







Forschungsberichte  
aus  
dem Institut  
für Höchstfrequenztechnik  
und Elektronik  
der  
Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber:  
Prof. Dr.-Ing. W. Wiesbeck

Yan C. Venot

# **Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensor- systems bei 76,5 GHz**

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
Universität Karlsruhe (TH)

alle Rechte vorbehalten

Druck: Druckerei Gunter Dünnbier, 02779 Großschönau,  
Tel. 035845-36757

ISSN: 0942-2935

## **Vorwort des Herausgebers**

Vor ca. 3 Jahren gründete der IEEE den neuen Arbeitsbereich *Sensors* und beschloss die Herausgabe eines *IEEE-Sensors Journal*. Mit diesem Beschluss wurde der stark steigenden Bedeutung von Sensoren zur Prozessautomatisierung und Überwachung in allen Bereichen der Technik und Technologie Rechnung getragen. Häufig kann eine Aufgabe prinzipiell von mehreren unterschiedlich wirkenden Sensoren erfüllt werden. Die Auswahl wird dann in der Regel durch die Anwendung, d.h. die speziellen Anforderungen z.B. an die Umgebung und die Integration getroffen. Überlegungen dieser Art standen auch Pate bei der Erarbeitung von Grundlagen für die Realisierung eines Sensors zur Messung von Abstandsänderungen im Mikrometerbereich in typischen industriellen Umgebungen. Obwohl es hier schon optische und akustische Sensoren für derartige Aufgaben gibt, können diese durch einen Mikrowellenradarsensor konkurrenzfähig gelöst werden.

Herr Venot hat für seine Dissertation für den Nahbereichsradarsensor das Phasenmessprinzip gewählt. Es liefert eine exzellente Genauigkeit, da im Nahbereich bei der geringen erforderlichen Bandbreite von einigen kHz und der extrem kurzen Laufzeit von Pikosekunden das Rauschen nur eine sehr untergeordnete Rolle spielt. Für die Realisierung bei 76,5 GHz in LTCC-Technik ergibt sich zwar ein durchaus bekanntes Blockschaltbild, doch die hervorragende Leistungsfähigkeit beruht auf wesentlichen neuen Ideen zur Umsetzung der Funktionen und zum Aufbau.

Die vorliegende Dissertation von Herrn Venot ist ein hervorragendes Beispiel für eine end-to-end Lösung eines Problems in der Elektrotechnik.

Ich wünsche der Arbeit eine weite Verbreitung und bin sicher, dass sie als Motivation für viele junge Wissenschaftler auf dem Weg zur Promotion dienen wird.

**Forschungsberichte aus dem  
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
der Universität Karlsruhe (TH)**

---

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny  
**Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung**
- Band 2 Eberhardt Heidrich  
**Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen**
- Band 3 Thomas Kürner  
**Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell**
- Band 4 Jürgen Kehrbeck  
**Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation**
- Band 5 Christian Bornkessel  
**Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung**
- Band 6 Rainer Speck  
**Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten**
- Band 7 Edward Pillai  
**Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models**
- Band 8 Dieter J. Cichon  
**Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen**
- Band 9 Gerd Gottwald  
**Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode**
- Band 10 Norbert Geng  
**Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung**
- Band 11 Torsten C. Becker  
**Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)**

**Forschungsberichte aus dem  
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
der Universität Karlsruhe (TH)**

---

- Band 12 Friedhelm Rostan  
**Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satelliten-  
gestützte SAR-Systeme**
- Band 13 Marcus Demmler  
**Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen  
Charakterisierung von Mikrowellentransistoren**
- Band 14 Andreas Froese  
**Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern**
- Band 15 Jürgen v. Hagen  
**Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An  
Integral Representation Based Model**
- Band 16 Ralf Pötzschke  
**Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische  
Metallphasenbildung**
- Band 17 Jean Parlebas  
**Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit  
koplanarer Speisung**
- Band 18 Frank Demmerle  
**Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen  
Mehrfachzugriff (SDMA)**
- Band 19 Eckard Steiger  
**Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien  
eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität**
- Band 20 Frederik Küchen  
**Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer  
COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang**
- Band 21 Klaus Schmitt  
**Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich  
und ihre meßtechnische Verifikation**
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck  
**Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den  
digitalen terrestrischen Rundfunk**
- Band 23 Thomas Zwick  
**Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunk-  
kanälen durch markierte Poisson-Prozesse**

**Forschungsberichte aus dem  
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
der Universität Karlsruhe (TH)**

---

- Band 24 Dirk Didascalou  
**Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels**
- Band 25 Hans Rudolf  
**Increase of Information by Polarimetric Radar Systems**
- Band 26 Martin Döttling  
**Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk**
- Band 27 Jens Haala  
**Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren**
- Band 28 Eberhard Gschwendtner  
**Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge**
- Band 29 Dietmar Löffler  
**Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik**
- Band 30 Xuemin Huang  
**Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms**
- Band 31 Martin Fritzsche  
**Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren**
- Band 32 Siegfried Ginter  
**Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall**
- Band 33 Young Jin Park  
**Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar**
- Band 34 Alexander Herschlein  
**Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung**
- Band 35 Ralph Schertlen  
**Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen**



**Forschungsberichte aus dem  
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik  
der Universität Karlsruhe (TH)**

---

- Band 36 Jürgen von Hagen  
**Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations  
Arising in Computational Electromagnetics**
- Band 37 Ying Zhang  
**Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas**
- Band 38 Thomas M. Schäfer  
**Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in  
Kliniken**
- Band 39 Christian Fischer  
**Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden**
- Band 40 Yan C. Venot  
**Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems  
bei 76,5 GHz**



# **Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz**

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTOR-INGENIEURS**

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

**DISSERTATION**

von

**Dipl.-Ing. Yan C. Venot**

aus Sande

Tag der mündlichen Prüfung:

15.12.2003

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel



# Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH) und wurde in Kooperation mit der Siemens AG, CT-MM2 in München, mit United Monolithic Semiconductors (UMS) in Ulm und Paris sowie mit dem Institut für angewandte Festkörperphysik (IAF) der Fraunhofergesellschaft in Freiburg durchgeführt.

Ich möchte mich an dieser Stelle beim Leiter des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Werner Wiesbeck für das Vertrauen in das Gelingen meiner Arbeiten und für die Übernahme des Hauptreferats bedanken. Ebenso bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel, Leiter der Abteilung für Mikrowellentechnik der Universität Ulm, für die Übernahme des Korreferats.

Weiterhin möchte ich mich ganz herzlich bei Herrn Dr. Felder von der Siemens AG in München bedanken, der mit großem Interesse und Engagement die Entwicklungsarbeiten begleitet hat. Mein Dank gilt auch den Mitarbeitern von UMS und besonders Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinrich Daembkes und Herrn Dr. rer. nat. Ulf Meiners für die Unterstützung. Schließlich möchte ich mich noch bei Herrn Dr. Martin Schlechtweg, Leiter des IAF in Freiburg für die ausgezeichnete Kooperation bedanken.

Mein Dank geht weiterhin an die zahlreichen Mitarbeiter der Siemens AG, CT-MM2 in München, von UMS in Paris und des IAF in Freiburg, die mir stets zur Seite standen.

Zum wesentlichen Gelingen meiner Arbeit hat außerdem das angenehme Arbeitsumfeld am Institut beigetragen. Hier möchte ich mich bei allen Kollegen und ganz besonders bei meinem ehemaligen Kollegen, Herrn Dr. Ralph Schertlen für die ständige Unterstützung bedanken. Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Dr. Jean Parlebas für die Hilfe beim Verfassen der Dissertation. Mein Dank gilt weiterhin meinen zahlreichen Hiwis, Studienarbeiter und Diplomanden: Frau Karin Schuler, Herrn Daniel Cremers, Herrn Michael Jehle, Herrn Rainer Lenz, Herrn Philip Obergfell, Herrn Alexander Remmele, Herrn Marc Setzer und Herrn Sotyohadi.

Zusammen mit meiner Familie, meiner Freundin und meinen zahlreichen Freunden erlebte ich während der arbeitsintensiven Jahre sehr viele schöne und persönliche Momente, aus denen ich genug Energie schöpfen konnte, um die Arbeiten zum Abschluss zu bringen.

Karlsruhe, im Februar 2004

Yan Venot



# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbole und Abkürzungen</b>	<b>vii</b>
Naturkonstanten	vii
Abkürzungen	vii
Mathematische Symbole	ix
Kleinbuchstaben	ix
Großbuchstaben	x
Griechische Buchstaben	xi
Tiefindizes	xii
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Innovativer Radarsensor bei 76,5 GHz	1
1.2 Stand der Technik	2
1.3 Multifunktionales Konzept als Erfolgsschlüssel	3
<b>2 Systemübersicht</b>	<b>7</b>
2.1 Systemkonzept	7
2.1.1 Anforderungen an die Sensorbaugruppen	9
2.3 Projektpartner	11
2.3 Funktionsweise	12
<b>3 Planare integrierte Wanderwellen Antenne</b>	<b>17</b>
3.1 Anforderungen an die Antenne	17
3.2 Die Vivaldi-Antenne	19
3.3 Optimierung der Antennengeometrie	21
3.3.1 Antipodale Antennenanordnung	21
3.3.2 Minimierung der Randstromeffekte	23
3.3.2.1 Korrugationen im Antennenkanal	23
3.3.2.2 Korrugationen an der Antennenaußenseite	25
3.3.2.3 Korrugationen an der Stirnseite	25

---

3.4	Gespeiste Antenne	28
3.4.1	Speisung mittels Bandleitung	28
3.4.2	Speisung mittels optimierter Massekontur und Leiterkontur	31
3.4.2.1	Optimierte Massekontur	31
3.4.2.2	Optimierte Leiterkontur	32
3.5	Messtechnische Verifikation	34
3.5.1	Richtdiagramme	35
3.5.2	Anpassung und Gewinn	35
3.6	Verhalten der Antenne im Sensorsystem	36
3.6.1	Hochfrequenzmesssystem	37
3.6.2	I/Q-Basisband-Demodulator	37
3.6.3	Mechanische Verschiebeeinheit	38
3.6.4	A/D-Konverter NI-5112 von National Instruments	38
3.7	Messungen an einer ausgedehnten Platte	39
3.7.1	Durchführung der Messungen	39
3.7.1.1	Geometrische Bestimmung des Spiralmittelpunkts	41
3.7.1.2	Mittelung über mehrere Spiralumläufe	42
3.7.1.3	Messung des Freiraumwerts	43
3.7.2	Ergebnisse und Vergleich mit dem theoretischen Ansatz	43
3.7.2.1	Vergleich mit einfachem Reflexionsmodell	43
3.7.2.2	Mehrfachreflexionen zwischen Objekt und Antenne	46
3.7.2.3	Einfluss der Antennenapertur im Nahbereich	47
3.7.2.4	Phasenlinearität als Gütekriterium	48
<b>4</b>	<b>Fehlerbetrachtung und Kalibrationsverfahren im Betrieb</b>	<b>51</b>
4.1	Systematische Fehler	51
4.1.1	Phasen- und Amplitudenfehler zwischen I- und Q-Zweig	52
4.1.2	Antennenfehlانpassung und Einkopplung des Sendesignals	53
4.2	Echtzeitfähiges Kalibrationsverfahren	56
4.2.1	Das Entscheidungskriterium	56
4.2.1.1	Physikalische Erklärung	59
4.2.1.2	Mathematische Darstellung	60
4.2.2	Kalibrationsfunktion $\kappa$	61
4.2.2.1	Einfluss der Quantisierung	62
4.2.3	Kalibration bei Frequenzdrift	63
4.2.3.1	Restfehler	65
4.2.3.2	Absoluter Abstand	67
4.2.3.3	Adaptive, echtzeitfähige Sensorkalibration	68



---

4.2.4	Kalibration bei Änderung der Antennenfehlpassung	70
4.2.4.1	Der Systemreflexionsfaktor (SRF)	71
4.2.4.2	Mathematische Modellierung des SRF	72
4.2.4.3	Antennenfehlpassungs-Änderungs-Prädiktion	76
4.2.5	Erweiterungen des Kalibrationsverfahrens	79
<b>5</b>	<b>Erreichbare Leistungsfähigkeit des Prototyps</b>	<b>81</b>
5.1	Systemkonzept des Prototyps	81
5.1.1	Schaltungskonzept	81
5.1.2	Millimeterwellen MMICs von UMS	83
5.1.2.1	VCO CHV 2243	83
5.1.2.2	Vervielfacher/PA CHU 2277	83
5.1.2.3	Mischer CHM 2378	84
5.2	Vergleich VNWA-System mit Prototyp	85
5.3	A/D-Wandler Auflösung im Basisband	87
5.4	Thermisches Rauschen und Genauigkeitsgrenze	91
5.5	1/f Rauschen	94
5.6	Phasenrauschen	94
5.6.1	Ursachen des Phasenrauschens	94
5.6.2	Beschreibung des Phasenrauschens	95
5.6.3	Auswirkungen des Phasenrauschens im Sensorsystem	95
5.6.3.1	Herkömmliche Systeme mit langer Laufzeit	95
5.6.3.2	Neuartiges Sensorsystem mit extrem kurzer Laufzeit	96
<b>6</b>	<b>Realisierung eines Sensorprototyps bei 76,5 GHz</b>	<b>101</b>
6.1	Messtechnik im Millimeterwellenbereich	101
6.1.1	Koplanartechnik und Mikrostreifenleitungstechnik	101
6.1.2	Übergang von Koplanarleitung auf Mikrostreifenleitung	102
6.1.3	TRL Kalibration	103
6.1.4	Reflexionsfreie Abschlüsse bei Millimeterwellen	106
6.2	Das passive System	107
6.2.1	Koppler in Mikrostreifenleitungstechnik	107
6.2.1.1	Der Breitbandhybrid zur Isolation des Empfangspfads	107
6.2.1.2	Der Hybridkoppler zur Erstellung der I/Q-Quadraturbedingung	110
6.2.2	Das passive Gesamtsystem mit Antenne	112
6.2.2.1	Messung der Fehlerunterdrückung	112
6.2.2.2	Abschätzung des Nutzsignals	115
6.3	Integriertes Gesamtsystem	116

---

6.3.1	Aufbau	116
6.3.1.1	Schichtstruktur des Prototyps	116
6.3.1.2	RF-Layout	117
6.3.1.3	DC-Layout	119
6.3.2	Verifikationsmessungen	120
6.3.2.1	Durchführung der Messung	120
6.3.2.2	Linearitätsabweichung durch Fehlersignaleinfluss	120
6.3.2.3	Messgenauigkeit	121
<b>7</b>	<b>Applikationsorientierte Leistungsfähigkeit von Millimeterwellen-Radarsensoren</b>	<b>125</b>
7.1	Sensorverhalten unter realen Betriebsbedingungen	125
7.1.1	Ablagerungen auf dem Objekt	125
7.1.2	Ablagerungen auf dem Sensor	126
7.2	Phasen und Amplitudenlinearität	127
7.2.1	Einbauumgebung	127
7.2.2	Ausrichtung	131
7.3	Applikationsorientierte Messbeispiele	133
7.3.1	Vibrationsanalyse eines Elektromotors von Siemens A&D SD	133
7.3.2	Turbinenmessung im Kavernenkraftwerk „Wehr“	136
<b>8</b>	<b>Sensorrealisierung in LTCC-Keramik</b>	<b>139</b>
8.1	Das LTCC-Keramik Trägermaterial	139
8.2	Kompakter Multilayer-Entwurf	140
8.3	Untersuchung verschiedener Keramiken	142
8.3.1	Durchführung der Materialmessung, Messanordnung	142
8.3.2	Messergebnisse	143
8.3.2.1	Ergebnisse für Dielektrizitätszahl und Verlustfaktor	143
8.3.2.2	Gegenüberstellung der Materialien	145
8.4	Die antipodale Vivaldi-Antenne in LTCC	145
8.4.1	Materialmodulation in der Keramikstruktur	146
8.4.2	Inhomogene Materialmodulation	149
8.4.2.1	Abschnittsweise Materialmodulationen	149
8.4.2.2	Progressive Materialmodulation	150

---

8.4.3	Auswirkung der antipodalen Anordnung	152
8.4.3.1	Unsymmetrische Zuleitungs- und Antennenanordnung	152
8.4.3.2	Auswirkung auf Strombelegung und Richtdiagramm	153
8.4.3.3	Ausgleich der unsymmetrischen Feldverteilung	154
8.4.3.4	Einfluss der Unsymmetrie bei hoher relativer Permittivität	155
8.4.3.5	Einfluss der Unsymmetrie bei niederer relativer Permittivität	156
8.4.4	Gespeiste antipodale Vivaldi-Antenne in LTCC	157
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>161</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>163</b>
<b>A</b>	<b>Modulationen der effektiven Dielektrizitätszahl</b>	<b>171</b>
A.1	Modulationsbereiche bei LTCC Antennen	171
A.2	Lochdichten zur Senkung der relativen Permittivität	172
A.2.1	Lochdurchmesser $d = 300 \mu\text{m}$	172
A.2.2	Lochdurchmesser $d = 150 \mu\text{m}$	174
<b>B</b>	<b>Datenblätter</b>	<b>177</b>
B.1	Q-Band VCO: CHV2243	178
B.2	W-Band Frequenzverdoppler/Verstärker: CHU2277	186
B.3	W-Band Zweikanalmischer: CHM2378	192
<b>C</b>	<b>Schaltplan der DC-Steuerung</b>	<b>201</b>
<b>D</b>	<b>Ätzworlagen</b>	<b>203</b>



# Symbole und Abkürzungen

## Naturkonstanten

$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum: $2,997925 \cdot 10^8 \text{ m/s}$
$\epsilon_0$	Permittivität des Vakuums: $8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/(Vm)}$
$k$	Boltzmannkonstante: $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$
$\mu_0$	Permeabilität des Vakuums: $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/(Am)}$
$Z_0$	Wellenwiderstand im Vakuum, $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \text{ } \Omega \approx 377 \text{ } \Omega$

## Abkürzungen

AM	Amplitudenmodulation
A/D	Analog Digital
ABS	Anti Blockier System
ACC	engl. Adaptive Cruise Control
CW	Dauerstrichbetrieb (engl. Continuous Wave)
CWSA	engl. Constant Width Slot Antenna
DSV	Digitale Signalverarbeitung
HEMT	engl. High Electron Mobility Transistor
HF	Hochfrequenz
HWB	Halbwertsbreite einer Antenne
IAF	Institut für angewandte Festkörperphysik der Fraunhofergesellschaft
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

Kfz	Kraftfahrzeug
LO	Lokalszillator
LTCC	engl. Low Temperature Cofired Ceramic
LTSA	engl. Linear Tapered Slot Antenna
MMIC	engl. Monolithic Microwave Integrated Circuit
PLL	Phasenregelschleife, engl. Phase Locked Loop
Radar	engl. Radio Detection and Ranging
RCS	engl. Radar Cross Section
RF	engl. Radio Frequency
SAR	engl. Synthetic Apertur Radar
SFV	Signal zu Fehler Verhältnis
SNR	Signal zu Rausch Verhältnis (engl. Signal to Noise Ratio)
SOLT	engl. Short-Open-Load-Transmission, Kalibrationsmethode
TEM	engl. Transversal Electromagnetic
TRL	engl. Thru-Reflect-Load, Kalibrationsmethode
UMS	Firmenname, United Monolithic Semiconductors
VCO	engl. Voltage Controlled Oszillator
VNWA	engl. Vector Network Analyzer
WLAN	engl. Wireless Local Area Network
ZF	Zwischenfrequenz

## Mathematische Symbole

$AKF$	Autokorrelationsfunktion
$F$	Fouriertransformierte
$F^{-1}$	Inverse Fouriertransformierte
$FFT$	Fast Fourier Transformation
$\propto$	Proportionalität
$\approx$	Ungefähr

## Kleinbuchstaben

$a$	Korrekturfaktor für Antennenmessung
$\underline{a}$	Sendesignal
$b$	Abstandsoffset
$\underline{b}$	Empfangssignal
$c_0$	Ausbreitungsgeschwindigkeit in Luft
$c_S$	Ausbreitungsgeschwindigkeit im Substrat
$d$	absoluter Abstand zwischen Sensor und Messobjekt, Lochdurchmesser bei Materialmodulation
$\Delta d$	Abstandsvariation (z.B. Unwucht)
$d'$	effektive Entfernung vom Sensor zum Objekt
$f$	Frequenz
$g$	Gewichtungparameter innerhalb der Kalibrationsfunktion
$h$	Substratdicke einer Bandleitung
$i$	imaginäre Einheit
$k$	Koppelfaktor, Dämpfungsfaktor
$l$	Breite des Schlitzes einer Korrugation, elektrische Leitungslänge
$m$	Breite des Metallstegs einer Korrugation

---

$n$	Zählindex
$\underline{r}$	komplexer Reflexionsfaktor
$s$	Stegbreite zwischen zwei Löchern
$s_{oben}$	Wegstrecke auf dem oberen Flügel
$s_{unten}$	Wegstrecke auf dem unteren Flügel
$t$	Zeit, Korrugationstiefe, Substratdicke
$t_{eff}$	effektive Substratdicke
$u(t)$	hochfrequentes Spannungssignal
$\hat{u}$	Spannungsamplitude
$u_{eff}$	Effektivwert der Spannungsamplitude
$u_{LSB}$	Spannungsamplitude des Least Significant Bit
$u$	Spannungswert
$v$	Ausbreitungsgeschwindigkeit
$v_{Ph}$	Phasengeschwindigkeit
$w$	Leiterbreite der Bandleitung, Schlitzbreite der Schlitzleitung
$w_{min}$	minimale Schlitzbreite
$w_{max}$	maximale Schlitzbreite
$x$	Koordinate entlang des Antennenkanals

## Großbuchstaben

$A$	Amplitude des komplexen Basisbandsignals, Antennenapertur
$\Delta A$	mit Abstandsvariation einhergehende Amplitudenschwankung, Amplitudenfehler beim IQ-Demodulator
$B$	Bandbreite, Antennenbreite
$D$	Mittelpunktsabstand der Löcher bei Materialmodulation
$D_{AD}$	Dynamik eines A/D-Wandlers
$G$	Gewinn eines aktiven Bauteils, Antennengewinn



---

$Q$	Güte (z.B. Material)
$I_m, Q_m$	Mittelwerte der Basisbandssignale (Gleichspannung)
$L$	Antennenlänge
$M_0$	komplexer Gleichspannungsoffset des Empfangssignals
$M(d)$	Abweichung der Phasensteigung, bezogen auf den Sollwert
$N$	Rauschleistung
$NF$	Rauschzahl
$P$	Wirkleistung
$R$	Wirkwiderstand
$R_i$	Innenwiderstand
$S_{ij}$	komplexer Streuparameter
$S_{p-p}$	mechanische Gesamtauslenkung
$S_\phi(\delta f)$	Rauschleistungsdichte
$T$	absolute Temperatur
$V_{ges}$	Gesamtvolumen
$V_1$	Volumen des Materials 1
$V_2$	Volumen des Materials 2
$Z$	Wellenwiderstand, komplexe Impedanz

## Griechische Buchstaben

$\alpha$	Steiler Bereich der Phasendetektorkurve
$\beta$	Ausbreitungskonstante
$\gamma$	Vorfaktor
$\delta$	Verlustwinkel (z.B. eines Materials)
$\delta f$	Frequenzablage vom Träger
$\varepsilon$	Permittivität, $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$
$\varepsilon_r$	relative Dielektrizitätszahl

$\epsilon_{r,1}$	relative Dielektrizitätszahl von Material 1
$\epsilon_{r,2}$	relative Dielektrizitätszahl von Material 2
$\epsilon_{r,eff}$	effektive relative Dielektrizitätszahl
$\epsilon_{r,mittel}$	mittlere relative Dielektrizitätszahl
$\epsilon_{r,mittel,min}$	minimale mittlere relative Dielektrizitätszahl
$\kappa$	Kalibrationsfunktion
$\lambda$	Wellenlänge
$\lambda_0$	Freiraumwellenlänge
$\lambda_\epsilon$	Substratwellenlänge
$\mu$	Permeabilität, $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$
$\mu_r$	relative Permeabilität
$\sigma$	Standardabweichung
$\tau$	Laufzeit
$\phi$	Phasenverschiebung durch Laufzeit
$\Delta\phi(t)$	Durch Rauschen hervorgerufene Phasenschwankung
$\Delta\phi_{IQ}$	Phasenfehler beim IQ-Demodulator
$\Phi$	Argument des komplexen Basisbandsignals
$\Delta\Phi$	Durch $\Delta d$ hervorgerufene Phasenverschiebung im Basisband
$\Psi$	Winkel in der E-Ebene
$\Psi_{HWB}$	Halbwertsbreite in der E-Ebene
$\Theta$	Winkel in der H-Ebene
$\Theta_{HWB}$	Halbwertsbreite in der H-Ebene

## Tiefindizes

$A$	Amplitude
$BB$	Basisbandsignal
$d$	Abstand

---

E	Empfangssignal
Fehler	Fehlersignal (systematischer Gleichspannungsfehler)
I	I-Anteil
in	Eingang
LO	Lokaloszillator
M	Mischer
Nutz	Nutzsignal (Empfangssignal ohne Fehleranteil)
Obj.	reflektierendes Objekt
out	Ausgang
Q	Q-Anteil
RF	Hochfrequenzsignal
rms	mittleres Fehlerquadrat, engl. Root Mean Square
S	Sendesignal
V	Verbraucher
ZF	Zwischenfrequenzsignal



# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Innovativer Radarsensor bei 76,5 GHz

In der vorliegenden Arbeit wird ein neuartiger integrierter mm-Wellen Radarsensor für den Nahbereich vorgestellt. Der Sensor wird bei einer Frequenz von 76,5 GHz im CW-Modus (Continuous Wave) betrieben und misst die relative Abstandsänderung zu einem Objekt. Nahbereich bedeutet in diesem Fall, dass sich das zu vermessende Objekt im Bereich zwischen 0,5 mm und 6 cm vor dem Sensor befindet. Zur Erfassung der Abstandsänderung wird die Phasenverschiebung zwischen dem Sendesignal als Referenz und dem kohärenten, vom Objekt reflektierten Empfangssignal gemessen. Bei herkömmlichen Radarsystemen wie z.B. SAR-Systemen [1, 12] wird die Entfernungsauflösung durch die verwendete Bandbreite bestimmt. Beim hier verwendeten mm-Wellen CW-Phasenradar wird die Entfernungsauflösung durch eine sehr präzise relative Phasenmessung erreicht. Durch die verwendete Sendefrequenz von 76,5 GHz wird eine Messgenauigkeit im  $\mu\text{m}$ -Bereich erzielt. Der Eindeutigkeitsbereich der Messung liegt bei einer halben Wellenlänge  $\lambda/2 = 1,96 \text{ mm}$ . Vorrangig kommen als Anwendungen Unwuchten, Vibrationen und Oberflächenbeschaffenheiten bei rotierenden Wellen und lateral bewegten Teilen in Frage. Dabei wird die Abstandsänderung zwischen Sensor und Messobjektoberfläche entlang der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle gemessen.

Die vorliegende Arbeit stellt eine umfassende Betrachtung der Funktionsweise eines solchen Radarsensors dar. Die Entwicklung wird vom Funktionsprinzip über die Beschreibung eines möglichen Sensorsystemkonzepts bis hin zum funktionsfähigen Prototyp bei 76,5 GHz durchgeführt. Dabei gehören die Optimierung der Hardwareplattform ebenso zum Arbeitsumfang wie eine echtzeitfähige Datenkalibrations- und Auswertesoftware. Es wird in dieser Arbeit erstmals gezeigt, dass durch die hohe Phasenkohärenz eines Oszillators innerhalb der kurzen Laufzeit zum Messobjekt eine relative Phasenmessung mit einer Genauigkeit  $< 1/10^\circ$  möglich ist. Das Funktionsprinzip in Verbindung mit relevanten Anwendungen wurde im Rahmen dieser Arbeit zum Patent angemeldet [2].

## 1.2 Stand der Technik

Sensoren verschiedenster Art werden heute in allen denkbaren Anwendungen benötigt. Die Sensorik zur Erfassung von Parametern, die vom hier vorgestellten Radarsensor erfasst werden können, lässt sich nach dem heutigen Stand der Technik in hauptsächlich sechs Bereiche unterteilen. Dazu gehören induktive Sensoren, kapazitive Sensoren, Hallsensoren, Ultraschallsensoren, Beschleunigungssensoren sowie optische Verfahren.

Induktive Sensoren werden hauptsächlich zur Erfassung von Abständen mit hoher Genauigkeit verwendet. Ein Anwendungsbereich ist die Vermessung von Zylinderlaufflächen in Verbrennungsmotoren [3]. Die Messung erfolgt nicht berührungslos. Der Messaufnehmer besteht aus einem Stößel, der an einem Ende eine Stahlkugel normierter Größe trägt. Diese wird auf der zu vermessenden Fläche entlangefahren. Das Oberflächenprofil wird dabei in eine Bewegung des Stößels gewandelt, der von einer Spule umgeben ist und damit das Feld moduliert. Induktive Sensoren erlauben Messgenauigkeiten im  $\mu\text{m}$ -Bereich. Die Übertragungskennlinie eines solchen Sensors ist höchst nichtlinear, sodass nur ein sehr kleiner absoluter Abstandsbereich existiert, in dem die Messung möglich ist. Der Sensor muss also sehr genau positioniert werden.

Kapazitive Sensoren arbeiten berührungslos über ein kapazitives Streufeld. Sie sind daher wie auch induktive Sensoren nur für sehr kleine Abstände zum Objekt und sehr kleine Objektbewegungen verwendbar, da auch hier die Messwerte über den Abstand höchst nichtlinear verlaufen. Kapazitive Sensoren werden meist zur qualitativen Erfassung von Bewegungsabläufen verwendet, beispielsweise zur Umdrehungszählung. Hierzu werden gezielt Marken auf die Welle aufgebracht, die dann vom Sensor erfasst werden. Induktive und kapazitive Sensoren weisen das Problem einer begrenzten Messwiederholrate auf. Die Messrate wird durch die prinzipbedingte Einschwingzeit begrenzt. Diese Sensoren sind daher zur Überwachung schneller Vorgänge (z.B. Werkzeugmaschinen in Produktionsabläufen mit Drehzahlen oberhalb 10000 U/min ) ungeeignet.

Hallsensoren nutzen den Halleffekt [4]. Sie werden heute als Umdrehungszähler und Positionsgeber eingesetzt. Der Hallsensor benötigt auf dem zu vermessenden Teil zusätzlich einen Magneten als Geber. Dadurch ist mit dem Hallsensor a priori ein erhöhter Aufwand beim Einbau verbunden. Problematisch ist heute weiterhin die Befestigung der Magneten an Wellen mit hoher Rotationsgeschwindigkeit. Der Hallsensor ist auf Grund seines Messprinzips weniger zur Abstandsmessung geeignet. Er wird hauptsächlich zur qualitativen Erfassung genutzt.

Ein völliges anderes Messverfahren stellt die Ultraschallmessung [5] dar. Dabei wird meist der von einem Objekt emittierte Körperschall analysiert. Aus dem Schallspektrum lässt sich eine Aussage über den Zustand des Objekts treffen. Die Zuordnung einzelner Spektrallinien zu spezifischen Schäden gelingt dabei nur unzureichend. Es werden spektrale Masken aus Erfahrungswerten definiert, mit denen das Spektrum des Messobjekts verglichen wird. Eine genaue Aussage über die mechanische Amplitude einer Bewegung ist hier nicht möglich. Bei

der Bahn wird dieses Verfahren zur Rissdetektion bei Laufrädern verwendet. Auch Lager werden mit diesem Verfahren untersucht. Solche Sensoren sind heute in aufwendigen Prüfständen integriert und nicht als einzelne kompakte Sensormodule erhältlich. Die Ultraschallmessung wird daher in regelmäßigen Wartungsintervallen von speziellen Firmen durchgeführt, was wiederum einen erhöhten Kostenaufwand zur Folge hat. Mit Ultraschallmessverfahren sind auch Abstandsmessungen über Phasen- und Laufzeitbestimmung möglich. Die Laufzeitmessung wird heute bei Einparkhilfen im KFZ-Bereich verwendet. Kompakte und universell einsetzbare Sensormodule mit einer Genauigkeit im Mikrometerbereich sind bis heute nicht verfügbar.

Zur Vibrationsmessung werden auch Beschleunigungssensoren verwendet. Dies sind meist piezoelektrische Sensoren, die auf den zu vermessenden Teilen beispielsweise Lagerkäfigen montiert werden. Beschleunigungssensoren wandeln die Bewegung des Objekts in elektrische Signale. Durch die Messung der Beschleunigung ist die Messung sehr empfindlich. Nachteilig ist allerdings, dass der Sensor auf dem Messobjekt montiert werden muss, was bei bewegten Objekten (Wellen) problematisch ist. Beschleunigungssensoren werden als miniaturisierte Module in großer Stückzahl hergestellt.

Ein ganz anderes Feld von Lösungen, die im Rahmen der hier erwähnten Anwendungen zum Einsatz kommen, stellen optische Verfahren dar. Abstände werden hierbei oftmals durch Triangulation ermittelt. Es gibt aber auch Verfahren, bei denen die Phasenverschiebung zu einem Referenzlaser genutzt wird, oder Positionen über einen Barcode ermittelt werden [6]. Optische Verfahren besitzen auf Grund der kleinen Wellenlänge Messgenauigkeiten von einigen nm. Allerdings ist die Justage und Kalibration dieser Geräte sehr aufwendig, da sonst schnell große Messungenauigkeiten entstehen. Die Genauigkeit von optische Verfahren ist außerdem stark von äußeren Einwirkungen abhängig (z.B. Verschmutzung durch Schmierstoffe bei der Werkstückproduktion). Zusätzlich sind Geräte, die mit optischen Systemen ausgerüstet sind, sehr teuer, sodass ihre Anwendung bei Serienprodukten großer Stückzahl aus heutiger Sicht nicht wirtschaftlich erscheint.

### **1.3 Multifunktionales Konzept als Erfolgsschlüssel**

Wie oben dargestellt, sind heutzutage verschiedene leistungsfähige Sensoren und Messverfahren bekannt. Diese Verfahren sind jedoch prinzipbedingt auf spezielle Anwendungen begrenzt. Eine universelle Lösung, die die komplette Applikationsbreite bedienen könnte existiert nicht. Dies bedeutet einen erheblichen Kostenaufwand bei der Realisierung von Speziallösungen, sodass oftmals deren Umsetzung zum Produkt nicht wirtschaftlich ist.

Bei Bahnen sind bislang keine Messverfahren im Einsatz, die während der Fahrt den Zustand der Radsätze überwachen. Lediglich bei bestimmten Fahrzeugen werden Beschleunigungssensoren eingesetzt, um den Zustand der Radlager zu überwachen. Die Vermessung der Radsätze erfolgt in festgelegten Zeitabständen in eigens dafür eingerichteten

Prüfständen. Hierzu werden Ultraschallverfahren eingesetzt. Es gibt erste Messstrecken, bei denen Sensoren im Gleis den Körperschall der Radsätze messen und dadurch mögliche Schäden detektieren. Dies kann aber nur bei langsamer Fahrt geschehen und nicht als Standard auf herkömmlichen Streckenabschnitten installiert werden. Das in dieser Arbeit vorgestellte Verfahren könnte durch die Vermessung der Motoren, der Laufräder und der Achsen während der Fahrt den Lagerzustand, die dynamischen Bewegungsdaten (Laufrichtung, Umdrehungen, Rotationsfrequenz) aber auch Verschleißdaten (Durchmesser der Laufräder, Abstand zur Schiene) in Echtzeit messen. Es ergäbe sich also eine sicherheitsrelevante Verbesserung des Inspektionsmanagements der Fahrzeuge, das durch die effizientere Gestaltung der Wartungsintervalle zu niedrigeren Betriebskosten führt.

Im Bereich der fertigen Industrie sind ebenfalls zahlreiche Anwendungsfelder zu nennen. Im Werkzeugmaschinenbau beispielsweise werden Positionssensoren für diverse Servomotoren benötigt. Während bislang hauptsächlich optische Verfahren genutzt werden, könnte gerade in der zerspanenden Fertigung das hier vorgestellte Verfahren Anwendung finden, da es unempfindlicher auf Schmierstoffe auf den zu vermessenden Teilen reagiert.

Aber nicht nur die Werkzeuge müssen überwacht werden, sondern auch die Werkstücke. Beispielsweise würde sich ein Radarsensor zur Messung der Dickenschwankungen in der Stahlproduktion ideal eignen. Bei Anwendung von SAR-Algorithmen kann die laterale Auflösung verbessert werden, wodurch auch die Auflösung von Oberflächenrauigkeiten möglich wird.

Ein weiteres, sehr großes Anwendungspotenzial stellt die Kfz-Industrie dar. Im Kfz wird Hochfrequenztechnik bereits in unterschiedlichen Bereichen verwendet. Das sicherheitsrelevante Abstandsradar System ACC (Automatic Cruise Control), welches bereits in Fahrzeugen der Oberklasse in Betrieb ist, wird ebenfalls bei 76,5 GHz betrieben. Sicherheitsrelevant sind auch drahtlose Airbagsteuerungen, bei denen die Zündenergie drahtlos über eine Hochfrequenzverbindung übertragen wird. In der Motorenentwicklung wird außerdem über den Einsatz von Hochfrequenzplasmazündung an Stelle der traditionellen Zündkerze nachgedacht [7]. Bis auf die Plasmazündung, die momentan noch Stand der Forschung ist, visieren die hochfrequenztechnischen Anwendungen im KFZ nicht direkt den Massenmarkt an. So ist das ACC-System in der Realisierung sehr aufwendig und wird daher nur als Sonderausstattung in Fahrzeugen der Oberklasse angeboten. Im Gegensatz dazu könnte der hier vorgestellte Sensor als Pilotapplikation dienen, um die Attraktivität der 76,5 GHz Technologie aufzuzeigen und dadurch die Umsetzung dieser noch jungen Technik in der Großserienproduktion zu ermöglichen.

Im KFZ werden von zahlreichen bewegten Teilen Informationen benötigt [8]. Herkömmliche ABS-Sensoren haben den Nachteil, dass sie bei Stillstand und auch bei langsamer Rotation keine Information über die Rotationsbewegung und den Rotationswinkel des Rades geben können. Gerade jedoch diese Winkelposition wird aber vom Navigationssystem benötigt. Ein Radarsensor an jedem Rad würde kontinuierlich die Winkelposition des Rades auch bei Stillstand liefern. Der Sensor benötigt dabei keinen Geber. Er wird beispielsweise auf die



Bremsscheibe gerichtet und erkennt über deren Umfangsprofil die benötigten Daten. Neben aktueller Position, aktueller Rotationsgeschwindigkeit und Richtung ergeben sich zusätzlich Daten, die über den Verschleißzustand der Bremsscheibe Auskunft geben und über das Vibrationsspektrum auch auf andere Teile (Rad-Lager, Stoßdämpfer) schließen lassen. Es könnte auch angedacht werden, hieraus Informationen zur aktiven Fahrwerkssteuerung zu ziehen.

Bei Verwendung zweier Sensoren ist durch die Differenzmessung der Rotationswinkel die Messung der Torsion auf einem Wellenabschnitt denkbar, wodurch auch die Messung von Spiel und Torsion auf einem Antriebsstrang zwischen zwei Punkten (Motor – Antriebsachse) bestimmt werden könnte. Damit wäre ein effizienteres Motormanagement möglich. So könnte bereits vor dem Durchdrehen der Räder über die Torsion das anliegende Drehmoment bestimmt und begrenzt werden, was die Sicherheit des Fahrzeugs erhöhen würde. Es wäre damit zeitgleich auch eine an den Antriebsstrang angepasste Regelung der Motorleistung möglich, was eine Erhöhung der Lebensdauer mechanischer Teile zur Folge hätte.

Dies sind nur einige Beispiele für Anwendungen, für die der Stand der Technik entweder nur unzureichende oder keine Lösungen bereitstellt. Der in dieser Arbeit vorgestellte Sensor soll mit dem verwendeten Radarprinzip eine multifunktionale Messplattform für die Breitenanwendung darstellen. Der Sensor besticht hierbei hauptsächlich dadurch, dass er alle, den vorgestellten Messverfahren eigenen, positiven Leistungsmerkmale aufweisen kann und darüber hinaus in großer Stückzahl kostengünstig realisierbar ist. Das Radarprinzip garantiert eine berührungslose und somit in jedem Fall zerstörungsfreie Messung. Die hochpräzise Messung erfolgt dabei weitgehend unabhängig vom genauen Absolutabstand zum Objekt und stellt damit geringe Anforderungen bzgl. Kalibration und Einbau. Die Phasenmessung ermöglicht Messgenauigkeiten im Bereich optischer Systeme, wobei die Begrenzung der Messrate nicht durch das Messprinzip bedingt wird, sondern durch ein Tiefpassfilter im Basisband und die Abtatsrate der verwendeten A/D-Wandler gegeben ist. Durch die Erfassung der Abstandsänderung kann der Sensor sowohl zur qualitativen Auswertung des Vibrationsspektrums eines Messobjekts als auch zur quantitativen hochgenauen Bestimmung und Analyse mechanischer Bewegungen benutzt werden. Es wurde eine Hardwareplattform entwickelt, die im Serienprodukt durch ein entsprechendes Softwareprotokoll für die jeweilige Anwendung definiert werden kann. In Kooperation mit der Fa. Siemens in München wurde die Verwendbarkeit der Mehrlagenkeramik LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) untersucht. Durch die Verwendung der Keramik kann ein extrem kompakter und gegenüber äußeren Einflüssen robuster, temperaturstabiler Sensor aufgebaut werden.

In den folgenden Kapiteln werden die Arbeiten zur Entwicklung beschrieben sowie wichtige Ergebnisse dargestellt. Zunächst werden das Funktionsprinzip und die damit verbundenen Anforderungen an ein mögliches Realisierungskonzept beschrieben. Aus der theoretischen Betrachtung des Funktionsprinzips entstehen wichtige Erkenntnisse für die weitere Entwicklung einzelner Funktionsbaugruppen. Ein wichtiger Teil ist die Entwicklung einer planaren Antennenstruktur, welche über Mikrostreifenleitung gespeist werden kann und in einer kompakten Mehrlagenanordnung integriert ist. Wichtigstes Merkmal dieser Antenne ist

ein extrem linearer Phasenverlauf über den Abstand, der eine absolutabstandsunabhängige Messung erst ermöglicht. Das Funktionsprinzip dieser Antenne wurde ebenfalls zum Patent angemeldet [9]. Mit einem Laboraufbau wurden zahlreiche Messungen mit der Antenne durchgeführt, die die Funktionalität des Messverfahrens belegen. Aus diesen Erkenntnissen heraus wurden Kalibrationsalgorithmen entwickelt, die zur Erstellung einer Datenkalibrations- und Visualisierungssoftware benutzt wurden. Diese Software wurde echtzeitfähig in Labview implementiert. Anschließend wird ein Schaltungskonzept für den Sensorprototyp vorgestellt. Die erreichbare Leistungsfähigkeit des Prototyps wird theoretisch ermittelt, bevor dieser in Mikrostreifenleitungstechnik ausgeführt wird. Anschließend wird der Prototyp messtechnisch verifiziert und es werden typische Beispielmessungen vorgestellt. Untersuchungen zur Integration des Sensors in LTCC Keramik runden die Arbeit ab.

# Kapitel 2

## Systemübersicht

### 2.1 Systemkonzept

Mit dem hier vorgestellten mm-Wellen Radarsensor können Abstandsänderungen hochgenau gemessen werden. Der Sensor arbeitet als CW-Radar (Continuous Wave) und nutzt zur Erfassung der Abstandsänderung die Phasenverschiebung zwischen reflektiertem Signal und Sendereferenz. Durch die verwendete Sendefrequenz von 76,5 GHz wird eine Messgenauigkeit von weniger als 1  $\mu\text{m}$  erreicht. Der Abstandsbereich zum Messobjekt liegt hierbei zwischen 0,5 mm und ca. 6 cm. Vorrangig kommen als Messgrößen Unwucht, Vibration und Oberflächenbeschädigungen bei rotierenden Wellen und lateral bewegten Teilen in Frage. Umfangreiche Voruntersuchungen haben die Realisierbarkeit eines solchen Sensors bestätigt [10].

Abbildung 2.1 zeigt ein Blockschaltbild des Sensors. Im Folgenden soll die prinzipielle Funktion anhand des Blockschaltbildes erläutert werden und es sollen daraus die Anforderungen entwickelt werden, die sich bei der Realisierung des Sensormoduls für die einzelnen Komponenten ergeben. Zur Realisierung des Prototyps werden für die aktiven Schaltkreise (VCO, Mischer) handelsübliche integrierte Schaltkreise (MMICs) verwendet werden, die in ein optimiertes Gesamtdesign integriert werden. Das Sensormodul wird dann später in Mikrostreifenleitungstechnologie als mehrlagige kompakte Einheit integriert.

Es wird ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) verwendet, der sowohl zur Erzeugung des Sendesignals als auch zur Durchsteuerung der Mischer dient. Das Sendesignal  $u_S$  gelangt zur Antenne und wird dort abgestrahlt. Der Sensor wird vor einem zu vermessenden Objekt positioniert. Bei dem Objekt kann es sich beispielsweise um eine Welle handeln, deren Exzentrizität bei Rotation vermessen werden soll. Das Sendesignal wird an dem Objekt reflektiert und von der Antenne empfangen. Aufgrund der Bewegung des Objekts in Richtung des Sensors (Exzentrizität) erfährt die elektromagnetische Welle eine Änderung der Phase. Diese Änderung wird zur Auswertung der Abstandsinformationen detektiert. Die Phasenänderung entspricht dabei der Objektbewegung vor dem Sensor. Eine Objektverschiebung um  $\Delta d$  wirkt sich also in einer Phasenverschiebung  $2 \cdot (2\pi / \lambda) \cdot \Delta d$  aus. Bei einer Arbeitsfrequenz von 76,5 GHz bedeutet dies, dass eine Phasendifferenz von  $1^\circ$  einer Abstandsänderung von 5,4  $\mu\text{m}$  entspricht. Anders ausgedrückt verlangt eine Längenmessung mit einer Genauigkeit von 500 nm eine Phasengenauigkeit von ca.  $0,1^\circ$ , was die hohe

Anforderung an die Phasenmessung deutlich macht. Die Eindeutigkeit der Messung ist hier auf die halbe Wellenlänge, also 1,96 mm beschränkt.

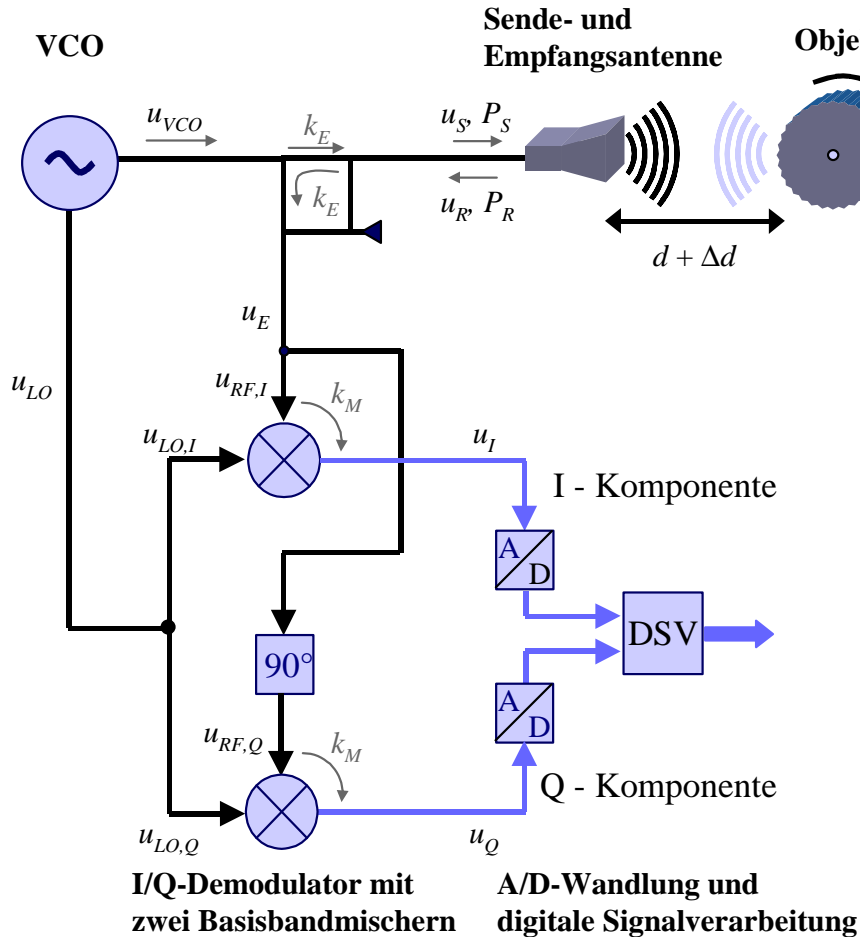


Abbildung 2.1: Blockschaltbild des Millimeterwellen-Radarsensors

Nachdem das reflektierte Signal  $u_R$  von der Antenne empfangen wurde, gelangt es über einen Koppler als Empfangssignal  $u_E$  an den aus zwei Mixern zusammengesetzten I/Q-Demodulator. Das Signal  $u_E$  wird dann jeweils in einen I- und Q-Kanal aufgeteilt, wobei der Q-Kanal zur Erlangung der Quadraturbedingung ( $90^\circ$  Phasenverschiebung im Q-Zweig) verzögert wird. I- und Q-Signal werden dann jeweils von einem Mischer direkt ins Basisband ( $f=0$  Hz) gemischt. Die LO-Eingänge der Mischer werden dabei, wie bereits erwähnt, kohärent mit einem vom Sendesignal ausgekoppelten Signal  $u_{LO}$  durchgesteuert. Die I/Q-Basisbandsignale werden anschließend von zwei getrennten A/D-Wandlern abgetastet und einer digitalen Signalverarbeitung zugeführt. Aus den beiden Basisbandspannungen kann der ursprüngliche Amplituden- und Phasenverlauf des HF-Trägers rekonstruiert werden.

### 2.1.1 Anforderungen an die Sensorbaugruppen

Ein wichtiger Faktor, der zwar keine technische Relevanz besitzt, jedoch ausschlaggebend für den Markterfolg eines Produkts ist, ist letztlich der Produktpreis. Um die sehr guten Leistungsmerkmale des hier vorgestellten Sensors nicht durch einen verhältnismäßig hohen Preis abzuschwächen, sollten daher die Produktkosten möglichst gering sein. Dies erfordert grundsätzlich ein Konzept, welches mit einem Minimum an Bauteilen und Integrationsaufwand auskommt. Ein weiterer Aspekt ist die Bauform bzw. die Baugröße. Um ein breites Applikationsspektrum abzudecken sollte der Sensor möglichst kompakt sein und geringe Anforderungen an die Einbauumgebung stellen. Um die Baugröße möglichst gering zu halten, wurde im Rahmen des Projekts die Verwendung der Mehrlagenkeramik LTCC untersucht. Die Ergebnisse sind vielversprechend und es wurden bereits einzelne Komponenten in LTCC realisiert. Eine endgültige Bauform von maximal  $20 \times 10 \times 5 \text{ mm}^3$  scheint durchaus erreichbar. Die Ergebnisse hierzu sind in Kapitel 8 zusammengefasst.

Eine empfindliche und hochgenaue Phasenmessung kann nur dann funktionieren, wenn die Mischung ins Basisband mit einem zum Empfangssignal kohärenten LO-Signal erfolgt. Um diese Kohärenz zu gewährleisten, werden üblicherweise PLL-stabilisierte Synthesizer oder VCOs verwendet. Dabei entsteht der Nachteil eines größeren Schaltungsaufwands mit vermehrtem Platzbedarf und höheren Kosten. Das hier vorgestellte Konzept umgeht dieses Problem durch die Kombination von kurzer Signallaufzeit mit direkter Basisbandmischung. Durch die Messung im Nahbereich ( $d < 6 \text{ cm}$ ) beträgt die Laufzeit der elektromagnetischen Welle maximal ca. 400 ps. Innerhalb dieser kurzen Laufzeit muss die Kohärenz zwischen Empfangssignal und LO-Signal gewährleistet sein. Dies bedeutet, dass der verwendete VCO innerhalb dieses Zeitfensters eine, der geforderten Messgenauigkeit entsprechende, Frequenzstabilität aufweisen muss. Die Frequenzstabilität lässt sich über das Phasenrauschspektrum des VCOs berechnen (Kapitel 5). Somit bestimmt die Güte des verwendeten VCOs die erreichbare Messgenauigkeit über dem Absolutabstand. Die Mischung des Empfangssignals erfolgt direkt ins Basisband. Dadurch werden zusätzliche Phasenfehler, die durch einen, für eine ZF-Mischung zusätzlich benötigten, synchronisierten Oszillator entstehen würden, vermieden. Die Messgenauigkeit wird somit weiter verbessert und der Integrationsaufwand reduziert. An die benötigte Sendeleistung des VCOs sind keine besonderen Anforderungen gestellt, da ohnehin nur Abstände kleiner 6 cm zu überbrücken sind. Die Sendeleistung ist daher bzgl. der Empfindlichkeit der verwendeten Mischer zu bewerten. Da jedoch bei dem hier angestrebten Konzept ein VCO sowohl zur Erzeugung des Sendesignals als auch zum Treiben der Mischer LO-Eingänge verwendet wird, muss der VCO-Leistungspegel bzgl. der benötigten LO-Leistung der Mischer gewählt werden. Typische Werte liegen hier zwischen 5 dBm und 10 dBm. Üblicherweise wird zur Erzeugung von 76,5 GHz ein VCO mit niedrigerer Grundfrequenz und nachgeschaltetem Vervielfacher verwendet. Je nach spektraler Reinheit des Ausgangsspektrums muss daher entschieden werden, ob zusätzliche Filter zur Nebenlinienunterdrückung verwendet werden müssen. Dies könnte besonders dann nötig sein, wenn durch den Frequenzvervielfacher mehrere

Harmonische der Grundfrequenz entstehen, die ebenfalls abgestrahlt würden und im Basisband einen Signalbeitrag liefern würden.

