränderungen verursachen. Diese Adsorptionsprozesse in Keramiken gleichen denen in Beton und lassen sich folglich ebenfalls durch die in Abschnitt 2.2.4.2 vorgestellten Gleichungen qualitativ beschreiben. Ausgehend von diesen theoretischen Betrachtungen werden einige selbst hergestellte Keramiken aus  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Pulvern vorgestellt. Wie gezeigt wird, lässt sich deren Porenstruktur im Gegensatz zu Beton und Zementstein einstellen, so dass Hystereseeffekte minimierbar sind.

### 3.8.2 Poröse Keramiken

Wie aus der Aufzählung des vorangegangenen Abschnittes deutlich wird, eignen sich für die Nutzung als sensitives Material insbesondere poröse  $Al_2O_3$ -Keramiken. Aufgrund des bereits erwähnten Vorteils ihrer chemischen Beständigkeit in Kombination mit einer einfachen Herstellung existiert eine große Vielfalt an günstigen pulverförmigen Ausgangsmaterialien [87] sowie eine Reihe veröffentlichter Informationen über die grundlegenden Herstellungsprozesse [88–91]. Hierbei ist jedoch festzustellen, dass detaillierte Angaben zum Erreichen bestimmter Eigenschaften zumeist als proprietär eingestuft werden [92]. Die überwiegende Anzahl der Publikationen zum Thema Feuchtemessung mittels  $Al_2O_3$ -basierten Keramiken ist für die angestrebte Anwendung bei Frequenzen im unteren Gigahertz-Bereich nicht von Relevanz. Diese Veröffentlichungen beziehen sich auf Anwendungen zur Detektion der Absolutfeuchte von Gasen [86, 93] und basieren auf Leitfähigkeitsmessungen unter Nutzung von Frequenzen im Millihertz- bis in den unteren Megahertzbereich [39, 94].

Bevor das verwendete Herstellungsverfahren beschrieben wird, werden theoretische Betrachtungen angestellt, deren Ziel die Formulierung der gewünschten Porenstruktur der keramischen Materialien ist.

#### 3.8.2.1 Theoretische Betrachtungen

Neben den allgemeinen Anforderungen an sensitive Materialien (siehe Abschnitt 3.8.1) ergeben sich aus dem Anwendungsgebiet der in-situ-Feuchtemessung in Bauwerken weitere zu fordernde Eigenschaften (vgl. Abschnitt 2.3). So ist eine ausreichend hohe Änderung der aufgenommenen bzw. abgegebenen Wassermenge im Feuchtebereich zwischen 50 % und 85 % der relativen Luftfeuchte notwendig. Da ab ca. 50 % rel.LF. die Kapillarkondensation den wesentlichen Beitrag zur Gesamtmenge des aufgenommenen Wassers leistet, wird sie nachfolgend genauer untersucht. Die Betrachtung des durch van-der-Waals-Kräfte oder kapillares Saugen angelagerten Wassers wird an dieser Stelle zurückgestellt. Der Einfluss des kapillaren Saugens wird bei den Messungen unter realistischen Bedingungen Berücksichtigung finden.

Wie bereits im Abschnitt 2.2.4.2 bei der Betrachtung des Betons dargestellt, sind die auf Kapillarkondensation basierten Sorptions- und Desorptionskurven (vgl. Abbildung 2.15) Funktionen der normalen (Gleichung (2.14)) und modifizierten Kelvin-Thompson-Gleichung (Gleichung (2.15)) und des kumulativen Porenvolumens (Gleichung (2.16)). Durch Verändern der Porenradienverteilung kann somit der Bereich der höchsten Empfindlichkeit eingestellt werden. Hierfür werden zunächst mit Gleichung (2.16) die kumulativen Porenvolumina für unterschiedliche mittlere Radien  $r_m = 2$  nm, 5 nm, 10 nm berechnet (siehe Abbildung 3.24). Durch Einsetzen der beiden Kelvin-Thompson-Gleichungen werden wiederum die Sorptions- und Desorptionskurven bestimmt. Diese sind vereinfachend als Hystereseflächen in Abbildung 3.25 eingezeichnet, wobei die obere Flächenbegrenzung jeweils die Desorption und die untere die Sorption darstellt. Die Feuchteempfindlichkeit einer Keramik entspricht der Steigung der Sorptions- und Desorptionskurven. Wie zu erkennen ist, vergrößert sich die durchschnittliche Steigung bei sinkenden mittlerem Radius  $r_m$  im Bereich von 50 % bis 85 % der relativen Luftfeuchte. Eine genauere Analyse durch Auswertung der Sorptionskurven zeigt, dass für  $r_m = 2$  nm, 5 nm und 10 nm der Anteil des zusätzlich gefüllten Porenvolumens 62 % (siehe Abbildung 3.25), 30 % und 10 % ausmacht.

Dieser eindeutigen Verbesserung der erwarteten Empfindlichkeit steht jedoch eine Vergrößerung der Messungenauigkeiten durch Hysterese entgegen. Wie ebenfalls aus Abbildung 3.25 zu erkennen ist, vergrößert sich mit sinkendem mittlerem Radius die Fläche zwischen Sorptions- und

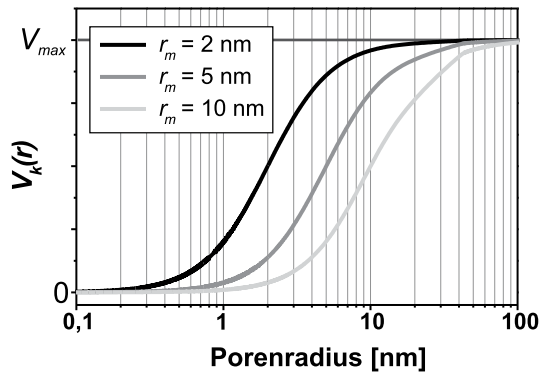


Abbildung 3.24: Kumulative Porenvolumen nach Gleichung (2.16) mit  $r_m = 2$  nm, 5 nm und 10 nm.

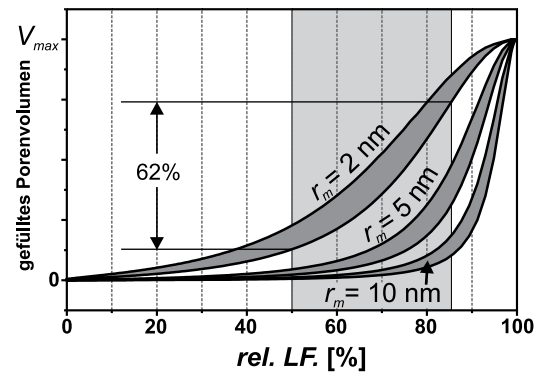


Abbildung 3.25: Hystereseflächen bei einer kumulativen Porenverteilung nach Gleichung (2.16) mit  $r_m = 2$  nm, 5 nm und 10 nm.

Desorptionskurve. Ausgehend von  $r_m = 2$  nm halbieren ( $r_m = 5$  nm) bzw. dritteln ( $r_m = 10$  nm) sich die mit Hysterese behafteten Volumenanteile.

Um den Einfluss der Breite der Porenradienverteilung auf das Hystereseverhalten zu untersuchen, wird die Gleichung (2.16) zur Beschreibung des kumulativen Porenvolumens folgendermaßen erweitert:

$$V_{kn}(r) = V_{max} \cdot \frac{1}{1 + (r_m/r)^n}. \quad (3.5)$$

Der zusätzliche Parameter  $n$  ermöglicht die Variation der Breite des Überganges. Zur Verdeutlichung dieses Sachverhaltes wird, wie in der Druckporosimetrie auch, das differentielle Porenvolumen  $p(r)$  (auch als Porenradienverteilung bezeichnet) genutzt. Es ergibt sich aus der Differentiation des kumulativen Porenvolumens nach  $r$  und lautet für Gleichung (3.5)

$$p(r) = V_{max} \cdot n \cdot r_m^n \cdot \frac{r^{(n-1)}}{(r^n + r_m^n)^2}. \quad (3.6)$$

Die Ergebnisse der Gleichungen (3.5) und (3.6) für  $r_m = 2$  nm und  $n = 2, 4$  und  $6$  sind in den Abbildungen 3.26 und 3.27 dargestellt. Die drei Kurven zur Beschreibung des kumulativen Porenvolumens schneiden sich bei  $r_m = 2$  nm und zeigen unterschiedlich breite Übergänge auf, welche bei Betrachtung der differentiellen Porenverteilung noch deutlicher zu erkennen sind.

Die in der Abbildung 3.28 dargestellten drei Feuchtespeicherfunktionen ergeben sich, indem für den Porenradius wiederum der Grenzradius der jeweiligen Kelvin-Thompson-Gleichungen eingesetzt wird. Wie zu erkennen ist, steigt mit anwachsendem Exponenten  $n$  der Anteil des sich in dem interessierenden Feuchtebereiches füllenden bzw. sich leerenden Porenvolumens. Wie auch schon bei der Untersuchung unterschiedlicher mittlerer Radien beziehen sich die nachfolgenden Angaben auf die Betrachtung der Sorptionskurven. Der prozentuale Anteil des gefüllten Porenvolumens beträgt bei  $r_m = 2$  nm für  $n = 2$  weiterhin 62 %, wächst für  $n = 4$  auf 87 % und erreicht bei  $n = 6$  schließlich 96 %. Diese Verbesserung der Empfindlichkeit im interessierenden Feuchtebereich tritt in Kombination mit einem weiteren Vorteil auf. So verringert sich die Fläche zwischen Sorptions- und Desorptionskurve, bezogen auf den Wert bei  $r_m = 2$  nm und  $n = 2$ , für  $n = 4$  um 51 % und für  $n = 6$  um 68 %. Anschaulich lässt sich dieses Verhalten dadurch erklären, dass es aufgrund der schmalen Porenradienverteilung zur verminderten Ausbildung von Flaschenhalsporen kommt.

Aus diesen theoretischen Betrachtungen lassen sich zwei wesentliche Schlussfolgerungen ziehen.

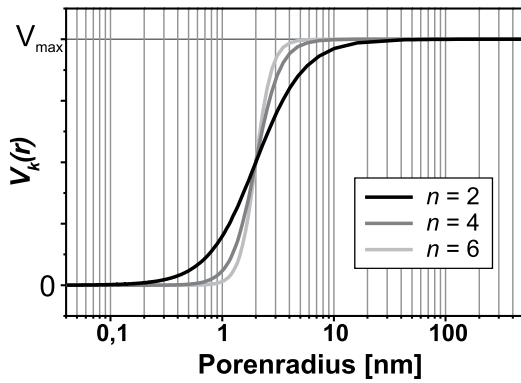


Abbildung 3.26: Kumulative Porenvolumen nach Gleichung (3.5) mit  $r_m = 2$  nm und  $n = 2, 4$  und  $6$ .

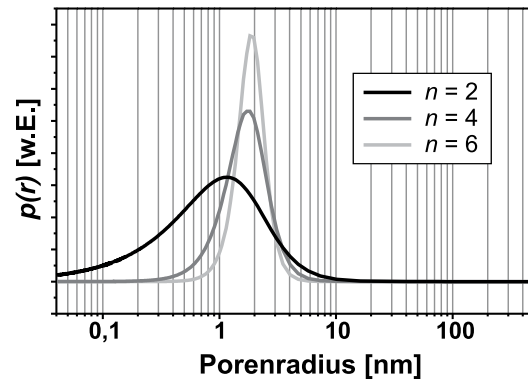


Abbildung 3.27: Differenzielle Porenradienverteilung nach Gleichung (3.6) mit  $r_m = 2$  nm und  $n = 2, 4$  und  $6$ .

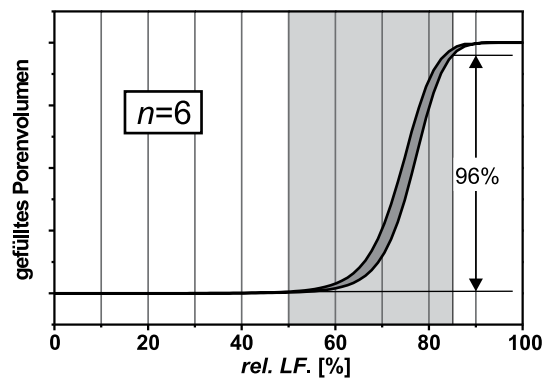
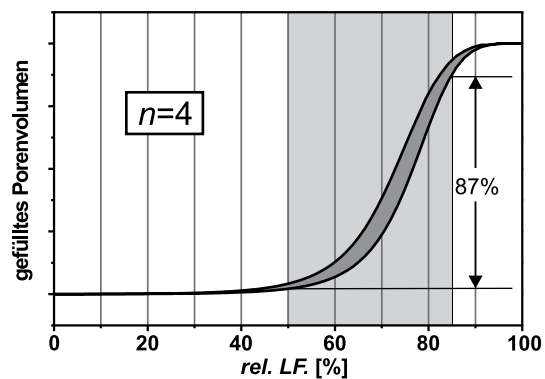
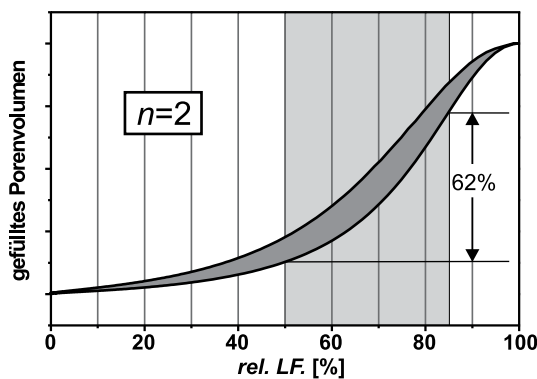


Abbildung 3.28: Auf Basis von (3.5) modellierte Feuchtespeicherfunktionen für  $r_m = 2$  nm und  $n = 2, 4, 8$ .

1. Der mittlere Porenradius  $r_m$  beeinflusst den Feuchtebereich mit der höchsten Empfindlichkeit und sollte für maximale Empfindlichkeit im Bereich von 50 % bis 85 % rel.LF. bei ca. 2 nm liegen.
2. Zum Erreichen einer hohen Empfindlichkeit in dem interessierenden Feuchtebereich sowie einer möglichst geringen Hysterese sind schmale Porenradienverteilungen anzustreben.

Im Hinblick auf weitere Untersuchungen muss bereits an dieser Stelle festgehalten werden, dass diese theoretischen Betrachtungen im Rahmen dieser Arbeit nur bedingt umsetzbar sein werden. Zum einen ist es problematisch, mit einfachen Mitteln solche Materialien zu synthetisieren. Zum anderen ist für die angestrebte Anwendung ebenfalls gefordert, dass auch die Feuchtebereiche des

freien Wassers zu einer zusätzlichen Wasseransammlung in der Keramik führen. Die Porenradialverteilung muss daher letztendlich auch Anteile deutlich oberhalb von 2 nm aufzeigen.

### 3.8.2.2 Herstellung poröser $Al_2O_3$ -Keramiken

Keramiken können auf vielfältige Weise hergestellt werden, wobei die endgültige Mikrostruktur im Wesentlichen von der Art des Ausgangspulvers, der Zusatzstoffe, der Formgebung und des Sinterprozesses bestimmt wird [95].

**Ausgangsmaterialien und Zusatzstoffe** Die pulverförmigen Ausgangsmaterialien werden in dieser Arbeit von zwei unterschiedlichen Herstellern bezogen. Die Herstellungsprozesse dieser Pulver sind daher nicht Gegenstand dieser Arbeit und es wird an dieser Stelle vielmehr auf die einschlägige Literatur verwiesen [89,91]. Die beiden in dieser Arbeit verwendeten Pulver sind das *A1188* der Firma *Cerac* und das *Taimicron TM-DAR* (zukünftig nur als *TM-DAR* bezeichnet) der japanischen Firma *Taimei Chemicals*. Beide bestehen aus der thermodynamisch stabilen  $\alpha - Al_2O_3$ -Modifikation<sup>1</sup> [85] und weisen hohe Reinheitsgrade von mindestens 99,99% auf. Diese hohen Reinheitsgrade sind notwendig, um störende Keimbildungen während des Sinterns weitestgehend zu verhindern. Der wesentliche Unterschied zwischen den Pulvern besteht in ihrer unterschiedlichen Korngröße. Während das *A1188* einen mittleren Durchmesser von ca.  $d_{50} = 21 \mu m$  aufweist, gilt für das *TM-DAR*  $d_{50} = 0,2 \mu m$ . Unter den kommerziell erhältlichen Pulvern ist *TM-DAR* somit das mit der kleinsten zur Verfügung stehenden Korngröße [89]. In Folge dieser unterschiedlichen Körnung besitzen die beiden Ausgangsmaterialien auch stark voneinander abweichende spezifische Oberflächen von  $0,5 m^2/g$  (*A1188*) und  $14,5 m^2/g$  (*TM-DAR*). Aus diesem Grund wird von Keramiken, welche aus *TM-DAR* hergestellt werden, tendenziell eine zu niedrigeren Radien hin verschobene Porenverteilung und somit auch eine größere Empfindlichkeit bei geringen Luftfeuchten erwartet. Für das Einstellen der Porosität mit einem Maximum der Porenradialverteilung bei 2 nm erscheinen diese Keramiken indes noch als zu grobkörnig. Die im Abschnitt 3.8.2.1 beschriebene optimale Porenradialverteilung mit einem mittleren Porenradius von 2 nm ist daher mit den auf dem Markt verfügbaren Pulvern und einfachen Herstellungstechniken kaum realisierbar.

Die Ausgangspulver können gegebenenfalls mit Zusatzstoffen, den so genannten Additiven, versetzt werden, welche zur Einstellung bestimmter Struktureigenschaften des Endproduktes in gewünschter Weise dienen sollen [92, 96]. Typische Funktionen solcher Additive sind das Binden der Pulver zur Verbesserung der Verarbeitbarkeit und das Einstellen der Porosität. Letzteres wird dadurch erreicht, dass diese Additive bereits deutlich unterhalb der Sintertemperatur verbrennen und somit Porenräume hinterlassen. Typische Materialien hierfür sind Polyvinylalkohol, Graphitpulver und Kieselgel. Als problematisch bei dieser Technik ist jedoch das aufwändige Einstellen der Ausbrenntemperatur und -dauer anzusehen, da beide Prozessparameter für jedes Ausgangsmaterial und Additiv experimentell ermittelt werden müssen. Als vorteilhafter hat sich als Porenbilder die Nutzung von Wasser herausgestellt, welches zudem sehr gut die Funktion des Binders erfüllt.

**Formgebung** Die typischen Verfahren zur Formgebung beruhen auf dem Trocken- oder dem Nasspressen, welche üblicherweise durch ein- oder zweiseitiges axiales oder auch durch isostatisches Pressen erfolgen kann (siehe Abbildung 3.29). Das hieraus entstehende Zwischenprodukt wird Grünkörper genannt und besitzt bei Nutzung geeigneter Binder und Pressdrücken zwischen 20 MPa und 80 MPa bereits eine ausreichende Stabilität, um mechanisch weiterverarbeitet zu werden. Das isostatische Pressen ist dem axialen grundsätzlich vorzuziehen, da es im Grünkörper

<sup>1</sup>Der Schmelzpunkt der  $\alpha$ -Modifikation liegt bei 2050 °C, die Dichte bei 3,987g/cm<sup>3</sup> und die DK bei ca. 4.

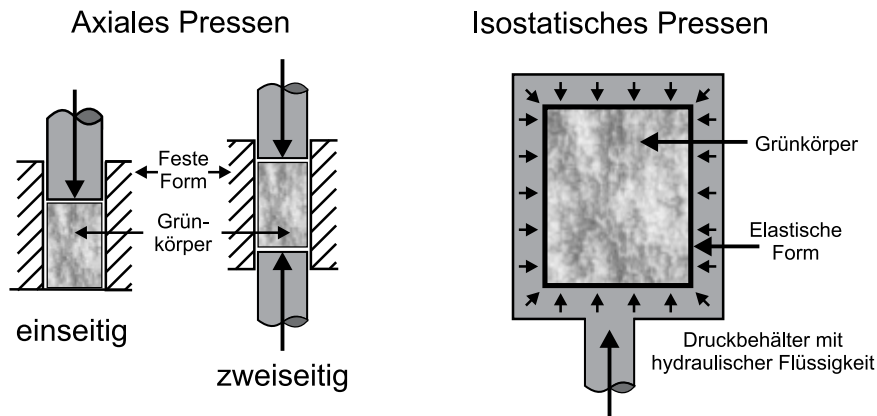


Abbildung 3.29: Ein- und zweiseitiges axiales sowie isostatisches Pressen [95].

weniger Spannungen induziert, welche bei dem abschließenden Sinterprozess zu Rissen führen können. Der Vorteil des axialen Pressens, insbesondere des einseitigen, besteht in seiner leichten Realisierbarkeit für die hier benötigten zylindrischen Formen. Weitere, allerdings deutlich aufwändigere Verfahren zur Formgebung sind das Extrudieren sowie bei hohen anfänglichen Wassergehalten das Gießen mittels unterschiedlicher Techniken [95]. In dieser Arbeit wird wegen seiner Einfachheit das einseitige axiale Pressen verwendet, wobei sich zum leichten Entfernen des Grünkörpers eine teilbare Form als besonders praktisch erwiesen hat [97]. Diese Form weist einen Durchmesser von 10 mm auf, sodass trotz der beim Sintern auftretenden Schrumpfung, die bei  $Al_2O_3$  bis zu 20 % betragen kann, noch ein ausreichend großer Mindestdurchmesser von 7 mm zur Herstellung des sensitiven Materials vorhanden ist. Die verwendete hydraulische Presse (Hersteller: *Specac*) ist handbetrieben und erlaubt Presszeiten ohne Druckabfall von ca. 1 h und einer maximalen Kraft von ca. 150 kN, was bei einem Keramikdurchmesser von 10 mm einem maximalen Druck von 190 GPa entspricht und für die angestrebte Anwendung somit bei weitem ausreicht.

**Sintern** Beim Sintern wird der Grünkörper schließlich auf die gewünschte Temperatur aufgeheizt. Hierbei wird grundsätzlich zwischen zwei Arten des Sinterns unterschieden: dem isothermen Sintern und dem mit konstanter Aufheizrate. In der Regel wird eine Mischform gewählt. Durch das langsame Aufheizen sollen beim Pressen induzierte Spannungen kontinuierlich abgebaut und gegebenenfalls vorhandenen Additive ausgebrannt werden. Der eigentliche Sintervorgang findet bei der gewählten maximalen Temperatur statt, welche zusammen mit dem Sinterzeitraum einen wesentlichen Einfluss auf das Porengefüge und die Volumenreduktion hat (siehe Abbildung 3.30). Hierbei gilt grundsätzlich, dass niedrige Temperaturen in Kombination mit kurzen Prozessdauern zwar in einer großen Porosität, aber auch in einer geringen mechanischen Stabilität resultieren.

Nachfolgend wird dargestellt, wie die Pulver unter variierenden Herstellungsbedingungen zu fertigen Keramiken verarbeitet werden. Es wird der Einfluss der Korngröße und des anfänglichen Wassergehaltes untersucht. Ausgehend von den so gewonnenen Erkenntnissen werden Betrachtungen

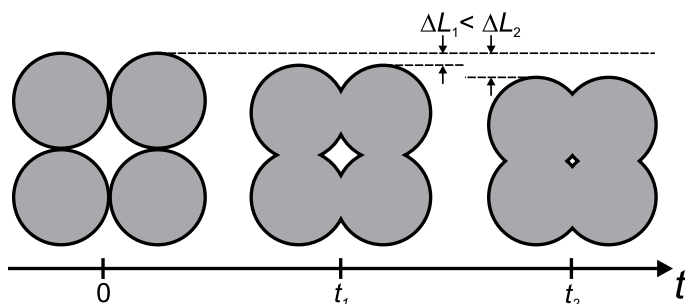


Abbildung 3.30: Schematische Darstellung des Sinterprozesses anhand von vier  $Al_2O_3$ -Körnern. Mit zunehmender Sinterdauer schrumpft sowohl die Ausdehnung (gekennzeichnet durch die wachsende Längendifferenz  $\Delta L$ ) als auch das Porenvolumen. Bei höheren Temperaturen beschleunigt sich dieser Prozess [91, S.784].



zur Hysterese angestellt. Auf Basis dieser neuen Ergebnisse werden schließlich die Anforderungen an eine geeignete Keramik formuliert und kommerziell erhältliche Produkte untersucht.

### 3.8.2.3 Einfluss der Korngröße

Es wird zunächst untersucht, welches der Ausgangsmaterialien eine höhere Feuchteempfindlichkeit erlaubt. Es werden beide Pulver mit 10 M-% Wasser vermischt und für jeweils 10 min einem einseitigen axialen Pressvorgang mit 460 MPa unterzogen. Nach dem Entfernen aus dem zweiseitigen Presskörper werden die Grünkörper nach einer sechsständigen Aufheizphase für 48 h bei 1100 °C in einem Induktionsofen gesintert. Das hierbei verdunstende Wasser wird durch einen kontinuierlichen Stickstoffstrom abtransportiert. Nach einer Abkühlzeit von 24 h werden die Keramiken in Sensoren des Typs *B* (vgl. Abschnitt 3.4) eingebaut und mittels eines Epoxydklebers befestigt. Ein Verklemmen der Keramiken mittels Madenschrauben war aufgrund der geringen mechanischen Stabilität nicht praktikabel.

Die beiden Sensoren werden im Klimaschrank zeitgleich bei konstanter Temperatur und variierenden relativen Luftfeuchten (30 %, 50 %, 70 % und 90 %) mit dem *HP 8753D* ausgewertet. Um das auftretende Problem der mangelnden Reproduzierbarkeit dieses Sensortyps auszugleichen, wurden die Resonanzfrequenzen zuvor bei Belastung mit Luft und einem PTFE-Zylinder vermessen. Alle weiteren Resonanzfrequenzverschiebungen werden auf die sich ergebende Resonanzfrequenzdifferenz  $f_{res,Luft} - f_{res,PTFE}$  normiert. Das Ergebnis dieser Untersuchung ist in Abbildung 3.31 dargestellt. Beide Sensoren zeigen einen qualitativ identischen Verlauf. Die angestrebte erhöhte Empfindlichkeit für niedrigere Feuchten bei der *TM-DAR*-basierten Keramik kann in diesem und auch in nachfolgenden Referenzversuchen wider Erwarten nicht festgestellt werden. Eine Messung der Korngrößenverteilung des *TM-DAR*-Pulvers mittels eines Lasergranulometers (*Cilas 1064*) in einem Wertebereich von 0,04 µm bis 500 µm zeigt, dass sich das Pulver agglomeriert hat und eine weite Korngrößenverteilung mit einem Maximum bei ca. 18 µm aufwies. Es ist nicht möglich, diese Agglomerate durch Ultraschallbehandlung in unterschiedlichen Dispergiermitteln aufzulösen. Es muss daher von so genannten *harten* Agglomeraten ausgegangen werden, die bereits bei der Herstellung des Pulvers entstanden sind [89]. Als Ergebnis bleibt daher festzustellen, dass sich das *TM-DAR*-Pulver in dieser Form nicht zur Herstellung feinkörniger Keramiken mit einfachen Mitteln eignet. Aus der Tatsache, dass die wahren Korngrößen der beiden Pulver in der gleichen Größenordnung liegen, erklären sich auch die einander sehr ähnlichen Resonanzfrequenzverschiebungen in Abbildung 3.31.

Aufgrund dieser Ergebnisse werden keine weiteren Versuche zur Herstellung von *TM-DAR*-basierten Keramiken unternommen. Vielmehr werden nachfolgend die eine ohnehin höhere Empfindlichkeit zeigenden (siehe Abbildung 3.31) *A1188*-basierten Keramiken im Detail untersucht. Diese

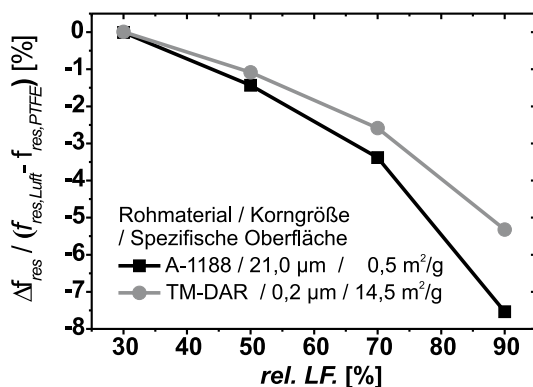


Abbildung 3.31: Auf die Sensorempfindlichkeit  $f_{res,Luft} - f_{res,PTFE}$  normierten Resonanzfrequenzverschiebungen bei Nutzung des Sensortyps *B* mit einer *TM-DAR*-basierten und einer *A1188*-basierten Keramik.

sich auch in Referenzversuchen bestätigende höhere Empfindlichkeit wird auf die größere Gesamtporosität von ca. 50 % (im Vergleich zu 40 % bei *TM-DAR*-basierten Keramiken) zurückgeführt. Der Grund hierfür ist die schmalere Korngrößenverteilung des *A1188*, wodurch beim Mischen der Pulver tendenziell größere Zwischenräume entstehen.

### 3.8.2.4 Einstellen der Porosität

In einer zweiten Versuchsreihe wird der Einfluss des initialen Wassergehaltes auf die Porosität der Keramik untersucht. Hierfür werden dem *A1188*-Pulver unterschiedliche Wassergehalte von 5 M-%, 10 M-%, 15 M-% und 20 M-% zugefügt. Die Sinterdauer wird im Rahmen eines weiteren Optimierungsschrittes unter Beibehaltung der Sinter Temperatur (von 1100 °C) von 48 h auf 24 h halbiert. Es zeigt sich, dass die Keramiken weiterhin über eine zur Verklebung ausreichende mechanische Stabilität verfügen. Nach 24-stündiger Abkühlung werden die Keramiken wiederum in Sensoren des Typs *B* integriert und mit dem *HP 8753D* charakterisiert. Das in Abbildung 3.32 dargestellte Ergebnis zeigt für die unterschiedlichen Keramiken eine wiederum auf  $f_{res,Luft} - f_{res,PTFE}$  normierte Resonanzfrequenzverschiebung. Der Einfluss des initialen Wassergehaltes auf die Empfindlichkeit des Sensors lässt sich deutlich erkennen. Für 5 M-%, 10 M-%, 15 M-% und 20 M-% beträgt die normierte Resonanzfrequenzverschiebung -11,8 %, -13,5 %, -13,8 % bzw. -25,0 %. Weiterhin lässt sich feststellen, dass bei einem initialen Wassergehalt von 10 M-% im Vergleich zu den in Abbildung 3.31 dargestellten Ergebnissen die Resonanzfrequenzverschiebung von 8 % auf 12 % angewachsen ist. Dieses wird auf die geringere Sinterdauer und das somit größere verbleibende Porenvolumen zurückgeführt.

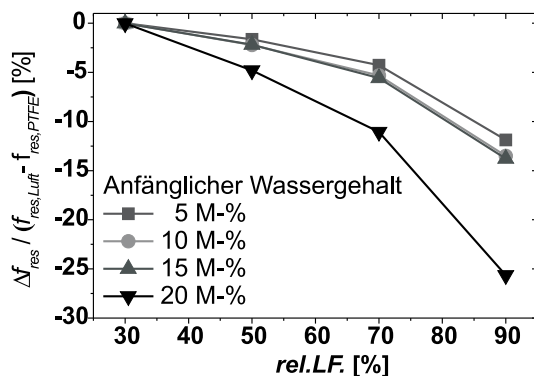


Abbildung 3.32: Auf die Sensorempfindlichkeit  $f_{res,Luft} - f_{res,PTFE}$  normierten Resonanzfrequenzverschiebungen bei Nutzung des Sensortyps *B* mit *A1188*-basierten Keramiken, die unterschiedliche initiale Wassergehalte aufweisen.

### 3.8.2.5 Hysterese

Wie sich aus Erfahrungen anderer Arbeitsgruppen [94] und eigenen Voruntersuchungen zeigte [74, 97], kann bei Verwendung keramischer Bauteile die Genauigkeit eines Sensors durch Hystereseeffekte stark beeinträchtigt werden. Für die folgende Untersuchung wird ein Sensor unter Verwendung einer mit 10 M-% Wassergehalt hergestellten *A1188*-basierten Keramik bei isothermen Bedingungen einem stufenförmigen Luftfeuchteprofil von 30 %, 50 %, 70 % und 90 % rel.LF. ausgesetzt. Jede Stufe dauert 12 h. Die auftretende relative Resonanzverschiebung ist in Abbildung 3.33 dargestellt.

Wie sich mit Hilfe der gestrichelten horizontalen Hilfslinien leicht feststellen lässt, sind die sich einstellenden Resonanzfrequenzverschiebungen bei jeweils 50 % und 70 % relativer Luftfeuchte unabhängig davon, ob zuvor eine höhere oder eine niedrigere relative Luftfeuchte vorlag. Dies gilt qualitativ auch für Keramiken mit von 10 M-% abweichendem initialen Wassergehalt. Derart hergestellte Keramiken sind somit für die angestrebte Anwendung uneingeschränkt geeignet.

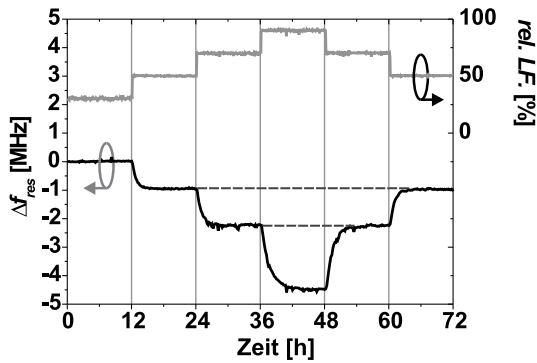


Abbildung 3.33: Resonanzfrequenzverschiebung eines Sensors des Typs B bei Belastung mit einer A1188-basierten und stufenförmiger Änderung der Luftfeuchte.

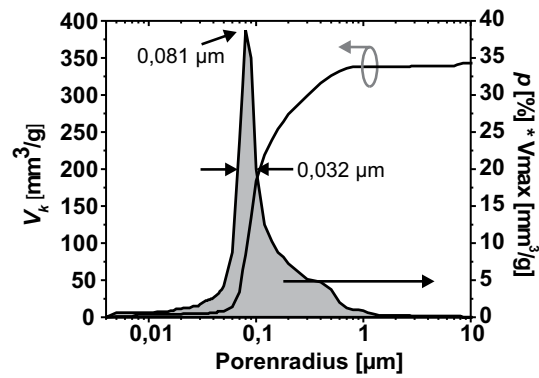


Abbildung 3.34: Ergebnisse der Quecksilber-Druckporosimetrie für eine A1188-basierte Keramik.

Der einzige Nachteil besteht in dem aufwändigen und somit zeitintensiven Herstellungsprozess. Um diesen insbesondere im Hinblick auf die Vielzahl der zu realisierenden Systeme zu umgehen, wird die A1188-basierte Keramik genauer charakterisiert, um vergleichbare Keramiken kommerziell erwerben zu können. Die Charakterisierung poröser Körper erfolgt üblicherweise mittels Quecksilber-Druckporosimetrie. Hierbei wird Quecksilber unter definiertem Druck in den nicht benetzbaren Probekörper eingepresst. Aus dem druckabhängigen Intrusionsvolumen lassen sich unter anderem das kumulative Porenvolumen  $V_k$  und die Porenverteilung  $p$  bestimmen [88, 89]. Das verwendete Porosimeter erlaubt Auflösungen bis zu einem minimalen Radius von 4 nm. Die Ergebnisse der Untersuchung für die A1188-basierte Probe sind in Abbildung 3.34 dargestellt. Aus dem kumulativen Porenvolumen  $V_k$  ergibt sich das maximale spezifische Porenvolumen zu  $344 \text{ mm}^3/\text{g}$ , welches bei der gegebenen Probengeometrie und -masse einer offenen Porosität von 57 % entspricht. Die spezifische Oberfläche beträgt  $8,23 \text{ m}^2/\text{g}$ . Das Maximum der Porenverteilung liegt bei  $0,081 \mu\text{m}$  und zeigt eine Halbwertsbreite von  $0,032 \mu\text{m}$ . Diese Daten dienen als Grundlage für Anfragen bei spezialisierten Keramikherstellern sowie für eine Materialrecherche in verwandten Anwendungsgebieten, wobei sich letzteres Vorgehen als vorteilhafter herausgestellt hat. So werden in der Bodenfeuchtemessung keramische Zylinder zur Bestimmung des Wasser-Rückhaltevermögens genutzt. Diese z.B. von der Firma *Soilmoisture* hergestellten Zylinder besitzen Durchmesser von bis zu 23 cm und Höhen bis ca. 8 mm. Sie lassen sich problemlos mechanisch bearbeiten und erlauben somit das einfache Herstellen einer Vielzahl von sensor-konformen sensitiven Materialien. Weiterhin sind für die Analyse einer Vielzahl von unterschiedlichen Böden Keramiken mit sehr unterschiedlichen Porenradienverteilungen mit Maxima zwischen  $0,043 \mu\text{m}$  und  $2 \mu\text{m}$  verfügbar. Weitere druckporosimetrische Untersuchungen zeigen, dass die Keramik mit der Bezeichnung *067B15M1* der A1188-basierten Keramik am ehesten entspricht. Die druckporosimetrischen Ergebnisse sind in Abbildung 3.35 dargestellt.

Es ergibt sich ein der spezifischen kumulativen Porosität entsprechendes maximales Quecksilber-Intrusionsvolumen von  $216 \text{ mm}^3/\text{g}$ . Dieses sind ca. 69 % des Porenvolumens der A1188-basierten Keramik. Die offene Porosität beträgt in Folge dessen 35 %. Diese als nachteilig einzustufende Eigenschaft ist jedoch in Verbindung mit einer erhöhten mechanischen Stabilität zu sehen. Hierdurch wird auch das Verklemmen der Keramik mittels Madenschrauben möglich. Weiterhin zeigt die Keramik eine erhöhte spezifische Oberfläche von ca.  $20 \text{ m}^2/\text{g}$ . Die Porenradienverteilung besitzt ein gut ausgebildetes Maximum bei  $0,043 \mu\text{m}$ . Dieses liegt somit  $0,038 \mu\text{m}$  unter dem der A1188-basierten Keramik und besitzt eine nur um  $0,002 \mu\text{m}$  geringere Halbwertsbreite von  $0,030 \mu\text{m}$ . Aufgrund dieser starken Ähnlichkeiten zur A1188-basierten Keramik wird zunächst von

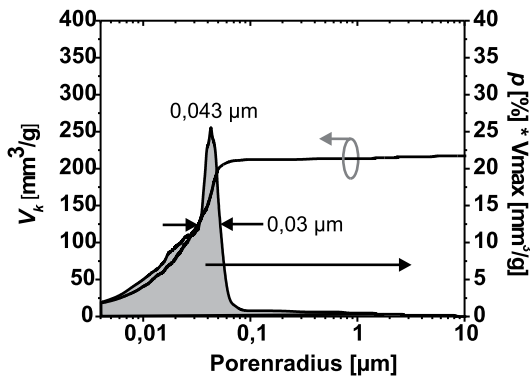


Abbildung 3.35: Kumulatives Porenvolumen und Porenverteilung einer 0675B15M1-Keramik.

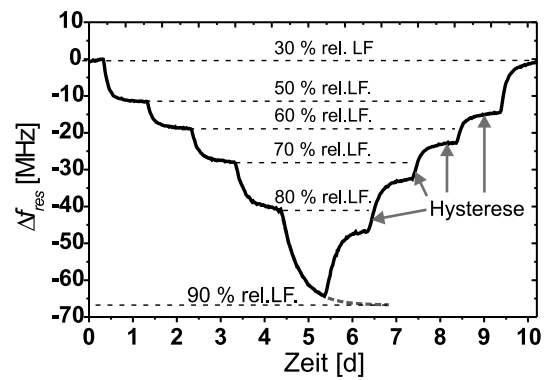


Abbildung 3.36: Resonanzfrequenzverschiebung eines Sensors des Typs D bei Belastung mit einer 675B15M1-Keramik und stufenförmiger Änderung der Luftfeuchte.

einem grundsätzlich vergleichbaren Verhalten ausgegangen. Zur genaueren Charakterisierung der Hysterese wird diese Keramik ebenfalls mit auf- und absteigenden Feuchten beaufschlagt. Um die später notwendigen Fehlerberechnungen mit ausreichender Genauigkeit durchführen zu können, wird im Gegensatz zu dem in Abbildung 3.33 dargestellten Feuchteverlauf eine Feuchtefunktion mit sechs Stufen (30 %, 50 %, 60 %, 70 %, 80 % und 90 % relativer Luftfeuchte) bei einer konstanten Temperatur von 25 °C durchgeführt. Im Gegensatz zu den vorherigen Untersuchungen des Hystereseverhaltens werden hierfür die empfindlicheren Sensoren des Sensortyps D verwendet (vgl. Abschnitt 3.6.1). Zur Auswertung wird wiederum ein selbstoszillierendes Messsystem (vgl. Abschnitt 4.2) genutzt. Abbildung 3.36 zeigt die Entwicklung der aufgenommenen Resonanzfrequenzen bei den jeweiligen Luftfeuchten. Zur Bestimmung der stationären Resonanzfrequenz wird bei einer relativen Luftfeuchte von 90 % die Gleichung (3.1) herangezogen. Im Gegensatz zu der in Abbildung 3.33 dargestellten Verschiebung der Resonanzfrequenz zeigt sich ein mit Hysterese behafteter Verlauf. Dieses Messergebnis belegt, dass die alleinige Betrachtung der Breite des Maximums der Porenverteilung zur Beurteilung des Hystereseverhaltens nicht ausreichend ist. Vielmehr muss das gesamte Porenspektrum betrachtet werden. Ein Vergleich der in den Abbildungen 3.34 und 3.35 dargestellten Porenverteilungen zeigt, dass bei der hysterese-freien A1188-basierten Keramik das Maximum zu kleineren Radien hin steiler abfällt als zu größeren. Bei der mit Hysterese behafteten Keramik zeigt sich ein grundsätzlich anderer Verlauf. Hier fällt das Maximum zu größeren Radien hin steil und zu kleineren Radien hin flacher ab. Während bei der A1188-basierten Keramik somit ein Großteil der Poren über größere oder zumindest gleichgroße Poren miteinander in Verbindung steht, führt der Zugang zum Großteil der Poren in der 675B15M1-Keramik auch über deutlich kleinere Poren. Hierdurch kommt es zur verstärkten Ausbildung von Flaschenhalbsporen und in Folge dessen auch zu Hysterese.

Die Ergebnisse der in Abbildung 3.36 dargestellten Messung sind in der Abbildung 3.37 zusammengefasst. Die grau markierte Fläche zwischen Sorptions- und Desorptionskennlinie kennzeichnet den bei der Bestimmung der relativen Luftfeuchte durch Hysterese bedingten Fehler. Zur kontinuierlichen Bestimmung des Fehlers werden beide Kennlinien mittels des Levenberg-Marquardt-Algorithmus an eine Funktion der Form

$$\text{rel.LF.}(f_{\text{res}}) = y_0 + A_1 \exp\left(\frac{f_{\text{res}} - f_0}{t_1}\right) + A_2 \exp\left(\frac{f_{\text{res}} - f_0}{t_2}\right) \quad (3.7)$$

angepasst. Der maximale absolute Fehler in Abhängigkeit des betrachteten Feuchtebereiches ist durch eine Differenzbildung für beliebig viele Frequenzpunkte bestimmbar. Dieser Fehler ist in

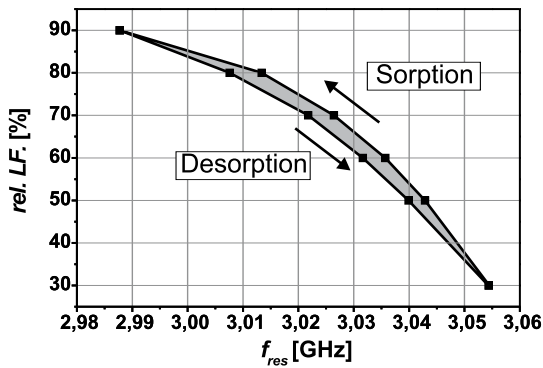


Abbildung 3.37: Auftretende Hysterese bei Verwendung einer 675B15M1-Keramik als sensitives Material.

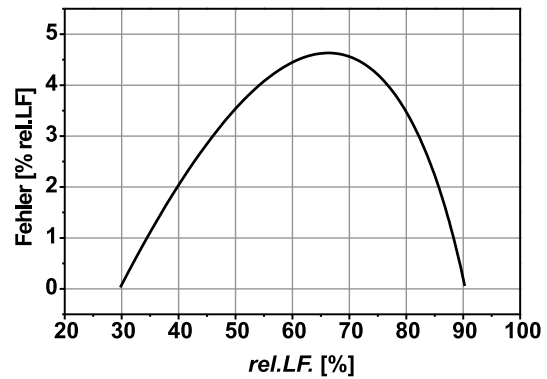


Abbildung 3.38: Maximaler Fehler bei Nutzung einer 675B15M1-Keramik im Feuchtebereich zwischen 30 % und 90 % rel.LF..

Abbildung 3.38 dargestellt und besitzt ein Maximum von 4,6 % rel. LF. bei einer relativen Feuchte von ca. 66 %. Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass aufgrund der Beschränkung des Klimaschranks nur 60 % des gesamten Feuchtespektrums abgedeckt werden, ist bei Betrachtung des gesamten Feuchtebereiches von einem größeren Fehler auszugehen. Wird von einer linearen Skalierung des Fehlers mit dem betrachteten Feuchtebereich ausgegangen, so steigt der maximale absolute Fehler auf 7,7 % rel.LF. an.

Zusammenfassend wird festgehalten, dass poröse Keramiken bei korrekter Einstellung der Porenstruktur geeignet sind, um die Feuchte hysteresefrei und somit grundsätzlich fehlerfrei detektieren zu können. Bei Verwendung von Materialien, bei denen die Porenverteilung vom Maximum zu niedrigeren Radien hin nicht ausreichend steil abfällt, kommt es hingegen zu Hysterese. Dieses wird nachfolgend in Kauf genommen, um die sehr aufwändige und zeitintensive Herstellung der Keramiken zu vermeiden. Die auf die Hysterese zurückzuführenden Fehler werden bei der Betrachtung der Genauigkeit der Systeme berücksichtigt.

# 4 Auswerteeinheiten und Messsysteme

Wie im Unterkapitel 2.3 beschrieben, müssen die Auswerteeinheiten kompakt, kostengünstig und vor allem ausreichend genau sein. Zudem sollen sie mit den zur Verfügung stehenden Sensoren zu Messsystemen integrierbar sein, wobei diesem Aspekt bereits bei der im vorherigen Kapitel vorgestellten Erforschung der Sensoren Rechnung getragen wurde. Zum Erreichen dieser Anforderungen werden nachfolgend zwei unterschiedliche Auswerteeinheiten in Kombination mit dem jeweiligen Stand der Technik vorgestellt.

- Bei der ersten Auswerteeinheit wird die Resonanzkurve eines passiven Sensors des Typs *E* durch Messung des Reflexionsfaktors im interessierenden Frequenzbereich bestimmt. Eine Auswertung der Reflexionsantwort im Zeitbereich (engl.: Time Domain Reflectometry - TDR) ist zwar grundsätzlich ebenfalls möglich [98–101], zeigt allerdings einige Nachteile auf. So werden zum Erzeugen zeitlich kurzer Pulse schnelle und somit prinzipiell teure Logikbausteine benötigt. Da kurze Pulse ein breites Spektrum besitzen, sind auch breitbandige und somit aufwändiger zu entwerfende Komponenten notwendig.
- Die zweite Auswerteeinheit basiert auf einem Oszillator, dessen Schwingfrequenz von dem Feuchtegehalt des sensitiven Materials abhängt. Hierfür wird ein Sensor des Typs *D* derart mit einem Verstärker verschaltet, dass eine selbstoszillierende Einheit entsteht. Zur Bestimmung der Oszillationsfrequenz werden zwei auf unterschiedlichen Funktionsweisen basierende, kompakte Frequenzmesser untersucht. Der erste arbeitet im Zeitbereich und basiert auf dem bekannten Prinzip eines Frequenzzählers, wobei die Frequenz aus dem Quotienten der gezählten Schwingungszyklen pro definierter Zeiteinheit berechnet wird. Im Gegensatz hierzu basiert der zweite Frequenzmesser auf dem iterativen Vergleich der Oszillationsfrequenz mit einer Referenzfrequenz und ist daher dem Frequenzbereich zuzuordnen.

## 4.1 Netzwerkanalysatoren

Die Netzwerkanalyse ist die am meisten genutzte Technik zur Charakterisierung von Hochfrequenzschaltungen. Das hierfür verwendete Messgerät heißt Netzwerkanalysator (NWA) und erlaubt die Messung der Streuparameter (siehe z.B. [102, S.180]) sowohl für aktive als auch für passive, lineare und nichtlineare Schaltungen mit einem oder mehreren Messtoren (siehe z.B. [103, S.182]). Erlaubt der NWA nur die Messung der Beträge, so handelt es sich um einen skalaren Netzwerkanalysator (SNA). Zur Bestimmung von Betrag und Phase werden hingegen vektorielle Netzwerkanalysatoren (VNAs) benötigt.