Die Antenne stellt ein zentrales Element des Sensors dar. Sie bestimmt über ihr Strahlungsverhalten wesentlich die Eigenschaften des Sensors. Der Sensor würde beispielsweise empfindlich auf seine Einbauumgebung reagieren, wenn unerwünschte Störreflexionen an bauartbedingten, dem zu vermessenden Objekt benachbarten Teilen auftreten würden. Um diese Effekte zu minimieren, muss der Sensor möglichst gerichtet abstrahlen und empfangen. Die Antenne muss also möglichst gebündelt abstrahlen. Weiterhin trägt ein schmales Antennenhauptmaximum zu einer reduzierten benötigten Sendeleistung bei, was wiederum das Problem zusätzlicher Ausbreitungspfade reduziert. Ein weiterer wichtiger Parameter der Antenne ist deren Reflektionsfaktor  $|S_{11}|$ . Die Antennenanpassung sollte allgemein besser als -10 dB sein, um eine vernünftige Leistungsbilanz zu erreichen. Allerdings ist bei dem hier gewählten monostatischen Konzept die fehlende Entkopplung zwischen Sende- und Empfangspfad zu berücksichtigen. Kommt es zu starker Reflexion am Antenneneingang, kann es zu Load Pulling Effekten des VCOs kommen. Dies würde eine Frequenzinstabilität bewirken und die Phasenauswertung unmöglich machen. Zusammengefasst lässt sich also sagen: Die Antenne muss eine sehr gute Anpassung im betrachteten Frequenzbereich (73 GHz - 79 GHz) aufweisen. Bzgl. der Breite der Hauptstrahlrichtung ist bei der wünschenswerten Kompaktheit des Sensors eine Halbwertsbreite von  $30^\circ$  in der E-Ebene und ein Gewinn über 10 dBi erreichbar. Wesentlich für die Funktionalität ist die Linearität des Phasengangs der Antenne über dem Absolutabstand. Wie bereits angedeutet, soll der Sensor in beliebigen Absolutabständen von 0,5 mm bis zu 6 cm vor dem Messobjekt positioniert werden können. Die verwendete Antenne darf daher keine Impedanzabhängigkeit vom Messobjekt über dem Absolutabstand aufweisen (Loading), da sonst die Linearität der Phasenmessung nicht gewährleistet wäre. Außerdem sollte die Antenne keine flächige Ausdehnung quer zur Strahlrichtung besitzen, da dies zu stehenden Wellen zwischen Messobjekt und Antenne führen würde, was wiederum einen nichtlinearen Phasengang zur Folge hätte.

Die Mischer sollen wie der VCO als fertiger MMIC eingesetzt werden. Da eine direkte Mischung ins Basisband stattfindet, müssen die Mischer an ihrem ZF-Ausgang gleichspannungsgekoppelt sein. Die Mischer werden nach folgenden Gesichtspunkten bzgl. der Messgenauigkeit bewertet. Einkopplungen in das Messsignal führen zu einem Anstieg des Messfehlers. Hier ist besonders die Unterdrückung von LO-seitigem AM-Rauschen zu nennen und das Übersprechen des LO-Signals in die RF-Eingänge von I- und Q-Kanal. Eine gute AM-Unterdrückung wird von balancierten Mischern gewährleistet. Während das AM-Rauschen durch das verwendete I/Q-Konzept teilweise eliminiert wird, führt die Einkopplung des LO-Signals in das Empfangssignal zu einer überlagerten Schwingung, die bei der Signalauswertung eliminiert werden müsste. Es ist daher auf eine gute LO/RF-Unterdrückung besser 20 dB zu achten. Durch die direkte Mischung von I- und Q-Kanal ins Basisband ist weiterhin der Einfluß des  $1/f$ -Rauschens zu untersuchen. Während bei Anwendungen mit Zwischenfrequenz, das  $1/f$ -Rauschen oftmals eine untergeordnete Rolle spielt, ist es hier

besonders zu beachten. Da das  $1/f$ -Rauschen bei der Frequenz  $f=0$  sein Maximum besitzt, ist in jedem Fall ein Mischer mit extrem niedrigem  $1/f$ -Rauschen auszuwählen. Der maximal tolerierbare Wert ist in der Leistungsbilanz in Verbindung mit allen verwendeten Bauelementen und der Messgenauigkeit zu bewerten.

Die Verwendung eines I/Q-Konzeptes stellt keine weiteren Anforderungen an die verwendeten Bauelemente. Der I/Q-Demodulator wird als gedruckte Mikrostreifenleitungsschaltung ausgeführt. Eine mögliche geringe Phasen- und Amplitudenabweichung vom Idealwert kann in der Datenverarbeitung kompensiert werden. Die AD-Wandler sind beim ersten Prototyp nicht im Modul integriert. Sie werden auf einer Wandlerkarte in einem PC-untergebracht sein, der als Hardwarebasis für die in Labview zu implementierende Kalibrations- und Datenvisualisierungssoftware dient.

Im späteren Verlauf soll eine Datenvorverarbeitung auf einem Microcontroller auf dem Sensormodul integriert werden, um beispielsweise die Messdaten in einem standardisierten Busprotokoll auszugeben. Dies ist aber nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

## 2.2 Projektpartner

In Kapitel 1 wurden bereits die Vorteile und die Notwendigkeit aufgezeigt, eine für die Breitenanwendung vielfältig nutzbare Sensorplattform zur Verfügung zu stellen, mit der Option, geeignete anwendungsspezifische Signalverarbeitungssoftware zu laden. Da bei der Entwicklung des Sensorprototyps stets die spätere Umsetzbarkeit als Vorserien- und Serienprodukt im Vordergrund stand, wurde zu einer sehr frühen Projektphase eine interdisziplinäre Kooperation mit starken Industriepartnern aufgebaut, die sowohl in der Integrationstechnik als auch bei möglichen Anwendungsgebieten den Stand der Technik widerspiegeln und somit wichtige Impulse bei der Entwicklung liefern konnten.

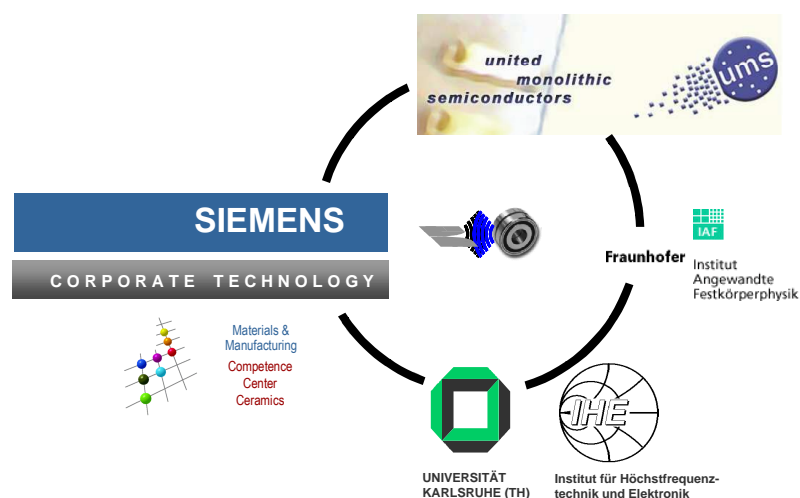


Abbildung 2.2: Partner im Projekt „76,5 GHz Nahbereichs Radarsensor zur Abstandserfassung“

Die Firma UMS (United Monolithic Semiconductors) mit Sitz in Ulm und Paris gehört zu den führenden Herstellern für Millimeterwellenhalbleiter auf dem Weltmarkt. UMS entwickelt Halbleiter für Anwendungen in der Kommunikation (WLAN) und in der Radartechnik, wie z.B. den ACC-Sensor (Anti Collision Control) für die Automobilindustrie. Die Millimeterwellentechnologie im Bereich der Nahbereichssensorik voranzutreiben und somit ein neues Marktsegment mit spezifischen Produktlösungen zu eröffnen, wurde von UMS sehr stark positiv bewertet. Zur Beschleunigung der Prototypentwicklung stellte UMS daher vorhandene Halbleiter aus der Serienproduktion sowie Unterstützung in Form von Beratung zur Verfügung. Außerdem wurden bereits in der ersten Projektphase Möglichkeiten der Entwicklung eines spezifischen Sensorbausteins für die Vorserienproduktion nach erfolgreichem Abschluss der Prototypphase diskutiert. Der Fortschritt wurde anschließend während der gesamten Projektdauer durch weitere Unterstützung mit Komponenten und Millimeterwellen Know-How mit beschleunigt.

Zweiter großer Industriepartner im Sensorprojekt ist das Fachzentrum Keramik CT-MM2 des Forschungszentrums der Siemens AG in München. Das Fachzentrum ist maßgeblich an der Integration des Sensormoduls beteiligt. Es wurden speziell die Möglichkeiten untersucht, den Sensor in LTCC Keramik zu integrieren und somit die Vorteile dieser vielseitigen Mehrlagenkeramik im Millimeterwellenbereich zu nutzen. Die Ergebnisse hierzu sind in Kapitel 8 zusammengefasst.

Gleichzeitig stellte das Fachzentrum Keramik verschiedene Kontakte zu diversen potentiellen Anwendern her. Hierzu gehören hauptsächlich die Antriebs- und Automatisierungstechnik (A&D) sowie die Geschäftsbereiche zur Herstellung von Drehgestellen im Bahnverkehr. Somit konnte der Synergieeffekt durch Kopplung von Entwicklung und Anwendung bereits früh genutzt werden, was die Entwicklung des Prototyps beschleunigt und die erforderliche Applikationsnähe sichergestellt hat.

Am Institut für angewandte Festkörperphysik (IAF) der Fraunhofergesellschaft in Freiburg wurden während der Entwicklung des Prototyps zahlreiche Messungen durchgeführt. Zahlreiche passive Strukturen in Mikrostreifenleitungstechnik konnten dort mit einem koplanaren Waverprober vermessen werden. Nur durch diese aufwendigen Messkampagnen war es möglich die Schaltungselemente so zu optimieren, dass die endgültige Integration des Sensorprototyps erfolgreich war.

## 2.3 Funktionsweise

Bevor in den folgenden Kapiteln die einzelnen Komponenten, aus denen sich der Sensor zusammensetzt, im Detail beleuchtet werden, soll zunächst die Funktionsweise mathematisch beschrieben werden. Um die Abhängigkeit des aus der I- und der Q-Komponente zusammengesetzten komplexen Basisbandsignals  $u_{BB} = u_I + j \cdot u_Q$  von den Systemgrößen und speziell vom absoluten Abstand  $d$  darzustellen, wird hierzu die Mischung des reflektierten



Signals mit dem LO-Signal betrachtet. Dabei wird in diesem ersten Schritt von idealen Komponenten ausgegangen (Abbildung 2.1).

Das LO-Signal  $u_{LO}$  wird als monofrequentes, cosinusförmiges Zeitsignal angesetzt:

$$u_{LO}(t) = \hat{u}_{LO} \cdot \cos(2\pi f \cdot t - \phi_{LO}) \quad (2.1)$$

Die Phase  $\phi_{LO}$  beschreibt dabei die Phasenverschiebung, die das Signal durch Leitungslängen vom Ausgang des VCOs bis zum Mischereingang erfährt. Das Signal  $u_{VCO}$  ist phasenstarr an das LO-Signal gekoppelt, wird jedoch an einem zweiten Ausgang des VCOs abgegriffen. Es durchläuft einen Koppler und wird als Sendesignal  $u_S$  über die Antenne abgestrahlt, am Streuobjekt reflektiert und wieder empfangen. Es entsteht somit ein abstandsabhängiger Phasenterm  $\phi(d)$ . Die Laufzeiten, die durch Leitungslängen auf dem Sensor verursacht werden, sind im Phasenterm  $\phi_E$  berücksichtigt. Die Abstandsabhängigkeit der Amplitude ist aus Gründen der Übersichtlichkeit hier nicht ausgeschrieben und in der Amplitude des Empfangssignals  $\hat{u}_E$  enthalten. Auf Grund des monostatischen Sensoraufbaus wird nicht die gesamte Empfangsleistung in die Mischer eingekoppelt. Der Koppelfaktor  $k_E$  gibt an, welcher Leistungsanteil an die Mischereingänge gelangt. Im Inphasen- bzw. Quadratur-Zweig hat das reflektierte Signal dann die folgende Form:

$$u_{RF,I}(t) = \sqrt{k_E} \cdot \frac{\hat{u}_R}{\sqrt{2}} \cdot \cos(2\pi f \cdot t - \phi_E - \phi(d)) = \frac{\hat{u}_E}{\sqrt{2}} \cdot \cos(2\pi f \cdot t - \phi_E - \phi(d)) \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} u_{RF,Q}(t) &= \sqrt{k_E} \cdot \frac{\hat{u}_R}{\sqrt{2}} \cdot \cos(2\pi f \cdot t - \phi_E - \phi(d) - 90^\circ) \\ &= \sqrt{k_E} \cdot \frac{\hat{u}_R}{\sqrt{2}} \cdot \sin(2\pi f \cdot t - \phi_E - \phi(d)) = \frac{\hat{u}_E}{\sqrt{2}} \cdot \sin(2\pi f \cdot t - \phi_E - \phi(d)) \end{aligned} \quad (2.3)$$

mit  $\cos(\phi - 90^\circ) = \sin(\phi)$ .

Die ideale Mischung entspricht einer Multiplikation der Lokaloszillatorsignale  $u_{LO,I}$  und  $u_{LO,Q}$  mit den entsprechenden reflektierten Signalkomponenten  $u_{RF,I}$  und  $u_{RF,Q}$ . Nach [11], S. 182,

$$\cos x \cdot \cos y = \frac{1}{2} \cdot (\cos(x - y) + \cos(x + y))$$

$$\sin x \cdot \cos y = \frac{1}{2} \cdot (\sin(x - y) + \sin(x + y))$$

ergeben sich nach Tiefpassfilterung der Summenfrequenzen  $2 \cdot f_{LO}$  die Basisbandsignale. Bei der realen Mischung wird der Faktor  $\frac{1}{2}$  durch die Einfügungsdämpfung  $k_m$  ersetzt.  $k_M$  beschreibt die Einfügungsdämpfung der Mischer, die das Signal bei der Mischung von 76,5 GHz ins Basisband erfährt. Die I-/Q-Basisbandsignale sind nun Funktionen des Abstands  $d$  vom Messobjekt

$$u_I(d) = \sqrt{k_M} \cdot [\hat{u}_{RF,I} \hat{u}_{LO,I} \cdot \cos(-\phi(d) - \phi_E - \phi_{LO})] = \sqrt{k_M k_E} \cdot \left[ \frac{\hat{u}_R \hat{u}_{LO}}{2} \cdot \cos(-\phi(d) - \phi_E - \phi_{LO}) \right] \quad (2.4)$$

$$u_Q(d) = \sqrt{k_M} \cdot [\hat{u}_{RF,Q} \hat{u}_{LO,Q} \cdot \sin(-\phi(d) - \phi_E - \phi_{LO})] = \sqrt{k_M k_E} \cdot \left[ \frac{\hat{u}_R \hat{u}_{LO}}{2} \cdot \sin(-\phi(d) - \phi_E - \phi_{LO}) \right] \quad (2.5)$$

Da das Signal die Strecke zum Objekt zweimal zurücklegt, lautet der entsprechende abstandsabhängige Phasenterm dann  $\phi(d) = \frac{2\pi f}{c_0} \cdot 2d$  und die Basisbandsignale nehmen die folgende Form an:

$$u_I(d) = \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \left[ \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \cos\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) \right] \quad (2.6)$$

$$u_Q(d) = \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \left[ \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \sin\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) \right] \quad (2.7)$$

In Gl. 2.6 und 2.7 muss noch die Amplitude  $\hat{u}_R$  des reflektierten Signals ermittelt werden. Diese Spannungsamplitude  $\hat{u}_R$  bzw. die entsprechende Leistung  $P_R$  lässt sich mit Hilfe der Radargleichung für ausgedehnte Ziele aus der Sendeleistung  $P_S$  berechnen [12, 17].

$$P_R(d) = \frac{P_S \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot (2d)^2} \quad (2.8)$$

Obwohl Gl. 2.8 nur für das Fernfeld definiert ist, stellt sie für den gesamten Einsatzbereich des Sensors eine gute Näherung dar. Bei der verwendeten Frequenz von 76,5 GHz beginnt das Fernfeld bei einer Antennenapertur von 4 mm ca. ab einem Absolutabstand von 4 mm. Durch die Verwendung einer Wanderwellenantenne (Kapitel 3) ist jedoch bereits unmittelbar nach der Apertur näherungsweise eine ebene Wellenfront vorhanden, sodass die Abstandsmessung auch bei sehr kleinen Absolutabständen möglich ist. Entsprechend der Freiraumdämpfung erhält man eine Abnahme der Amplitude mit zunehmendem Abstand. Beispielsweise beträgt die Freiraumdämpfung für  $d = 1$  cm bei einer Frequenz von 76,5 GHz bereits 36 dB.

Das komplexe Basisbandsignal  $u_{BB}(d)$  über der Messentfernung setzt sich nun folgendermaßen aus der I- und der Q-Komponente zum Verlauf einer Spirale zusammen, deren Verlauf auf Grund der Amplitudenabnahme gemäß der Freiraumdämpfung hyperbolisch ist:

$$\begin{aligned}
 u_{BB}(d) &= u_I(d) + j \cdot u_Q(d) = \\
 &= \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \left[ \cos\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) + j \cdot \sin\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) \right] = \\
 &= \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \hat{u}_R(d) \cdot \hat{u}_{LO} \cdot e^{j \cdot \left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right)}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

Die Spannungsamplitude  $\hat{u}_R$  ist mit der Leistung  $P_R$  über die Systemimpedanz  $Z_0$  verknüpft.

$$P_R = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{u}_R^2}{Z_0} \tag{2.10}$$

Damit ergeben sich die Phase und die Amplitude des komplexen Basisbandsignals zu Gl. 2.11 und Gl. 2.12.

$$\begin{aligned}
 A(d) &= \sqrt{|u_I(d)|^2 + |u_Q(d)|^2} = \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \hat{u}_R(d) \cdot \hat{u}_{LO} = \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot P_R(d)} \cdot \hat{u}_{LO} = \\
 &= \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot P_S} \cdot \frac{G \cdot \lambda}{4\pi \cdot 2d} \cdot \hat{u}_{LO}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

$$\Phi(d) = \arctan\left(\frac{u_Q(d)}{u_I(d)}\right) = -\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO} \tag{2.12}$$

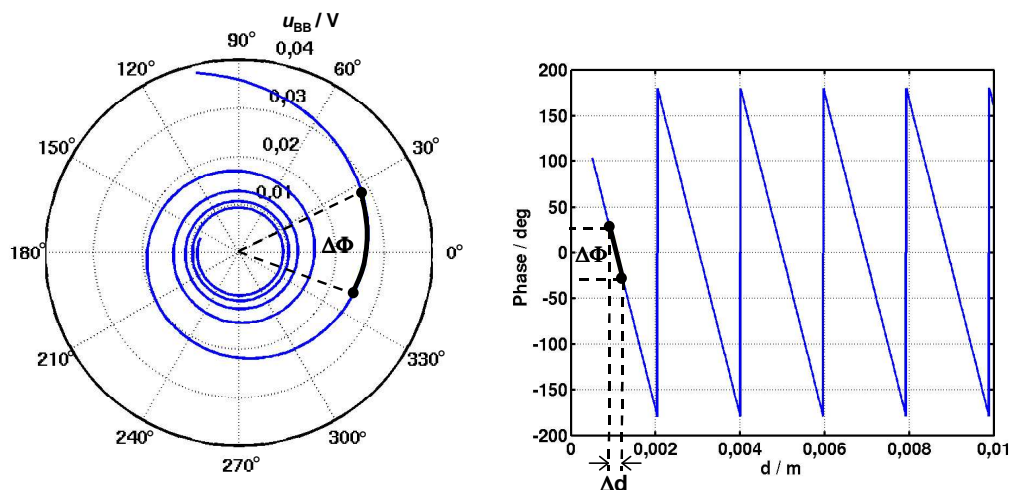


Abbildung 2.3: Komplexes Basisbandsignal in der I/Q-Ebene und zugehöriger Phasenverlauf

Wie in Abbildung 2.3 dargestellt, durchläuft das komplexe Basisbandsignal in der I/Q-Ebene eine Spirale, da seine Amplitude gemäß Gl. 2.11 mit  $1/d$  abnimmt und seine Phase sich linear mit dem Abstand ändert (Gl. 2.12).

Eine gegebene Unwucht des Messobjekts (z.B. Motorwelle) führt zu einer periodischen Variation des Abstands  $d$  zum Sensor. Dabei wird in der I/Q-Ebene nicht die ganze Spirale, sondern, wie in Abbildung 2.3 eingezeichnet, nur ein Spiralsegment immer wiederkehrend durchlaufen. Den Zusammenhang zwischen der beobachteten Unwucht  $\Delta d$  und dem Winkel  $\Delta\Phi$ , den ein solches Spiralsegment aufspannt, stellt Gl. 2.13 her.

$$\Delta d = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{\Delta\Phi}{2\pi} \quad (2.13)$$

Ein kompletter Spiralumlauf des Basisbandsignals ( $\Delta\Phi = 360^\circ$ ) stellt den Eindeutigkeitsbereich dieses Systems dar. Nach Gl. 2.13 entspricht dies einer Abstandsänderung von  $\lambda/2$  (1,96 mm). Bei einer sprunghaften Abstandsänderung, die diesen Wert übersteigt, kann auf Grund der Mehrdeutigkeit der richtige Phasenwert nicht mehr zugeordnet werden, sofern nicht die Amplitude als zusätzliche Information ausgewertet wird. Handelt es sich jedoch um stetige Bewegungsabläufe, so kann der Eindeutigkeitsbereich durch ein softwaretechnisches Mitzählen der Phasendurchläufe (Phase Unwrapping) ausgedehnt werden.

Die hier dargestellten Zusammenhänge stellen den idealen Fall dar. Auf Grund des linearen Phasenverlaufs über dem Abstand ist die korrekte Messung einer Abstandsvariation (Unwucht) prinzipiell bei beliebiger Position des Sensors vor dem Messobjekt möglich.

# Kapitel 3

## Planare integrierte Wanderwellen Antenne

### 3.1 Anforderungen an die Antenne

Die wesentlichen Anforderungen an die Antenne wurden bereits im Rahmen des Systemkonzepts vorgestellt und sollen daher hier nur kurz aufgegriffen werden.

Wichtigstes Ziel ist es eine Antenne zu entwickeln, die über dem gesamten Absolutabstandsbereich von ca. 0 – 6 cm ein lineares Phasenverhalten aufweist, sodass die relative Abstandsmessung weitgehend unabhängig vom Absolutabstand möglich ist. Wichtigste Aufgabe ist es hierbei, einen Antennentyp zu bestimmen, der diese Anforderung erfüllen kann.

Resonante Antennenstrukturen weisen ein ausgeprägtes Nahfeldverhalten auf. Die Phase ist hier stark nichtlinear. Resonante Antennen reagieren außerdem sehr sensitiv auf Belastungen. In dem hier beschriebenen Anwendungsfall könnte die Antenne mit einem metallischen Messobjekt elektromagnetisch koppeln. Dadurch würde eine Bewegung des Objekts nicht nur die Phase des hochfrequenten Trägers beeinflussen, sondern zu einer weiteren störenden Modulation aufgrund der abstandsabhängigen Antenneneingangsanpassung führen (Loading). Ebenfalls ungeeignet sind Antennen mit einer flächigen Ausdehnung quer zur Abstrahlrichtung, da sich Resonanzen zwischen Messobjekt und Antenne bei definierten Abständen einstellen.

Die Anforderungen an Richtdiagramm und Gewinn sind bei der hier vorliegenden Anwendung weniger kritisch. Hauptgrund hierfür ist, dass sich das Messobjekt beim vorliegenden Absolutabstandsbereich nicht grundsätzlich im Fernfeld der Antenne befinden wird. Der Übergang vom Nah- zum Fernfeld ist hier fließend. Somit sind typische Antennenkenngrößen nicht eindeutig definiert. In der Kommunikation und in der Radartechnik sollen oftmals mit Hilfe elektromagnetischer Wellen große Distanzen überbrückt werden. Leistung soll möglichst gebündelt und ohne große Verluste übertragen werden. Dazu werden Antennen mit spezifischer Richtcharakteristik benötigt, die möglichst wenig Leistung in unerwünschte Richtungen abstrahlen, um Interferenzen mit anderen Systemen zu vermeiden (Mobilfunk, Bündelfunk) [13, 14, 15]. In der konventionellen Radartechnik (Ziellokalisation, Erderkundung) wird eine hohe räumliche Auflösung benötigt. Dies wird meist durch effektive Antennenaperturen erreicht, die durch die lateral zu einem

Szenario bewegten, an einem Flugkörper (Satellit) befestigten Antennen entstehen. Dabei ist zusätzlich die nachfolgende Prozessierung für die Wahl der Antennen mit entscheidend [16, 18]. In der Antennenmesstechnik wird in den häufigsten Fällen das Verhalten im Fernfeld einer Antennenstruktur untersucht [20]. All diesen Anwendungen ist jedoch gemein, dass der Empfänger bzw. das Ziel sich sehr weit von der Antenne entfernt befinden. Im Fall der Nahbereichssensorik befindet sich das Streuobjekt als Ziel, wie der Name schon ausdrückt, nahe der Antenne. Eine starke ausgeprägte Bündelung der Antenne zur Reichweitenerhöhung ist demnach nicht oberstes Gebot. Lediglich die Bündelung der Leistung in Richtung auf das Streuobjekt ist wünschenswert. Nebenkeulen im Strahlungsdiagramm ziehen Reflexionen an anderen Streuern in der Nähe des Beobachtungsobjekts nach sich und können so zur Verfälschung der Abstandsinformation durch Überlagerung von verschiedenen Ausbreitungspfaden im Empfänger führen.

Die wichtigsten Entwicklungsziele bzw. Eigenschaften der Sensorantenne sind nachfolgend noch einmal zusammengefasst:

- Lineare Signalphase über großen Objektabstandsbereich (besonders im Nahbereich)
- Unempfindlichkeit der Signalphase gegenüber Belastung vom Messobjekt (Kopplung)
- Strahlung möglichst nur in Objektrichtung und Vermeidung von Nebenkeulen im Strahlungsdiagramm.
- Planare, mittels Mikrostreifenleitung gespeiste Antennenstruktur
- Kompakte Bauform unter Ausnutzung der Integrationsmöglichkeit als Mehrlagenstruktur
- Unempfindlichkeit der Struktur in bezug auf Toleranzen im Fertigungsprozess.

Insbesondere die Anforderung an einen linearen Phasengang setzt die Verwendung von Antennentypen, welche auf dem Grundprinzip des Wellenleiters (travelling wave antenna) beruhen, voraus. Dazu gehören dreidimensionale Wellenleiter wie beispielsweise Hohlleiter und planare Strukturen wie Mikrostreifenleitungen und Schlitzleitungen. Werden solche Strukturen als Sensorantenne eingesetzt, wirkt ein reflektierendes Objekt vor dem Sensor quasi als verschiebbarer Reflektor. Eine Bewegung des Objekts wirkt sich also wie eine Bewegung eines Kurzschlusschiebers in einem Hohlleiter aus. Wichtig ist, dass unmittelbar nach der Abstrahlung von der Antenne eine ebene Wellenfront existiert, die bei linearer Objektbewegung zu einer linearen Phasenverschiebung führt. Es wurden erste Versuche mit offenen Hohlleitern durchgeführt. Diese Versuche haben gezeigt, dass die prinzipielle Funktion gegeben ist. Allerdings kommt es beim Hohlleiter, durch eine breite Abstrahlung zu einem rapiden Leistungsabfall über dem Absolutabstand, sodass nur für Abstände kleiner 2 cm gemessen werden konnte. Daher ist eine stärkere Richtwirkung wünschenswert. Außerdem ist der Hohlleiter nur schwer in einen planaren Schaltungsentwurf zu integrieren. Es gibt zwar Ansätze für substratintegrierte Hohlleiter, in der praktischen Ausführung sind diese jedoch sehr aufwendig. Planare Antennenstrukturen, die auf Mikrostreifenleitungstechnik beruhen wie z.B. Leaky Wave Antennen, scheiden wiederum

aus, da sie quer zur Ausbreitungsrichtung eine flächige Ausdehnung besitzen und nur geringe Richtwirkung aufweisen.

Eine Antennengattung, welche wesentliche der oben genannten Anforderungen erfüllt, ist die Schlitzleitungsantenne. Schlitzleitungsantennen bestehen aus zwei zu Anfang parallelen Leitern, die sich zunehmend aufweiten. Da von der Substratkante abgestrahlt wird, existiert praktisch keine flächige Ausdehnung quer zur Abstrahlungsrichtung. Die Schlitzantenne zeigt in einem großen Frequenzbereich keine deutliche Frequenzabhängigkeit (Resonanz) und reagiert somit nicht auf Belastungen (Impedanzschwankungen) durch ein Objekt in unmittelbarer Entfernung.

## 3.2 Die Vivaldi-Antenne

Die hier verwendete und im Folgenden beschriebene Vivaldi-Antenne gehört zu den Schlitzleitungsantennen. Üblicherweise befinden sich die beiden Metallflächen - auch Flügel genannt - in einer Ebene auf dem Substrat. Man spricht hier von planaren Antennen im Gegensatz zu antipodalen Antennen, bei denen die beiden Metallflächen auf unterschiedlichen Ebenen des Substrats liegen. Schlitzleitungsantennen (Slot Antennas) werden entsprechend der Metallkontur im Kanal genauer bezeichnet. So gibt es zum Beispiel Constant Width Slot Antennas (CWSA), das sind Antennen mit einer konstanten Schlitzbreite im Kanal, Linear Tapered Slot Antennas (LTSA), das sind Antennen, bei denen sich der Kanal linear vergrößert, und Fermi-Antennen, deren Kontur der Fermi-Funktion folgt. Die Metallkontur im Kanal der Vivaldi-Antenne beschreibt eine Exponentialkurve (vgl. Abbildung (3.1)).

$$w(x) = \frac{w_{\min}}{2} \cdot e^{\frac{x}{L} \ln(A/w_{\min})} \quad (3.1)$$

LTSA, CWSA, Fermi- und Vivaldi-Antennen haben ein recht ähnliches Strahlungsverhalten. Die geringste Halbwertsbreite hat dabei die CWSA, gefolgt von LTSA und Vivaldi-Antenne. Die Vivaldi-Antenne hat die kleinsten Nebenmaxima, gefolgt von LTSA und CWSA [21, 22]. Wie alle Tapered Slot Antennen ist die Vivaldi-Antenne eine Wanderwellenantenne, auf der sich eine Schlitzleitungsmode ausbreitet. Der elektrische Feldvektor liegt in der Antennenebene zwischen den beiden Metallflächen, auf denen er senkrecht endet. Damit ist die E-Ebene einer Vivaldi-Antenne die Ebene, in der die Antenne liegt. Die magnetischen Feldlinien besitzen Komponenten quer und längs zur Ausbreitungsrichtung. Die Ebene durch den Kanal, die die magnetischen Feldlinien beinhaltet, wird die H-Ebene genannt. Die elektromagnetische Welle durchläuft die Antenne und wird an der Apertur abgestrahlt.

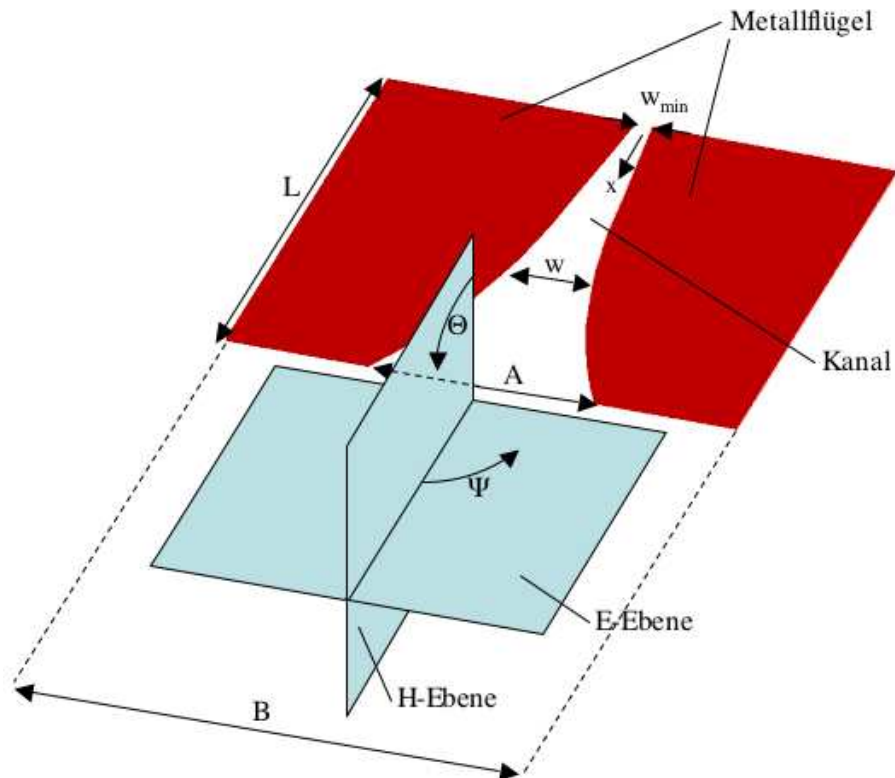


Abbildung 3.1: Planare Vivaldi-Antenne

Im Gegensatz zu resonanten Antennen, bei denen über eine Resonanz auf der Antennenstruktur abgestrahlt wird, strahlt eine Wanderwellenantenne dadurch, dass die Quasi-TEM-Mode durch eine entsprechend angepasste Aperturimpedanz in den Freiraum übergeht und sich dort weiter ausbreitet. Daher bleibt die quasi-ebene Welle auch weiterhin im Freiraum erhalten. Dies bedeutet, dass bereits unmittelbar nach der Antennenapertur mit der Fernfeldnäherung gerechnet werden kann, da keine Nahfeldkomponenten auftreten. Das Phasenzentrum befindet sich also näherungsweise an der Stelle, an dem die Taperung des Kanals beginnt. Aus diesem Grund zeigt eine Vivaldi-Antenne sehr geringe Kopplungen zum Messobjekt und somit keinen Loading-Effekt, was bedeutet, dass die Antennenimpedanz konstant ist und sich nicht mit Variation des Abstandes zum Messobjekt ändert. Ein Loading Effekt, wie er bei resonanten Strukturen (Patch, Dipol) vorkommt, führt zu einer irreversiblen Verfälschung der Phaseninformation. Die schmale Apertur der Vivaldi-Antenne, die quasi nur durch die Dicke des Substrats bestimmt wird, ist ein weiterer Vorteil für die hier vorliegende Anwendung. Durch ihre schmale Stirnfläche und den kontinuierlich verlaufenden Antennenkanal bietet die Vivaldi-Antenne einer einfallenden elektromagnetischen Welle wenig Reflexionsfläche, wodurch Mehrfachreflexionen und Resonanzen zwischen Objekt und Sensor verhindert werden.



## 3.3 Optimierung der Antennengeometrie

### 3.3.1 Antipodale Antennenanordnung

Die planare Vivaldi-Antenne (Abbildung 3.1) besteht aus zwei im allgemeinen in einer Ebene angeordneten metallischen oder metallisierten Flügeln. Diese werden von einer Schlitzleitung gespeist, die direkt an die Antennengeometrie angeschlossen werden kann. Wird die Antenne in Mikrostreifenleitungsschaltungen benutzt, so wird üblicherweise ein Marchand-balun [72] verwendet, um den Übergang von der unsymmetrischen Speisung auf die symmetrische Antenne zu gewährleisten. Solche Baluns sind schmalbandige resonante Strukturen. Aus bereits genannten Gründen sind jedoch resonante schmalbandige Anordnungen ungeeignet. Daher wird hier eine andere Lösung verwendet. Die Mikrostreifenleitung besteht aus einem Streifenleiter und einer ausgedehnten Massemetallisierung. Leiter und Massefläche sind jeweils auf der Ober- bzw. Unterseite eines Substrats angeordnet. Die beiden Flügel der Vivaldi-Antenne werden daher ebenfalls auf der Substratober- bzw. Unterseite platziert. Dies wird als antipodale Anordnung bezeichnet. Die Mikrostreifenleitung geht also in den oberen Antennenflügel über, die Massefläche in den unteren. Der Sensor wird als Mehrlagenstruktur realisiert. Somit befindet sich der untere Flügel zwischen der oberen und den unteren Substratschichten vergraben. Die elektrischen Bedingungen für oberen und unteren Flügel sind unterschiedlich, was den wesentlichen Unterschied der hier benötigten antipodalen Vivaldi-Antenne im Vergleich zu antipodalen Anordnungen auf nur einer Substratlage darstellt. Insbesondere für die in Kapitel 8 beschriebene Verwendung von LTCC-Keramik mit erhöhter Permittivität ist dies von Bedeutung.

Es gibt in der Literatur verschiedene Empfehlungen, die Abmessungen einer Vivaldi-Antenne wie Antennenlänge  $L$ , Aperturbreite  $A$  und Antennenbreite  $B$  zu bestimmen. [77, 78, 79, 80]. Obwohl das prinzipielle Strahlungsverhalten, das durch die Antennenlänge und -breite sowie durch die Apertur hervorgerufen wird, für planare und antipodale Antennen ähnlich ist, lassen sich auf Grund der geringen Substratdicke von  $127\ \mu\text{m}$  und der angestrebten Mehrlagenanordnung die Literaturempfehlungen nur bedingt anwenden. Häufig werden planare Antennen vorgestellt, deren metallisierte Flächen in einer Ebene auf einem Substrat aufgebracht sind. Bei den veröffentlichten antipodalen Schlitzantennen handelt es sich meist um symmetrisierte antipodale Antennen, bei denen durch eine zusätzliche dritte Metallfläche eine symmetrische Feldverteilung erzwungen wird. Dieses Verfahren kommt für die Integration wegen der aufwendigen Speisung nicht in Frage. Lediglich in [29] wird eine gewöhnliche antipodale Vivaldi-Antenne untersucht. Zu einer Integration in eine Schichtstruktur, wie sie hier benötigt wird, sind keine Literaturstellen zu finden. Daher wird die Antennengeometrie von in der Literatur vorhandenen Empfehlungen ausgehend optimiert.

Die Halbwertsbreite in der H-Ebene wird um so schmaler, je länger die Antenne ist. [23] gibt dafür den Zusammenhang  $\Theta_{HWB} \propto 1/\sqrt{L}$  an. Damit steigt auch der Antennengewinn mit zunehmender Antennenlänge. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene wird zu einem großen

Anteil auch von der Apertur  $A$  bestimmt [22]. Die Antennenlänge  $L$  hat auf die E-Ebene weniger Einfluss als auf die H-Ebene. In [21] wird der Zusammenhang  $c/v_{ph} = 1 + \lambda_0/(2L)$  zwischen der Phasengeschwindigkeit  $v_{ph}$  und der Antennenlänge  $L$  angegeben, für den der maximal mögliche Antennengewinn erreicht wird. Er gilt jedoch in dieser Form nur für Antennen mit konstanter Phasengeschwindigkeit. Sie ist abhängig von der Substratdicke, der Dielektrizitätszahl und der Taper-Form, so dass für die meisten Antennen die Phasengeschwindigkeit nicht konstant ist. Der angegebene Zusammenhang ist gleichbedeutend mit der Aussage, dass die Phase der elektromagnetischen Welle beim Durchlaufen der Antenne um  $180^\circ$  ansteigt. Es gibt also abhängig von der Frequenz für jede Antenne eine optimale Länge, bei der der maximal mögliche Gewinn erreicht wird. Das Richtdiagramm in der E-Ebene wird am stärksten durch die Apertur  $A$  beeinflusst. Sie muss auf jeden Fall größer sein als die halbe Freiraumwellenlänge  $A > \lambda_0/2$ , um die Abstrahlung zu ermöglichen. Die Bandbreite der Antenne ist so nach unten begrenzt. Nach oben gibt es keine feste Grenzfrequenz. Die Grenze wird aber durch die Stabilität der Mode und das zugehörige Richtdiagramm sowie durch die Bandbreite der Speisung limitiert. Das Richtdiagramm einer Vivaldi-Antenne ist innerhalb der Betriebsbandbreite nahezu frequenzunabhängig. Die Breite  $B$  der Antenne hat auf die Richtcharakteristik nur einen zweitrangigen Einfluss. Sie ist nur von Bedeutung, um den Stromanteil, der nicht zur Abstrahlung beiträgt, aufzunehmen und abklingen zu lassen. Durch eine große Breite soll verhindert werden, dass der Strom über die äußeren Ecken der Antenne noch zusätzlich ungewollt abstrahlt. Durch abgerundete Ecken wird die Rückwärtsstrahlung zusätzlich gesenkt. Auf eine große Breite kann verzichtet werden, wenn man zusätzlich Korngationen verwendet. Bei einer sehr schmalen Antenne wird allerdings die Schlitzleitungsmode zunehmend in eine koplanare Streifenleitungsmode übergehen. Dies muss beim Design der Antennenspeisung besonders beachtet werden.

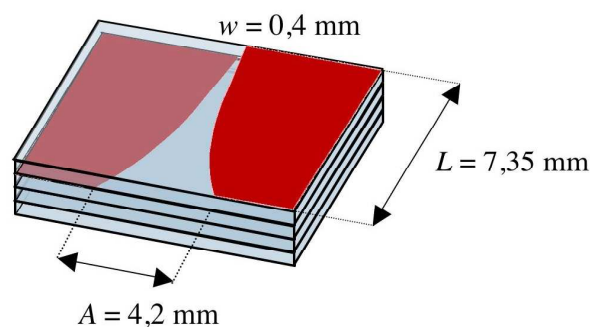


Abbildung 3.2: Maße der in der Simulation optimierten, antipodalen Vivaldi-Antenne ohne Speisung

Abbildung 3.2 zeigt die Maße der optimierten antipodalen Vivaldi-Antenne. Als Grundlage dienen im wesentlichen die Empfehlungen aus [32]. Die Antenne ist mit dem Trägersubstrat RT-Duroid 5880 simuliert. Die Permittivität beträgt  $\epsilon_r = 2,2$ . Es sind insgesamt vier Lagen Duroid verwendet worden, wobei die Antenne nur um die oberste Lage herum angeordnet ist. Jede Substratlage ist  $127 \mu\text{m}$  dick, die Metallisierungen der Antenne haben eine Stärke von

17  $\mu\text{m}$ . Die Simulationen wurden mit HFSS (High Frequency Structure Simulator) durchgeführt, einem Hochfrequenz-Simulationsprogramm, das auf der Finiten Elemente Methode basiert.

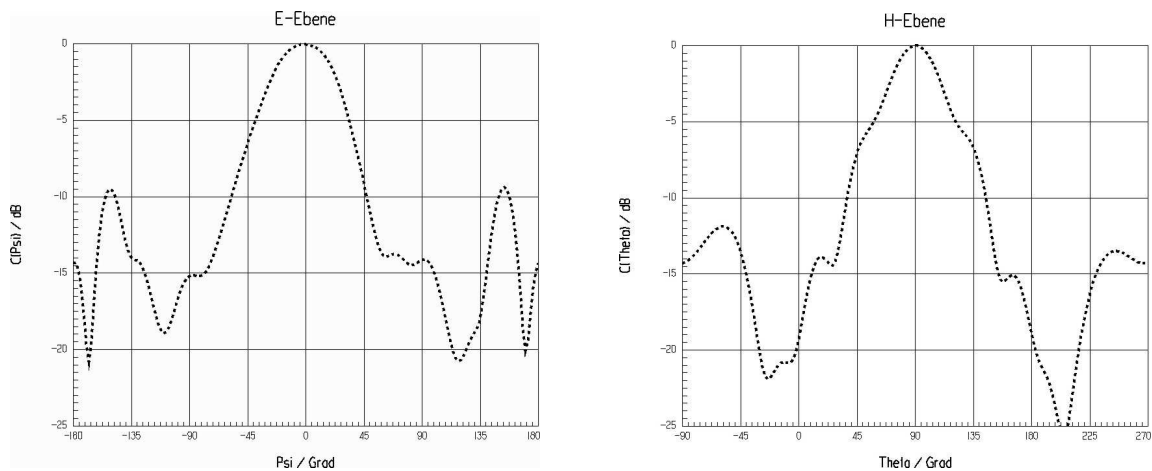


Abbildung 3.3: Simulierte Fernfeld-Richtdiagramme in E- und H-Ebene der in der Simulation auf RT-Duroid optimierten, antipodalen Vivaldi-Antenne ohne Speisung ( $\epsilon_r = 2,2$ )

In Abbildung 3.3 sind die zugehörigen simulierten Richtdiagramme zu sehen. Durch die niedrige Permittivität des Substratmaterials entsteht keine wesentliche Unsymmetrie in der Impedanz für obenliegenden und vergrabenen Antennenflügel. Das Richtdiagramm ist daher symmetrisch. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene beträgt  $\Psi_{HWB} = 68^\circ$ , die Halbwertsbreite in der H-Ebene beträgt  $\Theta_{HWB} = 56^\circ$ . Das Richtdiagramm ist besonders in der E-Ebene noch sehr breit. Insbesondere die geringe Nebenkeulenunterdrückung von nur 9 dB kann bei der Verwendung im Sensor zu Störreflexionen führen. Wie bereits erwähnt entstehen Nebenkeulen bei Vivaldi-Antennen hauptsächlich durch Abstrahlung an den Flügelaußenkanten. Diese rühren von Strömen her, die ungenügend gedämpft eine Metallkante (Ecke) erreichen und dort strahlen. Gewöhnlich werden die Flügel von Vivaldi-Antennen mehrere Wellenlängen breit ausgeführt, damit der Strom genügend Dämpfung durch Abstrahlung erfährt. Dies steht allerdings im Widerspruch zu einer kompakten Antenne. Daher werden im folgenden Korngationen verwendet, um bei kompakten Antennenabmaßen ein schmales Richtdiagramm bei hoher Nebenkeulenunterdrückung zu erreichen.

### 3.3.2 Minimierung der Randstromeffekte

#### 3.3.2.1 Korngationen im Antennenkanal

Bei Hornstrahlern, die wie die Vivaldi-Antenne zu den Wanderwellenantennen gehören, werden zur Optimierung der Richtcharakteristik Korngationen im Inneren der Antenne eingebracht. Dieses wird bei der Vivaldi-Antenne untersucht. Korngationen in der

Metallisierung von Hornstrahlern unterdrücken den Stromfluss in den metallischen Wänden. Die elektromagnetische Welle wird zur Antennenapertur hin zunehmend in den Antennenkanal gedrängt, sodass abgestrahlte Störanteile, die durch Ströme an metallischen Kanten am Antennenende entstehen, unterdrückt werden. Das Richtdiagramm wird verbessert und gleichzeitig werden die Antennenverluste gesenkt. Die Korrugationen haben eine Tiefe von etwa  $\lambda_0/4$ . Sie transformieren den Kurzschluss im Innern der Rille in einen Leerlauf an der Rillenaußenseite. Der Stromfluss an der Metallaußenseite wird unterbrochen. [24] schlägt 3 Korrugationen pro Wellenlänge vor, wobei die Korrugationsbreite nur einen zweitrangigen Einfluss auf das Verhalten der Korrugationen hat. Damit an der Stelle der Korrugation kein Impedanzsprung auftritt, soll ein kontinuierlicher Impedanzübergang über mindestens 10 Korrugationen erfolgen. Der Übergang vom Kurzschluss auf den Leerlauf wird durch eine  $\lambda/4$ -Korrugation erreicht. Speziell im Hohlleiter werden Übergänge von einer  $\lambda/2$ -Korrugation auf eine  $\lambda/4$ -Korrugation benutzt, wodurch die Ausbreitung von Hybridmoden verhindert wird [26].

Die Untersuchung der Korrugationen im Antennenkanal bei der Vivaldi-Antenne (Abbildung 3.4) zeigt, dass sich die Korrugationen der Hornstrahler nicht auf die Schlitzantenne übertragen lassen.

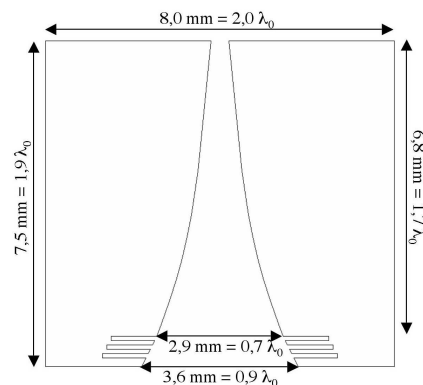


Abbildung 3.4: Vivaldi-Antenne mit drei  $\lambda/4$ -tiefen Korrugationen im Antennenkanal

In Hornstrahlern schließen die Korrugationen gezielt ungewollte Moden durch die Impedanztransformation kurz. Bei der Vivaldi-Antenne hingegen können sie die Mode auf der Antenne stören, da sie die Kante unterbrechen, auf der der elektrische Feldvektor endet. Werden die Korrugationen zu früh eingefügt, so zerstören sie die Mode komplett und machen die Abstrahlung unmöglich. Um dennoch eine Abstrahlung zu erhalten, muss die Antenne also zwangsläufig verlängert werden, was aber im völligen Widerspruch zur Kompaktheit des Sensormoduls steht. Animationen der Oberflächenströme haben deutlich gezeigt, dass die Korrugationen den Stromfluss an der Metallkante unterbrechen und ihn in das Innere der Metallisierung drängen. Die prinzipielle Wirkung der Korrugationen ist also gegeben. Im Weiteren stellt sich daher die Frage, wie und an welcher Stelle dieser Effekt sinnvoll genutzt werden kann.

### 3.3.2.2 Korrugationen an der Außenseite

In [27, 28] werden Korrugationen in die Außenseite eingebracht, um die Nebenkeulen zu reduzieren. Die Ergebnisse werden auf die Sensorantenne übertragen. Leider kann keine wesentliche Verbesserung des Richtdiagramms beobachtet werden. Hauptursache hierfür ist, dass seitliche Korrugationen vornehmlich Ströme an den Außenkanten unterdrücken, die durch die Antennenspeisung beim Übergang auf die Schlitzleitungsmode entstehen (Abbildung 3.5).

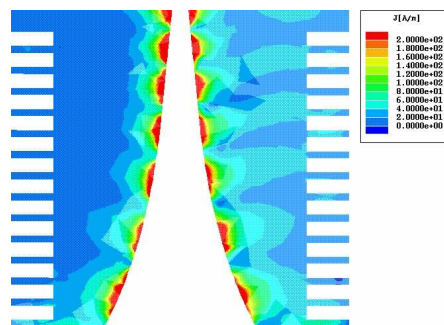
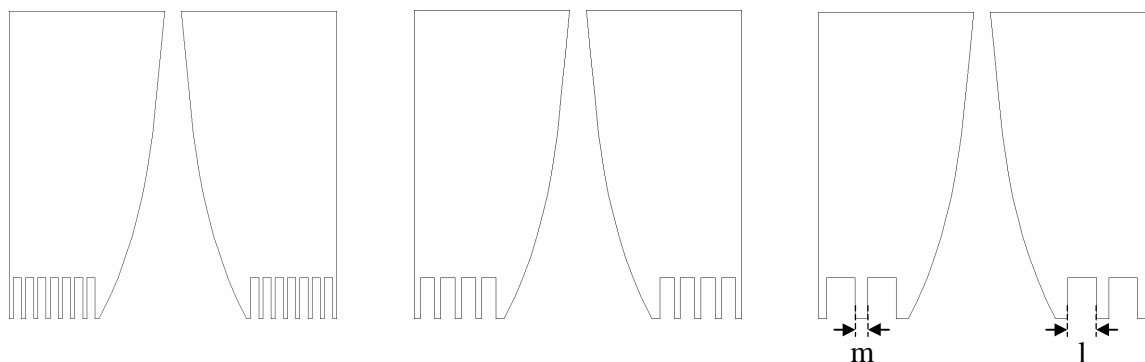


Abbildung 3.5: Korrugationen an den Außenseiten der Vivaldi-Antenne

### 3.3.2.3 Korrugationen an der Stirnseite

Da die aus der Literatur bekannten Korrugationen keine wesentliche Verbesserung des Richtdiagramms bewirkt haben, werden nun die Ströme, die zu den Antennenvorderkanten fließen, durch Korrugationen in der Aperturebene unterdrückt. Die Schlitze in den Flügeln sind dabei etwa doppelt so breit wie die Metallstege.



Schlitz  $l = 0,20$  mm  
Metallsteg  $m = 0,10$  mm

Schlitz  $l = 0,35$  mm  
Metallsteg  $m = 0,15$  mm

Schlitz  $l = 0,70$  mm  
Metallsteg  $m = 0,30$  mm

Abbildung 3.6: Korrugationen an der Stirnseite, Korrugationstiefe  $t = 1,0$  mm ( $\approx \lambda_0/4$ ), Antennenlänge  $L = 7,5$  mm

Diese Korngationen haben einen sehr großen Einfluss auf das Richtdiagramm in der E-Ebene (Abbildung 3.7). Unabhängig von der Korngationsbreite zeigt sich eine deutliche Verschmälerung des Hauptmaximums. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene sinkt von  $\Psi_{HWB} = 68^\circ$  der Antenne ohne Korngationen auf  $\Psi_{HWB} = 38^\circ$  für alle untersuchten Korngationsbreiten. In der H-Ebene wird das Richtdiagramm geringfügig breiter: Die Halbwertsbreite steigt hier um  $16^\circ$  von  $\Theta_{HWB} = 56^\circ$  auf  $\Theta_{HWB} = 72^\circ$ . Die im Richtdiagramm (Abbildung 3.7) markante Verbreiterung des Hauptmaximums befindet sich in einem Leistungsbereich, der ohnehin schon sehr gering ist. Hinzu kommt, dass die H-Ebene von einem späteren Sensorgehäuse wesentlich stärker gedämpft wird als die E-Ebene. Insofern kann die Verbreiterung der H-Ebene in Kauf genommen werden.

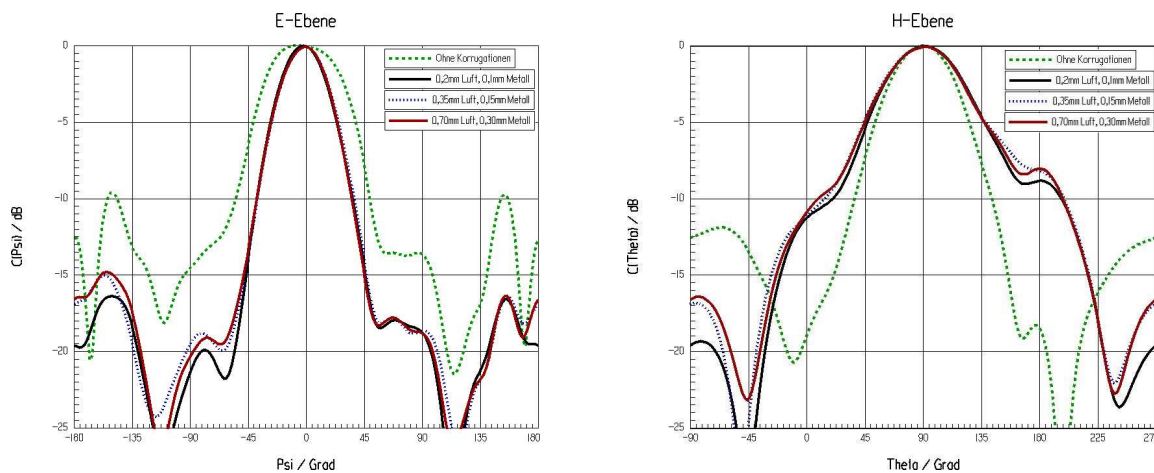


Abbildung 3.7: Simulierte Fernfeld-Richtdiagramme in E- und H-Ebene für verschieden tiefe Korngationen in der Stirnseite, Korngationstiefe  $t = 1,0$  mm, Antennenlänge  $L = 7,5$  mm, Antennenbreite  $B = 8,0$  mm

Die Korngationen in der Stirnseite bewirken eine starke Verbesserung des Richtdiagramms. Um eine weitere Verbesserung bzgl. der kompakten Sensorbauform zu erreichen, wird die Antenne in ihrer Länge von  $L = 7,5$  mm auf  $L = 3,75$  mm  $= 0,96 \lambda_0$  verkürzt. Die Antennenlänge ist damit mit knapp weit unter den Empfehlungen verschiedener Veröffentlichungen [77, 78, 79, 80], die etwa bei 4 Freiraumwellenlängen liegen. Außerdem wurde die Antennenbreite auf  $3/4$  der ursprünglichen Breite verkleinert und beträgt nun  $B = 6,0$  mm  $= 1,53 \lambda_0$ . Die kurze Antennenlänge macht sich in der Richtcharakteristik (Abbildung 3.8, gepunktet) deutlich bemerkbar. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene der unkorngierten Antenne  $\Psi_{HWB,L=3,75 \text{ mm}} = 72^\circ$  ist im Vergleich zu der Halbwertsbreite  $\Psi_{HWB,L=7,5 \text{ mm}} = 65^\circ$  der längeren und breiteren Antenne (Abbildung 3.7, gepunktet) zwar nicht merklich gestiegen, das Hauptmaximum ist aber wesentlich breiter und unsymmetrischer geworden. Auch in der H-Ebene ist die Halbwertsbreite mit  $\Theta_{HWB,L=3,75 \text{ mm}} = 72^\circ$  gegenüber  $\Theta_{HWB,L=7,5 \text{ mm}} = 61^\circ$  leicht breiter geworden. Da die Leistung jedoch zu einem großen Anteil über den gesamten Winkelbereich abgestrahlt wird sinkt durch die Verkürzung der unkorngierten Antenne der Antennengewinn.

Die Korrugationen bringen bei der verkürzten Antenne mit der Länge von  $L = 3,75$  mm eine noch weitaus größere Verbesserung als bei der langen Antenne. Die Korrugationen haben hierbei eine Schlitzbreite von  $l = 200$   $\mu\text{m}$  und einen Metallsteg von  $m = 100$   $\mu\text{m}$  und wurden für verschiedene Korrugationstiefen untersucht. Während die Halbwertsbreite in der H-Ebene durch die Korrugationen von  $\Theta_{HWB} = 72^\circ$  auf  $\Theta_{HWB} = 90^\circ$  steigt, sinkt in der E-Ebene die Halbwertsbreite von  $\Psi_{HWB} = 72^\circ$  auf  $\Psi_{HWB} = 45^\circ$  (Abbildung 3.8).

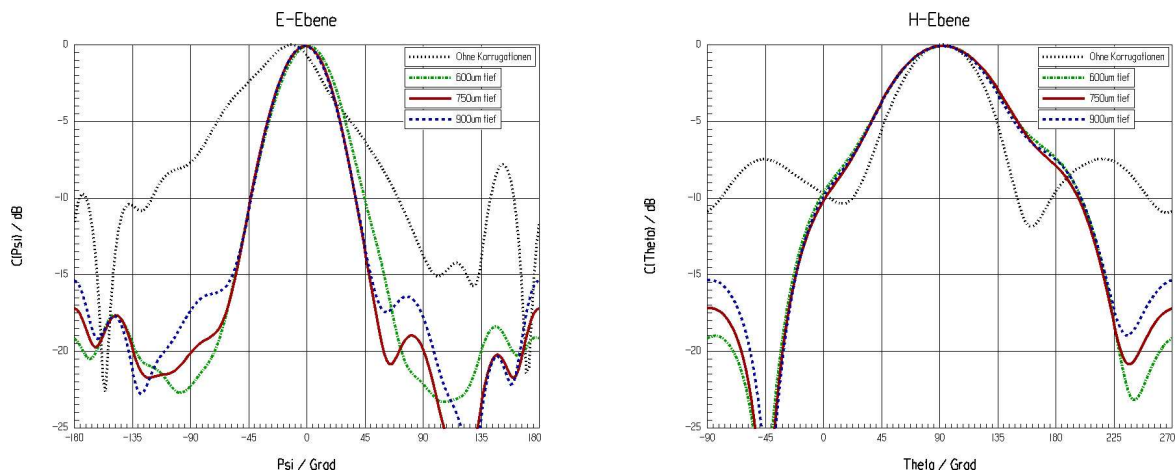


Abbildung 3.8: Simulierte Fernfeld-Richtdiagramme für verschieden breite Korrugationen in der Stirnseite, Korrugationstiefe  $t = 0,4$  mm  $0,75$  mm und  $0,9$  mm, Antennenlänge  $L = 3,75$  mm, Antennenbreite  $B = 6,0$  mm,  $l = 200$   $\mu\text{m}$ ,  $m = 100$   $\mu\text{m}$

Die Korrugationstiefe  $t$  hat auf die Richtcharakteristik einen geringen Einfluss. Sie wurde von der optimalen Tiefe von  $t = 0,75$  mm um 20% variiert. Lediglich die Nebenmaxima variieren mit der Korrugationstiefe. Sie sind aber so gering, dass jede der untersuchten Korrugationstiefen für die Anwendung in Frage kommt. Die Wirkungsweise der Korrugationen ist also nicht längensensibel. Übertragen auf die Frequenz bedeutet das eine hohe Bandbreite. In Abbildung 3.7 wurden verschieden breite Korrugationen verglichen. Dabei konnte kein wesentlicher Unterschied gefunden werden. Es zeigt sich auch, dass das Verhältnis der Breite von Schlitz und Metallsteg ebenfalls nur geringe Unterschiede in der Richtcharakteristik bewirkt. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass der größte Stromanteil an der ersten Korrugation abfällt. Dabei bleibt der Strom auf der einen Seite des Schlitzes konzentriert. Nur ein kleiner Teil erreicht den zweiten Schlitz. Damit erklärt sich auch der geringe Einfluss der Korrugationstiefe und ihrer Abmaße. Denkbar ist auch, nur einige der ersten Korrugationen von der Apertur aus stehen zu lassen und auf die Metallstege nach außen hin zu verzichten. Auch dies bringt eine Verbesserung gegenüber dem Fall ohne Korrugationen. Die guten Ergebnisse der komplett korrugierten Stirnfläche wurden jedoch nicht erreicht, da auch hier ein Teil des Stromes über die ersten Korrugationen hinwegfließt und die Ecke erreicht.

Mit den Korngationen in der Stirnseite konnte die Antenne wesentlich verkleinert werden. Weitgehend unabhängig von deren Tiefe und Breite verkleinern sie bei einer Antennenlänge  $L = 3,75 \text{ mm}$  und einer Antennenbreite  $B = 6,0 \text{ mm}$  die Halbwertsbreite in der E-Ebene von  $\Psi_{HWB} = 72^\circ$  im unkorngierten Fall auf  $\Psi_{HWB} = 45^\circ$  mit Korngationen. In der H-Ebene vergrößern die Korngationen die Halbwertsbreite von  $\Theta_{HWB} = 72^\circ$  im unkorngierten Fall auf  $\Theta_{HWB} = 90^\circ$  mit Korngationen, was wie bereits erläutert, für die im Sensor integrierte Antenne unerheblich ist. Die Korngationen haben eine Tiefe  $t = 0,75 \text{ mm}$ , eine Schlitzbreite  $l = 200 \mu\text{m}$  und einen Metallsteg der Breite  $m = 100 \mu\text{m}$ . Es steht somit erstmals eine miniaturisierte Vivaldi-Antenne in antipodaler Anordnung für Mehrlagenanordnungen zur Verfügung. Die Antennenmaße liegen dabei weit unter den aus der Literatur bekannten Empfehlungen, bei niedrigen Nebenkeulen und schmalem sowie symmetrischem Richtdiagramm.

### 3.4 Gespeiste Antenne

Zu Beginn der Antennenentwicklung wurde bewusst auf die Mikrostreifenleitungsspeisung verzichtet. Dadurch war es möglich, die Antennengeometrie isoliert auf ihre Strahlungseigenschaften zu untersuchen. Im folgenden wird nun die optimierte Antenne um ihre Speisung ergänzt.

#### 3.4.1 Speisung mittels Bandleitung

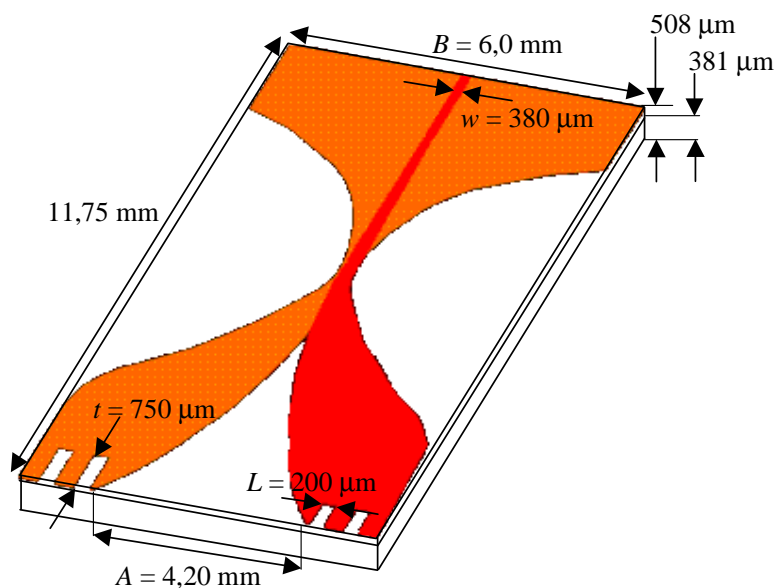


Abbildung 3.9: Speisung der optimierten, korngierten Antenne durch Mikrostreifenleitung und Bandleitung



Antipodale Antennen werden üblicherweise durch eine Bandleitung gespeist. Die beiden Leiter befinden sich jeweils auf bzw. unter dem Substrat und gehen direkt in die Metallflügel über. Die Bandleitung kann im Allgemeinen wie in [29] mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNWA) verbunden werden oder aber in eine Mikrostreifenleitung übergehen. Hierbei muss der Übergang von der symmetrischen Bandleitung auf die unsymmetrische Mikrostreifenleitung beachtet werden. In dem hier vorliegenden Fall des Sensors wird die Antenne durch einen MMIC gespeist, der an eine Mikrostreifenleitung angeschlossen wird. Die Leitungsbreite der Mikrostreifenleitung wird durch die geforderte Impedanz bestimmt, die wiederum von der Substrathöhe zwischen Masse und Leiter und der Dielektrizitätszahl des Substrats abhängt. Damit die Leitung an den MMIC mit  $50\ \Omega$  angepasst ist, muss sie  $w = 380\ \mu\text{m}$  breit sein. Auf die Mikrostreifenleitung folgt die Bandleitung. Deren Impedanz wird üblicherweise über eine an der Massefläche gespiegelte Mikrostreifenleitung berechnet [30]. Für ihre Impedanz sind in [31] Näherungsformeln angegeben. Voraussetzung ist allerdings, dass die Feldlinien ein homogenes Medium sehen. Im Fall der hier vorliegenden Bandleitung, die auf Grund der geplanten Mehrlagenanordnung des Sensors auf zusätzlichen Substratschichten liegt, ist diese Impedanznäherung nicht gültig. Allerdings fällt bei der niedrigen Permittivität des RT-Duroid Substrats von  $\epsilon_r = 2,2$  der Unterschied zum homogenen Medium nicht stark aus. Es genügt somit eine leichte Taperung der Mikrostreifenleitung in die Bandleitung über eine Länge von 4 mm, also ca. einer Freiraumwellenlänge.

An die Bandleitung schließt sich ein weiterer Taper an, der die Bandleitung in die Schlitzleitung zu Beginn der Antenne überführt. Seine Länge wurde ebenfalls zu 4 mm gewählt. Dadurch wird erreicht, dass die Bandleitungsmode in die Antennemode übergeht, die sich auf der Antenne ausbreitet. Die aus Abschnitt 3.3.2.3 bekannte Antenne wird durch diese Anordnung von Mikrostreifenleitung - Taper - Bandleitung - Taper gespeist und ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Die Richtdiagramme der über die Bandleitung gespeisten Antenne sind in Abbildung 3.10 dargestellt.

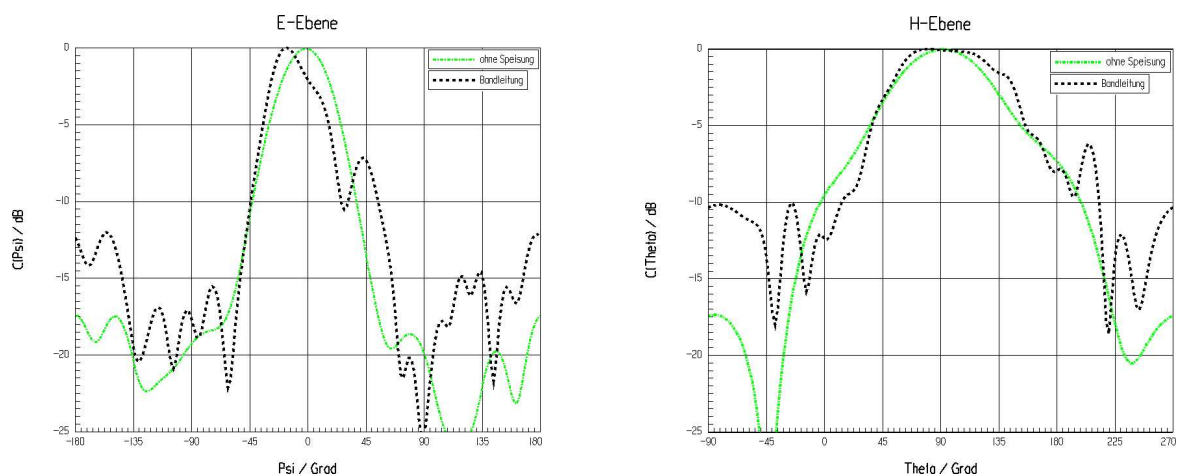


Abbildung 3.10: Vergleich simulierter Fernfeld-Richtdiagramme (E- und H-Ebene) ohne Speisung und mit Bandleitungsspeisung

Die Halbwertsbreite in der E-Ebene der durch die Bandleitung gespeisten Antenne (siehe Abbildung 3.10, gestrichelt) ist von  $\Psi_{HWB, ohne\ Speisung} = 40^\circ$  auf  $\Psi_{HWB, BL-Speisung} = 31^\circ$  zurückgegangen. Das Hauptmaximum ist in der E-Ebene um  $15^\circ$  in Richtung des vergrabenen Flügels geneigt, was das Hauptmaximum unsymmetrisch macht. Außerdem weist das Richtdiagramm ein einseitiges Nebenmaximum bei  $\Psi = 40^\circ$  auf.

Das Richtdiagramm in der H-Ebene (siehe Abbildung 3.10, gestrichelt) ist im Vergleich zur ungespeisten Antenne (siehe Abbildung 3.10, Strich-Punkte) ebenfalls ungleichmäßiger geworden. Die Rückwärtsstrahlung hat in beiden Ebenen durch die Speisung zugenommen. Damit haben sich die Richtdiagramme durch die Speisung in beiden Ebenen verschlechtert. Der ungleichmäßige Kurvenverlauf deutet darauf hin, dass sich Strahlungsanteile überlagern und sich je nach Phasenlage verstärken oder abschwächen. Diese zusätzlich abgestrahlten Leistungsanteile sind auf die Speisung zurückzuführen und werden nun untersucht. Hierzu eignet sich die grafische Darstellung der Oberflächenströme auf der gespeisten Antenne (siehe Abbildung 3.11). Die beiden Flächen befinden sich auf unterschiedlichen Ebenen, sind hier aber in einer Ebene dargestellt.

Deutlich zu sehen ist der Strom, der wie gewünscht über den Taper und die Bandleitung die Antenne erreicht. Allerdings geht die Bandleitungsmode nicht sauber in die Mode der Antenne über. Der Strom pulsiert auf den Aussenkanten der Antennenflügel und strahlt zusätzlich ungewollt ab. Dies führt durch Überlagerung zur Beeinträchtigung der Richtcharakteristik.

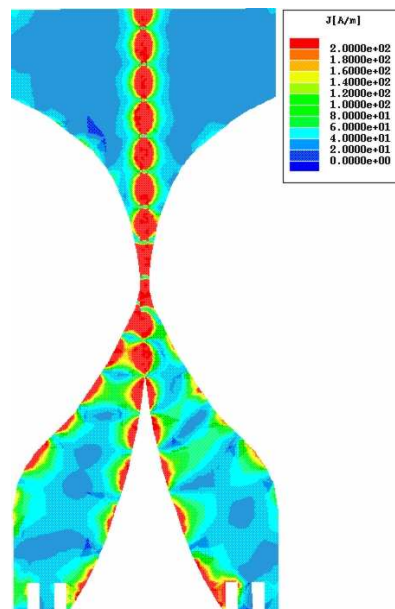


Abbildung 3.11: Oberflächenströme auf der durch eine Bandleitung gespeisten antipodalen Vivaldi-Antenne

### 3.4.2 Speisung mittels optimierter Massekontur und Leiterkontur

#### 3.4.2.1 Optimierte Massekontur

In Abbildung 3.12 ist der Effekt skizziert, der zur Induktion von Strömen auf den Flügelaußenseiten führt.

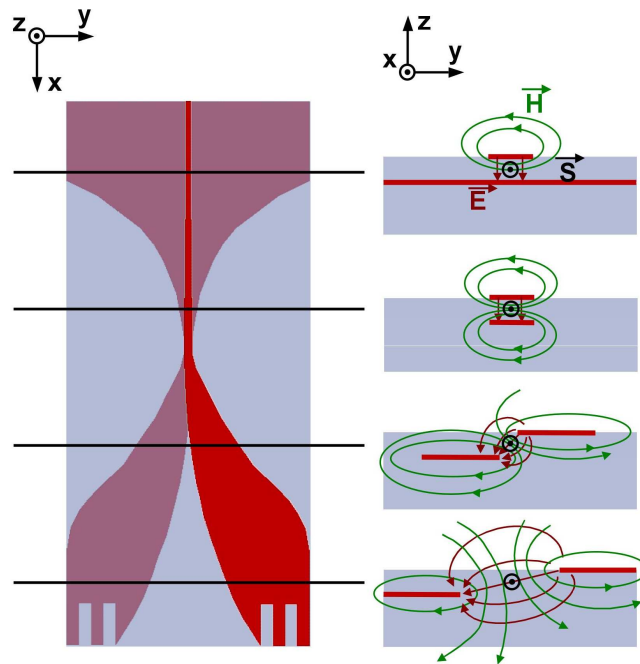


Abbildung 3.12: Querschnitte durch die mittels Bandleitung gespeiste Antenne. Entstehung induzierter Ströme auf den Flügelaußenseiten.

Den Anfang der Antennenspeisung bildet die Mikrostreifenleitung. Hier liegt der elektrische Feldvektor senkrecht zu Leiter und Masse. Die Magnetfeldlinien schneiden die elektrischen Feldlinien senkrecht und schließen sich um den Leiter. Das elektromagnetische Feld befindet sich nur oberhalb der Massefläche. Durch den Taper geht die Mikrostreifenleitung in die Bandleitung über. Während die elektrischen Feldlinien weiterhin zwischen den beiden Leitern verlaufen, weiten sich die magnetischen Feldlinien immer weiter auf, bis sie sich schließlich um den unteren Leiter schließen und der Bandleitungsmodus vorherrscht. Die Bandleitung wird nun verbreitert und seitlich versetzt, so dass eine koplanare Streifenleitung entsteht. Dadurch dreht sich der elektrische Feldvektor nahezu in die Horizontale. Die magnetischen Feldlinien stehen weiterhin auf den elektrischen senkrecht und schließen sich um die beiden Metallflächen. Die elektrischen Feldlinien verlaufen zwischen den beiden Leitern und enden auf ihnen senkrecht; die magnetischen Feldlinien schließen sich jeweils um die beiden Leiter. Die Problematik erkennt man anhand der magnetischen Feldlinien, die beide Metallflächen umschließen. Es wird ein Strom auf der Metallaußenseite induziert, der in Abbildung 3.11 zu sehen ist und zu der beobachteten unerwünschten Abstrahlung führt. Ziel ist es nun, eine Feldverteilung in der Antenne zu erreichen, welche die Induktion des störenden Stromanteils

minimiert. Den Ansatz für den vergrabenen Flügel zeigt Abbildung 3.13. Die Massefläche wird nicht in eine Bandleitung getapert, sondern wird als Fläche bis in den Antennenflügel fortgesetzt.

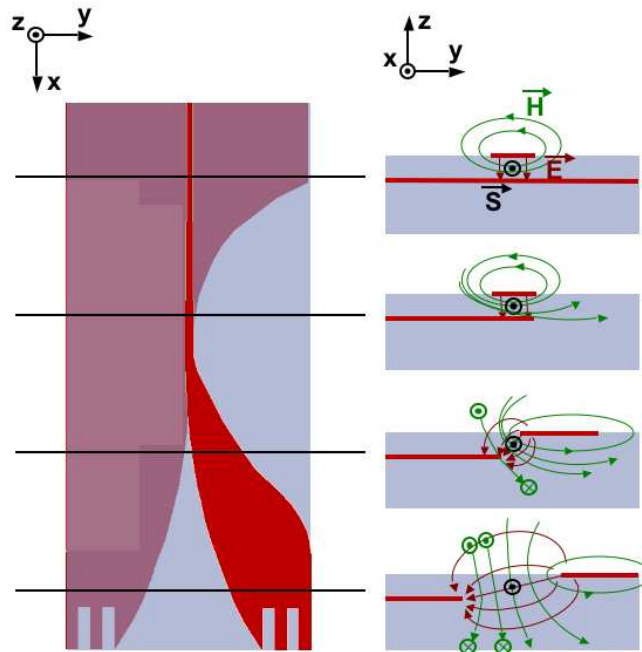


Abbildung 3.13: Querschnitte durch die mittels optimierter Massekontur gespeiste Antenne

Im Bereich der Mikrostreifenleitung bleibt die Feldverteilung erhalten. Auch ihre Impedanz wird dadurch nicht geändert, so dass dieses Verfahren die Anpassung nicht verschlechtert. Anstelle der Bandleitungsmoden stellt sich nun eine unsymmetrische Feldverteilung ein: die elektrischen Feldlinien verlaufen zwar nach wie vor senkrecht zwischen dem Leiter und der nun nur noch zur Hälfte vorhandenen Massefläche. Die magnetischen Feldlinien hingegen sind zunächst im Bereich oberhalb der Masse konzentriert. Im Übergang zur Antenne entsteht aufgrund des ausgedehnten vergrabenen Flügels zunehmend eine H-Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung. Der Stromfluss auf der Außenkante des vergrabenen Flügels wird dadurch stark reduziert. Durch diese Art der Speisung wird die Antenne zwar unsymmetrisch gespeist, es stellt sich aber eine bzgl. des Richtdiagramms vorteilhaftere Strombelegung ein.

### 3.4.2.2 Optimierte Leiterkontur

Für den oberen Flügel werden Korrugationen in der Flügelaußenseite verwendet. Dazu wurden 14 Schlitze in die Metallfläche eingebracht, die eine Tiefe von  $900\ \mu\text{m}$ , also etwa einer Viertel-Freiraumwellenlänge haben (siehe Abbildung 3.14, rechter Flügel) und deren Breite  $100\ \mu\text{m}$  beträgt.

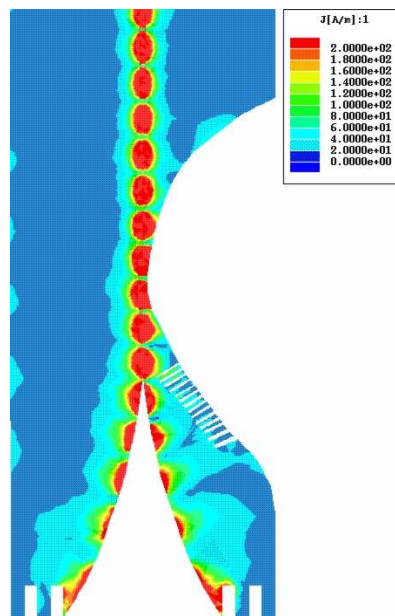


Abbildung 3.14: Oberflächenströme bei optimierter Massekontur sowie Korrugationen in der Außenseite des oberen Flügels

Wie erwartet lassen die Korrugationen einen Stromfluss an der Flügelaußenseite des oberen Flügels nicht zu. Dies ist deutlich an der Stromverteilung in Abbildung 3.14 zu sehen. Der Strom konzentriert sich an den Flügelkanten im Antennenkanal. Somit werden keine Beiträge auf den Außenseiten generiert, deren Abstrahlung zu einer Verzerrung des Richtdiagramms führt.

Das Hauptmaximum der Antenne mit der zusätzlich optimierten Masse und Leiterkontur in Abbildung 3.15 ist breiter als das der Antenne ohne Speisungsoptimierung. Das vermeintlich schmale Richtdiagramm der Antenne aus Abbildung 3.10 entsteht aus überlagerten Leistungsanteilen. Durch destruktive Interferenz der über den Kanal und über die Flügelaußenseite abgestrahlten Leistung wird das Hauptmaximum zur Seite des oberen Flügels unsymmetrisch schmal. Besonders deutlich wird dies in Abbildung 3.15 beim Vergleich der Richtdiagramme der Antenne ohne Speisung (Strich-Punkte) und derjenigen mit der optimierten Masse- und Leiterkontur (durchgezogen). Sie sind in der E-Ebene im Bereich des Hauptmaximums praktisch deckungsgleich. Lediglich an der Stelle des ursprünglichen Nebenmaximums bei  $\Psi = 43^\circ$  sind sie leicht verschieden. Das bedeutet, dass trotz der seitlichen Korrugationen ein geringer Leistungsanteil über die Seite abgestrahlt wird, der allerdings akzeptabel ist. Die Rückwärtsstrahlung der beiden Antennen ist selbstverständlich durch ihre unterschiedliche Antennengeometrie in der Simulation verschieden und ist deshalb nicht vergleichbar. In der H-Ebene (siehe Abbildung 3.15) sind sich im Bereich des Hauptmaximums die Antenne ohne Speisung (Strich-Punkte) und die Antenne mit der optimierten Masse- und Leiterkontur (durchgezogen) ähnlich, wobei der Unterschied zur Bandleitungsspeisung (gestrichelt) nicht so deutlich ist wie in der E-Ebene. Lediglich für Winkel größer als  $90^\circ$ , (das entspricht dem Bereich unter der Antenne), ist der Leistungsanteil größer. Das zeigt, dass die Bandleitungsspeisung die Ausbreitung von

Substratmoden in den Stabilisierungsschichten begünstigt, wohingegen die optimierte Masse- und Leiterkontur dies nicht zulässt. Zudem verkleinern sich auch die Ströme, die auf der Antenne zurück zur Mikrostreifenleitung fließen und vermindern dadurch die Rückwärtsstrahlung erheblich.

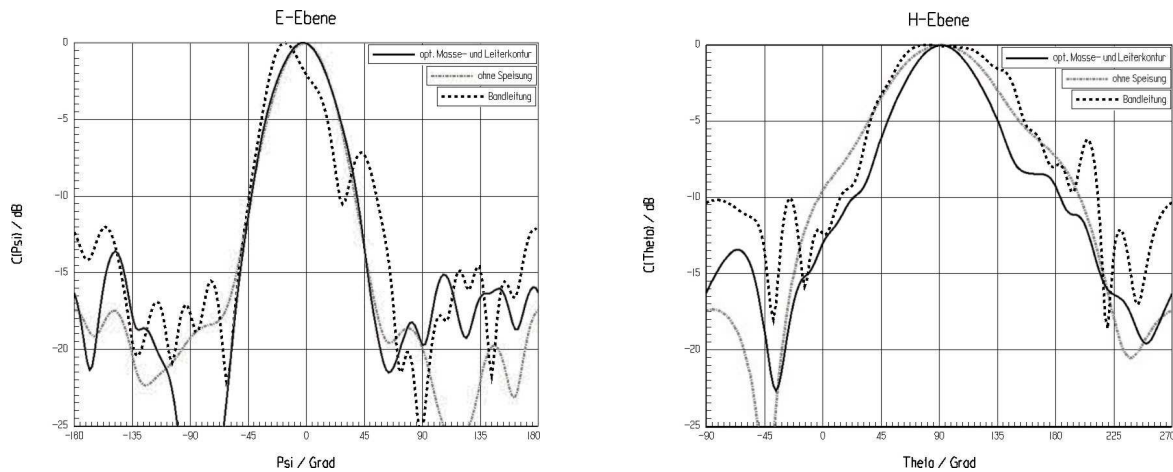


Abbildung 3.15: Vergleich der simulierten Fernfeld-Richtdiagramme: Antenne ohne Speisung (s. Abschnitt 3.3.2.3), Antenne mit Bandleitungsspeisung (s. Abschnitt 3.4.1), Antenne mit optimierter Masse- und Leiterkontur (s. Abschnitt 3.4.2)

Die Sensor-Antenne in der Mehrschichtstruktur kann nicht wie sonst üblich über eine Bandleitung gespeist werden. Die hier vorgestellte optimierte Massekontur verhindert zusätzliche Abstrahlungsmechanismen auf der Antenne und ist deshalb für eine möglichst reine Abstrahlung über die Apertur unerlässlich. Die zusätzliche optimierte Leiterkontur unterdrückt den noch verbleibenden Strahlungsanteil vom oberen Flügel und verbessert damit die Richtcharakteristik zusätzlich.

### 3.5 Messtechnische Verifikation

Die zuvor beschriebene Antenne wurde aufgebaut und vermessen. Zur Messung des Richtdiagramms ist am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik ein Hohlleiterspeisungssystem von 60 GHz bis 110 GHz verfügbar. Um die Hohlleiterspeisung an die Antenne anzupassen, musste eine leichte Modifikation der Einspeisung vorgenommen werden. Die Anpassung der Antenne wurde mit einem Waferprober vorgenommen und gestattete daher die Vermessung der zuvor beschriebenen und simulierten Antenne ohne Modifikation des Aufbaus.

### 3.5.1 Richtdiagramme

Die vollständige Vermessung der korrigierten Antenne ergab für die Ko- und Kreuzpolarisation die beiden in Abbildung 3.16 dargestellten Richtdiagramme. Die Halbwertsbreiten betragen in der E-Ebene  $\Psi_{HWB} = 44^\circ$  und in der H-Ebene  $\Theta_{HWB} = 85^\circ$ . Die Nebenkeulen in der E-Ebene liegen bis auf eine Ausnahme bei  $\Psi = 135^\circ$  weit unter -10 dB. Die Kreuzpolarisation ist in E- und H-Ebene unter -13 dB, was ebenfalls ein sehr gutes Ergebnis darstellt. Somit bestätigt das gemessene Richtdiagramm im wesentlichen die Simulationen. Die kleinen Abweichungen sind hauptsächlich auf die modifizierte Speisung durch den Hohlleiter zurückzuführen.

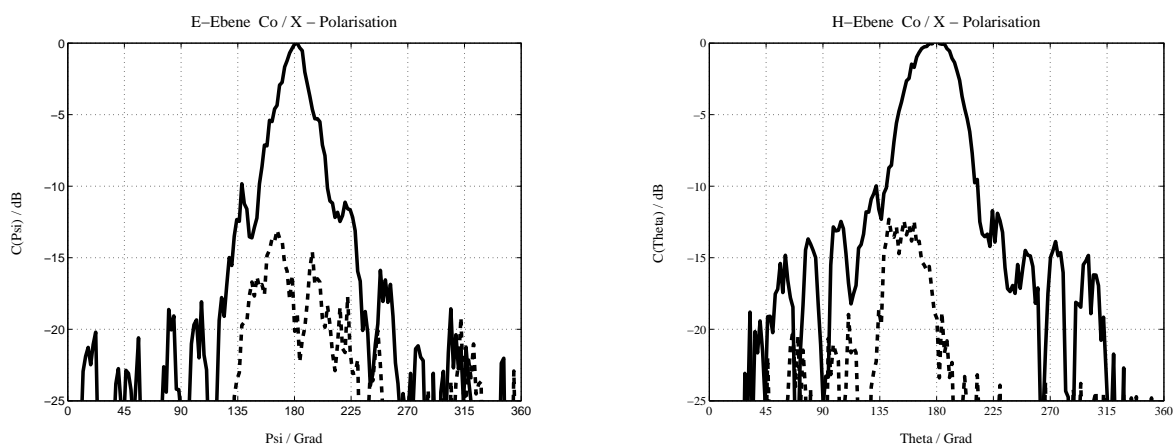


Abbildung 3.16: Gemessene Fernfeld-Richtdiagramme der auf RT-Duroid realisierten Antenne, Kopolarisation (durchgezogen) und Kreuzpolarisation (gestrichelt)

Es wird deutlich, dass die asymmetrische Massefläche und die seitlichen Korrugationen am oberen Antennenflügel die Speisung der Antenne mit einer Mikrostreifenleitung ermöglichen. Das Richtdiagramm weist nur geringe Unsymmetrien auf. Die Korrugationen an der Stirnseite sorgen für eine schmales Richtdiagramm bei einer Antennenlänge von 3,75 mm, also nur knapp einer Freiraumwellenlänge.

### 3.5.2 Anpassung und Gewinn

Mit Hilfe eines Waferprobers wurde am Insitut für Festkörperphysik (IAF) der Fraunhofergesellschaft in Freiburg die Messung der Anpassung der antipodalen, durch Mikrostreifenleitung gespeisten Antenne durchgeführt. In Abbildung 3.17 sind Gewinn sowie Anpassung der Antenne über der Frequenz dargestellt. Die Anpassung zeigt den für eine Wanderwellenstruktur typischen flachen Verlauf über der Frequenz. Die Anpassung liegt dabei im Nutzbereich des Sensors unterhalb -13 dB, was einen guten Wert darstellt. Ein Gewinnmessungsvergleich hat gezeigt, dass die entlang der Außenseite des oberen Antennenflügel korrugierten Antennen ein um 1,5 dB höheres Empfangssignal in Hauptstrahlrichtung liefern. Die Korrugationen bewirken also durch die Unterdrückung der

Randströme auf der Flügelaußenseite ein stärker fokussiertes Abstrahlverhalten. Damit erhöht sich der Empfangspegel bei der Benutzung der Antenne im Sensor, was zu einer höheren Empfindlichkeit des Sensors und damit zu einem besseren Auflösungsvermögen beiträgt. Der Gewinn bei der Designfrequenz von 76,5 GHz beträgt 12 dBi. Die Gewinnmessung war auf Grund der Messeinrichtung nur im W-Band oberhalb 75 GHz durchführbar.

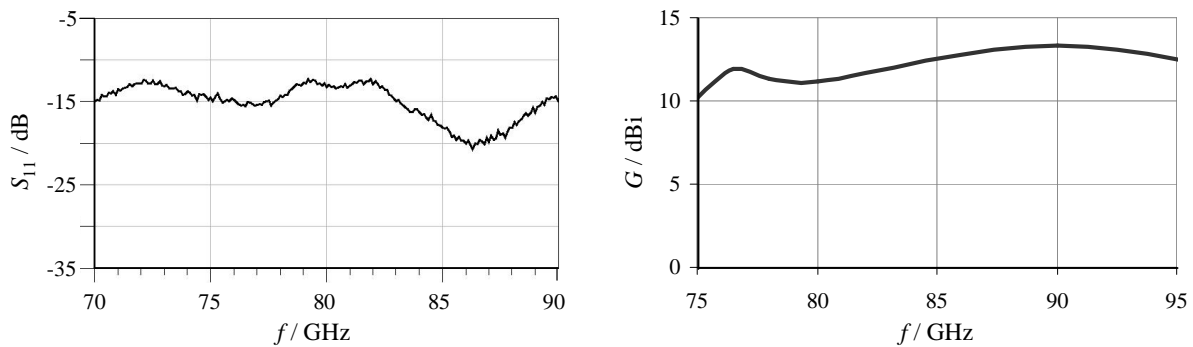


Abbildung 3.17: Verlauf von Anpassung und Gewinn der antipodalen Vivaldi-Antenne

### 3.6 Verhalten der Antenne im Sensorsystem

Bisher wurde die Antenne nach den typischen Beschreibungsgrößen für Antennen untersucht. Im Zusammenhang mit dem Sensor muss die Antenne noch auf die Linearität des Phasengangs hin untersucht werden. Die bisher beschriebene und vermessene Antenne wird dazu in einem Laboraufbau, mit dem die Funktion des Sensors nachgebildet ist, eingesetzt.

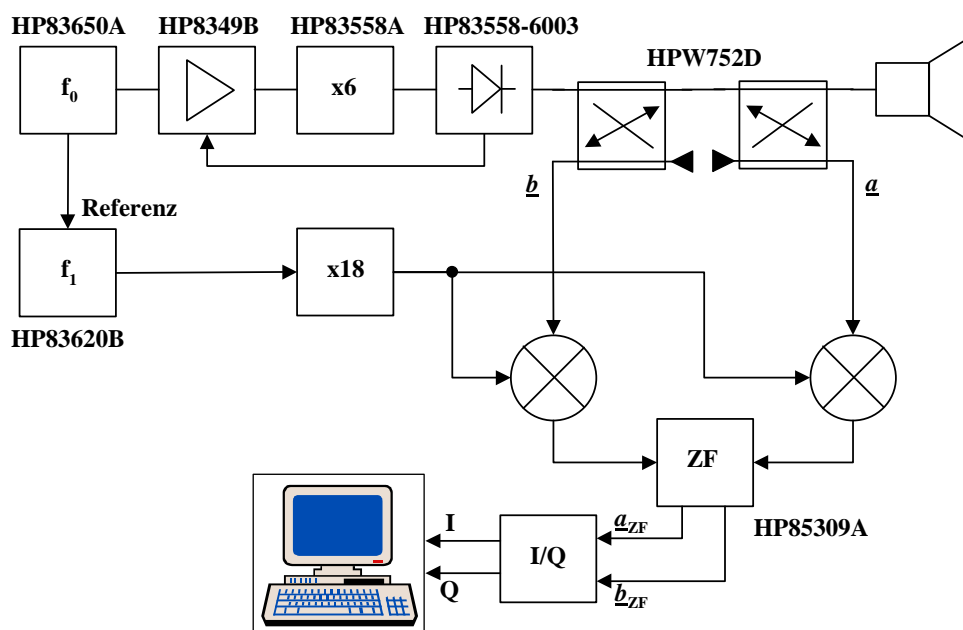


Abbildung 3.18: Blockschaltbild des verwendeten Labormesssystems



Ziel ist es das Empfangssignal mit dem in Kapitel 2 vorgestellten idealen Ansatz zu vergleichen und dadurch Erkenntnisse zur weiteren Entwicklung des Sensors zu gewinnen.

Zunächst wird das verwendete Messsystem zur Charakterisierung der Antenne beschrieben.

### 3.6.1 Hochfrequenzmesssystem

Zum Laborbetrieb wird ein Synthesizer (HP83650A) verwendet, der einen Mikrowellensender (HP83558A) ansteuert (Abbildung 3.18). Die Sendefrequenz wird von diesem Synthesizer gesteuert, nicht jedoch direkt generiert, sondern durch Vervielfachung um den Faktor 6 im Sendemodul erzeugt. Die erforderliche Ausgangsleistung des zu vervielfachenden Signals wird mit Hilfe eines zusätzlichen Verstärkermoduls (HP8349B) erzeugt. Das Sendemodul besitzt aufgrund des verwendeten Frequenzbereichs einen Hohlleiterausgang. Auf das Sendemodul folgt zunächst ein Leistungsdetektor (HP83558-6003), der die Ausgangsleistung misst und in eine Leistungsregelschleife eingebunden ist, so dass es nicht zu Leistungsschwankungen kommt, wie sie z.B. bei Erwärmung der Komponenten auftreten können. Darauf folgen zwei Hohlleiterrichtkoppler (HPW752D), mit deren Hilfe ein Teil des Sendesignals bzw. des Empfangssignals ausgekoppelt wird. Im Anschluss an die beiden Koppler folgt schließlich die zuvor beschriebene Antenne, welche über einen Übergang von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung gespeist wird. An den beiden Hohlleiterrichtkopplern steht jeweils ein zum Sendesignal proportionaler Anteil  $\underline{a}$  und ein zum reflektierten Signal proportionaler Anteil  $\underline{b}$  zur Verfügung. Die zu messende Größe ist der sich zeitlich ändernde Abstand  $d$  zwischen Sensor und Streuobjekt. Dieser wird, wie bereits erklärt aus der Phasenänderung zwischen Referenzsignal  $\underline{a}$  und dem Anteil des reflektierten Signals  $\underline{b}$  gewonnen. Beide Anteile werden vom Messsystem auf eine Zwischenfrequenz von 20 MHz gemischt und stehen als ZF-Komponenten  $\underline{a}_{ZF}$  und  $\underline{b}_{ZF}$  zur Verfügung. Diese werden einem eigens entwickelten IQ-Demodulator (Abb. 3.19), [32] zugeführt und ins Basisband konvertiert (Abschnitt 3.6.2). Das ZF-Referenzsignal  $\underline{a}_{ZF}$  steht an der Zwischenfrequenzeinheit (LO/RF-Unit HP85309A) mit einem Pegel von  $-46$  dBm zur Verfügung. Die reflektierte Signalleistung  $\underline{b}_{ZF}$  beträgt für den Fall, dass die Antenne an den Hohlleiterübergang angeschlossen ist und in den Freiraum strahlt  $-61$  dBm.

### 3.6.2 I/Q-Basisband-Demodulator

Abbildung 3.19 zeigt den I/Q-Demodulator, in den die beiden Signale  $\underline{a}_{ZF}$  und  $\underline{b}_{ZF}$  auf Zwischenfrequenzebene eingespeist werden. Das Referenzsignal  $\underline{a}_{ZF}$  dient als LO-Signal (vgl. Gl. 2.1), das ausgekoppelte Empfangssignal  $\underline{b}_{ZF}$  als Informationsträger (vgl. Gl. 2.2 und Gl. 2.3). Beide Signale werden ausreichend verstärkt und mit einem Bandpass gefiltert, um das Rauschen weiter zu reduzieren. Anschließend wird das Signal  $\underline{a}_{ZF}$  mit einer Brückenschaltung in Inphasal- und Quadraturkomponente aufgeteilt und abermals verstärkt, um die nötigen Pegel zur Ansteuerung der LO-Mischereingänge zu erreichen. Damit ergeben sich bei der Mischung ins Basisband die gewünschten I- und Q-Komponenten (vgl. Gl. 2.4

und Gl. 2.5). Diese werden noch mit einem Tiefpass gefiltert, um hochfrequente Anteile, welche von den Mixern nicht genügend unterdrückt werden, von den folgenden A/D-Wandlern fernzuhalten. Ein Treiberverstärker sorgt außerdem für die notwendige Pegelanpassung. In [32] ist der I/Q-Demodulator detailliert beschrieben.

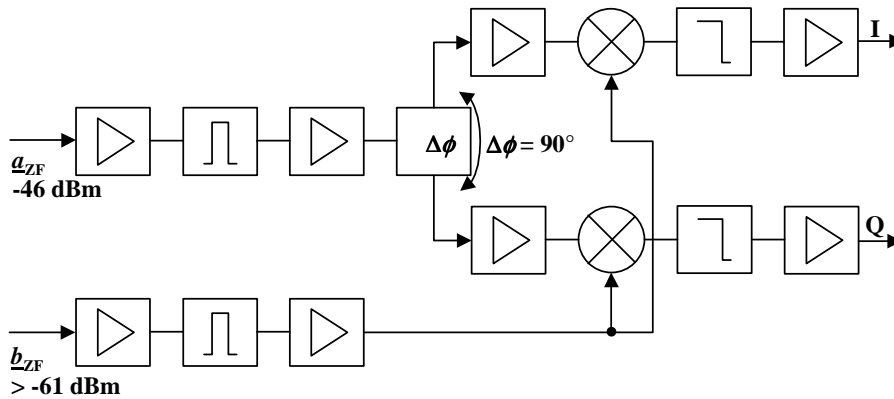


Abbildung 3.19: Blockschaltbild des realisierten I/Q-Demodulators

### 3.6.3 Mechanische Verschiebeeinheit

Um die in Kapitel 2 beschriebene Abstandsabhängigkeit zu erfassen, wird eine mechanische 1-Achsen Verschiebeeinheit benötigt, welche die Ansteuerung über einen Rechner erlaubt und hierbei eine sehr genaue Positionsgenauigkeit aufweist. Verwendet wurde das Modell MTMPP.1 von Newport [33]. Dieser Verschiebetisch besitzt laut Hersteller eine Positioniergenauigkeit von 100 nm bei schrittweiser Positionsänderung. Die minimale Schrittweite beträgt 1  $\mu\text{m}$ , der maximaleVerfahrweg 30 cm. Hierbei können Objekte von bis zu 1000 N Gewichtskraft bewegt werden. Die Ansteuerung über das IEEE-Bussystem erlaubte die Durchführung von Messkampagnen über lange Wegstrecken, verschiedene Wegprofile und lange Zeiten (hohe Datenmengen), da die Messungen sowohl mit dem Hochfrequenzmesssystem als auch mit dem Basisbandrechner und der in Labview implementierten Akquisitionsoftware synchronisiert werden konnten.

### 3.6.4 A/D-Konverter NI-5112 von National Instruments

Die Ausgangssignale des I/Q-Demodulators werden einer zweikanaligen A/D-Konverter-Messkarte vom Typ NI-5112 der Fa. National Instruments zugeführt [35], die in einen Rechner eingebaut ist. Diese Karte erfüllt bzgl. Abtastrate und Auflösung die Spezifikationen, die im Fall der zu untersuchenden rotierenden Objekte gestellt werden [34]. Sie besitzt die Möglichkeit zur Echtzeitdatenverarbeitung und erlaubt damit eine sofortige Reaktion auf auftretende Änderungen im Messsignal bei der Objektüberwachung. Dazu muss die Karte über einen ausreichend großen Pufferspeicher verfügen. Ausreichend bedeutet, dass bei maximaler Samplingrate ein zirkularer Puffer so angelegt werden kann, dass alle Daten auf die Festplatte

geschrieben werden können, bevor das auslagernde Puffersegment erneut überschrieben wird. Andererseits sollten die Daten so schnell abgearbeitet werden können, dass es nicht zu einem Pufferüberlauf kommt. Die wichtigsten technische Daten sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

Daten Samplekarte NI 5512	
Samplerate	100 MS/s
Auflösung	8 Bit pro Kanal
Pufferspeicher	16 MB on board auf 32 MB erweiterbar
Eingänge	2 Kanäle, RIS, ext. Trigger

Tabelle 3.1: Spezifikation der Digitalisierungskarte NI 5112 [35]

## 3.7 Messungen an einer ausgedehnten Platte

### 3.7.1 Durchführung der Messungen

Zur Verifikation der bisher dargestellten Ergebnisse wird eine  $35 \times 30 \text{ cm}^2$  große ebene Metallplatte auf dem Verschiebetisch senkrecht montiert und anschließend der Abstand zwischen Antenne und Platte parallel zur Abstrahlrichtung in verschiedenen Schrittweiten von 0 bis 6 cm variiert. Die Antenne befindet sich dabei mindestens 10 cm über dem unteren Plattenrand, sodass die Annahme eines ausgedehnten Ziels gerechtfertigt ist.

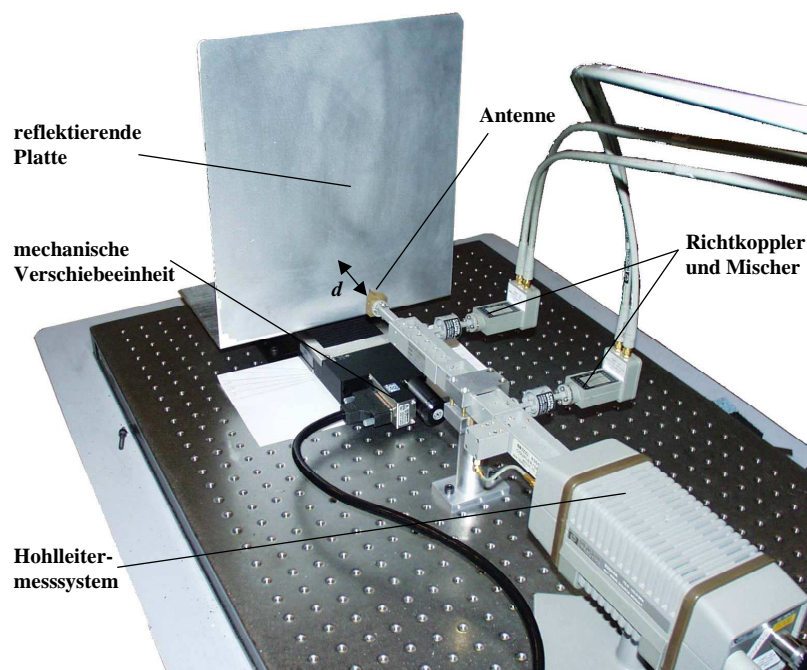


Abbildung 3.20: Versuchsaufbau zur Durchführung der Abstandsmessung

Die Platte wird bei jeder Position angehalten und vermessen, bevor die nächste Position angefahren wird. Die digitale Messdatenaufnahme erfolgt mit dem oben beschriebenen Messsystem. Nach der Durchführung der Messung ergibt sich der in Abbildung 3.21 gezeigte Verlauf der hyperbolischen Spirale über dem Absolutabstand. Prinzipiell ist der aus Kapitel 2 bekannte hyperbolische Spiralverlauf gegeben, allerdings wird deutlich, dass die hyperbolische Spirale nicht im Zentrum der komplexen Ebene (I/Q-Basisbandebene) liegt, sondern um einen Gleichspannungsanteil in I- bzw. Q-Richtung verschoben ist. Diese Verschiebung bewirkt bei der Amplituden- bzw. Phasenberechnung Fehler. Bei abnehmender Amplitude mit zunehmenden Absolutabstand wird der Phasenhub zunehmend geringer. Es entsteht ein nichtlinearer Phasenverlauf, durch den keine Abstandsinformation gewonnen werden kann, wie in Abbildung 3.21 zu sehen ist. Die Phase ist nicht wie in Abbildung 2.3 gezeigt periodisch mit dem Abstand und überstreicht auch nicht den kompletten Winkelbereich von  $-180^\circ$  bis  $180^\circ$ .

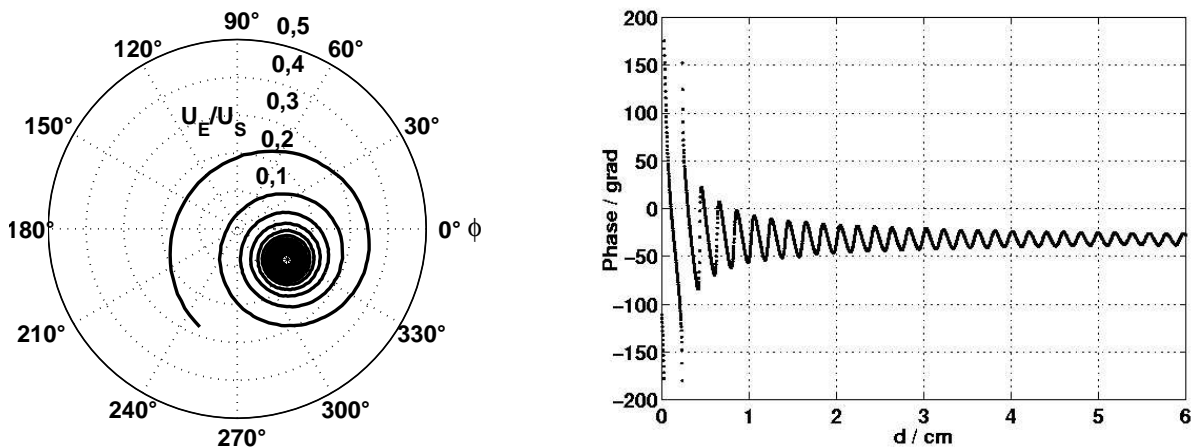


Abbildung 3.21 Komplexes Basisbandsignal in der I/Q-Ebene mit überlagertem Gleichspannungsanteil, sowie zugehöriger Phasenverlauf

Zur korrekten Ermittlung von Amplitude und Phase muss der Gleichspannungsanteil subtrahiert werden, sodass sich die Spirale im Zentrum der I/Q-Ebene befindet. Wird damit die Berechnung von Amplitude und Phase durchgeführt, zeigt deren Verlauf die gewünschte und in Kapitel 2 beschriebene Form (Abbildung 3.22). Die Phase zeigt nun über dem gesamten Absolutabstand von  $0$  cm bis  $6$  cm ein sehr lineares Verhalten und die Amplitude folgt dem Verlauf der Freiraumdämpfung, was am hyperbolischen Spiralverlauf deutlich wird. Die Antenne verhält sich somit wie erwartet und ist für die vorliegende Anwendung sehr gut geeignet. Bei bekanntem Gleichspannungsanteil ist die Bestimmung von Abstandsänderungen unabhängig vom Absolutabstand möglich.