Ein Netzwerkanalysator besteht aus mindestens vier Baugruppen: einer zentralen Steuereinheit, Hochfrequenzquellen, Richtkopplern sowie Detektoren. Die zumeist mittels einer Phasenregelschleife (engl.: Phase Locked Loop - PLL) stabilisierte Hochfrequenzquelle ist in der Frequenz durchstimmbare, wodurch Schaltungen breitbandig charakterisiert werden können. Im einfachsten Fall finden hierbei keine weiteren Umsetzungen der Frequenz statt. Die entsprechenden Messgeräte werden Basisband-NWAs genannt. Deren entscheidende Einschränkung besteht in der geringen Bandbreite. Um diesen Nachteil auszugleichen, werden in der Praxis homo- oder heterodyne NWAs verwendet (siehe z.B. [104]).

Für die Charakterisierung der vorgestellten resonanten Sensoren ist grundsätzlich ein SNA für passive Komponenten ausreichend. Da jedoch die Kompensation von systematischen Messfehlern bei SNAs nur eingeschränkt möglich ist [103, S.185], soll ein kompakter vektorieller Basisband-NWA (in der Folge kurz: KVNA) realisiert werden.

### 4.1.1 Stand der Technik

Bei der folgenden Beurteilung des Standes der Technik werden kommerziell erhältliche NWAs aufgrund ihres hohen Preises nicht berücksichtigt. Der Fokus liegt vielmehr auf kompakten und kostengünstigen Systemen.

- Daschner stellt in [105] einen homodynen Netzwerkanalysator im Frequenzbereich von 500 MHz bis 6 GHz vor. Da keine PLLs existieren, die über so einen weiten Frequenzbereich einstellbar sind, werden die Ausgangssignale zum Teil über mehrere Vervielfacher erzeugt. Der NWA erreicht zwar mit einem Laborgerät vergleichbare Genauigkeiten, aber die Schaltung ist für den Einsatz in der in-situ-Feuchtemesstechnik zu komplex und zu groß.
- Schulte beschreibt in [106] heterodyne Netzwerkanalysatoren, bei denen die Hochfrequenzsignale durch lineare Frequenzrampen erzeugt werden. Da somit das vergleichsweise langsame Einschwingen eines spannungsgesteuerten Oszillators (engl.: Voltage Controlled Oscillator - VCO) innerhalb einer PLL vermieden wird, sind diese NWAs sehr schnell und eignen sich somit zur Charakterisierung zeitvarianter Systeme. Der Schaltungsaufwand und die Herstellungskosten sind für die hier angestrebte Anwendung zu hoch.
- Sachs et.al. arbeiten auf dem Gebiet der breitbandigen Signalerzeugung mittels Pseudo-Zufall-Codes und haben in [107] einen hierauf basierenden Netzwerkanalysator vorgestellt. Die Generatoren sind zwar hochintegriert, aber die ultra-breitbandigen Signale erfordern auch sehr breitbandige Koppler, welche sich weder kompakt noch kostengünstig realisieren lassen.

Zusammenfassend wird festgestellt, dass bisher keine ausreichend kostengünstigen VNAs existieren, welche der Gesamtheit der Anforderungen an ein in-situ-Messsystem genügen.

### 4.1.2 Eigene Vorarbeiten

Die Realisierung des nachfolgend beschriebenen KVNA erfolgte in mehreren Stufen. So wurde zunächst ein SNA realisiert [108, 109], welcher auf einer mehrlagigen Leiterplatte aufgebaut und von zwei Seiten bestückt wurde. Aufgrund der reinen Betragsmessung sind bei SNAs keine vektoriellen Kalibrierverfahren anwendbar. In einer nächsten Stufe wurde dieser Nachteil durch Berücksichtigung der Phase mittels eines auf einem Multiplikator basierenden Detektors ausgeglichen. Die prinzipbedingten Doppeldeutigkeiten und Ungenauigkeiten wurden durch geeignete Annahmen und Modellierungen aufgelöst. Somit konnten vektorielle Kalibrierrouniten angewendet werden. Ein solcher KVNA mit der Möglichkeit einer manuellen Kalibrierung mittels eines einen Kurzschlusses (engl.: short), eines Leerlaufs (engl.: open) und eines angepassten  $50\ \Omega$ -Abschlusswiderstands (engl.: matched load) ist in [110] beschrieben. Diese auch mit dem Begriff *OSL* bezeichnete Kalibrierung erhöht die Messgenauigkeit. In der angestrebten Anwendung für das in-situ-Monitoring ist eine manuell vorzunehmende Kalibrierung indes nicht praktikabel. Zum einen befinden sich die Messsysteme oftmals an unzugänglichen Stellen und zum anderen sind



aufgrund der zu erwartenden starken Temperaturschwankungen häufige Kalibrierungen notwendig. Aus diesem Grund wurden einfache Kalibrierstandards auf der Leiterplatte des KVNA integriert. Die wahlweise Ansteuerung des Sensors oder eines Kalibrierstandards erfolgt hierbei über einen Eins-auf-Vier-Schalter (engl.: single pole four throw switch - SP4T switch). Die Ergebnisse eines KVNA mit einem integrierten OSL-Kalibriernetzwerk sind in [111] veröffentlicht. Dieses OSL-Kalibriernetzwerk besitzt indes zwei Nachteile. Zum einen weist der verwendete kombinierte Betrags- und Phasendetektor bei geringen Reflexionsfaktoren des Messobjektes ein Übersprechen von der Phasenmessung auf die Betragsmessung auf, wodurch diese verfälscht wird. Zum anderen weist der  $50\ \Omega$ -Abschlussstandard eine leichte Fehlanpassung sowie einen unbekanntenen und somit nicht modellierbaren Phasenverlauf auf. Die bereits erwähnten Doppeldeutigkeiten der Phasenmessung sind somit durch eine Modellierung nur bedingt kompensierbar. Als vorteilhafter erweist sich daher die Verwendung eines Kalibriernetzwerkes aus leerlaufenden oder kurzgeschlossenen Leitungen [112].

Ein Basisband-KVNA mit einem derartigen Kalibriernetzwerk ist Gegenstand dieses Unterkapitels.

### 4.1.3 Aufbau des kompakten vektoriiellen Netzwerkanalysators

Abbildung 4.1 zeigt einen NWA mit integriertem Kalibriernetzwerk. Die zentrale Steuereinheit, hier durch einen Mikroprozessor realisiert, steuert den Frequenzdurchlauf einer Hochfrequenzquelle. Die von dieser HF-Quelle ausgesendete Welle  $\underline{a}$  wird über einen Koppler und einen Schalter zu dem Sensor oder einem der Kalibrierstandards geführt, wo sie in die Welle  $\underline{b}$  reflektiert wird. Der Richtkoppler führt von beiden Wellen Leistungsanteile dem Detektor zu, an dessen Ausgang der gemessene komplexe Reflexionsfaktor  $r_m = \underline{b}/\underline{a}$  mittels der zwei Spannungen  $V_{mag}$  und  $V_{phase}$  zur Verfügung gestellt wird. Diese Spannungen werden im Mikroprozessor mittels Analog-Digital-Wandler digitalisiert und über eine geeignete Schnittstelle zur Monitoring-Zentrale übersandt. Die Messung ist für jeden der drei Kalibrierstandards sowie den Sensor durchzuführen.

Die Realisierung der unterschiedlichen Baugruppen wird nachfolgend genauer erläutert. Die für die Genauigkeit entscheidende Komponente ist der Richtkoppler. Um diesen vorteilhaft in Mikrostreifenleitungstechnik realisieren zu können, wird ein rechnergestützter Optimierungsprozess angewendet. Verbleibende systematische Fehler werden mittels des Kalibrierverfahrens reduziert. Dieses erlaubt weiterhin die Bestimmung der effektiven Kopplerparameter. Schließlich erfolgt eine messtechnische Bewertung der Eignung des KVNA zur Detektion der Resonanzfrequenz anhand von externen Sensoren der Typen *B* und *E*. Am Ende dieses Unterkapitels erfolgt die Beschreibung der Kombination des KVNA und des Sensors des Typs *E* zu einem integrierten Messsystem.

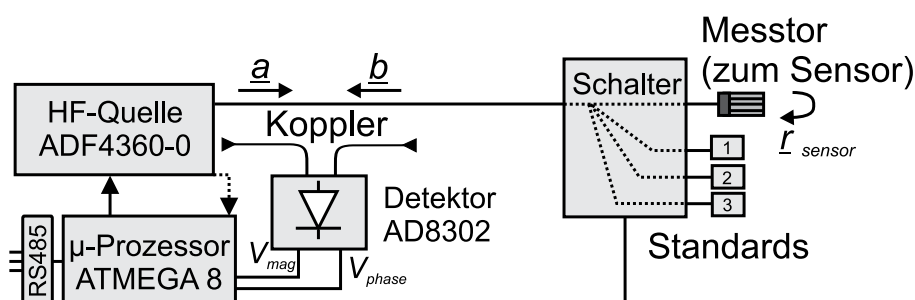


Abbildung 4.1:  
Schematische  
Darstellung eines  
Basisband-KVNA  
mit Kalibriernetzwerk.



### 4.1.3.1 Die Steuereinheit

Die zentrale Steuereinheit des KVNAs wird durch einen Mikroprozessor (*ATMega8L* von *ATMEL*) realisiert. Dieser 8-Bit-Prozessor ist kostengünstig und aufgrund der Verwendung eines RISC<sup>1</sup>-Befehlssatzes zudem vergleichsweise schnell. Er besitzt für die angestrebte Anwendung wichtige Funktionseinheiten wie Analog-Digital-Wandler, Zähler, Zeitmesser, externe und interne Unterbrechungsroutrinen (engl.: Interrupt), Sicherheitsroutrinen, unterschiedliche serielle Schnittstellen sowie ausreichend große Programm- und Festspeicher von 8 kBytes und 512 Bytes. Die Programmierung dieser Speicher kann sowohl über die integrierte SPI<sup>2</sup>-Schnittstelle als auch nach erstmaliger Initialisierung über die USART<sup>3</sup>-Schnittstelle erfolgen, wodurch ein sehr komfortables Aktualisieren des Steuerprogramms im bereits verbauten Zustand möglich ist. Weiterhin erfüllt der Prozessor die Anforderungen kleiner Abmessungen ( $7 \times 7 \text{ mm}^2$ ) und geringen Energieverbrauchs. Letzterer ist besonders niedrig, wenn die bis zu einer Taktfrequenz von 8 MHz spezifizierte *L*-Variante verwendet wird. Bei dieser kann die Versorgungsspannung variabel zwischen 2,7 V und 5,5 V gewählt werden und bei der in dieser Arbeit genutzten Taktfrequenz von 4 MHz sinkt die Stromaufnahme im Leerlauf auf unter 1 mA. Alle weiteren integrierten Schaltungen können durch den Mikroprozessor in energiesparende Modi versetzt werden.

### 4.1.3.2 Die Hochfrequenzquelle

Der verwendete Synthesizer (*ADF4360-0* von *Analog Devices*) integriert auf einer Fläche von  $4 \times 4 \text{ mm}^2$  eine PLL-Schaltung (PLL-IC) mit einem VCO und ist im Vergleich zu modular aufgebauten Synthesizern deutlich kompakter. Das Ausgangssignal deckt den Frequenzbereich von 2,280 GHz bis 2,800 GHz ab, wodurch sich diese Quelle für einen Basisband-NWA eignet. Dieser Synthesizer benötigt eine Versorgungsspannung im Bereich von 3,0 V bis 3,6 V. Er zeigt eine Stromaufnahme von ca. 7 mA im Betrieb und von wenigen Mikroampere im Energiesparmodus. Die Ausgangsleistung liegt im Bereich von -13 dBm bis -6 dBm und wird ebenso wie die Frequenz über die SPI-Schnittstelle eingestellt. Das Einrasten der PLL wird über eine Signalleitung an den Mikroprozessor übertragen, welcher daraufhin die Messung des Reflexionsfaktors initiiert.

### 4.1.3.3 Der Richtkoppler

Der Richtkoppler stellt die Verbindung zwischen HF-Quelle, Sensor und Detektor her und hat zwei Anforderungen zu erfüllen. Zum einen muss er das HF-Signal von der Quelle zum Sensor und wieder zurück führen. Zum anderen müssen Signal-Anteile der vor- und rücklaufenden Wellen  $\underline{a}$  und  $\underline{b}$  voneinander isoliert zum Detektor geleitet werden. In dieser Arbeit werden besonders einfach herzustellende und zu integrierende Mikrostreifen-Richtkoppler verwendet, welche zur Gruppe der Quadratur-Richtkoppler mit doppelter Symmetrie gehören. Besonders platzsparend lassen sich solche Koppler realisieren, indem zwei Mikrostreifenleitungen der Weite  $w$  in so geringem Abstand  $s$  nebeneinander geführt werden, dass es zu Verkopplungen der elektromagnetischen Felder kommt. Wie in Abbildung 4.2 anhand des elektrischen Feldes dargestellt, breiten sich unter diesen Umständen zwei Eigenwellen aus: Die Gleichtaktwelle (engl.: even-mode, Index  $e$ ) und die Gegentaktwelle (engl.: odd-mode, Index  $o$ ). Da Gleich- und Gegentaktwelle unterschiedlich große Feldanteile in Luft und Substrat besitzen, weisen sie voneinander abweichende Phasengeschwindigkeiten ( $v_{p,o} > v_{p,e}$ ) und Wellenwiderstände ( $Z_o < Z_e$ ) auf. Für eine möglichst hohe Richtwir-

<sup>1</sup>RISC: Reduced-Instruction-Set-Controller

<sup>2</sup>SPI: Serial Peripheral Interface

<sup>3</sup>USART: Universal Synchronous and Asynchronous serial Receiver and Transmitter

kung muss der Koppler angepasst werden [104, S.15]. Neben der für Koppler mit homogenen Dielektrikum ausreichenden Anpassbedingung

$$Z_0 = \sqrt{Z_o \cdot Z_e}, \tag{4.1}$$

mit  $Z_0$  als Wellenwiderstand der Zuleitungen, ist bei Mikrostreifen-Richtkopplern weiterhin die Kompensation der unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten notwendig.

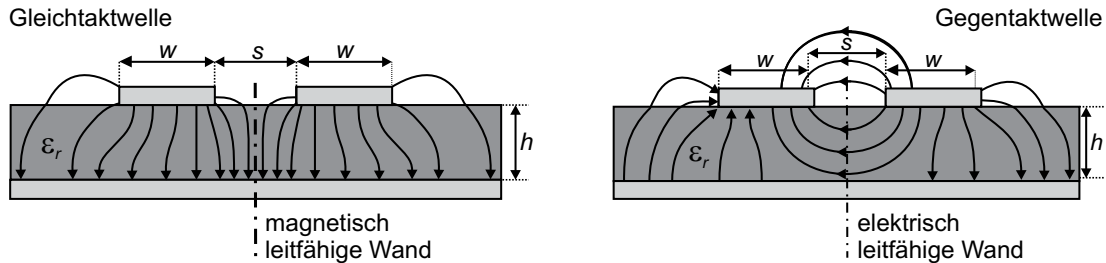


Abbildung 4.2: Schematische Darstellung des elektrischen Feldes bei einer Gleichtaktwelle (links) und einer Gegentaktwelle (rechts). Das Substrat besitzt die Höhe  $h$  und die relative DK  $\epsilon_r$ .

Es werden nachfolgend mögliche Realisierungen untersucht. Hierfür werden zunächst die wesentlichen Parameter anhand herkömmlicher Richtkoppler definiert. Es zeigt sich, dass aus zwei herkömmlichen Kopplern bestehende dual-direktionale Koppler besser geeignet sind. Anhand dieser Koppler wird der Einfluss der Kopplerparameter auf die Messgenauigkeit abgeleitet und ein Optimierungsziel definiert.

**Herkömmliche Koppler** Die zur Charakterisierung des Kopplers üblichen Größen Transmissionsdämpfung  $T$ , Koppelfaktor  $K$ , Isolation  $I$  und Direktivität  $D$  (häufig auch als Richtschärfe bezeichnet) werden bei Anpassung aller Tore und Anregung des Tores 1 wie folgt durch die S-Parameter definiert (siehe Abbildung 4.3):

$$T/\text{dB} = -20 \cdot \log |S_{21}|, \tag{4.2}$$

$$I/\text{dB} = -20 \cdot \log |S_{31}|, \tag{4.3}$$

$$K/\text{dB} = -20 \cdot \log |S_{41}|, \tag{4.4}$$

$$D/\text{dB} = -20 \cdot \log |S_{31}/S_{41}| = I - K. \tag{4.5}$$

Aufgrund der Symmetrien gilt Entsprechendes bei Anregung eines anderen Tores [113].

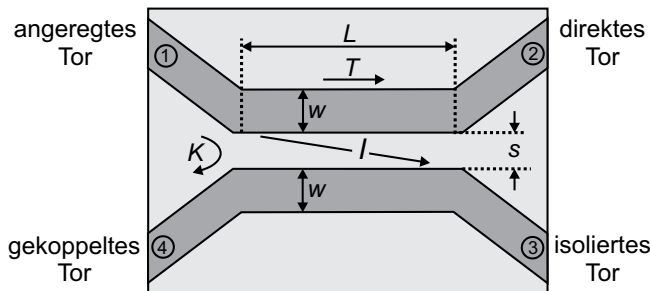


Abbildung 4.3: Schematische Darstellung eines herkömmlichen Mikrostreifenkopplers der Länge  $L$  mit Leiterbreiten  $w$  und Koppelabstand  $s$ .

**Dual-direktionale Koppler** Die Annahme eines ausreichend guten Abschlusses ist in der Praxis zumeist nicht gerechtfertigt, wodurch sich die effektiven Kopplerparameter verschlechtern. Ist

ein an Tor 4 (siehe Abbildung 4.3) befindlicher Detektor fehlangepasst, so erscheint der reflektierte Anteil fast vollständig an Tor 3, wodurch sich effektive Isolation und Direktivität verringern. Aus diesem Grund wird anstelle des herkömmlichen Kopplers gemäß Abbildung 4.3 in der Praxis ein Koppler gemäß Abbildung 4.4 verwendet. Durch fehlangepasste Detektoren verursachte Reflexionen werden bei einem solchen als *dual-direktional* bezeichneten Koppler in den angepassten Widerständen  $Z_{term}$  absorbiert. Anhand eines dual-direktionalen Kopplers wird nachfolgend der Einfluss der Kopplerparameter auf die Messgenauigkeit von resonanten Sensoren verdeutlicht.

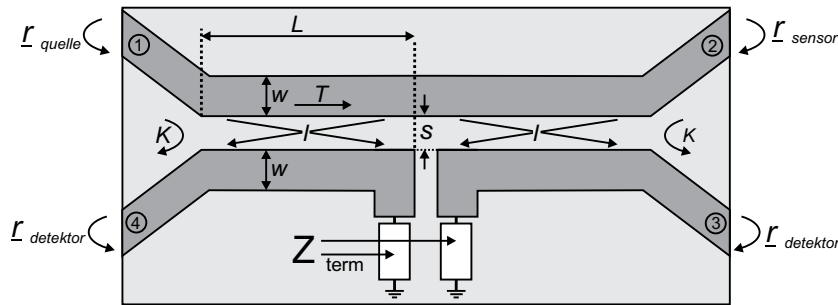


Abbildung 4.4: Schematische Darstellung eines dual-direktionalen Leitungskopplers.

Bei den vorgestellten Reflexionsresonatoren ist zur Bestimmung der Feuchte die Resonanzfrequenz wesentlich. Somit müssen insbesondere betragsmäßig geringe Reflexionsfaktoren  $r_{sensor}$  genau auswertbar sein. An Tor 3 überlagert sich das im Wesentlichen um den Reflexionsfaktor des Sensors  $r_{sensor}$  und den Koppelfaktor  $K$  reduzierte Eingangssignal dem durch die Isolation  $I$  verringerten Eingangssignal. Der größte Messfehler ergibt sich bei konstruktiver oder destruktiver Überlagerung. Der Betrag des gemessenen Reflexionsfaktors  $|r_m| = r_m$  des Sensors lässt sich somit durch das Verhältnis der an Tor 3 und Tor 4 einfallenden Wellen gemäß

$$\begin{aligned} r_m/\text{dB} &= 20 \cdot \log \left( \frac{10^{(r_{sensor}-K)/20} \pm 10^{-I/20}}{10^{-K/20}} \right) \\ &= 20 \cdot \log \left( 10^{r_{sensor}/20} \pm 10^{-D/20} \right) \end{aligned} \quad (4.6)$$

berechnen [114], wobei hier der Betrag  $r_{sensor}$  die Einheit dB besitzt. Der größte Messfehler  $\Delta r_m$  ergibt sich aus dem Verhältnis des gemessenen und des wahren Reflexionsfaktors

$$\Delta r_m/\text{dB} = r_m - r_{sensor} \quad (4.7)$$

und ist in Abbildung 4.5 für konstruktive Überlagerung dargestellt. Erwartungsgemäß sinkt der Fehler mit steigender Direktivität des Kopplers und steigendem Reflexionsfaktor des Sensors. Setzt man für  $\Delta r_m$  den Quantisierungsfehler des 8 Bit-Analog-Digital-Wandlers von 0,25 dB an, so stellt die notwendige Direktivität eine lineare Funktion des Reflexionsfaktors gemäß Abbildung 4.6 dar. Bei destruktiver Überlagerung ergibt sich eine nahezu kongruente Gerade. Für einen Reflexionsfaktor von -20 dB, wie er beim Sensortyp *E* auftreten kann, muss der Koppler demnach eine Direktivität von mindestens 51 dB aufzeigen. Diese sehr hohe Anforderung ist mit Mikrostreifenleitungskopplern gemäß den Abbildungen 4.3 und 4.4 und Anpassung gemäß Bedingung (4.1) kaum zu erreichen. Aufgrund der Unterschiede in den Phasengeschwindigkeiten sind Direktivitäten von nur ca. 10 dB realisierbar. Zur Verbesserung der Direktivität wird nachfolgend die Kompensation des negativen Einflusses der unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten durch Erweiterung des Anpassnetzwerkes diskutiert.

**Kompensation der unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten** Die Verbesserung der Direktivität von Mikrostreifenleitungskopplern ist seit Jahrzehnten von hohem Interesse. So werden unter anderem verzahnte Koppellemente [115, 116], dielektrisch anisotrope Substrate [117], sich

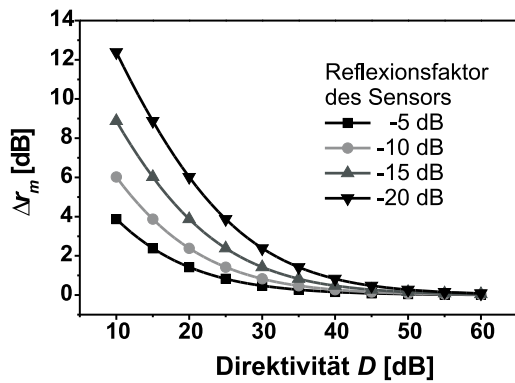


Abbildung 4.5: Nach Gleichung (4.7) maximal möglicher Messfehler  $\Delta r_m$  in Abhängigkeit des wahren Reflexionsfaktors  $r_{sensor}$  und der Direktivität des Kopplers.

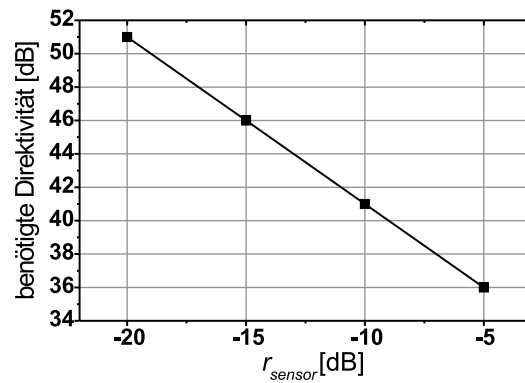


Abbildung 4.6: Notwendige Direktivität zum Erreichen eines Fehlers von  $\Delta r_m < 0,25$  dB in Abhängigkeit von  $r_{sensor}$ .

teilweise überlappende Koppellemente in Mehrlagenstrukturen [118–121] und konzentrierte sowie verteilte Kapazitäten [122, 123] und Induktivitäten [124, 125] zur Kompensation der Phasengeschwindigkeiten verwendet. Eine Übersicht über das Thema ist in [126] veröffentlicht.

Als besonders einfach und zudem effektiv wird die Anbringung von konzentrierten Kondensatoren zwischen den jeweiligen Enden der verkoppelten Leitungen angesehen. Die Gleichtaktwelle, deren Feldlinien hauptsächlich im Substrat verlaufen (vgl. Abbildung 4.2), wird hiervon kaum beeinträchtigt. Für die zu einem Großteil in Luft geführte Gegentaktwelle resultiert das Einfügen eines Kondensators jedoch in einer effektiven Vergrößerung der elektrischen Länge [122, 124, 126]. Konzentrierte Kondensatoren sind nicht mit beliebigen Kapazitäten erhältlich und weisen insbesondere bei kleinen Werten große Toleranzen auf. Daher werden in dieser Arbeit lithografisch einfach zu realisierende Interdigitalstrukturen verwendet (siehe Abbildung 4.7).

Diese besitzen jeweils zwei Fingerpaare mit Fingern der Breite  $w_f$  und der Länge  $l_f$ , welche voneinander und von der gegenüberliegenden Zuleitung durch den Abstand  $w_f$  getrennt sind. Zusammen mit dem Koppelabstand  $s$ , der Breite der verkoppelten Leitungen  $w_k$  und der Koppellänge  $L$  dienen diese Parameter der Optimierung. Um eine von der Fingerlänge  $l_f$  und der Spaltbreite  $w_f$  unabhängige Koppelspaltbreite  $s$  zu ermöglichen, werden an dem unteren Teil der Interdigitalstruktur jeweils zwei Viertelkreise mit dem Radius  $r = (l_f + w_f - s)/2$  und an dem oberen Teil eine zusätzliches Leitungsstück der Länge  $2r$  eingefügt. Zur Reduzierung von Reflexionen zwischen den  $50\Omega$ -Zuleitungen der Breite  $w_{50} = 0,574$  mm und den verkoppelten Leitungen werden Verjüngungen der Länge 2 mm integriert. Die Interdigitalstrukturen werden jeweils an beiden Enden der einzelnen Kopplerstrukturen des in Abbildung 4.4 gezeigten dual-direktionalen Kopplers

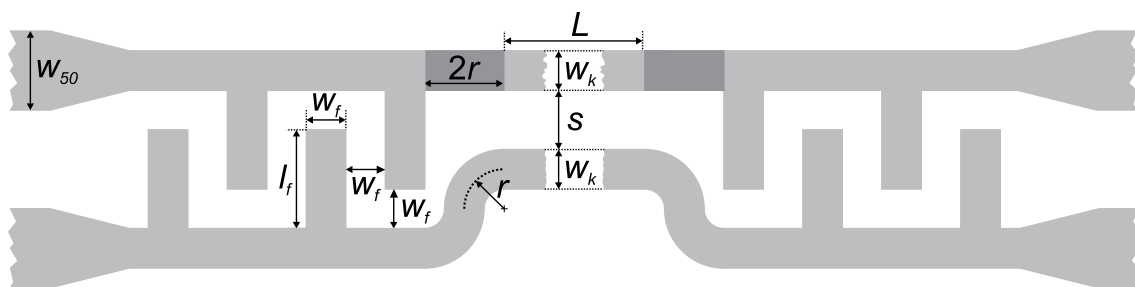


Abbildung 4.7: Schematische Darstellung des Kopplers mit durch Interdigitalstrukturen realisierten Endkapazitäten.

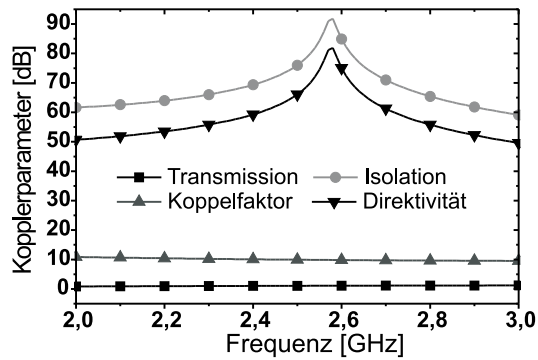
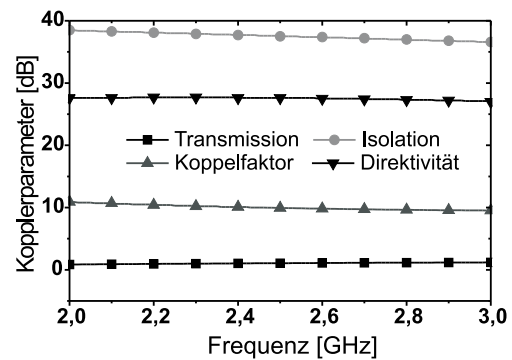


Abbildung 4.8: Kopplerparameter nach der Optimierung.

Abbildung 4.9: Kopplerparameter bei  $Z_{term} = 55 \Omega$ .

implementiert und anschließend rechnergestützt optimiert. Um geringe Abmessungen zu erreichen, wird ein Substrat mit einer DK von 10,2 verwendet (*RO3210* von *Rogers Corporation*). Die grundsätzlich verminderte Direktivität bei Verwendung von Substraten mit hoher DK [126] ist hier nicht relevant, da ohnehin eine Kompensation vorgenommen wird. Die minimalen herstellbaren Leiterbreiten und Leiterabstände betragen 0,12 mm. Als Optimierungsziel wird eine möglichst gute Eingangsanpassung bei einem Koppelfaktor von  $10 \text{ dB} < K < 15 \text{ dB}$  definiert. Dieser Bereich des Koppelfaktors ergibt sich aus der Betrachtung der Ausgangsleistung der HF-Quelle, des minimalen Reflexionsfaktors des Sensors von  $-20 \text{ dB}$  und der Empfindlichkeit des Detektors. Die ebenfalls notwendigen Eigenschaften einer guten Isolation und somit auch einer hohen Direktivität sind in dem definierten Ziel implizit erfasst. Die modellbasierte Optimierung mit *ADS* resultiert in den in Tabelle 4.1 gezeigten Werten. Die Wellenwiderstände von Gleich- und Gegen-taktwelle betragen bei einer Frequenz von 2,55 GHz  $Z_o = 33,5 \Omega$  und  $Z_e = 74,5 \Omega$  und erfüllen somit Bedingung (4.1). Die entsprechenden Kopplerparameter für den Frequenzbereich  $2,0 \text{ GHz} \leq f \leq 3,0 \text{ GHz}$  sind in Abbildung 4.8 dargestellt, die Wertebereiche in der mittleren Zeile der Tabelle 4.2. Wie zu erkennen ist, ergibt die simulierte Direktivität anforderungsgemäß  $D > 51 \text{ dB}$ . Dieses Ergebnis ist im Hinblick auf die begrenzte Genauigkeit der Modelle, die Toleranzen bei der Herstellung [114] und die in der Praxis verminderte Abschlussqualität der Quelle, des Übergangs zum Sensor und der Abschlusswiderstände (*RFP-050060-15X50-2* von *Anaren*) als kaum zu realisierender Idealfall anzusehen. Den größten Einfluss auf die Direktivität haben hierbei die Abschlusswiderstände. Wird statt des nominalen Wertes  $Z_{term} = 50 \Omega$  der im Datenblatt angegebene

Parameter	$l_f$	$w_f$	$w_k$	$s$	$L$
Wert [mm]	0,56	0,12	0,43	0,15	7,00

Tabelle 4.1: Werte für die Optimierungsparameter.

Parameter	$T$	$K$	$I$	$D$
Wertebereich [dB] ( $Z_{term} = 50 \Omega$ )	1,00 - 1,15	9,61 - 10,20	65,4 - 91,8	55,8 - 81,9
Wertebereich [dB] ( $Z_{term} = 55 \Omega$ )	1,00 - 1,15	9,64 - 10,20	37,0 - 37,9	27,3 - 27,7

Tabelle 4.2: Wertebereiche der Kopplerparameter.

maximale Widerstand von  $Z_{term} = 55 \Omega$  verwendet, so ergibt sich eine Fehlerabschätzung für die Simulationsergebnisse. Die resultierenden Kopplerparameter sind in Abbildung 4.9 dargestellt, die entsprechenden Wertebereiche in der unteren Zeile der Tabelle 4.2. Erwartungsgemäß wirkt sich eine Verschlechterung der Anpassung der Abschlusswiderstände nicht auf Transmission und Koppelfaktor aus, sehr wohl jedoch auf die Isolation und somit auch auf die Direktivität. Letztere sinkt auf Werte zwischen 27,3 dB bis 27,7 dB ab. Die effektive Verbesserung der Direktivität im Vergleich zum Koppler ohne Interdigitalstruktur beträgt trotz der Fehlanpassung an den Widerständen ca. 18 dB. Dieser Koppler wird nachfolgend verwendet und seine Eignung in Kombination mit dem KVNA bewertet.

#### 4.1.3.4 Der Detektor

Während für die Detektion der Amplitude eines HF-Signals, wie sie bei SNAs benötigt wird, einfache Diodendetektoren einsetzbar sind, werden für VNAs kombinierte Betrags- und Phasendetektoren benötigt. In dieser Arbeit wird hierfür der ausreichend breitbandige Detektorchip *AD8302* von *Analog Devices* verwendet. Die Spannungsversorgung liegt zwischen 2,7 V und 5,5 V und somit im gleichen Bereich wie die der bereits vorgestellten integrierten Schaltungen.

Wie in Abbildung 4.10 gezeigt, werden die vom Koppler kommenden Eingangssignale (vgl. Abbildung 4.4) über ein Anpassnetzwerk an die hochohmigen Eingänge des Detektors geführt. Die Eingangsspiegel dieser Signale müssen zwischen -60 dBm und 0 dBm liegen, was durch die Ausgangsleistung der HF-Quelle in Kombination mit den gewählten Koppelfaktoren  $K$  bis zu einer minimalen Reflexion des Sensors von  $r_{sensor} = -30$  dB sichergestellt ist. Die beiden Signale werden jeweils über einen Detektor mit logarithmischer Kennlinie und einer Dynamik von 60 dB verstärkt. Der Betrag des Reflexionsfaktors ergibt sich aus der Differenzbildung und wird am Ausgang durch die Spannung  $V_{mag}$  für die Weiterverarbeitung zur Verfügung gestellt. Der Zusammenhang zwischen  $r_m$  und  $V_{mag}$  ist durch die Beziehung

$$r_m/\text{dB} = 60 \cdot \frac{V_{mag}}{V_{ref}} - 30 \quad (4.8)$$

gegeben, wobei die vom Detektor gelieferte Spannung  $V_{ref} = 1,8$  V zur Referenzierung des Analog-Digital-Wandlers dient. Die Ausgangsspannung  $V_{mag}$  liegt im Bereich von 0 V bis  $V_{ref}$ , so dass Reflexionsfaktoren im Bereich von -30 dB bis 30 dB messbar sind. Im Gegensatz zu dieser linearen und eindeutigen Beziehung, weist der auf einem Multiplikator basierende Phasendetektor prinzipbedingte Doppeldeutigkeiten [104, S.111] zwischen der Ausgangsspannung  $V_{phase}$  und der Messgröße  $\phi$  auf (siehe Abbildung 4.11). Weiterhin ist die Phasenmessung für  $-180^\circ \leq \phi \leq -150^\circ$ ,  $-30^\circ \leq \phi \leq 30^\circ$  und  $150^\circ \leq \phi \leq 180^\circ$  mit Messfehlern behaftet, die mit steigender Frequenz zunehmen (siehe grau markierte Bereiche in Abbildung 4.11). Da für eine vektorielle Kalibrierung die Phaseninformationen für den Bereich  $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$  notwendig sind, werden sowohl für die Kalibrierstandards als auch für den Sensor geeignete Modelle benötigt, mit denen die Phase in den mit Unsicherheiten behafteten Bereichen bestimmt werden kann.

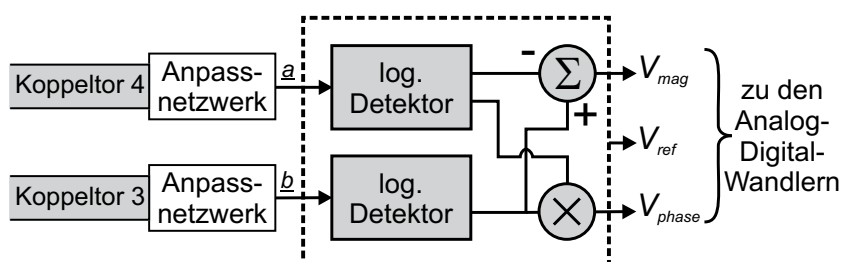


Abbildung 4.10: Schematische Darstellung der vektoriellen Empfangseinheit.



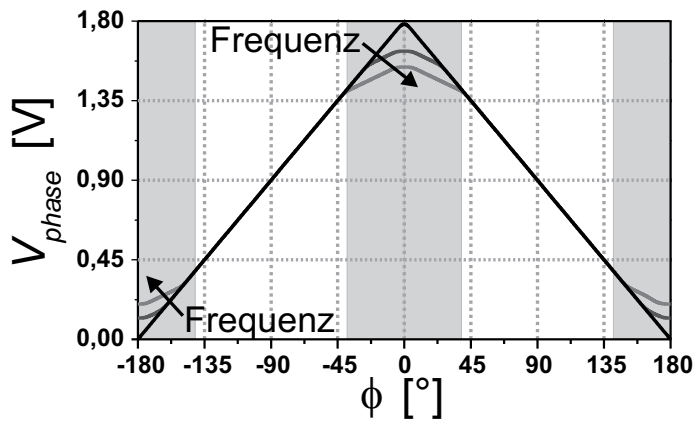


Abbildung 4.11: Ausgangsspannung  $V_{phase}$  über der Phase  $\phi$ .

#### 4.1.3.5 Fehlerkorrektur mittels eines internen Kalibriernetzwerkes

**Grundlagen der Kalibrierung** Die Messung des Reflexionsfaktors ist grundsätzlich mit Fehlern behaftet. Mögliche Fehlerquellen werden im Allgemeinen in drei unterschiedliche Kategorien eingestuft [127].

1. Systematische Fehler: Wie bereits bei der Betrachtung des Richtkopplers gezeigt, verursacht die Unvollkommenheit der verwendeten Komponenten Messfehler. Im Fall des dual-direktionalen Kopplers beruhen diese auf der begrenzten Direktivität, den Transmissionsverlusten sowie der Fehlanpassung der Detektoren, der Abschlusswiderstände und der HF-Quelle. Diese systematischen Fehler können mittels Referenzmessungen bekannter Abschlüsse quantifiziert und rechnerisch korrigiert werden. Die zur Korrektur benötigten Fehlerterme können weiterhin zur Charakterisierung des im Messsystem integrierten Kopplers genutzt werden.
2. Driftfehler: Diese Fehlerart basiert hauptsächlich auf Temperaturschwankungen und lässt sich grundsätzlich in zwei Kategorien einteilen: Frequenzdrift des verwendeten Referenzoszillators sowie zeitabhängige Änderungen der Kopplereigenschaften durch temperaturbedingte Änderungen der Leitungslängen.  
Die in dieser Arbeit verwendeten, kostengünstigen Quarzoszillatoren weisen innerhalb eines Temperaturbereiches von  $0^{\circ}\text{C}$  bis  $75^{\circ}\text{C}$  eine Abweichung von der Nennfrequenz von maximal  $\pm 50$  ppm auf. Bei 2,8 GHz entspricht dies einer Frequenzabweichung von bis zu  $\pm 140$  kHz und ist bei der endgültigen Betrachtung der Genauigkeit der Messsysteme zu berücksichtigen (siehe Abschnitt 4.3). Die temperaturbedingten Änderungen der Kopplereigenschaften sind hingegen nicht einfach spezifizierbar, können jedoch durch ausreichend häufiges Kalibrieren kompensiert werden. Hierfür wird nachfolgend ein internes Kalibriernetzwerk vorgestellt, welches die automatische Kalibrierung des KVNA vor jeder Messung erlaubt und somit Fehler durch Temperaturdrift des Kopplers reduziert.
3. Zufällige Fehler: Diese Fehler basieren auf nicht vorhersehbaren Änderungen der Eigenschaften des Messgerätes und werden daher durch eine Kalibrierung nicht erfasst. Typische Fehlerquellen sind Rauschvorgänge innerhalb der Messinstrumente und das Quantisierungsrauschen der Analog-Digital-Wandler. Eine Möglichkeit zur Reduktion zufälliger Fehler besteht in der Mittelwertbildung über mehrere Messwerte. Dieses ist mit dem hier vorgestellten vollautomatischen Messsystem möglich.

Zu Korrektur der systematischen Fehler wird ein realer Ein-Tor-NWA durch einen fehlerfreien NWA und einer  $2 \times 2$ -Fehlermatrix modelliert [104, S.144]. Die Fehlermatrix ergibt sich aus der

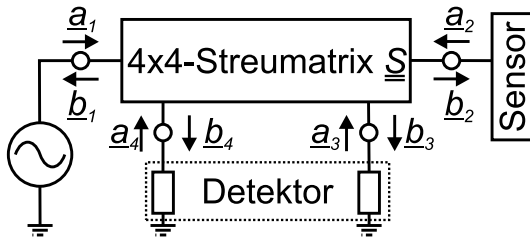


Abbildung 4.12: Schematische Darstellung des NWA mit Repräsentation des Kopplers durch seine Streumatrix.

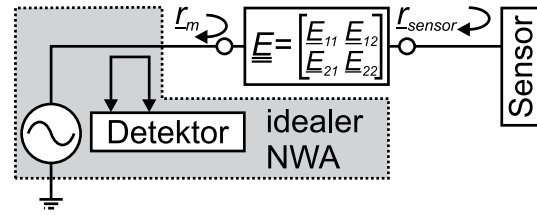


Abbildung 4.13: Schematische Darstellung eines idealen NWA nach Reduktion der  $4 \times 4$ -Streumatrix auf eine  $2 \times 2$ -Fehlermatrix.

$4 \times 4$ -Streumatrix des Kopplers (siehe Abbildung 4.12) durch Eliminieren der Generatorwellen  $\underline{a}_1$  und  $\underline{b}_1$  sowie der vom Detektor reflektierten Wellen  $\underline{a}_3$  und  $\underline{a}_4$  (siehe Abbildung 4.13).

Die Beziehung zwischen dem wahren ( $\underline{r}_{sensor}$ ) und dem gemessenen ( $\underline{r}_m$ ) Reflexionsfaktor lautet:

$$\underline{r}_m = \underline{E}_{11} + \frac{\underline{E}_{21} \cdot \underline{E}_{12} \cdot \underline{r}_{sensor}}{1 - \underline{E}_{22} \cdot \underline{r}_{sensor}}. \quad (4.9)$$

Da die Fehlerterme  $\underline{E}_{12}$  und  $\underline{E}_{21}$  nur als Produkt auftreten, werden mindestens drei sich in Betrag und / oder Phase unterscheidende Kalibrierstandards benötigt. Aus dem Vermessen dieser Standards (anstelle des Sensors) und einem Vergleich mit deren Referenzwerten können die Fehlerterme bestimmt und nach Umstellung von Gleichung (4.9) gemäß

$$\underline{r}_{sensor} = \frac{\underline{r}_m - \underline{E}_{11}}{\underline{E}_{21}\underline{E}_{12} + \underline{E}_{22}(\underline{r}_m - \underline{E}_{11})} \quad (4.10)$$

zur Korrektur genutzt werden [127–130]. Die Fehlerterme dienen zudem zur Charakterisierung des NWA, wobei nachfolgend die effektive Direktivität  $E_D/\text{dB} = -20 \cdot \log |\underline{E}_{11}|$ , die effektive Quellenanpassung  $E_S/\text{dB} = -20 \cdot \log |\underline{E}_{22}|$  und die effektiven Transmissionsverluste  $E_T/\text{dB} = -20 \cdot \log |\underline{E}_{12}\underline{E}_{21}|$  verwendet werden [103].

**Das Kalibriernetzwerk** Wie in Abschnitt 4.1.2 erwähnt, eignet sich bei Verwendung des kombinierten Betrags- und Phasendetektors *AD8302* insbesondere ein Kalibriernetzwerk aus leerlaufenden oder kurzgeschlossenen Stichleitungen unterschiedlicher Länge, da deren Reflexionsfaktoren einen hohen Betrag und einen linearen Phasengang aufweisen. Zum Erreichen möglichst großer Phasendifferenzen von  $120^\circ$  werden ein Leerlauf, eine leerlaufende  $\lambda/6$ -Stichleitung und eine kurzgeschlossene  $\lambda/12$ -Stichleitung genutzt. Bei dem verwendeten *RO3210*-Substrat ergeben sich für Mikrostreifenleitungen mit einem Wellenwiderstand von  $50 \Omega$  bei einer Frequenz von 2,6 GHz eine effektive DK von  $\epsilon_{r,eff} = 6,4$  und eine Wellenlänge von  $\lambda = 45,6 \text{ mm}$ . Diese Standards werden wie in Abbildung 4.14 über einen Schalter (*HMC241QS16* von *Hittite*) an den Koppler angeschlossen, wobei bei den leerlaufenden Leitungen auf Kondensatoren zum Blocken von Gleichströmen verzichtet wird. Ein Nachteil des Schalters besteht in der für reproduzierbares Schalten notwendigen Versorgungsspannung von  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ , welche 2 V über denen der anderen integrierten Schaltungen liegt. Die Auswahl des Ausganges erfolgt über den Mikroprozessor mittels der beiden Steuerleitungen *A* und *B*, wobei zur Spannungskonversion von 3 V auf 5 V ein Inverter genutzt wird. Die Gesamtabmessungen des Kalibriernetzwerkes betragen ca.  $10 \times 10 \text{ mm}^2$ .

Diese Standards werden nachfolgend in einem Frequenzbereich von 2,300 GHz bis 2,778 GHz mit einem Frequenzabstand von 2 MHz vermessen. Die Messergebnisse für  $V_{mag}$  und  $V_{phase}$  bei



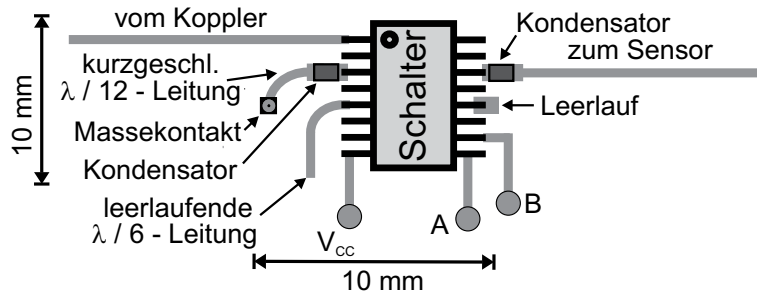


Abbildung 4.14: Schematische Darstellung des Kalibriernetzwerkes mit Schalter, Spannungsversorgung  $V_{CC}$  und den Eingängen  $A$  und  $B$  zur Auswahl des Ausgangskanals.

den sich ergebenden 240 Frequenzpunkten werden nach 8 Bit-Analog-Digital-Wandlung im Festspeicher des Mikroprozessors zwischengespeichert. Die verbleibenden 32 Bytes des Festspeichers werden z.T. für allgemeine Angaben wie Frequenzbereich, Temperatur und Kontrollsumme benötigt. Die Messergebnisse der komplexen Reflexionsfaktoren sind zusammenfassend im Smith Diagramm in Abbildung 4.15 dargestellt. Aufgrund der Einschränkungen des Phasendetektors befinden sich alle Messkurven in der oberen Hälfte. Die mit Ungenauigkeiten behafteten Bereiche sind grau markiert (vgl. Abbildung 4.11). Eine detaillierte Darstellung der gemessenen Phasengänge ist in Abbildung 4.16 gegeben. Außerhalb der grau markierten Bereiche lassen sich die Phasenverläufe erwartungsgemäß durch eine lineare Funktion der Frequenz beschreiben, während sie innerhalb dieser Bereiche einen nichtlinearen Verlauf aufweisen.

Um diese Ungenauigkeiten zu kompensieren, wird ein vierstufiges Verfahren angewendet, welches sich auch zur automatischen Auswertung bei kontinuierlichen Messungen eignet.