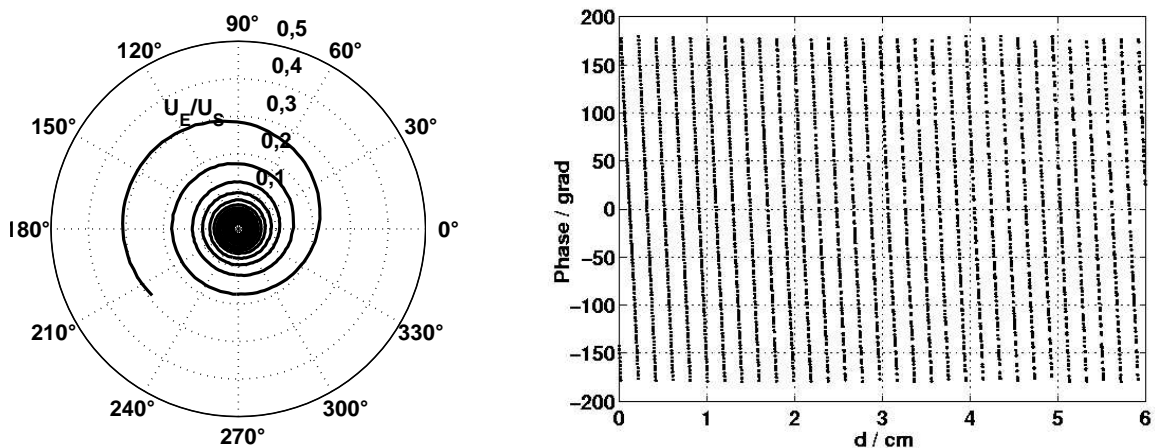


Abbildung 3.22: Komplexes Basisbandsignal in der I/Q-Ebene nach Elimination des Gleichspannungsanteils, sowie zugehöriger Phasenverlauf

Es ist einleuchtend, dass die Genauigkeit der Erfassung des Gleichspannungsanteils für die Sensorgenauigkeit ausschlaggebend sein wird, da er den Spiralmittelpunkt, also den Referenzpunkt in der komplexen Signalebene darstellt. Umso genauer der zu subtrahierende Gleichspannungsanteil bekannt ist, umso kleiner wird der resultierende Messfehler sein. Entscheidend wird hierbei das Verhältnis von Signalamplitude zu nach der Subtraktion verbleibendem Gleichspannungsfehleranteil sein. Die Messungenauigkeit wird daher mit steigendem Absolutabstand  $d$  und abnehmender Signalamplitude zunehmen. Dieser Sachverhalt sowie die genaue Ursache des Gleichspannungsanteils wird in Kapitel 4 genau dargestellt. Im folgenden wird zunächst auf die Möglichkeiten zur Ermittlung des Gleichspannungsanteils eingegangen. Welches Verfahren schließlich verwendet wird, soll hier nicht relevant sein. Im Vordergrund steht lediglich der Nachweis, dass ein solcher absolutabstandsunabhängiger Referenzpunkt existiert und somit die Möglichkeit einer absolutabstandsunabhängigen Sensorkalibration besteht.

### 3.7.1.1 Geometrische Bestimmung des Spiralmittelpunkts

Eine Möglichkeit zur Mittelpunktbestimmung bietet folgendes geometrisches Verfahren, welches sich darauf stützt, dass der Mittelpunkt eines Kreises über das Normalenverfahren ermittelt werden kann. Dabei wird an beliebiger Stelle eine Tangente an den Kreis gelegt und die zugehörige Normale gebildet. Wird dies gleichermaßen an anderen Stellen wiederholt, so gibt der Schnittpunkt der Normalen den Mittelpunkt des Kreises an.

Bei der hyperbolischen Spirale ist dieses Verfahren anwendbar, wenn man es um einen ortsabhängigen Winkel zwischen der Tangente und der Gerade durch den Spiralmittelpunkt erweitert. Die Gerade durch den Mittelpunkt wird als Quasinormale bezeichnet, da sie abhängig vom absoluten Drehwinkel der Spirale einen von  $90^\circ$  abweichenden Winkel zur Tangente hat. Wird dieses Verfahren an unterschiedlichen Stellen der Spirale angewendet, so schneiden sich die Quasinormalen im Mittelpunkt, welcher dann als Gleichspannungswert zur

Korrektur verwendet werden kann. Dieses Verfahren kann allerdings aufgrund von Messungenauigkeiten schnell zu Fehlern bei der Mittelpunktbestimmung führen, besonders im realen Einsatz, bei dem nur ein Spiralausschnitt sichtbar ist, da ein voller Umlauf erst ab einer Abstandsänderung von  $\lambda/2$  zustande kommt. Insbesondere bei sehr kleinen relativen Abstandsänderungen, also sehr kleinen Änderungen des Nutzsignals bezogen auf das konstante Fehlersignal, ist eine korrekte Fehlerelimination praktisch nicht möglich.

### 3.7.1.2 Mittelung über mehrere Spiralläufe

Eine weitere Möglichkeit der Mittelpunktbestimmung liegt in der I/Q-Mittelung. Führt man eine Messung mit einem reflektierenden Messobjekt durch, das sich über eine große Entfernung vom Sensor weg- oder darauf zu bewegt, so erhält man den hyperbolischen Verlauf des Empfangssignals, wie bereits in Kapitel 2 beschrieben. Betrachtet man die Empfangssignale, getrennt in I und Q, so ergibt sich jeweils eine abklingende Sinus- bzw. Cosinusschwingung wie in Abbildung 3.23 links dargestellt. Die beiden Signale sind durch den Gleichspannungsanteil aus der Nulllage verschoben. Mittelt man diese Signale über die gesamte Messstrecke, so ergibt sich ein Mittelwert, der jeweils dem Gleichspannungsanteil der beiden Kanäle entspricht. Durch Subtraktion des jeweiligen Mittelwertes von der I- und Q-Komponente kommen die Sinusschwingungen um die x-Achse zu liegen, wie in Abbildung 3.23 rechts gezeigt. Werden die korrigierten Komponenten wieder gemeinsam in der I/Q-Ebene aufgetragen, ergibt sich die um den Ursprung zentrierte Spirale.

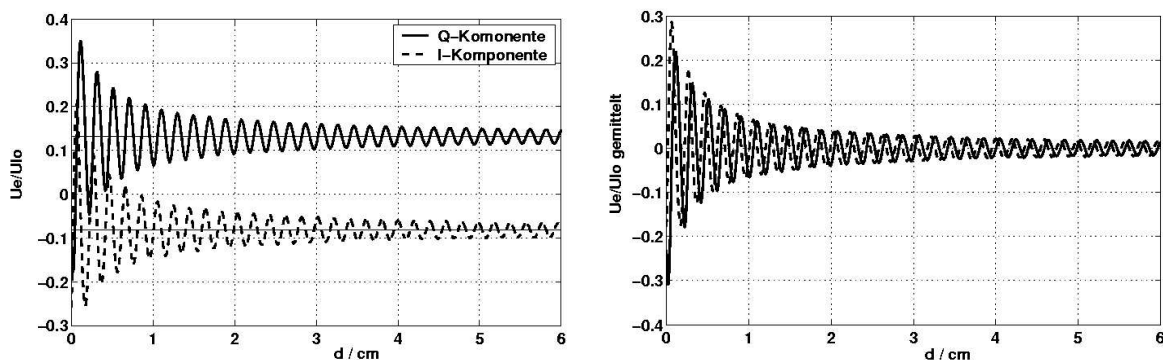


Abbildung 3.23: I- und Q-Komponente einer Messung vor und nach Subtraktion des durch Mittelung gewonnenen Gleichspannungsanteils

Dabei ist zu beachten, dass die Freiraumdämpfung bei der Mittelung berücksichtigt werden muss und mindestens ein Phasendurchlauf von  $360^\circ$  zur Mittelung benötigt wird. Dies ist bei der Sensorfrequenz von 76,5 GHz nach einer Abstandsänderung von  $d = \lambda_0/2 = 1,96$  mm erreicht. Wird eine kürzere Strecke verwendet, kommt es zur fehlerhaften Bestimmung des Mittelpunkts, da die zu mittelnden Daten nicht den Mittelpunkt umschließen und die korrigierten Daten nicht mittelwertfrei sind. Empfehlenswert ist es, eine längere Strecke über mehrere Phasenperioden ( $d > \lambda$ ) zu verwenden. Mit zunehmender Messdistanz verliert die erste Halbwelle an Gewicht und der korrekte Mittelpunkt lässt sich präziser bestimmen.

Da in einer realen Messumgebung jeweils nur ein kleines Spiralsegment ausgeschnitten wird, wäre eine geometrisch oder durch Mittelung erfolgende Ermittlung des Spiralmittelpunktes stark fehlerbehaftet oder sogar unmöglich. Daher können die beiden eben vorgestellten Verfahren letztlich nur zur präzisen Charakterisierung des Sensors im Labor oder im Neuzustand verwendet werden, nicht jedoch zu einer Bestimmung des sich im laufenden Betrieb durch äußere Einflüsse (Frequenzschwankung, Verschmutzung, Alterung) möglicherweise sogar ändernden Gleichspannungsanteils.

### 3.7.1.3 Messung des Freiraumwerts

Eine sehr effektive und einfach anwendbare Methode, den gesuchten DC-Fehlervektor messtechnisch zu ermitteln, beruht in der Messung des Empfangssignals ohne Messobjekt vor dem Sensor, bei reflexionsfreier Abstrahlung in den Freiraum. Wird kein Signal von einem Testobjekt reflektiert, rührt die gesamte gemessene Empfangsleistung von Fehlerquellen (Kapitel 4) her. Da keinerlei Modulationen des Sendesignals vorgenommen werden und das Sendesignal kohärent zum LO-Signal des Empfangsmischers ist, entspricht das Empfangssignal dem gesuchten Gleichspannungsanteil im Basisband. Nachteil des Verfahrens ist natürlich, dass es im eingebauten Zustand ebenfalls nicht durchgeführt werden kann und somit keine adaptive Anpassung an dynamische Systemparameter möglich ist. Allerdings ist es schnell und präzise durchführbar. Wichtig bei der Durchführung ist, dass keine unerwünschten Reflexionspfade existieren, über die abgestrahlte Sendeleistung von der Antenne empfangen werden kann. Metallische Teile in der Umgebung des Sensors sind also mit Absorbermaterial abzuschirmen.

## 3.7.2 Ergebnisse und Vergleich mit dem theoretischen Ansatz

### 3.7.2.1 Vergleich mit einfachem Reflexionsmodell

Im folgenden soll der Phasen- und Amplitudenverlauf nach Subtraktion des Gleichspannungsanteils genauer betrachtet werden. Aus Gl. 2.8 folgt, dass für einen verschwindenden Abstand  $d = 0$  die Empfangsleistung  $P_R$  und damit auch die Amplitude der Empfangsspannung  $\hat{u}_R$  physikalisch unrealistische Ergebnisse liefern. Der Abstand  $d$  zwischen Objekt und Sensor kann also nicht ohne weiteres als Parameter eingesetzt werden. Dies liegt daran, dass jede Antenne eine endliche Apertur besitzt und damit in der Apertur die Leistungsdichte keine unendlich hohen Werte annehmen kann. Um die Spirale an die realen Gegebenheiten anzupassen und sie später als theoretisches Vergleichsmodell zur Interpretation von Messungen benutzen zu können, muss der Amplitudenverlauf mit einem Abstandsoffset  $b$  kalibriert werden. Der Phasenoffset  $\phi_{LO}$  des LO-Signals sowie des Empfangssignals  $\phi_E$  werden zusammen mit dem Phasenbeitrag  $\phi_b$  des Abstandsoffsets  $b$  und einer möglichen Phasendrehung durch die Oberfläche des reflektierenden Objekts  $\phi_{Obj.}$  zu einer Startphase  $\phi_0 = -\phi_E - \phi_{LO} - \phi_b - \phi_{Obj.}$  gesetzt. Aus Gl. 2.9 wird somit:

$$u_{BB}(d) = \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot P_S} \cdot \frac{G \cdot \lambda}{4\pi \cdot 2(d+b)} \cdot \hat{u}_{LO} \cdot e^{j \left( -\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d + \phi_0 \right)} \quad (3.2)$$

Somit ist das ideale hyperbolische Spiralmodell bis auf den Abstandsoffset  $b$  und eine Startphase  $\phi_0$  festgelegt. Durch die Möglichkeit, den NWA zur Kalibration zu nutzen, kann die Amplitude in der Ebene des W-Band Hohlleiterausgangs vor der Antenne und dem Hohlleiterübergang kalibriert werden, sodass in der Amplitude die Systemkonstanten  $k_M$  und  $k_E$  des Sendes und des Empfangszweigs sowie die Sendeleistung  $P_S$  und die Spannung des Lokalszillators  $\hat{u}_{LO}$  nicht berücksichtigt werden müssen. Zum Vergleich mit den Messdaten werden nun noch zusätzlich zu Gl. 3.2 alle zur Signalleistungsdämpfung beitragenden Anteile wie z.B. Antennenfehlanpassung und Antennenverluste in der Konstanten  $a$  berücksichtigt. Diese wurde mit einer Zweiantennendurchgangsmessung näherungsweise zu  $a = -6,5$  dB bestimmt. Die Messung am NWA entspricht somit der Messung des Reflexionsfaktors  $S_{11}$ . Gl. 3.2 kann also zu Gl. 3.3 umgeschrieben werden.

$$S_{11}(d) = \frac{u_E(d)}{u_S} = \sqrt{a} \cdot \frac{G \cdot \lambda}{4\pi} \cdot \frac{1}{2(d+b)} \cdot e^{j \left( -\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d + \phi_0 \right)} \quad (3.3)$$

Der Abstandsoffset  $b$  wird so gewählt, dass der Verlauf des Amplitudengradienten von Messung und Modell übereinstimmt. Dies ist für  $b = 3,5$  mm der Fall und entspricht geometrisch ca. dem Ort im Antennenkanal, an dem die Auftaperung von der Schlitzleitung beginnt. Wird der in Abschnitt 3.5.2 ermittelte Gewinn der Antenne von 12 dBi eingesetzt, ergibt sich gemäß Gl. 3.3 für das Verhältnis von Empfangssignal zu Sendesignal  $U_E/U_S$  ein Wert von  $-9,5$  dB für  $d = 0$ . Ein Vergleich mit den Messdaten liefert eine Amplitudendifferenz von 2,5 dB zwischen Messung und Modell, die der Messungenauigkeit bei der Dämpfungsmessung und bei der Charakterisierung der Antenne sowie dem bisher als ideal angenommenen Reflektionsverhalten der Platte zuzuschreiben ist. Die Abweichung ist realistisch, was einen qualitativen Vergleich von Messung und Modell rechtfertigt. Die Konstante  $a$  wird daher für die weiteren Vergleiche zu  $a = -6,5 \text{ dB} - 2,5 \text{ dB} = -9$  dB korrigiert. Für eine Startphase  $\phi_0 = 50^\circ$  ergibt sich ein identischer Phasenverlauf für Messung und Modell im Fernfeld. Der Phasenvergleich im Fernfeld wird gewählt, um mögliche Abweichungen vom idealen linearen Verlauf im Nahbereich zu erkennen.

Abbildung 3.25 zeigt den Amplitudenverlauf von Modell und Messung. Modell und Messung zeigen bis auf eine Schwingung sehr gute Übereinstimmung. In Abbildung 3.24 ist der gemessene Phasenverlauf gemeinsam mit dem Modell dargestellt. Die gemessene Phase läuft mit einer Periode von 1,96 mm zwischen  $-180^\circ$  und  $180^\circ$ . Die über den gesamten Abstandsbereich sehr lineare Phase zeigt, dass die Wanderwellenstruktur der verwendeten Vivaldi-Antenne die lineare Abstandsmessung selbst unmittelbar vor der Antennenapertur ermöglicht. Dennoch zeigt der Vergleich mit dem modellierten idealen Verlauf gewisse Abweichungen. Die Phasenperioden weisen eine geringfügige S-Form auf. Die Schwingung



in der Amplitude sowie der S-förmige Verlauf der Phase können von einer nicht optimalen Subtraktion des Gleichspannungsanteils entstehen, da in diesem Fall die Spirale nicht im Ursprung der Bezugsebene liegt. Dieser Effekt wird in Kapitel 4 erläutert. In dem hier vorgestellten Messbeispiel wurde der Gleichspannungsanteil durch die Mittelung des I- bzw. Q-Kanals ermittelt. Er ist daher optimal bestimmt, sodass die beobachteten Abweichungen andere Ursachen haben müssen. Dies zeigt sich besonders daran, dass im Bereich der ersten 10 mm nach der Antennenapertur die Phasensteigung von der modellierten abweicht. Das in Gl. 3.3 angenommene Übertragungsverhalten von Sendesignal und Empfangssignal soll daher um zusätzliche Effekte erweitert werden, um den Verlauf der Simulationsdaten weiter an die Messung anzugleichen.

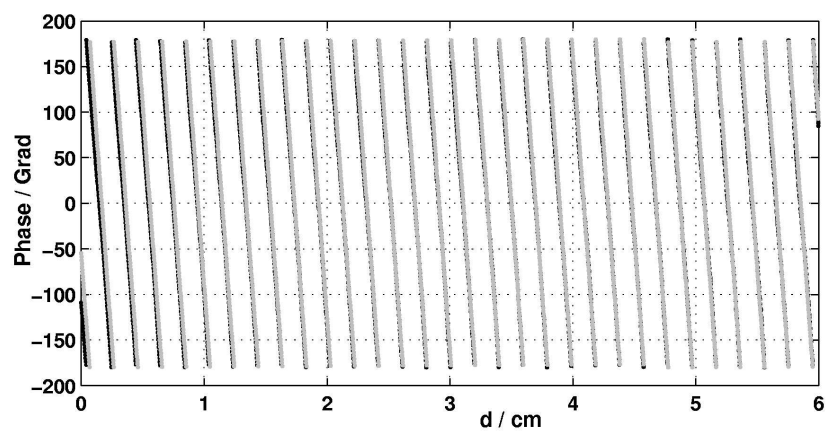


Abbildung 3.24: Gemessener (—) und idealer (—) Phasenverlauf über 6 cm nach Elimination der systematischen Fehler durch Freiraummessung

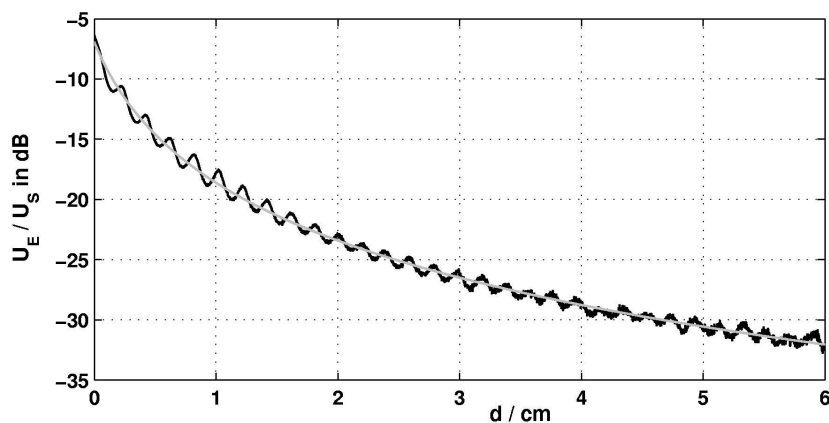


Abbildung 3.25: Gemessener (—) und idealer (—) hyperbolischer Amplitudenverlauf über 6 cm nach Elimination der systematischen Fehler durch Freiraummessung

### 3.7.2.2 Mehrfachreflexionen zwischen Objekt und Antenne

Im gesamten Messbereich weist die Amplitude periodische Schwankungen auf, die auf konstruktive und destruktive Überlagerung mehrerer Signale hinweisen. Die Periode der Amplitudenschwankungen in Abbildung 3.25 beträgt 1,96 mm. Bei 76,5 GHz entspricht dies genau  $\lambda/2$ . Werden beide Signale, das Nutzsignal und das Mehrfachreflexionssignal als Spiralen dargestellt, so hat die Mehrfachreflexion die doppelte Umlaufgeschwindigkeit. Daher überlagern sich das Nutzsignal und das Mehrfachreflexionssignal erster Ordnung innerhalb einer Strecke von  $\lambda/2$  abwechselnd konstruktiv und destruktiv. Mehrfachreflexionen entstehen hauptsächlich zwischen Objekt und Antennenhalterung sowie metallischen Teilen des Messaufbaus. Um diese Reflexionen zu vermeiden wurde die Antennenhalterung bereits an ihren Stirnflächen abgeschrägt. Reflexionen an der Antennenapertur waren vergleichsweise schwach und hatten keinen messbaren Einfluss auf die Qualität der gemessenen Phase. Um weitere Informationen über die Zusammensetzung des Messsignals zu erhalten ist in Abbildung 3.26 die komplexe Differenz zwischen Messung und idealem Modell aus Gl. 3.3 durchgeführt. Die Kurve stellt den Differenzvektor  $u_{\text{dif}}$  zwischen Spiralmodell und Messung an den entsprechend zugehörigen Abstandspunkten dar. Die durch Mehrfachreflexion verursachte Amplitudenschwankung macht sich hier durch einen „eingedellten“ Spiralverlauf bemerkbar.

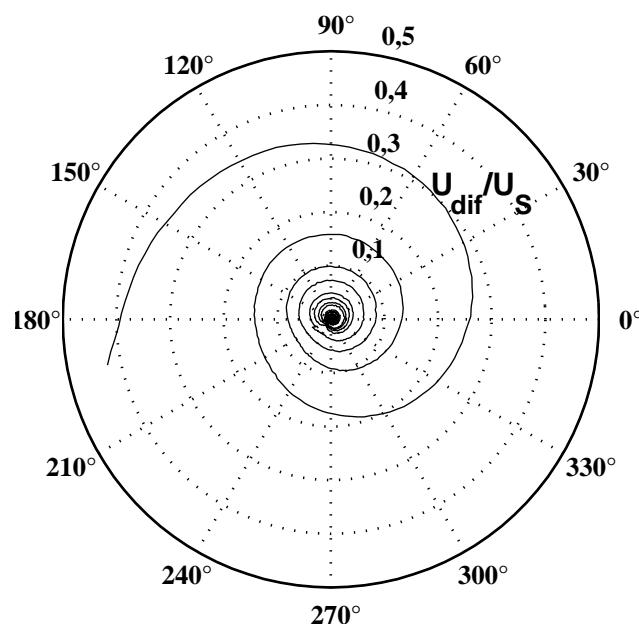


Abbildung 3.26: Komplexes Differenzsignal zwischen Messung und Modell

Die beobachtete Mehrfachreflexion bewirkt durch Amplitudenschwankungen einen S-förmigen nichtlinearen Phasenverlauf um die Sollphase, der einer Phasenverzögerung im Bereich konstruktiver Interferenz und einer Phasenbeschleunigung im Bereich destruktiver Interferenz gleichkommt. Die Mehrfachreflexion wurde daher in die Simulation eingebaut. Ihre Amplitude wurde durch Vergleich mit der Messung bestimmt. Für einen Objektabstand

von annähernd  $d = 0$  errechnet sich eine zusätzliche Startdämpfung von 15 dB im Vergleich zum einfach reflektierten Pfad. Für den Amplitudenverlauf über den Absolutabstand  $d$  ergab sich bei einer Abhängigkeit von  $1/(4d)$  die beste Übereinstimmung mit der Messung. Dies ist offensichtlich auf die im Vergleich zur Wellenlänge recht großen Abmessungen (ca.  $4\lambda$ ) der Antennenhalterung zurückzuführen, deren Reflexionseigenschaften somit denen eines ausgedehnten Ziels entsprechen. Die Messungen ergeben äußerst schwache Mehrfachreflexionen. Diese sind im Vergleich zur Unsicherheit durch Kalibrationsfehler, die ebenfalls einen S-förmigen Phasenverlauf verursachen, tendenziell vernachlässigbar. Dies setzt voraus, dass die Mehrfachreflexionen durch ein geeignetes Sensorkonzept, wie es in Kapitel 6 vorgestellt wird, minimiert werden, da sie nicht durch geeignete Verfahren herauskalibriert werden können.

### 3.7.2.3 Einfluss der Antennenapertur im Nahbereich

Da die gemessene Amplitude im gesamten Abstandsbereich maximal um ca. 1 dB vom Modell abweicht, folgt, dass die Amplitude der Differenzkurve aus Abbildung 3.26 hauptsächlich von einer Phasenverschiebung beider zu Grunde gelegter Spiralen stammt. Dieser Fehler reduziert sich bereits auf dem ersten Umlauf entsprechend  $d = 2$  mm um 13 dB. Es fällt auf, dass nach der ersten Periode (2 mm) in Abbildung 3.26 der Bereich kleiner Amplituden in der  $200^\circ$ -Richtung liegt und dieser Winkel nach weiteren 8 mm Entfernung bis auf maximal  $235^\circ$  steigt. Bei negativem Winkelumlaufsinn, wie es in Abbildung 3.26 der Fall ist, liegt also eine mit dem Abstand zunehmende Verkürzung der Phasenperiode vor. Da die Differenz zwischen Modell und Messung mit zunehmendem Abstand  $d$  sinkt, ist demnach die zu Anfang gemessene Länge zu groß. Daraus ergibt sich ein maximaler Phasenfehler von ca.  $60^\circ$  bei  $d = 0$ . Dieser ist ebenso in der Startphasendifferenz in Abbildung 3.24 zu sehen. Die Messabweichung innerhalb der ersten 10 mm resultiert von der Wechselwirkung zwischen der endlich ausgedehnten Apertur der Antenne und dem Messobjekt. Durch Überlagerung sämtlicher möglicher durch die Strombelegung in der Apertur gewichteter Verbindungsstrahlen vom Sensor zum Objekt lässt sich eine effektive Entfernung  $d'$  berechnen. Diese kann näherungsweise als quadratischer Zusammenhang zwischen maximaler wirksamer Ausdehnung der Antennenapertur  $A$  und tatsächlicher Entfernung  $d$  angegeben werden.

$$d' = \sqrt{d^2 + A^2} \quad (3.4)$$

Wird das Modell in Gl. 3.3 um die Mehrfachreflexion erweitert und die effektive Entfernung  $d'$  ebenfalls eingeführt, so liegen Simulationsergebnis und Messung sehr gut übereinander. Die Abbildungen 3.27 und 3.28 zeigen die durch die Modellierung erreichte Verbesserung. Der gemessene Phasengang weist nur geringfügige Abweichungen zum Modell auf. Auch der Amplitudenverlauf verläuft nahezu deckungsgleich. Lediglich im Bereich für Abstände  $d > 4$  cm weicht die Messung auf Grund des abnehmenden SNRs vom Modell ab.

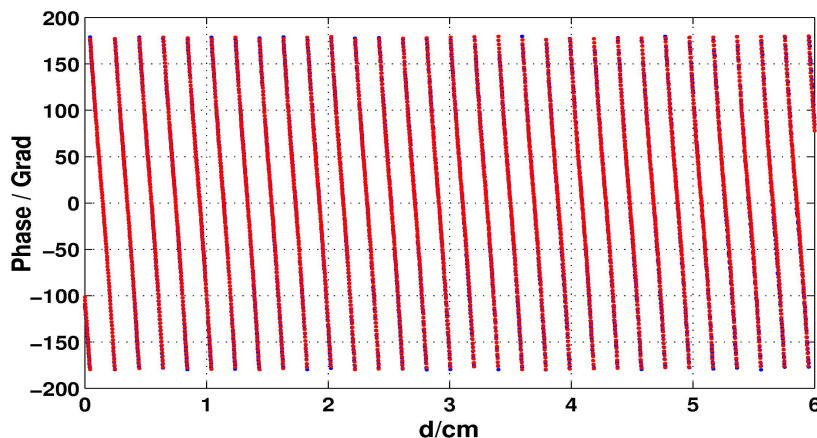


Abbildung 3.27: Gemessener (—) und modellierter (—) Phasenverlauf über 6 cm mit Mehrfachreflexionsterm unter Berücksichtigung der endlich ausgedehnten Antennenapertur

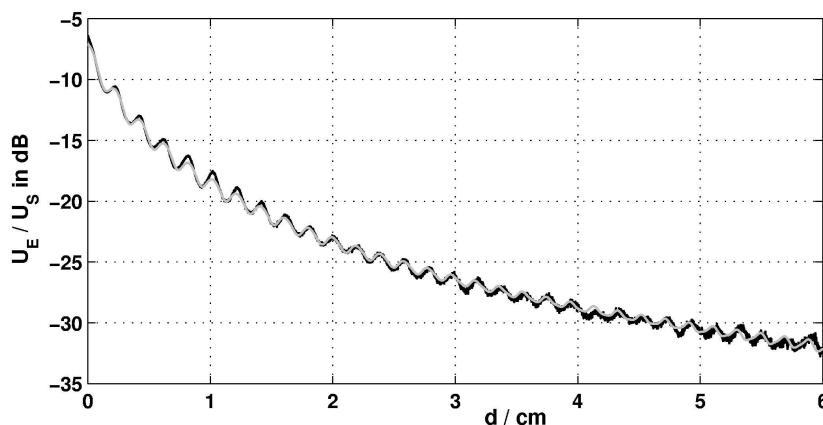


Abbildung 3.28: Gemessener (—) und modellierter (—) Amplitudenverlauf über 6 cm mit Mehrfachreflexionsterm unter Berücksichtigung der endlich ausgedehnten Antennenapertur

#### 3.7.2.4 Phasenlinearität als Gütekriterium

Es bleibt nun noch die Frage zu klären, welche Auswirkungen die beobachteten Abweichungen des Amplituden- und Phasenverlaufs auf die Messung von Relativabständen hat. Dafür soll die Linearität des Phasengangs als Gütekriterium verwendet werden. Weicht die Phase von der linearen Sollphase ab, so kommt es zu nichtlinearen Verzerrungen in der Abstandsmessung, die zu einem verfälschten Messergebnis führen. Das Maß für den relativen Fehler bei der Messung eines Differenzabstandes  $\Delta d_{ist}$  an der Stelle  $d$  ist die Abweichung der Phasensteigung bezogen auf den Sollwert:

$$M(d) = \frac{\left| \left( \left( d + \frac{\Delta d_{ist}}{2} \right) - \left( d - \frac{\Delta d_{ist}}{2} \right) - \Delta d_{soll} \right) \cdot \frac{4\pi}{\lambda} \right|}{\frac{4\pi}{\lambda} \Delta d_{soll}} = \frac{\left| \Delta\Phi(d) - \frac{4\pi}{\lambda} \Delta d_{soll} \right|}{\frac{4\pi}{\lambda} \Delta d_{soll}} \quad (3.5)$$

Da die Messungen mit dem Verschiebetisch durchgeführt wurden, kann  $M(d)$  nicht kontinuierlich, sondern nur auf Schrittweiten bezogen, angegeben werden. Die Schrittweite kann als Amplitude einer mechanischen Bewegung interpretiert werden. Eine große Schrittweite wird also bzgl. der Linearitätsabweichung eine Mittelung für Abweichungen innerhalb kleinerer Winkelbereiche bewirken.

In Abbildung 3.29 unten ist eine Schar von Linearitätsabweichungskurven dargestellt. Die Schrittweite beträgt hier  $\Delta d_{soll} = 100 \mu\text{m}$ . Die gemessene Amplitude von  $50 \mu\text{m}$  einer mechanischen Bewegung könnte also mit einer maximalen Genauigkeit gemäß der Kurve in Abbildung 3.29 dargestellt werden. Der Scharparameter gibt dabei an, wie gut die Subtraktion des Gleichspannungsanteils durchgeführt wurde. Bei 0% ist die Subtraktion ideal durchgeführt. Die Kurve mit 6% gilt für den Fall, dass die Amplitude des Gleichspannungsanteils nur auf 6% genau erfasst werden konnte. Dies könnte beispielsweise auf Grund von Quantisierungsfehlern eintreten. Der Phasen- und Amplitudenverlauf in Abbildung 3.29 beziehen sich auf den Fall, dass der Gleichspannungswert lediglich auf 6% genau erfasst werden konnte. Deutlich zu erkennen ist hierbei die Amplitudenschwingung. Diese entsteht wie bereits erwähnt durch die Verschiebung der Spirale aus dem Ursprung der I/Q-Ebene. Die nicht mehr zentrische Lage der Spirale bewirkt eine Amplitudenmodulation über dem Abstand (Winkel). Diese Verschiebung bewirkt auch den S-förmigen Phasenverlauf. Insbesondere bei größeren Absolutabständen und somit sinkendem Nutzsignalpegel kommt es zunehmend zu Bereichen mit abwechselnder Winkelbeschleunigung und Verzögerung.

Die hier vorgestellte Antenne erfüllt somit die Anforderung an eine lineare Phasenmessung in höchstem Maße. Die Linearitätsabweichung von maximal ca. 10% bei Absolutabständen  $d < 6 \text{ cm}$  zeigt, dass mit der Antenne Abstandsmessungen selbst im unmittelbarem Nahbereich zum Objekt durchgeführt werden können. Diese Antenne wird daher für den Prototyp in Kapitel 6 verwendet. In Kapitel 8 wird die antipodale Vivaldi-Antenne für die Verwendung in Mehrlagenkeramik weiterentwickelt.

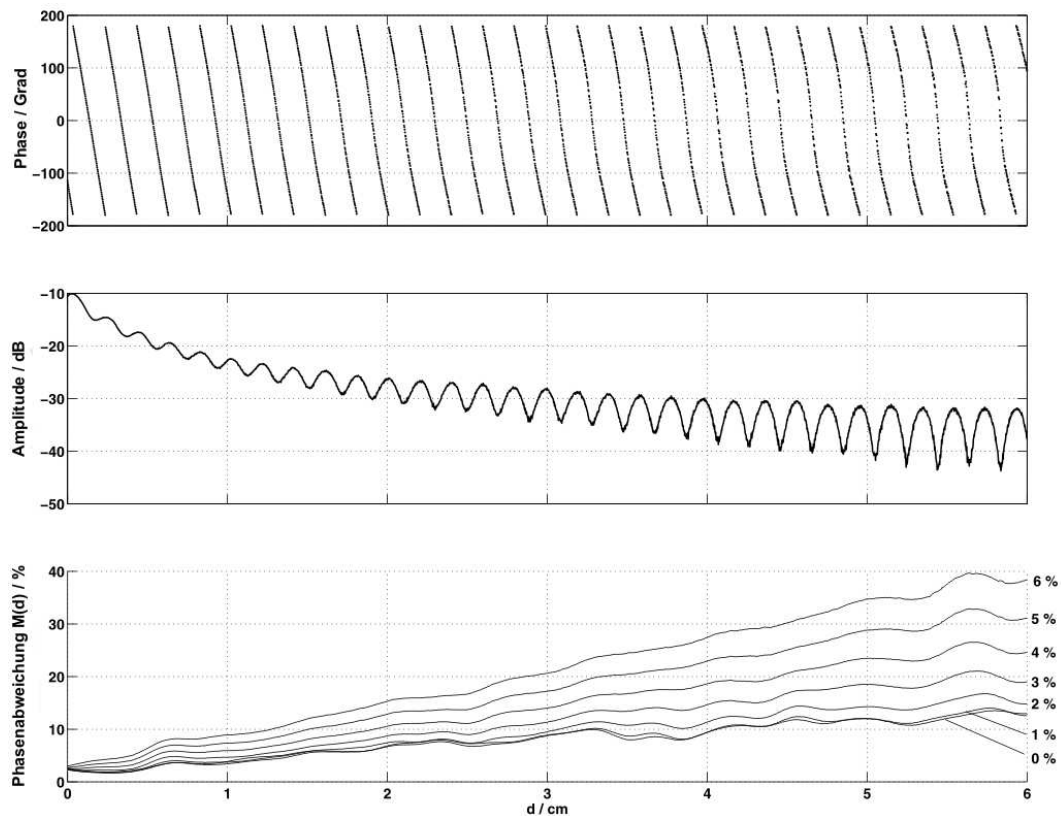


Abbildung 3.29: Phasengang, Amplitudengang und Verlauf der Linearitätsabweichung des Phasengangs über dem absoluten Abstand. Die Linearitätsabweichung ist auf  $100\ \mu\text{m}$  Schrittweite bezogen. Der Scharparameter gibt den verbleibenden Anteil der Gleichspannung nach Subtraktion an und stellt somit die Güte der Kalibration in % dar. 0 % entsprechen dem Fall idealer Kalibration Phasen- und Amplitudenverlauf entsprechend dem Fall des verbleibenden Gleichspannungsanteils von 6 %.

# Kapitel 4

## Fehlerbetrachtung und Kalibrationsverfahren im Betrieb

### 4.1 Systematische Fehler

In Kapitel 3 wurde das Verhalten der entwickelten und aufgebauten Antenne in Verbindung mit der Nahbereichsmessung gezeigt. Im Folgenden sollen die Ursachen für die bei der Messung beobachteten Abweichungen zum idealen System aufgezeigt werden.

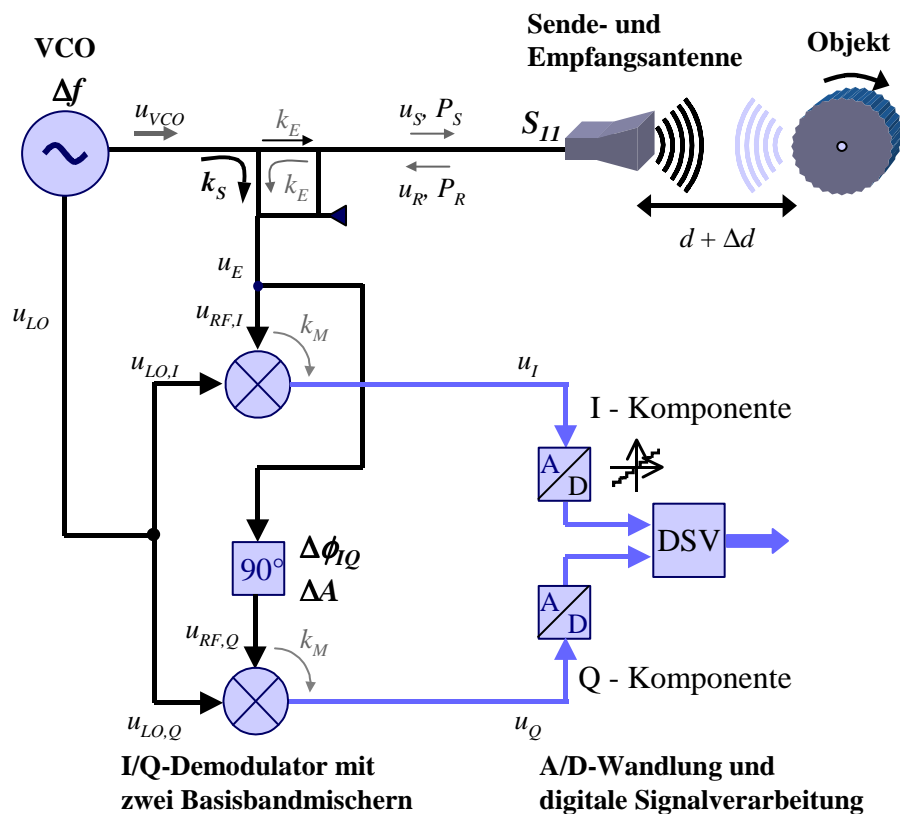


Abbildung 4.1: Blockschaltbild mit Quellen für systematische Fehler

Insbesondere wird die Entstehung des überlagerten Gleichspannungsanteils untersucht und anschließend ein Verfahren vorgestellt, mit dem es möglich ist, diesen während des

Sensorbetriebs zu bestimmen und somit das Sensorsystem zu kalibrieren. In Abbildung 4.1 sind zusätzlich zum Blockschaltbild (Abbildung 2.1) aus Kapitel 2 die Ursachen von systematischen Fehlern eingezeichnet. Diese systematischen Fehler sind: ein möglicherweise auftretender Phasen- und Amplitudenfehler zwischen I- und Q-Zweig der Schaltung, die unvermeidliche Fehlanpassung der Antenne und die direkte Einkopplung von Anteilen des Sendesignals in den Empfangszweig. Ausgehend von den in Kapitel 2 für das ideale System hergeleiteten Gleichungen werden diese nun für das reale System vervollständigt.

#### 4.1.1 Phasen- und Amplitudenfehler zwischen I- und Q-Zweig

Bedingt durch Fertigungstoleranzen oder Frequenzschwankungen kann es zu einer Abweichung  $\Delta\phi_{IQ}$  von den erforderlichen  $90^\circ$  sowie zu einer Unsymmetrie in der Amplitude  $\Delta A$  zwischen I- und Q-Zweig kommen. Die Auswirkungen auf die Basisbandsignale werden anhand der in Abschnitt 2.3 hergeleiteten Gleichungen untersucht. Der Phasenfehler und Amplitudenfehler wird dafür dem Q-Signal zugeschlagen. Mit [11], S. 181, wird Gl. 2.7 dann zu:

$$\begin{aligned}
 u_Q(d) &= \frac{1}{\Delta A} \cdot \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \left[ \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \sin\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO} - \Delta\phi_{IQ}\right) \right] \\
 &= \frac{1}{\Delta A} \cdot \frac{\sqrt{k_E \cdot k_M}}{2} \cdot \left[ \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \sin\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) \cdot \cos(\Delta\phi_{IQ}) + \right. \\
 &\quad \left. - \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \cos\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) \cdot \sin(\Delta\phi_{IQ}) \right]
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Vergleicht man  $u_I(d)$  aus Gl. 2.6 und die zweite Zeile von Gl. 4.1 mit der Parameterform einer Ellipse, wie sie in Gl. 4.2 dargestellt ist [11], S. 222,

$$\begin{aligned}
 x &= a \cdot \cos(\omega t) \\
 y &= b \cdot \sin(\omega t)
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

so erkennt man, dass der Phasenfehler  $\Delta\phi_{IQ}$  eine elliptische Verformung der Spirale bewirkt, während die dritte Zeile in Verbindung mit Gl. 4.2 die Überlagerung mit einer Geraden mit der Steigung  $-\sin(\Delta\phi_{IQ})$  beschreibt, jeweils in der I/Q-Ebene betrachtet. Abbildung 4.2 veranschaulicht dies, wobei hier  $\Delta\phi_{IQ} = 10^\circ$  und  $\Delta A = 0$  gewählt ist.



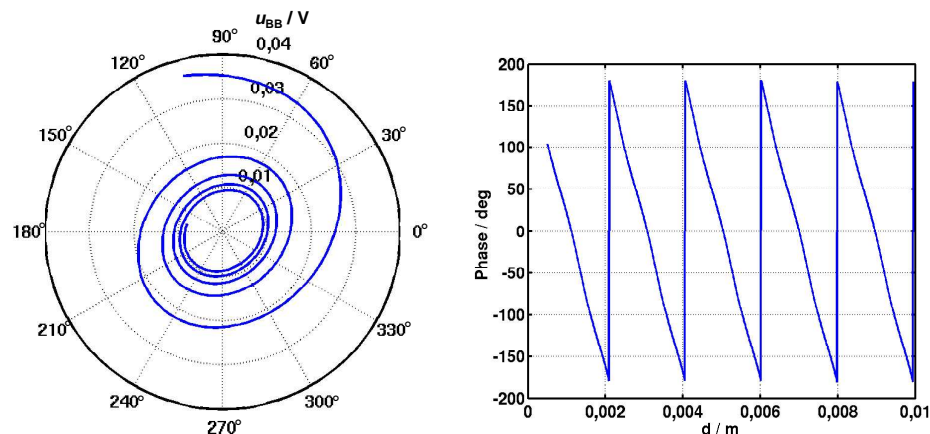


Abbildung 4.2: Komplexes Basisbandsignal in der I/Q-Ebene, bei einem Phasenfehler im I/Q-Demodulator von  $\Delta\phi_{IQ} = 10^\circ$ ,  $\Delta A = 0$

Wie man sieht, ist der ursprünglich lineare Phasenverlauf über dem Abstand nun verzerrt, so dass die gleiche Abstandsvariation abhängig vom absoluten Abstand des Messobjekts vom Sensor zu unterschiedlichen Phasendifferenzen und damit unterschiedlichen Messergebnissen führt. Kommt zusätzlich eine Amplitudendifferenz  $\Delta A$  ins Spiel, wird eine der Ellipsenachsen gestaucht, was zu einer weiteren nichtlinearen Verformung des Phasengangs führt.

Sind die Abweichungen  $\Delta\phi_Q$  sowie  $\Delta A$  bekannt, so lässt sich aus Gl. 4.1 direkt eine Formel zur Korrektur des Phasenfehlers im Q-Zweig ableiten:

$$u_{Q,korr.}(d) = \frac{u_Q(d) \cdot \Delta A + u_I(d) \cdot \sin(\Delta\phi_{IQ})}{\cos(\Delta\phi_{IQ})} \quad (4.3)$$

#### 4.1.2 Antennenfehlanpassung und Einkopplung des Sendesignals

Wegen der unvermeidlichen Fehlanpassung der Antenne und des monostatischen Aufbaus des Sensors wird immer ein Teil des Sendesignals direkt an der Antenne reflektiert und dem empfangenen Signal überlagert. Da bei der Realisierung des Sensors auf die Verwendung eines Zirkulators verzichtet wird, koppelt ein Anteil des Sendesignals mit dem Koppelfaktor  $k_s$  direkt in den Empfangszweig ein und überlagert sich dort ebenfalls dem empfangenen Nutzsignal. Beide überlagerten Anteile des Sendesignals, der an der Antenne reflektierte und der direkt eingekoppelte, sind im Gegensatz zum Nutzsignal unabhängig vom Abstand des Messobjekts und stellen somit im Basisband überlagerte Gleichspannungen sowohl im I- als auch im Q-Zweig dar. Gl. 4.4 und Gl. 4.5 stellen die drei im Basisband überlagerten Signale dar. Die erste Zeile beschreibt jeweils das am Messobjekt reflektierte Nutzsignal.

$$\begin{aligned}
u_I(d) = & \frac{\sqrt{k_M}}{2} \cdot \left[ \sqrt{k_E} \cdot \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \cos\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) + \right. \\
& + S_{11} \cdot \sqrt{k_E} \cdot \hat{u}_S \hat{u}_{LO} \cdot \cos(-\phi_E - \phi_{11} - \phi_{LO}) + \\
& \left. + \sqrt{\frac{k_S}{k_E}} \cdot \hat{u}_S \hat{u}_{LO} \cdot \cos(-\phi_S - \phi_{LO}) \right] \quad (4.4)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_I(t) = & \frac{\sqrt{k_M}}{2} \cdot \left[ \sqrt{k_E} \cdot \hat{u}_R \hat{u}_{LO} \cdot \sin\left(-\frac{4\pi f}{c_0} \cdot d - \phi_E - \phi_{LO}\right) + \right. \\
& + S_{11} \cdot \sqrt{k_E} \cdot \hat{u}_S \hat{u}_{LO} \cdot \sin(-\phi_E - \phi_{11} - \phi_{LO}) \\
& \left. + \sqrt{\frac{k_S}{k_E}} \cdot \hat{u}_S \hat{u}_{LO} \cdot \sin(-\phi_S - \phi_{LO}) \right] \quad (4.5)
\end{aligned}$$

Betrachtet man den überlagerten Gleichspannungsanteil als komplexen Vektor in der I/Q-Ebene, hat er die folgende Form:

$$M_0 = \frac{1}{2} \sqrt{k_M} \cdot \hat{u}_{LO} \cdot \left[ S_{11} \cdot \sqrt{k_E} \cdot \hat{u}_S \cdot e^{j \cdot (-\phi_E - \phi_{11} - \phi_{LO})} + \sqrt{\frac{k_S}{k_E}} \cdot \hat{u}_S \cdot e^{j \cdot (-\phi_S - \phi_{LO})} \right] \quad (4.6)$$

Der erste Summand entsteht hierbei durch die Fehlanpassung der Antenne, der zweite Summand durch die direkt eingekoppelten Leistungsanteile in den Empfangszweig.

Wie in Abbildung 4.3 gezeigt, bewirkt dieser Gleichspannungsanteil eine Verschiebung der Spirale bzw. des durchlaufenen Spiralsegments aus der zentrischen Lage zum Ursprung der I/Q-Ebene. Durch diese Verschiebung der Messwerte in der I/Q-Ebene wird der gewünschte lineare Phasenverlauf verzerrt, d.h. eine gegebene Abstandsvariation (Unwucht) führt, abhängig vom Abstand des Messobjekts zum Sensor, zu unterschiedlichen Messergebnissen. Ist der Gleichspannungsanteil so groß, dass der Ursprung der I/Q-Ebene außerhalb des momentan durchlaufenen Spiralsegments zu liegen kommt, wird nicht mehr der komplette Winkelbereich von  $360^\circ$  durchlaufen. Damit entsteht neben der Verzerrung des Phasenverlaufs auch eine Einschränkung des Eindeutigkeitsbereichs. Sind Betrag und Phase des komplexen Gleichspannungsanteils in der I/Q-Ebene (siehe Gl. 4.6) bekannt, so kann durch komplexe Subtraktion im Basisband der entstandene Fehler durch Verschieben der Spiralbahn zurück in die zum Ursprung zentrische Lage theoretisch komplett eliminiert werden.

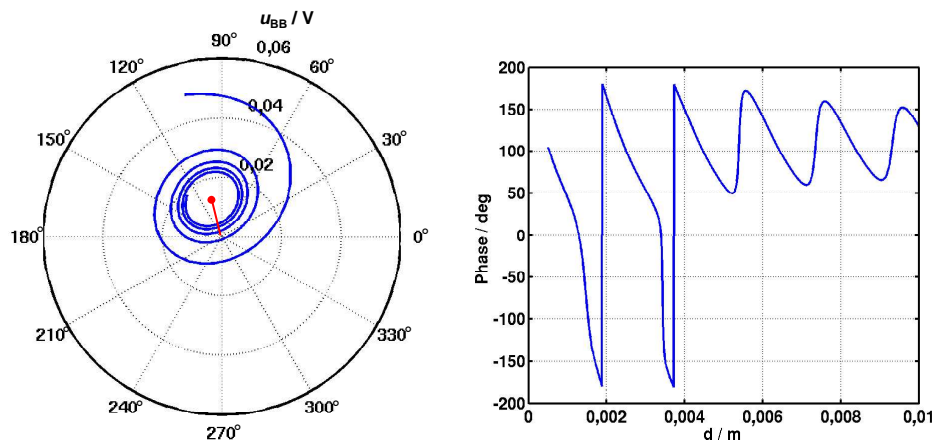


Abbildung 4.3: Komplexes Basisbandsignal in der I-/Q-Ebene mit Gleichspannungsanteil

Es sei darauf hingewiesen, dass, sofern das komplexe Basisbandsignal nicht mindestens einen kompletten Spiralumlauf in der I-/Q-Ebene besitzt, die fehlerfreien Signalkomponenten  $u_I(d)$  und  $u_Q(d)$  nicht mittelwertfrei sind, also jeweils einen DC-Anteil enthalten, der nicht eliminiert werden darf. In Abbildung 4.4 ist dies für ein exemplarisch gewähltes Spiralsegment, wie es bei der Messung einer Unwucht entsteht, in der I-/Q-Ebene dargestellt. Würde man die Gleichspannungsanteile (Mittelwerte)  $I_m$  und  $Q_m$  z.B. durch Hochpassfilterung eliminieren, ginge auch die komplette Phaseninformation  $\Delta\Phi$ , welche die Messgröße darstellt, verloren, da das betrachtete Spiralsegment dann im Ursprung zu liegen käme.

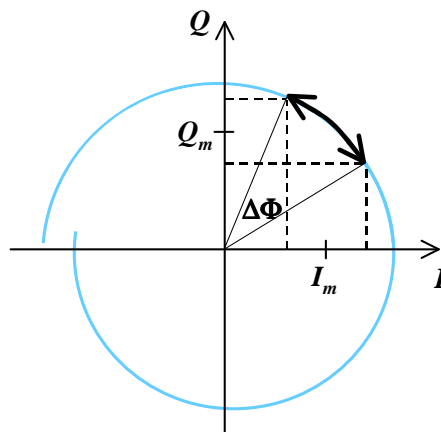


Abbildung 4.4: Mittelwerte des I- und des Q-Signals für ein beliebiges Spiralsegment

Durch den Umlauf der Messwerte auf einer Spiralbahn in der I-/Q-Ebene erhält der Messfehler einen periodischen Verlauf über dem absoluten Abstand. Die Verschiebung der Spirale aus dem Mittelpunkt (fehlerhafter Gleichspannungsanteil) bewirkt daher einen Messfehler, der periodisch mit  $\lambda/2$  über dem Absolutabstand zwischen seinem maximalen und seinem minimalen Wert schwankt (ganzer Spiralumlauf). Bei einem Phasen- oder

Amplitudenfehler, der eine Verformung der Spirale zur Folge hat, beträgt die Periode  $\lambda/4$  (halber Spiralumlauf).

Phasen- und Amplitudenfehler können messtechnisch ermittelt werden und als feste Parameter über der Frequenz abgelegt werden. Somit ist der Einfluss dieser Größen auf die Messgenauigkeit vernachlässigbar. Anders verhält es sich mit dem Gleichspannungsanteil. Da dieser systematisch vorhanden ist, bestimmt er im wesentlichen die Linearität und Genauigkeit des Sensors. Durch das ausgereifte Schaltungskonzept, das in Kapitel 6 vorgestellt wird, wird der Gleichspannungsanteil minimiert.

Außerdem wird die Antenne aus Kapitel 3 mit einem geeigneten Anpassnetzwerk versehen. Die über eine sehr große Bandbreite sehr flach verlaufende Anpassung ist in dieser Form nicht nötig. Durch eine Transformation wird die Anpassung innerhalb der Sensorbandbreite  $B$  optimiert. Die anfängliche Anpassung von  $-15$  dB bei  $76,5$  GHz kann somit auf Werte um  $-30$  dB verbessert werden. Dies bedeutet gleichermaßen eine Verringerung des von der Antennenfehlanspassung herrührenden Gleichspannungsanteils um  $18$  dB. Die genauen Messergebnisse hierzu sind bei der Realisierung des Prototyps in Kapitel 6 beschrieben.

## 4.2 Echtzeitfähiges Kalibrationsverfahren

Bisher wurde gezeigt, dass zur Korrektur des durch Antennenfehlanspassung, Einkopplung des Sendesignals und Phasen- sowie Amplitudenfehler zwischen I- und Q-Zweig verfälschten Messsignals die entsprechenden Korrekturparameter I- und Q-Komponente des Gleichspannungsanteils, Abweichung von  $90^\circ$  und Amplitudendifferenz zwischen I- und Q-Kanal bekannt sein müssen. Diese Parameter sind auf Grund der Frequenzdrift des Oszillators und der möglichen Veränderung der Antennenfehlanspassung  $S_{11}$  durch äußere Einflüsse, wie z.B. Verschmutzung, zeitvariant. Ein Online-Kalibrationsverfahren muss also in der Lage sein, die richtigen Korrekturparameter innerhalb einer Menge der in Frage kommenden Werte zu bestimmen. Dazu ist ein Kriterium erforderlich, mit dessen Hilfe sich feststellen lässt, ob das System richtig kalibriert ist oder nicht. Da die Kalibration im laufenden Betrieb und im eingebauten Zustand des Sensors erfolgen soll, muss sich ein solches Verfahren bzw. Kriterium auf die aktuellen Messwerte stützen. Die Verwendung von externen Kalibrationsstandards scheidet aus offensichtlichen Gründen aus. Das interne Umschalten auf einen Referenzpfad bedeutet für ein kommerzielles System, das hinsichtlich Realisierungskosten konkurrenzfähig sein soll, im Millimeterwellenbereich einen zu hohen Aufwand. In den folgenden Abschnitten wird schrittweise das im Verlauf dieser Arbeit entwickelte Online-Kalibrationsverfahren erläutert.

### 4.2.1 Das Entscheidungskriterium

Wie bereits erwähnt, muss basierend auf den aktuell gemessenen Werten ein Kriterium aufgestellt werden, das die Erkennung des kalibrierten Zustands des Systems zulässt. Als primäre Messwerte liegen die abgetasteten Werte in I- und Q-Komponente vor, die die

komplette Bewegung des Messobjekts beschreiben. Die Unwucht als Messergebnis wird aus den Extremwerten des Phasenverlaufs des komplexen Basisbandsignals bestimmt. Diese Extremwerte stellen die Endpunkte des vom komplexen Basisbandsignal bei der Messung einer Unwucht durchlaufenen Spiralsegments dar. Das hier vorgestellte Kalibrationsverfahren basiert auf der alleinigen Auswertung dieser Extremwerte, nicht auf der Auswertung der kompletten mechanischen Bewegung des Messobjekts und nutzt folglich das Minimum an verfügbarer Information. Wie im Abschnitt 4.2.5 gezeigt wird, kann unter Ausnutzung weiterer verfügbarer Information die Leistungsfähigkeit eines solchen Kalibrationsverfahrens gemäß der vorliegenden Anwendung noch gesteigert werden. Zuerst sollen aber die grundsätzlichen Möglichkeiten untersucht werden. Das Verfahren beruht darauf, dass durch Vergleich der Messwerte bei zwei Frequenzen eine Aussage über die Fehlerfreiheit der Messung gewonnen werden kann. Die Messung bei zwei Frequenzen ist möglich, da der verwendete Oszillator in einem Frequenzband von 75 – 79 GHz durchstimmbar ist und der bei Abweichung von der Designfrequenz entstehende I/Q-Phasenfehler, wie bereits gezeigt, kalibriert werden kann. Im Gegensatz zum reinen CW-Messbetrieb muß die Kalibration bei zwei Frequenzen durchgeführt werden. Die der Kalibration folgenden Messungen können dann weiterhin im CW-Modus erfolgen.

Aus der Phasendifferenz der Extremwerte berechnet man wie bisher über die Wellenlänge die Unwucht des Messobjekts. Bei fehlerfreier Messung bzw. erfolgreicher Korrektur der Messfehler muss dies bei zwei verschiedenen Frequenzen unabhängig vom absoluten Abstand des Messobjekts zum gleichen Ergebnis führen. Enthalten die Messwerte allerdings noch Fehler (Gleichspannungsanteil, I-/Q-Phasenfehler), weist die daraus errechnete Unwucht einen periodischen Verlauf über dem absoluten Abstand auf. Abbildung 4.5 zeigt hierzu den Verlauf der Messabweichung von der idealen Unwucht. Als Scharparameter dient die Abweichung des verwendeten Kalibrierpunktes vom Idealwert in % bezogen auf die Amplitude des Empfangssignals bei  $d = 1$  cm. Die beispielhaft angenommenen Abweichungen vom richtigen Mittelpunkt (kein Gleichspannungsanteil) betragen 0,002 V, 0,004 V, 0,006 V, 0,008 V und 0,01 V, wobei die Amplitude des Empfangssignals bei 1 cm Objektentfernung 0,1 V beträgt. 0,002 V stellen hierbei die Genauigkeit dar, mit der der Gleichspannungsanteil im verwendeten Messsystem aus Kapitel 3 bestimmt werden konnte.

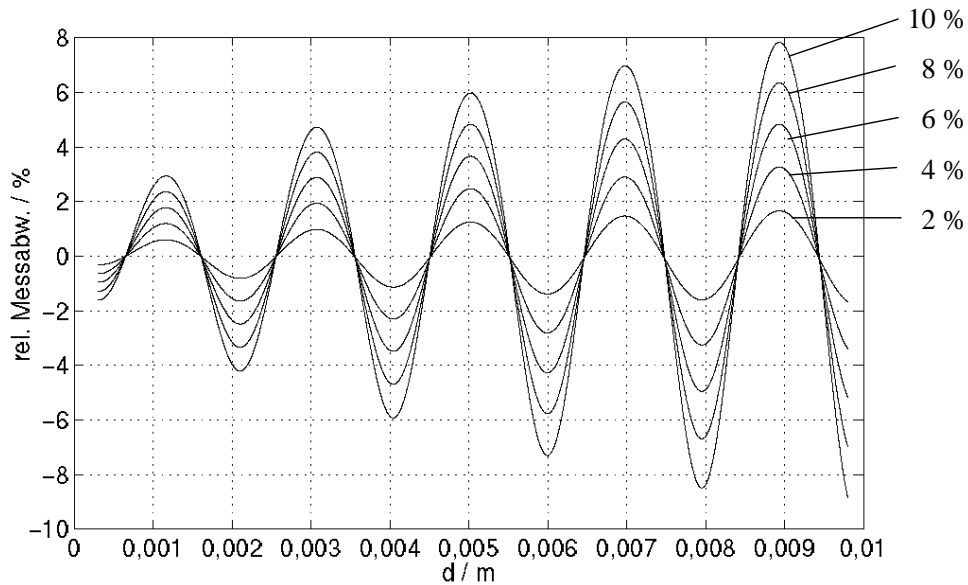


Abbildung 4.5: Relative Messabweichung über dem Absolutabstand bei Abweichung der Kalibration vom Idealwert

Da die Periodenlänge des Fehlers mit der Wellenlänge zusammenhängt, ist der Verlauf im unkalibrierten Zustand bei zwei verschiedenen Frequenzen unterschiedlich, wobei sich die beiden Kurven immer wieder schneiden (siehe Abbildung 4.6).

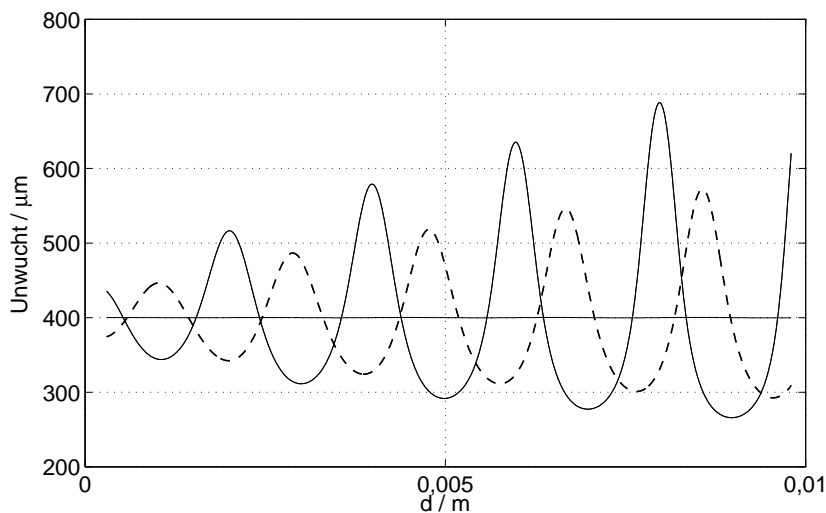


Abbildung 4.6: Unkalibrierter Zustand: Unwucht über dem absoluten Abstand bei zwei verschiedenen Frequenzen; die gerade Linie bei  $400\ \mu\text{m}$  stellt den Verlauf bei fehlerfreier Messung dar

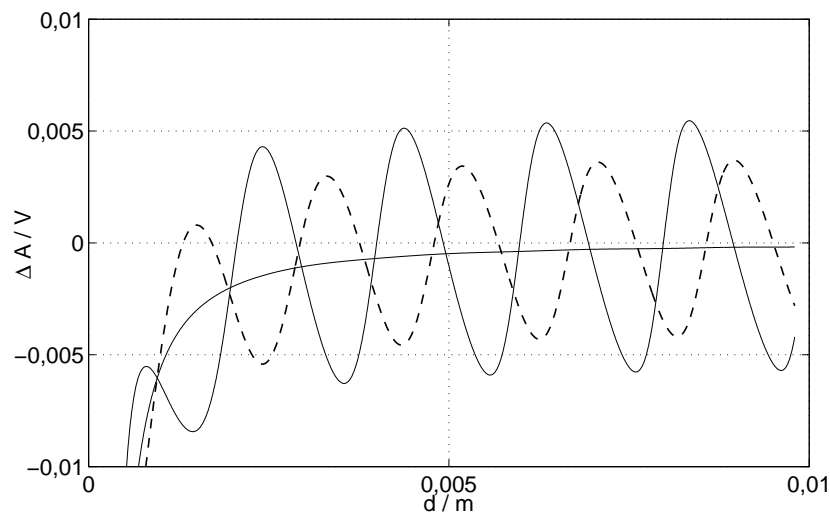


Abbildung 4.7: Unkalibrierter Zustand: Amplitudendifferenzen über dem absoluten Abstand bei zwei verschiedenen Frequenzen sowie der angestrebte, glatte Verlauf

Somit reicht die Gleichheit der gemessenen Unwucht bei zwei Frequenzen nicht als Kriterium aus, um die Fehlerfreiheit der Messung zu überprüfen, weswegen ein weiteres Kriterium benötigt wird. Dazu muss eine Messgröße verwendet werden, deren Schnittpunkte zwischen Kurven verschiedener Frequenzen nicht bei den gleichen Absolutabständen wie die Schnittpunkte der Phasendifferenzkurven liegen, so dass beide Kriterien nur bei Auswahl der jeweils zur Frequenz passenden Korrekturparameter gleichzeitig erfüllt werden können. Hierfür eignet sich die Ableitung der Amplitude nach dem Abstand bzw. die zur beobachteten Unwucht gehörende Amplitudendifferenz (Abbildung 4.7). Es müssen also für jede verwendete Frequenz die Extremwerte des gemessenen Phasenverlaufs bestimmt und die Phasen- und Amplitudendifferenzen zwischen den Minima und Maxima berechnet werden.

#### 4.2.1.1 Physikalische Erklärung

Der Versatz der Unwucht- und Amplitudendifferenzkurven über dem Abstand soll im folgenden physikalisch begründet werden. Bei zunehmendem Abstand des Streuobjekts vom Sensor durchläuft das Basisbandsignal eine Spiralbahn in der I/Q-Ebene, da sich die Phase proportional zum Abstand ändert und die Amplitude entsprechend der Freiraumdämpfung abnimmt. Abbildung 4.8 zeigt jeweils einen Umlauf des Basisbandsignals in der I/Q-Ebene, einmal ohne (links) und einmal mit einem unkompenzierten Gleichspannungsanteil im Q-Kanal. Liegt eine solche Spirale zentrisch in der I/Q-Ebene, führt jedes Spiralsegment, das z.B. entsprechend der Unwucht des Messobjekts durchlaufen wird, zur gleichen Phasendifferenz  $\Delta\Phi$  (Abb. 4.8 schwarzes und graues Segment, links), unabhängig vom absoluten Abstand. Ebenso weisen die einem solchen Segment entsprechenden Amplitudendifferenzen lediglich eine leichte Abnahme über dem Abstand, entsprechend der Freiraumdämpfung, auf. Ist die Spirale durch einen Gleichspannungsanteil jedoch aus dem Mittelpunkt verschoben, weisen die der mechanischen Bewegung entsprechenden

Spiralsegmente, abhängig vom absoluten Abstand und damit der Winkelposition auf der Spiralbahn, sehr unterschiedliche Phasen- und Amplitudendifferenzen auf (Abb. 4.8, rechts). Wie man weiter in Abbildung 4.8 erkennt, fallen für den unkalibrierten Fall (rechts) die Absolutabstände bei denen minimale Phasen- bzw. minimale Amplitudendifferenz eintritt aufgrund der relativ zum Ursprung versetzten Lage der Spirale nie zusammen. Daraus ergibt sich der bereits in den Abbildungen 4.6 und 4.7 gezeigte versetzte Verlauf von Unwucht und Amplitudendifferenzen über dem absoluten Abstand und die Möglichkeit, Phasendifferenzen sowie Amplitudendifferenzen als Gütekriterium für die Kalibration zu nutzen.

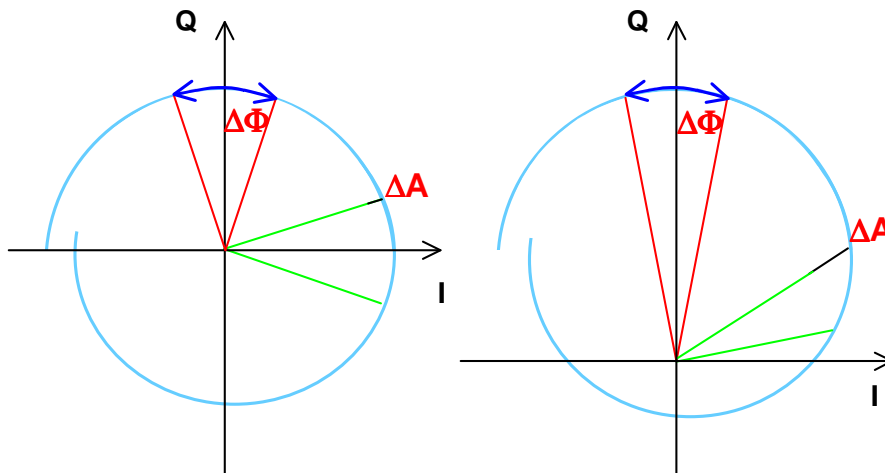


Abbildung 4.8: Signale in der I-/Q-Ebene mit und ohne Gleichspannungsanteil

Führt man nun eine zweite Frequenz und damit andere Wellenlänge ein, werden bei der selben beobachteten Unwucht unterschiedlich lange Spiralsegmente durchlaufen und auch die absolute Phasenlage dieser Spiralsegmente über dem Abstand ist unterschiedlich. Somit sind jeweils auch die Kurven von Unwucht bzw. Amplitudendifferenzen untereinander versetzt und können bei beiden Frequenzen nur gleiche Werte ergeben, wenn beide beobachteten Spiralsegmente zentrisch zum Ursprung liegen und nicht verformt sind, d.h. die ermittelten Korrekturwerte korrekt sind.

#### 4.2.1.2 Mathematische Darstellung

Die oben genannten Amplitudendifferenzen zwischen den Extremwerten des Phasenverlaufs, also die durch die Unwucht des Messobjekts hervorgerufenen Amplitudenschwankungen, stellen hier die Eindeutigkeit her. Sie weisen über dem absoluten Abstand betrachtet ebenfalls einen periodischen Verlauf auf, wenn die Messfehler nicht korrigiert sind (siehe Abbildung 4.7). Allerdings liegen die Schnittpunkte der Kurven bei zwei verschiedenen Frequenzen genau zwischen denen der Unwuchtskurven (Phasendifferenzen), so dass die Gleichheit beider Kriterien bei einem beliebigen Absolutabstand nur erfüllt sein kann, nachdem der Gleichspannungsanteil und ein evtl. vorhandener Phasenfehler zwischen I- und



Q-Zweig eliminiert bzw. kompensiert sind. In Gl. 4.7 und Gl. 4.8 ist dieses Entscheidungskriterium mathematisch ausformuliert.

$$\begin{aligned} \Delta d(f_1) - \Delta d(f_2) &= \left[ \Phi_{f_1} \left( d + \frac{\Delta d}{2} \right) - \Phi_{f_1} \left( d - \frac{\Delta d}{2} \right) \right] \cdot \frac{\lambda_{f_1}}{4\pi} + \\ &\quad - \left[ \Phi_{f_2} \left( d + \frac{\Delta d}{2} \right) - \Phi_{f_2} \left( d - \frac{\Delta d}{2} \right) \right] \cdot \frac{\lambda_{f_2}}{4\pi} \end{aligned} \quad (4.7)$$

!

= 0

$$\begin{aligned} \Delta A(f_1) - \Delta A(f_2) &= \left[ A_{f_1} \left( d + \frac{\Delta d}{2} \right) - A_{f_1} \left( d - \frac{\Delta d}{2} \right) \right] + \\ &\quad - \left[ A_{f_2} \left( d + \frac{\Delta d}{2} \right) - A_{f_2} \left( d - \frac{\Delta d}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

!

= 0

### 4.2.2 Kalibrationsfunktion $\kappa$

Um die Implementierung des Online-Kalibrationsverfahrens und seine Visualisierung für weitergehende Untersuchungen einfacher und übersichtlicher zu gestalten, werden die beiden Kriterien (Gleichheit der gemessenen Unwuchten und der zugehörigen Amplitudenschwankungen bei zwei Frequenzen) mit Hilfe der hier eingeführten Kalibrationsfunktion  $\kappa$  zu einem einzigen positiven Zahlenwert vereinigt. Die Auswertung der Kalibrationsfunktion erfolgt dann für alle in Frage kommenden Korrekturparameter. Ihr Minimum (im idealen fehlerfreien Fall ihre Nullstelle) im untersuchten Wertebereich der Korrekturparameter zeigt dann den kalibrierten Zustand an. Somit steht ein in der Praxis leicht handhabbares Entscheidungskriterium zur Verfügung. Dazu müssen beide Werte die gleiche Größenordnung besitzen, zur Vermeidung von Nulldurchgängen quadriert und anschließend addiert werden. Da die der Amplitude entsprechenden Zahlenwerte in Volt abhängig vom Absolutabstand mindestens um den Faktor 1000 unter denen der Unwuchtwerte in  $\mu\text{m}$  liegen, müssen sie entsprechend skaliert werden, um mit gleicher Gewichtung in das Entscheidungskriterium einzugehen. Evtl. kann die Unwuchtsdifferenz etwas stärker gewichtet werden, da die Unwucht ja die eigentliche Messgröße darstellt und somit starke Abweichungen vermieden werden müssen. In Gl. 4.9 ist die Kalibrationsfunktion dargestellt.

$$\kappa = g_d \cdot [\Delta d(f_1) - \Delta d(f_2)]^2 + g_A \cdot [1000 \cdot (\Delta A(f_1) - \Delta A(f_2))]^2 \rightarrow 0 \quad (4.9)$$

$\Delta d$  steht hier für die gemessene Unwucht bei der entsprechenden Messfrequenz,  $\Delta A$  für die damit einhergehende Amplitudenschwankung. Die Skalierung der Differenz der Amplitudenschwankungen mit dem Faktor 1000 bewirkt, dass diese die gleiche

Größenordnung erhalten wie die Unwuchtsdifferenz, wobei letztere über dem absoluten Abstand stärker zunimmt als die Differenz der Amplitudenschwankungen. Die Faktoren  $g_d$  und  $g_A$  ermöglichen eine zusätzliche Gewichtung der Unwucht bzw. der Amplitudenschwankungen innerhalb des Kriteriums, z.B. zur Adaption an unterschiedliche Applikationen. Um bereichsweise, wie z.B. in Abbildung 4.10 zwischen 3 und 6 mm, einen glatten Verlauf der Kalibrationsfunktion über dem Abstand zu erhalten, müssen Unwucht und Amplitudenschwankung im gleichen Größenverhältnis in die Kalibrationsfunktion eingehen, was hier mit  $g_d = 1$  und  $g_A = 4$  erreicht wird. Da der fehlerhafte Unwuchtsverlauf über dem Abstand stärker ansteigt als der entsprechende Verlauf der Amplitudenschwankung muss abhängig vom absoluten Abstand die Gewichtung angepasst werden. Ziel ist es, eine maximale Entscheidungssicherheit zu erhalten.

Somit existiert nun ein Werkzeug, das die Entscheidung über die Richtigkeit der Messung erlaubt und auf dessen Grundlage eine Kalibrationssoftware für unterschiedliche Anwendungsfälle weiterentwickelt werden kann (Abschnitt 6.2.3 und 6.2.4).

#### 4.2.2.1 Einfluss der Quantisierung

Die Bildung der Differenzen zwischen den quantisierten Amplituden- und Phasenwerten führt zu Fehlern, abhängig von der tatsächlichen Unwucht und der Auflösung der A/D-Wandler. Zur Untersuchung der Auswirkungen wurde die Quantisierung auch bei der Simulation berücksichtigt.

In der Theorie muss das kombinierte Entscheidungskriterium Null werden, wenn für beide Frequenzen die richtigen Korrekturparameter gefunden wurden. Praktisch wird der Wert Null aufgrund von Quantisierungsfehlern nur in Ausnahmefällen erreicht werden, wie man in Abbildung 4.10 am unteren Kurvenverlauf erkennen kann. Es handelt sich um Simulationsergebnisse mit einer angenommenen Quantisierung von 8 bit. Die obere Kurve stellt den Verlauf der Kalibrationsfunktion über dem Abstand bei nicht vollständig korrigierten Fehlern dar. Man sieht, dass für kleine Abstände zwischen Sensor und Messobjekt unter 2 mm, die Kalibrationsfunktion für den nicht kalibrierten Zustand kleinere Werte annehmen kann als für den kalibrierten. Dies führt zu Fehlentscheidungen bei der Auswahl der Korrekturparameter und verhindert eine zuverlässige Kalibration. Andererseits ist der verbleibende Restfehler bei kleinen Abständen und unvollständiger Fehlerkorrektur nach Abschnitt 4.2.3.1 geringer als bei größeren Abständen. Zudem kann durch Mittelung der Phasenextremwerte mehrerer Umläufe des Messobjekts eine Verbesserung erzielt werden.

Abbildung 4.9 zeigt die gleichen Kurven, hier mit einer angenommenen Auflösung von 12 Bit simuliert. Wie man sieht, gelingt mit einer höheren Bitbreite eine bessere Detektion und damit eine zuverlässigere Kalibration. In diesem Fall wird die Messgenauigkeitsgrenze durch die Qualität der Kalibration bestimmt. Da der Gleichspannungsanteil unabhängig vom Absolutabstand ist, nimmt das Nutzsignal zu Fehlerverhältnis (SFV) mit steigendem Abstand ab. Da der Gleichspannungsanteil jedoch Teil des Messsignals ist, nimmt die Messgenauigkeit in Abhängigkeit des verwendeten AD-Wandlers (Wortbreite) mit steigendem Absolutabstand

zunächst unabhängig vom Signal zu Rausch Verhältnis (SNR) ab. Die Zusammenhänge sind in Kapitel 5 beschrieben. Dies bedeutet, dass die Auflösung des verwendeten Verfahrens zur A/D-Wandlung sowie die eingesetzten A/D-Wandler entsprechend der benötigten Messgenauigkeit gewählt werden müssen.

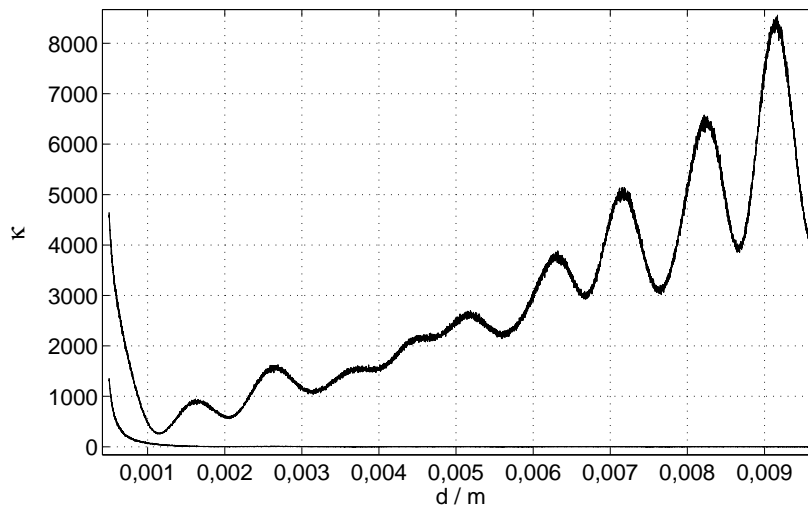


Abbildung 4.9: Verlauf des Entscheidungskriteriums über dem Abstand bei Auswahl der richtigen und abweichender Korrekturparameter mit 12 bit Quantisierung

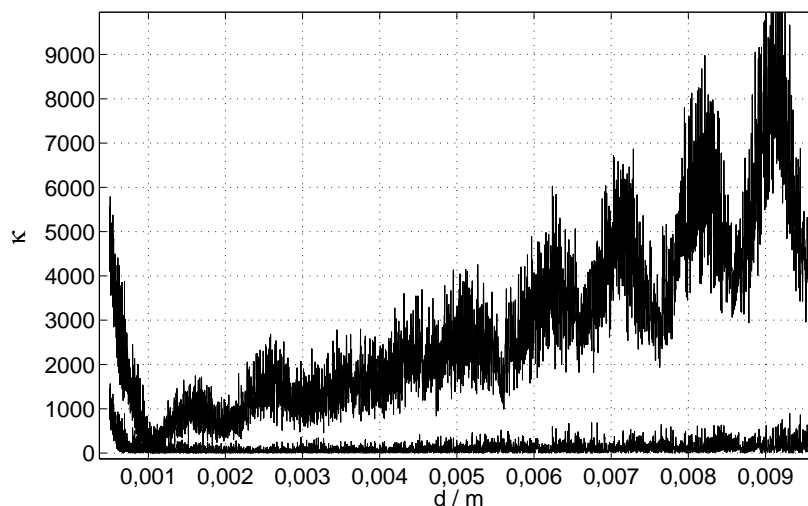


Abbildung 4.10: Verlauf des Kriteriums über dem Abstand bei Auswahl der richtigen und abweichender Korrekturparameter mit 8 bit Quantisierung

### 4.2.3 Kalibration bei Frequenzdrift

Es wird nun auf die praktische Anwendung des Online-Kalibrationsverfahrens eingegangen. Als erstes Anwendungsgebiet soll gezeigt werden, wie mit Hilfe des in diesem Kapitel vorgestellten Entscheidungskriteriums die durch eine mögliche Frequenzdrift des Oszillators,

der in Kapitel 5 zur Realisierung des Prototyps verwendet wird (siehe Anhang B.1), verursachten systematischen Fehler korrigiert werden können. Um die Kalibrationsfunktion  $\kappa$  wie in Abschnitt 4.2.2 dargestellt berechnen zu können, muss wiederum bei zwei Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  (z.B. 75 und 79 GHz) gemessen werden. Auf Grund der Drift des Oszillators sind die Messfrequenzen aber nicht genau bekannt. Die Kenntnis der frequenzabhängigen Korrekturparameter bei je einer Frequenz reicht also nicht aus, um den Sensor zu kalibrieren. Entsprechend müssen mehrere Parametersätze als Stützstellen über den zwei relevanten Frequenzbändern abgespeichert werden. Beispielhaft ist dies in Abbildung 4.11 für die Freiraummesswerte dargestellt. Die Punkte stellen jeweils  $n$  in den Frequenzbändern um  $f_1$  (dunkle Punkte) bzw.  $f_2$  (helle Punkte) gemessene und abgespeicherte Freiraummesswerte dar.

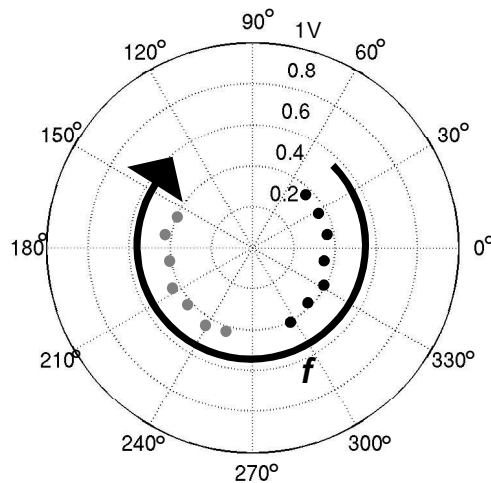


Abbildung 4.11: Lage der Stützstellen für zwei Frequenzbänder in der I-/Q-Ebene

Durch Minimierung der Kalibrationsfunktion über dem Gebiet der abgespeicherten Parametersätze können dann die richtigen, zu den aktuellen Frequenzen passenden Korrekturparameter bestimmt werden. Diese Parametersätze enthalten die zur jeweiligen Frequenz gehörenden Parameter zur Datenkorrektur und -auswertung. Für jeden Frequenzpunkt sind somit 5 Parameter hinterlegt:

- Die I- und die Q-Komponente des Freiraummesswerts (Gleichspannungsanteil)
- Der frequenzabhängige Phasenfehler zwischen I- und Q-Kanal
- Die Amplitudenabweichung zwischen I- und Q-Kanal
- Die Wellenlänge zur Umrechnung der gemessenen Phase in eine Länge

Werden zur Kalibration alle Kombinationen der jeweils  $n$  den beiden Frequenzbändern zugeordneten Parametersätze ausgewertet, ergeben sich  $n^2$  Möglichkeiten. Die Anzahl  $n$  hängt zum einen vom Restfehler ab, der toleriert werden kann (siehe Abschnitt 4.2.3.1), und damit vom zulässigen Frequenzabstand der Stützstellen und zum anderen von der Bandbreite der zu

erwartenden Frequenzdrift. Will man z.B. einen Bereich von  $\pm 500$  MHz um 75 bzw. 79 GHz herum in 100 MHz-Schritten abdecken, werden je 11 Parametersätze als Stützstellen benötigt. Bei 79 GHz kommt man evtl. mit weniger Frequenzpunkten aus, da hier die Temperaturdrift geringer ist (Anhang B.1). Außerdem verläuft die Frequenzabweichung mit der Temperatur im gesamten Frequenzbereich in die gleiche Richtung (Anhang B.1), so dass nicht alle  $n^2$  Kombinationen in Frage kommen und der Auswertebereich eingeschränkt werden kann. Wird die Bandbreite der Frequenzdrift so groß, dass die Freiraummesswerte, die über der Frequenz in erster Näherung auf einem m-Kreis (keine wesentliche Frequenzabhängigkeit der Amplitude, sondern leitungsabhängige Phasendrehung) liegen, bei gegebenen Leitungslängen mehr als einen Vollkreis durchlaufen, so kann es zu Mehrdeutigkeiten und damit Fehlentscheidungen kommen. Aus diesem Grund müssen die Leitungslängen auf dem Sensor an die erforderliche Bandbreite angepasst werden.

Abbildung 4.12 zeigt den simulierten Verlauf der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  über dem Gebiet der ausgewerteten Stützstellen, von 74,5 bis 75,5 GHz und von 78,5 bis 79,5 GHz. Die beiden Messfrequenzen liegen bei  $f_1 = 75$  GHz und  $f_2 = 79$  GHz, wie an dem eindeutigen Minimum der Kalibrationsfunktion bei diesen Frequenzen zu sehen ist.

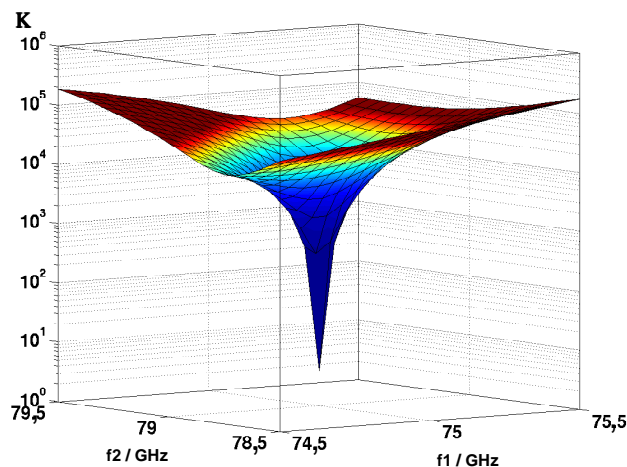


Abbildung 4.12: Verlauf der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  über den Korrekturfrequenzen

#### 4.2.3.1 Restfehler

Liegen die aktuellen Messfrequenzen gerade zwischen den diskreten Frequenzen der abgespeicherten Korrekturwerte, wird durch die Minimierung der Kalibrationsfunktion zwar der der Messfrequenz nächstliegende Parametersatz ausgewählt, es bleibt dadurch jedoch ein Restfehler bestehen. Die folgende Auflistung zeigt, welche Einflüsse die Größe des Restfehlers bestimmen:

- Frequenzabstand der Korrekturparametersätze
- Leitungslängen auf dem Sensor

- Lage der Messfrequenzen zu den nächstliegenden Korrekturfrequenzen
- Auflösung der A/D-Wandler (Genauigkeit der Korrekturparameter)
- absoluter Abstand
- zu messende Abstandsänderung

Abbildung 4.13 zeigt den relativen Fehler der gemessenen Unwucht über dem absoluten Abstand bei einer Frequenzabweichung der Korrekturwerte um bis zu 500 MHz von der tatsächlichen Frequenz.

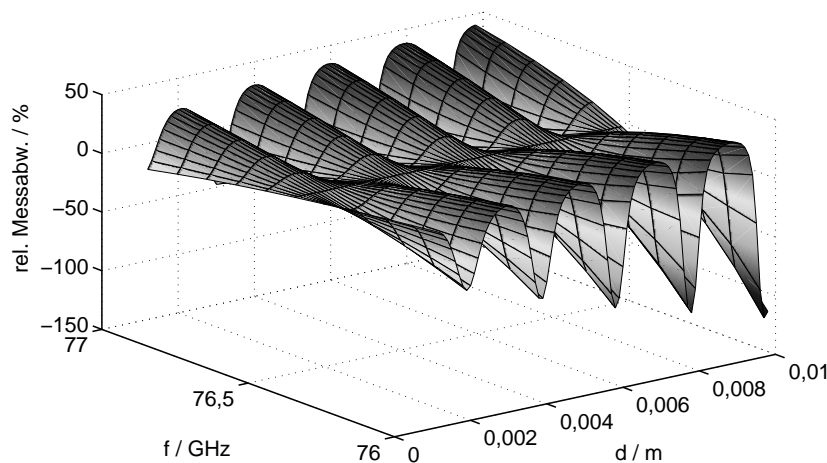


Abbildung 4.13: Relative Messabweichung über dem absoluten Abstand bei Frequenzdrift

Stimmt die aktuelle Messfrequenz mit der der ausgewählten Korrekturwerte überein, so verschwindet der Fehler unabhängig vom absoluten Abstand des Objekts. Bei Abweichungen nimmt der Fehler allerdings mit dem Abstand zu, da die Nutzsignalamplitude gegenüber dem Fehler-Offset abnimmt. Lässt man eine Differenz von 50 MHz zwischen aktuell abgestrahlter Frequenz und Korrekturfrequenz zu (100 MHz Frequenzauflösung der gespeicherten Stützstellen), verbleibt ein maximaler relativer Messfehler von  $\pm 7,5\%$  bei einem absoluten Abstand von 1 cm. Dies gilt bei Leitungslängen auf dem Sensor von 1 cm zwischen Kopplern und Antenne, wie sie im Simulationsmodell des später implementierten Sensors realistisch angenommen werden [38].

Vergößert man diese Längen, wird auch der Fehler bei gleicher Frequenzabweichung größer, da die Freiraummesswerte dann über der Frequenz stärker voneinander abweichen (siehe Tabelle 4.1). Somit ist es wichtig, das Layout möglichst kompakt zu gestalten, um die Anzahl der gespeicherten Korrekturwerte gering halten zu können.

$\Delta f$ / MHz	10 mm	20 mm	30 mm
25	4%	6,5%	10%
50	7,5%	12,5%	20%
100	15%	30%	50%

Tabelle 4.1: Relative Messabweichung bei 1 cm Abstand in Abhängigkeit von der Leitungslänge und der Frequenzabweichung

Da der Restfehler bei den beiden verwendeten Frequenzen im Allgemeinen nicht gleich groß ist, man andererseits aber nicht feststellen kann, bei welcher er geringer ausfällt, kann durch Mittelung der in beiden Fällen gemessenen Unwucht eine Verbesserung zumindest gegenüber dem schlechteren Ergebnis der beiden erzielt werden. Vor allem wenn der Restfehler jeweils das entgegengesetzte Vorzeichen hat, erreicht man damit eine deutliche Verbesserung der Genauigkeit. Befindet man sich mit dem Messobjekt in einem Abstand bei dem sich die Unwuchtskurven bei zwei Frequenzen gerade schneiden, ist der Restfehler jeweils gleich groß und eine Mittelung bringt keine Veränderung.

Das Layout des Sensors sollte für die Mittenfrequenz zwischen den beiden verwendeten Frequenzen ausgelegt werden, um den tatsächlich aufzulösenden Gleichspannungsanteil über der Oszillatorbandbreite möglichst gering zu halten und die gegebene Dynamik der A/D-Wandler optimal auszunutzen. Weicht die Oszillatorfrequenz zu stark von der Designfrequenz ab, verbleibt ein DC-Anteil im Signal, da seine schaltungstechnische, im Layout zu berücksichtigende Unterdrückung nur schmalbandig um die Designfrequenz erfolgen kann.

#### 4.2.3.2 Absoluter Abstand

Beim eben beschriebenen Verfahren sind Messungen bei zwei Frequenzen notwendig (z.B. 75 und 79 GHz). Ein großer Vorteil ist dabei, dass nach erfolgreicher Suche der richtigen Korrekturwerte und damit Erfüllung des Kriteriums auch die tatsächlich momentan abgestrahlten Frequenzen bekannt sind. Somit wird mit Gl. 4.10 neben der Messung von Abstandsvariationen (Unwucht) auch die Bestimmung des absoluten Abstands zwischen Sensor und Messobjekt möglich, zumindest innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs der Oszillatorbandbreite:

$$d = \frac{c}{4\pi} \cdot \frac{\Delta\Phi_{12}}{\Delta f_{12}} \quad (4.10)$$

$\Delta\Phi_{12}$  steht in diesem Fall für die Phasendifferenz zweier zum gleichen Abstand gehörender Punkte (z.B. Maxima der Phasenverläufe) bei zwei Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  mit  $\Delta f_{12} = |f_2 - f_1|$ . Der Eindeutigkeitsbereich beträgt hierbei ca. 3,7 cm bei einem Frequenzabstand von ca. 4 GHz, wobei die Phasenverschiebung auf dem Sensor selbst abgezogen werden muss. Diese könnte man theoretisch für alle verwendeten Korrekturfrequenzen aus den gemessenen Freiraumwerten bestimmen, sofern bei den Freiraummessungen nur das an der Antenne

reflektierte Signal und nicht das direkt eingekoppelte Sendesignal erfasst würde. Da dies aber der Fall ist, muss die Phasenverschiebung auf dem Sensor aus der Kenntnis der Leitungslängen berechnet werden.

#### 4.2.3.3 Adaptive, echtzeitfähige Sensorkalibration

Eine echtzeitfähige Datenvisualisierungs- und Kalibrationsroutine wurde unter Labview implementiert und mit dem VNWA-Messsystem verifiziert [36]. Abbildung 4.14 zeigt die Oberfläche der Kalibrationsroutine.

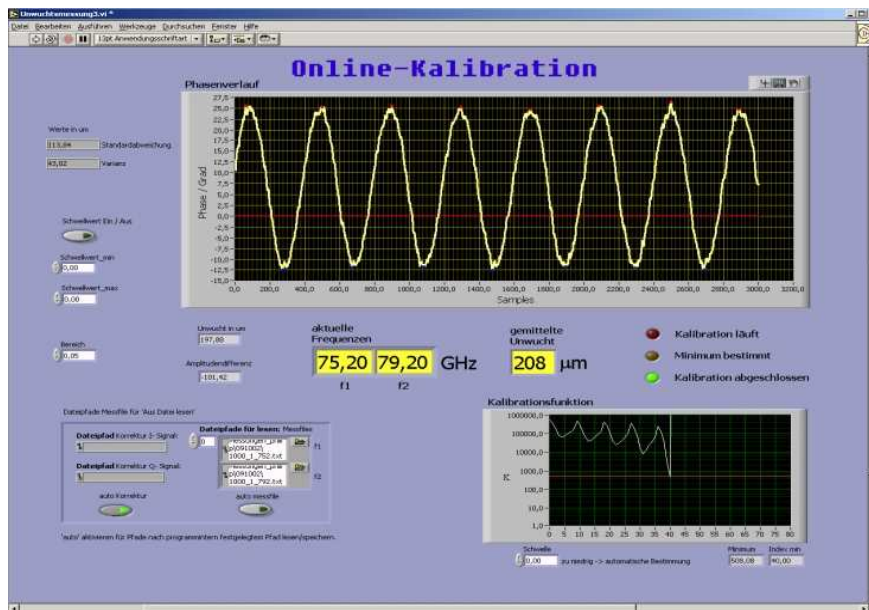


Abbildung 4.14: Programmoberfläche der Kalibrationssoftware in Labview

Hier werden alle wichtigen Parameter eingestellt sowie die Dateipfade der Messwerte und Korrekturparameter angegeben. Im oberen Diagramm sieht man den Phasenverlauf des gemessenen komplexen Basisbandsignals, der das Oberflächenprofil des Messobjekts über den erfassten Umdrehungen wiedergibt. In diesem Fall handelt es sich um eine mit ca. 100  $\mu\text{m}$  exzentrisch laufende Welle. Im unteren rechten Diagramm ist der Verlauf der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  über den ausgewerteten Kombinationen von Korrekturparametern bei beiden Frequenzen dargestellt. Da bei der Optimumsuche jeweils der Korrekturparametersatz für  $f_1$  festgehalten und für  $f_2$  variiert wird, ergibt sich der gezeigte Verlauf mit mehreren lokalen Minima für die Fälle, in denen bei  $f_2$  der aktuell richtige Parametersatz ausgewählt wird, bei  $f_1$  jedoch nicht. Erst wenn bei beiden Frequenzen die passenden Parameter zur Korrektur verwendet werden, ergibt sich das gesuchte globale Minimum der Kalibrationsfunktion. Weiterhin werden die Unwucht, die Amplitudendifferenzen und die beiden momentan ausgewerteten Frequenzen der Korrekturparameter angezeigt. Sobald das Minimum der Kalibrationsfunktion erreicht ist, hält das Programm an. Bei korrekter Funktion des Kalibrationsverfahrens müssen die angezeigten Frequenzen und die Unwucht dann den



tatsächlich bei der Messung verwendeten Werten entsprechen. Aus den nun bekannten Frequenzen kann durch Mittelung die Messunsicherheit in der Unwuchtsanzeige verringert werden. Im weiteren Verlauf der Messung kann nun außerdem die Wellenlaufbahn in Echtzeit verfolgt werden. Aus der Phaseninformation bei beiden Messfrequenzen ist außerdem der Absolutabstand bekannt.

Im Beispiel in Abbildung 4.14 liegen die beiden ermittelten Messfrequenzen bei  $f_1 = 75.2$  GHz und  $f_2 = 79.2$  GHz. Die Exzentrizität der angefertigten und vermessenen Welle wird durch Mittelung zu  $\Delta d = 208$   $\mu\text{m}$  berechnet. Da Ungenauigkeiten bei der Fertigung sowie zusätzliche Toleranzen des benutzten elektrischen Wellenantriebs Abweichungen des gemessenen vom theoretischen Wert erwarten lassen, stellt das Ergebnis ein hervorragendes Resultat dar.

In Abbildung 4.15 sind die Ergebnisse dargestellt, die sich bei der Messung der exzentrisch laufenden Welle nach erfolgter Online Kalibration ergaben. Dargestellt ist die maximale gemessene mechanische Auslenkung  $\Delta d$  der Wellenlaufbahn (Unwucht) bei in verschiedenen Absolutabständen durchgeführter Kalibration und Messung. Das Ansteigen des Messfehlers mit dem Absolutabstand entspricht dem in der Simulation (Abbildung 4.5) berechneten Fehlerverlauf. Der Mittelwert der mechanischen Auslenkung über dem Abstand  $d$  ergibt  $\overline{\Delta d} = 232$   $\mu\text{m}$ , die Standardabweichung beträgt dabei  $\sigma_{\Delta d} = 18.7$   $\mu\text{m}$ . Das entspricht einer Messabweichung von  $\pm 8\%$  über einem Absolutabstandsbereich von 2 cm. Dies zeigt, dass mit dem hier vorgestellten Messverfahren, hohe Messgenauigkeit in einem weiten Arbeitsbereich gegeben ist; ein Ergebnis, dass mit herkömmlichen Induktiv- und Kapazitivsensoren nicht erreichbar wäre.

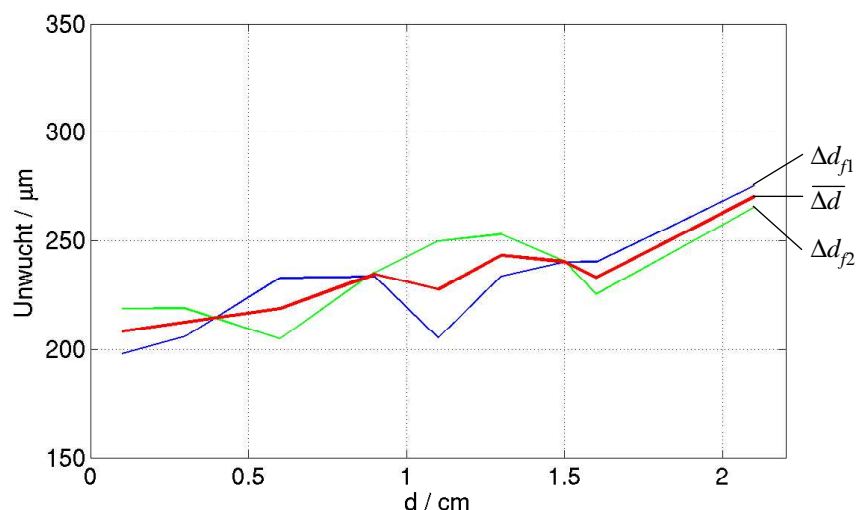


Abbildung 4.15: Maximale gemessene Auslenkung der Wellenlaufbahn (Unwucht) nach Durchführung der Kalibration bei unterschiedlichen Absolutabständen, Messwerte bei beiden Frequenzen sowie Mittelwert

#### 4.2.4 Kalibration bei Änderung der Antennenfehlانpassung

Eine weitere praktisch relevante Anwendung für das Online-Kalibrationsverfahren ist die Kalibration des Sensors bei veränderlicher Antennenfehlانpassung. Je nach Umfeld, in dem der Sensor eingesetzt wird, kann sich Schmutz (Öl, Staub, etc.) auf der Antennenapertur ablagern, wodurch die Anpassung der Antenne immer wieder andere Werte annimmt. Damit verlieren Korrekturparameter, die im Neuzustand des Sensors gemessen und wie in Abschnitt 4.2.3 beschrieben als Frequenzstützstellen abgespeichert wurden, im Lauf der Zeit ihre Gültigkeit. Es ist also wünschenswert, die Suche der richtigen Korrekturparameter von wenigen, zuvor festgelegten frequenzbezogenen Werten auf einen größeren Bereich auszudehnen. Eine komplett freie Suche der Spiralmittelpunkte für beide Frequenzen in der I/Q-Ebene führt allerdings zu Mehrdeutigkeiten und damit Fehlentscheidungen. Zu jedem Punkt bei  $f_1$  kann ein anderer bei  $f_2$  mit gleicher geometrischer Beziehung zum Spiralsegment der Messwerte gefunden werden. Damit verliert das Entscheidungskriterium seine Aussagefähigkeit und das Verfahren führt zu falschen Ergebnissen. Die Menge der möglichen Werte muss also physikalisch sinnvoll eingeschränkt werden, um die Eindeutigkeit wiederherzustellen. Dafür kann man sich zu Nutze machen, dass die Freiraummesswerte über der betrachteten Bandbreite auch bei Verschmutzung beim idealen Messsystem in einem vereinfachten Modell auf einem m-Kreis in der I/Q-Ebene liegen und somit bei gegebenem Frequenzabstand eine durch das Sensorsystem vorgegebene Phasen- und Amplitudenbeziehung besitzen. Dies setzt voraus, dass die Antenne in diesem Frequenzbereich eine weitgehend frequenzunabhängige Anpassung aufweist, die sich auch bei Verschmutzung für alle Frequenzen gleichermaßen ändert. Außerdem muss in diesem Modell die Antennenfehlانpassung den dominierenden Gleichspannungsanteil im Basisband liefern. Für den kalibrierten Laboraufbau mit Netzwerkanalysator und Vivaldi-Antenne sind diese Voraussetzungen für eine Bandbreite von ca. 4 GHz genügend genau erfüllt. Bei bekanntem Abstand der verwendeten Messfrequenzen kann somit für einen Testpunkt der I/Q-Ebene bei der Frequenz  $f_1$  je ein zweiter Testpunkt mit gleicher Amplitude und einer über die Leitungslänge auf dem Sensor berechneten Phasenverschiebung  $\Delta\Theta_0$  für  $f_2$  ausgewählt werden und mit diesen als Korrekturparameter die Kalibrationsfunktion  $\kappa$  ausgewertet werden. Dieses Prinzip zeigt Abbildung 4.16. Links im Bild sind zwei Spiralsegmente dargestellt, die bei der Messung einer mechanischen Bewegung bei zwei unterschiedlichen Frequenzen entstehen. Über den bekannten Frequenzabstand der beiden Messfrequenzen und die bekannte Sensorgeometrie (Leitungslänge) wird jedem Testmittelpunkt des Spiralsegments bei  $f_1$  ein Mittelpunkt für das Spiralsegment bei  $f_2$  über den m-Kreis (gestrichelt bzw. durchgezogen) zugeordnet. Wertet man die Kalibrationsfunktion  $\kappa$  auf diese Weise aus, werden aus der gesamten I/Q-Ebene die gültigen Kalibrationswertepaare ermittelt (Abbildung 4.16, rechts).

Der bekannte Frequenzabstand und die vorausgesetzte frequenzunabhängige Antennenfehlانpassung stellen hierbei die durch das Sensorsystem gegebene Zusatzinformation dar, die notwendig ist, um die Eindeutigkeit des Entscheidungskriteriums wiederherzustellen. Das Minimum der Kalibrationsfunktion zeigt also wiederum den

kalibrierten Zustand des Sensors an, ihr entsprechender Verlauf ist in Abbildung 4.17 über einem Ausschnitt der I/Q-Ebene als Simulationsergebnis dargestellt.

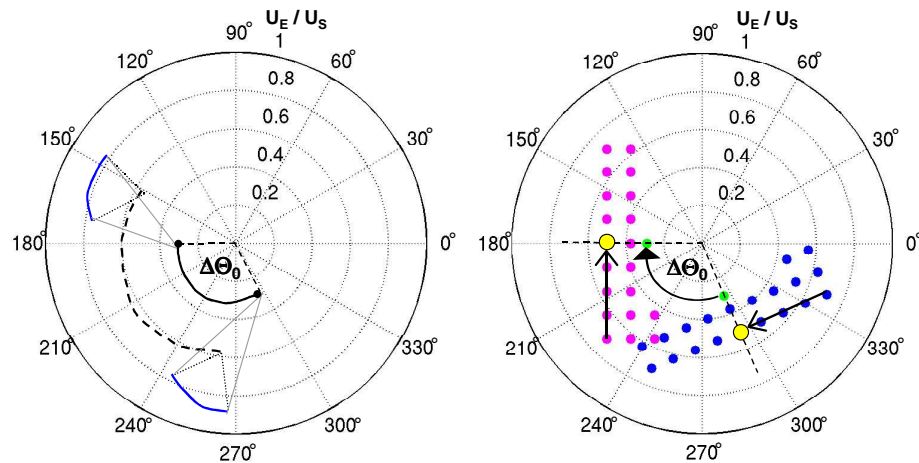


Abbildung 4.16: Prinzip der Suche des Spiralmittelpunkts mit festem Phasen- und Amplitudenbezug bei Abweichung der Antennenfehlانpassung durch Verschmutzung

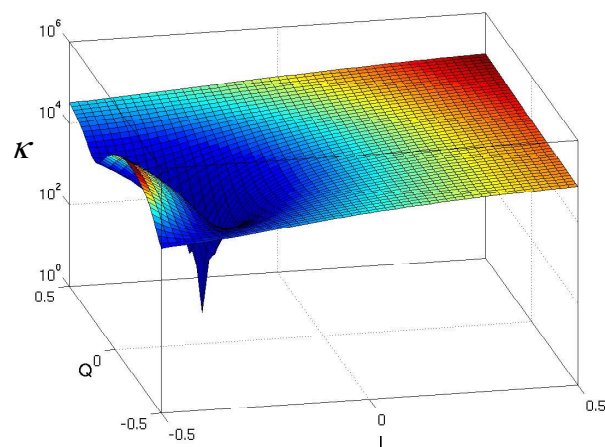


Abbildung 4.17: Verlauf der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  über einem Ausschnitt der gesamten I/Q-Ebene

#### 4.2.4.1 Der Systemreflexionsfaktor (SRF)

Die Kalibration der Antennenfehlانpassung bei Einwirkung von externer Verschmutzung stellt den Fall des realen Sensoreinsatzes dar. Daher wird nun der am einfachen Modell dargestellte Sachverhalt für den realen Sensor erweitert. Um die Eindeutigkeit der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  zu gewährleisten, wird der systeminhärente Zusammenhang der Freiraummesswerte in Amplitude und Phase über die Kalibrationsbandbreite benötigt. Wie

bereits mehrfach erwähnt, setzt sich der Freiraummesswert aus der Überlagerung der Signalanteile ohne Reflexionsobjekt vor dem Sensor zusammen. Einer dieser Anteile ist die Antennenfehlانpassung. Der Freiraummesswert soll nun als Systemreflexionsfaktor (SRF) bezeichnet werden. Die bisher gemachten Messungen wurden mit dem in Kapitel 3 vorgestellten Messsystem gemacht. Dort besteht der Freiraummesswert hauptsächlich aus der Antennenfehlانpassung. Hierauf bezieht sich die obige Aussage, dass der Freiraumwert bei Antennenverschmutzung weiterhin über der Frequenz auf einem m-Kreis verläuft, der die Eindeutigkeit garantiert. Beim realen Sensor ist dieser Sachverhalt nicht mehr gegeben. Durch die Überlagerung der verschiedenen Fehlersignalanteile, kommt es zu einem arbiträren Verlauf des SRF, der aber dennoch wie der m-Kreis die einzelnen Frequenzpunkte über der Messbandbreite in Beziehung setzt. Der Verlauf des SRF stellt also die Ortskurve der möglichen Freiraummesswerte über der Frequenz beim realen Sensorsystem dar. Es wird sich bei Verschmutzung der Antennenapertur im realen Betrieb, eine entsprechende Änderung des Verlaufs des SRF einstellen. Diesen nachzubilden und somit die schmutzbedingte Änderung der Antennenfehlانpassung zu erfassen und herauszurechnen muss also das Ziel sein, um die Eindeutigkeit der Kalibrationsfunktion zu gewährleisten. Hierzu muss der SRF mathematisch genau modelliert werden. Über eine modellgestützte Parameteroptimierung werden dann die Korrekturwerte an den aktuellen Sensorzustand angepasst.

#### 4.2.4.2 Mathematische Modellierung des SRF

Das verwendete Messsystem besteht, wie bereits beschrieben, aus einem Antennenkopf, der die Vivaldi-Antenne trägt und dem Hohlleiterübergang auf die Antenne. Die Vivaldi-Antenne ist in diesem Fall auf Kaptonfolie realisiert, die in den Antennenkopf eingeklemmt wird. In Abbildung 4.18 ist das hier verwendete Antennensystem schematisch dargestellt. Man sieht den keilförmigen Antennenkopf mit dem innenliegenden Hohlleiter. Darin befestigt ist die Vivaldiantenne auf Kaptonfolie, wobei hier nur die Folie angedeutet ist. Im Hintergrund ist ein mögliches Gehäuse zu sehen, auf das später noch eingegangen wird. Die Auswertung mittels Impulsreflektometrie ergibt, dass insgesamt vier Stoßstellen existieren, von denen Leistungsanteile reflektiert werden. Örtlich zugeordnet von links nach rechts entspricht dies Reflexionsanteilen vom Übergang zwischen Antennenkopf und Hohlleiter, vom Beginn der Kaptonfolie im Hohlleiter, vom Ende des Hohlleiters und vom Übergang zwischen Antenne und Luft.