1. Die mit Unsicherheiten behafteten Phasenwerte werden identifiziert und gelöscht.
2. Der Phasenverlauf  $\phi$  von einem über eine Leitung transformierten Kurzschluss oder Leerlauf weist stets eine negative Steigung über der Frequenz  $f$  auf:

$$\phi = -2 \cdot \frac{2\pi \cdot l_{eff}}{c_0} \cdot f. \quad (4.11)$$

Die Länge  $l_{eff}$  setzt sich hierbei aus der effektiven elektrischen Länge der jeweiligen Kalibrier-Stichleitung und des Schalters zusammen. Aufgrund des schmalen Frequenzbereiches von  $2,300 \text{ GHz} \leq f \leq 2,778 \text{ GHz}$  kann der Einfluss der Dispersion vernachlässigt werden. Aus den ersten zehn verbleibenden Anfangswerten wird die Steigung des Phasenverlaufes berechnet. Ist diese positiv, so ist die gemessene Phase  $\phi_m$  wie folgt zu korrigieren

$$\phi = 180^\circ - \phi_m.$$

3. Die vorliegenden Phasenwerte werden derart angeordnet, dass sie über der Frequenz monoton abfallen. Hierdurch wird die Doppeldeutigkeit des Detektors korrigiert.
4. Dieser kontinuierliche Phasenverlauf wird an eine lineare Funktion angepasst, mit der die zuvor gelöschten Phasenwerte berechnet werden.

Wird diese Methode auf die in den Abbildungen 4.15 und 4.16 dargestellten Messergebnisse angewendet, so ergeben sich die korrigierten Phasenverläufe (siehe Abbildungen 4.17 und 4.18).

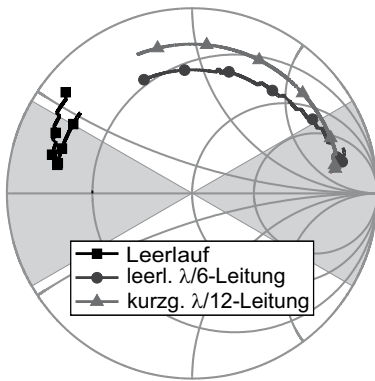


Abbildung 4.15: Mit dem KVNA gemessene Reflexionsfaktoren der Kalibrierstandards im Frequenzbereich von 2,300 GHz bis 2,778 GHz.

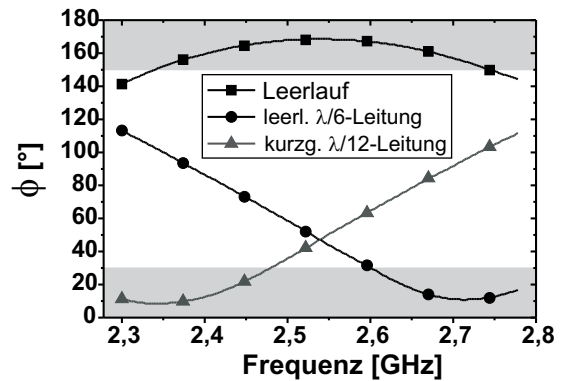


Abbildung 4.16: Mit dem KVNA gemessene Phasengänge.

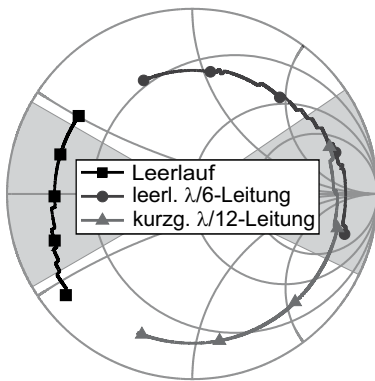


Abbildung 4.17: Reflexionsfaktoren der Kalibrierstandards im Frequenzbereich von 2,300 GHz bis 2,778 GHz nach Neuordnung und Modellierung der Phase.

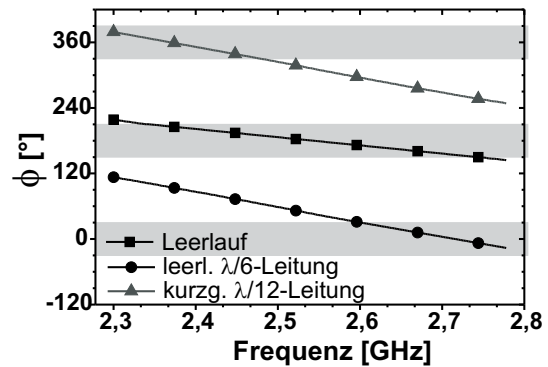


Abbildung 4.18: Phasengänge der Kalibrierstandards nach Neuordnung und Modellierung der Phase.

**Referenzwerte** Zur Berechnung der Fehlertermmatrix  $\underline{\underline{E}}$  werden außer den mit dem KVNA erzielten Messergebnissen auch Referenzwerte benötigt. Bei kommerziell erhältlichen Standards werden diese für gewöhnlich vom Hersteller mitgeliefert. Für die hier verwendeten Kalibrierstandards können die Referenzwerte prinzipiell sowohl mathematisch modelliert als auch messtechnisch charakterisiert werden. Das messtechnische Vorgehen ist vorteilhafter, da es den Einfluss der Endkapazitäten der leerlaufenden Leitungen und der unterschiedlichen Betrags- und Phasengänge des Schalters implizit erfasst. Aus diesem Grund wird der Schalter in das Kalibriernetzwerk integriert (siehe Abbildung 4.19). Um den verfälschenden Einfluss von Steckern zu vermeiden, wird das Kalibriersubstrat über eine Mikrowellentesthalterung an den *HP 8753D* angeschlossen. Die Messung der Referenzwerte erfolgt im gleichen Frequenzbereich und bei gleicher Frequenzauflösung. Die Ergebnisse sind in Abbildung 4.20 dargestellt. Durch die Integration des Schalters in das Kalibriersubstrat befindet sich die Referenzebene im Abstand  $d$  vor dem Schalter (siehe Abbildung 4.19). Beim Vermessen des Reflexionsspektrums einer passiven Komponente durchläuft das Messsignal den Schalter zweimal. Die gemessenen Reflexionsfaktoren beinhalten daher stets die doppelten Einfügeverluste des Schalters. Da sich diese Verluste bei Referenzmessungen als frequenzunabhängig erwiesen haben, stellt diese Wahl der Referenzebene keine Einschränkung bei der Bestimmung der Resonanzfrequenz dar.

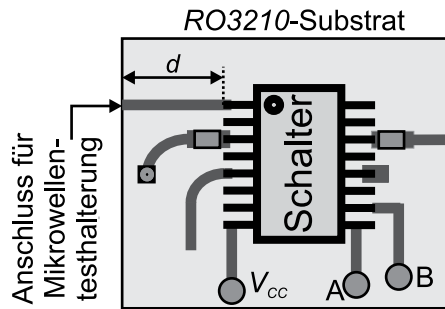


Abbildung 4.19: Kalibriersubstrat zum Ermitteln der Referenzwerte. Der Abstand  $d$  bestimmt die Lage der Referenzebene.

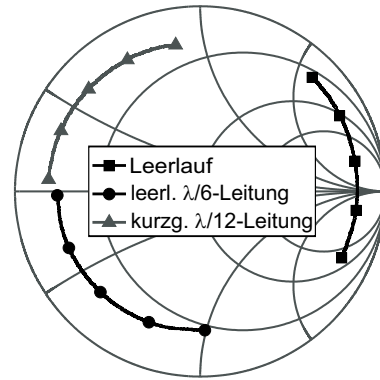


Abbildung 4.20: Reflexionsfaktoren des in Abbildung 4.19 dargestellten Kalibriersubstrates im Frequenzbereich 2,300 GHz bis 2,778 GHz.

**Fehlerterme** Die komplexen Kalibrierwerte und Referenzwerte dienen der Berechnung der Fehlertermmatrix. Die Einträge sind in Abbildung 4.21 dargestellt. Die effektiven Transmissionsverluste  $E_T$ , welche hauptsächlich auf die Koppel- und Leiterbahnverluste zurückzuführen sind, liegen im gesamten Frequenzbereich unter 1 dB. Die effektive Quellenanpassung  $E_S$ , welche durch die Betrachtung der Kopplerparameter nicht abschätzbar ist, variiert zwischen ca. 13 dB und 19 dB. Die für die Bestimmung von niedrigen Reflexionsfaktoren wesentliche effektive Direktivität weist Werte zwischen ca. 20 dB und 34 dB auf. Die größten Werte befinden sich zwischen 2,55 GHz und 2,65 GHz und somit nahe der Optimierungsfrequenz von 2,55 GHz. Der Durchschnittswert über dem gesamten Frequenzbereich liegt mit 27,34 dB im Bereich der Simulationsergebnisse bei verminderter Qualität der Abschlusswiderstände, zeigt jedoch eine deutlich größere Schwankungsbreite auf. Mögliche Gründe werden in den in dieser Arbeit nicht weiter betrachteten Toleranzen bei der Herstellung der Koppler gesehen. So konnte insbesondere eine starke Abhängigkeit der Direktivität von der nur schwer messbaren Höhe des sich bei der Durchkontaktierung abscheidenden Kupfers festgestellt werden.

Zur Einordnung der Leistungsfähigkeit des KVNAs werden dessen Fehlerterme mit denen kommerzieller VNAs verglichen. Hierfür werden der *HP 8753D* und ein *Sitemaster S331* von *Anritsu* von Hand kalibriert, und die ermittelten Rohdaten zur Bestimmung der Fehlerterme genutzt. Anstelle der Kalibrierung mit den selbst hergestellten Standards werden OSL-Kalibrierungen mit koaxialen Präzisionsstandards (*RPC-3,5* von *Rosenberger*) durchgeführt. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 4.22 und 4.23 dargestellt. Der *HP 8753D* zeigt in dem Frequenzbereich von 2,300 GHz bis 2,778 GHz eine Direktivität von mehr als 40 dB auf, während die Quellenanpassung stets besser als 22 dB ist, und die Transmissionsverluste geringer als 0,5 dB sind. Die Mess-

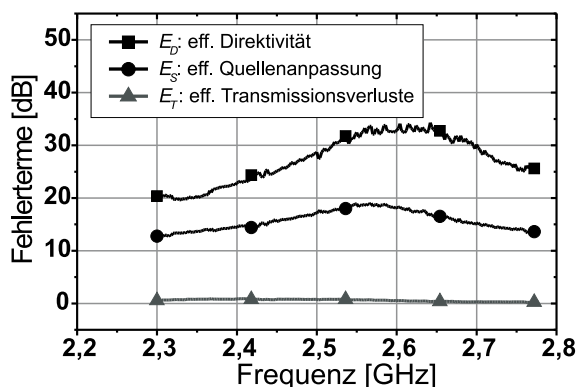


Abbildung 4.21: Effektive Direktivität  $E_D$ , effektive Quellenanpassung  $E_S$  und effektive Transmissionsverluste  $E_T$  des KVNAs über der Frequenz.

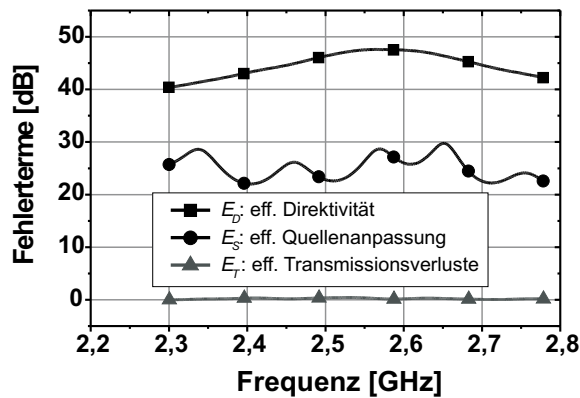


Abbildung 4.22: Mittels einer OSL-Kalibrierung ermittelte Fehlerterme eines *HP 8753D*.

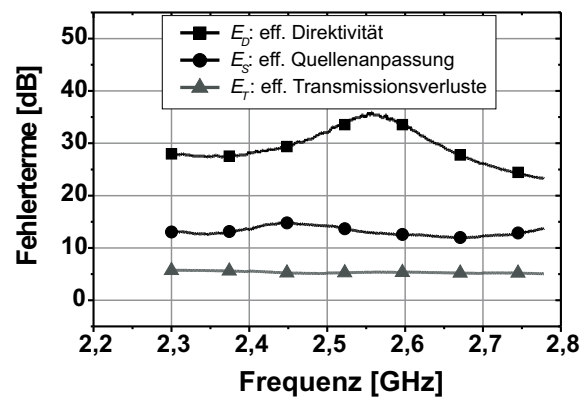


Abbildung 4.23: Mittels einer OSL-Kalibrierung ermittelte Fehlerterme eines *Sitemaster S331*.

genauigkeit des *HP 8753D* ist somit höher als die des KVNA. Im Gegensatz hierzu weist der *Sitemaster S331* im Vergleich zum KVNA ähnliche Werte für Direktivität und Quellenanpassung und deutlich höhere Werte für die Transmissionsdämpfung auf. Die durch den Koppler bedingte beschränkte Messgenauigkeit des KVNA ist somit der des *Sitemasters S331* gleichwertig.

Aufgrund dieser Messergebnisse wird für die folgenden Referenzmessungen ausschließlich der *HP 8753D* verwendet.

#### 4.1.3.6 Kompakter Ein-Tor-Vektornetzwerkanalysator

Zur Eignungsprüfung des KVNA wird dieser mit einem externen Messtor ausgestattet. Dieses erlaubt den Anschluss unterschiedlicher Sensoren, sodass mit dem KVNA und dem *HP 8753D* erzielte Messergebnisse vergleichbar werden.

Solch ein KVNA mit externem Messtor ist in Abbildung 4.24 gezeigt. Die *RO3210*-Leiterplatte misst  $47 \times 49 \text{ mm}^2$  und ist zusammen mit den Komponenten ca. 5 mm hoch. Die Bauteile werden mit der Oberflächenmontagetechnik<sup>1</sup> aufgelötet. Das Gehäuse besitzt allseitig eine Wandstärke von 3 mm und misst  $54 \times 56 \text{ mm}^2$ . Die Höhe mit Deckel beträgt 16 mm. Die Spannungsversorgung von 5 V wird für den Mikroprozessor, den Synthesizer und den Detektor auf 3 V geregelt. Die Stromaufnahme dieser kabelgebundenen Variante beträgt 40 mA im Leerlauf und ca. 100 mA im Betrieb. Die Spannungsversorgung wird über zwei Adern eines vieradrigen Kabels gewährleistet. Die verbleibenden zwei Adern dienen dem Datentransfer über den differenziellen RS-485-Schnittstellenkonverter, der mit der USART des Mikroprozessors verbunden ist. Das Messobjekt wird über einen SMA-Stecker angeschlossen. Da die Temperatur zur Kompensation der Sensor-Querempfindlichkeiten benötigt wird, ist ein hochohmiger Spannungsteiler aus einem 330 k $\Omega$ -Widerstand und einem NTC<sup>2</sup>-Temperatursensor (*B57331-V2473-J060* von *Epcos*) integriert. Die Spannungsmessung erfolgt über dem NTC mittels eines 10 Bit-Analog-Digital-Wandlers des Mikroprozessors (siehe Anhang B). Ein Messzyklus dauert samt Übertragung der 491 Bytes ca. 5 Sekunden. Werden neben der Reflexionsantwort des Sensors auch die der Kalibrierstandards vermessen, was standardmäßig vorgesehen ist, so vervierfacht sich die Messzeit. Die Durchführung der Kalibrierung und Auswertung der Messergebnisse erfolgen in der Monitoring-Zentrale (vgl. Abbildung 1.4). Zur Korrektur

<sup>1</sup>Die Oberflächenmontagetechnik wird im Allgemeinen auch im deutschsprachigen Raum als Surface-Mounting Technology (SMT) bezeichnet. Ein entsprechendes Bauteil wird Surface-Mounted Device (SMD) genannt.

<sup>2</sup>NTC ist die gebräuchliche Abkürzung für Widerstände mit negativem Temperaturkoeffizienten, auch Heißleiter genannt.

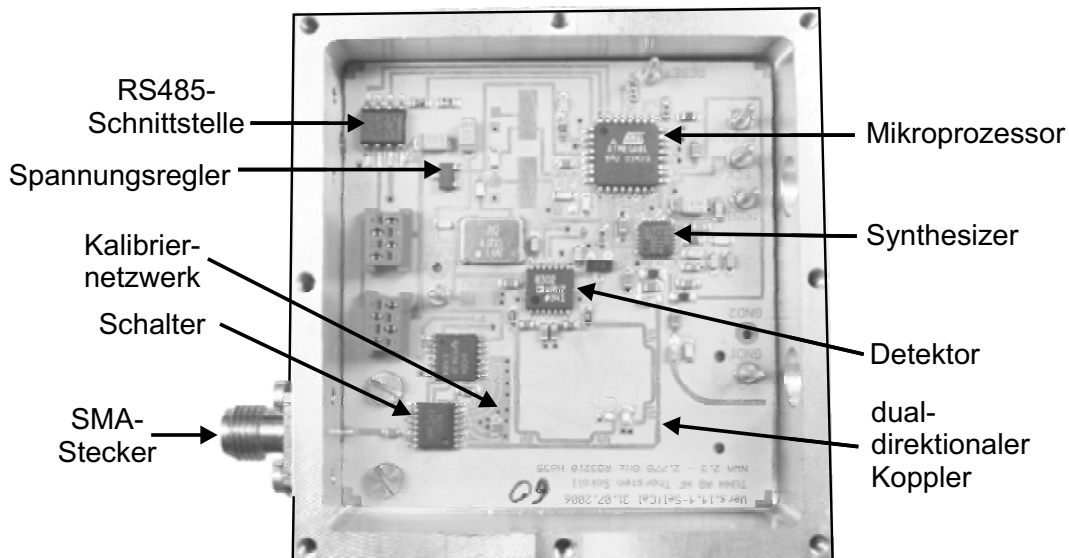


Abbildung 4.24: KVNA mit externem Messtor. Nicht zu sehen sind der Deckel und das Durchgangsloch für das vieradrig Kabel.

der systematischen Fehler mittels Gleichung (4.10) ist es zunächst erforderlich, den Phasengang der Sensoren im Bereich von  $0^\circ$  bis  $360^\circ$  zu ermitteln.

**Modellierung des Phasenganges eines Reflexionsresonators** Im Vergleich zu dem linearen Phasengang der verwendeten Kalibrierstandards, ist der eines über einen Schalter gemessenen resonanten Sensors aufwändiger zu bestimmen. Ausgehend von der Referenzebene durchläuft das Signal zunächst Schalter und Zuleitung bevor es am Resonator reflektiert wird (siehe Abbildung 4.25).

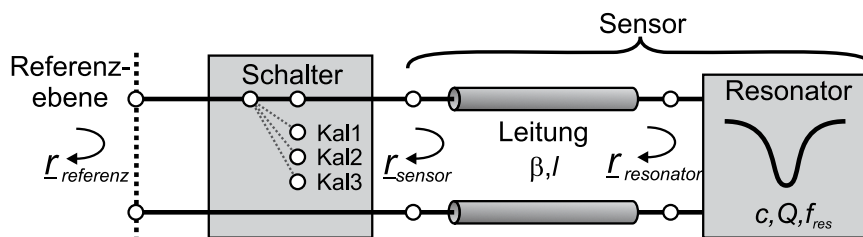


Abbildung 4.25: Schematische Darstellung eines über einen Schalter und eine Leitung angeschlossenen Resonators.

Eine separate messtechnische Charakterisierung des Schalters zeigt eine lineare Abnahme der Phase über der Frequenz und eine von der Frequenz unabhängige Einfügedämpfung von ca. 1 dB auf. Dieses Verhalten wird nachfolgend durch den Ausdruck  $T_S \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi l_{\text{schalter}}}{c_0} \cdot f\right)$  berücksichtigt, wobei  $T_S$  die Transmission und  $l_{\text{schalter}}$  die effektive elektrische Länge des Schalters bezeichnen. Diese Länge muss nicht explizit bekannt sein. Für die Zuleitung werden entweder Koaxialleiter mit PTFE-basierten Dielektrika oder RO3210-basierte Mikrostreifenleitungen verwendet. Da beide Materialien sehr geringe Verluste aufweisen, werden die Transmissionseigenschaften mit  $\exp\left(-j\frac{2\pi l_{\text{zuleitung}}}{c_0} \cdot f\right)$  angesetzt. Für die Beschreibung des Resonators wird in dieser Arbeit das komplexe Modell eines Abschlussresonators mit Leerlaufkopplung gemäß

$$\underline{r}_{\text{resonator}} = \frac{1 - c + jQ \left( \frac{f}{f_{\text{res}}} - \frac{f_{\text{res}}}{f} \right)}{1 + c + jQ \left( \frac{f}{f_{\text{res}}} - \frac{f_{\text{res}}}{f} \right)} \quad (4.12)$$

verwendet [68, S. 119], wobei  $c$  den Koppelfaktor (vgl. Formel (3.4)),  $Q$  die Güte und  $f_{res}$  die Resonanzfrequenz bezeichnen. Der Reflexionsfaktor in der Referenzebene beträgt somit

$$\Gamma_{referenz} = T_S^2 \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi l_{gesamt}}{c_0} \cdot f\right) \cdot \Gamma_{resonator}, \quad (4.13)$$

wobei für  $l_{gesamt} = l_{schalter} + l_{zuleitung}$  gilt.

Ausgehend von dieser Formulierung wird nachfolgend ein Verfahren zur Bestimmung des Phasenganges vorgestellt, welches sich ebenfalls zur automatischen Auswertung eignet.

1. Wie schon bei der Modellierung der Phasengänge der Kalibrierstandards werden zunächst die gemessenen Phasenwerte in den mit Fehlern behafteten Bereichen (vgl. Abbildung 4.11) gelöscht und die verbleibenden Werte geeignet geordnet. Das Ergebnis dieses Vorgehens ist in Abbildung 4.26 für einen Resonator mit einer Resonanzfrequenz von ca. 2,5 GHz und einem Reflexionsfaktor in Resonanz von -6,5 dB dargestellt. Das Ziel des weiteren Vorgehens besteht in dem Schließen der Lücken in den fehlerbehafteten, grau markierten Bereichen. Dieses geschieht durch eine getrennte Modellierung des Phasenganges des Resonators und der Zuleitung samt des Schalters.
2. Der Phasengang des Resonators wird modelliert, indem der gemessene Betrag über einen Levenberg-Marquardt-Algorithmus an den von Gleichung (4.13) angepasst wird. Die beiden Kurven sind in Abbildung 4.27 illustriert. Um den numerischen Aufwand gering zu halten, wird die Resonanzkurve auf 41, zentrisch um die Resonanzfrequenz angeordnete Punkte reduziert. Aus diesem Vorgehen ergeben sich für den betrachteten Sensor die Parameter  $T_S = -0,95$  dB,  $c = 2,56$ ,  $Q = 175$  und  $f_{res} = 2,507$  GHz. Mittels der letzten drei Werte und Gleichung (4.12) kann der Phasengang des Resonators ohne den der Zuleitung bestimmt werden. Dieser ist in Abbildung 4.28 dargestellt.
3. Der Unterschied zwischen dem modellierten und gemessenen Phasengang wird dem linearen Beitrag der Zuleitung und des Schalters zugeordnet und lässt sich aus einer Differenzbildung der in den Schritten 1 und 2 bestimmten Ergebnisse berechnen. Nach Anpassung der Differenz an eine lineare Funktion ergibt sich die ebenfalls in Abbildung 4.28 dargestellte Phase des Schalters und der Zuleitung.
4. Die Addition der in Abbildung 4.28 dargestellten Kurven resultiert schließlich in dem in der Referenzebene detektierten Phasengang. Die durch die Unsicherheiten des Detektors entstandenen Fehlstellen sind geschlossen (siehe Abbildung 4.29).

Dieses Verfahren ist grundsätzlich auf über- als auch unterkritisch angekoppelte Resonatoren anwendbar, wobei für letztere einige Einschränkungen zu berücksichtigen sind. So weisen unterkritisch angekoppelte Resonatoren keinen monoton fallenden Phasengang auf. Zeigt sich eine durch die Resonanz bedingte positive Steigung des Phasenganges innerhalb der ersten zehn Messpunkte, welche zur Zuordnung des Phasenverlaufes an den korrekten Phasenbereich des Detektors genutzt werden, liefert das Verfahren keine korrekten Ergebnisse. Die Resonanzfrequenz sollte daher mindestens 2,32 GHz betragen.

Aufgrund der erheblichen dielektrischen Belastung der Sensoren ändert sich nicht nur die Resonanzfrequenz, sondern auch das Minimum des Reflexionsfaktors  $r_{min}$  und somit auch der Koppelfaktor  $c$ . Für eine gute Auswertbarkeit der Resonanzkurven wurde empirisch ermittelt, dass  $r_{min}$  Werte zwischen -3 dB und -20 dB annehmen sollte. Wird die obere Grenze überschritten, so werden die Resonanzkurven sehr flach, wodurch eine genaue Bestimmung von  $f_{res}$  erschwert wird.



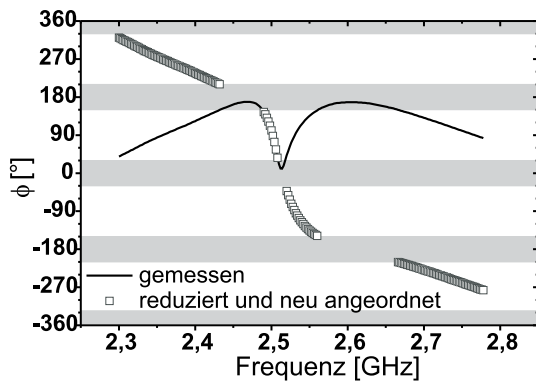


Abbildung 4.26: Mit dem KVNA gemessener Phasenverlauf  $\phi$  vor und nach dem Löschen der unsicheren Messpunkte und der Neuordnung der Messwerte zum Auflösen der Mehrdeutigkeiten des Detektors.

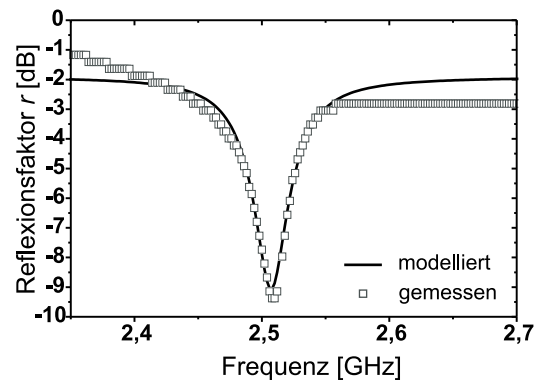


Abbildung 4.27: Gemessener und an Gleichung (4.13) angepasster Betrag des Reflexionsfaktors.

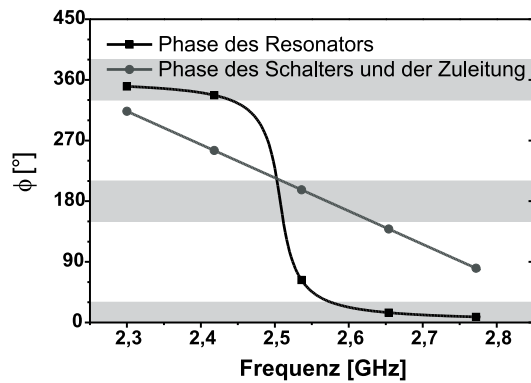


Abbildung 4.28: Modellierter Phasengang des Resonators sowie der Zuleitung und des Schalters.

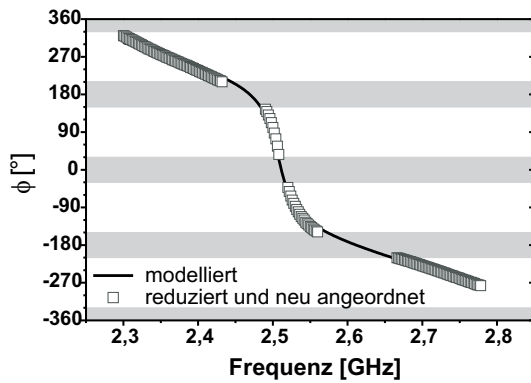


Abbildung 4.29: Die nach der Reduzierung und Neuordnung (vgl. Abbildung 4.26) vorhandenen Lücken werden durch die Modellierung geschlossen.

Ein Unterschreiten von  $r_{min} = -20$  dB sollte hingegen vermieden werden, um die in der endlichen Direktivität des Richtkopplers begründete Zunahme von Messunsicherheiten bei sinkenden Reflexionsfaktoren zu begrenzen (vgl. Abbildung 4.5).

Der Bereich  $-3 \text{ dB} \leq r_{min} \leq -20 \text{ dB}$  entspricht bei unterkritischer Kopplung  $0,17 \leq c \leq 0,82$  und bei überkritischer Kopplung  $5,84 \geq c \geq 1,22$ . Werden diese Werte in Kombination mit einer für den Sensortyp  $E$  typischen Güte von  $Q = 175$  und einer Resonanzfrequenz von  $f_{res} = 2,55$  GHz in Gleichung (4.12) eingesetzt, so ergeben sich die in Abbildung 4.30 dargestellten Phasengänge. Der verwendete Frequenzbereich (2,300 GHz - 2,778 GHz) und die Schrittweite (2 MHz) entsprechen den Einstellungen des KVNA. Für eine Abschätzung des Prozentsatzes der verwendbaren Phasenwerte unter den ungünstigsten Randbedingungen wird der Einfluss der Zuleitung und des Schalters bewusst vernachlässigt ( $I_{gesamt} = 0$ ). Für  $c = 0,17$  ergibt sich ein Phasengang, welcher ausschließlich in den mit Unsicherheiten behafteten Bereichen verläuft. Eine Modellierung der Phase samt anschließender Kalibrierung ist daher nicht möglich. Mit zunehmendem Koppelkoeffizienten nimmt allerdings der Prozentsatz der nutzbaren Datenpunkte deutlich zu (siehe Abbil-

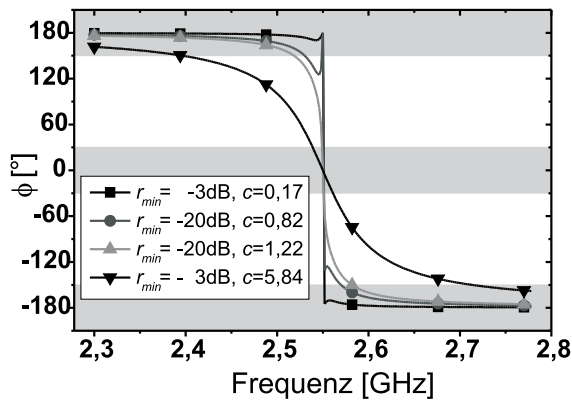


Abbildung 4.30: Mit Gleichung (4.12) modellierte Phasengänge eines Resonators mit  $f_{res} = 2,5$  GHz und  $Q = 175$  für unterschiedliche Koppelkoeffizienten  $c$ .

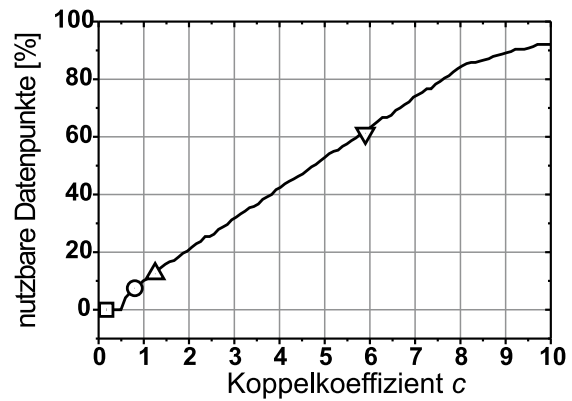


Abbildung 4.31: Prozentsatz der nutzbaren Datenpunkte in Abhängigkeit vom Koppelkoeffizienten  $c$ . Die markierten Punkte entsprechen den in Abbildung 4.30 verwendeten Werten für  $c$ .

Abbildung 4.31). So befinden sich bei  $c = 0,82, 1,22$  und  $5,84$  jeweils  $7,5\%$ ,  $12,5\%$  und  $61,3\%$  der berechneten Phasenwerte in den nutzbaren Bereichen. Für noch größere Koppelkoeffizienten bis  $c = 10$  steigt der Prozentsatz der nutzbaren Datenpunkte bis auf ca.  $90\%$  an. Aus diesem Grund wurde der Sensortyp  $E$  (siehe Abschnitt 3.6.2) auf überkritische Ankopplung optimiert (vgl. Abbildung 3.22).

**Vergleich von Messergebnissen** Es werden nachfolgend sechs Sensoren mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen und überkritischer Kopplung sowohl mit dem KVNA als auch mit dem Referenzgerät  $HP\ 8753D$  vermessen.

Die ersten drei Sensoren basieren auf dem Typ  $B$  und besitzen Reflexionsfaktoren im Bereich von  $-5,8$  dB bis  $-6,6$  dB bei Resonanzfrequenzen von ca.  $2,35$  GHz (Sensor  $B1$ ),  $2,5$  GHz (Sensor  $B2$ ) und  $2,65$  GHz (Sensor  $B3$ ). Der zweite Satz von Sensoren besteht aus denen des Typs  $E$ . Diese weisen in Resonanz Reflexionsfaktoren unterhalb von  $-15$  dB und Resonanzen bei  $2,32$  GHz (Sensor  $E1$ ),  $2,55$  GHz (Sensor  $E2$ ) und  $2,75$  GHz (Sensor  $E3$ ) auf.

Das Vorgehen wird zunächst beispielhaft am Sensor  $B2$  dargestellt, welcher zuvor schon zur Modellierung des Phasenganges von Reflexionsresonatoren genutzt wurde. Für ein hohes Maß an Vergleichbarkeit wird bei beiden Messgeräten eine Frequenzauflösung von  $2$  MHz genutzt. Zur genaueren Bestimmung der Resonanzfrequenz werden die Referenzmessungen an Gleichung (4.12) und die unkalibrierten und kalibrierten KVNA-Messungen an Gleichung (4.13) angepasst. Die Verwendung unterschiedlicher Anpassfunktionen erklärt sich aus den jeweiligen Referenzebenen der VNAs. Da diese beim KVNA vor dem Schalter liegt, muss dessen Einfügedämpfung beim Anpassen berücksichtigt werden.

Abbildung 4.32 zeigt die Referenzkurve des Sensors  $B2$  zusammen mit den unkalibrierten und kalibrierten Messergebnissen des KVNA. Die Messergebnisse im Frequenzbereich um die Resonanzfrequenz sind in Abbildung 4.33 detailliert dargestellt. Zur Bestimmung der Resonanzfrequenz wird nachfolgend stets das Minimum des Reflexionsfaktors verwendet.

Die Referenzmessung zeigt eine Resonanzfrequenz von  $f_{res} = 2,50768$  GHz und ein Minimum des Reflexionsfaktors von  $r_{min} = -6,34$  dB. Ohne Kalibrierung zeigt die KVNA-Messung Abweichungen von  $\Delta f_{res} = -0,58$  MHz und  $\Delta r_{min} = -2,69$  dB, welche jedoch durch die Kalibrierung auf  $-0,09$  MHz und  $-2,41$  dB deutlich reduziert werden. Die Abweichung in der Betragsmessung nach



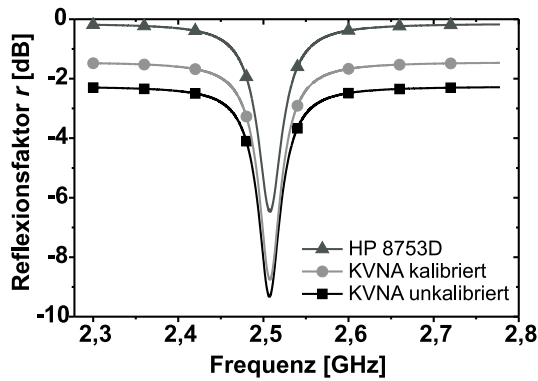


Abbildung 4.32: Vergleich der Resonanzkurven des Sensors *B3* gemessen mit dem *HP 8753D* und dem KVNA.

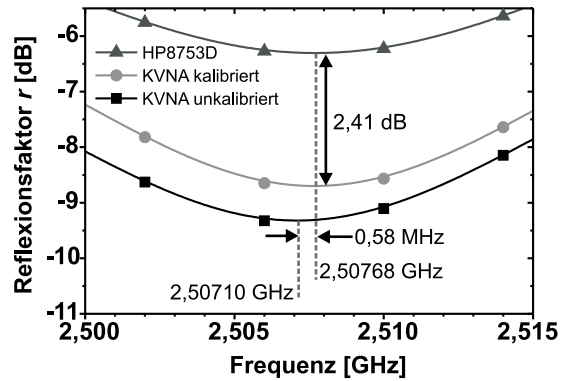


Abbildung 4.33: Detailansicht der Messkurven in Abbildung 4.32 im Frequenzbereich um die Resonanz.

Kalibrierung zeigt zudem eine gute Übereinstimmung mit den über eine Leerlauf-Kurzschluss-Mittelung gefundenen Transmissionsverlusten von ca. 2,40 dB. Solch eine Mittelung wird im Allgemeinen zur einfachen Kalibrierung von SNAs angewendet [103, S.224].

Dieses Vergleichsverfahren wird auch auf die verbleibenden fünf Sensoren angewendet. Die Ergebnisse für die Resonanzfrequenz und die Betragsminima sind jeweils in den Tabellen 4.3 und 4.4 zusammengefasst. Im unkalibrierten Zustand treten Abweichungen in der Resonanzfrequenz von bis zu 2,38 MHz (Sensor *B1*) auf. Durch die Kalibrierung verringern sich diese jedoch deutlich, so dass bei allen Sensoren die Resonanzfrequenz bis auf  $\pm 1$  MHz bekannt ist. Ein Vergleich zwischen den Sensoren mit hohen (Sensoren des Typs *B*) und niedrigen (Sensoren des Typs *E*) Reflexionsfaktoren zeigt bei letzterer Gruppe eine größere durchschnittliche Frequenzabweichung. Diese Tendenz kann durch die größeren Messunsicherheiten erklärt werden, die bei niedrigen Reflexionsfaktoren in Kombination mit endlicher Direktivität des Richtkopplers auftreten. Diese Beobachtung bestätigt sich bei der Auswertung der Resonanzminima  $r_{min}$ .

Für die Sensoren des Typs *B* wirkt sich die Kalibrierung nur geringfügig auf den Reflexionsfaktor in Resonanz aus. Die beim Vermessen der Sensoren *B1* und *B2* festgestellten Einfügedämpfungen weichen nach der Kalibrierung maximal um 0,09 dB von dem erwarteten Wert von 2,40 dB ab, während die von Sensor *B3* um ca. 0,42 dB darüber liegt. Deutlich größere Abweichungen weisen

Sensor	<i>HP 8753D</i>	KVNA unkal.	KVNA kal.	Diff. unkal.	Diff. kal.
	$f_{res}$ [GHz]	$f_{res}$ [GHz]	$f_{res}$ [GHz]	$\Delta f_{res}$ [MHz]	$\Delta f_{res}$ [MHz]
<i>B1</i>	2,34932	2,35171	2,34897	2,38	-0,35
<i>B2</i>	2,50768	2,50710	2,50759	-0,58	-0,09
<i>B3</i>	2,65886	2,66025	2,65884	1,39	-0,02
<i>E1</i>	2,31970	2,32144	2,31967	1,74	-0,02
<i>E2</i>	2,55029	2,55123	2,55176	1,64	0,94
<i>E3</i>	2,72332	2,72222	2,72237	-1,11	-0,95

Tabelle 4.3: Vergleich der mit einem *HP 8753D* und einem unkalibrierten und kalibrierten KVNA gemessenen Resonanzfrequenzen.

Sensor	HP 8753D	KVNA unkal.	KVNA kal	Diff. unkal.	Diff. kal.
	$r_{min}$ [dB]	$r_{min}$ [dB]	$r_{min}$ [dB]	$r_{min}$ [dB]	$r_{min}$ [dB]
<i>B1</i>	-6,53	-8,39	-8,02	-2,60	-2,49
<i>B2</i>	-6,34	-7,10	-7,35	-2,69	-2,41
<i>B3</i>	-5,85	-5,20	-6,00	-2,25	-1,98
<i>E1</i>	-17,82	-17,02	-23,46	-0,89	-7,36
<i>E2</i>	-20,56	-20,64	-20,42	-2,93	-1,98
<i>E3</i>	-19,30	-23,92	-22,76	-7,99	-5,78

Tabelle 4.4: Vergleich der mit einem *HP 8753D* und mit einem unkalibrierten und kalibrierten KVNA gemessenen Minima in Resonanz.

die detektierten Minima der Sensoren des Typs *E* auf, deren Reflexionsfaktoren dem Betrag nach näher an der effektiven Direktivität liegen. Hier zeigt sich zudem ein uneinheitliches Bild. So vergrößert sich der Messfehler  $\Delta r_{min}$  bei Sensor *E1* von -0,89 dB auf -7,36 dB, während er sich beim Sensor *E3* von -7,99 dB auf -5,78 dB reduziert.

Zusammenfassend wird festgestellt, dass der KVNA zur Detektion der Resonanzfrequenz geeignet ist, wobei Unsicherheiten in der Größenordnung von  $\pm 1$  MHz auftreten.

#### 4.1.3.7 Integriertes Messsystem

In diesem Abschnitt wird die Integration einer KVNA-basierten Auswerteeinheit mit einem Sensor des Typs *E* zu einem Messsystem beschrieben. Neben dem Vorteil eines besonders kompakten Aufbaus werden weiterhin störende Schraubverbindungen vermieden.

Das in Abbildung 4.34 gezeigte Messsystem entspricht in großen Teilen der in Abbildung 4.24 dargestellten Auswerteeinheit, wobei jedoch anstelle eines externen Messtores der Sensor direkt mit

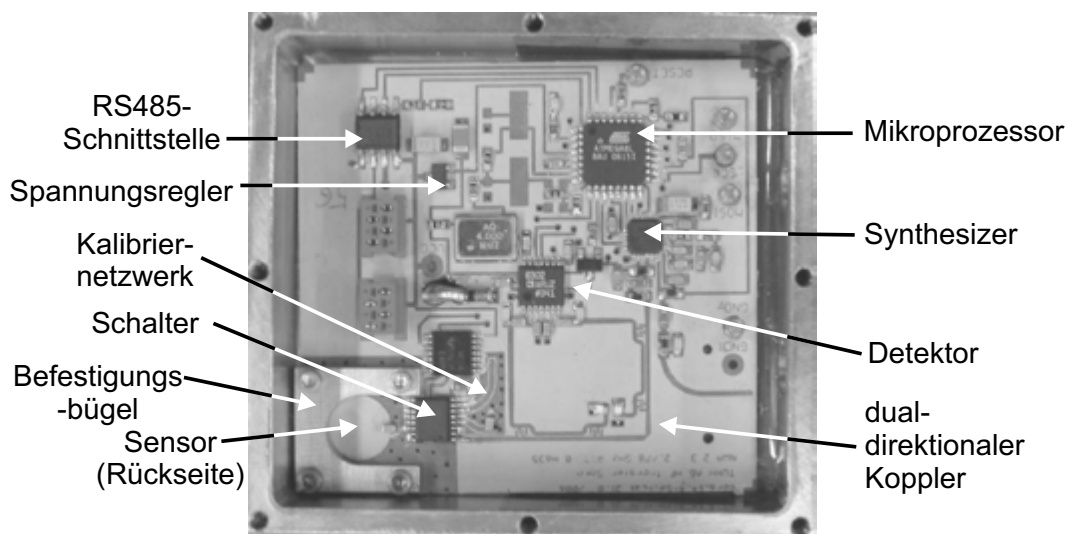


Abbildung 4.34: KVNA mit integriertem Sensor. Das sensitive Material ist in den 5 mm dicken Boden eingelassen. Ebenfalls nicht zu sehen sind der Deckel und das vieradrige Kabel samt Durchführung.

dem Messausgang des Schalters verbunden ist. Mit einem solchen System lassen sich daher keine vergleichenden Messungen durchführen. Die grundsätzlichen Leistungsdaten entsprechen denen des KVNA mit externem Messtor, wobei jedoch die Integration des Sensors in geringfügig größeren Abmessungen resultiert. So misst die Platine bei gleicher Höhe  $49 \times 52 \text{ mm}^2$  und das Gehäuse  $60 \times 56 \text{ mm}^2$ . Dieses besteht aus Edelstahl und ist einschließlich des Deckels 16 mm hoch. Das sensitive Material ist direkt in den 5 mm dicken Boden des Gehäuses eingelassen und wird mit einer Madenschraube und einem laugenbeständigen Epoxydkleber (*Plus Sofort Fest* von UHU) fixiert. Die Abdichtung der Schaltung gegenüber der Messumgebung wird mittels einer 0,104 mm dicken Polypropylenfolie und eines Dichtrings realisiert (vgl. Abbildung 3.21). Die Platine wird mittels eines Bügels in U-Form und vier Schrauben mit dem Gehäuse verbunden. Um eine gute Abdichtung zu erreichen, ist der Bügel so angeordnet, dass er einen hohen Druck auf den Dichtring ausübt. Zur Ansteuerung und Leistungsversorgung wird wiederum ein vieradriges Kabel verwendet, welches dem System durch eine zylindrische Aussparung zugeführt wird. Diese wird ebenfalls mit dem Epoxydkleber versiegelt. Der 1 mm dicke Edelstahldeckel wird über eine Polyimidichtung und acht Schrauben an dem Gehäuse befestigt. Zur Messung der Temperatur ist ein an einen 10 Bit-Analog-Digital-Wandler angeschlossener NTC-Widerstand implementiert (siehe Anhang B). Eine detaillierte Betrachtung der Temperaturquerempfindlichkeiten bestätigt tendenziell den im Abschnitt 3.6.2 gefundenen Wert von  $270 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$ . Nach Bestimmung der Temperatur mit einer Genauigkeit von ca.  $\pm 0,5^\circ\text{C}$  betragen die temperaturbedingten Resonanzverschiebungen somit ca.  $\pm 140 \text{ kHz}$  und sind im Vergleich zur prinzipbedingten Genauigkeit des KVNA von  $\pm 1 \text{ MHz}$  gering. Der KVNA wird im Unterkapitel 4.3 mit dem nachfolgend beschriebenen System verglichen.

## 4.2 Selbstoszillierende Messsysteme

Als selbstoszillierendes Messsystem wird in dieser Arbeit die Kombination eines aktiven Sensors mit einem Frequenzmesser und einer Steuereinheit bezeichnet. Der aktive Sensor erzeugt bei Anlegen einer definierten Gleichspannung ein von der Umgebungsfeuchte abhängiges Hochfrequenzsignal. Die Frequenz des erzeugten Signals wird mittels eines Frequenzmessers bestimmt. Eine Steuereinheit kontrolliert den aktiven Sensor und den Frequenzmesser und stellt zudem die Datenübertragung zur Monitoring-Zentrale her (siehe Abbildung 4.35).

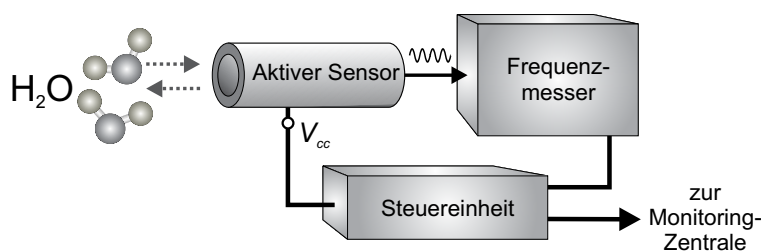


Abbildung 4.35: Schematische Darstellung eines selbstoszillierenden Messsystems bestehend aus einem aktiven Sensor, einem Frequenzmesser und einer Steuereinheit.

Im Vergleich zu dem im vorangegangenen Unterkapitel vorgestellten Netzwerkanalysator weist dieses Konzept einige Vorteile auf:

- Da das Signal von dem aktiven Sensor geliefert wird, bedarf es weder einer externen Hochfrequenzquelle noch der Trennung hin- und rücklaufender Wellen. Durch einen Richtkoppler hervorgerufene systematische Fehler sind auszuschließen. Gegenüber dem KVNA reduziert sich der Kalibrieraufwand auf Feuchte und Temperatur.

- Es wird kein kombinierter Betrags- und Phasendetektor benötigt. Die Modellierungen der Phasengänge entfallen.
- Zur Detektion der Feuchte muss kein Spektrum ausgewertet werden. Es genügt die Übertragung der gefundenen Frequenz. Hierdurch verringert sich die Anzahl der zu übertragenden Daten wesentlich.

Allerdings können die folgenden potenziellen Nachteile die Anwendbarkeit des selbstoszillierenden Messsystems einschränken oder sogar ausschließen:

- Wenn der aktive Sensor nicht breitbandig anschwingt, wird eventuell keine ausreichend hohe Genauigkeit erreicht.
- Für den angestrebten Frequenzbereich existieren keine kompakten, kommerziell erhältlichen Frequenzmesser. Die schnellsten zur Verfügung stehenden integrierten Schaltungen haben eine obere Frequenzgrenze von 2,2 GHz, basieren auf der emittergekoppelten Logik, sind daher verhältnismäßig teuer und zeigen zudem eine hohe Stromaufnahme. Es müssen daher geeignete Frequenzmesser realisiert werden.
- Die Ausgangsleistung des aktiven Sensors und die Eingangsleistung des zu realisierenden Frequenzmessers müssen kompatibel sein. Weiterhin müssen die Harmonischen ausreichend unterdrückt sein.