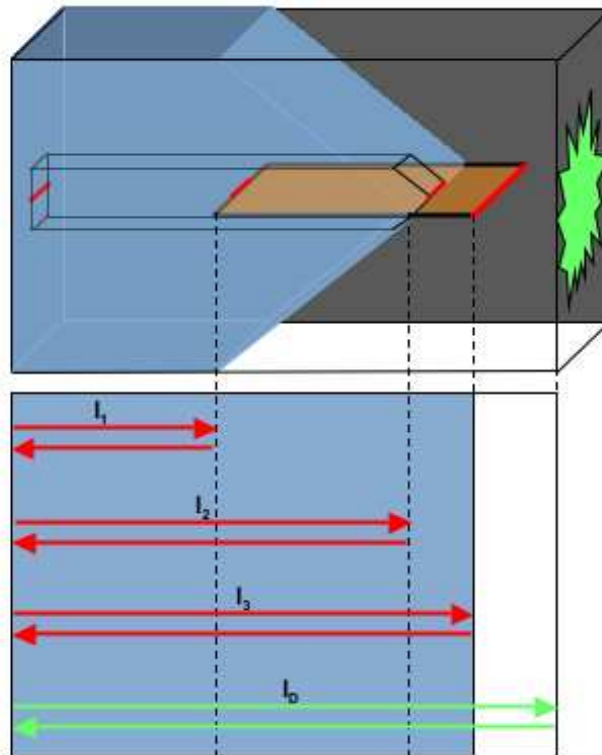


Abbildung 4.18: Schematisches Antennensystemmodell mit Stoßstellenebenen und Längen

Die Stoßstelle am Übergang zwischen Hohlleitersystem und Antennenkopf wurde in dieser Untersuchung aufgrund kleiner Einflüsse vernachlässigt. Die Entfernungen der einzelnen Stoßstellen zur Kalibrationsebene beeinflussen die Phasendrehung über die Bandbreite. Der SRF setzt sich also aus einzelnen Signalanteilen zusammen, die jeweils gemäß

$$\underline{S}(f) = \underline{r} \cdot e^{j(\alpha t l + \beta_0 \cdot l + \phi_0)} \quad (4.11)$$

angesetzt werden können.

Die Länge  $l$  ist nicht die mechanische, sondern die elektrische Länge und wird durch Impulsreflektometrie bestimmt, so dass als Unbekannte nur der komplexe Reflexionsfaktor der jeweiligen Stoßstelle sowie der systembedingte absolute Phasenoffset  $\phi_0$  verbleiben. Die Ausbreitungskonstante  $\beta_0$  ist frequenzabhängig.

Der Systemreflexionsfaktor besteht in diesem Modell aus drei Einzelreflexionssignalen, die komplex addiert werden. In jeder der Einzelsignalkomponenten existiert eine komplexe Unbekannte, der Reflexionsfaktor  $\underline{r}$ . Um diesen zu errechnen, wird ein Gleichungssystem mit drei Gleichungen aufgestellt, welche jeweils jeden Stoßstellenanteil und somit drei unbekannte komplexe Reflexionsfaktoren enthalten. Damit ist das Gleichungssystem eindeutig lösbar. Zur Lösung wird das Gleichungssystem mit der über der Frequenz gemessenen Systemreflexionsfaktorkurve gleichgesetzt:

$$\begin{aligned}
 SRF_{gemessen}(f_1) &= \underline{r}_1 \cdot e^{j(\beta_{0,f1} \cdot l_1 + \phi_0)} + \underline{r}_2 \cdot e^{j(\beta_{0,f1} \cdot l_2 + \phi_0)} + \underline{r}_3 \cdot e^{j(\beta_{0,f1} \cdot l_3 + \phi_0)} \\
 SRF_{gemessen}(f_2) &= \underline{r}_1 \cdot e^{j(\beta_{0,f2} \cdot l_1 + \phi_0)} + \underline{r}_2 \cdot e^{j(\beta_{0,f2} \cdot l_2 + \phi_0)} + \underline{r}_3 \cdot e^{j(\beta_{0,f2} \cdot l_3 + \phi_0)} \\
 SRF_{gemessen}(f_3) &= \underline{r}_1 \cdot e^{j(\beta_{0,f3} \cdot l_1 + \phi_0)} + \underline{r}_2 \cdot e^{j(\beta_{0,f3} \cdot l_2 + \phi_0)} + \underline{r}_3 \cdot e^{j(\beta_{0,f3} \cdot l_3 + \phi_0)}
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

Der gesamte SRF ergibt sich dann zu:

$$SRF(f) = \underline{r}_1 \cdot e^{j(\beta_0 \cdot l_1)} + \underline{r}_2 \cdot e^{j(\beta_0 \cdot l_2)} + \underline{r}_3 \cdot e^{j(\beta_0 \cdot l_3)}
 \tag{4.13}$$

wobei die Längen  $l_1$ ,  $l_2$  und  $l_3$  durch Impulsreflektometrie bestimmt wurden, während der Offsetwinkel  $\phi_0$  zu 0 gesetzt werden kann, da er in allen Termen gleichermaßen auftritt. Die Parameter für Gl. 4.13 sind in Tabelle 4.2 aufgeführt.

$l_1 = 1,27 \text{ cm}$	$ \underline{r}_1  = 0,075$	$\phi_1 = 73^\circ$
$l_2 = 2,70 \text{ cm}$	$ \underline{r}_2  = 0,056$	$\phi_2 = 283^\circ$
$l_3 = 3,75 \text{ cm}$	$ \underline{r}_3  = 0,105$	$\phi_3 = 253^\circ$

Tabelle 4.2: Messtechnisch ermittelte Parameter für Gl. 4.13

In Abbildung 4.19 ist auf der linken Seite der gemessene SRF mit den im mathematischen Modell verwendeten Messpunkten zu sehen. Auf der rechten Seite ist der mathematisch errechnete SRF zu sehen. Simulation und Messung stimmen dabei deutlich erkennbar sehr gut überein.

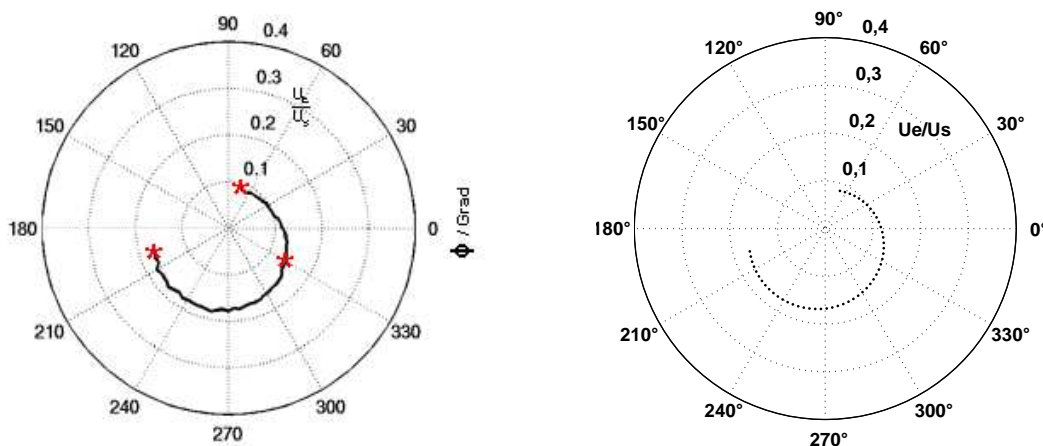


Abbildung 4.19: Systemreflexionsfaktor über 3 GHz Bandbreite, gemessen und modelliert

Es ist deutlich zu sehen, dass die vereinfachte Annahme eines m-kreisförmigen Verlaufs des SRF im realen System nicht gerechtfertigt ist. Die geringen Abweichungen zwischen Messung und Simulation stammen von nicht berücksichtigten Mehrfachreflexionen zwischen den einzelnen Stoßstellen. Es ist daher applikationsabhängig abzuschätzen, welcher Aufwand zur

mathematischen Modellierung des Systems für die benötigte Genauigkeit aufgebracht werden muss.

Nachdem die Zusammensetzung des Systemreflexionsfaktors durch Einzelsignale zur Übereinstimmung mit dem realen Systemreflexionsfaktor geführt hat, muss das Modell gemäß Abbildung 4.18 um den Einfluss der Aperturverschmutzung in der Entfernung  $l_D$  des Gehäuseteils vor der Antennenapertur (Radom) auf vier Stoßstellen erweitert werden. Dieses Radom wird bereits ohne Verschmutzung ein zusätzliches Reflexionssignal liefern. Auf der Außenseite des Gehäuses können sich außerdem Ablagerungen festsetzen. Diese Ablagerungen werden die Reflektionseigenschaften an diesem Ort ändern und eine Änderung des gesamten SRF bewirken. Eine dickschichtige Ablagerung kann hier nicht exakt nachgebildet werden. Zur Vereinfachung wurde eine dünne Kunststoffolie als Träger für Verschmutzungen direkt vor die Apertur gespannt. Somit ergibt sich  $l_D = l_3$  (Abbildung 4.20).

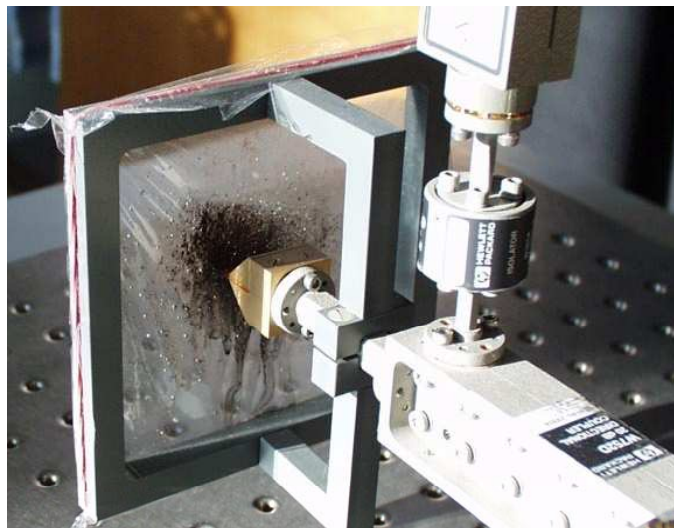


Abbildung 4.20: Dünne Kunststoffolie vor der Apertur mit aufgebrachtener Verschmutzung

Bei einem durch Messung bekannten Startverlauf des SRF wird es möglich sein durch Veränderung des komplexen Reflektionsfaktors  $r_D$  an der Stelle  $l_D$  den Einfluß einer Ablagerung nachzubilden. Im Folgenden sind zunächst die Systemreflexionsfaktoren bei verschiedenen Verschmutzungen des Sensors gezeigt. Abbildung 4.21 zeigt einige gemessene SRF jeweils über eine Bandbreite von 3 GHz unter Einfluss verschiedener Ablagerungen in der Antennenaperturebene. Bei Ablagerungen von Wasser und Öl kommt es bereits zu einer signifikanten Änderung des SRF verglichen zum Grundzustand aus Abbildung 4.19. Während Öl und Wasser das Sendesignal nur geringfügig schwächen, führen Metallspäne in der Apertur zu einer starken Reflexion des Sendesignals. Dies wird ein sehr schwaches Empfangssignal zur Folge haben, wodurch die Messgenauigkeit stark herabgesetzt wird.

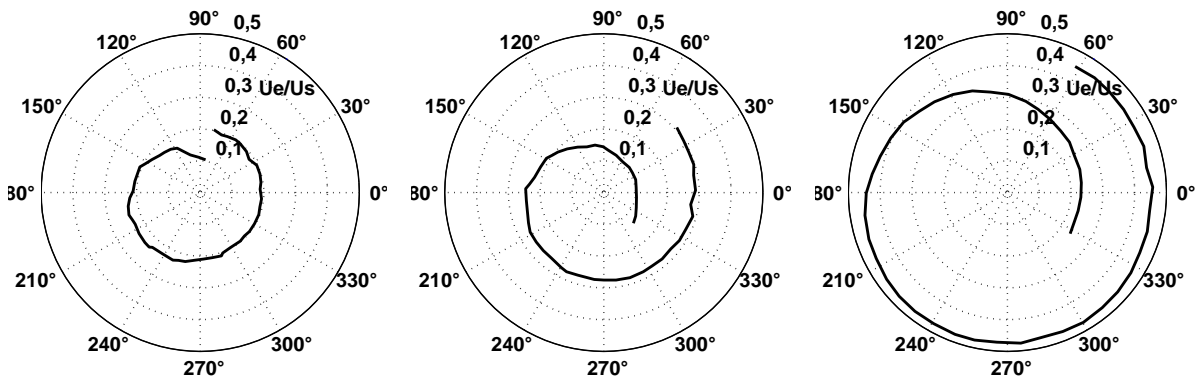


Abbildung 4.21: Gemessene Systemreflexionsfaktoren über 3 GHz mit Öl, mit Wasser und mit Metallspänen in der Antennenaperturbene (von links nach rechts)

Hier gut zu erkennen sind die Abweichungen vom sauberen Zustand je nach Material, das sich auf das Sensorgehäuse ablagert. Geht man von einer komplexen Addition der einzelnen Reflexionssignale aus, erhält man auf sehr einfache und elegante Weise das von der Verschmutzung verursachte Signal, indem man den gestörten SRF von dem SRF im Grundzustand des Systems komplex subtrahiert. Es ergibt sich ein Reflexionssignal, das in seiner Amplitude über die Bandbreite nahezu konstant bleibt und einen Phasenwinkel über die Bandbreite entsprechend seiner Entfernung  $l_D$  durchläuft. Diese Frequenzunabhängigkeit von  $l_D$  war Voraussetzung für die Verwendung des eben beschriebenen Modells. Bei jeder der hier verwendeten Ablagerungen, hat sich nahezu der selbe Phasenwinkel des separierten Schmutzreflexionssignals über die Bandbreite ergeben, was bestätigt, dass alle Ablagerungen in der selben Entfernung, nämlich auf dem Gehäuse zu liegen kamen. Ausgehend von einer konstanten, reflektierten Amplitude wie bei den sensorinternen Stoßstellen, hat das separierte Schmutzsignal noch zwei Freiheitsgrade. Die Unbekannten sind dabei die vom Material abhängige, reflektierte Amplitude und Phasenlage, also der komplexe Reflexionsfaktor  $r_D = |r_D| \cdot e^{j\phi_D}$ . Betrachtet man den Sensor im eingebauten Zustand, so soll eine fehlerfreie Funktionalität auch unter Schmutzeinfluss garantiert sein. Wie später noch in Kapitel 7 beschrieben wird, haben Verschmutzungen des Sensors großen Einfluss auf das auszuwertende Signal und machen damit eine korrekte Phasenauswertung ohne adaptive Kalibration unmöglich. Mit einer Korrektur, die adaptiv auf die sensorinternen Reflexionsanteile ein „Schmutzsignal“ addiert, dessen Reflexionsfaktor durch eine Parameteroptimierung mit dem oben vorgestellten Modell bestimmt wird, lässt sich das System zuverlässig kalibrieren und zusätzlich Informationen über den Verschmutzungsgrad erhalten.

#### 4.2.4.3 Antennenfehlpassungs-Änderungs-Prädiktion

Durch die Verwendung des Parametermodells wird das Entscheidungskriterium aus Abschnitt 4.2.1 in Verbindung mit der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  wieder eindeutig. Ausgehend von einer gemessenen Kurve des SRF im Neuzustand werden bei bekannten Messfrequenzen innerhalb der Bandbreite die Parameter des Sensorsystems für das Modell definiert. Mit der



Kalibrationsfunktion  $\kappa$  kann das System vor einem z.B. rotierenden Objekt kalibriert werden. Ändert sich die Antennenfehlanspassung auf Grund von Ablagerungen, ist das Entscheidungskriterium aus Amplitude und Phase nicht mehr erfüllt. Durch Variation des komplexen Reflektionsfaktors  $\underline{r}_D$ , wird die Verschiebung des SRF simuliert. Das Entscheidungskriterium liefert erst dann ein absolutes Minimum, wenn der vorliegende Verschmutzungsfall  $|r_D|, \phi_D$  korrekt ermittelt wurde. Die Eindeutigkeit ist dabei wie in Abschnitt 4.2.4.1 beschrieben durch den SRF gegeben. Wird das Minimum von  $\kappa$  gefunden, so ist auch der momentane Wert von  $\underline{r}_D$  bekannt und damit der Verlauf des kompletten Verlaufs des SRF über die Sensorbandbreite. Somit reicht zur Kalibration in diesem Fall sogar die Kenntnis über den Frequenzabstand der beiden Messfrequenzen, da über den SRF zwei Punkte mit einem bekannten Frequenzabstand eindeutig einander zuzuordnen sind. Abbildung 4.22 zeigt die Eindeutigkeit der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  jetzt aufgetragen über dem Optimierungsparameter  $r_D = |r_D| \cdot e^{j\phi_D}$ .

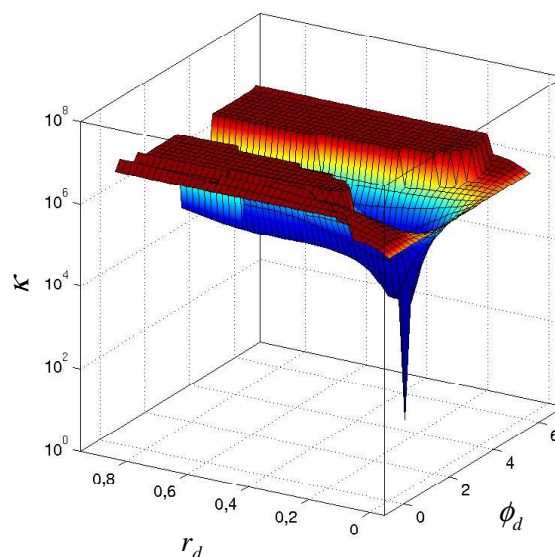


Abbildung 4.22: Verlauf der Kalibrationsfunktion bei modellgestützter Parameteroptimierung  $r_D, \phi_D$

Abbildung 4.23 zeigt die oben beschriebene Parameteroptimierung für eine mit Kfz-Bremsstaub verschmutzte Antenne. Die durchgezogene Linie stellt den gemessenen SRF im sauberen Zustand über eine Bandbreite von 3 GHz dar und bildet somit die Startwerte für die Parameterschätzung. Die grauen Quadrate stellen den unter Schmutzeinfluss gemessenen SRF dar. Ziel ist also, aus dem Signal im Neuzustand (durchgezogen) das im verschmutzten Zustand (graue Quadrate) zu erzeugen. Das Entscheidungskriterium liefert die Werte  $|r_D| = 0,0587; \phi_D = 288^\circ$ . Hieraus lässt sich der neue Verlauf des SRF aus der ursprünglichen Messung berechnen (gepunktete Kurve). Die Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung ist hervorragend. Die gerechneten Punkte liegen genau innerhalb der gemessenen

grauen Quadrate. An dieser Stelle sei nochmals betont, dass zur Errechnung des SRF keine Kenntnis über die Verschmutzung verwendet wurde. Lediglich die Minimumsuche der Kalibrationsfunktion  $\kappa$  liefert über den modellierten SRF den komplexen Reflektionsfaktor  $\Gamma_D$ . In Abbildung 4.23 ist zusätzlich noch der Verlauf von  $\Gamma_D$  über der Frequenz (gestrichelt) aufgetragen.

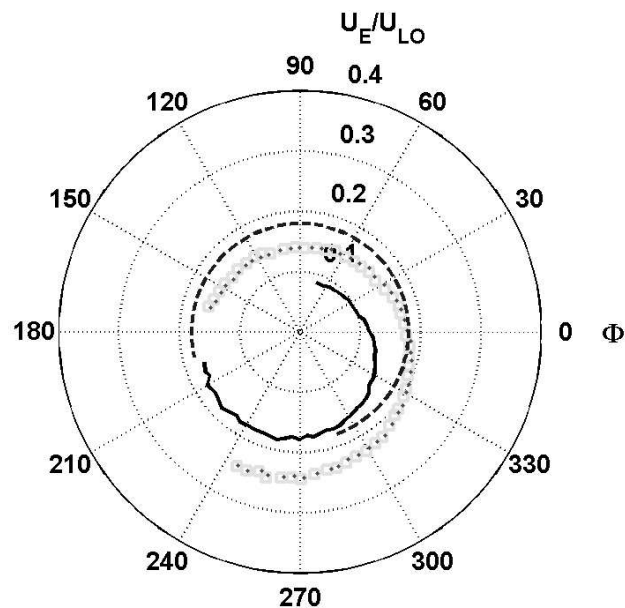


Abbildung 4.23: Funktion der adaptiven Kalibration: Berechnung der aktuell gültigen SRF-Kurve aus einer gemessenen SRF-Kurve im sauberen Zustand der Antenne

Zusammenfassend lässt sich also sagen: Das vorgestellte Kalibrationsverfahren ermöglicht die Kalibration des Radarsensors im eingebauten Zustand. Dazu muss eine genaue mathematische Beschreibung des Sensors über der Frequenz vorliegen (SRF). Diese sollte im Neuzustand messtechnisch ermittelt werden. Danach kann durch eine gezielte Variation des komplexen Streuparameters, der eine mögliche Verschmutzung darstellt, das System nachkalibriert werden. Als Entscheidungskriterium dient auch hier wieder die Kalibrationsfunktion  $\kappa$ , die zwei Frequenzen benötigt. Eine gewisse Frequenzschwankung um die jeweiligen Kalibrationsfrequenzen  $f_1$  und  $f_2$  kann dabei herausgerechnet werden, da die Entfernung zur Antennenapertur  $l_D$  bekannt ist. Ist die Frequenzänderung jedoch zu stark bzw. ändert sich der Frequenzabstand zwischen den beiden Kalibrationsfrequenzen zu sehr, ist das Modell nicht mehr gültig. Wird schaltungstechnisch für stabile Frequenzen gesorgt, so stellt das vorgestellte Verfahren ein hervorragendes Verfahren dar, den Sensor im Betrieb zu kalibrieren und Einwirkungen wie Antennenaperturverschmutzungen auszugleichen. Dadurch wird eine vom Absolutabstand unabhängige Messung gewährleistet.

Abschließend sei noch erwähnt das die Kalibration nur zur genauen Ermittlung von Abständen benötigt wird. Eine qualitative Beschreibung eines Vibrationsspektrums ist ohne

Kalibration möglich. Der unkalibrierte Signalanteil befindet sich nach der FFT lediglich im Gleichspannungsanteil und kann vernachlässigt werden.

#### 4.2.5 Erweiterungen des Kalibrationsverfahrens

Bisher wurden die prinzipiellen Möglichkeiten und die praktisch relevanten Anwendungen des im Verlauf dieser Arbeit entwickelten Online-Kalibrationsverfahrens untersucht. An dieser Stelle soll auf mögliche Erweiterungen des Verfahrens eingegangen werden, mit deren Hilfe seine Leistungsfähigkeit noch gesteigert werden kann. Grundsätzlich ist es möglich, die beiden Vorgehensweisen, Kalibration bei Frequenzdrift und Kalibration bei Änderung der Antennenfehlanspassung, zu kombinieren. Zuerst werden mit Hilfe der Kalibrationsfunktion aus einigen Korrekturparametern als Frequenzstützstellen die den aktuellen Messfrequenzen nächstliegenden bestimmt und diese dann mit festgehaltenem Phasen- und Amplitudenbezug in einem relevanten Bereich variiert. Dadurch können sowohl die Frequenzunsicherheit als auch die Verschmutzung der Antennenapertur ausgeglichen werden, sofern letztere nicht so gravierend ist, dass die gespeicherten Stützstellen keinerlei Gültigkeit mehr besitzen. Weiterhin lässt sich so ein adaptives Verfahren aufbauen, das den Sensor ausgehend vom Neuzustand bei kontinuierlich zunehmender Verschmutzung trotz Frequenzunsicherheit kalibriert, indem in schnell wiederkehrenden Zyklen erst die Frequenzdrift mit Stützstellen, dann die Verschmutzung durch Variation der Parameter um die gefundene Stützstelle kompensiert wird und anschließend alle Stützstellen entsprechend für den nächsten Zyklus angepasst werden.

Das Entscheidungskriterium selbst, also die Auswertung von Unwucht und Amplitudenschwankung bei zwei Frequenzen kann ebenfalls erweitert werden. Bisher wurde nur die Gleichheit der Unwucht und der Amplitudenschwankungen bei jeweils zwei Frequenzen als Indiz für die Fehlerfreiheit der Messung gefordert. Zusätzlich kann ein realistisches Spiralmodell für die Messwerte zu Grunde gelegt werden, das auf der Freiraumdämpfung basiert. Die Amplitudenschwankungen sind dabei mit der Unwucht gekoppelt, so dass nur physikalisch sinnvolle Kombinationen bei der Minimierung der Kalibrationsfunktion berücksichtigt werden, was Fehlentscheidungen verhindert. Erweitert man zudem das Kalibrationsverfahren auf die Auswertung aller abgetasteten Messwerte, so dass der gesamte Phasenverlauf, also das Bewegungsprofil z.B. der vermessenen Motorwelle, und nicht nur seine Extremwerte in die Entscheidung einfließt, erhält man eine weitere Leistungssteigerung.



# Kapitel 5

## Erreichbare Leistungsfähigkeit des Prototyps

Nachdem in Kapitel 2 die Anforderungen an einzelne Baugruppen des Sensors aufgeführt werden und in Kapitel 3 die spezifische Antennenentwicklung beschrieben ist, wird in den zwei folgenden Kapiteln die Entwicklung und der Aufbau des Prototyps beschrieben. In diesem Kapitel wird das Schaltungskonzept gezeigt und die für die Realisierung ausgewählten aktiven Komponenten der Fa. UMS beschrieben. Daraus werden charakteristische Kenngrößen sowie die erreichbare Leistungsfähigkeit des Prototyps berechnet. Die Integration des Sensors ist in Kapitel 6 dargestellt.

### 5.1 Systemkonzept des Prototyps

#### 5.1.1 Schaltungskonzept

Bei der Entwicklung des Schaltungskonzepts werden die Eigenschaften der verfügbaren aktiven Halbleiter bereits berücksichtigt. Der passive Schaltungsteil ist in Mikrostreifenleitungstechnik realisiert.

Anders als in Kapitel 2 dargestellt, geschieht die Generierung des 76,5 GHz Signals in zwei Stufen aus einem VCO und einem nachgeschaltetem Vervielfacher. In Abbildung 5.1 ist das Konzept für den Prototyp dargestellt, der im Rahmen dieser Arbeit realisiert wird. Das vom VCO erzeugte Ausgangssignal wird in der folgenden Stufe verdoppelt und verstärkt. Der Vervielfacher hat zwei Ausgänge, die mit „main“ und „aux“ gekennzeichnet sind. Der „main“-Ausgang speist die Antenne, während der „aux“-Ausgang zum Treiben des LO-Eingangs des Zweikanalmischers verwendet wird. Der Hybrid H1 dient zur Trennung von Sende- und Empfangspfad, der Hybrid H2 dient zur Herstellung der Quadraturbedingung für das Empfangssignal an den Mischereingängen. Nicht benötigte Tore an den Hybriden werden durch spiralförmige Absorber reflexionsfrei abgeschlossen. Für den Prototyp stellen diese Spiralen einen guten Kompromiss hinsichtlich Dämpfung und Herstellungsaufwand dar. Die Isolation des Hybridkopplers H1 bewirkt die Unterdrückung der direkten Einkopplung des Sendesignals in den Empfangspfad. 25 dB Entkopplung sind mit einem Koppler realisierbar. Durch die Aufteilung des eingekoppelten Signals in I- und Q-Kanal am Hybridkoppler H2 sinkt der Pegel zusätzlich um 3 dB. Der gesamte Pegel des direkt eingekoppelten Signals liegt

daher in der Praxis mindestens 28 dB unter dem „Main“-Ausgangssignal des VCOs pro Kanal (Abbildung 5.1).

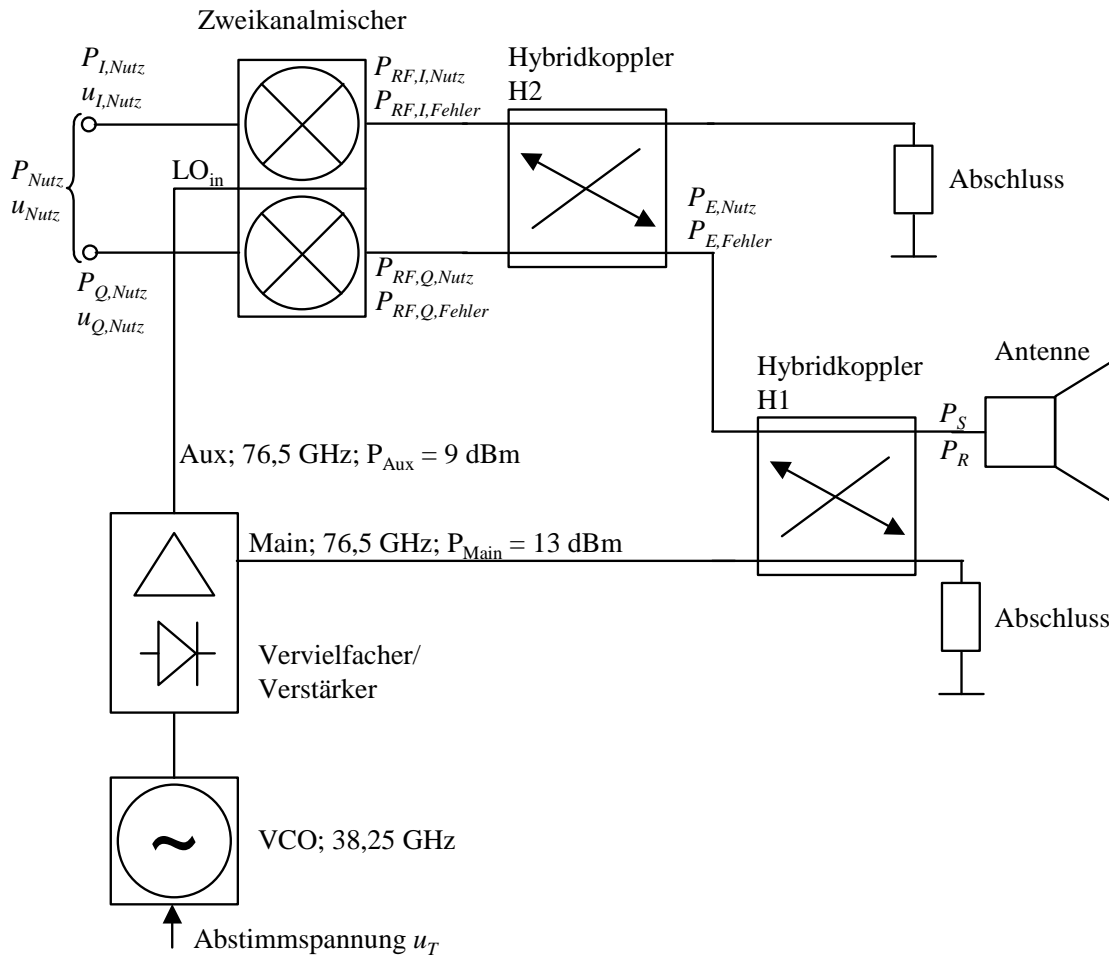


Abbildung 5.1: Blockschaltbild des Schaltungslayouts für den Prototyp

Die Messgenauigkeit des Sensors wird wesentlich von der Unterdrückung des in Kapitel 4 beschriebenen Gleichspannungsanteils abhängen. Daher ist in dem hier vorliegenden Entwurf die Unterdrückung des Gleichspannungsanteils besonders optimiert. Der Gleichspannungsanteil entsteht durch ein zum Referenzsignal (LO-Signal) kohärentes und abstandsunabhängiges HF-Signal. Dieses setzt sich wiederum aus verschiedenen Anteilen zusammen (Abschnitt 4.1) und soll im weiteren Verlauf als Fehlersignal bezeichnet werden. Um eine maximale Unterdrückung des Fehlersignals zu erreichen, sind die zum Fehler beitragenden Signale in der Phasenlage optimiert. Dies bedeutet, dass sämtliche Leitungslängen so ausgelegt sind, dass sich durch die Überlagerung aller Fehlersignale an den Mischereingängen im I- und Q-Kanal ein minimaler Leistungswert für das resultierende Gesamtfehlersignal ergibt. Damit ist auch der Gleichspannungsanteil im Basisband minimal. Das entsprechende optimierte Schaltungsdesign wird in Kapitel 6 behandelt.

## 5.1.2 Millimeterwellen MMICs von UMS

UMS hat für die Realisierung des Sensors die erforderlichen Millimeterwellenschaltkreise bereitgestellt. Aus den möglichen Schaltkreisen wurde ein 76,5 GHz Chipsatz ausgewählt, der sonst bei ACC-Anwendungen zum Einsatz kommt. Es handelt sich um folgende Funktionsgruppen:

- Q-Band Voltage Controlled Oscillator (VCO) CHV 2243
- W-Band Vervielfacher/Verstärker CHU 2277
- W-Band Zweikanalmischer CHM 2378

Alle Bauteile sind in Chipform vorhanden und werden über Bondverbindungen mit externen Mikrostreifenleitungsstrukturen verbunden. Beim Einbau müssen Anpassnetzwerke implementiert werden, um die Induktivität der Bonddrähte zu kompensieren. Diese wurden nach Angabe des Herstellers aus den Datenblättern (Anhang B) übernommen.

### 5.1.2.1 VCO CHV 2243

Der Oszillator ist in P-HEMT (High Electron Mobility Transistor)-Technologie realisiert. Als Substrat wurde GaAs verwendet. Eine Schottky-Diode wird als Varaktor benutzt. Der Oszillator schwingt auf einer Mittenfrequenz von  $f = 12,75$  GHz. Die Frequenz wird anschließend gepuffert und verdreifacht. Somit entsteht das Ausgangssignal mit einer Mittenfrequenz  $f = 38,25$  GHz, welches am RF-Ausgang mit einem Pegel von 7 dBm zur Verfügung steht. Die Frequenz ist innerhalb eines Abstimmereiches von  $f = 36,75$  GHz bis zu  $f = 39,75$  GHz über die Varaktordiode mit einer Abstimmspannung  $u_T$  einstellbar. An einem Hilfsausgang kann die Grundschwingung  $f = 12,75$  GHz abgegriffen werden. Dies kann für eine PLL genutzt werden. Die gesamte DC-Leistungsaufnahme beträgt 0,59 W (Anhang B.1).

### 5.1.2.2 Vervielfacher/PA CHU 2277

In diesem Chip sind ein Frequenzverdoppler, der die Ausgangsfrequenz von 76,5 GHz erzeugt, und ein Leistungsverstärker integriert. Zur Herstellung wurde ebenfalls ein P-HEMT-Prozess in GaAs verwendet. Bei einer Eingangsleistung von 5 dBm bei 38,25 GHz stellt dieses Bauteil zwei Leistungspegel bei 76,5 GHz an verschiedenen Ausgängen zur Verfügung: Am "Main"-Ausgang  $P_{main} = 13$  dBm, am "Aux"-Ausgang  $P_{aux} = 9$  dBm. Die gesamte DC-Leistungsaufnahme beträgt 0,81 W. Auf Grund der sehr guten Nebenlinienunterdrückung (Anhang B.2) kann auf Bandpassfilter nach dem Vervielfacher verzichtet werden, was das Schaltungslayout deutlich vereinfacht. Das sehr geringe Amplitudenrauschen von -137 dBc/Hz bei 1 kHz Offset vom Träger zeichnet dieses Bauteil außerdem aus. Starkes Amplitudenrauschen würde die Phasenmessung beeinträchtigen, da es

im Empfangspfad nicht unterdrückt werden kann. Der Einsatz balancierter Mischer unterdrückt lediglich das AM-Rauschen im LO-Pfad.

### 5.1.2.3 Mischer CHM 2378

Dieser Mischer ist als passiver balancierter Zwei-Kanal-Mischer ausgeführt. Der Mischprozess wird an zwei Schottky-Dioden durchgeführt. Der Mischer ist innerhalb einer Bandbreite von 3 GHz um die Mittenfrequenz von 76,5 GHz spezifiziert. Die Zwischenfrequenzen können innerhalb eines Bereiches von 0 Hz (DC) bis 100 MHz liegen, was für die direkte Basisbandmischung erforderlich ist. Der LO-Eingang ( $LO_{in}$ ) muss mit einem Leistungspegel zwischen 4 und 11 dBm angesteuert werden. Der Konversionsverlust bei der Mischung beträgt 8 dB. An den RF-Eingängen darf ein maximaler Leistungspegel von 3 dBm auftreten. Die Leistungsaufnahme beträgt 6,75 mW. Die Rauschzahl beträgt  $NF = 35$  dB. Da der Mischer für den Einsatz bei Zwischenfrequenzen  $f_{ZF} < 100$  MHz ausgelegt ist, weist er äußerst niedriges Funkelrauschen auf (-162 dBm/Hz @ 100 kHz) (Anhang B.3). Dies ist wiederum eine notwendige Voraussetzung für die direkte Basisbandmischung.

In der folgenden Tabelle sind die zuvor diskutierten Kenngrößen, die sich aus dem Schaltungskonzept und den verwendeten Bauelementen ergeben, noch einmal kurz zusammengefasst. Die minimale Gesamtfehlerunterdrückung von 28 dB wurde durch ein optimiertes Design übertroffen und zu 35 dB gemessen.

Größe	Wert
Nutzbandbreite	6 GHz
Mittenfrequenz	76,5 GHz
Ausgangsleistung des VCO, $P_{Main}$	13 dBm
LO-Treiberleistung, $P_{Aux}$	9 dBm
Anpassung Antenne	-15 dB
Isolation Hybrid (H1)	25 dB
Durchgangsdämpfung Hybrid (H2)	3 dB
mindest Gesamtfehlerunterdrückung	28 dB
Gesamtfehlerunterdrückung (gemessen)	35 dB

Tabelle 5.1: Kenngrößen des Sensorsystems, die sich aus dem Blockschaltbild (Abbildung 5.1) sowie den verwendeten Bauelementen ergeben. Die gemessene Gesamtfehlerunterdrückung ergibt sich aus der phasenoptimierten Überlagerung der einzelnen Fehlersignale

Durch die bereits erwähnte phasenoptimierte Überlagerung der Fehlersignale, wurde in Kapitel 6 eine Fehlersignalunterdrückung von 35 dB gemessen. Die theoretische angenommene Unterdrückung von 28 dB wird übertroffen. Alle nachfolgenden Berechnungen



zur Leistungsfähigkeit des Prototyps werden mit den im Schaltungsdesign erreichten Messergebnissen durchgeführt, um einen realistischen Vergleich zwischen Simulation und Messung zu gewährleisten.

## 5.2 Vergleich VNWA-System mit Prototyp

Mit den Kenngrößen aus Abschnitt 5.1 wird die erreichbare Leistungsfähigkeit des Prototyps dem Messsystem aus Kapitel 3 gegenübergestellt. In einem Vergleich zwischen VNWA-Messsystem und Sensorprototyp wird die Leistungsfähigkeit des in dieser Arbeit entwickelten Systems aufgezeigt. Der Vergleich beider Systeme wird hier anhand des Verhältnisses von Nutzsignalamplitude zu Fehlersignalamplitude (Signal zu Fehler Verhältnisses, SFV) und der damit verbundenen Vergrößerung des möglichen Absolutabstands  $d$  - bzw. der Verbesserung der Messgenauigkeit geführt. Die Signale müssen dazu nicht im Basisband betrachtet werden, da sich das Verhältnis von Nutz- und Fehlersignal bei der Mischung ins Basisband nicht ändert. Ein Pegelvergleich der hochfrequenten Signale genügt, sodass die Konversionsverluste der Basisbandmischer nicht berücksichtigt werden müssen.

Zunächst wird das VNWA-Messsystem betrachtet. In Abbildung 5.2 sind das Nutzsignal und das Fehlersignal dargestellt.

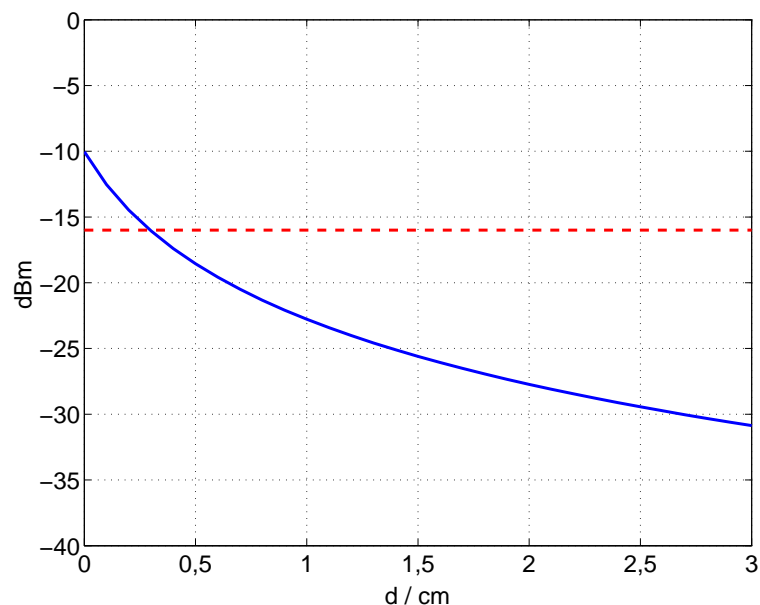


Abbildung 5.2: Nutzleistung  $P_{E,Nutz}$  (—) und Fehlersignalleistung  $P_{E,Fehler}$  (---) beim VNWA-Messsystem gemessen gegen eine ausgedehnte metallische Platte

Die Nutzsignalleistung  $P_{Nutz}$  nimmt mit steigender Entfernung  $d$  des Objekts vom Sensor gemäß der Freiraumdämpfung ab, während das Fehlersignal konstant bleibt, da es sich aus abstandsunabhängigen Signalanteilen zusammensetzt. Die Leistung wird aus der Lage des Zentrums der Spirale die das Nutzsignal über den Absolutabstand  $d$  durchläuft zu

$P_{Fehler} = 17$  dBm bestimmt. Der Schnittpunkt mit dem Nutzsignal ergibt sich für einen Absolutabstand  $d = 0,3$  cm. Bei  $d = 0$  cm beträgt das Signal-Fehler-Verhältnis (SFV) 6 dB. Für den Fall  $d < 0,3$  cm ist das Empfangssignal größer als das Fehlersignal. Für  $d > 0,3$  cm ist das Fehlersignal größer. Im Abstand  $d = 0,3$  cm wird nach der Digitalisierung der Signale zur anschließenden Signalverarbeitung genau die Hälfte der zur Verfügung stehenden Bits des verwendeten D/A-Wandlers zur Quantisierung des Fehlersignals verwendet. Für  $d > 0,3$  cm wird somit die Leistungsfähigkeit des A/D-Wandlers nur mäßig genutzt. Es ergibt sich daher die Anforderung an das System, das konstante Fehlersignal so weit wie möglich zu unterdrücken, um die Dynamik des verwendeten A/D-Wandlers innerhalb eines großen Bereiches  $d$  optimal auszunutzen.

Abbildung 5.3 zeigt die Berechnung von Nutzsignal und Fehlersignal mit der durch den aufgebauten Prototypen erreichten Gesamtfehlerunterdrückung. Das Empfangssignal wird im Basisband abgetastet. Die Empfangsleistung muss daher durch Rechnung rekonstruiert werden.

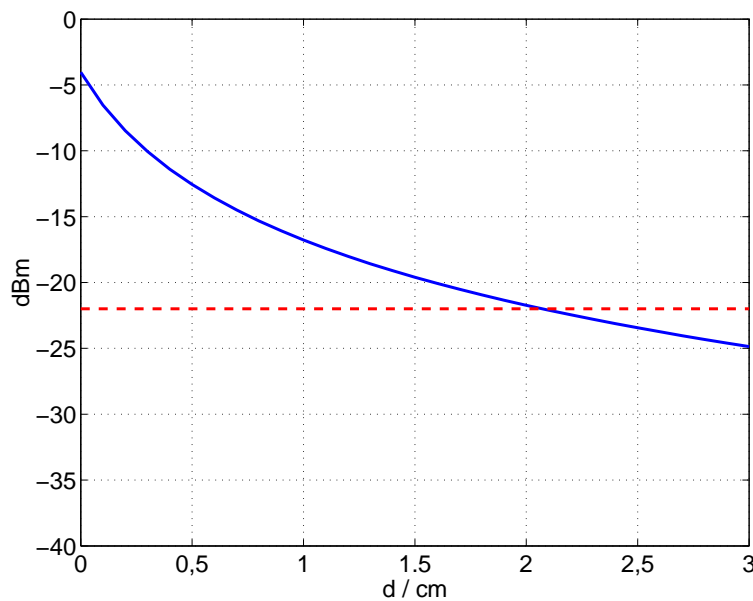


Abbildung 5.3: Berechnete Nutzleistung  $P_{RF,I,Nutz}$  bzw.  $P_{RF,Q,Nutz}$  (—) und Fehlersignalleistung  $P_{RF,I,Fehler}$  bzw.  $P_{RF,Q,Fehler}$  (---) des Prototyps jeweils an einem Mischereingang für eine ideal reflektierende ausgedehnte Platte. Zur Berechnung der Fehlersignalleistung wird die durch Phasenoptimierung erreichte Fehlerunterdrückung von 35 dB verwendet

Die Empfangsleistung wird aus den Kenngrößen der verwendeten aktiven Bauelemente, dem Schaltungskonzept (Abbildung 5.1) und den Ergebnissen zur Antennenkalibration (Kapitel 3) mit  $b = 3,5$  mm berechnet. Die Systemverluste ergeben sich aus der zweimaligen Aufteilung des Nutzsignals am Koppler H1 beim Senden und Empfangen und am Koppler H2 bei der Aufteilung in I- und Q-Kanal zu  $3 \cdot 3,5$  dB = 10,5 dB (gemessen an Teststrukturen). Aus Gl. 3.3 ergibt sich somit exemplarisch für den I-Kanal:

$$P_{RF,I,Nutz}|_{\text{dBm}} = 20 \cdot \log\left(\frac{\lambda}{8\pi \cdot (d+b)}\right) \text{dB} \underbrace{-9 \text{ dB}}_{\text{Normierung } a} + 2 \cdot \underbrace{12 \text{ dBi}}_{\text{Antennen-}} - \underbrace{10,5 \text{ dB}}_{\text{Systemverluste}} + \underbrace{13 \text{ dBm}}_{\text{VCO-Ausgangs-}} \quad (5.1)$$

Der Abstand  $d$ , bei dem Empfangssignal und Fehlersignal am Mischereingang den gleichen Pegel aufweisen, liegt jetzt bei  $d = 2$  cm. Dies ergibt eine zusätzliche Entfernung  $d = 1,7$  cm, für die das Nutzsignal größer ist als das Fehlersignal. Der Pegel des Fehlersignals  $P_{RF,I,Fehler}$  bzw.  $P_{RF,Q,Fehler}$  berechnet sich mit der gemessenen Fehlerunterdrückung von 35 dB (siehe Kapitel 6) und der Sendeleistung des VCOs von 13 dBm zu  $-22$  dBm. Das SFV beträgt bei  $d = 0$  cm 19 dB.

Im Vergleich von VNWA-Messsystem und Prototyp-Layout ergeben sich folgende wesentliche Unterschiede:

- Erhöhung des Nutzsignalpegels um 7 dB im Prototyp-System durch die größere Sendeleistung des VCOs und einer etwas modifizierten Antenne (Anpassung).
- Verbesserung des SFV um 13 dB beim Prototyp bei  $d = 0$  cm

Die Messgenauigkeit des Sensors hängt entscheidend von dem Verhältnis des Fehlersignals zum Nutzsignal ab. In Kapitel 4 wurde dazu bereits eine Kurvenschar dargestellt (Abbildung 4.5). Daraus geht hervor, dass das Signal zu Fehler Verhältnis (SFV) ausschlaggebend für die Linearität der Messung ist und die Linearität der Messung mit zunehmendem Abstand abnimmt. Der Prototyp weist unkalibriert für  $d = 0$  ein SFV von 19 dB auf. Bereits ohne Kalibration ist für kleine Absolutabstände  $d < 5$  mm die Abstandsmessung mit hoher Genauigkeit durchführbar. Um diese Leistungsfähigkeit beim VNWA-System zu erreichen, müsste das SFV um 13 dB verbessert werden. Damit ist es durch das phasenoptimierte Design und die damit erreichte Fehlerunterdrückung von  $-35$  dB gelungen die Anforderungen an die Dynamik der nachfolgenden D/A-Wandler zu reduzieren. Die höhere Sendeleistung bzw. das verbesserte SFV bezogen auf den Absolutabstand erlaubt außerdem höhere Messgenauigkeit bei größeren Absolutabständen.

### 5.3 A/D-Wandler Auflösung im Basisband

Nach dem Mischprozess werden das I- und das Q-Signal durch rauscharme NF-Verstärker soweit verstärkt, dass das Signal weiterverarbeitet werden kann. Um das thermische Rauschen zu begrenzen folgt in der Schaltung ein Tiefpass dritter Ordnung, der eine Grenzfrequenz von 10 kHz besitzt. Die Signale werden anschließend digitalisiert und im Basisband digital weiterverarbeitet. Bevor in Abschnitt 5.4 die durch das thermische Rauschen bestimmten Genauigkeitsgrenzen der Phasen- bzw. Abstandsmessung angegeben werden, soll zunächst die Auswirkung des Rauschens auf die Systemdynamik und die damit verbundene Auslegung der AD-Wandler gezeigt werden.

Die Rauschzahl des Mischers lässt sich nach [39] gemäß Gl. 5.2 berechnen.

$$NF = \frac{N_{out}}{N_{in} \cdot G} \quad (5.2)$$

Dabei bezeichnet  $N_{out}$  die Rauschleistung am Ausgang des Mischers,  $N_{in} = kTB$  die Rauschleistung am Eingang des Mischers innerhalb der Bandbreite  $B$  und  $G$  den Gewinn (Konversionsverlust) des Mischers. Die Bandbreite beträgt  $B = 10$  kHz. Die Rauschzahl  $NF$  des Mischers beträgt gemäß den Herstellerangaben 35 dB. Der hier verwendete passive Mischer weist dabei einen Gewinn von  $G = -8$  dB auf. Es ergibt sich somit folgende Rauschleistung am Mischerausgang bei Zimmertemperatur  $T = 300$  K:

$$N_{out}|_{\text{dBm}} = -114 \text{ dBm} - \underbrace{20 \text{ dB}}_B + \underbrace{35 \text{ dB}}_{NF} - \underbrace{8 \text{ dB}}_G = -107 \text{ dBm} \quad (5.3)$$

Bei der hier verwendeten direkten Mischung ins Basisband in Verbindung mit der I/Q-Demodulation ergibt sich die Signalleistung des Nutzsignals nach den Mischern zu:

$$P_{Nutz} = P_{I,Nutz} + P_{Q,Nutz} \quad (5.4)$$

Durch den über den Abstand  $d$  cosinusförmigen Verlauf der I-Komponente  $u_{I,Nutz}$  und dem sinusförmigen Verlauf der Q-Komponente  $u_{Q,Nutz}$  folgt:

$$P_{Nutz} \leq P_{I,Nutz,max} = P_{Q,Nutz,max} \quad (5.5)$$

Die Leistung des Nutzsignals im Basisband  $P_{Nutz}$  errechnet sich damit am Mischerausgang gemäß Gl. 5.1 zu:

$$P_{Nutz}|_{\text{dBm}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{\lambda}{8\pi \cdot (d+b)}\right) \text{ dB} + \underbrace{-9 \text{ dB}}_{\text{Normierung } a} + 2 \cdot \underbrace{12 \text{ dB}}_{\text{Antennengewinn}} - \underbrace{10,5 \text{ dB}}_{\text{Systemverluste}} + \underbrace{13 \text{ dBm}}_{\text{VCO-Ausgangsleistung}} - \underbrace{8 \text{ dB}}_{\text{Konversionsverlust}} \quad (5.6)$$

Abbildung 5.4 zeigt den Verlauf von Nutzsignalleistung  $P_{Nutz}$  und der Rauschleistung  $N_{out}$  im Basisband über dem absoluten Abstand  $d$  zwischen 0 und 6 cm.