In diesem Unterkapitel wird nach einer kurzen Darstellung des Standes der Technik zunächst auf die Realisierung des aktiven Sensors eingegangen. Es werden zwei Frequenzmesser vorgestellt und miteinander verglichen. Der besser geeignete wird mit dem aktiven Sensor zu einem integrierten System kombiniert, welches messtechnisch charakterisiert wird.

### 4.2.1 Stand der Technik

Selbstoszillierende Systeme auf Basis resonatorstabilisierter Oszillatoren sind aus der Literatur bekannt. So beschreibt Nyfors in [131] einen Oszillator, dessen Oszillationsfrequenz über einen Transmissionsresonator stabilisiert und mit einem Frequenzzähler bestimmt wird. Die Rückkopplung kann jedoch grundsätzlich auch mit Reaktions- oder Reflexionsresonatoren realisiert werden [132]. Solche selbstoszillierenden Systeme werden z.B. in [133] für einen bildgebenden Hörsensor oder in [134] und [135] zur Bestimmung der dielektrischen Eigenschaften eines in einem Hohlraumresonator befindlichen Materials benutzt. Die aktiven Sensoren sind jedoch allesamt sehr groß und nutzen zur Auswertung der Oszillationsfrequenz und -güte teure Labormessgeräte. Kostengünstige und kompakte Systeme sind hingegen nicht bekannt.

### 4.2.2 Der aktive Sensor

Für die in dieser Arbeit angestrebte Anwendung werden resonatorstabilisierte Reflexionsoszillatoren verwendet, wobei der Resonator durch einen Sensor des Typs *D* realisiert wird. Für den ausgewählten Frequenzbereich bis maximal 3,5 GHz sind Silizium-Bipolartransistoren aufgrund ihres geringen Preises besonders interessant. Im Vergleich zu GaAs-Feldeffekttransistoren zeigen diese zudem ein geringeres  $1/f$ -Rauschen. Die Gesamtrauschleistung ist daher bei Bipolartransistoren trotz der zusätzlich auftretenden Rauschbeiträge durch Rekombinationen von Ladungsträgern an

Halbleiterdefekten geringer und beträgt bei einer Ablagefrequenz von 1 kHz typischerweise maximal 60 dBc. Bei einer angestrebten Frequenzauflösung von mehreren Kilohertz ist das Phasenrauschen daher unkritisch.

Für den nachfolgend beschriebenen Schaltungsentwurf wird der Transistor *AT-30533* von *Avago Technologies* benutzt. Dieser ist für Frequenzen bis ca. 4 GHz ausgelegt, sodass bei der hier vorgestellten Anwendung ein parasitäres Anschwingen bei einer höheren Resonanzmode unterdrückt wird.

#### 4.2.2.1 Die Anschwing- und Oszillationsbedingung

Die Anschwing- und Oszillationsbedingungen werden anhand der Abbildung 4.36 erläutert. Der Oszillator wird in eine aktive und eine passive Schaltung aufgeteilt, die durch ihre komplexen Impedanzen  $\underline{Z}_A = R_A + jX_A$  und  $\underline{Z}_P = R_P + jX_P$  oder durch ihre Reflexionsfaktoren  $\underline{r}_A$  und  $\underline{r}_P$  charakterisiert werden können.

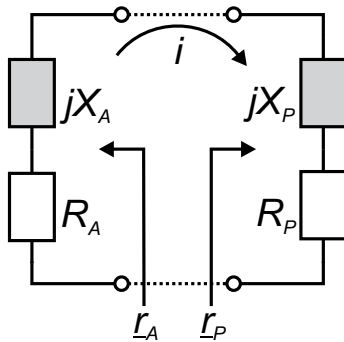


Abbildung 4.36: Aufteilung eines Oszillators in einen aktiven und einen passiven Schaltungsteil. In der gesamten Schaltung fließt der Maschenstrom  $i$ .

**Anschwingbedingung** Für die Anschwingbedingung bei der Frequenz  $f_a$  direkt nach dem Einschalten des Oszillators finden sich in der Literatur oftmals die vereinfachenden Formeln

$$|\underline{r}_A(f_a)| \cdot |\underline{r}_P(f_a)| > 1 \quad (4.14)$$

$$-\arg(\underline{r}_A(f_a)) = \arg(\underline{r}_P(f_a)), \quad (4.15)$$

wobei Gleichung (4.14) jedoch nicht allgemein gültig ist [136, S.28]. So ist eine Voraussetzung zur korrekten Anwendung der Gleichungen (4.14) und (4.15), dass die komplexe Ortskurve  $\underline{r}_A(f) \cdot \underline{r}_P(f)$  im Ursprung beginnt und endet, sich mit der Frequenz im Uhrzeigersinn dreht und die reelle Achse nur einmal schneidet. Aufgrund dieser Einschränkungen wird in dieser Arbeit das Nyquist-Kriterium verwendet. Dieses besagt, dass ein System nur anschwingen kann, wenn die Ortskurve  $\underline{r}_A(f) \cdot \underline{r}_P(f)$  in der komplexen Ebene den Punkt  $1 + j0$  im Uhrzeigersinn umkreist. Zur Überprüfung dieser Bedingung bietet die Software *ADS* ein speziell hierauf zugeschnittenes Kleinsignal-Messtor, welches zwischen aktivem und passivem Schaltungsteil anzuordnen ist.

**Oszillationsbedingung** Die anfängliche Schwingung verstärkt sich so lange, bis der aktive Schaltungsteil sättigt und eine Oszillation bei der Frequenz  $f_{osz}$  entsteht. Bei Anwendung der Kirchhoff'schen Maschengleichung auf die in Abbildung 4.36 gezeigte Schaltung folgt für die die Reflexionsfaktoren

$$|\underline{r}_A(f_{osz})| \cdot |\underline{r}_P(f_{osz})| = 1 \quad (4.16)$$

$$-\arg(\underline{r}_A(f_{osz})) = \arg(\underline{r}_P(f_{osz})), \quad (4.17)$$

wobei für eine stabile Oszillation weiterhin folgende Bedingungen erfüllt sein müssen [137, S.350]:

$$\frac{dR_A(i)}{di} < 0 \quad \text{und} \quad \frac{dX_P(f)}{df} < 0. \quad (4.18)$$

#### 4.2.2.2 Oszillatorschaltung

Das Blockschaltbild des verwendeten Oszillators ist in Abbildung 4.37 dargestellt. Der passive Schaltungsteil entspricht dem Sensor, welcher sich aus einer Resonatorzuleitung der Länge  $l_{Reso} = 1 \text{ mm}$  und dem Resonator zusammensetzt. Für die folgenden Simulationen wird der Resonator mittels der Gleichung (4.12) modelliert. Die benötigten Parameter  $f_{res}$ ,  $Q$  und  $c$  besitzen zunächst für den Sensortyp  $D$  übliche Werte von  $f_{res} = 2,5 \text{ GHz}$ ,  $c = 12$  und  $Q = 80$ . Der aktive Schaltungsteil basiert auf einem Bipolartransistor, dessen Arbeitspunkt mittels des Widerstandsnetzwerkes  $R_1 - R_3$ , eingestellt wird. Die Hochfrequenz-Drosselspulen (HF-Drosseln) verhindern das Überkopeln der Hochfrequenzsignale auf das Gleichstromnetzwerk. Für die Hochfrequenzsignale wird das Emitterpotenzial daher durch die Länge der Emitterstichleitung  $l_{Emitter}$  bestimmt. Das sich am Kollektor einstellende Oszillationssignal wird über ein einfaches Netzwerk an den Ausgangswiderstand  $R_L$  angepasst. Das Anpassnetzwerk besteht aus einer am Kollektor angeschlossenen  $50 \Omega$ -Leitung der Länge  $l_{Kollektor}$ , welche am Ende mit einer leerlaufenden  $50 \Omega$ -Stichleitung der Länge  $l_{Stich}$  verbunden ist. Diese Leitungen werden als Mikrostreifenleitungen ausgeführt. Es wird das bereits in Abschnitt 3.6.1 beschriebene  $FR4$ -Substrat verwendet. Der ausgangsseitige Kondensator dient zur Sperrung von Gleichströmen.

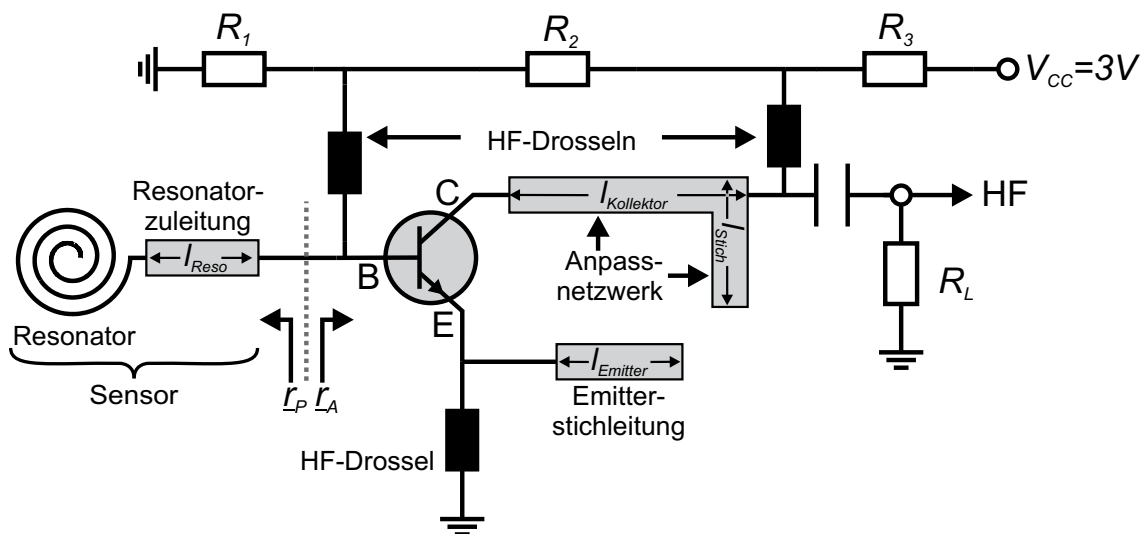


Abbildung 4.37: Blockschaltbild des aktiven Sensors. Zum Testen des Nyquistkriteriums wird das Netzwerk bei der Simulation zwischen Resonator und Transistor aufgetrennt und mit einem Messtor beschaltet.

#### 4.2.2.3 Kleinsignalanalyse

Zur rechnergestützten Dimensionierung stehen die sechs z.T. nicht orthogonalen Freiheitsgrade  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $l_{Emitter}$ ,  $l_{Kollektor}$  und  $l_{Stich}$  zur Verfügung. Für das Widerstandsnetzwerk ergibt sich, dass die direkte Verbindung ( $R_3 = 0 \Omega$ ) des Kollektors mit der Versorgungsspannung in Kombination mit einer durch die Widerstände  $R_2 = 3,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 1,8 \text{ k}\Omega$  eingestellten Basis-Emitterspannung von  $0,88 \text{ V}$  gute Voraussetzungen für sicheres Anschwingen schaffen. Die Basis- und Kollektorströme

betragen ca. 0,1 mA und 6,4 mA. Durch den Verzicht auf den Widerstand  $R_3$  verliert die Schaltung die Temperaturkompensation durch Stromgegenkopplung [138, S.117]. Die Kompensation von Messfehlern durch die stark ausgeprägten Temperaturabhängigkeiten des Bipolartransistors [138, S.51] wird in Zusammenhang mit den Messungen im Abschnitt 4.2.4.2 gesondert beschrieben. Im weiteren Verlauf des Schaltungsentwurfs werden gemäß der in [113, S.853] beschriebenen Vorgehensweise die verbleibenden Leitungslängen zu  $l_{Emitter} = 5$  mm,  $l_{Kollektor} = 18$  mm und  $l_{Stich} = 5$  mm bestimmt. Alle Parameter zur Dimensionierung des in Abbildung 4.37 dargestellten Oszillators sind in Tabelle 4.5 zusammengefasst.

Parameter	$l_{Reso}$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$L_{Emitter}$	$L_{Kollektor}$	$L_{Stich}$
Wert	1,0 mm	3,5 k $\Omega$	1,8 k $\Omega$	0,0 $\Omega$	5,0 mm	18,0 mm	5,0 mm

Tabelle 4.5: Werte für die Parameter des Oszillators.

Bei Verwendung eines Resonators mit  $f_{res} = 2,5$  GHz ergibt sich die in Abbildung 4.38 dargestellte Ortskurve  $z_A(f) \cdot z_P(f)$ . Diese Ortskurve umkreist den Punkt  $1+j0$  im Uhrzeigersinn und schneidet bei einer Frequenz von 2,67 GHz die Abszisse in der positiven Halbebene, sodass bei dieser Frequenz von einem Anschwingen ausgegangen werden kann. Für eine Abschätzung der Bandbreite wird die Resonanzfrequenz in Schritten von 100 MHz verringert und erhöht. Die niedrigste und höchste Resonanzfrequenz bei denen die Ortskurve  $z_A(f) \cdot z_P(f)$  den Punkt  $1+j0$  noch umkreist, finden sich bei jeweils 1,2 GHz und 3,1 GHz. Die Schnittpunkte der Ortskurve mit der reellen Achse, bei der die Phasenbedingung (4.15) erfüllt wird, stellen sich bei Frequenzen von  $f_a = 1,58$  GHz und  $f_a = 3,17$  GHz ein. Der Oszillator schwingt somit stets oberhalb der Resonanzfrequenz an.

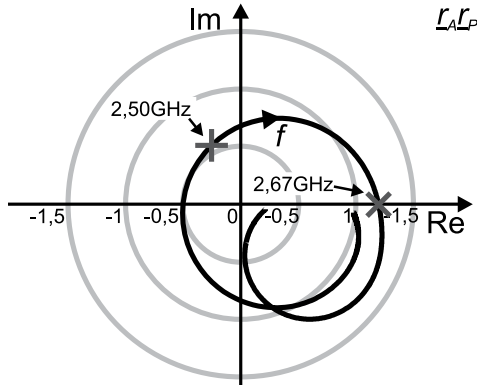


Abbildung 4.38: Nyquistdiagramm im Frequenzbereich von 1 GHz bis 4 GHz für einen Resonator mit  $f_{res} = 2,50$  GHz. Die Phasenbedingung (4.15) ist bei  $f_a = 2,67$  GHz erfüllt.

#### 4.2.2.4 Großsignalanalyse

Zur Bestimmung der Oszillationsfrequenzen werden nachfolgend Simulationen auf Basis der harmonischen Balance durchgeführt [139]. Das Verfahren der harmonischen Balance berücksichtigt Änderungen der Transistoreigenschaften aufgrund der sich einstellenden Sättigung, wodurch sich die Oszillationsfrequenz  $f_{osz}$  von der durch die Anschwingbedingung definierten Frequenz  $f_a$  unterscheidet. Für die hier betrachteten Fälle ergeben sich die in der Übersichtstabelle 4.6 dargestellten Werte für  $f_{osz}$ . Diese weichen um bis zu 50 MHz von  $f_a$  ab, liegen jedoch in jedem Fall noch oberhalb der Resonanzfrequenz.

Die Abweichung zwischen Resonanz- und Oszillationsfrequenz ist zum einen in der geringen Güte des angenommenen Resonators von nur  $Q = 80$  und zum anderen in der direkten Ankopplung ( $l_{Reso} = 1$  mm) der Spirale an den Resonator begründet. Wird die Länge der Resonatorzuleitung



$f_{res}$ [GHz]	$f_a$ [GHz]	$f_{osz}$ [GHz]
1,20	1,58	1,53
2,50	2,67	2,66
3,10	3,17	3,18

Tabelle 4.6: Übersicht über die vorgegebene Resonanz- und die sich ergebenden Anschwing- und Oszillationsfrequenzen.

von 1 mm auf 5 mm bzw. 9 mm verändert, ergeben sich die in Abbildung 4.39 dargestellten Abhängigkeiten zwischen Resonanz- und Oszillationsfrequenz. Für diese Simulation gelten wiederum  $Q = 80$  und  $c = 12$ . Die Auswertung der Frequenzdifferenz  $f_{osz} - f_{res}$  über der eingestellten Resonanzfrequenz (siehe Abbildung 4.40) zeigt, dass der Parameter  $l_{Reso}$  grundsätzlich zur Angleichung von Resonanz- und Oszillationsfrequenz genutzt werden kann. Dieses wird zum Beispiel bei  $l_{Reso} = 9$  mm und  $f_{res} = 2,55$  GHz erreicht, kann aber in der hier gezeigten Schaltung nicht breitbandig realisiert werden. Da zudem die Steigungen der in Abbildung 4.39 dargestellten Kurven von vergleichbarer Größe sind, ergeben sich aus der Verwendung einer längeren Zuleitung keine Vorteile. Vielmehr ist festzustellen, dass bei einer Zuleitung von 9 mm und niedrigen Resonanzfrequenzen sogar die Anschwingbedingung verletzt wird. Aus diesem Grund sind in den Abbildungen 4.39 und 4.40 bei einer Länge  $l_{Reso} = 9$  mm für  $f_{res} < 1,7$  GHz keine Simulationsergebnisse angegeben. Für die folgenden Simulationen wird eine Resonatorzuleitung der Länge  $l_{reso} = 1$  mm verwendet. Die Differenz zwischen Resonanz- und Oszillationsfrequenz (siehe Abbildung 4.40) stellt keine Einschränkung dar, sofern das komplette System einer Feuchtekalibrierung unterzogen wird (vgl. Abschnitt 5.2).

Es folgt die Betrachtung des Einflusses der Güte auf die Messabweichung. Ausgehend von einer für den Sensortyp  $D$  typischen Güte von ca.  $Q = 80$  wird diese nachfolgend auf 200 und 500 erhöht, wobei der Koppelfaktor bei  $c = 12$  belassen wird. Der halblogarithmische Graph in Abbildung 4.41 verdeutlicht die hierbei auftretende Entwicklung der Frequenzdifferenz  $f_{osz} - f_{res}$  über  $f_{res}$ . Wie erwartet, sinkt diese Differenz mit zunehmender Güte des Resonators. Eine detailliertere Auswertung ( $f_{res} = 2,5$  GHz) für Güten bis hin zu  $Q = 20.000$  zeigt weiterhin (siehe Abbildung 4.42), dass für das Erreichen einer Abweichung von 1 MHz theoretisch eine Güte von 16.000 notwendig ist. Da solch hohe Güten mit dem resonanten Sensor nicht realisierbar sind, muss der aktive Sensor, wie schon bei der Betrachtung der Länge der Resonatorzuleitung erläutert, als komplette Einheit über der Feuchte kalibriert werden.

Der letzte untersuchte Parameter ist der Koppelfaktor  $c$ , welcher im Bereich  $1 \leq c \leq 12$  variiert

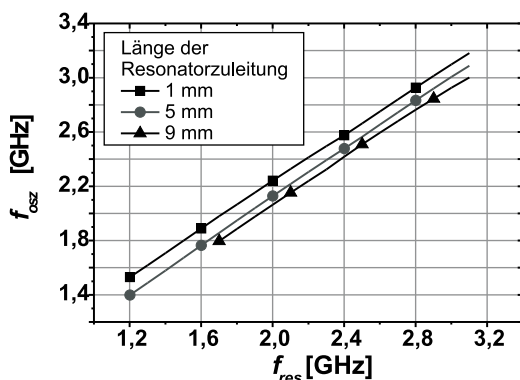


Abbildung 4.39: Oszillations- über der Resonanzfrequenz bei variierender Leitungslänge  $l_{Reso}$ .

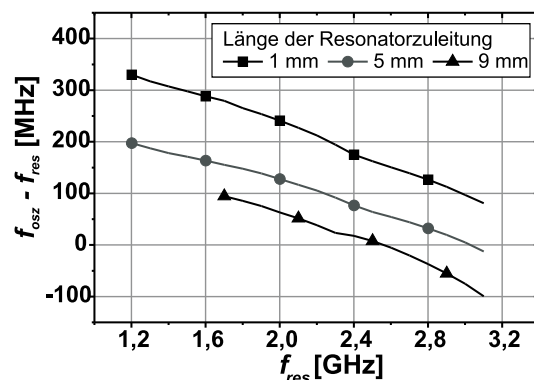


Abbildung 4.40: Differenz zwischen Oszillations- und Resonanzfrequenz bei variierender Leitungslänge  $l_{Reso}$  über der Resonanzfrequenz.



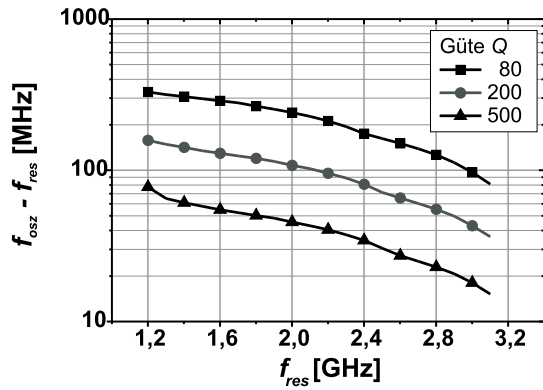


Abbildung 4.41: Differenz zwischen Oszillations- und Resonanzfrequenz bei variierender Güte  $Q$  über der Resonanzfrequenz.

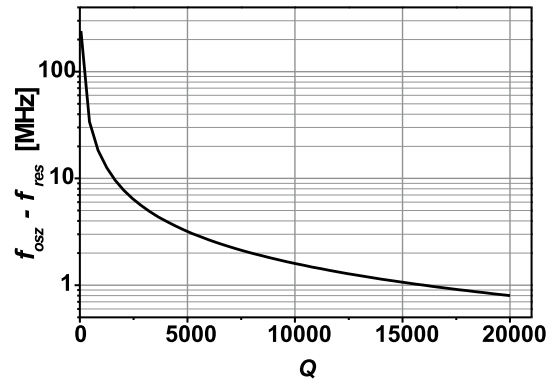


Abbildung 4.42: Differenz zwischen Oszillations- und Resonanzfrequenz über der Güte  $Q$ .

wird. Für die Güte gilt  $Q = 80$ . Die Ergebnisse dieser Simulation sind in Abbildung 4.43 dargestellt und dokumentieren die Abweichung zwischen Resonanz- und Oszillationsfrequenz über  $f_{res}$  in Abhängigkeit von  $c$ . Wie sich mittels Gleichung (4.12) zeigen lässt, wirkt sich ein abnehmender Koppelfaktor in vergleichbarer Weise auf den Phasenverlauf eines Resonators aus wie eine ansteigende Güte. Aus diesem Grund verringert sich die Frequenzdifferenz  $f_{osz} - f_{res}$  mit abnehmendem Koppelfaktor. Im Gegensatz zu der Betrachtung der Güte zeigt sich allerdings, dass es bei Variation des Koppelfaktors Wertebereiche gibt, in denen der Oszillator nicht anschwingt. Dieses liegt darin begründet, dass die Form der Ortskurve des Reflexionsfaktors bei variierender Güte unverändert bleibt, während sich bei verringertem Koppelfaktor die von der Ortskurve umschlossene Fläche reduziert. Als eine Folge dessen kommt es bei zu geringen Koppelfaktoren nicht mehr zu Überschneidungen der Ortskurve des Reflexionsfaktors mit dem Last-Stabilitätskreis der aktiven Schaltung. Dieses ist in Abbildung 4.44 gezeigt. Die Resonanzkurven basieren auf Gleichung (4.12) und den Parametern  $f_{res} = 2,5$  GHz und  $Q = 80$ . In dem mit ADS berechneten Last-Stabilitätskreis markiert die graue Fläche die Bereiche möglicher Instabilitäten bei einer Frequenz von  $f = 2,5$  GHz. Die Verringerung der Bandbreite bei geringen Koppelfaktoren stellt keine Einschränkung für die angestrebte Anwendung dar. Bei maximaler Befeuchtung und trockener Keramik zeigt der

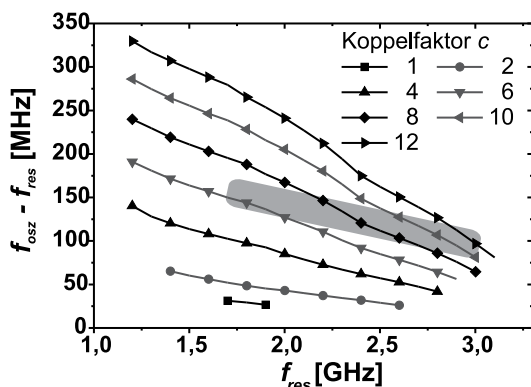


Abbildung 4.43: Differenz zwischen Oszillations- und Resonanzfrequenz über der Resonanzfrequenz bei variierendem  $c$ . Die grau markierte Fläche kennzeichnet mögliche Zustände des Sensortyps  $D$ .

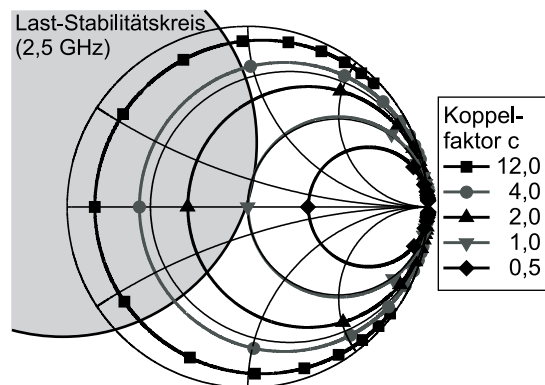


Abbildung 4.44: Überlappung des Stabilitätskreises mit den Ortskurven von Reflexionsfaktoren bei variierendem  $c$ . Bei  $c = 1$  schneidet sich der Last-Stabilitätskreis nicht mehr mit der Ortskurve des Resonators.

Sensortyp *D* Resonanzfrequenzen von 1,65 GHz bzw. von 2,94 GHz und Koppelfaktoren von 6 bzw. von 12. Dieser Bereich entspricht näherungsweise der in Abbildung 4.43 grau markierten Fläche, in welcher der Oszillator sicher anschwingt.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass die erste der auf Seite 75 aufgeführten möglichen Limitierungen des aktiven Sensors bei Verwendung eines Sensors des Typs *D* als Resonator auszuschließen ist. In den durchgeführten Simulationen schwingt der Oszillator unter allen Betriebszuständen des Sensors, definiert durch Resonanzfrequenz, Güte und Koppelfaktor sicher an. Die hohe Bandbreite des passiven Sensors von 1,3 GHz wird, ebenfalls in Abhängigkeit der Resonatorparameter, nur geringfügig reduziert. Aufgrund dieser Abhängigkeiten muss der aktive Sensor allerdings als Einheit kalibriert werden, wie es im Kapitel 5.2 beschrieben wird. Eine alleinige Kalibrierung des passiven Sensors ist nicht praktikabel.

Weitere Anforderungen werden an die Eigenschaften des Oszillationssignals gestellt. Dieses sollte eine ausreichend große Ausgangsleistung bei gleichzeitig guter Unterdrückung der Harmonischen aufweisen. Die Abbildung 4.45 zeigt die simulierten Ausgangsleistungen der Fundamentalschwingung und der ersten drei Harmonischen des aktiven Sensors (Abschluss mit  $R_L = 50\Omega$ ) über der sich einstellenden Oszillationsfrequenz. Die Güte und der Koppelfaktor betragen wiederum  $Q = 80$  und  $c = 12$ . Um einen direkten Vergleich zu ermöglichen, sind in dieser Darstellung alle Ausgangsleistungen über der Frequenz der Fundamentalschwingung aufgetragen. In dem besonders interessierenden Bereich zwischen 2,0 GHz und 3,2 GHz besitzt die Fundamentalschwingung eine Ausgangsleistung von mindestens 2 dBm und maximal 8 dBm. Die maximalen Leistungen der ersten drei Harmonischen betragen -8,7 dBm, -8,2 dBm und -15,8 dBm. Die minimalen Leistungsverhältnisse von Fundamentalschwingung zur ersten, zweiten und dritten Harmonischen betragen 12,61 dB, 12,43 dB und 21,86 dB, die durchschnittlichen Leistungsverhältnisse hingegen 25,3 dB, 32,3 dB und 31,3 dB.

Als Ergebnis dieser Untersuchungen ist festzustellen, dass im interessierenden Frequenzbereich die Eingangsempfindlichkeit des Frequenzmessers idealerweise zwischen 0 dBm und 10 dBm liegen sollte. Das sich zwischen der Fundamentalschwingung und den Harmonischen einstellende Leistungsverhältnis beträgt mindestens 12,61 dB. Dieses Verhältnis ist deutlich größer als der zu fordernde Minimalwert von 6 dB, ab welchem auch bei ungünstigster Superposition keine zusätzlichen Nulldurchgänge bei der Fundamentalschwingung entstehen können. Es kann daher auch ohne zusätzliches Filter nur das Oszillationssignal, nicht jedoch eine der Harmonischen detektiert werden. Weiterhin erlauben die Betrachtungen zur Ausgangsleistung bei der Fundamentalschwingung Aussagen über den Wirkungsgrad des Oszillators. Die simulierte Leistungsaufnahme beträgt knapp 30 mW, wovon zwischen 1,5 mW (2 dBm) und 6,3 mW (8 dBm) in die Fundamentalschwingung umgesetzt werden. Der Wirkungsgrad schwankt somit zwischen 5 % und 20 %.

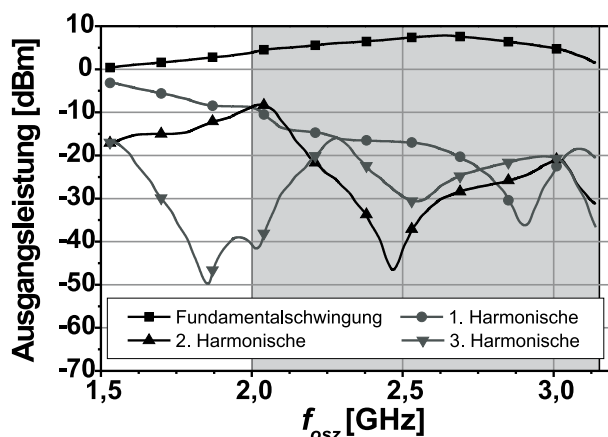


Abbildung 4.45: Simulation der an die Last abgegebene Leistung bei der Fundamentalschwingung sowie der ersten drei Harmonischen über der Frequenz der Fundamentalschwingung. Der grau markierte Bereich kennzeichnet mögliche Betriebsbereiche des aktiven Sensors.

#### 4.2.2.5 Realisierung

Die Leiterplatte des aktiven Sensors stellt deutlich geringere Anforderungen an den Herstellungsprozess als die des Netzwerkanalysators. Dieses liegt zum einen in der Verwendung industriell üblicher *FR4*-Substrate, welche sich im Vergleich zum *RO3210*-Substrat sehr gut bearbeiten lassen und zudem sehr formstabil sind. Zum anderen sind die Anforderungen an die minimalen Leiterbahnbreiten und -abstände deutlich geringer, da auf den Richtkoppler verzichtet werden kann und auch beim Sensor keine Koppelleitungen benötigt werden. Das Foto einer bereits bestückten Leiterplatte ist in Abbildung 4.46 gezeigt. Alle Komponenten und Leitungen können auf einer Grundfläche von  $10 \times 20 \text{ mm}^2$  untergebracht werden. Die Widerstände, Induktivitäten sowie der Kondensator und der Transistor werden in Oberflächenmontagetechnik aufgebracht. Die resonante Spirale beginnt direkt unter dem Basisanschluss und ist über eine Durchkontaktierung und eine kurze Zuleitung mit diesem verbunden (vgl. Abbildung 3.14). Die 18,0 mm lange Anpassleitung ist platzsparend als Mäander ausgeführt. Der Anschluss an die Versorgungsspannung erfolgt über einen zweipoligen Stecker. Das Hochfrequenzsignal kann am Ausgang der Schaltung über einen SMA-Stecker ausgekoppelt werden. Sollte das verwendete Messinstrument einen hochohmigen Eingang aufweisen, so ist zwischen SMA-Stecker und Kondensator optional ein  $50 \Omega$ -Widerstand integrierbar.

Wird diese Platine mit einem 10 mm langen Hohlleitergehäuse samt sensitivem Material kombiniert, entsteht der aktive Sensor gemäß Abbildung 4.47. Das Hohlleitergehäuse wird ebenso wie beim Netzwerkanalysator mittels eines U-förmigen Bügels am Substrat fixiert. Das resonante Element wird über eine 0,052 mm dicke Polypropylenfolie vom sensitiven Material getrennt. Dieser aktive Sensor wird nachfolgend für erste exemplarische Messungen verwendet. Genauere Untersuchungen werden in Zusammenhang mit den integrierten Frequenzmessern durchgeführt.

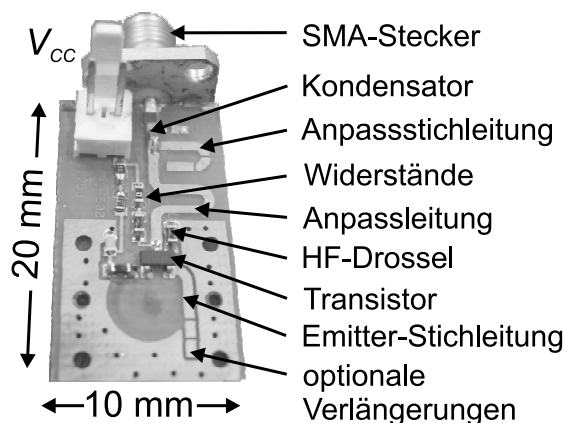


Abbildung 4.46: Bestückte Platine des aktiven Sensors. Das resonante Element befindet sich auf der Unterseite der Platine.

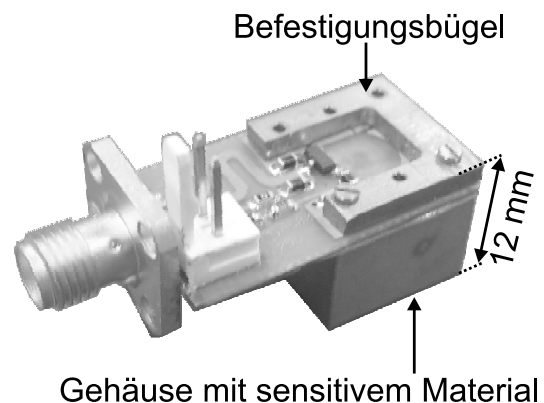


Abbildung 4.47: Aktiver Sensor bestehend aus der Platine und dem Hohlleitergehäuse samt sensitivem Material.

#### 4.2.2.6 Messtechnische Charakterisierung

Der aktive Sensor wird nachfolgend mit einer trockenen und einer durchnässten Keramik vermessen. Das Ausgangssignal wird mit einem Spektrumanalysator (*HP 8562EC*) aufgenommen, der Signale mit Frequenzen bis zu 13,2 GHz darstellen kann. Bei Verwendung der trockenen Keramik zeigt sich zunächst, dass der Oszillator nicht zuverlässig anschwingt. Dieses ist durch das Ändern der Emitter- und der Anpassstichleitung korrigierbar. Werden beide Leitungen um 0,5 mm

auf 4,5 mm verkürzt, kommt es zuverlässig zur Ausbildung einer Oszillation. Das sich hierbei einstellende Spektrum ist in Abbildung 4.48 dokumentiert. Die Resonanzfrequenz von 2,94 GHz (vgl. Abbildung 3.17) ist um 125 MHz geringer als die Oszillationsfrequenz. Diese Reduzierung liegt in der Größenordnung des vorhergesagten Wertes von 96 MHz (vgl. Abbildung 4.40). Der aktive Sensor zeigt eine Ausgangsleistung von 10 dBm, welche somit gegenüber der simulierten Ausgangsleistung um 4 dB erhöht ist (vgl. Abbildung 4.45). Der Grund für diese Abweichung liegt erfahrungsgemäß in der begrenzten Gültigkeit der Transistormodelle bei Betrieb in der Sättigung. Die Stromaufnahme beträgt wie bei der Simulation ca. 10 mA. Das Leistungsverhältnis der Fundamentalschwingung zur ersten Harmonischen weist ebenso wie die Simulation einen Wert von 20 dB auf. Die Leistungsverhältnisse zur zweiten und dritten Harmonischen liegen mit 47 dB und 40 dB deutlich unter den simulierten Werten von ca. 27 dB.

Das sich bei Verwendung der durchnässten Keramik einstellende Spektrum ist in Abbildung 4.49 dargestellt. Der Sensor schwingt bei  $f_{osz} = 2,29$  GHz ohne die Notwendigkeit weiterer Optimierungsschritte zuverlässig an. Die sich einstellende Oszillationsfrequenz ist allerdings höher als erwartet. Ausgehend von einer gemessenen Resonanzfrequenz von 1,65 GHz (vgl. Abbildung 3.18) und einer um ca. 280 MHz erhöhten Oszillationsfrequenz (vgl. Abbildung 4.40) wird vielmehr eine Oszillationsfrequenz von 1,93 GHz erwartet. Weiterhin zeigt sich ein wesentlich erhöhter Ausgangspegel von 18 dBm und eine um 50 % größere Stromaufnahme von 15 mA. Die Ausgangsleistung der ersten drei Harmonischen liegt mindestens 25 dB unterhalb der der Fundamentalschwingung, was wiederum den Simulationsergebnissen entspricht. Der aktive Sensor lässt sich in diesem Betriebszustand wiederum nur bedingt durch die Simulation beschreiben.

Wie bereits in Abschnitt 4.2.2 erklärt, ist das Phasenrauschen für die angestrebte Anwendung vernachlässigbar. Dieses wird durch eine mit dem Spektrumanalysator *HP 8562EC* durchgeführte Messung des Rauschpegels [140] bestätigt. Bei einer Ablagefrequenz von 15,625 kHz, welche der verwendeten Frequenzauflösung entspricht, beträgt das gemessene Phasenrauschen ca. 56 dBc/Hz. Selbst bei einem maximalen Ausgangspegel der Fundamentalschwingung von 18 dBm liegt die Rauschleistung deutlich unterhalb des benötigten Eingangspegels des verwendeten Frequenzmessers (vgl. Abschnitt 4.2.3).

Wesentlich kritischer ist die Abhängigkeit der Oszillationsfrequenz von der Versorgungsspannung  $V_{CC}$ . Kommt es z.B. in batteriebetriebenen Systemen gegen Ende der Lebensdauer der Batterien zu einem Abfall von  $V_{CC}$ , so ändern sich der Arbeitspunkt des Transistors und somit auch die Oszillationsfrequenz. Für eine Abschätzung des Einflusses der Versorgungsspannung wird diese nachfolgend von 2,7 V bis 3,5 V variiert. Werden diese Spannungswerte unter- bzw. überschritten,

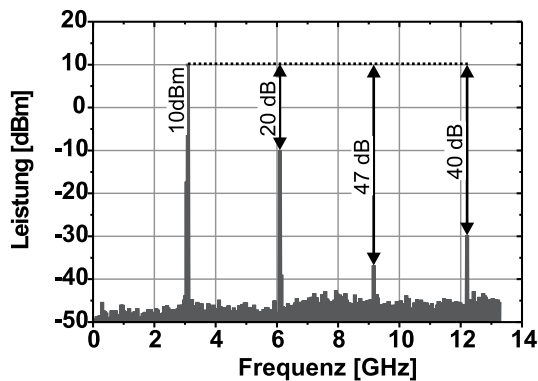


Abbildung 4.48: Ausgangsspektrum bei Belastung des aktiven Sensors mit einer trockenen Keramik.

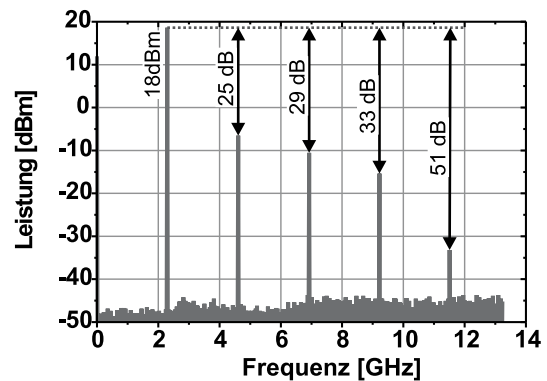


Abbildung 4.49: Ausgangsspektrum bei Belastung des aktiven Sensors mit einer durchnässten Keramik.

schwingt der Oszillator nicht mehr an. Abbildung 4.50 dokumentiert die Abweichung der Oszillationsfrequenz von dem sich bei  $V_{CC} = 3\text{ V}$  einstellenden Referenzwert über der Versorgungsspannung. Es ergibt sich eine nahezu lineare Abhängigkeit mit einer Steigung von ca.  $-58\text{ MHz/V}$ . Um diese Fehlerquelle auszuschließen, werden in der Folge integrierte Spannungstabilisatoren verwendet.

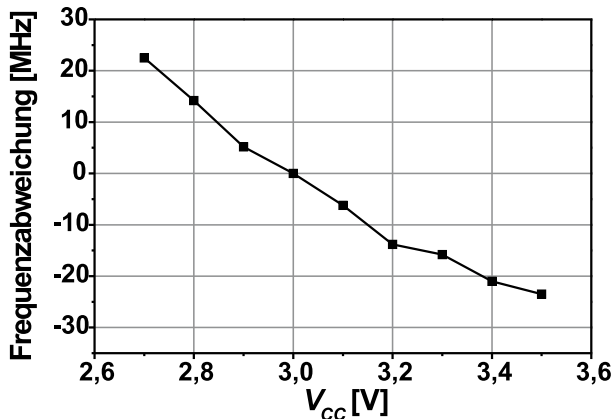


Abbildung 4.50: Abweichung der Oszillationsfrequenz über der Versorgungsspannung.

Ein weiterer Grund für Schwankungen der Oszillationsfrequenz können grundsätzlich auch variierende Lastwiderstände sein. Dieses ist in der hier vorgestellten Arbeit jedoch aus mehreren Gründen nicht relevant. So ist zum einen aufgrund des Aufbaus der Frequenzmesser grundsätzlich nur von geringen Änderungen des Eingangswiderstandes auszugehen (siehe Abschnitt 4.2.3). Zum anderen werden dennoch auftretende Abweichungen implizit bei der Feuchtekalibrierung des Gesamtsystems berücksichtigt und stellen daher prinzipiell keine Fehlerquelle dar.

### 4.2.3 Frequenzmesser

Frequenzmesser können grundsätzlich analog oder digital aufgebaut werden. Das klassische Beispiel eines analogen Frequenzmessers ist die Stehwellenleitung, bei der aus dem Stehwellenverhältnis auf die Frequenz geschlossen wird [141]. Eine weitere Gruppe analoger Frequenzmessgeräte bilden Resonatoren, deren Transmissionseigenschaften beim Verstimmen des Resonators zur Frequenzbestimmung genutzt werden [104, S.246]. Es ist ebenfalls möglich, passive Schaltungen zu nutzen, die das Frequenzverhältnis zweier Signale in ein Amplitudenverhältnis umsetzen [142]. Diese analogen Frequenzmesser sind für den hier genutzten Frequenzbereich jedoch allesamt zu groß und benötigen zudem Leistungsdetektoren.

Vorteilhafter sind digitale Frequenzmesser. Diese diskretisieren entweder die Messzeit oder eine Vergleichsfrequenz und können grundsätzlich in Zeitbereichs- und Frequenzbereichsmethoden unterteilt werden [143, 144]. In dieser Arbeit wird beiden Ansätzen unter der Zielsetzung einer kompakten, kostengünstigen und zudem energieeffizienten Lösung nachgegangen. Wie gezeigt wird, können die Auswerteeinheiten trotz unterschiedlicher Konzepte im Wesentlichen mit identischen Komponenten realisiert werden. Dieses sind zum einen mit 4 MHz getaktete Mikroprozessoren des Typs *ATMega8L* (vgl. Abschnitt 4.1.3.1) und zum anderen zweckentfremdet eingesetzte PLL-ICs der Serien *ADF401x* oder *ADF411x* von *Analog Devices*. Diese Komponenten verarbeiten Frequenzen von 200 MHz bis maximal 8 GHz und decken den interessierenden Frequenzbereich somit vollständig ab. Da ein grundsätzliches Interesse an möglichst breitbandigen Frequenzmessern besteht, wird in dieser Arbeit der maximale Frequenzbereich bis 8 GHz untersucht.

In den nächsten Abschnitten werden die Systemkonzepte sowie die Realisierung der Auswerteeinheiten erläutert. Die erreichbaren Genauigkeiten werden theoretisch beschrieben und messtechnisch verifiziert. Nach einem Vergleich wird schließlich einer der Frequenzmesser mit dem aktiven

Sensor zu einem selbstoszillierenden Messsystem integriert. Die Eignung des Messsystems wird untersucht.

#### 4.2.3.1 Konzept und Schaltungstechnik des Frequenzzählers

**Konzept des Frequenzzählers** Ein konventioneller Frequenzzähler basiert auf dem Zählen periodischer Ereignisse innerhalb einer definierten Messzeit und wird daher dem Zeitbereich zugeordnet. Bei der Frequenzmessung von elektrischen Signalen sind typische Ereignisse Nulldurchgänge sowie steigende und fallende Flanken. Den grundlegenden Aufbau eines solchen Frequenzzählers zeigt Abbildung 4.51.

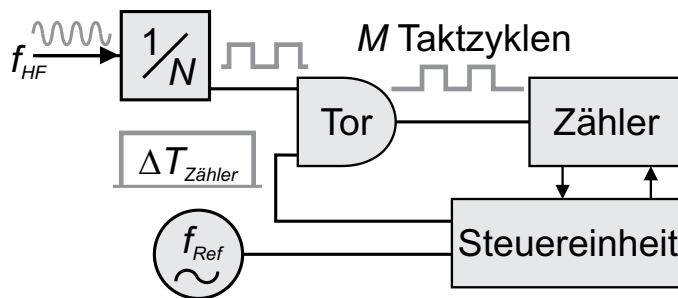


Abbildung 4.51: Schematische Darstellung eines Frequenzzählers.

Das Hochfrequenzsignal wird über einen optionalen Frequenzteiler mit dem Teilverhältnis  $N$  auf ein Tor gegeben. Dieses Tor wird für eine Zeit  $\Delta T_{Zähler}$  von der zentralen Steuereinheit geöffnet, welche ihrerseits mit einem Referenzoszillator der Frequenz  $f_{Ref}$  getaktet wird. Die gemessene Frequenz  $f_{HF,mess}$  wird aus dem Produkt von  $N$  und der Anzahl der detektierten Taktzyklen  $M$  pro  $\Delta T_{Zähler}$  berechnet:

$$f_{HF,mess} = N \cdot \frac{M}{\Delta T_{Zähler}}. \quad (4.19)$$

Hierbei auftretende Messunsicherheiten sind auf mehrere Ursachen zurückführbar. So weist die von einem Quarzoszillator gelieferte Referenzfrequenz Abweichungen von der Nominalfrequenz auf. Diese sind in Herstellungstoleranzen, Temperaturschwankungen und einer Langzeitdrift begründet. Solche Unsicherheiten lassen sich zwar weitgehend durch Verwendung temperaturstabilisierter oder beheizter Oszillatoren vermeiden, allerdings sind diese Präzisionsoszillatoren deutlich teurer als Standard-Komponenten und zeigen zudem eine um ein Vielfaches erhöhte Stromaufnahme. Für die hier betrachteten kostengünstigen Systeme mit möglichst niedrigem Leistungsverbrauch sind daher einfache Quarzoszillatoren zu favorisieren. Die dadurch bedingte Frequenzabweichung ist bei einer Fehleranalyse zu berücksichtigen.

Systembedingte und somit nicht kompensierbare Unsicherheiten ergeben sich hingegen aus der Verwendung eines Vorteilers und der Diskretisierung der Messzeit. Die sich zwischen der gemessenen und der wahren Frequenz ergebende Frequenzdifferenz  $\delta f_{Zähler} = f_{HF,mess} - f_{HF}$  ist auf

$$-\frac{N}{\Delta T_{Zähler}} \leq \delta f_{Zähler} \leq \frac{N}{\Delta T_{Zähler}} \quad (4.20)$$

begrenzt [131, S.166]. Der maximale Betrag von  $\delta f_{Zähler}$  lautet somit:

$$\delta f_{Zähler,max} = \frac{N}{\Delta T_{Zähler}}. \quad (4.21)$$



Um diese Frequenzdifferenz zu minimieren, wurden in der Vergangenheit unterschiedliche Techniken entwickelt. So werden ab ca. 1980 neben den konventionellen auch reziproke Zähler verwendet, deren Prinzip auf der Zählung von Referenzzyklen während einer vorgegebenen Anzahl von Hochfrequenzzyklen basiert [103, S.91]. Aufgrund des Vertauschens von Zeitbasis und zu zählendem Signal ist es möglich, das bekannte Referenzsignal zu interpolieren. Somit werden Bruchteile eines Referenzzyklus bestimmbar und die Messunsicherheit nimmt ab [145]. Eine detaillierte Übersicht über solche Interpolationstechniken findet sich in [146]. Weitere Verbesserungen können zudem durch kontinuierliches Messen in Kombination mit Regressionsanalysen erreicht werden [147]. Dieses wird jedoch für die hier im Fokus stehende, energiesparende Anwendung mit einer Genauigkeit im Kilohertz-Bereich nicht angestrebt. Vielmehr soll der Zähler nur eine einzelne Messung ohne jedwede Nachbearbeitung durchführen.