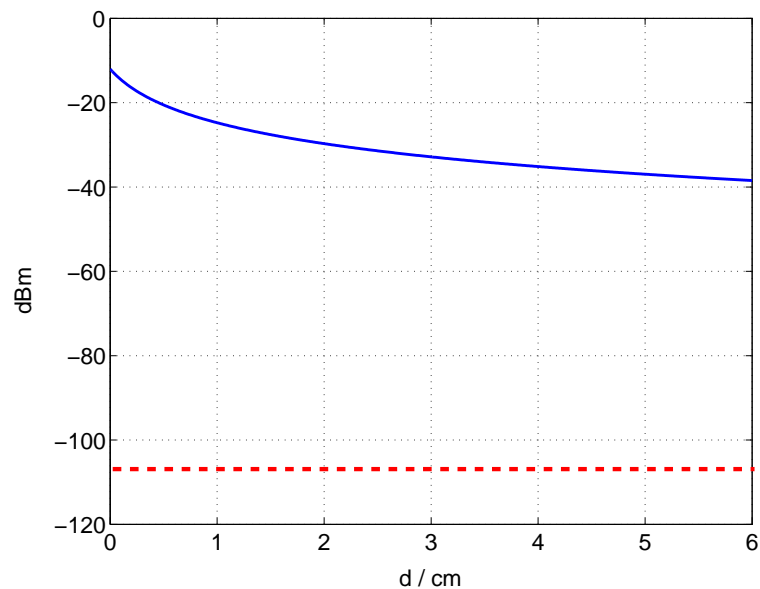


Abbildung 5.4: Verlauf von Nutzsignalleistung  $P_{Nutz}$  (—) am Ausgang des Mischers und Rauschleistung  $N_{out}$  (---) im Basisband für eine ideal reflektierende ausgedehnte Platte

Der Wert für  $b$  sowie für die Konstante  $a$  sind in Abschnitt 3.7.2.1, (Gl. 3.3) berechnet. Der Abstandsoffset beträgt  $b = 3,5$  mm, die Normierungskonstante  $a = -9$  dB. Die Differenz zwischen Nutzsignalleistung  $P_{Nutz}$  und Rauschleistung  $N_{out}$  im Basisband wird als Signal-to-Noise-Ratio (SNR) bezeichnet. Dabei ist das Nutzsignal abhängig von folgenden Größen:

- Entfernung des zu vermessenden Objekts
- Richtcharakteristik und Phasenzentrum der Antenne
- Sendeleistung des VCO und Konversionsverlust des Mischers
- Systemverluste

Das SNR liegt für Absolutabstände  $0 < d < 6$  cm zwischen 96 dB und 71 dB. Die Dynamik des Nutzsignals über den Abstand beträgt 25 dB. Aus dem SNR lässt sich die durch das thermische Rauschen bedingte Messgenauigkeitsgrenze berechnen. Wird der Sensor an einem festen Absolutabstand  $d$  vor einem Messobjekt montiert, resultieren aus der Nutzsignalleistung  $P_{Nutz}$  an diesem Abstand  $d$  aus Abbildung 5.4 am Bezugswiderstand  $R$  die Signalspannungen  $u_{I,Nutz}$  und  $u_{Q,Nutz}$ . Die Messgenauigkeit wird dadurch bestimmt, dass eine minimale Spannungsänderung, die durch die Objektbewegung hervorgerufen wird, im I- oder Q-Kanal vom Sensor detektiert werden kann. Diese untere Grenze wird durch das thermische Rauschen bestimmt. Der Grenzfall ist gerade dann gegeben, wenn die Spannungsänderung der thermischen Rauschspannung entspricht. Die Rauschspannung liegt um das SNR unterhalb der durch die Empfangsleistung gegebenen maximalen Spannung des Nutzsignals  $u_{Nutz}$  im Basisband. Damit ist die kleinste detektierbare Spannungsänderung festgelegt. Für die Auflösung eines D/A-Wandlers bedeutet dies, dass  $u_{LSB}$  sinnvoller Weise kleiner oder gleich

der der Rauschleistung  $N_{out}$  entsprechenden effektiven Rauschspannung  $u_{Nout,eff}$  sein muss. Damit kann die Dynamik  $D_{AD}$  der A/D-Wandler für den I- und den Q-Kanal berechnet werden, wobei Gl. 5.7 für einen festen Absolutabstand  $d_0$  und der entsprechenden Nutzsignalspannung  $u_{Nutz}$  gilt.

$$D_{AD} = 20 \cdot \lg\left(\frac{u_{Nutz}}{u_{Nout,eff}}\right) = 20 \cdot \lg\left(\frac{u_{LSB} \cdot 2^n}{u_{LSB}}\right) = 20 \cdot \lg(2^n) \quad (5.7)$$

Dabei ist  $n$  die Wortbreite des A/D-Wandlers.  $u_{LSB}$  bezeichnet die kleinste auflösbare Spannung. Bei der Umrechnung in ein logarithmisches Maß muss mit Amplitudenwerten gerechnet werden, da am A/D-Wandler eine Umsetzung von Spannungsamplituden vorgenommen wird. Der A/D-Wandler ist dann optimal ausgenutzt, wenn die Dynamik  $D_{AD}$  gerade dem SNR am vorliegenden Absolutabstand  $d_0$  entspricht. Für ein SNR von 67 dB im Abstand  $d = 6$  cm erhält man aus Gl. 5.7 eine maximal verwendbare Anzahl von  $n = 11$  Bit. Wird eine geringere Bitanzahl als  $n = 11$  gewählt, verschlechtert sich die Auflösungsgenauigkeit. Werden mehr Bits verwendet, so verbessert sich die Auflösung nicht weiter, da jedes zusätzliche Bit innerhalb der Rauschunsicherheit liegt. Ein A/D-Wandler mit höherer Genauigkeit bringt nur dann einen Genauigkeitsgewinn, wenn durch Mittelungsverfahren das Rauschen reduziert wird und somit das SNR vergrößert wird. Dies ist dann allerdings applikationsspezifisch zu untersuchen.

In Abbildung 5.5 ist die resultierende Auflösung bei steigender Bitanzahl für zwei Absolutabstände  $d = 6$  cm und  $d = 2,5$  cm dargestellt. Auf der Ordinate ist der Auflösungsgewinn gegenüber dem Fall  $n = 0$  Bit in dB aufgetragen. Es ist deutlich zu erkennen, dass durch die sinkende Signalleistung die maximale Auflösung für höhere Abstände begrenzt wird. Der Auflösungsgewinn bei der Wahl eines Bits mehr innerhalb des sinnvollen Bereichs beträgt 6 dB.

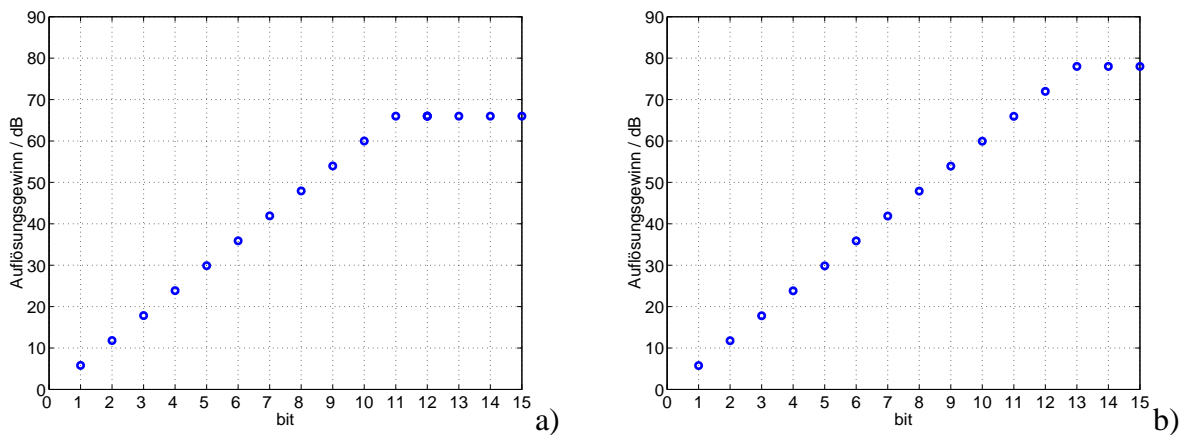


Abbildung 5.5: a) Auflösungsgewinn eines  $n$ -Bit A/D-Wandlers bezogen auf den Fall von 0 Bit für ein SNR von 67 dB bei  $d_0 = 6$  cm; b) entsprechend für ein SNR von 76 dB bei  $d_0 = 2,5$  cm

Für  $n > 11$  Bit ergibt sich für  $d = 6$  cm kein weiterer Genauigkeitsgewinn mehr. Befindet man sich mit dem Objekt im Abstand  $d = 2,5$  cm (Abbildung 5.4), beträgt das SNR 76 dB. Somit ergibt sich hier die Obergrenze der Bitanzahl zu  $n = 13$ . Bei einer Zunahme des SNR um 10 dB müssen also 2 zusätzliche Bits investiert werden, um die Messgenauigkeit zu optimieren. Die Spannungsamplitude  $u_{LSB}$  ist in diesem Fall zwar identisch, aber das höhere SNR sorgt bei der Berechnung der Phase für eine größere Empfindlichkeit und damit für eine bessere Phasen- bzw. Abstandsmessgenauigkeit.

## 5.4 Thermisches Rauschen und Genauigkeitsgrenze

Es werden nun die tatsächlichen absolutabstandsabhängigen Grenzen der Phasen- bzw. Abstandsmessung berechnet. Aus der Amplitude der I-Komponente und der Amplitude der Q-Komponente wird die Amplitude und Phase des Nutzsignals im Basisband bestimmt. Eine Änderung des Abstandes  $d$  um  $5 \mu\text{m}$  entspricht einer Phasenänderung von ca.  $1^\circ$ . Die Phase wird gemäß Gl. 2.12 durch die arctan-Funktion bestimmt. Im Ursprung der I/Q-Ebene ist die arctan-Kurve am steilsten. Dies ist in Abbildung 5.6 zu sehen.

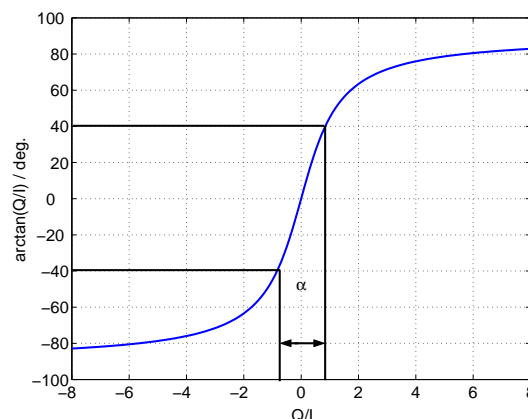


Abbildung 5.6: arctan-Phasendetektionskurve - innerhalb des Bereiches  $\alpha$  ist die Steilheit am größten

Um Signale noch detektieren zu können, müssen sie vom Rauschen unterschieden werden können. Innerhalb des Arbeitsbereichs  $\alpha$  auf der Abszisse ergeben sich auf der Ordinate große Änderungen. Dies bedeutet, dass eine durch thermisches Rauschen begrenzte Genauigkeit im Bereich des Nulldurchgangs der Q-Komponente  $u_{Q,Nutz}$  zur größten Messunsicherheit führen wird. Daher wird dieser Bereich genutzt, um den Einfluß des Rauschens auf die Messgenauigkeit zu berechnen. Die I-Komponente  $u_{I,Nutz}$  hat hier ihr Maximum und für sehr kleine Wegänderungen  $\Delta d$  hängt somit die arctan-Funktion annähernd linear von der Änderung der Q-Komponente ab.  $u_{I,Nutz}$  kann in diesem Bereich konstant maximal angenommen werden. Die Phasenänderung  $\Delta\Phi$  berechnet sich aus der Phasendifferenz zweier aufeinanderfolgender Messwerte  $\Phi_2$  und  $\Phi_1$ .

$$\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1 = \Phi_2 \quad (5.8)$$

Durch die maximale Steilheit der arctan-Funktion ist die Detektion in diesem Arbeitsbereich maximal rauschempfindlich und die Messgenauigkeit entsprechend minimal.

Die kleinste messbare Phasenänderung berechnet sich aus der kleinsten messbaren Änderung der Spannungsänderung  $\Delta u_{Q,Nutz}$ . Die Spannungen von I- und Q-Kanal müssen dabei über der Rauschspannung liegen. Da es sich bei einem Rauschprozess nicht um einen periodischen Vorgang handelt, muss mit Effektivwerten gerechnet werden:

$$u_{Nout,eff} = \sqrt{\hat{u}_{Nout}^2} \quad (5.9)$$

$$u_{I,Nutz} > u_{Nout,eff} \quad (5.10)$$

$$u_{Q,Nutz} > u_{Nout,eff}$$

Bei Leistungsanpassung am Mischerausgang wird die maximale Leistung  $P_V$  an den Verbraucher abgegeben. Leistungsanpassung gilt hier sowohl für das Nutzsignal als auch für das Rauschsignal. Bei Leistungsanpassung gilt allgemein:

$$P_V = \frac{u_{eff}^2}{4 \cdot R} \quad (5.11)$$

Dabei bezeichnet  $P_V$  die Leistung am Verbraucher, wobei der Innenwiderstand  $R_i$  der Quelle gleich dem Lastwiderstand  $R_V$  ist. Aus dem Datenblatt (siehe Anhang B.3) geht hervor, dass optimale Rauschanpassung bei  $R_V = 50 \Omega$  erzielt wird, die geringste Einfügungsdämpfung allerdings bei  $R_V = 200 \Omega$ . Der Lastwiderstand wird daher zu  $R_V = 100 \Omega$  gesetzt. Der Ausgangswiderstand des Mixers wird als Innenwiderstand der Quelle betrachtet und ebenfalls näherungsweise aufgrund eines VSWR von 2:1 (siehe Anhang B.3) zu  $R_i = 100 \Omega$  angenommen. Somit gilt:  $R_V = R_i = R = 100 \Omega$ . Damit ergibt sich eine effektive Rauschspannung:

$$u_{Nout,eff} = \sqrt{N_{out} \cdot 4 \cdot R} \quad (5.12)$$

Die Rauschleistung  $N_{out}$  bestimmt sich nach Gl. 5.3 zu  $-107$  dBm.

Da es sich bei den Nutzsignalen um Gleichspannungen handelt gilt:

$$u_{Nutz} = \hat{u}_{Nutz} = u_{Nutz,eff} \quad (5.13)$$

Somit gilt dann für die Nutzsignale:

$$u_{Nutz,eff} = u_{Nutz} = \sqrt{4 \cdot R \cdot P_{Nutz}} \quad (5.14)$$



Um nun die minimal detektierbare Abstandsänderung  $\Delta d$  zu berechnen, wird wie bereits erwähnt der Nulldurchgang der Q-Komponente betrachtet. Die kleinste messbare Änderung der Q-Komponente  $\Delta u_{Q,Nutz}$  ist gerade die Rauschspannung, die I-Komponente hat ein Spannungsmaximum:

$$\begin{aligned}\Delta u_{Q,Nutz} &= u_{Nout,eff} \\ u_{I,Nutz} &= u_{I,Nutz,max} = u_{Nutz}\end{aligned}\tag{5.15}$$

Die minimal detektierbare Abstandsänderung  $\Delta d_{min}$  ergibt sich dann zu:

$$\Delta d_{min} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \Delta\Phi = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \arctan\left(\frac{\Delta u_{Q,Nutz}}{u_{I,Nutz}}\right) = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \arctan\left(\frac{u_{Nout,eff}}{u_{Nutz}}\right) = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \arctan\sqrt{\frac{N_{out}}{P_{Nutz}}}\tag{5.16}$$

In Abbildung 5.7 ist die Genauigkeit der Abstandsänderungsmessung über dem Ort des Messobjekts vor dem Sensor aufgetragen. Für  $d = 1$  cm ergeben sich 16 nm, bei  $d = 6$  cm liegt diese Grenze bei 76 nm.

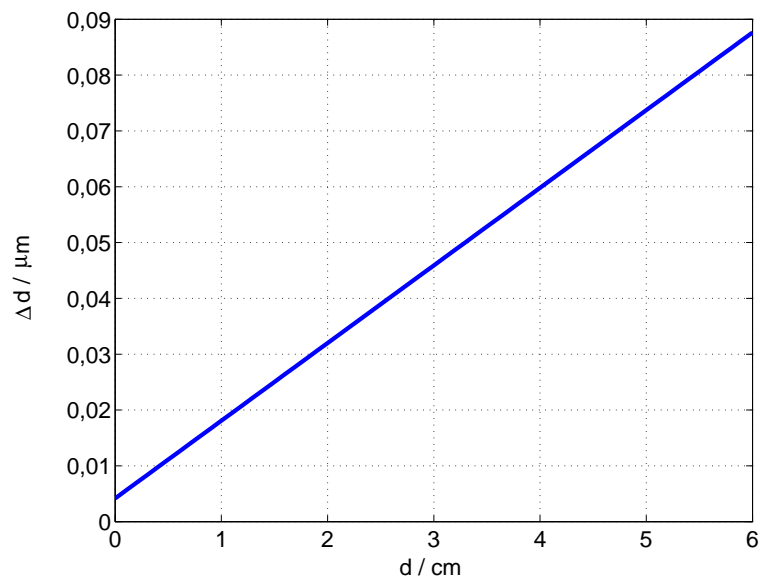


Abbildung 5.7: Grenze für die minimal detektierbare Abstandsänderung  $\Delta d$  begrenzt durch das thermisches Rauschen über dem absoluten Abstand von 0 bis 6 cm

Im Vergleich zu Abschnitt 5.3 ergeben sich folgende Schlussfolgerungen: Mit der maximal möglichen Bitzahl, die sich aus dem SNR an einem festen Abstand  $d = d_0$  ergibt, kann höchstens die Genauigkeit erreicht werden, die in Abbildung 5.7 beim gleichen Abstand  $d_0$  aufgetragen ist. Größere Genauigkeiten können nicht durch eine Erhöhung der Bitanzahl erreicht werden, da jedes zusätzliche Bit, das über die maximal zulässige Anzahl hinausgeht, Rauschen auflöst. Eine Möglichkeit, die Genauigkeit zu steigern, besteht darin, einen Mittelungsprozess durchzuführen und somit das Rauschsignal zu reduzieren. Werden weniger

Bits als die maximal zulässige Anzahl gewählt, so verschlechtert sich die Auflösungsgenauigkeit gemäß Abschnitt 5.3. Dies ist der Bereich oberhalb der Kurve in Abbildung 5.7.

Abschließend sei noch erwähnt, dass die Messgenauigkeit bei konstantem SNR über den vollen Winkelbereich von  $\Delta\Phi = 360^\circ$  erhalten bleibt. Die nichtlineare *arctan*-Funktion (Abbildung 5.6) wird durch die sinus- und cosinusförmig über dem Abstand verlaufende I- und Q-Komponente und die daraus bei der Quotientenbildung entstehende *tan*-Funktion kompensiert.

## 5.5 1/f Rauschen

In vielen physikalischen Bauelementen lässt sich eine Rauschgröße feststellen, deren Spektrum durch  $S(f) \propto 1/f$  gegeben ist. Dieses Rauschen wird auch als Funkelrauschen bezeichnet. Das Spektrum dieses Rauschprozesses resultiert aus der Überlagerung mehrerer Einzelspektren, hervorgerufen durch Störstellen im Halbleiterkristall. Es existieren verschiedene Theorien, wie dieser Rauschprozess beschrieben werden kann [40]. An dieser Stelle soll nur der Einfluss dieser Rauschgröße auf die Zwischenfrequenz abgeschätzt werden. Der für den Mischprozess verwendete Mischer weist ein besonders niedriges 1/f-Rauschen auf. Bei einer Frequenzablage von  $\Delta f = 100$  kHz von der Trägerfrequenz beträgt die Rauschleistungsdichte des 1/f-Rauschens  $-162$  dBm/Hz (siehe Anhang B.3). Für eine Bandbreite von  $B = 10$  kHz ergibt sich daraus durch Integration von 1 Hz bis 10 kHz eine Rauschleistung von  $-107$  dBm. 1 Hz wurde hier als untere Integration verwendet, da bei 0 Hz das 1/f-Rauschen eine Singularität aufweist [40]. Der Einfluss des 1/f-Rauschens ist bereits in der Rauschzahl des Mischers im Datenblatt enthalten und wird daher bei der Berechnung der Messgenauigkeitsgrenze in Abschnitt 5.4 berücksichtigt.

## 5.6 Phasenrauschen

### 5.6.1 Ursachen des Phasenrauschens

Grundsätzlich gibt es in Schaltungen zwei verschiedene Quellen für Rauschen - thermisches Rauschen und Funkelrauschen (siehe Abschnitt 5.5). Innerhalb eines Oszillators kann es zu einer multiplikativen Überlagerung des Rauschens mit dem Träger kommen oder zu einer additiven Überlagerung [41]. Weißes thermisches Rauschen (WGN) ist unabhängig von der Frequenz, d.h. es ist proportional zu  $1/\mathcal{F}^0$ , während das Funkelrauschen eine  $1/\mathcal{F}$ -Charakteristik aufweist. Dabei bezeichnet  $\mathcal{F}$  die Frequenzablage vom Träger. Durch Umwandlung der verschiedenen Rauschgrößen im Oszillator wird aus dem thermischen Rauschen ein Rauschprozess mit einer  $1/\mathcal{F}^2$ -Charakteristik erzeugt und aus dem 1/f-Rauschen ein Prozess mit einer  $1/\mathcal{F}^3$ -Charakteristik [41]. Es können durch weitere

Umwandlung auch noch zusätzliche Rauschgrößen mit der Ordnung  $1/\mathcal{F}^n$ ,  $n = 0,1,2,3,4$  auftreten. Je nach gewähltem Bauteil werden einer oder mehrere dieser Rauschprozesse dominieren.

## 5.6.2 Beschreibung des Phasenrauschens

Mit dem Phasenrauschen werden kurzzeitige, statistische Schwankungen der Frequenz eines Signals um die mittlere Frequenz beschrieben. Das Phasenrauschen einer Quelle wirkt sich bei längerer Betrachtung in der Verbreiterung der Spektrallinie aus. Das Phasenrauschen lässt sich als Winkelmodulation des Trägers beschreiben:

$$u(t) = \sin(2\pi f_0 \cdot t + \Delta\phi(t)) \quad (5.17)$$

Dabei stellt  $f_0$  die Frequenz des Signals dar, während  $\Delta\phi(t)$  statistische Phasenfluktuationen beschreibt. Um das Phasenrauschen messtechnisch zu erfassen, wird die auf die Bandbreite  $B$  bezogene spektrale Leistungsdichte der Phasenschwankungen eingeführt.

$$S_\phi(\mathcal{F}) = \frac{\Delta\phi_{rms}^2}{B} \quad (5.18)$$

Das Argument  $\mathcal{F}$  bezeichnet die Frequenzablage vom Träger bei  $f_0$ .  $S_\phi(\mathcal{F})$  wird in dBc/Hz angegeben [41].

## 5.6.3 Auswirkungen des Phasenrauschens im Sensorsystem

### 5.6.3.1 Herkömmliche Systeme mit langer Laufzeit

Herkömmliche Radarsysteme für Flugverkehr [42], in der Satellitentechnik [43] oder im Kfz-Bereich [44] werden zur Ortung elektrisch weit entfernter Ziele eingesetzt. Die dabei zu überbrückenden Entfernungen in der Größenordnung von einigen Metern bis zu etlichen zehn Kilometern führen zu Signallaufzeiten von der Antenne zum Objekt und zurück von einigen Nanosekunden bis hin zu mehreren zehn Mikrosekunden. Innerhalb dieser Zeit darf es zu keinerlei Drifteffekten (Temperatur, Alterung) der Frequenz kommen, da sonst die Kohärenz des Systems nicht mehr gegeben ist und eine Phasenauswertung des Empfangssignals nicht mehr möglich ist. Insbesondere die Tatsache, dass in derartigen Systemen mehrere zueinander synchronisierte Oszillatoren verwendet werden, verstärkt die Forderung nach hoher Frequenzstabilität, die durch PLL-gesteuerte VCOs oder Synthesizer erfüllt wird.

Das Phasenrauschen der Signalquellen wird durch eine PLL zwar reduziert, aber nicht komplett eliminiert und bestimmt somit unter anderem die Genauigkeit der Phasenmessung. In [45] ist der Einfluss des Phasenrauschens auf die Messgenauigkeit hergeleitet. Dabei wird das auf Grund des Phasenrauschens verbreiterte Spektrum betrachtet. Das Phasenrauschen

wird als statistischer Prozess beschrieben, durch den der zu messenden Phasendifferenz  $\Delta\phi$  eine Standardabweichung  $\sigma_\phi$  zugeordnet werden kann. Diese wird über die Korrelation zwischen Referenzsignal und Empfangssignal nach endlicher Laufzeit  $\tau$  bestimmt. Das Wiener-Khintchine-Theorem [11, 45] setzt dazu das Leistungsdichtespektrum im Frequenzbereich mit der Autokorrelationsfunktion im Zeitbereich in Beziehung:

$$F^{-1}\{S_\phi(\mathcal{F})\} = AKF_{\Delta\phi(t), \Delta\phi(t)}(\tau) \quad (5.19)$$

Somit kann der Einfluss des Phasenrauschens aus dem gemessenen Rauschspektrum des Oszillators berechnet werden.

Zur Phasenauswertung ist zusätzlich der Mischprozess zu beachten, bei dem das auszuwertende Signal auf eine Zwischenfrequenz oder direkt ins Basisband gemischt wird. Auf Grund der langen Signallaufzeit können beide Signale (Empfangssignal und LO-Mischersignal) als unkorreliert betrachtet werden. Dies führt bei der Konversion ins Basisband zu einer Verbreiterung des Spektrums. Für die Messunsicherheit bedeutet dies, dass sich zwei statistische Vorgänge überlagern. In die gesamte Unsicherheit gehen die Phasenunsicherheit des Empfangssignals ebenso ein wie die Phasenunsicherheit des LO-Signals.

Die bis jetzt gemachten Angaben beruhen auf der Tatsache, dass die Entfernungen bezogen auf die Wellenlänge eine inkohärente Betrachtungsweise bedingen. Außerdem wird dadurch die Betrachtung im Frequenzbereich überhaupt erst gerechtfertigt.

### 5.6.3.2 Neuartiges Sensorsystem mit extrem kurzer Laufzeit

Bei dem hier beschriebenen Nahbereichssensor beträgt die Laufzeit zum Objekt und zurück bei 10 cm Objektstand maximal  $\tau = 666$  ps, bei kleinen Abständen sogar nur wenige Pikosekunden. Dazu kommen noch Laufzeiten auf dem Sensor selbst, die aber zunächst vernachlässigt werden sollen. 666 ps entsprechen ungefähr der Periodendauer eines 1,5 GHz Signals, welches somit die minimale Frequenzablage vom Oszillator darstellt, ab der gemäß der Bedingung  $\tau = 1/(\mathcal{F})$  eine Auswirkung auf die Phasenmessung zu erwarten ist. Das Zeitfenster, innerhalb dessen eine Frequenzunsicherheit Einfluss auf das Messsignal haben würde, erlaubt es daher nicht, das durch eine RMS-Messung gewonnene Phasenrauschspektrum [41] mit Frequenzablagen bis wenigen Hz Offset vom Träger zu verwenden. Die Frage ist demnach, in wie weit sich die Oszillatorfrequenz innerhalb dieses kurzen Zeitfensters verschieben kann und ob diese Verschiebung tatsächlich eine messbare Auswirkung hat.

Für diese Auswirkung soll im folgenden zunächst die Messunsicherheit in Form der Standardabweichung gemäß der herkömmlichen Betrachtung für elektrisch weit entfernte Ziele angegeben werden. Ein Phasenrauschspektrum, das durch eine RMS-Messung der effektiven Phasenschwankungen gewonnen wird, stellt die über die Zeit gemittelte spektrale Leistungsdichteverteilung dar. Die Amplituden können hierbei als Auftrittswahrscheinlichkeit

gedeutet werden. Das Phasenrauschen des Systemoszillators mit nachgeschaltetem Vervielfacher (siehe Anhang B.1) wurde mit einem Spektralanalysator bei 76,5 GHz gemessen. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Die Auflösungsbandbreite des Analysators betrug dabei 100 kHz. Somit entspricht das Rauschspektrum im wesentlichen den Angaben aus dem Datenblatt (Anhang B.1).

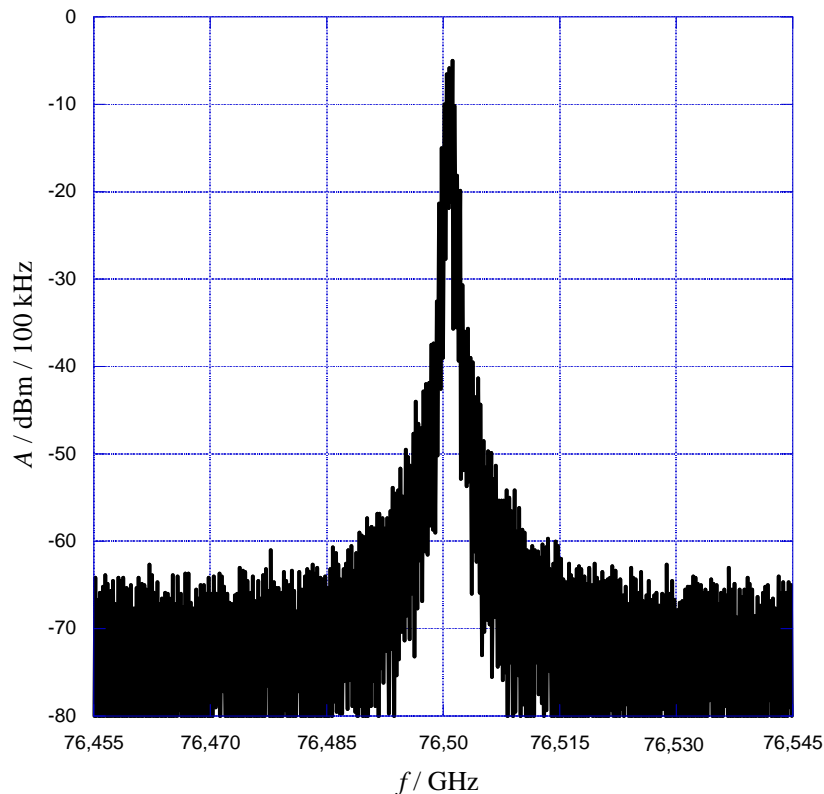


Abbildung 5.8: Gemessenes Phasenrauschspektrum des verwendeten VCOs CHV 2243 von UMS mit angeschlossenem Vervielfacher CHU 2277

Um die Standardabweichung der Phasenmessung im herkömmlichen Radarsystemen  $\sigma_{\phi, \text{radar}}$  zu berechnen, kann Gl. 5.19 umgeschrieben werden zu:

$$\sigma_{\phi, \text{radar}}^2 = 2 \cdot \int_0^{\infty} S_{\phi}(\delta f) \cdot (1 - \cos(2\pi f \tau)) df \quad (5.20)$$

In Gl. 5.20 geht also die komplette Oszillatorbandbreite ein. In Abbildung 5.9 (obere Kurve) ist die Standardabweichung  $\sigma_{\Delta d, \text{radar}}$  der relativen Abstandsmessung angegeben, die sich über die Freiraumwellenlänge aus der Standardabweichung der Phasenmessung  $\sigma_{\phi, \text{radar}}$  ergibt. Der Absolutentfernungsbereich reicht dabei von  $d = 0$  bis 10 cm. Dabei ist die Differenzlänge  $\Delta l$  von 5 cm zwischen Empfangssignal und LO-Mischersignal auf dem Sensormodul, die eine Grundunsicherheit in der Phasenmessung bewirkt, bereits berücksichtigt. Bei einer relativen Dielektrizitätszahl des Duroid-Substrats von  $\epsilon_r = 2,2$  ergibt sich dabei die effektive

Permittivität  $\epsilon_{\text{eff}} = 1,896$ . Die obere Kurve in Abbildung 5.9 stellt also die Messunsicherheit dar, die sich durch den Einfluss des Phasenrauschens bei einem herkömmlichen System ohne Berücksichtigung der kurzen Laufzeit auf das wirksame Spektrum ergibt. Da wie bereits erwähnt durch das extrem kleine Zeitfenster von höchstens  $\tau = 666$  ps die effektive wirksame Frequenzablage von der Mittenfrequenz auf Werte  $\delta f > 1,5$  GHz begrenzt ist und in diesem Frequenzbereich auf Grund des wesentlich schmaleren Kurzzeitspektrums nur geringe spektrale Amplituden auftreten werden, liegt die zu erwartende Messgenauigkeit bei weitaus besseren Werten. Dazu lässt sich gemäß Gl. 5.20 eine „Best-Case“-Abschätzung durchführen, indem die Auswirkungen aller relevanten Frequenzanteile aus dem Phasenrauschspektrum aufintegriert werden und somit die Standardabweichung  $\sigma_{\phi, \text{sensor}}$  der Phasenmessung berechnet wird.

Als untere Frequenzgrenze wird dazu die absolutabstandsabhängige Frequenz in Gl. 5.20 eingesetzt, deren Periodendauer gerade der Zeit entspricht, die die Welle zum Objekt und zurück benötigt.

$$\sigma_{\phi, \text{sensor}}^2 = 2 \cdot \int_{f_1}^{\infty} S_{\phi}(\delta f) \cdot (1 - \cos(2\pi f \tau)) df \quad (5.21)$$

$$f_1 = 1/\tau = c_0/(2d) \quad (5.22)$$

In Abbildung 5.9 (untere Kurve) ist die resultierende Standardabweichung der relativen Abstandsmessung  $\sigma_{\Delta d, \text{sensor}}$  dargestellt. Hier ist ebenfalls bereits die zusätzliche Differenzlaufzeit auf dem Sensor berücksichtigt.

Die „Best-Case“-Abschätzung (untere Kurve) stellt die zu erwartende minimale Unsicherheit dar, wenn lediglich das Phasenrauschen Beiträge zur Messunsicherheit liefern würde. Bei einem Absolutabstand von  $d = 10$  cm beträgt die Standardabweichung  $\sigma_{\Delta d}$  nur 800 nm, für  $d = 0$  beträgt sie 100 nm. Hier ist besonders zu erwähnen, dass diese Messgenauigkeit mit einem handelsüblichen VCO aus der Serienproduktion erreicht wird, der über keine weiteren Maßnahmen zur Frequenzstabilisierung verfügt, wie z.B. eine PLL.

Die Betrachtung für herkömmliche Systeme liefert Unsicherheiten zwischen 4 und 17  $\mu\text{m}$  für den gleichen Entfernungsbereich. Im realen Sensor wird die erreichbare Messgenauigkeit besonders für Absolutabstände  $d \gg 0$  oberhalb der unteren Kurve aus Abbildung 5.9 zu liegen kommen, wird aber nicht auf Grund des Phasenrauschens die obere Kurve überschreiten. Anhand von Messungen, die darüber hinaus alle möglichen im praktischen Betrieb auftretenden Rausch- und Fehlerquellen berücksichtigen, wird in Kapitel 6 am Sensorprototyp gezeigt werden, dass für Entfernungen von 10 cm Messgenauigkeiten kleiner 10  $\mu\text{m}$ , für 0,1 cm sogar 100 nm erreicht werden.

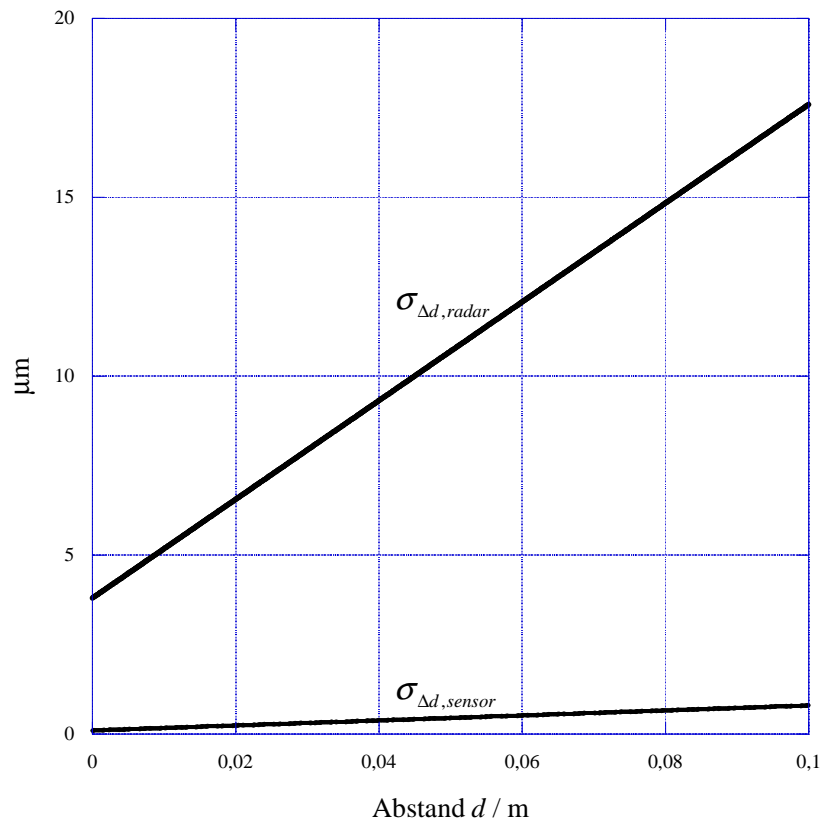


Abbildung 5.9: Messunsicherheit bei der relativen Abstandsmessung nach dem herkömmlichen Verfahren für Radarsysteme mit langer Laufzeit nach Gl. 5.20 (obere Kurve) und „Best-Case“-Abschätzung unter Berücksichtigung der extrem kurzen Laufzeit beim hier vorgestellten Millimeterwellen-Radarsensor nach Gl. 5.21 (untere Kurve)





# Kapitel 6

## Realisierung eines Sensorprototyps bei 76,5 GHz

In diesem Kapitel wird die Realisierung des Prototyps in Mikrostreifenleitungstechnik auf einem RT-Duroid-Substrat vorgestellt. Nach einem kurzen Überblick über die Messtechnik bei Millimeterwellen wird das Konzept aus Kapitel 5 in ein passives Schaltungslayout umgesetzt. Anschließend wird der Prototyp zum Sensormodul integriert und vermessen.

### 6.1 Messtechnik im Millimeterwellenbereich

#### 6.1.1 Koplanartechnik und Mikrostreifenleitungstechnik

Zur Realisierung von passiven Schaltungslayouts im Millimeterwellenbereich werden Strukturen meist in Koplanartechnologie oder in Mikrostreifenleitungstechnologie ausgeführt. Die Koplanartechnik bietet den Vorteil, dass kein Rückseitenprozess nötig ist, da die Massemetallisierung auf der gleichen Ebene geführt wird wie die Signalleitung. Dadurch können passive und aktive Bauteile in Flip-Chip Technologie einfach eingebunden werden - es werden keine Massedurchkontaktierungen benötigt. Die Dispersion und die Abstrahlverluste sind gering. Jedoch treten bei Koplanartechnik zwei gleichberechtigte Moden auf, von denen eine durch Luftbrücken unterdrückt werden muß. Layouts in Mikrostreifentechnologie benötigen einen Rückseitenprozess, da die Massemetallisierung auf der Rückseite aufgebracht ist. Die Dämpfung auf der Signalleitung ist geringer als bei Koplanarstrukturen. Das Dispersionsverhalten ist schlechter als bei Strukturen in Koplanartechnik, da das gesamte Dielektrikum ein Mischdielektrikum aus Luft und Substratmaterial ist und Mikrostreifenstrukturen im Vergleich zu Koplanarstrukturen damit unsymmetrischer sind [47].

Zur Herstellung des Layouts in dieser Arbeit wurde die Mikrostreifenleitungstechnologie gewählt. Sie erlaubt eine einfache Realisierung von Layouts, da in allen Simulationsprogrammen verifizierte Bauteile wie Leitungsstücke, Kurven, T-Stücke, Leiterbreitensprünge und Filterelemente vorliegen. Dies gilt nicht für die Koplanarbauteile. Es sind keine Luftbrücken nötig, die zusätzlichen Aufwand in der Herstellung bedeuten würden. Die Systemantenne, siehe Kapitel 3, ist in antipodaler Struktur ausgeführt und benötigt eine Massemetallisierung auf der Rückseite. Des weiteren sind die verwendeten GaAs-Bauteile von UMS für Anschlüsse in Mikrostreifenleitungstechnik ausgelegt, wie im Anhang B

dargestellt ist. Die Wellenwiderstände können in Mikrostreifentechnologie weitgehend beliebig gewählt werden, während sie in Koplanartechnik zwischen  $30 \Omega$  und  $70 \Omega$  liegen müssen, um zu große Dämpfungen zu vermeiden.

### 6.1.2 Übergang von Koplanarleitung auf Mikrostreifenleitung

Zur Vermessung von Strukturen im Millimeterwellenbereich werden besondere Messsysteme benötigt. Alle Messungen des passiven Systems wurden am Fraunhofer-Institut für angewandte Festkörperphysik in Freiburg (IAF) durchgeführt, da dort die benötigte Messeinrichtung vorhanden ist. Das Messsystem besteht aus einem Netzwerkanalysator HP8510C, der mit einem besonderen Messkopf (Proberkopf) für Millimeterwellenstrukturen ausgestattet ist. Allerdings werden in Freiburg hauptsächlich Strukturen in Koplanartechnik realisiert, weswegen ein Übergang des in Freiburg vorhandenen Koplanarprobers auf Mikrostreifenleitung entwickelt werden musste. Dieser Übergang ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Links in Abbildung 6.1 ist die für die Koplanartechnik typische Dreileiteranordnung zu erkennen. Auf dem Innenleiter wird das Signal geführt, die äußeren Leiter liegen auf Massepotential. Um keine aufwendigen Durchkontaktierungen herstellen zu müssen, wurde ein  $\lambda/4$ -Transformator verwendet, der ein virtuelles Massepotential auf den Außenleitern erzeugt. Dieses Vorgehen wurde in [48] vorgeschlagen. Die Abstände und Breite der Leiter der Koplanarstruktur wurden durch die Abmessungen des Proberkopfes der Messvorrichtung vorgegeben. Als Trägermaterial wird Duroid 5880 mit einer Dielektrizitätszahl von  $\epsilon_r = 2,2$  verwendet. Die Dicke des Substrates beträgt  $127 \mu\text{m}$ , die Kupfermetallisierung auf beiden Seiten je  $17 \mu\text{m}$ .

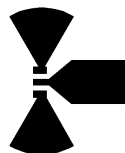


Abbildung 6.1 Übergang von Koplanar- auf Mikrostreifenleitung für Antastung mit einem Waferprober

Um die Güte des Übergangs zu bestimmen, wird eine Durchgangsmessung mit einer Mikrostreifenleitung und zwei Übergängen vorgenommen. Zur Kalibration des Netzwerkanalysators wurde eine Short-Open-Load-Transmissions (SOLT) Kalibrierung durchgeführt. Das Messergebnis zeigt, dass an den Übergängen von der Koplanarstruktur auf die Mikrostreifenleitung starke Reflexionen auftreten. Bei 76,5 GHz ist die Anpassung mit  $-5$  dB schlecht und der Transmissionsfaktor liegt bei  $-3$  dB. Je nach Länge der Leitung bildet sich ein anderes Reflexionsmuster aus. Diese Reflexionen werden von Stoßstellen am Übergang von der Koplanarstruktur auf die Mikrostreifenleitung verursacht. Es bilden sich stehende Wellen auf der Leitung aus, die das eigentlich zu messende Signal überlagern. Diese

Stoßstellen wurden bei der SOLT-Kalibration nicht ausgeblendet, da die verwendeten Standards in Koplanartechnik ausgeführt waren. Die Referenzebene wird mit der SOLT-Kalibration somit vor die Stoßstelle gelegt, so dass diese in die Messung eingeht. Daher müssen Kalibrationsstandards entwickelt werden, die es ermöglichen, innerhalb der hier zur Schaltungsentwicklung benötigten Messbandbreite von ca. 60 – 90 GHz diese Stoßstellen auszublenden.

### 6.1.3 TRL Kalibration

Um die Reflexionen an den Stoßstellen, deren geometrischer Ort genau bekannt ist, aus dem Messergebnis auszublenden, muss die Referenzebene hinter die Stoßstelle verschoben werden. Dazu eignen sich Standards des Thru-Reflect-Line Kalibrationsprinzips (TRL) wie in [49], [50] und [41] vorgeschlagen.

Die verwendeten Kalibrationsstandards sind in Abbildung 6.2 und in Abbildung 6.3 zu sehen. Es gibt zwei Reflect Standards: hier wurde der Open-Standard zur Kalibration verwendet und der Short-Standard zur Verifikation der Kalibration. Der genaue Reflexionsfaktor des Reflect-Standards muß nicht bekannt sein, optimal ist der Betrag des Reflexionsfaktor beim Reflect-Standard 1,0. Die Phase muss nicht bekannt sein. Damit ist ein Reflect Standard einfach herzustellen.

Mit dem Thru-Standard wird die Referenzebene festgesetzt. Die Länge des Thru-Standards kann zu einem beliebigen Wert gewählt werden. Die Referenzebene wird in die Mitte des Thru-Standards gelegt. Hier wurde der Thru aus 2 Open-Standards zusammengesetzt; es wurde kein zusätzliches Leitungsstück eingefügt. Man spricht dann von einem „Zero Length Thru“. Mit dem Line-Standard wird der Referenzwellenwiderstand festgelegt. Der Line-Standard wird auch als Delay-Standard bezeichnet. Es wurde eine Impedanz von  $50 \Omega$  gewählt. Die elektrische Länge beträgt  $90^\circ$  bei Mittenfrequenz von 76,5 GHz relativ zur Länge des Thru-Standards. Das Trägersubstrat besitzt eine Dielektrizitätszahl von  $\epsilon_r = 2,2$ . Es ergibt sich  $\epsilon_{\text{reff}} = 1,896$  und damit die Länge des Line-Standards zu  $l = 0,7114$  mm. Der Wert  $\epsilon_{\text{reff}}$  berechnet sich nach [68]. Die Dämpfung auf dem Line-Standard muss nicht bekannt sein.

Die Bandbreite, innerhalb derer die Kalibration gültig ist, wird hier durch zwei Parameter festgelegt. Da das Massepotential durch die virtuelle Masse eines  $\lambda/4$  Transformators erzeugt wird, beschränkt die Bandbreite des Kurzschlusses die Nutzbandbreite. Der Kurzschluss ist innerhalb der Messbandbreite von 60 – 90 GHz ausreichend gut. Die Länge des Line-Standards gibt die Nutzbandbreite des Kalibrationssets vor. Auf der Länge des Line-Standards darf es genau einen Phasendurchlauf von 180 Grad geben, um die Eindeutigkeit zu gewährleisten [50]. Dadurch ergibt sich eine maximale Frequenzobergrenze. Der empfohlene Phasenabstand ist jedoch 20 Grad von der oberen und der unteren Grenzfrequenz. Dadurch ergibt sich eine untere Grenze bei  $\phi_{\text{unten}}(l = 0,7114 \text{ mm}) = 20^\circ$  und eine obere Grenze von  $\phi_{\text{oben}}(l = 0,7114 \text{ mm}) = 160^\circ$ . Der Eindeutigkeitsbereich für die hier gewählten Standards ermittelt sich wie folgt:

Für die untere Frequenzgrenze gilt

$$\frac{\lambda_u}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{20^\circ}{360^\circ} = 0,7114 \text{ mm}, \text{ mit } \epsilon_{\text{reff}} = 1,896. \quad (6.1)$$

Daraus ergibt sich eine Freiraumwellenlänge von

$$\lambda_u = \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \cdot 18 \cdot 0,7114 \text{ mm} = 17,63 \text{ mm}. \quad (6.2)$$

Damit erhält man eine untere Frequenzgrenze von 17,1 GHz.

Für die obere Grenze wird die gleiche Rechnung durchgeführt mit

$$\frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{160^\circ}{360^\circ} = 0,7114 \text{ mm}, \text{ mit } \epsilon_{\text{reff}} = 1,896. \quad (6.3)$$

Dadurch ergibt sich eine obere Grenzfrequenz für die Gültigkeit der Kalibration von 137,2 GHz. Für die hier gewählte Messbandbreite von 60 - 90 GHz ist dies ausreichend. Für die Durchführung der Kalibration muss noch die Verzögerungszeit  $\tau_{\text{delay}}$  auf der Länge des Line-Standards bekannt sein. Diese Verzögerungszeit beträgt auf der Mikrostreifenleitung mit dem Wellenwiderstand  $Z = 50 \Omega$  bei dem hier gewählten Substrat 3,3 ps.

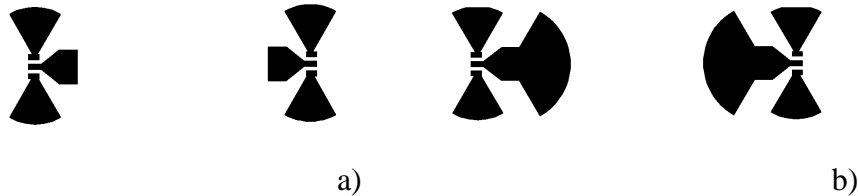


Abbildung 6.2: Reflect-Standards zur Kalibration mit dem TRL Prinzip ; a) Open-Standard, b) Short Standard

Beim Open-Standard wurde der kapazitive Endeffekt vernachlässigt, da es nicht erforderlich ist, den genauen Betrag des Reflexionsfaktors einzustellen. Der Abstand zwischen beiden Open-Standards wurde zu drei Wellenlängen gewählt, um eine elektromagnetische Kopplung zwischen den beiden Toren zu vermeiden. Da der Short-Standard nicht zur Kalibration verwendet wurde, kann mit ihm eine Verifikation der Güte der Kalibration durchgeführt werden. Der Kurzschluss wird durch einen  $\lambda/4$ -Transformator genau an der Referenzebene erzeugt.

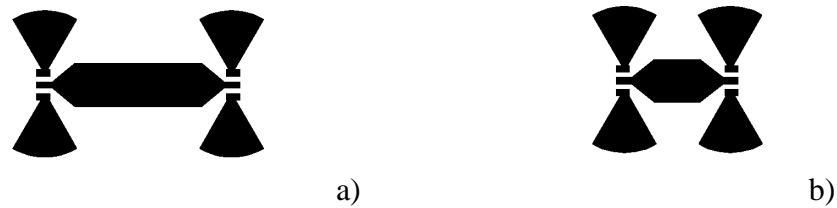


Abbildung 6.3: Transmissionsstandards zur Kalibration mit dem TRL-Prinzip: a) Delay/Line Standard, b) Thru Standard

Nach der Kalibration mit den neu entwickelten Standards wurde die Messung der Leitung mit den beiden koplanaren Antastungen aus Abschnitt 6.1.2 wiederholt. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.4 zu sehen.

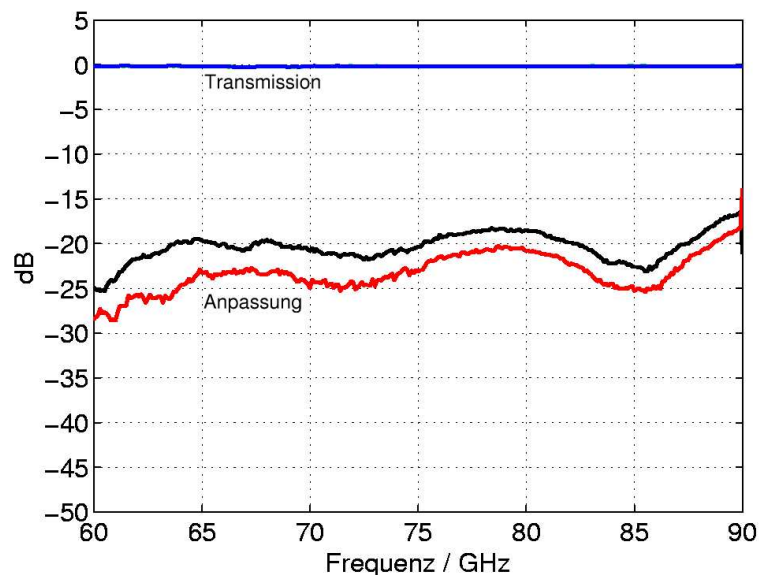


Abbildung 6.4: Messung der Anpassungen und der Transmission einer 6 mm langen  $50 \Omega$  Leitung, die mit zwei koplanaren Antastungen kontaktiert wird

Die Anpassung liegt innerhalb der gesamten Messbandbreite unter  $-15$  dB, der Transmissionsfaktor bei  $0$  dB. Im für den Sensor relevanten Bereich beträgt die Anpassung sogar ca.  $-20$  dB. Der Unterschied zwischen Tor 1 und Tor 2 lässt sich durch die Toleranzen bei der Herstellung der Antastungen und durch die Unsicherheit bei der Positionierung der Messköpfe erklären. Transmission und Anpassung zeigen, dass die TRL-Kalibration die Übergänge von Koplanar- auf Mikrostreifenleitung sehr gut herausrechnet. Es ist nur noch ein sehr geringer, aus Mehrfachreflexionen resultierender, welliger Verlauf sichtbar. Dieser wird die Untersuchung von passiven Strukturen nicht beeinträchtigen.

Um die Güte der Kalibration festzustellen, wird der nicht benutzte Short Standard verwendet. Der Standard ist so ausgelegt, dass der Reflexionsfaktor bei  $76,5$  GHz genau im

Kurzschlusspunkt des Smith Diagramms liegt. Die Kurven im Smith Diagramm stellen den Reflexionsfaktor über der Frequenz von 60 – 90 GHz dar. Bei 76,5 GHz liegt der gemessene Reflexionsfaktor genau im Kurzschlusspunkt des Smith Diagramms. Für  $f > 76,5$  GHz und  $f < 76,5$  GHz beschreibt der Reflexionsfaktor eine Kurve mit dem Betrag  $|r| = 1$ . Die Kalibration liefert somit für Amplitude und Phase korrekte Ergebnisse.

#### 6.1.4 Reflexionsfreie Abschlüsse bei Millimeterwellen

Wie bereits erwähnt, werden absorbierende Spiralen verwendet, um die nicht beschalteten Anschlüsse abzuschließen. In einem späteren Serienprodukt werden solche Abschlüsse durch  $50 \Omega$  Widerstände beispielsweise in Dünnschichttechnik realisiert. Für den Prototypen wurden Spiralen in Mikrostreifenleitungstechnik verwendet, die mit handelsüblichem Absorbermaterial bedeckt wurden. Spiralen sind zwar verhältnismäßig groß, zeichnen sich aber durch eine hervorragende Anpassung besser  $-20$  dB im gesamten Frequenzbereich aus. Durch die gute Anpassung werden zusätzliche stehende Wellen innerhalb der Schaltung unterdrückt, wodurch eine weitaus empfindlichere Optimierung der Einzelstrukturen möglich wird. Diese Tatsache war für die Wahl der Spiralen entscheidend.

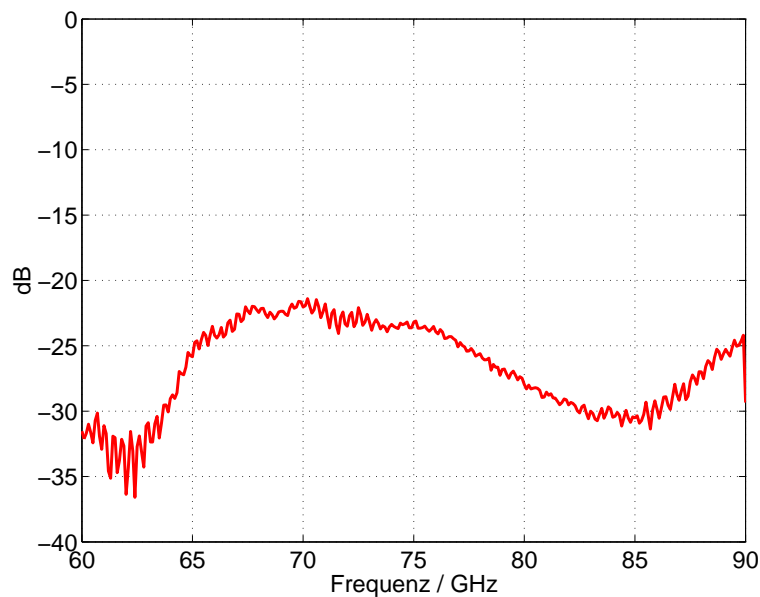


Abbildung 6.5: Anpassung einer mit Absorbermaterial bedeckten Spirale in Mikrostreifenleitungstechnik. Die elektrische Länge beträgt 9 Wellenlängen.

## 6.2 Das passive System

### 6.2.1 Koppler in Mikrostreifenleitungstechnik

In Kapitel 5 wurde bereits das Konzept für die hier vorgestellte Schaltung gezeigt. Dabei wurden zwei Koppler (H1 und H2) zur Isolation des Empfangspfads vom Sendepfad (H1) und zur Aufteilung des Empfangssignals in I- und Q-Komponente (H2) benutzt [51].