**Schaltungstechnik des Frequenzzählers** Die meisten der in Abbildung 4.51 dargestellten Funktionseinheiten sind bereits in dem Mikroprozessor integriert. So dient dieser als Steuereinheit und Frequenzzähler, wobei durch Ein- und Ausschalten des Zählers die Torfunktion erfüllt wird. Die maximal messbare Frequenz beträgt  $f_{Ref}/2,5 = 1,6$  MHz [148], so dass höherfrequente Signale zunächst heruntergeteilt werden müssen. Für ein HF-Signal mit einer angestrebten Frequenz von bis zu 8 GHz ist somit ein Teilerwert von mindestens  $N = 5.000$  notwendig. Wie bereits eingangs erwähnt, sind kommerziell erhältliche Binärzähler / Teiler nicht schnell genug und weisen zudem keine ausreichend großen Teilverhältnisse auf. Daher wird anstelle eines statischen Zählers / Teilers der flexibel einstellbare Hochfrequenzteiler eines PLL-ICs in Verbindung mit einem D-Flipflop verwendet (siehe Abbildung 4.52). Das Teilverhältnis  $N_{PLL}$  lässt sich über

$$N_{PLL} = P \cdot B + A \quad (4.22)$$

bestimmen, wobei  $B$  ein 13 Bit-Register,  $A$  ein 6 Bit-Register und  $P$  einen Vorteiler mit einstellbaren Werten von 8, 16, 32 oder 64 repräsentiert. Die genaue Funktionsweise solch eines *Dual-Modulus*-Vorteilers wird in [149] erläutert. Somit sind Teilverhältnisse von bis zu  $N_{PLL} = 524.352$  möglich, welche komfortabel über die SPI-Schnittstelle des Mikroprozessors eingestellt werden können.

Zur Veranschaulichung der Funktionsweise wird der Eingang des PLL-ICs an ein Signal mit  $f_{HF} = 1$  GHz angeschlossen und der Teiler auf  $N_{PLL} = 2.500$  gesetzt. Das Ausgangssignal des  $N_{PLL}$ -Teilers wird über einen PLL-IC-internen Multiplexer auf einen Ausgangspin geschaltet und mit einem Oszilloskop vermessen. Das Messergebnis ist in dem oberen Graph der Abbildung 4.53 dargestellt und zeigt alle  $2,42 \mu\text{s}$  einen Puls der Breite  $0,08 \mu\text{s}$ . Um das entsprechende Tastverhältnis von ca. 3 % auf den geforderten Wert von 50 % zu erhöhen [148], wird das Signal an den Takteingang eines D-Flipflops (*74LV74* von *Philips*) angeschlossen, dessen invertierter Ausgang auf den Eingang zurückgekoppelt wird. Am Ausgang des Flipflops erscheint das im unteren Graph der Abbildung 4.53 dokumentierte Signal. Es weist das geforderte Tastverhältnis auf und ist aufgrund der Rückkopplung gegenüber dem Eingangssignal in der Frequenz halbiert. Das gesamte Teilverhältnis beträgt somit  $N = 5.000$  und erfüllt die oben erläuterte Bedingung zur Detektion von Frequenzen bis 8 GHz mit dem Mikroprozessor.

Die Eigenschaften dieses Frequenzzählers werden im Abschnitt 4.2.3.6 mit denen des nachfolgend beschriebenen Frequenzkomparators verglichen.

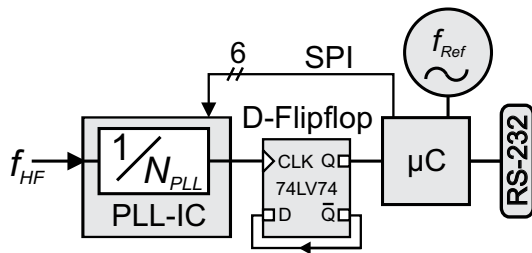


Abbildung 4.52: Schema des realisierten Frequenzzählers.

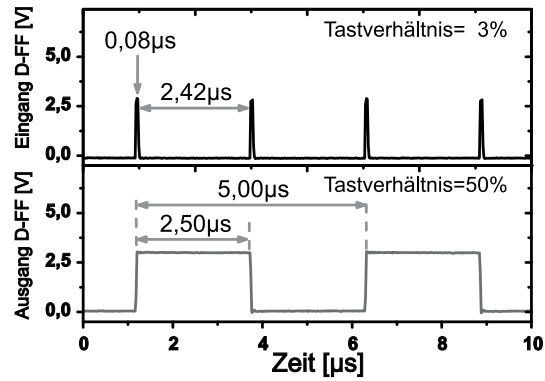


Abbildung 4.53: Ein- und Ausgangsspannung am D-Flipflop.

### 4.2.3.2 Konzept und Schaltungstechnik des Frequenzkomparators

Zur Bestimmung der Frequenz eines Mikrowellensignals wird dieses oftmals direkt mit einem bekannten HF-Referenzsignal gemischt und bei einer niedrigeren Zwischenfrequenz ausgewertet [143, S.127]. Aufgrund des Mischvorganges wird dieses Verfahren dem Frequenzbereich zugeordnet. Das wohl bekannteste Beispiel ist der Spektrumanalysator, bei dem das zu bestimmende Signal mittels mindestens eines Lokaloszillators heruntergemischt und auf einem Bildschirm zur Anzeige gebracht wird [103, S.99]. Für die hier angestrebte kostengünstige Lösung sind breitbandige Mischer indes nicht geeignet. Alternativ wird der in Abbildung 4.54 gezeigte neuartige Frequenzkomparator untersucht [150, 151]. Die Signale mit den Frequenzen  $f_{HF}$  und  $f_{Ref}$  werden über Vorteiler mit den Teilverhältnissen  $N$  und  $R$  auf einen Phasen-Frequenzdiskriminator (PFD) geleitet, welcher eine Ladungspumpe (LP) steuert. Unterscheiden sich die Signale in der Frequenz, so wird das Ausgangssignal der PFD und somit auch das der Ladungspumpe im Wesentlichen durch die Frequenzdifferenz

$$\Delta f_{PFD} = \frac{f_{Ref}}{R} - \frac{f_{HF}}{N} \quad (4.23)$$

am PFD-Eingang bestimmt [152, S.220]. Für die hier vorliegende breitbandige Anwendung sind digitale PFDs besonders geeignet [104, S.111]. In dieser Anordnung lädt die Ladungspumpe den angeschlossenen RC-Ladungsspeicher, wenn die Eingangsfrequenzen und die Teiler  $N$  und  $R$  der Beziehung

$$\frac{f_{HF}}{N} \leq \frac{f_{Ref}}{R} \quad (4.24)$$

entsprechen, andernfalls erfolgt eine Entladung. Durch systematisches Variieren der Teilverhältnisse  $N$  und  $R$  um  $\Delta N$  und  $\Delta R$  bei gleichzeitiger Abtastung der sich über dem Ladungsspeicher einstellenden Spannung  $V_{RC}$  mit Hilfe eines digitalen Eingangs des Mikroprozessors wird die Ein-

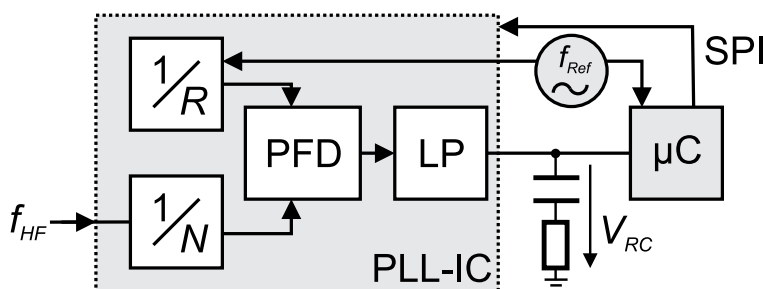


Abbildung 4.54: Schematische Darstellung des Frequenzkomparators.



gangsfrequenz durch den Zustand der Register ( $N_{detekt}$  und  $R_{detekt}$ ) zum Zeitpunkt einer Spannungsänderung von  $V_{RC}$  mittels

$$f_{HF,mess} = f_{Ref} \frac{N_{detekt}}{R_{detekt}} \quad (4.25)$$

bestimmt. Die Differenz zwischen gemessener und wahrer Frequenz  $\delta f_{Komp} = f_{HF,mess} - f_{HF}$  ergibt sich aus der Diskretisierung der Teilervariationen  $\Delta N$  und  $\Delta R$  und dem anfänglichen Wert von  $\Delta f_{PFD}$ . Die größte Differenz beträgt

$$\begin{aligned} \delta f_{Komp,max} &= f_{Ref} \left( \frac{N_{detekt}}{R_{detekt}} - \frac{N_{detekt} - \Delta N}{R_{detekt} - \Delta R} \right) \\ &= \frac{f_{Ref}}{R_{detekt} - \Delta R} \cdot \left( \Delta N - \Delta R \cdot \frac{N_{detekt}}{R_{detekt}} \right). \end{aligned} \quad (4.26)$$

Beginnend mit  $\Delta f_{PFD} < 0$  wird  $N$  inkrementiert ( $\Delta N > 0$ ) oder  $R$  dekrementiert ( $\Delta R < 0$ ) bis  $V_{RC}$  von 0 V auf  $V_{CC}$  wechselt. Die Frequenzdifferenz wird in diesem Fall durch

$$0 \leq \delta f_{Komp} < \delta f_{Komp,max} \quad (4.27)$$

begrenzt. Wird hingegen mit  $\Delta f_{PFD} > 0$  gestartet, so muss  $N$  solange dekrementiert ( $\Delta N < 0$ ) oder  $R$  inkrementiert ( $\Delta R > 0$ ) werden, bis der Spannungswechsel von  $V_{RC} = V_{CC}$  auf  $V_{RC} = 0$  V erfolgt. In diesem Fall gilt:

$$\delta f_{Komp,max} \leq \delta f_{Komp} < 0. \quad (4.28)$$

Die Startbedingungen  $\Delta f_{PFD} < 0$  und  $\Delta f_{PFD} > 0$  führen zu qualitativ gleichwertigen Ergebnissen. Bei der Startbedingung  $\Delta f_{PFD} < 0$  wird der Kondensator jedoch nur am Ende der Messung aufgeladen, woraus sich prinzipiell ein geringerer Leistungsverbrauch ergibt. Aus den Gleichungen (4.27) und (4.28) ist zu erkennen, dass die Frequenzdifferenz des Komparators im Gegensatz zu der des Zählers (vgl. Gleichung (4.20)) nicht mittelwertfrei ist. Dieses ist indes keine Einschränkung, da der Mittelwert der Hälfte der bekannten maximalen Frequenzdifferenz entspricht und somit kompensierbar ist. Weiterhin wird deutlich, dass der Betrag der maximal auftretenden Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp,max}$  bei alleiniger Variation von  $R$  ( $\Delta N = 0$ ) um den Faktor  $(N_{detekt}/R_{detekt})$ -mal größer ist als bei alleiniger Variation von  $N$  um  $\Delta N$  ( $\Delta R = 0$ ).

### 4.2.3.3 Die automatisierte Messanordnung

Wie aus den Abbildungen 4.52 und 4.54 erkennbar, basieren beide Frequenzmesser im Wesentlichen auf den gleichen Komponenten: dem 4 MHz-Referenzoszillator, dem Mikroprozessor und dem PLL-IC. Damit herstellungsbedingte Unsicherheiten der Komponenten (z.B. die Frequenztoleranz des Referenzoszillators) keinen Einfluss auf die Vergleichbarkeit der Messergebnisse haben, nutzen beide Auswerteeinheiten nicht nur die gleichen, sondern dieselben Bauteile. Die entsprechende Schaltungsrealisierung ist im linken Teil der Abbildung 4.55 gezeigt.

Die Leiterplatte ist aus *RO4003C* (*Rogers Corporation*) und besitzt bei einer Dicke von 0,508 mm eine Grundfläche von  $43 \times 38 \text{ mm}^2$ . Wie oben beschrieben, benötigt der Zähler ein D-Flipflop und der Komparator einen RC-Ladungsspeicher. Der Ladungsspeicher besteht aus einem  $100 \Omega$ -Widerstand und einem 100 pF-Kondensator, so dass sich eine ausreichend geringe Zeitkonstante von 10 ns ergibt. Durch Verwenden von zwei SMD-Komponenten der Bauform 0603 (jeweils ca.  $1,6 \times 0,8 \text{ mm}^2$ ) ist der Ladungsspeicher wesentlich kleiner als das SO14-Gehäuse ( $8,6 \times 6,0 \text{ mm}^2$ ) des Flipflops. Zur Integration der kombinierten Messeinheit in einen automatisierten Messaufbau

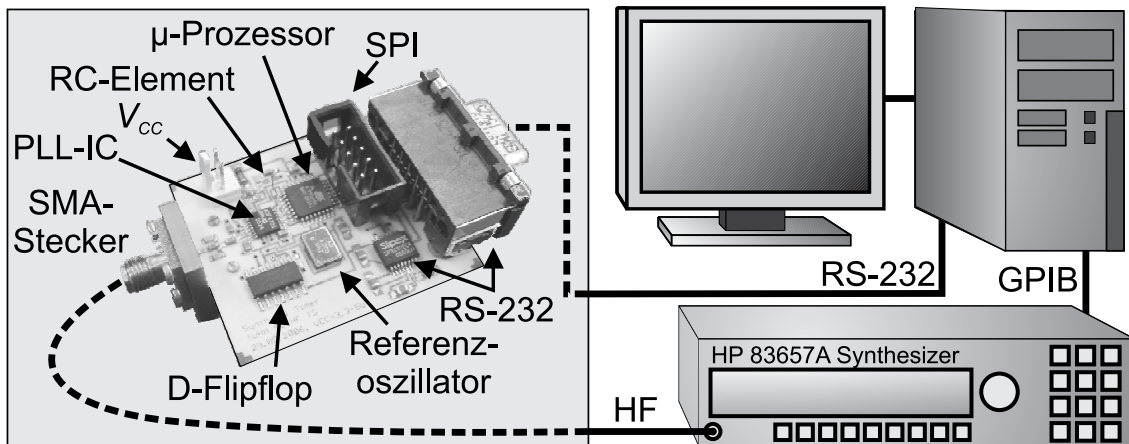


Abbildung 4.55: Kombinierte Frequenzmesser sowie deren Integration in eine automatische Messanordnung.

dient am HF-Eingang ein SMA-Stecker, während die Steuerung und Datenausgabe über eine RS-232 Schnittstelle sichergestellt werden. Zur Programmierung des Mikroprozessors wird wiederum dessen SPI-Schnittstelle verwendet, welche im vollautomatischen Betrieb auch zum Setzen der PLL-IC-Register durch den Mikroprozessor genutzt wird (siehe auch Abbildungen 4.52 und 4.54).

Diese kombinierte Messeinheit wird in eine automatische Messanordnung gemäß dem rechten Teil der Abbildung 4.55 integriert. Ein PC steuert hierbei über eine GPIB-Verbindung den Präzisions-Laborsynthesizer *HP 83657A*, dessen Ausgang mit dem SMA-Stecker des kombinierten Frequenzmessers verbunden ist. Nach Einstellen des HF-Signals werden der Messvorgang vom PC mittels der RS-232 Schnittstelle gestartet und die Messdaten auf gleichem Weg zurückübertragen. Da weder das verwendete Betriebssystem noch der Rechner Anwendungen in Echtzeit zulassen, werden die zur Beurteilung der Frequenzmesser notwendigen Messzeiten direkt im Mikroprozessor ermittelt und zusammen mit den übrigen Messergebnissen und einer Prüfsumme übertragen. Es werden nachfolgend Messungen zwischen 200 MHz und 8 GHz mit 1.000 Messpunkten durchgeführt.

Neben den nachfolgend detailliert betrachteten Frequenzdurchläufen erlaubt das System auch das systematische Variieren der Eingangsleistung. Entsprechende Versuche zeigen, dass die minimale Eingangsleistung nicht weniger als -10 dBm betragen sollte. Dieses steht im Einklang sowohl mit den Spezifikationen des PLL-ICs als auch mit den gemessenen Ausgangsleistungen der aktiven Sensoren. Die im Datenblatt angegebene obere Grenze von 0 dBm wird indes durch die aktiven Sensoren deutlich überschritten. Wie gezeigt wird (vgl. Abschnitt 4.2.4.1) ergeben sich aus dieser Überschreitung keine Einschränkungen zur Verwendung des Bausteines in Frequenzmessern.

#### 4.2.3.4 Messtechnische Charakterisierung des Frequenzzählers

Gemäß Gleichung (4.20) ist die maximale Differenz  $\delta f_{\text{Zähler,max}}$  zwischen gemessener und wahrer Frequenz proportional zu der inversen Messzeit  $1/\Delta T_{\text{Zähler}}$  und dem Vorteilerverhältnis  $N$ . Während letzteres aufgrund der maximalen Frequenz von  $f_{HF} = 8 \text{ GHz}$  in Kombination mit den verwendeten Komponenten mindestens  $N = 5.000$  betragen muss, kann die Messzeit fast beliebig gewählt werden. Limitierungen treten hier nur durch den verwendeten 16 Bit-Zähler auf, welcher durch geeignete Implementierung von Unterbrechungsrouitinen auf 24 Bit erweitert wird [148]. Bei der maximalen Frequenz von  $f_{HF} = 8 \text{ GHz}$  ist somit eine Messzeit von bis zu ca.  $\Delta T_{\text{Zähler}} = 10 \text{ s}$  möglich, woraus eine maximale Frequenzdifferenz von ca.  $\delta f_{\text{Zähler,max}} = 500 \text{ Hz}$  resultiert. Um den angestrebten Vergleich zwischen den Frequenzmessern durchführen zu können, wird zunächst

$\Delta T_{\text{Zähler}} = 110$  ms verwendet. Dieser Wert ergibt sich aus der maximalen Messzeit des Komparators, welche systembedingt nicht unmittelbar vorgegeben werden kann (vgl. Abschnitt 4.2.3.5).

Vor der ersten Messung wird zunächst eine Kalibrierung des Referenzoszillators durchgeführt, welche eine  $-116$  Hz Abweichung von der nominalen Referenzfrequenz (4 MHz) aufzeigt. Dieser Wert entspricht  $-29$  ppm und liegt innerhalb der Spezifikation des Oszillators ( $\pm 50$  ppm). Bei den folgenden Messungen wird diese Abweichung bei der Auswertung berücksichtigt.

Das gemessene  $\delta f_{\text{Zähler}}$  für die 1.000 Messpunkte zwischen 200 MHz und 8 GHz ist in Abbildung 4.56 zusammen mit den theoretischen Grenzen  $\pm \delta f_{\text{Zähler,max}}$  illustriert. Die Frequenzdifferenz liegt erwartungsgemäß innerhalb dieser Grenzen und bildet die Basis für die folgende statistische Analyse. Das Histogramm in Abbildung 4.57 zeigt die relative Häufigkeit von  $\delta f_{\text{Zähler}}$ . Diese Häufigkeit ist in neun Klassen der Breite 10 kHz eingeteilt und um Vielfache von 10 kHz zentriert. Sie beträgt 20,3 % am Ursprung und fällt zu größeren absoluten Abweichungen monoton ab. Die Berechnung der durchschnittlichen Frequenzdifferenz gemäß der Formel

$$\overline{\delta f_{\text{Zähler}}} = \frac{1}{1.000} \sum_{i=1}^{1.000} \delta f_{\text{Zähler},i} \quad (4.29)$$

ergibt  $\overline{\delta f_{\text{Zähler}}} = -0,773$  kHz, also fast Mittelwertfreiheit. Mit diesem Wert wird die Standardabweichung  $\sigma_{\text{Zähler}}$  bestimmt:

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{Zähler}} &= \sqrt{\frac{1}{1.000} \sum_{i=1}^{1.000} (\delta f_{\text{Zähler},i} - \overline{\delta f_{\text{Zähler}}})^2} \\ &= 18,232 \text{ kHz.} \end{aligned} \quad (4.30)$$

Weitere Messungen werden für  $\Delta T_{\text{Zähler}} = 62$  ms und 14 ms durchgeführt und wie beschrieben ausgewertet. Die Ergebnisse sind zusammen mit den bereits präsentierten Werten in Tabelle 4.7 zusammengefasst. Erwartungsgemäß vergrößert sich die Frequenzdifferenz  $\delta f_{\text{Zähler,max}}$  und in Folge dessen auch die Standardabweichung  $\sigma_{\text{Zähler}}$  mit abnehmender Messzeit  $\Delta T_{\text{Zähler}}$ . Der Mittelwert bleibt klein.

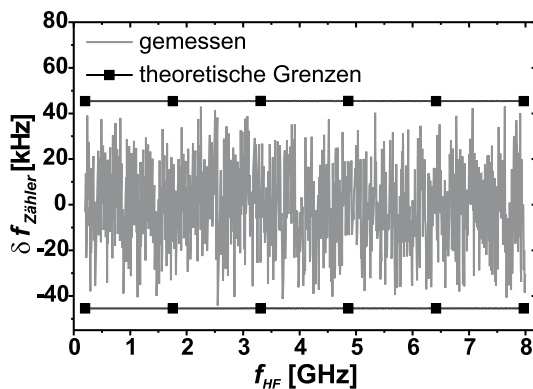


Abbildung 4.56: Maximale ( $\delta f_{\text{Zähler,max}}$ ) und gemessene Frequenzdifferenz ( $\delta f_{\text{Zähler}}$ ) über  $f_{\text{HF}}$ .

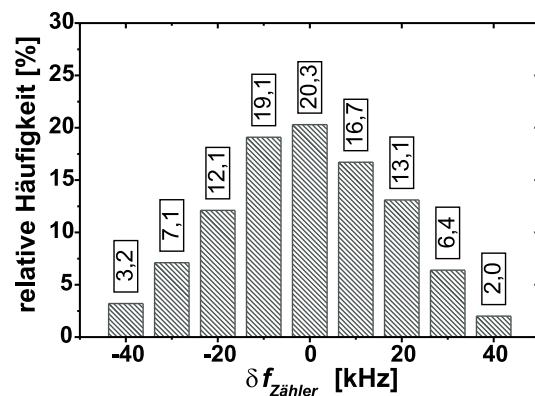


Abbildung 4.57: Häufigkeitsverteilung von  $\delta f_{\text{Zähler}}$ .

$\Delta T_{\text{Zähler}}$ [ms]	$\overline{\delta f}_{\text{Zähler}}$ [kHz]	$\sigma_{\text{Zähler}}$ [kHz]	$\delta f_{\text{Zähler,max}}$ [kHz]
14	-0,656	147,630	357,143
62	-0,933	34,057	80,645
110	-0,773	18,236	45,454
10.000	-0,021	0,276	0,500

Tabelle 4.7: Zusammenfassung der mit dem Frequenzzähler erzielten Ergebnisse ( $N = 5.000$ ).

#### 4.2.3.5 Messtechnische Charakterisierung des Frequenzkomparators

**Eignungstest im Zeitbereich** Der verwendete PLL-IC ist vom Hersteller zur phasenstarken Ankopplung eines VCOs an eine Referenz optimiert worden, aber nicht für die hier angestrebte Frequenzmessung. Da der genaue Schaltungsaufbau der Teiler vom Hersteller als proprietär behandelt wird, ist eine simulationsbasierte Verifikation nicht möglich. Aus diesem Grund wird die Schaltung zunächst über eine Zeitbereichsmessung auf ihre Eignung hin überprüft. Hierfür wird ausgehend von  $\Delta f_{PFD} < 0$  die Spannung  $V_{RC}$  während der Inkrementierung von  $N$  bei konstantem  $R$  mittels eines Speicheroszilloskopes aufgezeichnet. Es zeigt sich, dass bereits vor dem durch Bedingung (4.24) definierten Spannungssprung ( $N = N_{detekt}$ ) zusätzliche Pulse auftreten. Die Pulsbreite nimmt mit wachsendem Teilverhältnis  $N$ , also geringer werdender Frequenzdifferenz  $\Delta f_{PFD}$  zu. Dieses Verhalten ist in Abbildung 4.58 für  $f_{HF} = 1$  GHz und  $f_{HF} = 8$  GHz dargestellt. Die Zeitskala ist so angeordnet, dass für beide Signale bei  $t \approx -65$  ms die Bedingung (4.24) eintritt und bei  $t = 0$  die Ladungspumpe zurückgesetzt wird, so dass wieder  $V_{RC} = 0$  V gilt.

In diesen beiden Beispielen ist  $R = R_{detekt} = 256$ , sodass in Kombination mit einer Inkrementierung von  $N$  mit  $\Delta N = 1$  die maximale Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp,max} = 15,625$  kHz beträgt. Die Wartezeit  $\Delta T_W$  zwischen Setzen der PLL-IC Register und Abtasten der Spannung  $V_{RC}$  beträgt hier  $\Delta T_W = 65,536$  ms. Mit diesen Einstellungen ergeben sich für  $f_{HF} = 1$  GHz und 8 GHz die Werte  $N_{detekt} = 64.002$  und  $512.015$ , welche unter Berücksichtigung der um 29 ppm verminderten Referenzfrequenz und Anwendung von Gleichung (4.25) Differenzen von  $\delta f_{Komp} = 2,249$  kHz (bei 1 GHz) und  $2,368$  kHz (bei 8 GHz) ergeben, welche erwartungsgemäß kleiner als  $\delta f_{Komp,max} = 15,625$  kHz sind.

Das Ergebnis einer detaillierten Untersuchung der Pulsbreiten in Abhängigkeit von der an dem PFD anliegenden Frequenzdifferenz  $\Delta f_{PFD}$  ist in Abbildung 4.59 gezeigt. Wie zu erkennen ist,

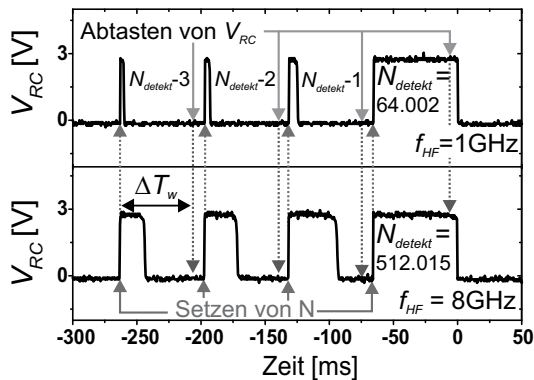


Abbildung 4.58: Spannung über dem RC-Glied bei  $\Delta N = 1$ . Bei  $N = N_{detekt}$  tritt Bedingung (4.24) ein.

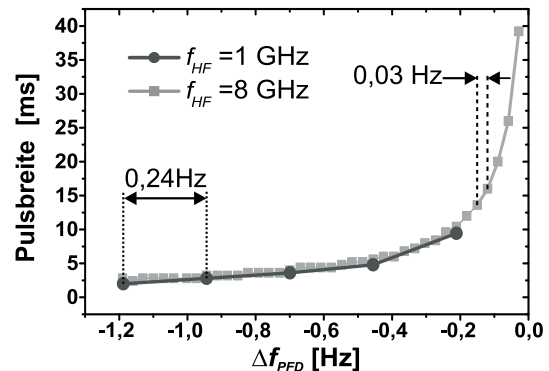


Abbildung 4.59: Pulsbreiten über  $\Delta f_{PFD}$ .

sind die Kurven für  $f_{HF} = 1$  GHz und 8 GHz nahezu kongruent, zeigen jedoch aufgrund der sich unterscheidenden Größenordnung von  $N$  unterschiedliche Schrittweiten für  $\Delta f_{PFD}$  von ca. 0,24 Hz und 0,03 Hz. Für einen Frequenzkomparator, der bis 8 GHz einsetzbar sein soll, sind daher Wartezeiten von mindestens  $\Delta T_W = 38$  ms zu fordern. Wird diese Zeit unterschritten, so kommt es aufgrund der Vorläuferpulse zu einer systematischen Unterschätzung von  $f_{HF}$ .

**Messprozedur** Das im vorherigen Abschnitt dargestellte einfache Inkrementieren mit  $\Delta N = 1$  ist für breitbandige Anwendungen nicht geeignet. Wird die Frequenzsuche bei 200 MHz begonnen und eine Wartezeit von  $T_W = 65$  ms eingestellt, so dauert die Frequenzbestimmung im ungünstigsten Fall für  $f_{HF} = 8$  GHz mehrere Stunden. Um schnelle Messungen mit einer hohen Genauigkeit zu kombinieren, wird eine effektivere Messprozedur benötigt. Hierfür wird der in Abbildung 4.60 illustrierte Messablauf vorgeschlagen. Die Messung beginnt mit  $\Delta f_{PFD} < 0$ ,  $N = 0$ , einer groben Inkrementierung  $\Delta N$  und konstantem  $R = 256$ . Innerhalb der inneren Schleife wird  $N$  solange um  $\Delta N$  inkrementiert, bis nach einer Wartezeit  $\Delta T_W$  schließlich  $V_{RC} = V_{CC}$  gilt. Nach Austritt aus dieser Schleife wird zunächst abgefragt, ob die finale Schrittweite  $\Delta N = \Delta N_{ende}$  erreicht ist. Ist dieses der Fall, wird die Messprozedur beendet, und die Ergebnisse werden an den PC gesendet. Gilt hingegen  $\Delta N > \Delta N_{ende}$ , wird  $N$  zunächst wieder um  $\Delta N$  dekrementiert ( $V_{RC} = V_{CC} \rightarrow V_{RC} = 0$ ) und der Variablen  $\Delta N$  ein neuer, kleinerer Wert zugewiesen, bevor wieder die innere Schleife aufgerufen wird. Durch dieses Vorgehen werden die maximale Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp,max}$  als auch die Suchbandbreite iterativ verringert.

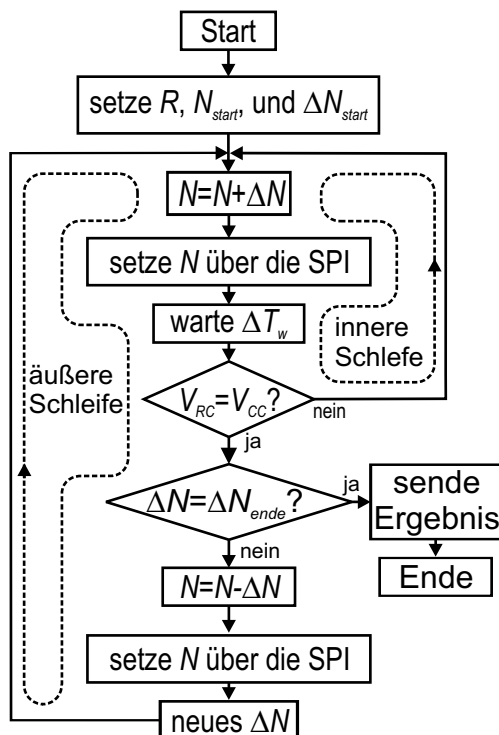


Abbildung 4.60: Ablaufplan des verwendeten Frequenz-Suchalgorithmus.

Der Suchalgorithmus gemäß Abbildung 4.60 wird mit den konstanten Werten  $R = 256$ ,  $P = 64$  und variablen Registerinstellungen für  $A$  und  $B$  implementiert, wodurch der gesamte Frequenzbereich des PLL-ICs bis 8 GHz abgedeckt werden kann. Anfänglich beträgt  $\Delta N = 65.536$ . Das entspricht einer maximal möglichen Frequenzdifferenz von  $\delta f_{Komp,max} = 1.024$  MHz. Weitere Schrittweiten sind  $\Delta N = 6.400$ , 640, 64 und 1. Die entsprechenden maximalen Frequenzdifferenzen betragen dann  $\delta f_{Komp,max} = 100$  MHz, 10 MHz, 1 MHz und 15,625 kHz. Die kürzest möglichen Wartezeiten werden empirisch bestimmt und betragen  $T_W \leq 256$   $\mu$ s für die ersten drei Iterationen und 1,072 ms bei  $\Delta N = 64$ . Für  $\Delta N = 1$  wird zunächst  $\Delta T_W = 65,536$  ms (vgl. Abbildung 4.58) verwendet und

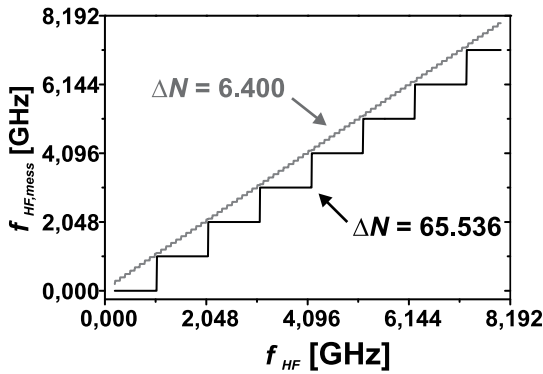


Abbildung 4.61: Gemessene über der vorgegebenen Frequenz für  $\Delta N = 65.536$  und  $6.400$ .

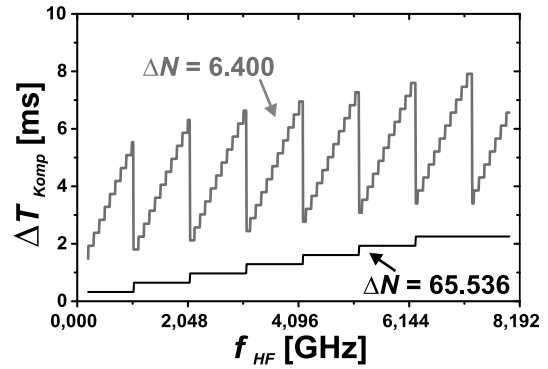


Abbildung 4.62: Messzeiten  $\Delta T_{Komp}$  über der Frequenz  $f_{HF}$  für  $\Delta N = 65.536$  und  $6.400$ .

anschließend optimiert. Die vom Komparator benötigte Messzeit  $\Delta T_{Komp}$  ist eine Funktion dieser Parameter und der Eingangsfrequenz. Abbildung 4.61 dokumentiert die Stufenfunktion der gemessenen über der vorgegebenen Frequenz für  $\Delta N = 65.536$  und  $6.400$ , Abbildung 4.62 die jeweiligen Messzeiten. Für  $f_{HF} = 8$  GHz dauert die Messung  $2,251$  ms. Der Vorteil des iterativen Vorgehens wird bei Betrachtung der Messzeit für  $\Delta N = 6.400$  deutlich. Da die abzusuchende Bandbreite nur noch  $1.024$  MHz beträgt, kann der Messdurchlauf mit  $\Delta N = 6.400$  in maximal  $5,7$  ms durchgeführt werden. Die gesamte Messzeit  $\Delta T_{Komp}$  nach der zweiten Iteration beträgt somit  $7,9$  ms, anstelle von ungefähr  $32$  ms, welche bei sofortiger Anwendung von  $\Delta N = 6.400$  notwendig wären. Dieses Vorgehen wird wiederholt, bis  $\Delta N = 1$  erreicht ist. Die hierbei auftretende Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp}$  ist in Abbildung 4.63 über der Frequenz aufgetragen und liegt innerhalb des vorhergesagten Bereiches. Durch Subtrahieren des bekannten Mittelwertes  $\delta f_{Komp,max}/2$  kann die Abweichung in den Bereich  $-7,8125$  kHz  $< \delta f_{Komp} < 7,8125$  kHz verschoben werden. Die mit dieser Messung einhergehende Messzeit  $\Delta T_{Komp}$  (siehe Abbildung 4.64) steigt aufgrund des verwendeten Suchalgorithmus mit zunehmender Eingangsfrequenz generell an und zeigt ein Maximum von ca.  $10$  s. Wie in Abschnitt 4.2.3.1 erläutert, beträgt beim Zähler die maximale Frequenzdifferenz bei dieser Messzeit  $\delta f_{Zähler,max} = 500$  Hz, also nur  $3,2\%$  von der des Komparators. Im Folgenden wird daher untersucht, welchen Einfluss eine Verkürzung der Wartezeit  $\Delta T_W$  während der letzten Iteration ( $\Delta N = 1$ ) auf die Eigenschaften des Komparators ausübt. Hierfür wird die Wartezeit auf  $\Delta T_W = 4,096$  ms,  $2,048$  ms und  $1,024$  ms gekürzt. Der letzte Wert stellt die kürzeste Wartezeit dar, welche

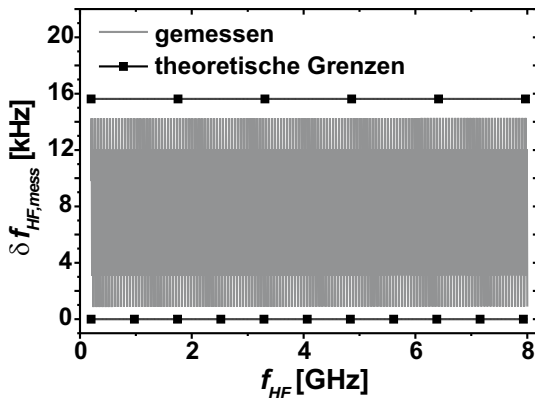


Abbildung 4.63: Maximale und gemessene Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp}$  über der vorgegebenen Frequenz für  $\Delta N = 1$  mit  $\Delta T_W = 65,532$  ms.

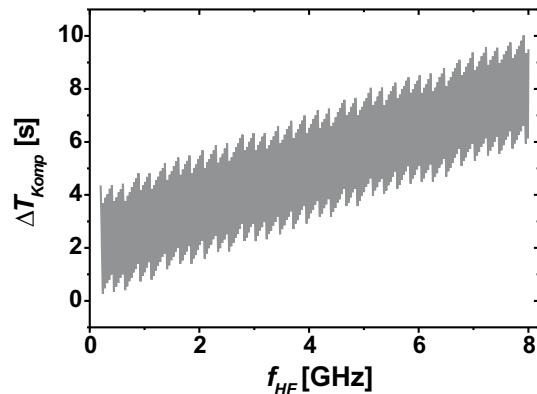


Abbildung 4.64: Messzeit  $\Delta T_{Komp}$  über der Frequenz  $f_{HF}$  für  $\Delta N = 1$  mit  $\Delta T_W = 65,532$  ms.

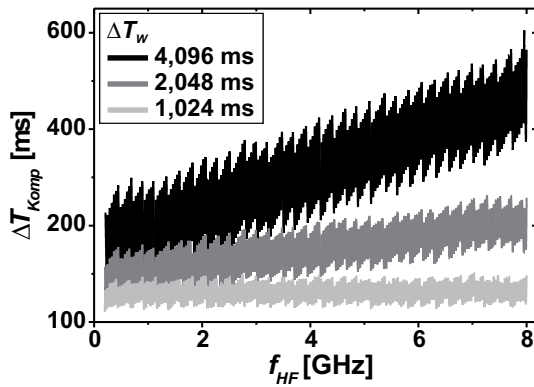


Abbildung 4.65: Messzeit  $\Delta T_{Komp}$  bei variierendem  $\Delta T_W$ .

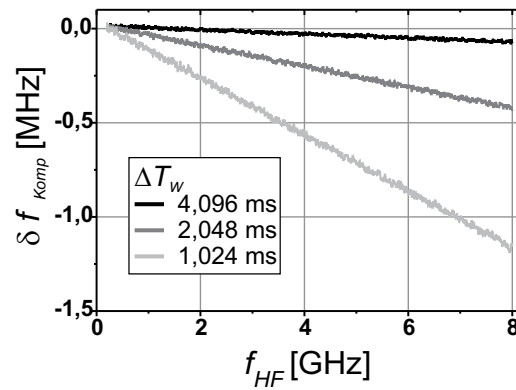


Abbildung 4.66: Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp}$  bei variierendem  $\Delta T_W$ .

reproduzierbare Ergebnisse zulässt. Wie erwartet, sinkt mit  $\Delta T_W$  auch die Messzeit  $\Delta T_{Komp}$ , wie es in Abbildung 4.65 dargestellt ist. Bei  $\Delta T_W = 1,024$  ms betragen die minimale, die durchschnittliche und die maximale Messzeit  $\Delta T_{min} = 14$  ms,  $\overline{\Delta T} = 62$  ms und  $\Delta T_{max} = 110$  ms. Diese Werte wurden bereits in Abschnitt 4.2.3.4 für den Zähler verwendet, um die Frequenzmesser miteinander vergleichen zu können. Abbildung 4.66 illustriert die deutliche Zunahme des Betrages von  $\delta f_{Komp}$  mit sinkenden Wartezeiten. Der Grund hierfür ist, dass einer der Vorläuferpulse detektiert und somit die Frequenz unterschätzt wird. Da es sich hierbei um einen systematischen Fehler handelt, kann dieser herauskalibriert werden. Das kalibrierte Ergebnis für  $\Delta T_W = 1,024$  ms ist in Abbildung 4.67 dargestellt. Aufgrund der Kalibrierung ist eine Abschätzung der maximalen Frequenzdifferenz mit der Formel (4.27) nicht mehr möglich. Es wird daher eine messtechnische Bewertung vorgenommen, wobei die Bezeichnungen  $\delta f_{Komp}$  und  $\delta f_{Komp,max}$  für die Frequenzdifferenz und deren Maximalwert beibehalten werden. Die Auswertung der Daten aus Abbildung 4.67 liefert  $\delta f_{Komp,max} = 40,761$  kHz sowie das in Abbildung 4.68 dargestellte Histogramm. Im Vergleich zum Zähler weist der Komparator eine schlankere Verteilung auf. So reduziert sich die Standardabweichung von  $\sigma_{Zähler} = 18,236$  kHz auf  $\sigma_{Komp} = 15,720$  kHz. Diese statistischen Ergebnisse sind zusammen mit denen für  $\Delta T_W = 65,536$ ,  $4,096$  ms und  $2,048$  ms in Tabelle 4.8 aufgeführt.

Eine Erweiterung der beiden Frequenzmesser für Eingangsfrequenzen  $f_{HF}$  größer als 8 GHz kann erreicht werden, indem ein externer Vorteiler integriert wird. Zur Zeit sind solche Teiler für Frequenzen bis ca. 20 GHz verfügbar. Entsprechende Ergebnisse sind in [151] veröffentlicht.

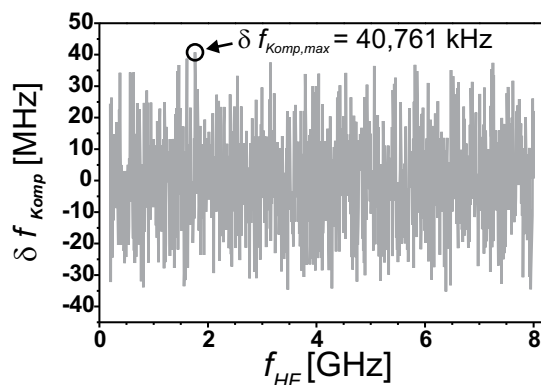


Abbildung 4.67: Messabweichung  $\delta f_{Komp}$  für  $\Delta T_W = 1,024$  ms nach Korrektur.

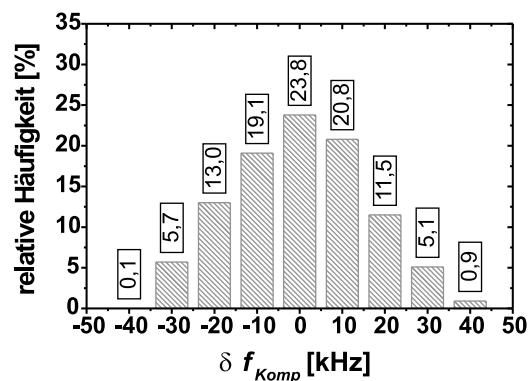


Abbildung 4.68: Häufigkeitsverteilung von  $\delta f_{Komp}$  mit  $\Delta T_W = 1,024$  ms.



$\Delta T_w$ (für $\Delta N = 1$ ) [ms]	$\Delta T_{max}$ [ms]	$\overline{\Delta T}$ [ms]	$\Delta T_{min}$ [ms]	$\sigma_{Komp}$ [kHz]	$\delta f_{Komp,max}$ [kHz]
65,536	10.018	5.106	277	4,468	6,714
4,096	602	315	32	6,665	15,612
2,048	281	151	21	10,114	23,823
1,024	110	62	14	15,720	40,761

Tabelle 4.8:  
Zusammenfassung der mit dem Komparator erzielten Ergebnisse.

#### 4.2.3.6 Vergleich der Frequenzmesser

Der folgende Vergleich basiert auf den jeweils benötigten Komponenten und der Messgenauigkeit bei einer vorgegebenen Messzeit.

**Komponenten** Der Frequenzzähler benötigt zusätzlich zu dem Mikroprozessor und dem PLL-IC noch ein D-Flipflop. Dieser ist ca. zehnfach teurer als die beiden für den Komparator notwendigen SMD-Komponenten. Relativierend wirkt sich hierbei allerdings aus, dass das Flipflop wiederum nur ca. 10 % des Gesamtpreises für Mikroprozessor und PLL-IC ausmacht. Ein bedeutender Nachteil ist indes der deutliche größere Flächenbedarf des Flipflops. Selbst wenn das vergleichsweise große SOIC14-Gehäuse durch die ca. 40 % kleinere TSSOP14-Variante ersetzt wird, ist die benötigte Fläche immer noch deutlich größer als die des RC-Ladungsspeichers. Die Stromaufnahme des Flipflops ist bei Betriebsfrequenzen von maximal 3,2 MHz hingegen vernachlässigbar gering und stellt kein Auswahlkriterium dar. Dieses gilt insbesondere, da die Stromaufnahme des PLL-ICs (ca. 13 mA) und des Mikroprozessors (ca. 7 mA) deutlich höher sind. In Bezug auf die verwendeten Komponenten ist daher der Komparator zu bevorzugen.

**Genauigkeit bei einer bestimmten Messzeit** Die beiden Frequenzmesser unterscheiden sich grundsätzlich in ihrer Funktionsweise, was einen direkten Vergleich erschwert. Im Folgenden werden daher exemplarisch die beiden maximalen Messzeiten des Komparators für  $\Delta T_w = 65,536$  ms und 1,024 ms bei  $\Delta N = 1$  herausgegriffen, welche  $\Delta T_{max} \approx 10$  s und  $\Delta T_{max} = 110$  ms betragen.

- Bei maximalen Messzeiten von ca. 10 s besitzt der Frequenzzähler die besseren Eigenschaften. Die maximal mögliche Frequenzdifferenz beträgt ca.  $\delta f_{Zähler,max} = 500$  Hz und die Standardabweichung beträgt  $\sigma_{Zähler} = 276$  Hz. Der Komparator zeigt hingegen eine maximale Frequenzdifferenz  $\delta f_{Komp,max} = 6,714$  kHz und eine Standardabweichung von 4,468 kHz, also etwa um die Faktoren 13,4 und 16,2 höhere Werte. Diese reduzieren sich zwar noch, wenn die Messzeit des Zählers auf die durchschnittliche Messzeit des Komparators von  $\overline{\Delta T} = 5,1$  s reduziert wird, betragen aber auch dann noch 6,8 und 7,2.
- Bei kurzen Messzeiten, welche mit einer grundsätzlich geringeren Genauigkeit verbunden sind, übertrifft die Leistungsfähigkeit des Komparators die des Frequenzzählers. So weist der Zähler bei einer Messzeit von 110 ms eine maximal mögliche Frequenzdifferenz von  $\delta f_{Zähler,max} = 45,454$  kHz und eine Standardabweichung von  $\sigma_{Zähler} = 18,236$  kHz auf. Die maximal mögliche Frequenzdifferenz des Komparators beträgt hingegen  $\delta f_{komp,max} = 40,761$  kHz und ist somit ca. 10 % geringer. Ähnliches gilt für die Standardabweichung des Komparators von  $\sigma_{Komp} = 15,720$  kHz, welche um ca. 14 % niedriger ist. Werden als Grundlage des Vergleiches die durchschnittlichen Werte bei  $\overline{\Delta T} = 62$  ms herangezogen, treten die Vorteile noch deutlicher hervor. So beträgt die maximale Messunsicherheit und Standardabweichung des Komparators weniger als 50 % der vergleichbaren Werte des Frequenzzählers.



Wie diese Betrachtungen verdeutlichen, weist der Komparator trotz geringer Baugröße und Kosten bei Nutzung eines Frequenzbereiches bis 8 GHz deutlich bessere Eigenschaften auf. Im Hinblick auf die Integration mit dem aktiven Sensor werden indes maximal Frequenzen bis 3,5 GHz erwartet. Aus diesem Grund kann bei Nutzung des Frequenzzählers der Vorteiler (inklusive der Teilung durch das D-Flipflops) auf Werte von  $N = 2.200$  reduziert werden, sodass sich die Leistungsfähigkeit des Zählers im Vergleich zu der des Komparators verbessert. Die mit einem solchen Frequenzzähler erzielten Ergebnisse sind in Tabelle 4.9 zusammengefasst. Bei einer Messzeit von 62 ms, welche der durchschnittlichen Messzeit  $\overline{\Delta T}$  des Komparators entspricht, liegen sowohl die Standardabweichung als auch die Messunsicherheit der beiden Frequenzmesser in der gleichen Größenordnung. Auf Grund der Platz- und Kostenvorteile wird der Komparator als Frequenzmesser in den selbstoszillierenden Systemen verwendet.

$\Delta T_{\text{Zähler}}$ [ms]	$\overline{\delta f}_{\text{Zähler}}$ [kHz]	$\sigma_{\text{Zähler}}$ [kHz]	$\delta f_{\text{Zähler,max}}$ [kHz]
14	0,701	62,535	157,142
62	-0,123	14,751	35,483
110	-0,343	7,924	20,000
10.000	0,531	0,096	0,220

Tabelle 4.9: Zusammenfassung der mit dem Frequenzzähler erzielten Ergebnisse ( $N = 2.200$ ).

#### 4.2.4 Integration des aktiven Sensors und des Frequenzmessers

Das durch Integration des aktiven Sensors und des Frequenzkomparators entstehende selbstoszillierende Messsystem ist in Abbildung 4.69 dargestellt. Auf der Leiterplatte befinden sich der aktive Sensor ( $22 \times 16 \text{ mm}^2$ ) und der Frequenzmesser mit Steuereinheit ( $29 \times 25 \text{ mm}^2$ ). Das Edelstahlgehäuse weist allseitig eine Wandstärke von 3 mm auf und ist, bedingt durch den verwendeten Schwingquarz, mit Deckel 18 mm hoch. Das System wird über ein vieradriges Kabel angeschlossen. Zwei Adern dienen der Stromversorgung und zwei der Datenübertragung. Die zu übertragene Datenmenge beträgt 13 Bytes pro Messung, wobei für die eigentliche Frequenzmessung nur die 3 Bytes der Register A (6 Bit) und B (13 Bit) übertragen werden müssten. Die verbleibenden

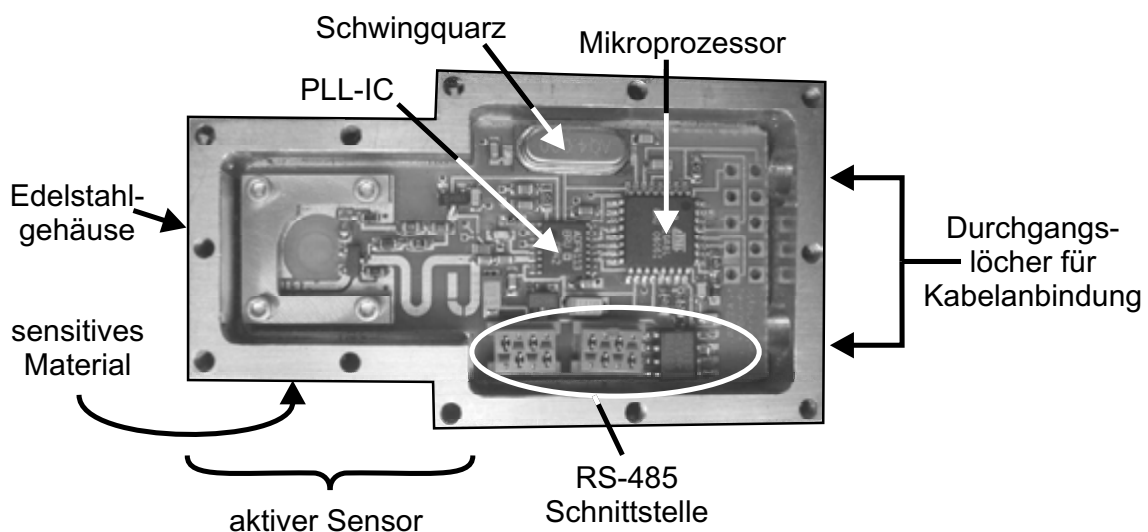


Abbildung 4.69: Das selbstoszillierende Messsystem. Nicht zu sehen sind das auf der Unterseite in den Gehäuseboden eingelassene sensitive Material, die Kabelanbindung sowie die Abdeckung samt Dichtung.

10 Bytes werden für Zusatzinformationen, wie z.B. die Temperatur, und zur Erhöhung der Übertragungssicherheit benötigt. Im Leerlauf werden Oszillator und der PLL-IC ausgeschaltet. Die Abdichtung der Kabeldurchführungen erfolgt mit einem laugenresistenten Epoxydharz (*Sofort Fest Plus* von UHU), die des Deckels mit einer Polyimidfolie. Das 5 mm lange sensitive Material ist in den Boden des Gehäuses eingelassen und mittels Madenschrauben und des Epoxydharzes befestigt. Die Leiterplatte wird wie beim integrierten NWA mit einem Befestigungsbügel und Schrauben derart fixiert, dass das resonante Element über dem sensitiven Material zentriert wird. Diese beiden Funktionselemente sind über eine 0,052 mm dicke Polypropylenfolie voneinander getrennt. Zur weiteren Abdichtung der Elektronik von der Messumgebung wird ein Dichtungsring in das Gehäuse eingelassen.

#### 4.2.4.1 Messgenauigkeit des selbstoszillierenden Messsystems

In Analogie zum Vorgehen bei dem kompakten Netzwerkanalysator (vgl. Abschnitt 4.1.3.6) wird die Genauigkeit des selbstoszillierenden Messsystems durch Referenzmessungen mit Labormessgeräten bestimmt. Die alleinige Auswertung der Genauigkeit des Frequenzkomparators, wie sie ein Abschnitt 4.2.3.5 durchgeführt wurde, ist zur Bestimmung der Messgenauigkeit des selbstoszillierenden Systems nicht ausreichend: Das Ausgangssignal des aktiven Sensors weist im Vergleich zu dem des Laborsynthesizers *HP 83657A* ein höheres Phasenrauschen, deutlich ausgeprägte Harmonische und eine maximale Ausgangsleistung von 18 dBm auf. Die Messgenauigkeit des Frequenzkomparators bei hoher Ausgangsleistung des aktiven Sensors ist von besonderem Interesse, da die Eingangsleistung des PLL-ICs in der vom Hersteller vorgesehenen Anwendung bis maximal 0 dBm spezifiziert ist.

Zur Bestimmung der Messgenauigkeit wird die in Abbildung 4.70 gezeigte automatisierte Messanordnung verwendet. Das selbstoszillierende Messsystem wird hinter dem Blockkondensator des Oszillators (vgl. Abbildung 4.37) mit einer dünnen Kupferlitze verlötet, welche auf der anderen Seite mit einem SMA-Stecker verbunden ist. Somit kann das Oszillationssignal sowohl mit dem an den SMA-Stecker angeschlossenen Spektrumanalysator als auch mit dem systeminternen Komparator vermessen werden. Etwaige durch die induktive Wirkung der Litze hervorgerufenen Störungen sind irrelevant, da der Komparator und der Spektrumanalysator hiervon gleichermaßen betroffen sind. Der PC steuert in dieser Anordnung die Messungen, welche alle 5 min synchron durchgeführt werden. Die Synchronisation ist von Bedeutung, da sie den direkten Vergleich der Messergebnisse ermöglicht.

Um einen möglichst breiten Betriebsbereich des selbstoszillierenden Messsystems zu erfassen, wird die Austrocknung einer durchnässten Keramik unter normalen Laborbedingungen aufgezeichnet. Abbildung 4.71 zeigt die mit dem Komparator und dem Spektrumanalysator gemessene Oszillationsfrequenz über der Zeit. Die Messkurven sind nahezu kongruent. Die anfängliche Frequenz im durchnässten Zustand beträgt 2,354 GHz und die Frequenzverschiebung beträgt insgesamt 665 MHz. Die größte Änderungsrate tritt direkt zu Beginn des Austrocknungsprozesses auf

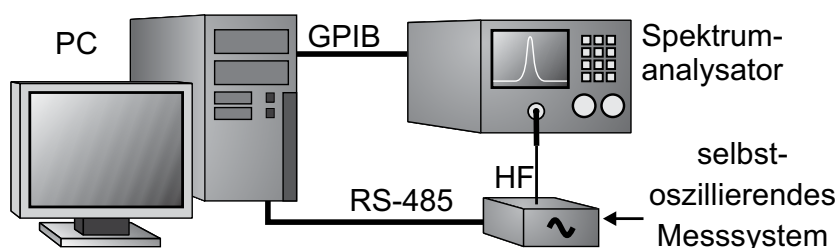


Abbildung 4.70: Messanordnung zum Vergleich der mit dem Komparator und einem Spektrumanalysator bestimmten Oszillationsfrequenzen.

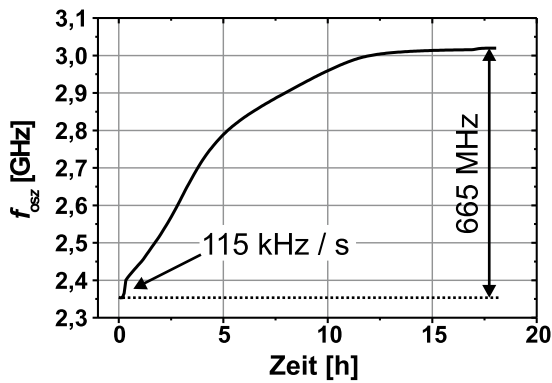


Abbildung 4.71: Mit dem Spektrumanalysator und Komparator gemessene Oszillationsfrequenz während eines Austrocknungsvorganges. Die Messkurven sind nahezu kongruent.

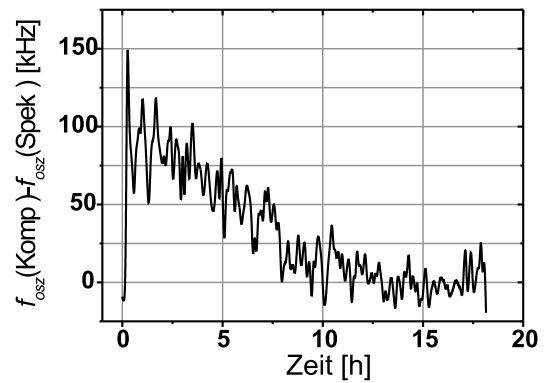


Abbildung 4.72: Differenz zwischen der mit dem Spektrumanalysator und der mit dem Komparator gemessenen Oszillationsfrequenz.

und beträgt 115 kHz/s. Die Differenz der beiden gemessenen Oszillationsfrequenzen (siehe Abbildung 4.72) zeigt bei konstanten Feuchtebedingungen (zum Zeitpunkt  $t = 0$  und  $t > 15$  h) geringe Werte im Bereich von  $\pm 25$  kHz. Bei sich stark ändernder Oszillationsfrequenz kann es hingegen zu Differenzen von bis zu 150 kHz kommen. Dieses ist jedoch nicht auf eine verminderte Genauigkeit des Komparators zurückzuführen. Vielmehr erklärt sich die Differenz aus der begrenzten Synchronisation der Messvorgänge, wodurch Abweichungen von bis zu 2 s möglich sind. Die maximale Änderungsrate von 115 kHz/s (siehe Abbildung 4.71) resultiert somit in einer Differenz zwischen der Messung des Spektrumanalysators und des Komparators von bis zu 230 kHz.

Zusammenfassend lässt sich zu den Abbildungen 4.71 und 4.72 feststellen, dass die Genauigkeit des Komparators bei der Frequenzmessung unabhängig von der Frequenz, der Ausgangsleistung und den Harmonischen im Bereich von  $\pm 25$  kHz liegt. Dieses Ergebnis bestätigt die in Abschnitt 4.2.3.5 gefundene maximale Frequenzdifferenz von ca.  $\pm 40$  kHz, welche nachfolgend zur Systembeschreibung verwendet wird. Aufgrund dieser im Vergleich zum NWA ( $\pm 1$  MHz) sehr geringen prinzipbedingten Messunsicherheiten, nimmt bei dem selbstoszillierenden System die Bedeutung temperaturbedingter Unsicherheiten zu.

#### 4.2.4.2 Temperaturabhängigkeiten

**Das thermodynamische Gleichgewicht des Bipolartransistors** Wie bereits im Abschnitt 4.2.2 erwähnt, können Temperaturabhängigkeiten des Bipolartransistors das Messergebnis verfälschen. Die Temperatur des Transistors hängt nicht nur von der Umgebungstemperatur ab. Vielmehr ist auch die betriebsbedingte Eigenerwärmung zu berücksichtigen. Der Transistor muss vor der Bestimmung der Oszillationsfrequenz sein thermodynamisches Gleichgewicht erreicht haben. Die notwendige Wartezeit wird nachfolgend mit einer weiteren automatischen Messanordnung untersucht. Hierbei wird ein selbstoszillierendes Messsystem in einem Klimaschrank unter konstanten Temperaturbedingungen von  $10^\circ\text{C}$  und konstanter relativer Luftfeuchte von 30 % gehalten. Die Oszillationsfrequenz wird nach unterschiedlich langen Wartezeiten nach Einschalten des Oszillators bestimmt. Zur Gewährleistung jeweils identischer thermischer Anfangsbedingungen wird das System zwischen zwei Messungen für 5 min ausgeschaltet. Abbildung 4.73 zeigt den Verlauf der Oszillationsfrequenz mit steigender Wartezeit, wobei sich die Werte auf die bei einer Wartezeit von 22,8 s einstellende Oszillationsfrequenz beziehen. Bei der geringsten Wartezeit von  $3,75 \mu\text{s}$  zeigt sich eine Abweichung von ca. 6 MHz, die jedoch mit zunehmendem Zeitintervall exponentiell ab-

nimmt, so dass nach ca. 12 s eine Abweichung von nur noch 15 kHz festgestellt wird. Diese liegt unterhalb der gewählten Frequenzauflösung des Komparators, und daher wird nachfolgend stets eine Wartezeit von 12 s genutzt.

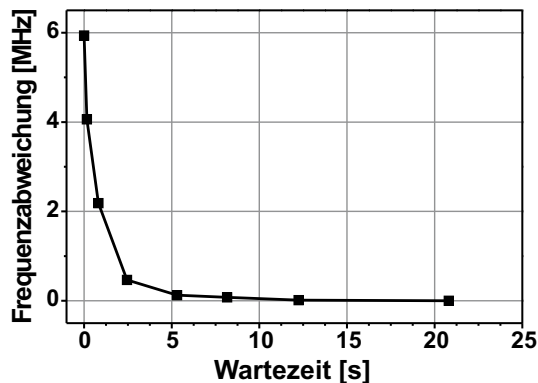


Abbildung 4.73: Einschwingverhalten des selbstoszillierenden Messsystems.

**Temperaturabhängigkeiten des gesamten Systems** Bei einer Änderung der Umgebungstemperatur verändern sich neben den Betriebsparametern des Transistors auch die Spirallänge des Resonators und die DK des Substrates. Diese thermischen Einflüsse sind daher durch eine Kalibrierung des gesamten Systems über der Temperatur zu kompensieren. Da eine solche Kalibrierung aufgrund der Temperaturabhängigkeiten der Debye-Parameter (siehe Abschnitt 2.1.3) ohnehin notwendig ist, stellt sie keinen zusätzlichen Aufwand dar.

In Abschnitt 3.6.1 wurde zur Beschreibung der Temperaturquerempfindlichkeit des Sensortyps *D* bereits das selbstoszillierende Messsystem eingesetzt. Hierbei zeigte sich eine thermische Abhängigkeit der Oszillationsfrequenz von  $-2.100 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$ . Da diese Auswertung jedoch auf nur einer Temperaturänderung basiert, wird hier das Verhalten der Oszillationsfrequenz bei insgesamt vier Temperaturänderungen über einen Temperaturbereich von  $10^\circ\text{C}$  bis  $50^\circ\text{C}$  untersucht. Ein typisches Ergebnis ist in Abbildung 4.74 dargestellt und zeigt einen linearen Abfall von  $2.114 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$  auf. Dieses steht in guter Übereinstimmung mit dem bereits in Abschnitt 3.6.1 gefundenen Wert. Um die Genauigkeit des Komparators von ca.  $\pm 40 \text{ kHz}$  nicht durch die Temperaturabhängigkeit des Sensors zu verschlechtern, müsste die Temperatur auf ca.  $0,02^\circ\text{C}$  genau bekannt sein. Dieses ist mit kompakten und kostengünstigen Temperatursensoren indes nicht realisierbar, so dass vielmehr der bereits im NWA eingesetzte NTC-Widerstand in Kombination mit einem  $330 \text{ k}\Omega$ -Widerstand verwendet wird. Da sowohl der Sensor als auch der Festwiderstand Toleranzen von bis zu 10 % aufweisen, werden die Temperatursensoren der Systeme zunächst im Klimaschrank kalibriert. Dieses Vorgehen ist praktikabel, da temperaturbedingte Änderungen der Oszillationsfrequenz nur geringe Zeitkonstanten aufweisen (vgl. Abbildung 3.20). Nach erfolgter Kalibrierung stehen die exakten Parameter des aufgelöteten NTC-Widerstandes zur Verfügung und die Genauigkeit in der Bestimmung der Temperatur ist letztlich nur noch durch das Auflösungsvermögen des 10 Bit-Analog-Digital-Wandlers begrenzt. Bei einer Temperatur von  $10^\circ\text{C}$  kann diese auf  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ , bei  $50^\circ\text{C}$  hingegen nur noch auf  $\pm 0,55^\circ\text{C}$  genau aufgelöst werden. Die hiermit einhergehenden Unsicherheiten in der Bestimmung der Oszillationsfrequenz sind in Abbildung 4.75 dargestellt und betragen minimal  $0,21 \text{ MHz}$ , durchschnittlich  $0,54 \text{ MHz}$  und maximal  $1,21 \text{ MHz}$ . Für die folgenden Betrachtungen wird der durchschnittliche Wert Verwendung finden. Dieses stellt für die in dieser Arbeit angestellten Messungen keine Unterschätzung des Fehlers dar, weil die Temperatur nur während der Akzelerations- und der Retardationsphase (vgl. Abbildung 2.5) kurzzeitig größer als  $30^\circ\text{C}$  wird.

Abschließend sei an dieser Stelle noch vermerkt, dass die durch die Temperaturquerempfindlichkeit verursachten Unsicherheiten durch konstruktive Maßnahmen verringert werden können. So

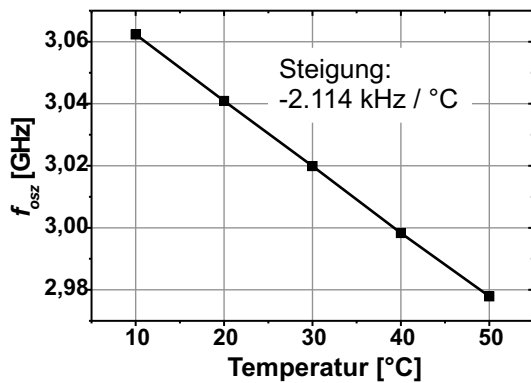


Abbildung 4.74: Gemessene Temperaturabhängigkeit der Oszillationsfrequenz.

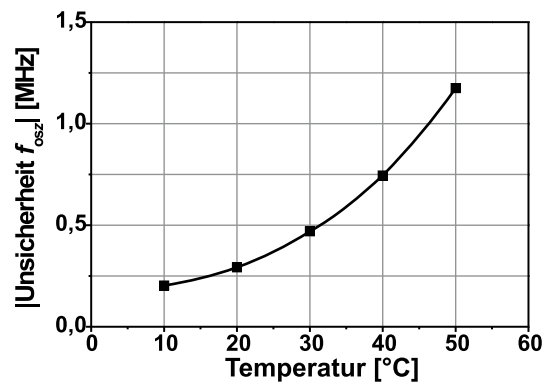


Abbildung 4.75: Unsicherheiten in der Bestimmung von  $f_{osz}$  aufgrund Einschränkungen des Temperatursensors.

hat sich herausgestellt, das bei Verwendung des teureren Substrates *RO4003C* die Unsicherheiten um ca. 30 % sinken. Weiterhin lässt sich durch schaltungstechnische Maßnahmen auch die Temperaturabhängigkeit des Oszillators noch verringern.

### 4.3 Vergleich der integrierten Messsysteme

Der Systemvergleich erfolgt zunächst in den Kategorien Schaltungsgröße, -herstellung und -kosten. Weiterhin werden der Energiebedarf pro Messung, die Anzahl der zu übertragenen Daten und als wichtigste Eigenschaft die Genauigkeit der unterschiedlichen Systeme verglichen.

Das selbstoszillierende Messsystem ist ca. dreimal kleiner als der KVNA, besitzt das stabilere und kostengünstigere Substrat und stellt geringere Anforderungen an die minimalen Leiterbahnbreiten und -abstände. Weiterhin benötigt das selbstoszillierende Messsystem nur ca. halb so viele Komponenten, deren durchschnittlicher Preis zudem deutlich geringer ist als der der Komponenten des NWAs.

Das selbstoszillierende Messsystem wird mit einer Spannung von 4,5 V versorgt. Bei Inbetriebnahme steigt die Stromaufnahme gegenüber dem Leerlauf, welcher anwendungsabhängig (kabelgebunden oder drahtlos) ist und daher hier nicht als Referenz dienen soll, um ca. 20 mA an. Bei einer Messzeit von 12 s ergibt sich somit ein Energiebedarf von 1,08 Ws je Messung. Beim KVNA, der mit 5 V betrieben wird, beträgt die zusätzliche Stromaufnahme beim Wechsel vom Leerlauf in den Betriebsmodus 60 mA. Für die benötigte Messzeit von 5 s entsteht ein Energiebedarf von 1,35 Ws, der sich bei Durchführung einer Kalibrierung auf den Wert von 5,4 Ws vervierfacht. Der Energieverbrauch des KVNA's beträgt im Vergleich zu dem des selbstoszillierenden Messsystems somit mehr als das Fünffache. Ein weiterer Vorteil des selbstoszillierenden Systems ist die geringere zu übertragene Datenmenge von 13 Bytes. Beim KVNA sind es hingegen 491 Bytes bei unkalibriertem und 1964 Bytes bei kalibriertem Betrieb.

Der kompakte NWA zeigt durch das Messprinzip bedingte Unsicherheiten von  $\pm 1,00$  MHz und durch die Temperatur bedingte Querempfindlichkeiten von ca.  $\pm 0,14$  MHz auf. Bei dem selbstoszillierenden Messsystem sind die prinzipbedingten Ungenauigkeiten mit ca.  $\pm 0,04$  MHz sehr gering, wobei jedoch Temperaturquerempfindlichkeiten von ca.  $\pm 0,54$  MHz vorliegen. Bei beiden Systemen werden die Unsicherheiten durch die Verwendung kostengünstiger Quarzreferenzen mit Toleranzen von  $\pm 50$  ppm erhöht. Diese Angabe umfasst herstellungs-, temperatur- und alterungsbedingte Toleranzen. Da der Einfluss der Alterung durch eine Kalibrierung nicht erfasst werden

kann, wird auch auf eine nachträgliche Reduzierung der herstellungs- und temperaturbedingten Toleranzen verzichtet. Ausgehend von einer maximalen Betriebsfrequenz beim KVNA von 2,8 GHz und beim selbstoszillierenden Messsystem von 3,0 GHz ergeben sich somit zusätzliche Abweichungen von  $\pm 0,14$  MHz und  $\pm 0,15$  MHz. Beim KVNA beträgt die absolute Messungenauigkeit somit 1,28 MHz, so dass sich bei Bezug auf die Bandbreite von 280 MHz (vgl. Abbildung 3.22) eine relative Messungenauigkeit von 0,45% ergibt. Beim oszillatorbasierten System summiert sich die absolute Messungenauigkeit zu 0,73 MHz. Die auf eine Bandbreite von 665 MHz (vgl. Abbildung 4.71) bezogene relative Ungenauigkeit ist 0,11 % und somit um ca. 75 % geringer als beim KVNA.

Die Messunsicherheiten durch leitfähigkeitsinduzierte Querempfindlichkeiten liegen für beide Systeme aufgrund der sich stark ähnelnden Sensoren in der gleichen Größenordnung. Diese Querempfindlichkeiten werden daher nicht hier, sondern in Abschnitt 5.1 behandelt.

Die Vor- und Nachteile beider Systeme sind in Tabelle 4.10 zusammengefasst. Aufgrund der Fülle an Vorteilen wird für die folgenden Untersuchungen das selbstoszillierende System dem kompakten Netzwerkanalysator vorgezogen.

Eigenschaft	kompakter Netzwerkanalysator (KVNA)	selbstoszillierendes Messsystem
Fläche der Platine	3.024 mm <sup>2</sup>	1.077 mm <sup>2</sup>
Substrat	RO3210	FR4
Herstellbarkeit der Leiterplatte	weniger gut	sehr gut
mechanische Stabilität des Substrates	weniger gut	sehr gut
Anzahl Bauelemente	80	42
Kosten (in % des anderen Systems)	910 %	11 %
Energiebedarf pro Messung	1,35 Ws (kal.: 5,4 Ws)	1,08 Ws
zu übertragende Datenmenge	491 Bytes (kal.: 1964 Bytes)	13 Bytes
Bandbreite über Feuchte	280 MHz	665 MHz
absolute Messunsicherheit	$\pm 1,28$ MHz	$\pm 0,73$ MHz
bandbreitenbezogene Messunsicherheit	0,45 %	0,11 %

Tabelle 4.10: Gegenüberstellung der Systemeigenschaften.





# 5 Feuchtemessungen in Beton

In den vorangegangenen Kapiteln sind die Bandbreite und die Temperaturstabilität der Messsysteme untersucht worden. Zur endgültigen Beurteilung der Eignung der selbstoszillierenden Messsysteme stehen noch Messungen unter realistischen Bedingungen, also in Zementstein und Beton aus. Das Verhalten der Systeme wird nachfolgend unter den maximalen mechanischen, thermischen und chemischen Belastungen untersucht. Da diese Belastungen während und unmittelbar nach der Betonage auftreten, werden die Messsysteme direkt einbetoniert. Die durchzuführenden Messungen dienen folgenden Zwecken:

1. Die Querempfindlichkeit gegenüber der Beton-inhärenten ionischen Leitfähigkeit soll quantifiziert werden.
2. Die Feuchte soll während der Betonage, der Hydratisierung und der gesamten Lebensdauer des Bauwerkes quantifizierbar sein. Hierfür muss zunächst eine Kalibrierung durchgeführt werden. Weiterhin soll geklärt werden, ob bei einbetonierten Systemen die Grenzfläche zwischen Keramik und Beton einen ausreichenden Feuchtetransport zulässt.
3. Die Keramik kommt während der Betonage mit der flüssigen Zementsuspension in Kontakt. Ein Eindringen der Suspension würde zu einem verkleinertem Porenraum und somit zu einer verringerten Empfindlichkeit des Messsystems führen. Es soll untersucht werden, ob sich der Porenraum nach Betonage, Verdichtung, Hydratisierung und Austrocknung verkleinert hat.
4. Es ist zu klären, ob die selbstoszillierenden Messsysteme auch unter bauwerksüblichen Bedingungen stets auswertbare Oszillationen ausbilden.
5. Es soll untersucht werden, ob der mechanische Aufbau der Messsysteme den Belastungen während der Betonage, dem Verdichten und dem Erhärten des Betons standhält.
6. Die Messsysteme werden unterschiedlich tief in den Betonkörpern angeordnet. So kann überprüft werden, ob die näher an der Oberfläche angebrachten Sensoren schneller austrocknen als die im Inneren der Betonkörper angebrachten.
7. Aufgrund der unterschiedlichen Wasserzementwerte besitzen die verwendeten Betone auch unterschiedliche Porenstrukturen und voneinander abweichende Austrocknungsverhalten. Mit den einbetonierten Messsystemen soll untersucht werden, ob die Betone mit hoher Porosität erwartungsgemäß schneller austrocknen als solche mit niedriger Porosität.

Die ersten beiden Kriterien werden zunächst separat untersucht. Die gewonnenen Ergebnisse dienen zur Interpretation der Messergebnisse direkt einbetonierter Systeme.

## 5.1 Leitfähigkeitsinduzierte Querempfindlichkeit

Die Leitfähigkeit eines Betons hängt von einer Vielzahl von Parametern, wie dem  $w/z$ -Wert, der Art des Zementes [153], der Menge der Zuschläge, dem Zeitraum seit der Betonage [154], der

Nachbehandlung und eventuellen Zusätzen wie z.B. Verflüssigern [155] ab. Insbesondere bei Verwendung von Verflüssigern können sehr hohe Leitfähigkeiten von bis zu 1 S/m auftreten. Da solche Verflüssiger in dieser Arbeit keine Verwendung finden, wird in den nachfolgenden Untersuchungen ein Maximalwert der Leitfähigkeit von  $\sigma_{leit} = 0,2 \text{ S/m}$  angesetzt [154].

Beim Einbetonieren eines Messsystems kommt es zu Änderungen der Leitfähigkeit, der Temperatur und der chemischen Eigenschaften der Messumgebung. Um den Einfluss der Leitfähigkeit separat zu betrachten, wird das Messsystem zunächst mit Wasser und dann mit einer *NaCl*-Lösung beaufschlagt. Die Leitfähigkeit einer solchen Lösung ist über die *NaCl*-Konzentration komfortabel einstellbar [156, S.22]. Bei der Versuchsdurchführung wird das Messsystem zunächst bis zum Erreichen des Sättigungszustandes in Wasser gelagert. Die während dieses Zustandes auftretenden Frequenzschwankungen sind in der Abbildung 5.1 dargestellt. Wie zu erkennen ist, variiert  $f_{osz}$  in diesem Zeitraum um maximal  $\pm 0,1 \text{ MHz}$ , was im Rahmen der gefundenen Systemgenauigkeit liegt. Nach 24 h wird das Wasser durch eine wässrige *NaCl*-Lösung ersetzt. Diese durchdringt innerhalb von ca. 24 h die Keramik und bewirkt eine Oszillationsfrequenzverschiebung von durchschnittlich  $-0,25 \text{ MHz}$ . Für nachfolgende Betrachtungen muss daher die in Abschnitt 4.3 gefundene Messunsicherheit von  $\pm 0,73 \text{ MHz}$  auf  $\pm 0,98 \text{ MHz}$  erhöht werden.

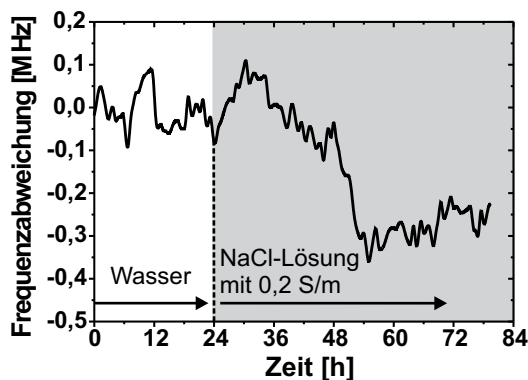


Abbildung 5.1: Änderung der Oszillationsfrequenz bei Beaufschlagung mit einer *NaCl*-Lösung ( $\sigma_{leit} = 0,2 \text{ S/m}$ ). Die Änderungen beziehen sich auf eine Frequenz von 2,272 GHz.

## 5.2 Feuchtekalibrierung

Wie bereits bei der Formulierung der Anforderungen an die zu realisierenden Sensorsysteme in Abschnitt 2.3 erläutert, soll der komplette Feuchtebereich von der Ausgleichsfeuchte bis hin zur Sättigungsfeuchte, welche je nach Porosität einige Massenprozent annehmen kann, abgedeckt werden. Diese hohe Anforderung wird bei bestehenden Sensoren unter anderem durch aufwändige Mehrbereichssensoren, auch Kombisensoren genannt, erfüllt [86, S.515]. Diese Sensoren bestehen aus mehreren, auf den jeweiligen Feuchtebereich abgestimmten Messfühlern, sind somit groß und daher für kompakte Messsysteme nicht geeignet.

Die Feststellung der Eignung des selbstoszillierenden Messsystems zur Detektion dieses weiten Feuchtebereiches erfolgt messtechnisch. Durch das synchrone Messen der Sensorantwort und der äußeren Feuchtebedingung wird gleichzeitig eine Kalibrierung durchgeführt. Diese Kalibrierung ist zweistufig und die Referenzwerte umfassen den Feuchteanteil  $\Psi_m$  als auch die relative Luftfeuchte *rel.LF*. (vgl. Abschnitt 2.2.4.1).

### 5.2.1 Gravimetrische Kalibrierung

In der ersten Stufe wird das Gewicht eines selbstoszillierenden Messsystems (siehe Abschnitt 4.2) bei Austrocknung der zunächst wassergesättigten 675B15M1-Keramik (nachfolgend als Keramik

bezeichnet) überwacht. Während des unter Raumklima einsetzenden Trocknungsvorganges werden die Resonanzfrequenz und der Massenverlust synchron detektiert, wodurch eine direkte Zuordnung zwischen diesen beiden Größen ermöglicht wird. Das Messintervall beträgt 5 Minuten. Zur Detektion der im Vergleich zu der großen Masse des Sensorsystems geringen feuchtebedingten Massenänderung wird eine hoch präzise Analysewaage (*Model ABJ 220-4M* von der Firma *Kern & Sohn GmbH*) verwendet. Das maximal messbare Gewicht und die maximale Auflösung betragen 220 g und 100 µg. Um bei dieser hohen Empfindlichkeit Störungen durch Luftbewegungen zu vermeiden, ist der Messraum mit einem Windschutz ausgestattet. Weiterhin können keine kabelgebundenen Systeme genutzt werden, da diese immer eine mechanische Verkopplung darstellen, wodurch Messergebnisse verfälscht werden können. Aus diesem Grund werden für die gravimetrische Kalibrierung eigens realisierte Systeme mit Funkanbindung verwendet (für weiterführende Details und Abbildungen siehe [157] und Anhang C). Die entsprechende Messanordnung ist in Abbildung 5.2 schematisch dargestellt.

Die Ergebnisse dieser gravimetrischen Kalibrierung werden im nächsten Abschnitt zusammen mit denen der Kalibrierung über die relative Luftfeuchte präsentiert.

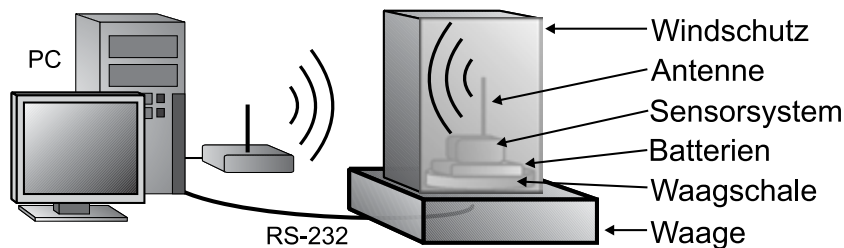


Abbildung 5.2: Messanordnung zur gravimetrischen Kalibrierung.

### 5.2.2 Kalibrierung über die relative Luftfeuchte

In der zweiten Stufe der Kalibrierung wird die Oszillationsfrequenz im eingeschwungenen Zustand über der relativen Luftfeuchte gemessen. Dieser Feuchtebereich kann prinzipiell auch durch den massebezogenen Feuchteanteil ausgedrückt werden. Die zu erwartenden Massenänderungen sind jedoch derart gering, dass diese auch mit hoch präzisen Analysewaagen nicht mehr zu detektieren sind. Dieses gilt insbesondere bei Dauermessungen unter schwankender Umgebungstemperatur, welche die Kalibrierung der Waage verfälscht. Zur Unterdrückung dieser Temperaturschwankungen können Klimaschränke grundsätzlich nicht eingesetzt werden, da durch die Vibrationen während des Betriebes die Kalibrierung der Analysewaagen ebenfalls beeinträchtigt werden kann. Der benötigte Messaufbau ist in Abbildung 5.3 dargestellt. Im Gegensatz zur vorherigen Anordnung kann die Feuchte nicht nur gemessen, sondern auch gesteuert werden. Hierfür wird wiederum unter isothermen Bedingungen (25 °C) die relative Luftfeuchte zwischen 30 % und 90 % in Schritten von 20 % verändert. Mit diesen vier Messwerten wird, wie in [69] beschrieben, über die Formel

$$\text{rel.LF.}(f_{\text{osz}}) / \% = \frac{b}{\ln(f_{\text{osz}}/a)} - c \quad (5.1)$$

der Wertebereich zwischen 0 % rel.LF. und 100 % rel.LF. interpoliert. Die resultierenden Parameter betragen  $a = 3,10768$  GHz,  $b = 3,37435$  und  $c = -156,91233$ . Ein Vorteil der Gleichung (5.1) besteht in ihrer einfachen Differenzierbarkeit, wie sie für eine Empfindlichkeitsbetrachtung benötigt wird.

Die Ergebnisse der beiden Kalibrierungen sind zusammen in der Abbildung 5.4 dargestellt. Die linke und die rechte Ordinate zeigen jeweils den Feuchteanteil  $\Psi_m$  und die relative Luftfeuchte *rel.LF.*



Abbildung 5.3: Messanordnung zur Kalibrierung über die relative Luftfeuchte.

über der detektierten Oszillationsfrequenz  $f_{osz}$ . Der durch den Feuchteanteil  $\Psi_m$  charakterisierbare Bereich beginnt bei  $f_{start} = 2,443$  GHz und ist 512 MHz breit. Der durch die relative Luftfeuchte beschreibbare Bereich besitzt eine Bandbreite von 113 MHz und endet bei  $f_{stop} = 3,042$  GHz. Im Überlappungsbereich zwischen 2,929 MHz und 2,955 MHz kann die Feuchte sowohl durch den Feuchteanteil als auch durch die relative Luftfeuchte angegeben werden. Nachfolgend wird zur Charakterisierung dieses Feuchtebereiches die relative Luftfeuchte verwendet. Zur Beschreibung des Feuchteanteils von  $\Psi_m = 0,6$  M-% bis  $\Psi_m = 19,9$  M-% steht somit eine Bandbreite von 486 MHz zur Verfügung. Ab einer Oszillationsfrequenz von 2,955 GHz sind mit der verwendeten Waage keine Massenänderungen mehr detektierbar, was die Notwendigkeit der zweistufigen Kalibrierung verdeutlicht. Da diese Kalibrierung sehr aufwändig und für kabelgebundene Systeme gar nicht durchführbar ist, muss eine Verallgemeinerung vorgenommen werden. Zu diesem Zweck wird die linear von der Oszillationsfrequenz  $f_{osz}$  abhängige Variable  $f_{proz}$  gemäß

$$f_{proz} = \frac{f_{osz} - f_{start}}{f_{stop} - f_{start}} \quad (5.2)$$

eingeführt. Die auf  $f_{proz}$  bezogenen Kalibrierkurven sind in Abbildung 5.5 dargestellt. Dem Feuchteanteil und der relativen Luftfeuchte entsprechen die Bereiche von  $0\% \leq f_{proz} \leq 81,8\%$  bzw. von  $80,8\% < f_{proz} \leq 100\%$ . Für alle weiteren Systeme reduziert sich der Kalibrieraufwand auf die Bestimmung der Oszillationsfrequenzen unter wassergesättigten ( $f_{start}$ ) und trockenen Bedingungen ( $f_{stop}$ ). Einer gemessenen Oszillationsfrequenz kann dann unter Anwendung von Gleichung (5.2) und der in Abbildung 5.5 gezeigten Kalibrierkurve eine Feuchte zugeordnet werden.

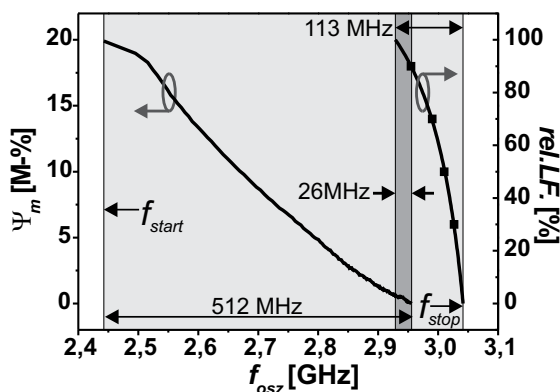


Abbildung 5.4: Ergebnis der zweistufigen Kalibrierung. Die Quadrate auf der rechten Kurve stellen die Stützwerte der auf Gleichung (5.1) basierenden Anpassung dar.

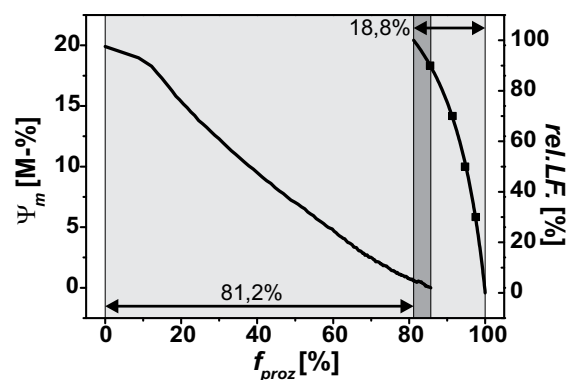


Abbildung 5.5: Verallgemeinertes Ergebnis der Kalibrierkurven aus Abbildung 5.4.

### 5.2.3 Fehler bei der Bestimmung der relativen Luftfeuchte

In diesem Unterkapitel wird der Einfluss von Fehlern bei der Bestimmung der Oszillationsfrequenz auf die Genauigkeit der gemessenen relativen Luftfeuchte untersucht. Der Feuchteanteil wird nicht betrachtet, da dieser Feuchtebereich beim Bauwerksmonitoring von geringerem Interesse ist und für die Bestimmung des Feuchteanteils ohnehin eine um den Faktor 4,2 größere Bandbreite zur Verfügung steht.

Zur Bestimmung der Empfindlichkeit der relativen Luftfeuchte gegenüber Fehlern bei der Bestimmung der Oszillationsfrequenz wird Gleichung (5.1) nach  $f_{osz}$  differenziert

$$\frac{d}{d f_{osz}} rel.LF. (f_{osz}) = \frac{-b}{(\ln(f_{osz}/a))^2} \cdot \frac{1}{f_{osz}}. \quad (5.3)$$

Abbildung 5.6 zeigt die Abhängigkeit (5.3) über der Frequenz. Wird die Frequenz mittels Gleichung (5.1) durch die relative Luftfeuchte ersetzt, so ergibt sich die in Abbildung 5.7 illustrierte Abhängigkeit. Der maximale Fehler in der Bestimmung von *rel.LF.* beträgt -2,375 % *rel.LF./MHz* bei trockener Umgebung. Aufgrund der größeren Empfindlichkeit des Sensors bei hohen Luftfeuchten (vgl. auch Abbildung 3.36), verringert sich der Fehler bei einer Umgebungsfeuchte von 100 % *rel.LF.* auf einen Wert von -0,319 % *rel.LF./MHz*. Für den besonders interessierenden Bereich zwischen 50 % *rel.LF.* und 85 % *rel.LF.* (grau markierte Fläche in Abbildung 5.7) ergeben sich Fehler zwischen -1,109 % *rel.LF./MHz* und -0,506 % *rel.LF./MHz*. Bezogen auf die Messgenauigkeit der Oszillationsfrequenz von  $\pm 0,98$  MHz (siehe Abschnitte 4.3 und 5.1) ergeben sich somit bei der Berechnung der relativen Luftfeuchte absolute Fehler von  $\pm 2,3$  % *rel.LF.* (bei 0 % *rel.LF.*), von  $\pm 1,1$  % *rel.LF.* (bei 50 % *rel.LF.*), von  $\pm 0,5$  % *rel.LF.* (bei 85 % *rel.LF.*) und von  $\pm 0,3$  % *rel.LF.* (bei 100 % *rel.LF.*). Diese absoluten Fehler können durch das Verwenden höherwertiger Komponenten reduziert werden, wodurch sich jedoch auch die Kosten des Messsystems erhöhen. Es können zum einen genauere Referenzoszillatoren und zum anderen temperaturstabilere Substrate genutzt werden. Wird anstelle des Referenzoszillators mit einer Frequenztoleranz von  $\pm 50$  ppm einer mit einer Toleranz von  $\pm 10$  ppm verwendet, so reduziert sich der absolute Fehler im interessierenden Feuchtebereich auf unter  $\pm 1$  % *rel.LF.* Eine solche Reduzierung kann ebenfalls durch das Verwenden eines *RO4003C*- anstelle eines *FR4*-Substrates erreicht werden, da *RO4003C* eine um 30 % geringere Temperaturabhängigkeit aufweist (vgl. Abschnitt 4.2.4.2). Die absoluten Fehler bei Verwendung der unterschiedlichen Komponenten sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst.

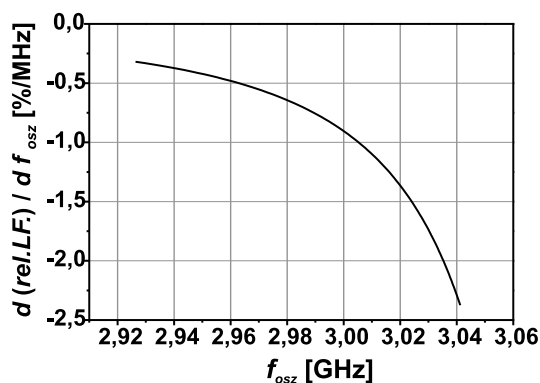


Abbildung 5.6: Ableitung der relativen Luftfeuchte nach der Oszillationsfrequenz gemäß Gleichung (5.3).

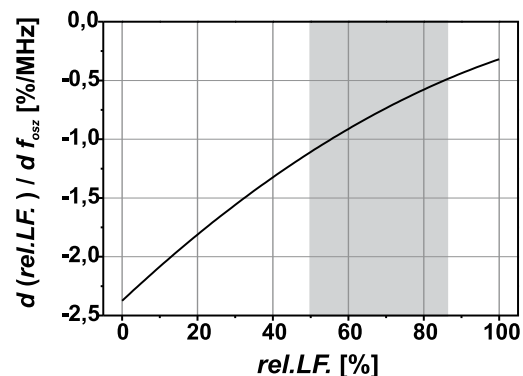


Abbildung 5.7: Abweichung der relativen Luftfeuchte pro 1 MHz Messfehler für  $f_{osz}$  über der *rel.LF.*

Komponenten des Messsystems	absoluter Fehler bei			
	0 % rel.LF. [% rel.LF.]	50 % rel.LF. [% rel.LF.]	85 % rel.LF. [% rel.LF.]	100 % rel.LF. [% rel.LF.]
Genauigkeit $f_{ref}$ : $\pm 50$ ppm Substrat: <i>FR4</i> Genauigkeit $f_{osz}$ : $\pm 0,98$ MHz	$\pm 2,33$	$\pm 1,09$	$\pm 0,50$	$\pm 0,31$
Genauigkeit $f_{ref}$ : $\pm 10$ ppm Substrat: <i>FR4</i> Genauigkeit $f_{osz}$ : $\pm 0,86$ MHz	$\pm 2,04$	$\pm 0,95$	$\pm 0,44$	$\pm 0,27$
Genauigkeit $f_{ref}$ : $\pm 50$ ppm Substrat: <i>RO4003C</i> Genauigkeit $f_{osz}$ : $\pm 0,82$ MHz	$\pm 1,94$	$\pm 0,91$	$\pm 0,41$	$\pm 0,26$

Tabelle 5.1: Absolute Fehler bei Bestimmung der relativen Luftfeuchte.

Die Systemgenauigkeit hängt außer von den schaltungstechnischen Komponenten auch von dem Hystereseverhalten der Keramik ab. Wie in Abschnitt 3.8.2.5 gezeigt wurde, sind bei geeigneter Porenstruktur einer Keramik grundsätzlich hysteresefreie Messungen möglich. Aus den bereits diskutierten Gründen muss nachfolgend jedoch eine Keramik verwendet werden, die bei der Bestimmung der relativen Luftfeuchte absolute Fehler von bis zu  $\pm 7,7$  % rel.LF. verursacht. In Kombination mit den schaltungstechnischen Einflussfaktoren betragen die maximalen Messabweichungen der vorliegenden Messsysteme somit  $\pm 10$  % rel.LF. Für die anfangs genannten Ziele bedeutet dies keine grundsätzliche Einschränkung.

## 5.3 Messungen unter bauwerksüblichen Bedingungen

Für die Messungen unter bauwerksüblichen Bedingungen werden insgesamt sechs selbstoszillierende Messsysteme sowohl in Zementstein als auch in zwei Betone unterschiedlicher Zusammensetzung eingebracht.

### 5.3.1 Messbedingungen

Die verwendeten kabelgebundenen Einheiten werden zunächst zur Bestimmung der Parameter des jeweiligen NTC-Widerstandes im Klimaschrank unterschiedlichen Temperaturen ausgesetzt. In einem zweiten Schritt erfolgt die Bestimmung der Oszillationsfrequenz unter trockenen ( $f_{stop}$ ) und durchnässten ( $f_{start}$ ) Bedingungen. Einer gemessenen Oszillationsfrequenz kann dann unter Anwendung von Gleichung 5.2 und der in Abbildung 5.5 dargestellten Kalibrierkurve eine Feuchte zugeordnet werden.

Zwei dieser Systeme werden wie in Abbildung 5.8 gezeigt in einem Schalkörper mit den Innenabmessungen  $150 \times 150 \times 150 \text{ mm}^3$  angeordnet. Die Fixierung der Systeme erfolgt mit jeweils zwei Druckplatten, die mit auf Gewindestangen befindlichen Muttern gegeneinander verspannt werden. Die Gewindestangen sind in der Grundplatte verschraubt. Die Sensoraperturen sind in Höhen von 15 mm und 75 mm zentrisch im Würfel angeordnet und zeigen zum Boden. Die beiden Kabel werden seitlich aus dem Würfel herausgeführt. Zum einfachen Entnehmen des erstarrten Betonwürfels

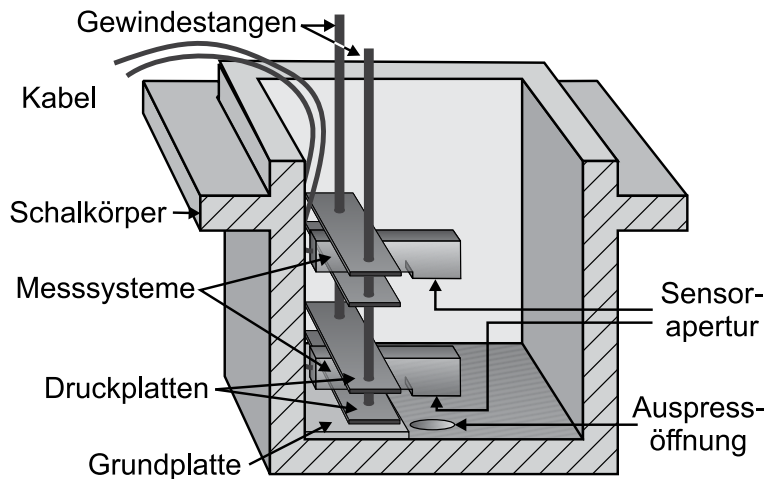


Abbildung 5.8: Schematische Darstellung der Systemanordnung innerhalb des Schalkkörpers. Die Innenabmessungen betragen  $150 \times 150 \times 150 \text{ mm}^3$ .

wird der Schalkkörper vor der Befüllung zunächst geölt. Durch Applikation eines Luftdruckes von 3 bar an der Auspressöffnung kann der Betonwürfel dem Schalkkörper sehr einfach entnommen werden. Das Verhalten der Systeme wird in drei unterschiedlichen Umgebungen getestet, wobei für alle hergestellten Zementsteine bzw. Betone ein CEM I 32,5 R-Zement verwendet wird.

- Die thermisch und chemisch höchsten Belastungen treten beim Einbringen der Systeme in Zementleim auf, da aufgrund fehlender Zuschläge die höchste chemische Aktivität vorliegt. Hier wird ein Zementleim mit einem Wasserzementwert von  $w/z = 0,5$  verwendet. Dieser gegenüber dem optimalen um 25 % erhöhte Wert wird verwendet, um einen gut entwickelten Kapillarporenraum zu gewährleisten (vgl. Abbildungen 2.8 und 2.9).
- In der Praxis besitzen Betone eine höhere Relevanz als Zementstein. Daher werden in zwei weiteren Versuchsaufbauten Betone unterschiedlicher Zusammensetzung verwendet. Das Massenverhältnis von Zement zu Zuschlag ist 1:3. Der Zuschlag besitzt eine maximale Korngröße von 2 mm und eine nicht näher spezifizierte Korngrößenverteilung. Die Wasserzementwerte betragen  $w/z = 0,5$  und  $w/z = 0,6$ . Die unterschiedlichen Wasserzementwerte beeinflussen die Porosität und somit das Austrocknungsverhalten der Betone.

Vor allen Messungen werden die Systeme bis zur Sättigung in Wasser gelagert, so dass eventuelle Änderungen durch die Ionenleitfähigkeit erkannt werden können. Das Vermischen und Verdichten der Betone werden von Hand durchgeführt. Nach einer Nachbehandlungsdauer von drei Tagen werden die instrumentierten Probekörper entschalt und unter Raumbedingungen gelagert. Dieser Trocknungsperiode folgt eine Befeuchtung unter 100 % rel.LF. und schließlich die Lagerung in Wasser.

In den nächsten beiden Abschnitten werden die Ergebnisse für die unterschiedlichen Messumgebungen präsentiert. Es folgt ein Vergleich dieser Ergebnisse unter Berücksichtigung der in Unterkapitel 2.2 dargestellten Eigenschaften der Messumgebung.

### 5.3.2 Messungen in Zementleim

Eine Abschätzung der Temperaturzunahme bei der Hydratation des verwendeten Zementleimes wurde bereits in Abschnitt 2.2 (vgl. Abbildung 2.6(b)) diskutiert und beträgt unter adiabatischen Bedingungen max.  $\Delta T_{ZL} = 48 \text{ }^\circ\text{C}$ , unter teiladiabatischen Bedingungen hingegen max.  $\Delta T_{ZL} = 29 \text{ }^\circ\text{C}$ .



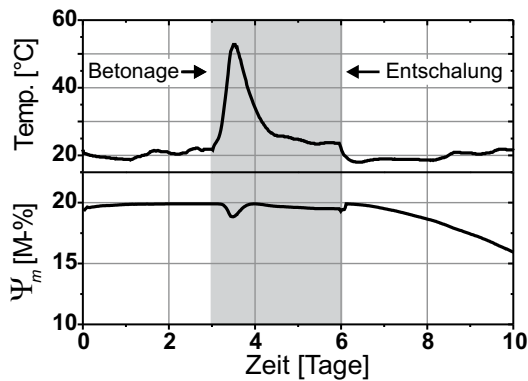


Abbildung 5.9: Entwicklung der Temperatur und des Feuchteanteils für das System  $S_{ZL,U}$  während der ersten 10 Tage der Messung.

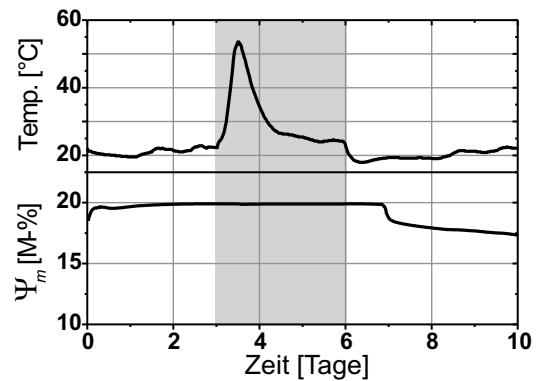


Abbildung 5.10: Entwicklung der Temperatur und des Feuchteanteils für das System  $S_{ZL,M}$  während der ersten 10 Tage der Messung.

Die Abbildungen 5.9 und 5.10 zeigen jeweils die gemessene Temperatur und den ermittelten Feuchteanteil  $\Psi_m$  für das untere System (zukünftig  $S_{ZL,U}$  genannt) und das mittlere System ( $S_{ZL,M}$ ) im Zeitraum bis 10 Tage. In den ersten drei Tagen werden die Systeme in Wasser gelagert. Die gemessene Temperatur entspricht der Umgebungstemperatur und der festgestellte Feuchtegehalt dem in der Kalibrierung gefundenen Maximalwert von 19,9 M-%. Nach drei Tagen erfolgt die Betonage samt dreitägiger Nachbehandlung (grau markierter Bereich in den Abbildungen 5.9 und 5.10). Die anschließende Hydratation wirkt sich in erwarteter Weise auf die Temperaturentwicklung aus (vgl. Abbildung 2.5). Die höchste Temperatur ergibt sich 12 h nach der Betonage, und die Temperaturerhöhung von 35 °C liegt in dem vorhergesagten Bereich zwischen 29 °C und 48 °C. Die anfängliche Temperaturerhöhung aufgrund der Hydrolyse wird nicht detektiert, da das manuelle Vermischen des Zementleimes erst nach dem Abklingen der Hydrolyse abgeschlossen wird. Während der Nachbehandlung wird bei dem Sensor  $S_{ZL,U}$  eine leicht niedrigere Feuchte von ca. 19,0 M-% detektiert. Da eine genaue Untersuchung dieser Reduzierung den Abbruch des Versuches zur Folge hätte, muss darauf verzichtet werden. Die Reduzierung erweist sich zudem als unkritisch, da sich nach wenigen Stunden wieder der erwartete Feuchtwert einstellt. Das mittig angebrachte System zeigt bei nahezu identischer Temperaturentwicklung durchgängig den erwarteten Feuchteanteil von 19,9 M-%. Es liegt somit keine Querempfindlichkeit gegenüber der ionischen Leitfähigkeit vor. Dieses Ergebnis bestätigt die Eignung der in Abschnitt 5.1 beschriebene Vorgehensweise zur Bestimmung des maximalen Einflusses der Ionenleitfähigkeit auf die Messgenauigkeit. Nach Beendigung der Nachbehandlungsdauer durch Entschalung tritt bei beiden Systemen eine weitere Abkühlung um ca. 5 °C auf. Bei dem unteren System setzt fast ohne Verzögerung eine zeitlich nahezu konstante Austrocknung ein, wodurch nur vier Tage nach Entschalung der Feuchteanteil auf  $\Psi_m = 16$  M-% absinkt. Bei dem mittig angebrachten System setzt der Austrocknungsvorgang erst ca. einen Tag nach der Entschalung ein und verläuft zudem langsamer, so dass vier Tage nach Entschalung ein Feuchteanteil von 17,5 M-% detektiert wird.

Der weitere Messverlauf ist in den Abbildungen 5.11 und 5.12 dargestellt. Für das untere System wird der Bereich des massebezogenen Feuchteanteils innerhalb der ersten 27 Tage der Messung, also 21 Tage nach Entschalung, durchlaufen und tritt in den durch die relative Luftfeuchte beschriebenen Feuchtebereich ein. Innerhalb der folgenden 60 Tage wird der Probekörper weiter unter Laborbedingungen aufbewahrt. Es zeigt sich ein exponentiell verlaufender Austrocknungsprozess mit einer Zeitkonstanten von ca. 20 Tagen. Die Austrocknung wird nach ca. 87 Tagen bei einer relativen Luftfeuchte von 62,8 % abgebrochen, indem der instrumentierte Betonwürfel einer Wasserdampf gesättigten Atmosphäre ausgesetzt wird. Diese Änderung wird von dem System in-

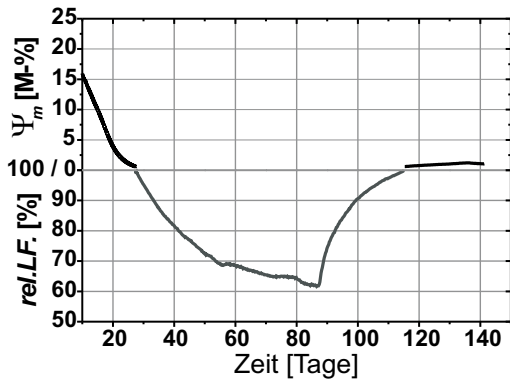


Abbildung 5.11: Mit dem System  $S_{ZL,U}$  nach den ersten 10 Tagen detektierte Feuchte.

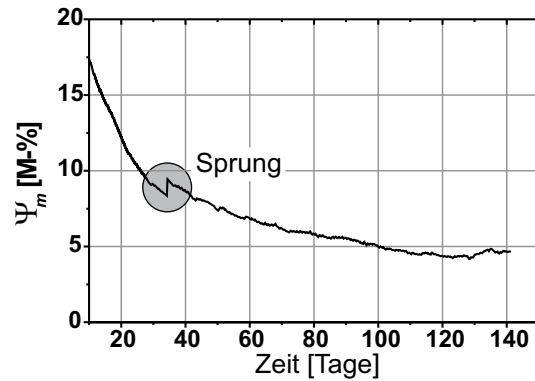


Abbildung 5.12: Mit dem System  $S_{ZL,M}$  nach den ersten 10 Tagen detektierte Feuchte.

nerhalb weniger Stunden detektiert. Es zeigt sich wiederum eine exponentielle Abhängigkeit mit einer gegenüber der Trocknung deutlich geringeren Zeitkonstanten von ca. 10 Tagen. Nach weiteren 30 Tagen wird der Bereich der relativen Luftfeuchte verlassen und das System zeigt einen sehr langsam aber kontinuierlich ansteigenden Feuchteanteil von am Ende ca.  $\Psi_m = 1$  M-% auf. Theoretisch wird dieser Wert bei sehr langer Lagerung unter 100 % rel.LF. wieder bis auf 19,9 M-% ansteigen (vgl. Abbildung 2.15).

Der Einfluss der Einbautiefe auf das Trocknungsverhalten zeigt sich deutlich bei einem Vergleich mit den Messergebnissen des mittig angebrachten Systems. Hier verbleibt die detektierte Feuchte während der gesamten Messdauer im Bereich des Feuchteanteils und zeigt nach ca. 120 Tagen kaum noch Änderungen. Die Erhöhung der Umgebungsfeuchte ist nicht klar erkennbar. Dieses Verhalten ist mit der größeren Entfernung zu den Außenseiten des Probekörpers erklärbar.

Der Endwert von ca.  $\Psi_m = 4,5$  M-% ist bei dieser Messung mit einer gewissen Unsicherheit behaftet, da die Austrocknungskurve bei einer Messdauer von 34 Tagen einen Sprung von 0,8 M-% aufzeigt. Dieser Sprung wird nicht auf eine plötzliche Erhöhung der Feuchte zurückgeführt. Vielmehr zeigt die Laborerfahrung, dass sprunghafte Änderungen in der Oszillationsfrequenz in einer unzureichenden Befestigung der Keramik begründet sind. Solch eine mangelnde Befestigung kann Veränderungen der Lage der Keramik relativ zum Resonator und somit plötzliche Änderungen der Oszillationsfrequenz bewirken.

Nach Abschluss der in den Abbildungen 5.11 und 5.12 gezeigten Messreihen werden die Probekörper bewässert. Da die kapillaren Saugprozesse im Vergleich zu den bisherigen diffusionsbasierten Vorgängen sehr geringe Zeitkonstanten aufweisen, sind die Messergebnisse separat in Abbildung 5.13 dargestellt. Beim unteren System zeigt sich innerhalb von ca. 6 h ein Ansteigen

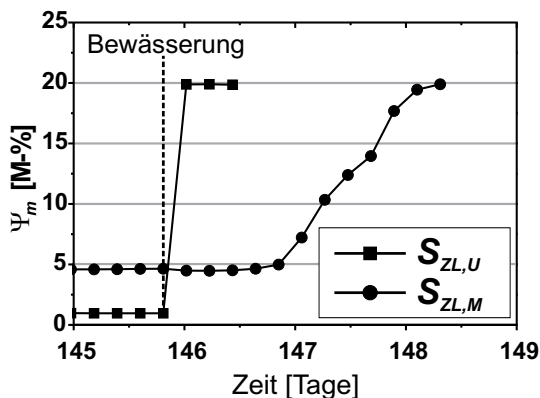


Abbildung 5.13: Detektierter Feuchteanteil bei Bewässerung des Probekörpers aus Zementstein..

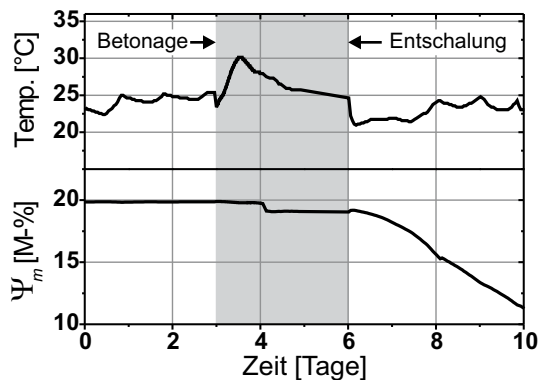
der Feuchte auf den erwarteten Wert von  $\Psi_m = 19,9$  M-%. Das mittig angebrachte System reagiert ca. einen Tag nach Beginn der Bewässerung und detektiert den maximalen Feuchteanteil nach weiteren anderthalb Tagen.

### 5.3.3 Messungen in Beton

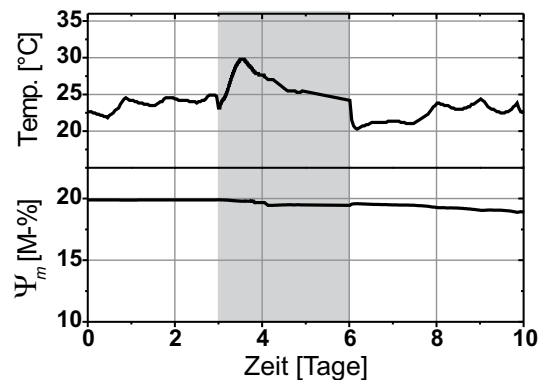
Bei Messungen in Zementstein werden die Messsysteme maximal beansprucht. Praxisrelevanter sind jedoch Messungen in Betonen. In Analogie zu dem Vorgehen beim Zementstein wird zunächst für alle vier verwendeten Systeme  $S_{wz50,U}$  ( $w/z = 0,50$ , Systemposition: unten),  $S_{wz50,M}$  ( $w/z = 0,50$ , Systemposition: mittig),  $S_{wz60,U}$  ( $w/z = 0,60$ , Systemposition: unten) und  $S_{wz60,M}$  ( $w/z = 0,60$ , Systemposition: mittig) die Entwicklung der Temperatur und des Feuchteanteils innerhalb der ersten 10 Tage untersucht. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 5.14 (a) - (d) zusammengefasst. Der grau hinterlegte Abschnitt markiert jeweils den Nachbehandlungszeitraum zwischen Betonage und Entschalung.

Die Temperaturerhöhung aufgrund der Hydratation beträgt bei allen Systemen weniger als  $10^\circ\text{C}$  und ist somit erwartungsgemäß deutlich geringer als beim Zementstein. Nahezu identisches Verhalten zeigen Zementstein und Beton hinsichtlich des Zeitpunktes der höchsten Temperatur (12 h nach der Betonage) und in der Temperaturabnahme nach der Entschalung von ca.  $5^\circ\text{C}$ .

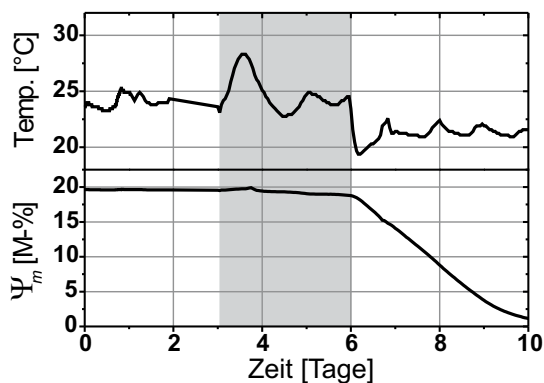
Bei der Feuchteentwicklung während der Nachbehandlungsdauer zeigt sich für Beton ein vom Zementstein abweichendes Verhalten. So liegt im Beton nach der Entschalung in jedem Fall ein



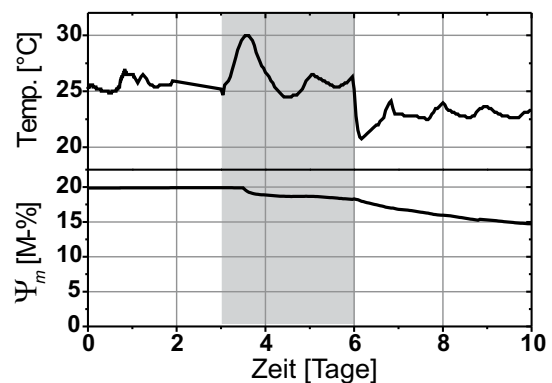
(a)  $S_{wz50,U}$  :  $w/z = 0,5$ , Systemposition: unten



(b)  $S_{wz50,M}$  :  $w/z = 0,5$ , Systemposition: mittig



(c)  $S_{wz60,U}$  :  $w/z = 0,6$ , Systemposition: unten



(d)  $S_{wz60,M}$  :  $w/z = 0,6$ , Systemposition: mittig

Abbildung 5.14: Mit den Systemen  $S_{wz50,U}$  (a),  $S_{wz50,M}$  (b),  $S_{wz60,U}$  (c) und  $S_{wz60,M}$  (d) gemessene Temperatur- und Feuchteentwicklung während der ersten 10 Tage.

bereits reduzierter Feuchteanteil vor. Dieses Austrocknen beginnt kurz nach Erreichen der maximalen Temperatur und weist darauf hin, dass der Keramik Wasser zur Hydratation des Zementes entzogen wird. Dieses ist damit zu erklären, dass bei Beton ein Teil des Wassers an die Zuschlagstoffe gebunden wird und somit weniger Wasser zur Hydratation zur Verfügung steht. Nach der Entschalung zeigt sich bei beiden Betonen das bereits aus den Messungen am Zementstein bekannte Phänomen, dass die mittig angebrachten Systeme ein langsames Austrocknen anzeigen als die oberflächennahen. So betragen die detektierten Feuchteanteile bei einem Beton mit einem Wasserzementwert von  $w/z = 0,5$  vier Tage nach der Entschalung  $\Psi_m = 11,4 \text{ M-\%}$  ( $S_{wz50,U}$ ) und  $\Psi_m = 18,9 \text{ M-\%}$  ( $S_{wz50,M}$ ), bei einem Beton mit  $w/z = 0,6$  hingegen  $\Psi_m = 1,4 \text{ M-\%}$  ( $S_{wz60,U}$ ) und  $\Psi_m = 14,7 \text{ M-\%}$  ( $S_{wz60,M}$ ). Aus diesen Werten ergibt sich weiterhin, dass der Beton mit einem Wasserzementwert von  $w/z = 0,6$  trotz des höheren initialen Wasserzementwertes deutlich schneller austrocknet. Dieses ist auf dessen erhöhte Porosität zurückzuführen (vgl. Abbildungen 2.8 und 2.9) und entspricht den Erwartungen.

Die Entwicklung der Feuchte für den Zeitraum nach 10 Tagen ist in der Abbildung 5.15 für alle vier Systeme zusammengefasst. Die von dem System  $S_{wz50,U}$  detektierte Feuchte durchläuft den Bereich des massebezogenen Feuchteanteils bis zu einem Zeitpunkt von ca. 20 Tagen und tritt dann in den durch die relative Luftfeuchte beschriebenen Bereich ein. Hier zeigt sich eine exponentiell abfallende Funktion mit einer Zeitkonstanten von ca. 32 Tagen. Nach 65 Tagen wird eine Feuchte von ca. 60 % rel.LF. detektiert und der Betonkörper einer wasserdampfgesättigten Atmosphäre ausgesetzt. Die Änderung der Umgebungsbedingung wird von dem System innerhalb

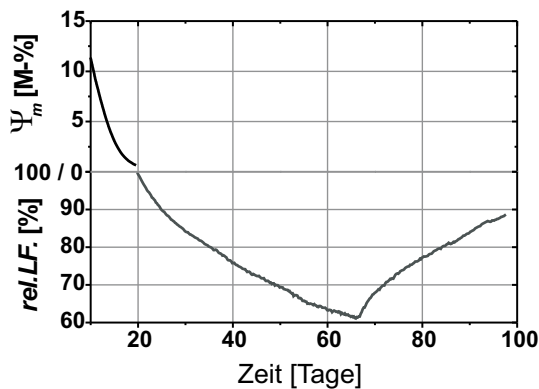
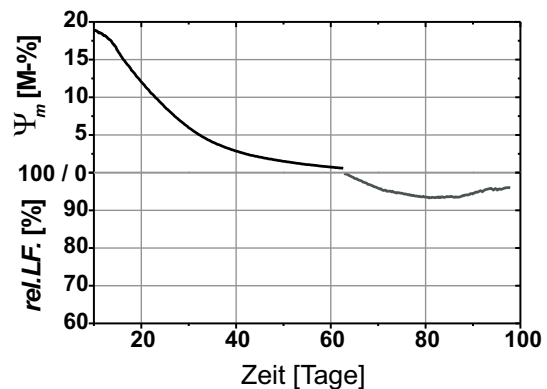
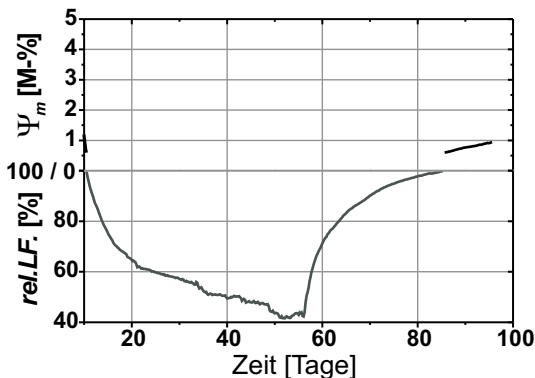
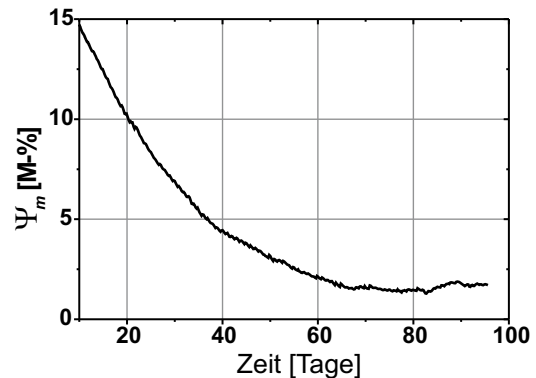

 (a)  $S_{wz50,U}$  :  $w/z = 0,5$ , Systemposition: unten

 (b)  $S_{wz50,M}$  :  $w/z = 0,5$ , Systemposition: mittig

 (c)  $S_{wz60,U}$  :  $w/z = 0,6$ , Systemposition: unten

 (d)  $S_{wz60,M}$  :  $w/z = 0,6$ , Systemposition: mittig

Abbildung 5.15: Mit den Systemen  $S_{wz50,U}$  (a),  $S_{wz50,M}$  (b),  $S_{wz60,U}$  (c) und  $S_{wz60,M}$  (d) gemessene Feuchteentwicklung nach den ersten 10 Tagen.

weniger Stunden detektiert und die relative Luftfeuchte steigt mit einer Zeitkonstanten von 33 Tagen, so dass mit dem Übergang zu dem durch den massebezogenen Feuchteanteil beschriebenen Bereich nach ca. 144 Tagen zu rechnen ist.

Bei dem mittig im Probekörper angebrachten System  $S_{wz50,M}$  ergibt sich ein prinzipiell ähnliches Verhalten wie für  $S_{wz50,U}$ , wobei die Vorgänge aufgrund der größeren Einbautiefe langsamer und zudem verzögert stattfinden. So wird der Bereich der relativen Luftfeuchte erst nach 62 Tagen erreicht. Das System wird nach 65 Tagen wieder einer wasserdampfgesättigten Atmosphäre ausgesetzt. Aufgrund des langsamen diffusionsbasierten Feuchtetransports detektiert das System  $S_{wz50,M}$  in den folgenden 20 Tagen ein weiteres Austrocknen, bevor die festgestellte Feuchte schließlich nach 85 Tagen wieder ansteigt.

In dem Beton mit dem initialen Wasserzementwert  $w/z = 0,6$  ergeben sich für das untere System  $S_{wz60,U}$  prinzipiell identische Ergebnisse wie für die Systeme  $S_{ZL,U}$  und  $S_{wz50,U}$ . Aufgrund der hohen Porosität zeigen alle Vorgänge allerdings deutlich geringere Zeitkonstanten. So wird der durch den Feuchteanteil beschriebene Bereich bereits nach einer Gesamtmessdauer von 10,5 Tagen, also nur 4,5 Tage nach Entschalung verlassen (siehe Abbildung 5.15 (c)). Wird der anschließend detektierte Abfall der relativen Luftfeuchte an eine exponentielle Funktion angepasst, so ergibt sich eine Zeitkonstante von nur 10 Tagen. Innerhalb der nächsten 40 Tage stellt sich eine Feuchtigkeit von ca. 45 % rel.LF. ein. Nach 56 Tagen wird das System einer wasserdampfgesättigten Atmosphäre ausgesetzt. Die Befeuchtung wird vom System  $S_{wz60,U}$  detektiert und resultiert in einem Anstieg der detektierten relativen Luftfeuchte. Dieser Anstieg weist eine gegenüber der Austrocknung geringere Zeitkonstante von 7,8 Tagen auf. Der durch den Feuchteanteil beschriebene Bereich wird nach insgesamt 86 Tagen erreicht. Wie in Abbildung 5.15 (c) gut zu erkennen ist, beginnt der detektierte Feuchteanteil aufgrund der Überlappung der relativen Feuchte und des Feuchteanteils (vgl. Abbildungen 5.4 und 5.5) mit  $\Psi_m = 0,6$  M-% und zeigt zudem das erwartete weitere Ansteigen.

Das mittig eingebaute System  $S_{wz60,M}$  detektiert im Vergleich zu  $S_{wz50,M}$  eine deutlich höhere Feuchte, die sich zudem nur sehr langsam ändert. So wird der Bereich des massebezogenen Feuchteanteils  $\Psi_m$  während der gesamten Messdauer nicht verlassen und das System zeigt keine Reaktion bei Änderung der Umgebungsbedingungen von Labor- zu wasserdampfgesättigter Atmosphäre. Dieses Verhalten entspricht nicht den Erwartungen, da für das System  $S_{wz60,M}$  im Vergleich zum System  $S_{wz50,M}$  aufgrund der höheren Porosität des verwendeten Betons ein schnelleres Austrocknen erwartet wird. Da eine genaue Analyse der Ursachen den Abbruch des Versuches zur Folge hätte, muss darauf verzichtet werden. Es sei jedoch an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass die mit dem System  $S_{wz60,M}$  erzielten Ergebnisse auffallend starke Ähnlichkeiten mit denen des Systems  $S_{ZL,M}$  aufweisen (vgl. Abbildung 5.12). Dieses wird auf den manuellen Vermischungsprozess bei der Betonherstellung zurückgeführt. Befindet sich nach der Betonage und Verdichtung direkt vor der Sensorapertur des Systems  $S_{wz60,M}$  eine Suspension, welche aufgrund mangelnder Durchmischung keine Zuschlagsstoffe enthält, so liegen lokal Verhältnisse wie bei Zementstein vor.

Werden die Probekörper aus Beton bewässert, so reagieren die Systeme in vergleichbarer Art und Weise wie die in dem Zementstein befindlichen Systeme (vgl. Abbildung 5.13).

#### 5.3.4 Zusammenfassung und Diskussion der Ergebnisse

Die Zusammenfassung und Diskussion der erzielten Ergebnisse werden anhand der auf Seite 103 formulierten Ziele vorgenommen.

1. Die Querempfindlichkeit gegenüber der Ionenleitfähigkeit ist gering. Zum einen ändert sich, wie in Abschnitt 5.1 gezeigt, die Oszillationsfrequenz des Messsystems beim Wechsel der

Messumgebung von Wasser zu einer  $NaCl$ -Lösung mit einer Leitfähigkeit von  $0,2\text{ S/m}$  nur um ca.  $-0,25\text{ MHz}$ . Zum anderen kommt es sogar beim Einbringen eines wassergesättigten Messsystems in Zementleim zu keiner messbaren Änderung des Feuchteanteils.

2. Das selbstoszillierende Messsystem kann den gesamten interessierenden Feuchtebereich messtechnisch erfassen. Für den Feuchteanteil und die relative Luftfeuchte stehen Bandbreiten von  $486\text{ MHz}$  und  $113\text{ MHz}$  zur Verfügung. Weiterhin reagieren insbesondere die nahe der Oberfläche angebrachten Systeme auf die Austrocknung, die Erhöhung der Umgebungfeuchte und die Wassersättigung in erwarteter Weise. Es liegt somit stets ein ausreichender Feuchtetransport zwischen Keramik und Messumgebung vor.
3. Die Messergebnisse der beiden in Zementleim eingebrachten Systeme zeigen (vgl. Abbildung 5.13), dass sich die Keramiken auch bei direktem Kontakt mit einer Zementsuspension nicht zusetzen. So detektieren beide Systeme nach Betonage, Hydratation, Austrocknung und Bewässerung wiederum den maximalen Feuchteanteil. Eine Verringerung der Empfindlichkeit der Messsysteme durch Reduktion des Porenraumes der Keramik aufgrund von eingedrungener Zementsuspension liegt somit nicht vor.
4. Bei jeder der über  $20.000$  durchgeführten Messungen kommt es zu einem Anschwingen der aktiven Sensoren und somit zu einer auswertbaren Oszillation.
5. Keines der Messsysteme fällt aufgrund der mechanischen Beanspruchung aus. Lediglich bei dem Messsystem  $S_{ZL,M}$  kommt es zu einer Einschränkung der Messgenauigkeit aufgrund einer nicht ausreichend befestigten Keramik. Aus diesem Grund sollte die Befestigung des sensitiven Materials, z.B. durch weitere Madenschrauben, verbessert werden.
6. Bei allen drei Versuchsanordnungen zeigen die nahe der Oberfläche angebrachten Messsysteme sowohl bei Austrocknung als auch bei Befeuchtung und Bewässerung erwartungsgemäß deutlich geringere Ansprechzeiten und Zeitkonstanten.
7. Wie bereits festgestellt, weist die Entwicklung der durch die mittig angebrachten Systeme detektierten Feuchte erwartungsgemäß deutlich höhere Zeitkonstanten auf. Aus diesem Grund ist eine quantitative Zuordnung zur relativen Luftfeuchte im Labor bei den hier präsentierten Versuchsdauern nicht möglich. Nachfolgend werden daher nur die Messungen der oberflächennahen Systeme diskutiert.

(a) Austrocknungsverhalten

Die Ergebnisse der jeweils an der Unterseite der Würfel angebrachten Systeme zeigen eine klare Abhängigkeit zwischen der Austrocknungsdauer und der Zusammensetzung der Betone auf. Zur Quantifizierung dieser Austrocknungsdauer wird die Zeit von der Entschalung bis zum Erreichen des Bereiches der relativen Luftfeuchte herangezogen. Diese Zeit beträgt für Beton mit  $w/z = 0,5$  ca.  $14$  Tage und für den poröseren Beton mit  $w/z = 0,6$  ca.  $4,5$  Tage. Der porösere Beton trocknet deutlich schneller. Dieses wird aufgrund des größeren Kapillarporenraumes so erwartet (vgl. Abbildungen 2.8 und 2.9). Als weiteres Merkmal zur Quantifizierung der Eignung der Systeme wird die sich einstellende relative Luftfeuchte bei Abschluss der Austrocknung herangezogen. Dieses Vorgehen ist indes mit einer gewissen Unsicherheit behaftet, da aufgrund der erforderlichen sehr langen Versuchsdauern der jeweilige stationäre Zustand nicht erreicht wird. Aus diesem Grund wurden bereits in den Abschnitten 5.3.2 und 5.3.3 die Austrocknungskurven an eine einfache exponentielle Funktion angepasst, wodurch ein

qualitativer Vergleich der Austrocknungszeiten möglich wird. Für eine quantitative Bestimmung des stationären Zustandes erweist sich hingegen eine zweistufige Exponentialfunktion als deutlich geeigneter. Für die beiden Betone ergeben sich nahe beieinander liegende Endzustände von 35 % ( $w/z = 0,5$ ) und 42 % ( $w/z = 0,6$ ) relativer Luftfeuchte. Diese Werte liegen maximal 9 % über der während der gesamten Messdauer ermittelten durchschnittlichen relativen Luftfeuchte im Labor von 33 % und somit innerhalb der in Abschnitt 5.2.3 ermittelten Genauigkeit des selbstoszillierenden Messsystems von  $\pm 10$  % rel.LF.

(b) Befeuchtungsverhalten

Bei der Befeuchtung der jeweils an der Unterseite der Schalkkörper angebrachten Systeme zeigen diese einen prinzipiell identischen Verlauf, welcher sich exponentiell einer relativen Luftfeuchte von 100 % annähert. Ist dieser Wert erreicht, so kommt es nur noch zu langsamen Steigungen in den Bereich des massebezogenen Feuchteanteils hinein. Der Beton mit  $w/z = 0,6$  zeigt wiederum den schnelleren Feuchtetransport. Wie in Abschnitt 2.2.4.2 diskutiert, kann sich ab einer Luftfeuchte von ca. 95 % freies Wasser in den Kapillarporen mit Radien größer als 100 nm sammeln und bei entsprechend langer Wartedauer diese vollständig füllen, so dass der Feuchteanteil wieder den Sättigungswert von 19,9 M-% annimmt. Werden die Systeme hingegen freiem Wasser ausgesetzt, so wird der maximale Feuchteanteil bei den unteren Systemen innerhalb weniger Stunden, bei den mittig angebrachten Systemen innerhalb weniger Tage erreicht. Diese geringen Zeitkonstanten sind auf die schnellen kapillaren Saugprozesse zurückzuführen.

Diese während der Befeuchtung auftretenden Verhaltensweisen entsprechen den Erwartungen.

Die aufgezählten Eigenschaften des verwendeten selbstoszillierenden Messsystems erfüllen somit bis auf eine Ausnahme alle in Abschnitt 2.3 aufgeführten Anforderungen. Diese Ausnahme ergibt sich aus der Verwendung nicht hystereseffreier Keramiken. In Abschnitt 3.8.2.5 wurde jedoch gezeigt, dass die Herstellung solch hystereseffreier Keramiken grundsätzlich möglich ist.



# Zusammenfassung und Ausblick

## Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird zunächst die Notwendigkeit von geeigneten Messsystemen zur Bauwerksüberwachung dargelegt. Aufgrund der Altersstruktur der Bauwerke in Deutschland müssen zukünftig in volkswirtschaftlich relevantem Rahmen finanzielle Mittel für die Instandhaltung aufgebracht werden. Um diese Mittel möglichst effizient einsetzen zu können, ist die genaue Kenntnis des Zustandes eines Bauwerkes notwendig. Dieser Zustand ist durch eine geeignete Bauwerksüberwachung zu ermitteln. Eine wesentliche Kenngröße ist hierbei die Bauwerksfeuchte. Diese begünstigt den Transport von schädigenden Chemikalien, kann zu Frostschäden, Schimmelbefall und in Zusammenhang mit unzureichender Betondeckung zu Schädigungen an der Bewehrung führen. Aus diesem Grund werden Messsysteme zur in-situ-Bestimmung der Feuchte benötigt. Diese Systeme sollen idealer Weise auch zur Überwachung des Hydratationsfortschrittes unmittelbar nach der Betonage einsetzbar sein. In dieser Arbeit werden hierfür aus einem Sensor und einer Auswerteeinheit bestehende Mikrowellensysteme vorgestellt und unter realistischen Bedingungen erprobt.

Im zweiten Kapitel werden die benötigten Grundlagen zur Erforschung von in-situ-Feuchtemesssystemen zur Anwendung in der Bauwerksüberwachung beschrieben. Hierfür werden zunächst unterschiedliche Messverfahren vorgestellt und die besondere Eignung der Verfahren im Frequenzbereich der Mikrowellen herausgearbeitet. Diese basieren auf den veränderten Ausbreitungseigenschaften elektromagnetischer Wellen bei Eindringen des polaren Mediums Wasser in einen nahezu unpolaren Baustoff. Querempfindlichkeiten durch ioneninduzierte Leitfähigkeit können durch die Wahl einer ausreichend hohen Betriebsfrequenz des Messsystems oberhalb von 2 GHz reduziert werden. Die maximale Betriebsfrequenz wird anhand thermischer Betrachtungen des Relaxationsverhaltens von an Materie gebundenem Wasser bei 3,5 GHz angesetzt. Die weiteren Betrachtungen des zweiten Kapitels zeigen die vielfältigen Anforderungen an ein in-situ-Feuchtemesssystem aufgrund der Messumgebung auf. So müssen geeignete Systeme sowohl mechanisch als auch chemisch stabil sein, um während der Betonage, der Verdichtung und der gesamten Lebensdauer eines Bauwerkes zuverlässig zu funktionieren. Ein wesentlicher Parameter zur Beschreibung von Beton und Zementstein ist der initiale Wasserzementwert. Dieser bestimmt unter anderem die sich entwickelnde Porosität bei Hydratation und somit auch die Fähigkeit, Wasser aufzunehmen und weiterzuleiten. Die Aufnahme und Bindung von Wasser kann auf unterschiedliche Arten erfolgen, wobei manche Prozesse hysteresefrei und andere hysteresehaftet sind. Um diesen weiten Feuchtebereich quantifizieren zu können, werden entweder massebezogene Größen oder die sich bei einer bestimmten äußeren relativen Luftfeuchte einstellende Ausgleichsfeuchte verwendet. Während sich die massebezogenen Größen insbesondere zur Beschreibung der Verhältnisse direkt nach der Betonage oder einem massiven Wassereintrich eignen, wird zur Quantifizierung der Feuchte während der Nutzungsdauer im Allgemeinen die Ausgleichsfeuchte verwendet. Liegt diese im Bereich zwischen 50 % und 85 % relativer Luftfeuchte, so besteht die Gefahr der Carbonatisierung des Betons und der Rostung der Bewehrungsstähle. Aus diesem Grund sollte ein Messsystem diesen Feuchtebereich sicher detektieren können. Das Kapitel schließt mit einer Zusammenfassung der Anforderungen an Messsysteme zum in-situ-Feuchtemonitoring von Bauwerken.

Das dritte Kapitel behandelt die Erforschung geeigneter Sensoren. Ausgehend von dem Stand der Technik werden mehrere Sensoren unter identischen Randbedingungen untersucht und systematisch miteinander verglichen. Die wesentlichen Vergleichsparameter sind die Feuchte- und Temperaturempfindlichkeit sowie die Herstellbarkeit. Hier zeigt der Spiralsensor (Typ *C*) die besten Eigenschaften bezüglich der Empfindlichkeiten, jedoch ist dessen Herstellung sehr aufwändig und nicht ausreichend reproduzierbar. Eine ausreichende Reproduzierbarkeit wird indes durch die planaren Sensortypen *D* und *E* gewährleistet, welche lithografisch herstellbar sind und ebenfalls eine hohe Feuchteempfindlichkeit aufweisen. Weitere Vorteile sind die einfache Integration in Messsysteme und die durch konstruktive Maßnahmen mögliche Einstellbarkeit der Ankopplung von stark über- bis stark unterkritisch. Nachteilig sind indes die durch das Substrat verursachten Temperaturabhängigkeiten. Diese werden zunächst in Kauf genommen und nach Bestimmung der Temperatur kompensiert. Bei diesen Sensoren werden zur Reduzierung von Dichteschwankungen und Inhomogenitäten des Messgutes feuchtesensitive (Ersatz-) Materialien benutzt. Von der Vielzahl der möglichen Materialien haben sich poröse Keramiken als besonders geeignet herausgestellt. Ein Nachteil besteht in einer eventuell auftretenden Hysterese bezüglich der Feuchte. Anhand theoretischer Betrachtungen wird gezeigt, wie sich die Hysterese durch Nutzung von Keramiken mit schmalen Porenradienverteilungen vermindern lässt. Zur Verifikation werden unterschiedliche Keramiken hergestellt und messtechnisch charakterisiert. Hierbei zeigt sich, dass eine hysteresefreie Bestimmung von Feuchte grundsätzlich möglich ist. Da die Herstellung dieser sensitiven Materialien sehr aufwändig ist, werden ebenfalls kommerziell erhältliche Keramiken mit ähnlicher Porenradienverteilung verwendet, welche jedoch mit Hysterese behaftet sind. Die Gründe hierfür können auf die Porenradienverteilung zurückgeführt werden. Der hieraus resultierende absolute Fehler bei der Bestimmung der Ausgleichsfeuchte wird experimentell bestimmt.

Im vierten Kapitel wird die Realisierung von zwei unterschiedlichen Auswerteeinheiten sowie deren Integration mit geeigneten Sensoren zu Messsystemen beschrieben. Das erste untersuchte System ist ein vektorieller Netzwerkanalysator mit einem integrierten Selbstkalibriernetzwerk. Das Kalibriernetzwerk dient zur Reduktion systematischer Messfehler. Die einzelnen Komponenten zeigen eine ausreichend hohe Bandbreite, so dass keine aufwändigen Frequenzumsetzungen notwendig sind. Limitierungen aufgrund des verwendeten kostengünstigen Detektors werden durch geeignete Modellierungen der gemessenen Phasenverläufe der Kalibrierstandards und des Sensors ausgeglichen. Die im Wesentlichen durch den Koppler bedingte geringe Messgenauigkeit wird durch die Kalibrierung verbessert und liegt im Bereich von  $\pm 1$  MHz. Diese Auswerteeinheit kann mit einem planaren Sensor des Typs *E* zu einem integrierten System kombiniert werden. Die zweite vorgestellte Auswerteeinheit basiert auf einem selbstoszillierendem System, dessen Oszillationsfrequenz eine Funktion der Feuchte ist. Zur Bestimmung dieser Frequenz werden zwei kostengünstige und kompakte Frequenzmesser vorgestellt. Der erste basiert auf dem bekannten Prinzip des Frequenzzählers und der zweite auf einem neuartigen Frequenzkomparator. Da der Komparator geringere Abmessungen und bei Frequenzen bis 3,5 GHz eine vergleichbare Genauigkeit bei vergleichbaren Messzeiten aufzeigt, wird dieser mit dem aktiven Sensor zu einem selbstoszillierenden Messsystem kombiniert. Dieses System zeigt im Vergleich zum integrierten NWA deutliche Vorteile in Bezug auf Größe, Schaltungskomplexität, Kosten, Herstellbarkeit, Energiebedarf und Messgenauigkeit auf und wird daher ausschließlich für die weiteren Untersuchungen verwendet.

Das fünfte Kapitel befasst sich mit der Eignungsprüfung des selbstoszillierenden Systems. Hierfür wird zunächst die Querempfindlichkeit des Systems gegenüber der im Beton stets vorhandenen ionischen Leitfähigkeit untersucht. Die gemessene Querempfindlichkeit beträgt  $\pm 0,25$  MHz. In einem weiteren Schritt wird eine zweistufige Feuchtekalibrierung durchgeführt. Diese erlaubt die Zuordnung einer Oszillationsfrequenz zu den sich ergänzenden Bereichen des massebezogenen Feuchteanteils und der durch die relative Luftfeuchte beschriebenen Ausgleichsfeuchte. Die absoluten Fehler in der Bestimmung der relativen Luftfeuchte betragen bei Verwendung hysteresefreier

Keramiken im interessierenden Feuchtebereich ca.  $\pm 1$  % rel.LF. Da keine hysteresefreien Keramiken zur Verfügung stehen, müssen hysteresebehaftete Keramiken verwendet werden. Über dem gesamten Feuchtebereich beträgt der maximale absolute Fehler in diesem Fall  $\pm 10$  % rel.LF. Die durchgeführte Kalibrierung findet bei den folgenden Untersuchungen unter realistischen Bedingungen Anwendung. Hierbei werden mehrere selbstoszillierende Messsysteme sowohl in Zementstein als auch in Betone unterschiedlicher Zusammensetzung eingegossen und die Austrocknung während der Nachbehandlungsdauer und nach Entschalung überwacht. Nach einem ausreichend langen Zeitraum werden die unterschiedlichen Probekörper einer wasserdampfgesättigten Atmosphäre ausgesetzt und die erwartete Befeuchtung wird von den Messsystemen detektiert. Bei Beaufschlagung mit freiem Wasser detektieren die Messsysteme die sich einstellende Maximalfeuchte innerhalb weniger Tage. Diese Ergebnisse entsprechen den aus den grundlegenden Betrachtungen abgeleiteten Erwartungen und liegen innerhalb der gefundenen Systemgenauigkeit.

Das selbstoszillierende Messsystem eignet sich für die Detektion der Feuchte in Bauwerken vom Zeitpunkt der Betonage an.

## Ausblick

Die vorgestellten Messsysteme sind im Rahmen eines Transferprojektes des SFB 477 erforscht worden. Das grundsätzliche Ziel eines Transferprojektes besteht in der Weitergabe der Forschungsergebnisse an ein Unternehmen, welches sich mit der industriellen Realisierbarkeit sowie Vermarktung der Ergebnisse befasst.

Hierfür hat die *Franz Ludwig Gesellschaft für Mess- und Regelungstechnik mbH* das selbstoszillierende Messsystem bereits auf Messen und Tagungen vorgestellt und ist auf ein interessiertes Publikum gestoßen. Aus diesem Grund werden bereits zum Zeitpunkt des Verfassens dieser Arbeit erste Prototypen des Messsystems industriell hergestellt und praxisnah getestet. Wird bei diesen Tests die in dieser Arbeit festgestellte Eignung der Messsysteme bestätigt, so ist mit einer Weiterentwicklung bis zur Produktreife innerhalb der nächsten Jahre zu rechnen.



# A Optimierung der Sensorabmessungen

Die zuerst betrachteten Sensortypen A und B verwenden Hohlleiter mit einem Innendurchmesser von 7 mm und einer Länge von 10 mm. Da kleinere Sensorabmessungen sowohl in kompakteren Messsystemen als auch in geringeren Ansprechzeiten resultieren, werden nachfolgend die minimal notwendigen Abmessungen des Hohlleiters untersucht.

## A.1 Grenzfrequenz

Die Grenzfrequenz  $f_{c,H11}$  der ersten ausbreitungsfähigen Eigenwelle eines zylindrischen Hohlleiters hängt von dem Durchmesser des Hohlleiters  $d_{HL}$  und der effektiven DK  $\epsilon_{r,eff}$  der Hohlleiterfüllung ab [19, S.281]. Handelt es sich bei der Hohlleiterfüllung um ein Zwei-Phasen-Gemisch, so lässt sich die effektive DK  $\epsilon_{r,eff}$  des Gemisches mit der Maxwell-Garnett-Relation [158]

$$\epsilon_{r,eff} = \epsilon_{sm} + 3 \cdot fg \cdot \epsilon_{sm} \cdot \frac{\epsilon_{H_2O} - \epsilon_{sm}}{\epsilon_{H_2O} + 2\epsilon_{sm} - fg(\epsilon_{H_2O} - \epsilon_{sm})} \quad (\text{A.1})$$

bestimmen. Das Formelzeichen  $\epsilon_{sm}$  beschreibt die DK des sensitiven Materials. Der Füllgrad  $fg$  entspricht bei Wassersättigung der Porosität. Abbildung A.1 zeigt die Entwicklung der effektiven DK gemäß Gleichung (A.1) bei Wassersättigung und unter der realistischen Annahme von  $\epsilon_{sm} = 4$  und  $\epsilon_{H_2O} = 80$ . Werden diese Werte und  $d_{HL} = 7$  mm zur Berechnung von  $f_{c,H11}$  genutzt, so ergibt sich die in Abbildung A.2 dargestellte Abhängigkeit der Grenzfrequenz vom Füllgrad des sensitiven Materials. Hierbei wird deutlich, dass unter der realistischen Annahme eines Füllgrades von unter 90 % eine Grenzfrequenz von mindestens 3,71 GHz sichergestellt ist. In Anbetracht der aus dem thermischen Verhalten von gebundenem Wasser abgeleiteten maximalen Arbeitsfrequenz von 3,5 GHz (siehe Abschnitt 2.1.3), wird der Durchmesser von  $d_{HL} = 7$  mm beibehalten.

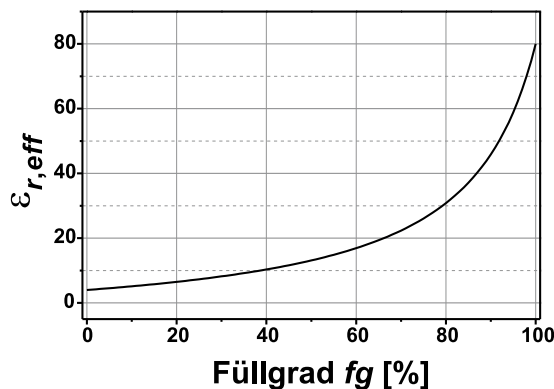


Abbildung A.1: Entwicklung der effektiven DK  $\epsilon_{r,eff}$  gemäß Gleichung (A.1) als Funktion des Füllgrades.

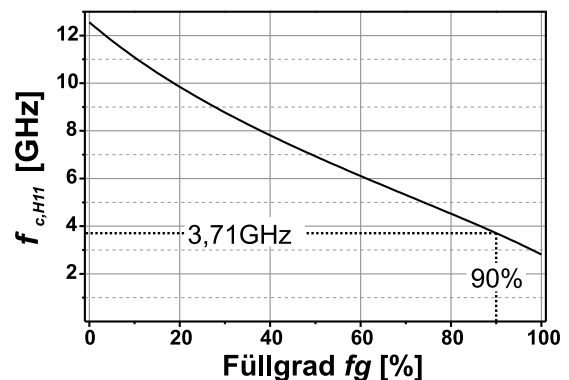


Abbildung A.2: Entwicklung der Grenzfrequenz  $f_{c,H11}$  als Funktion des Füllgrades bei einem Hohlleiter mit  $d_{HL} = 7$  mm.

## A.2 Optimierung der Hohlleiterlänge

Die messtechnische Bestimmung der benötigten Hohlleiterlänge erfolgt zunächst bei Füllung des Hohlleiters mit Luft. Hierfür wird die in Abbildung A.3 illustrierte Vorrichtung verwendet.

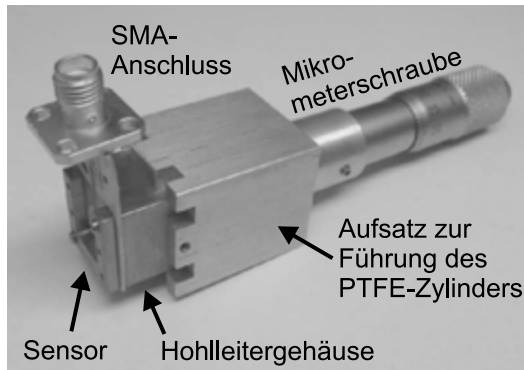


Abbildung A.3: Vorrichtung zur Bestimmung der benötigten Hohlleiterlänge  $l_{HL}$ .

Diese Vorrichtung besteht aus einem Sensor des Typs *E* (siehe Abschnitt 3.6.2), dessen 10 mm langer Hohlleiter mit einer Mikrometerschraube verbunden ist. Mittels der Mikrometerschraube lässt sich ein PTFE-Zylinder mit einem Durchmesser von 7 mm definiert in den Hohlleiter einbringen. Der anfängliche Abstand zwischen Spirale und PTFE-Zylinder beträgt 7 mm und wird sukzessive verringert. Bei jeder Position erfolgt die Bestimmung der Resonanzfrequenz mit dem *HP 8753D*. Wie in Abbildung A.4 dargestellt, ergibt sich die erste Abweichung der ursprünglichen Resonanzfrequenz von ca.  $f_{res} = 2,97$  GHz beim Verringern des Abstandes von 4 mm auf 3 mm und steigt zu kleineren Abständen deutlich an.

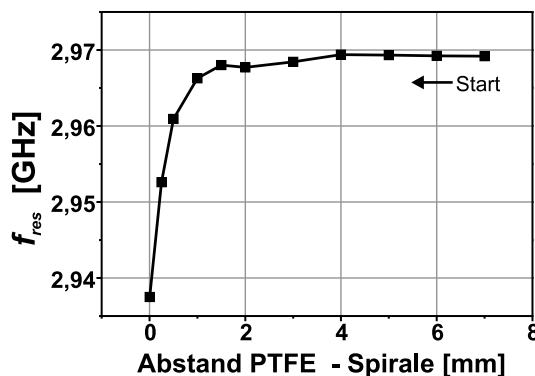


Abbildung A.4: Gemessene Resonanzfrequenz über dem Abstand zwischen der Spirale und einem sich annähernden PTFE-Zylinder.

Unter Ansatz der minimal notwendigen Hohlleiterlänge  $l_{HL} = 4$  mm wird über die Dämpfungskonstante  $\alpha_{H11}$  der ersten ausbreitungsfähigen Eigenwelle [19, S.297]

$$\alpha_{H11} = \sqrt{\left(2 \cdot \frac{1,841}{d_{HL}}\right)^2 - \left(\frac{2\pi f \cdot \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c_0}\right)^2} \quad (\text{A.2})$$

mit  $f = 2,97$  GHz und  $\epsilon_{r,eff} = 1$  die notwendige Dämpfung  $D_{HL}$  des Hohlleiters mit Hilfe der Formel [80]

$$D_{HL} = \exp(\alpha l_{HL}) \quad (\text{A.3})$$

zu  $D_{HL} = 18$  dB bestimmt. Ausgehend von dieser Dämpfung ist die Bestimmung der benötigten Hohlleiterlänge auch für andere Frequenzen und effektive DKs möglich, wie sie in Abbildung A.5 illustriert ist. Für die effektive DK wird der Wert von Luft ( $\epsilon_{r,eff} \approx 1$ ) und der einer wassergesättigten Keramik mit einer Porosität von 35 % angesetzt ( $\epsilon_{r,eff} \approx 10$ , siehe Abbildung A.1). Diese Porosität entspricht der der verwendeten Keramik *675B15M1*.

Die minimal benötigte Hohlleiterlänge beträgt unter diesen Bedingungen ca. 4,43 mm, so dass eine Halbierung der ursprünglichen Länge von 10 mm auf 5 mm möglich ist. Neben diesem Vorteil eines kleineren Sensors ergeben sich, wie bereits in den Abschnitten 3.2 - 3.6 gezeigt, verringerte Ansprechzeiten. So weist der mit einer 10 mm langen Keramik ausgestattete Sensor des Typs A eine Zeitkonstante von 5,7 h auf, während der mit der halb so langen Keramik ausgestattete Sensor des Typs D eine Ansprechzeit von nur 2,7 h zeigt.

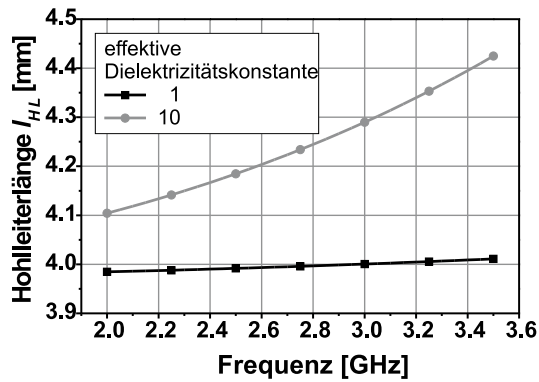


Abbildung A.5: Benötigte Hohlleiterlänge  $l_{HL}$  zum Erreichen einer Hohlleiterdämpfung von  $D_{HL} = 18$  dB bei Füllung des Hohlleiters mit Luft ( $\epsilon_{r,eff} \approx 1$ ) oder einer wassergesättigten Keramik ( $\epsilon_{r,eff} \approx 10$ ).





## B NTC-basierter Temperatursensor

Wie bei der Betrachtung der Sensoren (Kapitel 3) und der Systeme (Kapitel 4) verdeutlicht wird, ist die Kenntnis der Temperatur notwendig, um bestehende Querempfindlichkeiten zu kompensieren. Die Temperaturmessung erfolgt für beide Systeme mit der in Abbildung B.1 schematisch dargestellten Schaltungsanordnung.

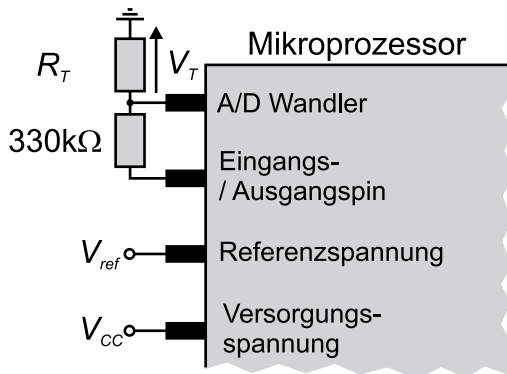


Abbildung B.1: Schematische Darstellung des Temperatursensors.

Zu Beginn der Messung wird zunächst die Versorgungsspannung des Mikroprozessors  $V_{CC}$  über einen Eingangs- / Ausgangspin an einen Spannungsteiler aus einem  $330\text{k}\Omega$ -Widerstand und einem NTC-Widerstand angelegt. Durch die hochohmige Ausführung wird der Strom und somit die Eigenerwärmung reduziert. Das Verhältnis aus der Spannung über dem NTC und der Referenzspannung des Analog-Digital-Wandlers  $V_T/V_{ref}$ , welches kleiner als eins sein muss, wird mit 10 Bit diskretisiert und gespeichert. Die Temperatur  $T$  (in Kelvin) lässt sich nach Bestimmung von  $R_T$  aus  $V_T$  mit der Formel

$$R_T = R_N \cdot \exp\left(B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_N}\right)\right) \quad (\text{B.1})$$

berechnen, wobei  $R_N$ ,  $B$  und  $T_N$  NTC-spezifische Parameter sind. Bei dem NTC *B57331-V2473-J060* von *Epcos* betragen diese  $R_N = 47\text{k}\Omega$ ,  $B = 4500\text{K}$  und  $T_N = 298,15\text{K}$ , so dass sich unter Berücksichtigung der Bedingung  $V_T < V_{ref}$  und bei Annahme einer maximalen Versorgungsspannung von  $V_{CC} = 5\text{V}$  und einer minimalen Referenzspannung  $V_{ref} = 1,8\text{V}$  Temperaturen von minimal  $0^\circ\text{C}$  gemessen werden können. Die mit dieser Anordnung maximal messbare Temperatur beträgt theoretisch  $256^\circ\text{C}$ , ist in der Praxis jedoch durch die Temperaturfestigkeit des Mikroprozessors auf  $125^\circ\text{C}$  begrenzt.

Herstellungsbedingte Toleranzen der Widerstände werden in dieser Arbeit durch eine Kalibrierung der Temperatursensoren im Klimaschrank kompensiert, so dass die Genauigkeit der Sensoren einzig von dem Auflösungsvermögen des Analog-Digital-Wandlers abhängt.



## C Messsysteme mit Funkanbindung

Bei der gravimetrischen Kalibrierung (siehe Abschnitt 5.2.1) findet eine Zuordnung zwischen der Oszillationsfrequenz und der Masse der Keramik während deren Austrocknung statt. Da hierbei Massenunterschiede im Mikrogrammbereich detektiert werden müssen, dürfen die verwendeten Sensorsysteme wegen der möglichen mechanischen Verkopplung nicht über Kabel mit der Monitoring-Zentrale verbunden werden. Stattdessen wird ein bei 433 MHz arbeitendes Funksystem verwendet, welches aus einer Basisstation und grundsätzlich beliebig vielen Messsystemen bestehen kann. Die Basisstation (siehe Abbildung C.1) wird über eine RS-232 Schnittstelle an einen PC angeschlossen, welcher die Steuerbefehle an einen Mikroprozessor sendet. Dieser wiederum ist mit einem Funktransceiver des Typs *CC1000* der Firma *Chipcon* verbunden und steuert den weiteren Ablauf der Datenübertragung. Die Wahl des Transceivers ist in seinem geringen Leistungsverbrauch begründet. So beträgt im Leerlaufbetrieb, in welchem sich das System über die meiste Zeit befindet, die Stromaufnahme bei einer Versorgungsspannung von 3 V nur 74  $\mu$ A. Das mit digitaler Frequenzumtastung modulierte Ausgangssignal wird von einer stabförmigen Helixantenne abgestrahlt, welche über einen SMA-Stecker angeschlossen wird.

Im Messsystem (siehe Abbildung C.2) wird aus Gewichts- und Platzgründen eine planare Antenne verwendet. Die Spannungsversorgung wird über drei Batterien der Größe AAA sichergestellt, welche in einem entsprechenden Batteriefach untergebracht werden. Die Masse des Systems mit samt der Batterien beträgt ca. 150 g und liegt somit unterhalb des maximal zulässigen Gewichts der Analysewaage von 220 g. Allerdings muss auf ein massives Gehäuse verzichtet werden. Die Hermetisierung des *FR4*-Substrates oberhalb der Spirale erfolgt daher mit einer Polypropylenfolie. Änderungen des Sensorverhaltens aufgrund der fehlenden elektromagnetischen Schirmung durch ein Gehäuse sind nicht feststellbar.

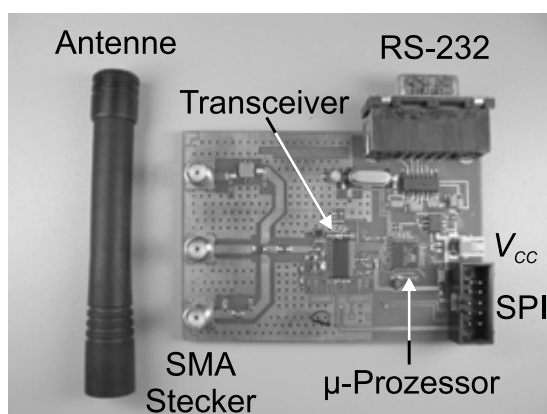


Abbildung C.1: Bild der  $54 \times 76 \text{ mm}^2$  großen Basisstation.

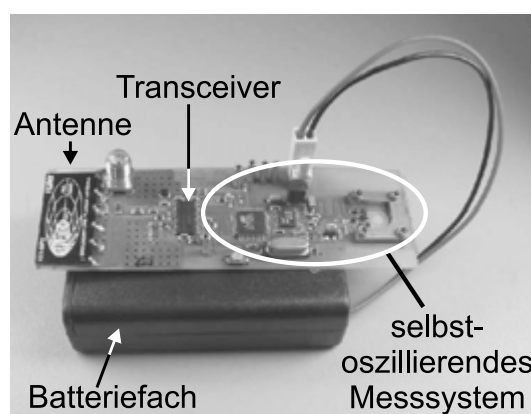


Abbildung C.2: Bild eines  $30 \times 90 \text{ mm}^2$  großen selbstoszillierenden Messsystems mit Funkanbindung. Die hermetisierende Schutzfolie oberhalb des *FR4*-Substrates der Spirale ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht gezeigt.



# Literaturverzeichnis

- [1] Bundesverband der deutschen Zementindustrie, *Zahlen und Daten*, Berlin, 2005.
- [2] K. Kupfer, *Materialfeuchtemessung: Grundlagen - Messverfahren - Applikationen - Normen*, Band 513, Expert Verlag, Renningen-Malmsheim, 1997.
- [3] TÜV Energie und Umwelt GmbH, *Nachhaltiges Bauen im Bestand - Workshop Dokumentation*, Hudak Druck, 2002.
- [4] Walter Bau AG, Niederlassung Frankfurt, "Bauen im Bestand - Eine Chance für die Bauindustrie?", *Tiefbau - Fachzeitschrift der Berufsgenossenschaft der Bauwirtschaft, Sektion Tiefbau*, Band 117, Nr. 1, S. 40 – 43, Januar 2005.
- [5] U. Peil, "Sicherstellung der Nutzungsfähigkeit von Bauwerken mit Hilfe innovativer Bauwerksüberwachung", Finanzierungsantrag des SFBs 477 für die Jahre 2001 - 2003, 2000.
- [6] K. Herzog, *Lebenszykluskosten von Baukonstruktionen*, Dissertation, TU Darmstadt, April 2005.
- [7] U. Kunert, H. Link, *Bundesverkehrswege*, Wochenberichte des DIW, Deutsches Institut für Wirtschaftsforschung, Berlin, November 2000.
- [8] Bundesrechnungshof, *Bundesfernstraßen - Planen, Bauen und Betreiben*, Band 11 der *Schriftenreihe des Bundesbeauftragten für Wirtschaftlichkeit in der Verwaltung*, W. Kohlhammer, Stuttgart, 2004.
- [9] Bundesministerium für Verkehr Bau und Stadtentwicklung, *Bericht über die Qualität, Dauerhaftigkeit und Sicherheit von Spannbetonbrücken*, Berlin, Januar 2006.
- [10] H. Budelmann, *Innovative Bauwerksüberwachung*, Band 1757 der *VDI-Berichte*, VDI, Düsseldorf, 2003.
- [11] R. Wolfseher, *Risiko- und Kostenanalyse von Bauwerken, die durch Korrosion des Bewehrungsstahls gefährdet oder bereits geschädigt sind, demonstriert an vier Besispielen aus der Praxis*, Band 19 der *WTA-Schriftenreihe*, Kapitel 2, S. 69 – 146, Aedificato Verlag, Freiburg, 1999.
- [12] S. Wiese, *Faseroptische chemische Sensoren zur Überwachung von Betonbauwerken*, Dissertation, TU Braunschweig, 2001.
- [13] B. Jannsen, *Mikrowellensensoren zur in-situ-Feuchtemessung in der Bauwerksüberwachung*, Dissertation, TU Braunschweig, 2002.
- [14] B. Jannsen, A. F. Jacob, *Resonanter Mikrowellensensor*, Patent DE 101 02 579 C2, Deutsches Patent- und Markenamt, Januar 2003.
- [15] A. W. Kraszewski, "Microwave Aquametry - Needs and Perspectives", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 39, Nr. 5, S. 828 – 835, Mai 1991.

- 
- [16] C. Hauenschild, *Untersuchung der dielektrischen Eigenschaften mineralischer Baustoffe für die Entwicklung von Feuchtemessverfahren*, Dissertation, TU Hamburg-Harburg, Juni 1999.
- [17] G. Rieche, Hrsg., *Sachstandsbericht zur Messung der Feuchte von mineralischen Baustoffen*, WTA-Referat 4 Mauerwerk, Fraunhofer IRB Verlag, Stuttgart, 2002.
- [18] M. A. Berliner, *Feuchtemessung*, VEB Verlag Technik, Berlin, 1980.
- [19] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik*, Band 1, *Studentexte Elektrotechnik*, Hüthig, Heidelberg, 2. Auflage, 1988.
- [20] W. Kowalsky, *Dielektrische Werkstoffe der Elektronik und Photonik*, Teubner, Stuttgart, 1993.
- [21] J. B. Hasted, *Aqueous Dielectrics*, Chapman and Hall, London, 1973.
- [22] A. Kraszewski, Hrsg., *Microwave Aquametry*, Emerging Technologies, IEEE Press, Piscataway, N.J., USA, 1996.
- [23] W. Leschnik, "Feuchtemessung an Baustoffen - Zwischen Klassik und Moderne", in *Proceedings 10. Feuchtetag*, auf CD-ROM, Weimar, Oktober 1999.
- [24] O. Henning, D. Knöfel, *Baustoffchemie*, Verlag für Bauwesen, Berlin, 5. Auflage, 1997.
- [25] F. Menke, *Zerstörungsfreie Feuchtemessverfahren mit Mikrowellen*, VDI-Verlag, Fortschrittsberichte VDI Nr. 690, Reihe 8: Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Düsseldorf, 1997.
- [26] H. Knoblauch, U. Schneider, *Bauchemie*, Werner Verlag, Neuwied, 6. Auflage, 2006.
- [27] S. Röhling, H. Eifert, R. Kaden, *Betonbau*, Verlag Bauwesen, Berlin, 2000.
- [28] T. Adams, *Ein Modell zur Beschreibung der Hydratation von Beton in Abhängigkeit vom Feuchtegehalt*, Dissertation, TU Darmstadt, 2006.
- [29] M. Blumentritt, *Faseroptische Sensoren zur Überwachung chemischer Korrosionsprozesse in Stahlbetonbauwerken*, Dissertation, TU Braunschweig, 2007.
- [30] R. M. Espinosa, *Sorptionsisothermen von Zementstein und Mörtel*, Dissertation, TU Hamburg-Harburg, 2005.
- [31] R. Tacke, *Feuchte- und Festigkeitsentwicklung hydratisierten Betons - Modellierung und numerische Analyse*, Dissertation, TU Hamburg-Harburg, 2002.
- [32] K. van Breugel, *Simulation of hydration and formation of structure in hardening cement-based materials*, Dissertation, TU Delft, 1991.
- [33] M. Specht, *Grundlagen der Dauerhaftigkeit von Stahlbeton*, Band 11 der *Berichte aus dem konstruktiven Ingenieurbau*, TU Berlin, Berlin, 1990.
- [34] R. K. Zimbelmann, "A contribution to the problem of cement-aggregate bond", *Cement and Concrete Research*, Band 15, Nr. 5, S. 801 – 808, Mai 1985.
- [35] E. Hering, R. Martin, M. Stöhrer, *Physik für Ingenieure*, Springer Verlag, Berlin, 6. Auflage, 1997.



- [36] B. Meng, *Charakterisierung der Porenstruktur im Hinblick auf die Interpretation von Feuchtetransportvorgängen*, Dissertation, RWTH Aachen, 2003.
- [37] H. F. W. Taylor, *Cement Chemistry*, Thomas Telford, London, UK, 2. Auflage, 1997.
- [38] P. Lutz, R. Jenisch, H. Klopfer, H. Freymuth, L. Krampf, K. Petzold, *Lehrbuch der Bauphysik*, Teubner, Stuttgart, 1994.
- [39] M. Still, *Entwicklung eines Feuchtesensors und eines kompakten Hochfeuchtegenerators mit keramischen Funktionselementen*, VDI-Verlag, Fortschrittsberichte VDI Nr. 740, Reihe 8: Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Düsseldorf, 1999.
- [40] L. N. Bell, T. P. Labuza, *Moisture Sorption - Practical Aspects of Isotherm Measurement and Use*, American Association of Cereal Chemists, St. Paul, MN, USA, 2. Auflage, 2000.
- [41] A. Volkwein, *Ein Modell von kombinierten chemischen Reaktions- und Transportprozessen und seine Anwendung auf die Korrosion mineralischer Baustoffe*, Dissertation, TU München, 1991.
- [42] S. Bruder, *Adaptive Modellierung der Dauerhaftigkeit im Zuge der Überwachung von Betonbauwerken*, Dissertation, TU Braunschweig, 2007.
- [43] W. Meyer, W. Schilz, "A microwave method for density independent determination of moisture content of solids", *Journal of Physics D: Applied Physics*, Band 13, Nr. 4, S. 1823 – 1830, April 1980.
- [44] J. F. Rouleau, J. Goyette, T. K. Bose, M. F. Fréchette, "Performance of a microwave sensor for the precise measurement of water vapor in gases", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Band 7, Nr. 6, S. 828 – 831, Dezember 2000.
- [45] U. Kaatze, "Reference liquids for the calibration of dielectric sensors and measurement instruments", *Measurement Science and Technology*, Band 18, Nr. 4, S. 967 – 976, April 2007.
- [46] Y.-Z. Wei, S. Sridhar, "Technique for measuring the frequency-dependent complex dielectric constants of liquids up to 20 GHz", *Review of Scientific Instruments*, Band 60, Nr. 9, S. 3041–3046, September 1989.
- [47] Y.-Z. Wei, S. Sridhar, "Radiation-corrected open-ended coax line technique for dielectric measurements of liquids up to 20 GHz", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 39, Nr. 3, S. 526–531, März 1991.
- [48] H. Al-Rizzo, "Measurements of the complex dielectric constant of sand and dust particles at 11 GHz", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Band 37, Nr. 1, S. 110 – 113, März 1987.
- [49] I. L. Al-Qadi, S. Lahouar, A. Loulizi, "In-situ-measurements of hot-mix-asphalt dielectric properties", *Nondestructive Testing and Evaluation International*, Band 34, Nr. 7, S. 427 – 434, Oktober 2001.
- [50] J. Anderson, "Paper moisture measurement using microwaves", *Measurement and Control*, Band 22, S. 82 – 84, April 1989.

- [51] A. Kraszewski, "Use of a microwave cavity for sensing dielectric properties of arbitrarily shaped biological objects", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 38, Nr. 7, S. 858 – 863, Juli 1990.
- [52] F. Menke, R. Knöchel, T. Boltze, C. Hauenschild, W. Leschnik, "Moisture measurement in walls using microwaves", in *Proceedings IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Band 3, S. 1147 – 1150, Orlando, Florida, USA, April 1995.
- [53] R. J. King, *On-line Industrial Applications of Microwave Moisture Sensors*, Band 7, *Sensors Update*, Kapitel 2, S. 109 – 170, Wiley-VCH, Weinheim, 2000.
- [54] R. Knöchel, *Technology and Signal Processing of Dielectrometric Microwave Sensors for Industrial Applications*, Band 7, *Sensors Update*, Kapitel 1, S. 65 – 105, Wiley-VCH, Weinheim, 2000.
- [55] H.-D. Rüpke, "Über die Ankopplung von Mikrowellenresonatoren zur Messung von Materialeigenschaften", *Archiv der elektrischen Übertragung*, Band 20, Nr. 11, S. 617 – 620, November 1966.
- [56] B. Feher, "Sensitivity considerations in microwave paramagnetic resonance absorption techniques", *The Bell System Technical Journal*, Band 36, S. 449 – 484, März 1957.
- [57] B. Jannsen, A. F. Jacob, "A microwave-sensor for monitoring the moisture content of concrete", in *Proceedings 5<sup>th</sup> International Symposium on Non-destructive Testing in Civil Engineering (NDT-CE)*, S. 191 – 197, Tokio, Japan, April 2000.
- [58] B. Jannsen, A. F. Jacob, "Microwave moisture measurements on a test-building", in *Proceedings XVI IMEKO World Congress*, S. 239 – 244, Wien, September 2000.
- [59] B. Jannsen, A. F. Jacob, "A miniaturized resonant moisture sensor", in *Proceedings 31<sup>st</sup> EuMC 2001, Band 3*, S. 269 – 272, London, UK, September 2001.
- [60] B. Jannsen, T. Sokoll, W. Grahn, A. Jacob, "Monitoring the moisture content of buildings with microwave sensors", in *Proceedings 11. ITG/GMA-Fachtagung Sensoren und Messsysteme*, S. 222 – 114, Ludwigsburg, März 2002.
- [61] B. Jannsen, A. F. Jacob, "Ein Mikrowellensensor zur in-situ-Messung von Feuchte in Beton", in *Proceedings 10. Feuchtetag*, CD-ROM, Berlin, September 1999.
- [62] T. Sokoll, A. F. Jacob, "Fully integrated low-cost microwave moisture sensor system for in-situ-monitoring applications", in *Proceedings ISEMA 2007*, S. 215 – 222, Hamamatsu, Japan, April 2007.
- [63] T. Sokoll, B. Jannsen, A. F. Jacob, "A novel sensor design for measuring ion concentrations in concrete structures", in *Proceedings 11. Feuchtetag*, S. 36 – 46, Weimar, September 2002.
- [64] P. J. Petersan, S. M. Anlage, "Measurement of resonant frequency and quality factor of microwave resonators: Comparison of methods", *Journal of Applied Physics*, Band 84, Nr. 6, S. 3392 – 3402, September 1998.
- [65] S. Okamura, S. Miyagaki, Z. Ma, "Accurate resonance frequency detection in a microwave moisture measurement", *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, Band 33, Nr. 3, S. 143 – 150, 1998.

- 
- [66] W. T. Vetterling, S. A. Teukolsky, W. H. Press, B. P. Flannery, *Numerical Recipes*, Cambridge University Press, 1989.
- [67] W. T. Vetterling, S. A. Teukolsky, W. H. Press, B. P. Flannery, *Numerical Recipes - The Example Book*, Cambridge University Press, 1985.
- [68] M. Kummer, *Grundlagen der Mikrowellentechnik*, VEB Verlag, Berlin, 1986.
- [69] T. Sokoll, A. F. Jacob, "Miniaturized moisture sensor for the online monitoring of buildings", in *Proceedings Innovative Feuchtemessung in Forschung und Praxis*, S. 31 – 38, Karlsruhe, Oktober 2006.
- [70] TEKU GmbH, "Datenblatt PTFE", <http://www.teku-gmbh.de> (Stand: 12.05.2008).
- [71] Kern GmbH, "Datenblatt PTFE", <http://www.kern-gmbh.de> (Stand: 12.05.2008).
- [72] DuPont, "Datenblatt Kapton", [http://www2.dupont.com/Kapton/en\\_US/assets/downloads/pdf/summaryofprop.pdf](http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/assets/downloads/pdf/summaryofprop.pdf) (Stand: 12.05.2008).
- [73] Informationsstelle Edelstahl Rostfrei (ISER), "Merkblatt 821 - Edelstahl Rostfrei - Eigenschaften", [http://iser.insdata.de/daten/MB\\_821.pdf](http://iser.insdata.de/daten/MB_821.pdf) (Stand: 12.05.2008).
- [74] T. Sokoll, A. F. Jacob, "Characterization of moisture sensitive materials for resonant microwave sensors", in *Proceedings 12. Feuchtetag*, S. 45 – 53, Berlin, November 2004.
- [75] H. Pawlak, B. Janssen, A. F. Jacob, "Systematic design of resonant microstrip sensors with sensitive coating", *Microwave and Optical Technology Letters*, Band 32, Nr. 1, S. 21 – 25, Januar 2002.
- [76] G. Biffi, G. Avitable, M. Cerretelly, C. Riminesi, N. Sottani, "Microwave permittivity measurements through cross-shaped ring resonators", in *Sensors for Industry Conference - SI-CON*, S. 208 – 211, Houston, Texas, USA, November 2002.
- [77] R. A. Yogi, R. S. Parolia, R. N. Karekar, R. C. Aiyer, "Microwave microstrip ring resonator as a paper moisture sensor: study with different grammage", *Measurement Science and Technology*, Band 13, Nr. 9, S. 1558 – 1562, September 2002.
- [78] K. Chang, *Microwave Ring Circuits and Antennas*, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, Wiley-Interscience, New York, USA, 1996.
- [79] J.-M. Heinola, *Relative permittivity and loss tangent measurements of PWB materials using ring resonator structures*, Dissertation, Lappeenranta University of Technology, 2006.
- [80] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*, Studentexte Elektrotechnik, Hüthig, Heidelberg, 4. Auflage, 1996.
- [81] I. Bronstein, K. Semandjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, Gemeinschaftsausgabe Nauka Verlag & B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Moskau & Leipzig, 22. Auflage, 1985.
- [82] Kern GmbH, "Datenblatt Polypropylen", <http://www.kern-gmbh.de/> (Stand: 12.05.2008).
- [83] J.-M. Heinola, K.-P. Latti, P. Silventoinen, J.-P. Ström, M. Kettunen, "A method to evaluate effects of moisture absorption on dielectric constant and dissipation factor of printed circuit board materials", in *Proceedings 9<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Advanced Packaging Materials*, Atlanta, Georgia, USA, März 2004.

- [84] J.-M. Heinola, K.-P. Lätti, P. Silventoinen, J. P. Ström, M. Kettunen, “A new method to measure the dielectric constant and dissipation factor of printed circuit board laminate material in function of temperature and frequency”, in *Proceedings 9<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Advanced Packaging Materials: Process, Properties and Interfaces*, S. 235 – 240, Atlanta, Georgia, USA, März 2004.
- [85] J. Falbe, M. Regitz, *Römpp Lexikon Chemie*, Band 9, 1999.
- [86] R. Werneke, *Industrielle Feuchtemesstechnik*, Wiley-VCH, Weinheim, 2003.
- [87] T. Nenov, S. P. Yordanov, *Ceramic Sensors: Technology and Applications*, CRC-Press, London, UK, 1996.
- [88] M. Welker, *Untersuchungen zur Porenstruktur von Aluminiumoxid*, Dissertation, TU Berlin, Berlin, 1994.
- [89] D. Godlinski, *Herstellung und Eigenschaften feinstkörniger und defektarmer Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Keramik*, VDI-Verlag, Fortschritt-Berichte VDI Nr. 667, Reihe 8, Grund- und Werkstoffe, Kunststoffe, Düsseldorf, 2002.
- [90] H. Schaumburg, Hrsg., *Keramik, Werkstoffe und Bauelemente der Elektrotechnik*, B.G. Teubner, Stuttgart, 1994.
- [91] T. A. Ring, *Fundamentals of Ceramic Powder Processing and Synthesis*, Academic Press, San Diego, CA, USA, 1996.
- [92] W. J. Chao, K. Chou, *Porous Ceramic Materials*, Band 115, *Key Engineering Materials*, Kapitel 6, S. 93 – 108, Trans Tech Publications Ltd., Schweiz, 1996.
- [93] H. Bernstein, *Sensoren und Messelektronik*, Richard Pflaum Verlag, München, 1998.
- [94] Förderprogramm Mikrosystemtechnik, “Intelligenter Low-Cost Feuchtesensor auf keramischer Basis”, Abschlussbericht des BMBF-Projektes 16SV509 /0, 2000.
- [95] Verband der Keramischen Industrie e.V., “Brevier Technische Keramik”, [http://www.keramverband.de/brevier\\_dt/brevier.htm](http://www.keramverband.de/brevier_dt/brevier.htm) (Stand: 12.05.2008).
- [96] H. T. Sun, C. Cantalini, M. Pelino, *Porous Ceramic Materials*, Band 115, *Key Engineering Materials*, Kapitel 11, S. 167 – 180, Trans Tech Publications Ltd., Schweiz, 1996.
- [97] N. Petrovic, *Feuchtesensitive Materialien für resonante Mikrowellensensoren*, Studienarbeit, TU Braunschweig, April 2004.
- [98] O. Schimmer, A. Gülck, F. Daschner, J. Piotrowski, R. Knöchel, “Non-contacting determination of moisture content in bulk materials using sub-nanosecond UWB-pulses”, in *Proceedings 34<sup>th</sup> European Microwave Conference*, Band 2, S. 677 – 680, Amsterdam, Holland, Oktober 2004.
- [99] R. D. N.E. Hager, “Monitoring of cement hydration by broadband time domain-reflectometry dielectric spectroscopy”, *Journal of Applied Physics*, Band 96, Nr. 2004, S. 5117 – 5128, November 2004.
- [100] F. Da Silva, R. Wallach, A. Polak, Y. Chen, “Measuring water content of soil substitutes with time-domain reflectometry”, *Journal of the American Society for Horticultural Science*, Band 123, Nr. 4, S. 734 – 737, 1998.

- 
- [101] K. Kupfer, Hrsg., *Electromagnetic Aquametry*, Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 2005.
- [102] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Theorie für die Hochfrequenztechnik*, Band 2, *Studentexte Elektrotechnik*, Hüthig, Heidelberg, 2. Auflage, 1988.
- [103] M. Thumm, W. Wiesbeck, R. Kern, *Hochfrequenzmesstechnik - Verfahren und Messsysteme*, Teubner, Stuttgart, 1998.
- [104] B. Schiek, *Grundlagen der Hochfrequenzmesstechnik*, Springer, Berlin, 1999.
- [105] F. Daschner, *Multivariate Messdatenverarbeitung für die dielektrische Spektroskopie mit Mikrowellen zur Bestimmung der Zusammensetzung von Lebensmitteln*, Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2002.
- [106] B. Schulte, *Neuartige Netzwerkanalysatoren auf Basis von Zeitbereichsverfahren für schnelle Streuparameter-Messungen im Hochfrequenzbereich*, Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 2005.
- [107] J. Sachs, P. Peyerl, S. Wöckel, M. Kmec, R. Herrmann, "Liquid and moisture sensing by ultra-wideband pseudo-noise sequence signal", *Measurement Science and Technology*, Band 18, Nr. 4 (Special Issue), S. 1088 – 1053, April 2007.
- [108] T. Sokoll, R. Geise, A. F. Jacob, "A compact network analyzer for resonant microwave sensors", in *Proceedings ISEMA 2005*, S. 222 – 230, Weimar, Mai 2005.
- [109] M. Blumentritt, O. Brodersen, J. Flachsbarth, H.-H. Johannes, M. Kröner, K. Melhorn, T. Sokoll, A. Jacob, W. Kowalsky, "Novel sensor systems for structural health monitoring", in *Proceedings European Workshop on Structural Health Monitoring (Special Session, invited)*, CD-ROM, Beitrag Nr. 12, Grenada, Juli 2006.
- [110] T. Sokoll, A. F. Jacob, "In-situ moisture detection system with a vectorial network analyzer", *Measurement Science and Technology*, Band 18, Nr. 4 (Special Issue), S. 1088 – 1053, April 2007.
- [111] T. Sokoll, A. F. Jacob, "A self calibration low-cost sensor system for moisture monitoring of buildings", in *Proceedings IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, S. 1584 – 1587, San Francisco, Kalifornien, USA, Juni 2006.
- [112] T. Sokoll, A. F. Jacob, "Self-calibration circuits and routines for low-cost measuring systems", *Microwave and Optical Technology Letters*, Band 50, Nr. 2, S. 287 – 293, Februar 2008.
- [113] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill International Editions.
- [114] R. Geise, *Entwicklung eines Netzwerkanalysators zur Feuchtedetektion an Bauwerken*, Diplomarbeit, TU Braunschweig, September 2004.
- [115] A. Podell, "A high directivity microstrip coupler technique", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 70, S. 33 – 36, Januar 1970.
- [116] S. Uysal, H. Aghvami, "Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 37, Nr. 6, S. 969 – 976, Juni 1989.

- [117] N. Alexopoulos, C. Krowne, "Characteristics of single and coupled microstrips on anisotropic substrates", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 26, Nr. 6, S. 387 – 393, Juni 1978.
- [118] D. Paolino, "MIC overlay coupler design using spectral domain techniques", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 26, Nr. 9, S. 646 – 949, September 1978.
- [119] P. Pieters, S. Brebels, E. Beyne, R. P. Mertens, "Generalized analysis of coupled lines in multilayer microwave MCM-D technology-application: integrated coplanar Lange couplers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 47, Nr. 9, S. 1863 – 1872, September 1999.
- [120] K. Sachse, A. Sawicki, "Quasi-ideal multilayer two- and three-strip directional couplers for monolithic and hybrid MIC's", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 47, Nr. 9, S. 1873 – 1882, September 1999.
- [121] D. Jaisson, "Multilayer microstrip directional coupler with discrete coupling", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 48, Nr. 9, S. 1591 – 1596, September 2000.
- [122] M. Dydyk, "Accurate design of microstrip directional couplers with capacitive compensation", in *Proceedings IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, S. 581 – 584, Dallas, Texas, USA, Mai 1990.
- [123] S.-F. Chang, J.-L. Chen, Y.-H. Jeng, C.-T. Wu, "New high-directivity coupler design with coupled spurlines", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Band 14, Nr. 2, S. 65 – 67, Februar 2004.
- [124] M. Dydyk, "Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 47, Nr. 6, S. 581 – 584, Juni 1999.
- [125] R. Phromloungsri, M. Chongcheawchamnan, I. D. Robertson, "Inductively compensated parallel coupled microstrip lines and their applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 54, Nr. 9, S. 3571 – 3582, September 2006.
- [126] S. L. March, "Phase velocity compensation in parallel coupled microstrip", in *Proceedings IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, S. 410 – 412, Dallas, Texas, USA, Juni 1982.
- [127] Agilent Technologies, "AN 1287-3: Applying error correction to network analyzer measurements", <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7709E.pdf> (Stand: 12.05.2008).
- [128] G. H. Bryant, *Principles of Microwave Measurements*, IEE Electrical Measurement Series, Peter Peregrinus, London, UK, 1993.
- [129] Agilent Technologies, "AN 1287-1: Understanding the fundamental principles of vector network analysis", <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf> (Stand: 12.05.2008).
- [130] Agilent Technologies, "AN 1287-2: Exploring the architectures of network analyzers", <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7708E.pdf> (Stand: 12.05.2008).

- 
- [131] E. Nyfors, P. Vainikainen, *Industrial Microwave Sensors*, Artech House, Norwood, Ma, USA, 1989.
- [132] R. Knöchel, K. Schünemann, J.-D. Büchs, “Theory and performance of cavity stabilized microwave oscillators”, *Microwaves, Optics and Acoustics*, Band 1, Nr. 4, S. 143 – 155, Juli 1977.
- [133] M. Tabib-Azar, T. Zhang, S. LeClair, “Self-oscillating evanescent microwave probes for nondestructive evaluations of materials”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Band 51, Nr. 5, S. 1126 – 1132, Oktober 2002.
- [134] C. Aykel, R. G. Bosisio, G.-E. April, “An active frequency technique for precise measurements on dynamic microwave perturbations”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Band 27, Nr. 4, S. 364 – 368, Dezember 1978.
- [135] B. Tian, W. R. Tinga, “A microwave oscillation loop for dielectric constant measurement”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 42, Nr. 2, S. 169 – 176, Februar 1994.
- [136] M. Odyniec, *RF and Microwave Oscillator Design*, Artech House, Norwood, MA, USA, 2002.
- [137] E. Voges, *Hochfrequenztechnik - Bauelemente, Schaltungen und Anwendungen*, Hüthig, Heidelberg, 3. Auflage, 2004.
- [138] U. Tietze, C. Schenk, *Halbleiter-Schaltungs-Technik*, Springer Verlag, 12. Auflage, 2002.
- [139] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, Norwood, MA, USA, 1988.
- [140] C. Rauscher, *Spektrumanalyse*, Rohde und Schwarz, München, 2000.
- [141] A. Gronefeld, *Fehlermodelle und Selbstkalibriermethoden für vektorielle Netzwerkanalysatoren*, Dissertation, Ruhr Universität Bochum, 1999.
- [142] H. Gruchala, A. Rutkowski, “Frequency detector with power combiner devices”, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Band 8, Nr. 5, S. 179 – 181, Mai 1998.
- [143] Chronos Group, *Frequency Measurement and Control*, Band 7: *Microwave Technology Series*, Chapman and Hall, 1994.
- [144] J. Khazam, “Microwave frequency measurements with frequency counters and spectrum analyzers”, *Microwave Journal*, Band 34, Nr. 7, S. 128 – 165, June 1991.
- [145] E. Rubiola, “On the measurement of frequency and of its sample variance with high resolution counters”, in *Proceedings IEEE International Frequency Control Symposium and Exhibition*, S. 46 – 49, August 2005.
- [146] J. Kalisz, “Review of methods for time interval measurements with picosecond resolution”, *Metrologica*, Band 41, Nr. 1, S. 17 – 32, February 2004.
- [147] S. Johannson, “New frequency counting principle improves resolution”, in *Proceedings IEEE Frequency Control Symposium and Exposition*, S. 628 – 635, August 2005.
- [148] Atmel, “Datenblatt ATMEGA8(L), Rev.Q”, [http://www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf) (Stand: 12.05.2008).

- 
- [149] M. Curtin, P. O'Brian, "Phase locked loops for high-frequency receivers and transmitters - Part 3", *Analog Dialogue*, Band 33, Nr. 7, S. 1 – 5, Juli 1999.
- [150] T. Sokoll, A. F. Jacob, *Schaltungsanordnung zur breitbandigen Bestimmung der charakteristischen Frequenz eines Messsignals*, Patent DE 10 2006 036 179.2-35, Deutsches Patent- und Markenamt, November 2007.
- [151] T. Sokoll, A. F. Jacob, "Low-cost frequency meters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Band 56, Nr. 1, S. 202 – 208, Januar 2008.
- [152] U. L. Rohde, *Digital PLL Frequency Synthesizers - Theory and Design*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., USA, 1983.
- [153] M. N. Soutsos, J. H. Bungey, S. G. Millard, M. R. Shaw, A. Patterson, "Dielectric properties of concrete and their influence on radar testing", *Nondestructive Testing and Evaluation International*, Band 34, Nr. 6, S. 419 – 425, September 2001.
- [154] W. McCarter, G. Starrs, T. Chrisp, "Electrical conductivity, diffusion and permeability of Portland cement-based mortars", *Cement and Concrete Research*, Band 30, Nr. 9, S. 1395 – 1400, September 2000.
- [155] G. Levita, A. Marchetti, G. Gallone, A. Princigallo, G. Guerrini, "Electrical properties of fluidified Portland cement mixes in the early stage of hydration", *Cement and Concrete Research*, Band 30, Nr. 6, S. 923 – 930, Juni 2000.
- [156] C. H. Hamann, W. Vielstich, *Elektrochemie*, Wiley-VCH, Weinheim, 2005.
- [157] R. F. Powo, *Entwurf und Aufbau digitaler Übertragungssysteme*, Diplomarbeit, TU Hamburg-Harburg, April 2006.
- [158] A. Shivola, *Model Systems for Materials with High Dielectric Losses in Aquametry*, Kapitel 5, S. 93 – 112, *Electromagnetic Aquametry*, Springer Verlag, Berlin, 2005.



# Lebenslauf

Thorsten Sokoll

geboren am 14.02.1973 in Schleswig

## Schulische Ausbildung

Aug. 1979 - Juni 1983 Grundschule in Sieverstedt  
Aug. 1983 - Mai 1992 Gymnasium in Satrup,  
Abschluss: Abitur

## Berufliche Ausbildung und Wehrdienst

Aug. 1992 - Jan. 1995 Ausbildung zum Bankkaufmann bei der Sparkasse  
Schleswig-Flensburg  
Abschluss: Bankkaufmann  
Juli 1995 - April 1996 Grundwehrdienst

## Studium und Praktika

Aug. 1996 - Sept. 1996 Grundpraktikum bei Kallsen GmbH & Co, Schleswig  
Okt. 1996 - Sept. 2001 Studium der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule  
Braunschweig  
Abschluss: Diplom  
Feb. 1997 - April 1997 Fachpraktikum bei der deutschen Telekom AG, Braunschweig  
Sept. 2000 - Mai 2001 Studium der Elektrotechnik an der University of Rhode Island,  
Kingston, Rhode Island, USA  
Abschluss: Master of Science  
Juni 2001 - Aug. 2001 Fachpraktikum bei Optigain, Inc., Wakefield, Rhode Island, USA

## Berufliche Tätigkeiten

Jan. 1995 - Juni 1995 Bankkaufmann bei der Sparkasse Schleswig - Flensburg  
Mai 1996 - Juli 1996 Bankkaufmann bei der Sparkasse Schleswig - Flensburg  
Okt. 2001 - Dez. 2004 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für  
Hochfrequenztechnik der Technischen Universität Braunschweig  
Jan. 2005 - Juni 2007 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für  
Hochfrequenztechnik der Technischen Universität  
Hamburg-Harburg  
seit Juli 2007 Mitarbeiter bei der Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Traunreut