#### 6.2.1.1 Der Breitbandhybrid zur Isolation des Empfangspfads

Zur Trennung von Sendepfad und Empfangspfad wird ein Breitbandhybrid (H1) verwendet. Dieser soll laut den Systemspezifikationen (siehe Kapitel 5) eine Isolation von 25 dB aufweisen. In Kapitel 5 wurde weiterhin die Möglichkeit aufgezeigt, das gesamte Fehlersignal durch phasenoptimiertes Überlagern von einzelnen Fehleranteilen zu reduzieren. Dafür muss der Phasenverlauf der Signale innerhalb der Schaltung stetig sein und darf keine Sprünge aufweisen.

Ein gewöhnlicher Hybridkoppler kann zu diesem Zweck nicht verwendet werden, da er bei Mittenfrequenz funktionsbedingt am isolierten Tor einen Phasensprung von  $180^\circ$  aufweist. Dieser theoretische Phasensprung zeigt sich in der Praxis als mehr oder wenig steil ausgeprägter Phasenübergang abhängig von der Resonanzschärfe des Kopplers. In diesem Übergangsbereich ist der Phasengang bei der Schaltungsherstellung schwer zu reproduzieren. Über den isolierten Port des Kopplers gelangt der direkt eingekoppelte Fehleranteil in den Empfangspfad. Um später eine Optimierung der kompletten Schaltung durchzuführen, muss der Phasengang am isolierten Port in seinem Verlauf leicht zu beeinflussen sein. Der gewöhnliche Hybridkoppler scheidet daher als Bauteil für die Isolation des Empfangspfads aus.

Um eine definierte Phase am isolierten Tor 4 zu erhalten, wird der gewöhnliche Hybrid modifiziert. Abbildung 6.6 zeigt das Layout des Breitbandhybrids. Die Impedanzen der Leitungen im Hybrid werden mit  $Z$  und  $Z/k$  bezeichnet. Beim gewöhnlichen Hybridkoppler ist  $Z = 50 \Omega$  und  $k = \sqrt{2}$ . Der Breitbandhybrid wurde in runder Geometrie ausgeführt. Die runden Breitbandhybride zeigten bei den Messungen eine bessere Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. An Tor 1 wird das Sendesignal eingespeist, während Tor 4 von Tor 1 isoliert ist. Tor 4 dient als Empfangstor für das Nutzsignal, das von der Antenne an Tor 2 geliefert wird. Da alle Tore sternförmig angeordnet sind, sind die Kopplungen zwischen den einzelnen Toren gering. Durch die sternförmige Anordnung der Tore werden im späteren Layout keine leistungsführenden Leitungen parallel verlaufen. Des Weiteren sind Abstrahleffekte durch Ecken und Kurven bereits in der Simulation berücksichtigt.

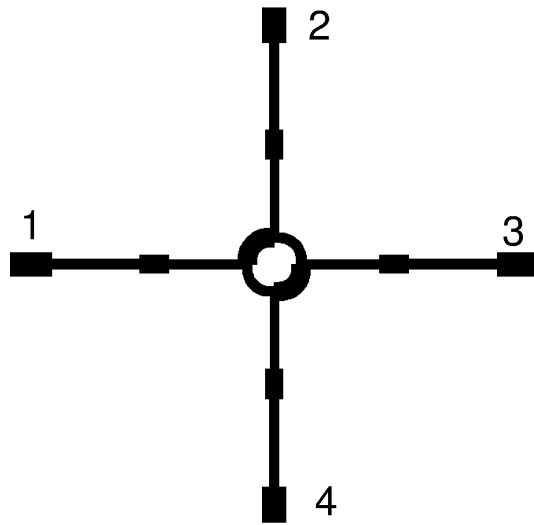


Abbildung 6.6: Layout des Breitbandhybrids zur Trennung von Sende- und Empfangspfad

Wird  $Z \neq 50 \Omega$  und  $k \neq \sqrt{2}$  gewählt, so stellt sich bei Mittenfrequenz eine Fehlanpassung ein. Damit kann die Größe der Fehlanpassung durch  $Z$  und  $k$  eingestellt werden [52], [54]. Hier wurden die Startgrößen zu  $Z = 80 \Omega$  und  $k = 1,3$  gewählt. Durch die Fehlanpassung wird der Schnittpunkt des Impedanzverlaufs über der Frequenz mit der reellen Achse des Smith-Diagramms verschoben. Dadurch entstehen zwei Punkte bei der Frequenz  $f_1$  und  $f_2$ , die konjugiert komplex zueinander sind und über ein geeignetes Anpassnetzwerk in den  $50 \Omega$  Punkt transformiert werden können. Der Hybrid ist bei  $f_1$  und  $f_2$  konjugiert komplex angepasst. Der Abstand der konjugiert komplexen Anpasspunkte vom Ursprung wird durch die gewünschte Bandbreite festgelegt. Die Bandbreite, bei der der Reflexionsfaktor unter der Fehlanpassung bei Mittenfrequenz liegt, ist damit  $B = f_2 - f_1$ . Das benötigte Anpassnetzwerk kann durch eine Leitung mit der elektrischen Länge von  $180^\circ$  und einer Impedanz  $Z = 110 \Omega$  realisiert werden. In Abbildung 6.7 ist die Simulation des Dämpfungsverlaufs am isolierten Tor 4 dargestellt.

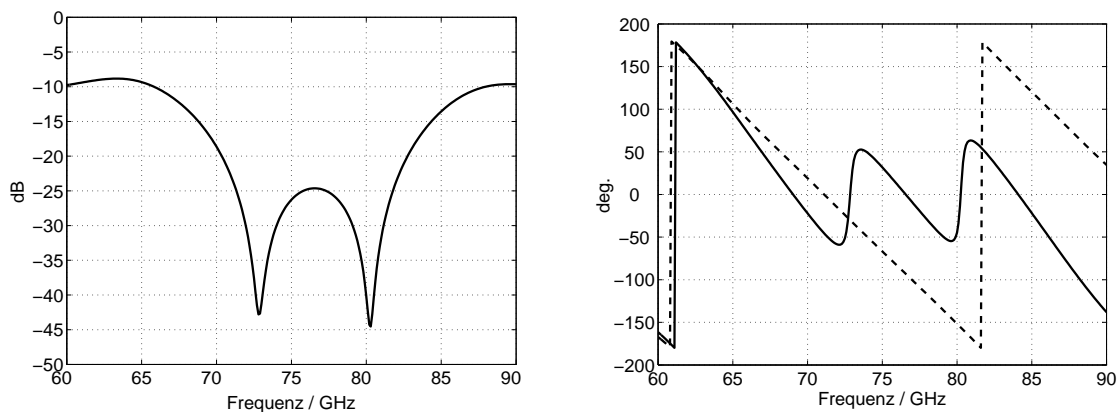


Abbildung 6.7: Simulation der Isolation  $S_{41}$  des Breitbandhybrids sowie simulierter Phasenverlauf von Durchgangstor  $S_{31}$  (---) und isoliertem Tor  $S_{41}$  (—). Deutlich zu sehen, der parallele Phasenverlauf von  $S_{31}$  und  $S_{41}$  zwischen 74 GHz und 79 GHz



Bei 73 GHz und bei 80 GHz sind die beiden Resonanzpunkte zu erkennen. Die beiden Resonanzpunkte sind genau so zu wählen, dass sich eine lineare Phasensteigung ausbilden kann und die Dämpfung bei Mittenfrequenz die gewünschten 25 dB beträgt. Die Tiefe der Resonanzpunkte ist hauptsächlich durch die Güte des Materials gegeben und die Herstellungsgenauigkeit der Anpassnetzwerke. Durch die beiden konjugiert komplexen Anpasspunkte wird die Nutzbandbreite um die Mittenfrequenz von 76,5 GHz vergrößert. An den konjugiert komplexen Anpasspunkten entsteht nun auf Grund der Resonanz ein Phasensprung. Innerhalb der Nutzbandbreite hingegen verläuft die Phase linear. Abbildung 6.7 zeigt hierzu den Phasenverlauf von Durchgangstor 3 und isoliertem Tor 4. Die Phase am isolierten Tor ist zwischen 74 GHz und 79 GHz parallel zur Phase am Durchgangstor 3. Die Phasen der einzelnen Fehlersignalanteile können somit durch Variation von Leitungslängen an anderer Stelle genau eingestellt werden. Die Reduktion des Gesamtfehlersignals ist somit möglich

Zur Vermessung müssen nicht benötigte Ausgänge des Viertors reflexionsfrei abgeschlossen werden. Dazu werden Absorberspiralen (Abschnitt 6.1.4), die eine Anpassung von ca.  $-20$  dB besitzen, verwendet. Zur Messung der kompletten S-Matrix des Hybrids sind 16 Messungen nötig. Aus Symmetriegründen kann auf einen Teil verzichtet werden. Da mit einem koplanaren Waverprober gemessen wird, müssen die Teststrukturen so ausgeführt werden, dass zu vermessende Anschlüsse stets parallel angeordnet sind

In Abbildung 6.8 sind die Messergebnisse für die Anpassung und die Transmission dargestellt.

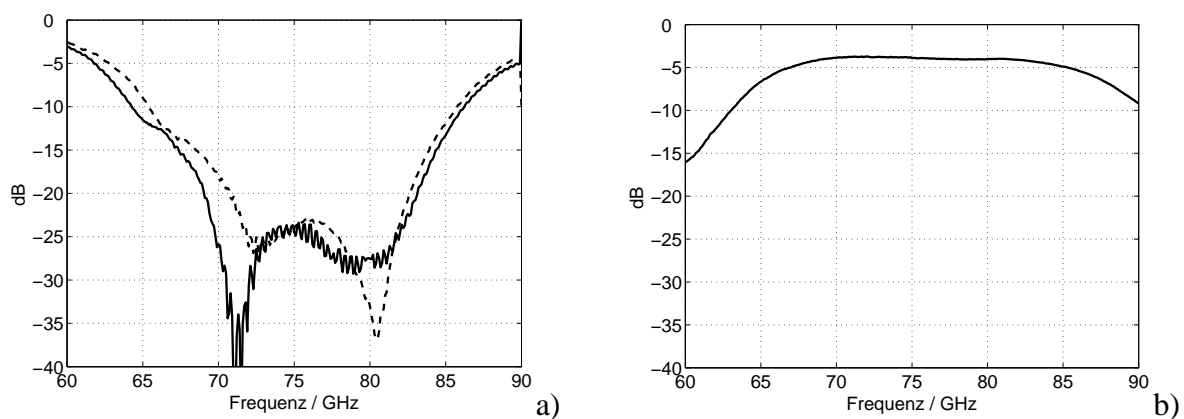


Abbildung 6.8: a) Messung der Anpassung des Breitbandhybrids  $S_{11}$  (—) und  $S_{44}$  (---) an zwei zueinander isolierten Toren, b) Messung der Transmission  $S_{21}$

Die Anpassung zeigt deutlich die zwei Resonanzstellen und das lokale Fehlanpassungsmaximum bei der Mittenfrequenz von 76,5 GHz. Die Anpassung liegt innerhalb der Nutzbandbreite unter  $-25$  dB. Die Transmission liegt zwischen  $-4$  dB und  $-3$  dB. In Abbildung 6.9 ist die Messung der Amplitude und des Phasenverlaufs des Isolationssignals  $S_{41}$  dargestellt:

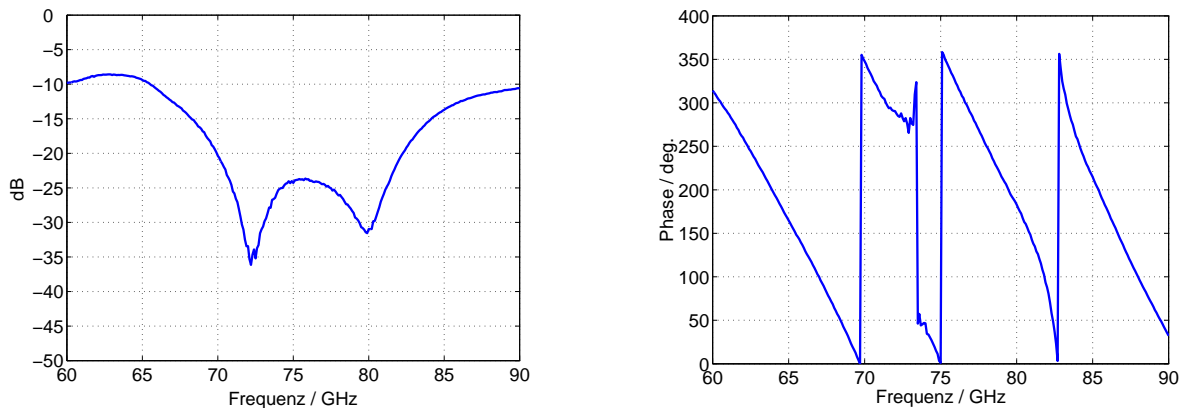


Abbildung 6.9: Messung der Isolation  $S_{41}$  des Breitbandhybrids und zugehöriger Phasenverlauf  $\phi_{41}$  am isolierten Tor

Die Isolation liegt in der Nutzbandbreite zwischen 73 GHz und 80 GHz im spezifizierten Bereich unterhalb -24 dB, was ein sehr gutes Ergebnis darstellt. Die beiden Resonanzpunkte, bei denen konjugiert komplexe Anpassung auftritt, sind bei 73 GHz und 80 GHz deutlich ausgeprägt. Bei den beiden Resonanzstellen sind die Nichtlinearitäten im Phasenverlauf zu erkennen. Zur Messung ist eine Messleitung nötig. Durch die Länge der Messleitung treten innerhalb der Messbandbreite mehrere Phasendurchläufe von  $360^\circ$  auf. Dadurch nimmt die Phasensteigung zu. Dies ist der Grund für die Abweichung zu den Simulationsergebnissen. Die Ziele beim Design wurden vollständig erreicht, da zwischen beiden Resonanzstellen ein Bereich linearer Phase von 74 GHz bis 79 GHz hergestellt wurde. Diese Bandbreite entspricht dem möglichen Frequenzbereich der verwendeten MMICs der Fa. UMS (Kapitel 5.1.1).

### 6.2.1.2 Der Hybridkoppler zur Erstellung der I/Q-Quadraturbedingung

Zur Signalaufteilung des Empfangssignals auf den I- und Q-Eingang des Mischers sowie zur Herstellung der  $90^\circ$  Phasendifferenz zwischen den beiden Kanälen wird ein gewöhnlicher Hybridkoppler verwendet. Zur Signalauftrennung werden die Transmissionstore verwendet, die einen linearen Phasengang aufweisen. Das isolierte Tor wird nicht benutzt, sondern mit einer Spirale abgeschlossen. Daher ist es nicht notwendig, einen aufwändigen Schaltkreis wie beispielsweise den Breitbandhybrid zu verwenden. Die Transmissionssignale weisen keine Phasensprünge auf. Um die elektromagnetische Kopplung zwischen dem I-Pfad und dem Q-Pfad durch parallel verlaufende Leitungen zu reduzieren, wird der Hybrid in runder Geometrie ausgeführt. Somit verlaufen die Anschlüsse sternförmig und sind voneinander entkoppelt. Dies ist gerade hier wichtig, da durch ungleiche Leistungsaufteilung im I- und Q-Zweig ein zusätzlicher Fehler erzeugt würde.

Das Layout in Mikrostreifentechnologie ist in Abbildung 6.10 zu sehen.

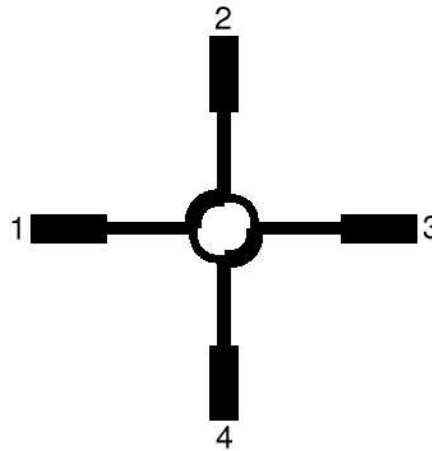


Abbildung 6.10: Layout des Hybridkopplers zur Erzeugung von I- und Q-Signal.

Zur Messung der kompletten S-Matrix sind ebenfalls 16 Messungen nötig, und die Messung wird analog zum Breitbandhybrid vorgenommen. Das Empfangssignal von der Antenne wird an Tor 1 eingespeist und dann zu gleichen Teilen auf 2 und 3 aufgeteilt. Tor 4 ist isoliert bezüglich Tor 1 und wird im Gesamtlayout mit einer absorbierenden Spirale versehen. Der Transmissionsfaktor  $S_{21}$  bzw.  $S_{31}$  liegt in der gesamten Nutzbandsbreite von 73,5 GHz bis 79,5 GHz zwischen  $-3$  dB und  $-4$  dB, die Anpassung in der Nutzbandsbreite ist besser  $-10$  dB. In Abbildung 6.11 ist exemplarisch eine Anpassungs-, Transmissions- und Isolationsmessung dargestellt. Die unterschiedlichen Verläufe der Kurven für die Anpassung in Abbildung 6.11 a) und b) resultieren aus Toleranzen in der Ätzgenauigkeit. Für diese Messungen mussten zwei verschiedene Layouts verwendet werden. Des weiteren können sich durch die endliche Positioniergenauigkeit des Probers Unterschiede ergeben.

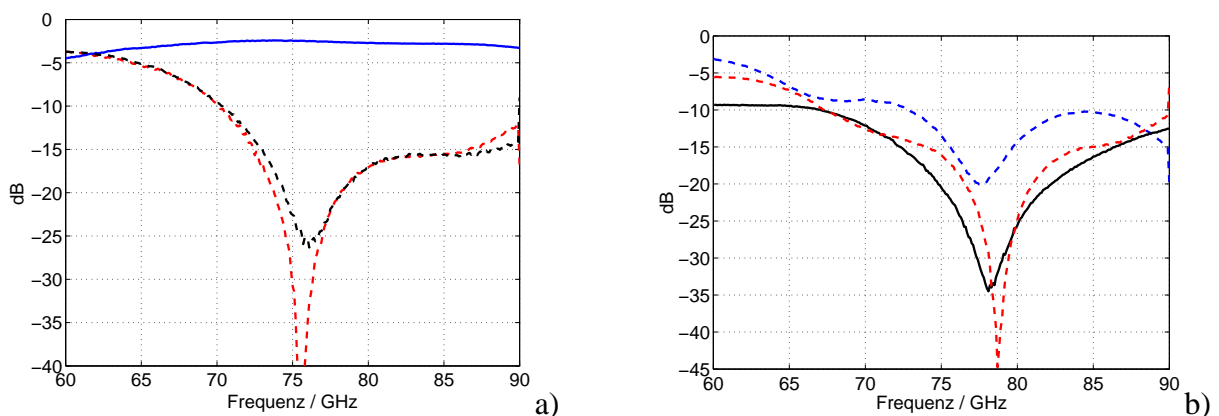


Abbildung 6.11: a) Messung von Anpassung  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  (---) und Transmission  $S_{21}$  (—) des Hybridkopplers; b) Messung der Anpassung  $S_{11}$ ,  $S_{44}$  (---) und der Isolation  $S_{41}$  (—)

Die Phase des Transmissionsfaktors  $S_{21}$  bzw.  $S_{31}$  zeigt in der gesamten Nutzbandbreite lineares Verhalten und weist keine Sprünge auf. Um die Phasendifferenz zwischen den Transmissionstoren 2 und 3 zu messen, muss jeweils der nicht benötigte Pfad genügend gut abgeschlossen werden. Die Phasen der Transmissionssignale verlaufen linear und parallel. Sie besitzen bei Mittenfrequenz einen elektrischen Abstand von  $90^\circ$ . Diese Phasendifferenz nimmt zu niedrigeren Frequenzen hin ab und zu höheren Frequenzen hin zu. Die Messergebnisse sind in Abbildung 6.12 zu sehen.

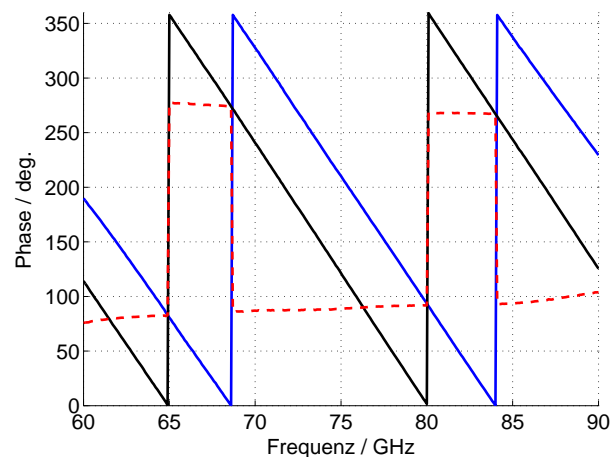


Abbildung 6.12: Messung der Einzelphasen der Transmissionssignale  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  (—) sowie der Phasendifferenz (---) zwischen I- und Q-Signal.

## 6.2.2 Das passive Gesamtsystem mit Antenne

### 6.2.2.1 Messung der Fehlerunterdrückung

Das Gesamtlayout besteht aus einer Kettenschaltung von Breitbandhybrid, gewöhnlichem Hybrid und der in Kapitel 3 entwickelten Antenne. Da die Antenne nur innerhalb einer kleinen Bandbreite gut angepasst ist, kommt es zu Reflexionen am Antenneneingang. Diese führen zusammen mit der endlichen Isolation des Breitbandhybrids zu einem komplexen Gesamtfehler. Zunächst wird der Minimierung der Amplitude des Gesamtfehlers Vorrang gegeben.

Die Vivaldiantenne hat eine über die Frequenz wenig schwankenden Anpassungsverlauf zwischen  $-13$  und  $-15$  dB. Eine breite Anpassung ist für den schmalbandig arbeitenden Sensor nicht notwendig. Besser ist es, im Arbeitsbereich die Anpassung zu verbessern und somit den Beitrag zum Gesamtfehler zu minimieren. Daher wurde ein kapazitives Anpassnetzwerk in die Antennenzuleitung eingefügt, mit dem die Anpassung bei 76,5 GHz auf weniger als  $-30$  dB verbessert wurde. Anschließend wurden die Parameter des Anpassnetzwerks sowie verschiedene Leitungslängen einem Optimierungsprozess zur Minimierung des Gesamtfehlers unterzogen. Um Längen und Breiten zu ermitteln, wurde in

ADS das Gesamtsystem nachgebildet, die Antenne und die absorbierenden Spiralen wurden durch zuvor gemessene S-Parameterdateien im Optimierungsprozess mitberücksichtigt. Somit konnte im Simulator das später zu vermessende System mit realen Bedingungen nachgebildet werden. Das Layout zur Charakterisierung des Gesamtfehlers, welches auch für die nachfolgende Abschätzung des Nutzsignals dient, ist in Abbildung 6.13 zu sehen.

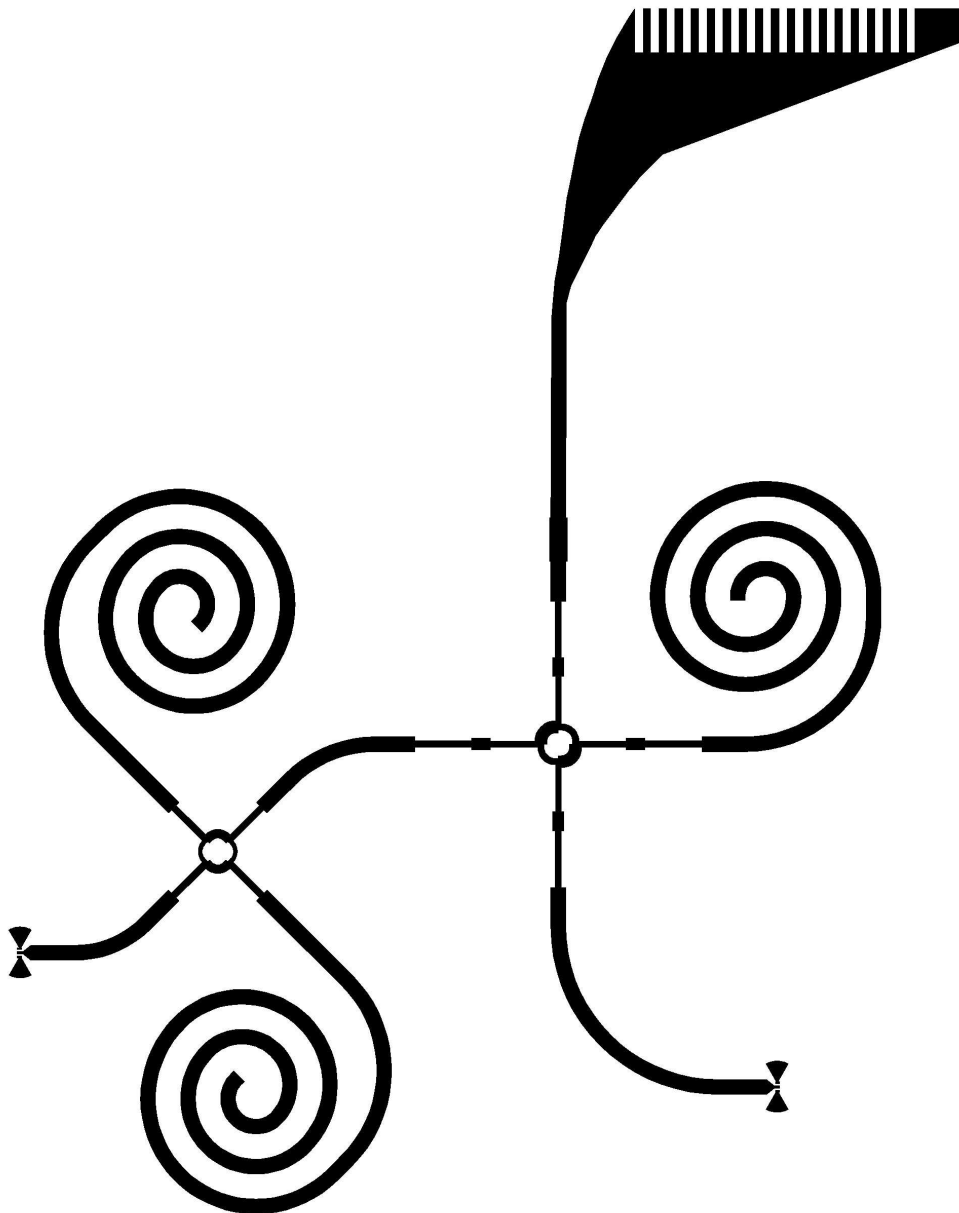


Abbildung 6.13: Sensorlayout zur Messung des Fehlersignals und des Nutzsignals. In der Antennenzuleitung befindet sich ein Anpassnetzwerk zur Optimierung der Antennenanpassung im relevanten Frequenzbereich (vergrößerte Darstellung).

Zur Charakterisierung des Fehlersignals wird eine Transmissionsmessung zwischen beiden Toren durchgeführt. Die nicht benötigten Anschlüsse werden durch Spiralen reflexionsfrei abgeschlossen. In Abbildung 6.14 ist das Simulationsergebnis nach dem Optimierungsprozess dargestellt und in Abbildung 6.15 das zugehörige Messergebnis.

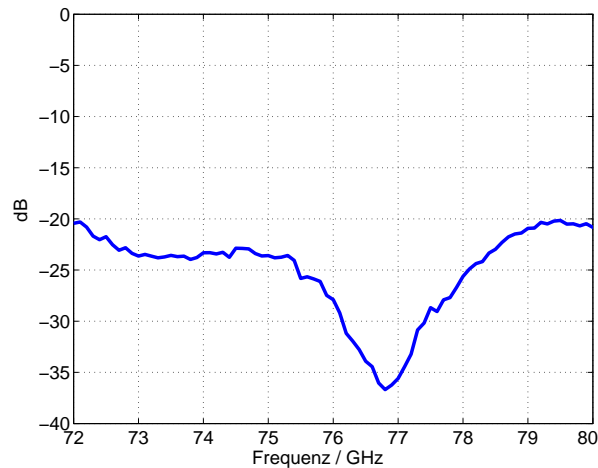


Abbildung 6.14: Simulationsergebnis der Fehlerunterdrückung bzw. Signalentkopplung  $S_{21}$  des kompletten passiven Sensorlayouts

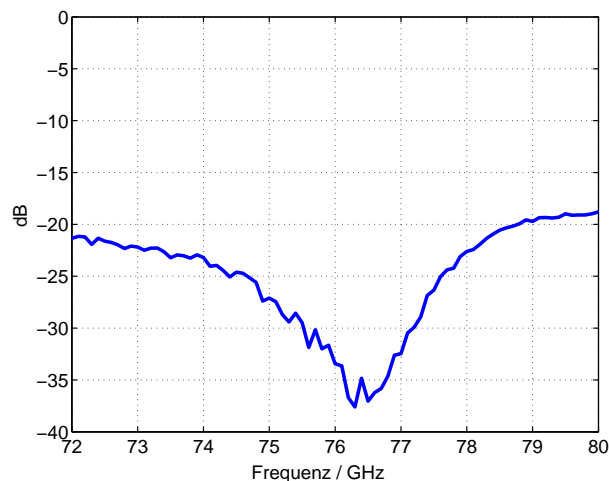


Abbildung 6.15: Messergebnis der Fehlerunterdrückung  $S_{21}$ , bei der Messung strahlte die Antenne in den reflexionsfreien Freiraum.

Bei 76,5 GHz wurde mit einer Fehlerunterdrückung von 35 dB die Spezifikation von 28 dB aus Kapitel 5 übertroffen. Die hervorragende Signalentkopplung von 35 dB wurde ohne Verwendung eines Zirkulators erreicht. Dieser Wert wurde für die Berechnungen in Kapitel 5 benutzt, um einen realistischen Vergleich zwischen Simulation und Messung zu ermöglichen.

### 6.2.2.2 Abschätzung des Nutzsignals

Um den Pegel des Nutzsignal abschätzen zu können und die Systemdämpfung im Gesamtsystem mit Antenne zu bestimmen, wurde ein metallischer Streuer (Platte  $2 \times 2 \text{ cm}^2$ ) vor der Antenne bewegt. Das Messsystem wurde im CW-Modus bei 76,5 GHz betrieben. Die Platte konnte auf Grund der Messung mit dem Waferprober nur manuell bewegt werden. Dabei wurde die Platte von einem Absolutabstand von  $d \approx 0$  mit möglichst konstanter Geschwindigkeit vom Sensor wegbewegt. In Abbildung 6.16 ist die Messung des Transmissionssignals  $S_{21}$  mit dem kompletten System zu sehen.

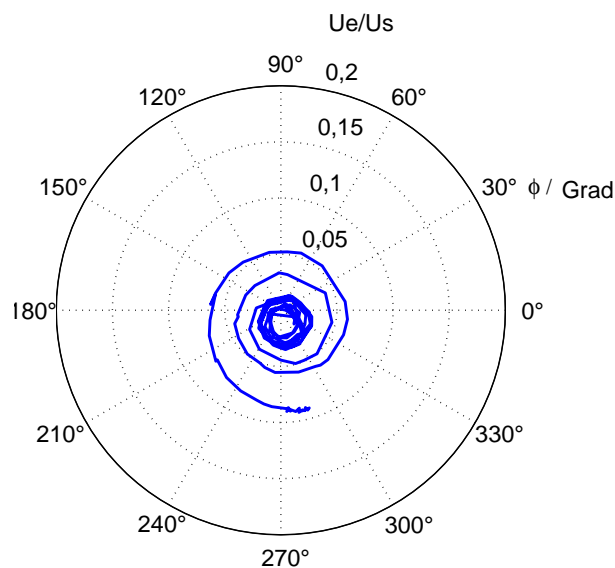


Abbildung 6.16: Messergebnis des Transmissionssignals  $S_{21}$  bei Messung der passiven Sensorstruktur mit einem über dem Absolutabstand bewegten Streuer.

Es ergibt sich in Polardarstellung eine spiralförmige Signalamplitude, die mit zunehmendem Abstand kleiner wird. Der Mittelpunkt der Spirale ist aus dem Ursprung des Polardiagramms verschoben. Die Länge der Verbindungsgerade von Spiralmittelpunkt und Diagrammursprung entspricht der Fehlersignalunterdrückung. Die Länge des Fehlerzeigers entspricht im logarithmischen Maßstab ca.  $-35 \text{ dB}$ . Dies entspricht der Messung der Fehlerunterdrückung in Abbildung 6.15 für  $f = 76,5 \text{ GHz}$ . Leichte Abweichungen ergeben sich durch Messunsicherheiten. Auch hier entspricht der Radius der Spirale dem Verhältnis von empfangener Leistung zu Sendeleistung. Für  $d = 0$  ergibt sich ca.  $S_{21} = -20 \text{ dB}$ . Somit ergibt sich für den Prototyp ein SFV von ca.  $15 \text{ dB}$ . In Kapitel 5, Abbildung 5.3 wurde das SFV für  $d = 0$  zu  $19 \text{ dB}$  bestimmt. Die Abweichung vom theoretischen Wert resultiert aus Verlusten auf Leitungen und nicht idealen Kopplern. Außerdem konnte durch den Messaufbau mit Waferprober und VNWA die Metallplatte nur unzureichend genau positioniert werden. Die in Gl. 5.1 zur Berechnung verwendete Konstante  $a$  ist für den Messaufbau aus Kapitel 3 bestimmt worden und stellt somit eine weitere Unsicherheit dar.

Die Messergebnisse zeigen, dass durch ein optimiertes Schaltungsdesign und die phasenoptimierte Überlagerung der einzelnen Fehleranteile das gesamte Fehlersignal erheblich reduziert werden konnte. Die Überlagerung der Einzelsignale ergibt eine zusätzliche Fehlerdämpfung von ca. 7 dB. Die Messergebnisse zeigen weiterhin eine hervorragende Übereinstimmung mit der theoretischen Betrachtung aus Kapitel 5.

Im Folgenden werden die aktiven Komponenten in das entwickelte Layout integriert und der Prototyp hinsichtlich seiner Messgenauigkeit untersucht.

## 6.3 Integriertes Gesamtsystem

### 6.3.1 Aufbau

#### 6.3.1.1 Schichtstruktur des Prototyps

Der Prototyp ist aus drei Schichten aufgebaut. Die oberste Schicht besteht aus RT-Duroid 5880 und trägt die komplette passive Hochfrequenzelektronik in Mikrostreifenleitungstechnik sowie alle notwendigen Anschluss pads zur Zuführung der DC-Versorgungsspannungen und Steuersignale zu den aktiven Bauteilen (VCO, Vervielfacher/Verstärker, Mischer). Die Antenne ist in antipodaler Anordnung auf beiden Lagen der Duroid-Schicht aufgebracht und wird von einer Mikrostreifenleitung gespeist. Die HF-MMICs sind in die obere Lage eingelassen. Dazu wurden Aussparungen in das Duroid-Substrat gestanzt. Die MMICs werden dann in diese Aussparungen gesetzt und auf die darunter befindliche Metallebene aus Aluminium geklebt. Dadurch werden zwei Dinge erreicht. Erstens wird ein hervorragender elektrischer Kontakt zum Metallkörper hergestellt. Dieser ist zwingend erforderlich, da der Metallkörper das gemeinsame Massepotential der passiven und aktiven Elektronik führt. Der Metallkörper dient weiterhin als Kühlkörper für die aktiven Komponenten. Zweitens ermöglicht das Versenken der Chips ins Substrat die Optimierung der Bonddrahtlängen. Die Oberseite des Metallkörpers wird so abgefräst, dass an den Orten, an denen die Chips aufs Metall geklebt werden kleine Plateaus entstehen. Dadurch werden die Höhenunterschiede zwischen Mikrostreifenleitung und Chip ausgeglichen. Das Substrat inklusive der beiden Metallisierungen hat eine Dicke von 160  $\mu\text{m}$ , die Chips weisen eine Dicke von 100  $\mu\text{m}$  auf. Damit ergibt sich eine Plateauhöhe von ca. 60  $\mu\text{m}$ . Dieses mechanisch anspruchsvolle Vorgehen ermöglicht es, kurze, den Angaben des Herstellers entsprechende Bonddrahtlängen zu benutzen. Die Hochfrequenzein- und Ausgänge werden durch einen Bonddraht mit der Mikrostreifenleitung auf dem RT-Duroid Substrat verbunden. Dazu mussten die Substratfenster sehr präzise gestanzt werden, da ein zu großer Abstand zwischen Chip und Substrat das Einhalten der vorgegebenen Bonddrahtlänge nicht zulässt.

Alle Steuereingänge und Gleichspannungszuführungen wurden durch zusätzliche HF-Entkoppelkondensatoren entkoppelt. Um deren Wirkung zu optimieren, wurden sie in



unmittelbarer Nähe zum Halbleiter platziert. Die Kondensatoren sind in das entsprechend bemessene Substratfenster ebenfalls wie die aktiven Komponenten auf die Masseebene geklebt. Die elektrische Verbindung erfolgt durch zwei Bondverbindungen, zunächst vom Chip auf die Kapazität, dann von der Kapazität auf die Platine.

Die passiven Strukturen wurden vor dem Aufkleben auf den Aluminiumkörper vergoldet. Dadurch wird die Korrosion der Leiterbahnen aus Kupfer verhindert und eine optimale Oberflächengüte garantiert, die für den Bondvorgang nötig ist. Die gebondete Verbindung auf vergoldetem Untergrund ist mechanisch weitaus belastbarer und somit haltbarer für die nachfolgenden Testmessungen.

Auf der Unterseite des Metallträgers befindet sich eine Epoxidplatine. Auf dieser ist die DC-Versorgungselektronik und Steuerung für die HF-MMICs aufgebracht. Des Weiteren befindet sich ein rauscharmer Vorverstärker zur Anhebung der Signalpegel auf dieser Platine. Die DC-Ebene wird über Durchkontaktierungen mit der HF-Ebene durch die Metallebene hindurch verbunden. In Abbildung 6.17 ist der komplette Aufbau des Prototypen schematisch dargestellt.

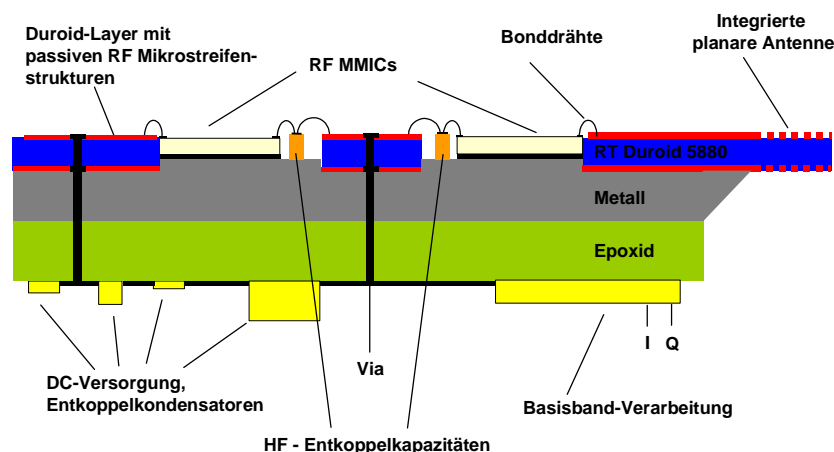


Abbildung 6.17: Aufbau und Schichtstruktur des Prototyps

Durch die verwendete Bauform ergibt sich bereits für den Prototyp trotz der umfangreichen passiven Mikrostreifenleitungstechnik ein sehr kompakter Aufbau von nur  $40 \times 30 \times 10 \text{ mm}^3$ .

### 6.3.1.2 RF-Layout

In Abbildung 6.18 ist das endgültige Gesamtlayout der passiven Mikrostreifenleitungsstrukturen dargestellt. Zu sehen sind nur die Kupferstrukturen auf der Duroidoberseite. Auf der Unterseite des Duroids befindet sich die Mikrostreifenleitungsmasse und der zweite Antennenflügel. An den Stellen, die mit (1), (2) und (3) gekennzeichnet sind, werden später die aktiven Halbleiter platziert. Alle Halbleiter werden mit ihrer Massefläche direkt mit Silberleitkleber auf den Metallkörper geklebt. Dazu wird das Duroid-Substrat wie bereits erwähnt an den entsprechenden Stellen mit einem Stempel durch Stanzen entfernt. Bei diesem

Vorgang dürfen die Leitungen auf der Oberseite auf keinen Fall an der Schnittkante mit der Massefläche in Kontakt gebracht werden. An den Stellen, an denen die aktiven Bauteile später eingebaut werden, finden sich Platzierungsmarken. Die Platzierungsmarken dienen zur Positionierung des Stanzwerkzeugs. Folgende Aufzählung ordnet den Nummerierungen in Abbildung 6.18 die entsprechende Funktionsgruppe zu:

- VCO Chip (1)
- Vervielfacher und Verstärkerchip (2) mit Anpassnetzwerk
- Mischerchip (3) mit Anpassnetzwerk
- Breitbandhybrid zur Signaltrennung (4)
- Hybrid zur Erzeugung der Quadratur-signale (5)
- Oberseite der Systemantenne (6)
- Absorberspiralen (7)
- DC-Anschlusspads zur Versorgung der Chips (8)

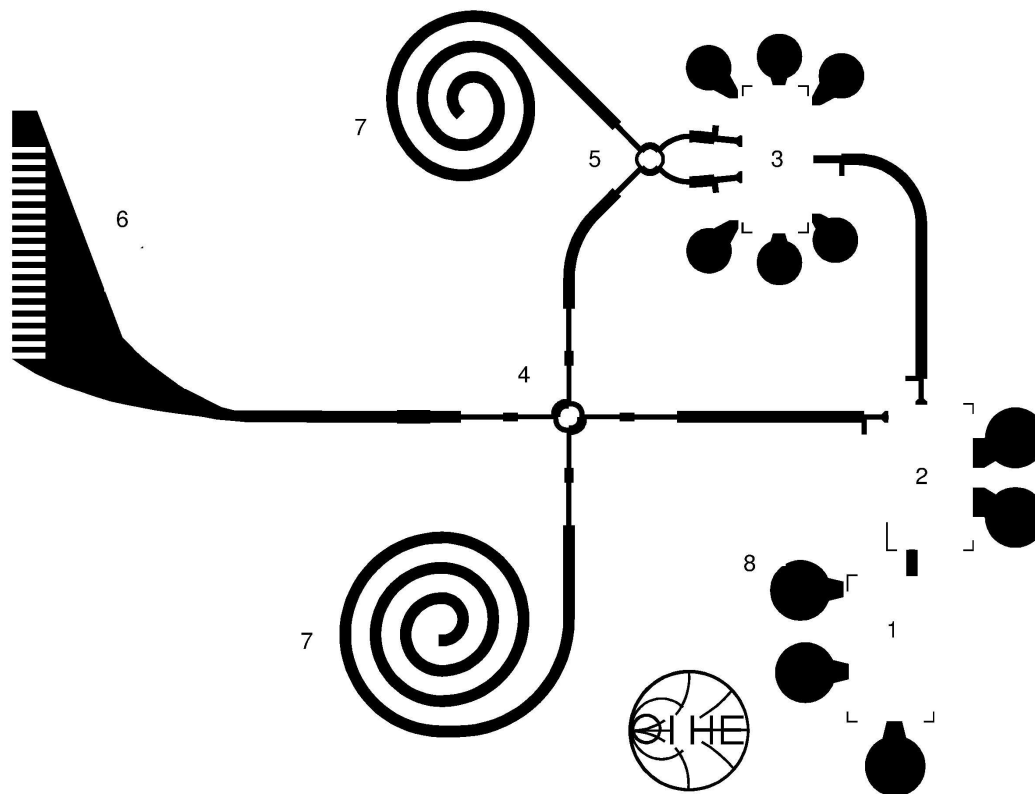


Abbildung 6.18: Positive Ätzvorlage der Mikrostreifenleitungsstrukturen für die Oberseite der RT-Duroid Substratebene

### 6.3.1.3 DC-Layout

Um die aktiven Halbleiter mit der benötigten Speisespannung zu versorgen, müssen insgesamt 7 verschiedene Spannungspegel erzeugt werden. Der VCO CHV2243 und der Vervielfacher CHU2277 benötigen zwar identische Drain- und Gatespannungen, müssen aber getrennt versorgt werden, um eventuell auftretende Rückkopplungen über die Speiseleitungen auszuschließen. Der VCO benötigt weiterhin eine variable Steuerspannung zur Einstellung der Frequenz. Der Mischer CHM2378 kann prinzipiell ohne Vorspannung der Schottky-Dioden benutzt werden. Durch Anlegen einer Gleichspannung kann allerdings der aus den Fehlersignalen entstehende Gleichspannungsanteil (Kapitel 4) teilweise ausgeglichen werden. Dadurch wird die für das Nutzsignal vorhandene Dynamik erheblich erhöht. In direkter Umgebung zum Objekt ist auf Grund des sehr großen Signal zu Fehler Verhältnisses quasi keine Kalibration nötig.

Um Störungen aus den Versorgungsleitungen zu unterdrücken, müssen Elektrolytkondensatoren mit großer Kapazität vorgesehen werden. Besonders der Gleichspannungseingang zur Frequenzabstimmung des VCO muss sehr stabil sein, da es sonst zu einer Modulation des HF-Signals kommt. Des weiteren sind für die aktiven Bauteile verschiedene passive Komponenten für die Entkopplung von HF-Signalen und DC-Signalen in den Datenblättern vorgeschlagen.

Zur Verstärkung der I- und Q-Ausgangssignale der Mischer ist ein rauscharmer Verstärker mit dem Operationsverstärker (NE5534) realisiert. Der Verstärker sorgt für die nötige Pegelanhebung, bevor I- und Q-Kanal an die AD-Wandlerkarte im PC angeschlossen werden. Um den Rauschpegel zu begrenzen, ist in die Operationsverstärkerschaltung ein Tiefpassfilter erster Ordnung mit einer Eckfrequenz von 1 kHz integriert. Der Schaltplan der DC-Einheit befindet sich im Anhang C.

In Abbildung 6.19 ist der Prototyp abgebildet. Links im Bild die Sensoroberseite. Das RT-Duroid ist auf den Metallträger geklebt. Die Chips sind hier noch nicht in die ausgestanzten Substratfenster gesetzt. Rechts im Bild die Sensorunterseite. Deutlich zu sehen ist der abgeschrägte Metallkörper. Durch die Schräge werden vom Objekt reflektierte Signalanteile weggestreut, sodass es nicht zu Mehrfachreflexionen zwischen Sensor und Objekt kommt. Unter dem Metallkörper befindet sich die Epoxidplatine mit der Gleichspannungselektronik

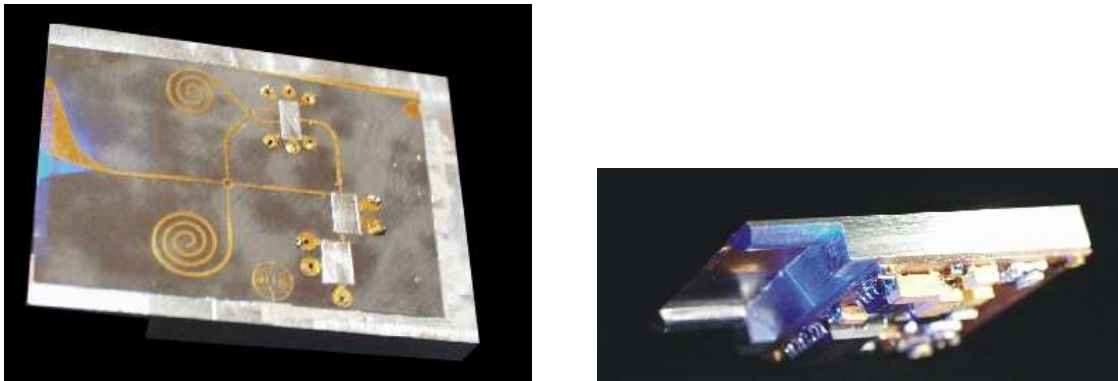


Abbildung 6.19: Ober- und Unterseite des Radarsensors. Die HF-Chips sind noch nicht in die Substratfenster montiert.

## 6.3.2 Verifikationsmessungen

### 6.3.2.1 Durchführung der Messung

Um den aufgebauten Sensor hinsichtlich seiner Messgenauigkeit zu bewerten, wird er mit dem Messaufbau aus Kapitel 4, bestehend aus Messrechner sowie rechnergesteuertem Verschiebetisch vermessen. Der Sensor wird dazu mit einer mechanischen Vorrichtung vor der reflektierenden Platte mittig positioniert. Die Platte kann anschließend schrittweise vom Sensor wegbewegt werden. Es werden hierbei unterschiedliche Schrittweiten gewählt, um systematische Fehler, beispielsweise hervorgerufen durch eine Periodizität des Messsignals mit dem Abstand, zu vermeiden. An jeder Position werden 10.000 Messwerte über einen Zeitraum von 1 Minute aufgenommen und dann der Mittelwert sowie die Standardabweichung  $\sigma_{\Delta d}(d)$  ermittelt.

Zunächst wird der Sensor in Betrieb genommen. Dazu müssen die einzelnen Spannungen für die MMICs angelegt werden. Hierbei ist besonders auf die Einschaltreihenfolge zu achten, da sonst eine Zerstörung der selbstleitenden Feldeffekttransistoren in VCO und Verstärker stattfinden kann. Die Gatespannung von VCO und Verstärker beträgt  $-4,5\text{ V}$ , die Drainspannungen  $5\text{ V}$ . Mit einem Spektralanalysator wird das abgestrahlte Antennensignal vermessen und über die Spannungen an den Varaktordioden des VCOs die Sendefrequenz auf  $76,5\text{ GHz}$  abgeglichen. Anschließend werden beide Ausgangssignale des Mixers gemessen. Durch Anlegen einer Mischervorspannung kann dem Fehlersignal eine kompensierende Gleichspannung überlagert werden.

### 6.3.2.2 Linearitätsabweichung durch Fehlersignaleinfluss

Die in Kapitel 5.2, Abbildung 5.3 dargestellte Fehlerunterdrückung von  $19\text{ dB}$  wird durch die Mischervorspannung weiter verbessert. Es wird eine Vorspannung von  $1,9\text{ V}$  am I-Kanal und  $2,1\text{ V}$  am Q-Kanal angelegt. Die gemessene Spannungsamplitude des Empfangssignals betrug

dabei für einen Abstand  $d = 0,5$  mm  $I_{BB} = 0,67$  V und  $Q_{BB} = 0,66$  V. Die Differenzphase zwischen Empfangssignal und LO-Mischersignal ergibt sich hier zufällig zu  $45^\circ$ . Bei der Durchführung der Freiraummessung nach Kapitel 3.7.1.3 ergab sich der komplexe Gleichspannungsanteil zu  $I_{DC} = 0,003$  V und  $Q_{DC} = 0,004$  V. Das Signal zu Fehler Verhältnis (SFV) ergibt sich somit zu 45 dB. Diese Fehlerentkopplung macht die Sensormessung ohne zusätzliche Kalibration möglich. Ein SFV von 45 dB entspricht einer Kalibration, die eine Quantisierung des reinen Nutzsignals (ohne Fehler) mit 8 Bit erlaubt. 8 Bit ist beim verwendeten Messsystem (DA-Wandler) die Auflösungsgrenze.

Es soll nun die Linearitätsabweichung des Messwerts über dem Abstand berechnet werden. Nach Gl. 3.3 beträgt die zusätzliche Freiraumdämpfung für  $d = 1$  cm nach der Apertur 11,7 dB. Die Empfangsspannung ist dort also um Faktor 3,8 auf 0,24 V gefallen. Der Fehlerbeitrag ist über den Abstand konstant. Daraus ergibt sich eine auf den Empfangsspannungswert bei  $d = 1$  cm bezogene Mittelpunktswertabweichung der Spirale von  $U_{Fehler} / U_{BB} @ 1cm = 0,005 / 0,24 = 0,02$ . Vergleicht man diesen Wert mit dem simulierten Ergebnis in Kapitel 4, Abbildung 4.5, so entspricht der beim Prototyp gemessene Wert gerade der Kurve in Abbildung 4.5 mit der geringsten Linearitätsabweichung. Die Abweichung des Messwerts aufgrund des Einflusses der Mittelpunktswertabweichung beträgt bis zu  $d = 1$  cm nur maximal 2%. Dieser Wert wird ohne Softwarekalibration erreicht. Dieses hervorragende Ergebnis wurde dadurch erreicht, dass das Sensordesign stets im Hinblick auf Reduktion des Fehlersignals optimiert wurde. Durch die zusätzliche Mischervorspannung wird eine weitere Verbesserung erzielt. Dadurch war es möglich, mit einer nur begrenzten DA-Wandler-Auflösung von 8 Bit eine sehr hohe Messgenauigkeit zu erzielen, wie die beiden folgenden Abschnitte zeigen.

### 6.3.2.3 Messgenauigkeit

Abbildung 6.20 zeigt den Verlauf der Messsignalleistung über dem Abstand von 0 bis 10 cm. Die durchgezogene Linie stellt den theoretischen Verlauf dar. Die Messung ist punktwise aufgetragen und die Messwerte sind bereits mit dem Freiraummesswert kalibriert. Die relativ hohe Leistung ist dadurch zu begründen, dass auf dem Sensor ein Vorverstärker integriert ist, der das Mischerausgangssignal bereits um den Faktor 10 verstärkt. Die gemessene Leistung fällt mit dem theoretischen Verlauf für kleine Abstände sehr gut zusammen. Für steigende Entfernungen  $d$  ist eine zunehmende Abweichung zu erkennen. Diese ist verursacht durch die periodische und mit dem Abstand zunehmende Linearitätsabweichung (vgl. Amplitudenverlauf in Abbildung 3.29). Dieses Ergebnis war also zu erwarten und entspricht den zuvor durchgeführten Berechnungen.

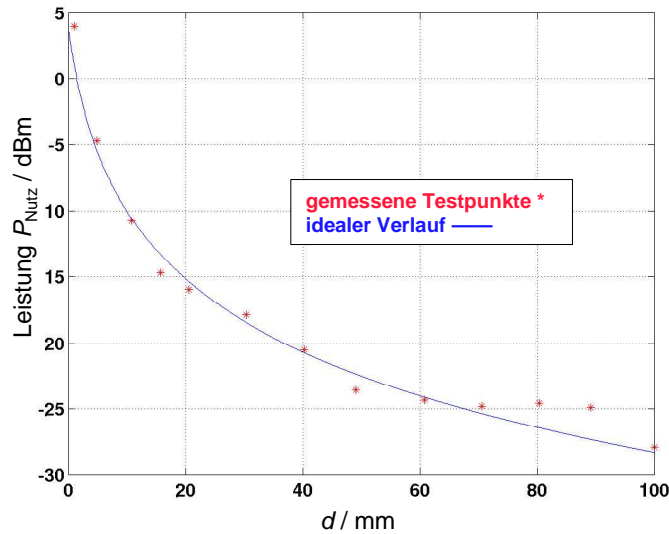


Abbildung 6.20: Verlauf der idealen Empfangsleistung und Leistung der gemessenen Testpunkte

In Abbildung 6.21 ist die Standardabweichung der relativen Abstandsmessung  $\sigma_{\Delta d}(d)$  dargestellt. Die Werte sind ebenfalls für Absolutabstände  $d = 0 - 10$  cm dargestellt.

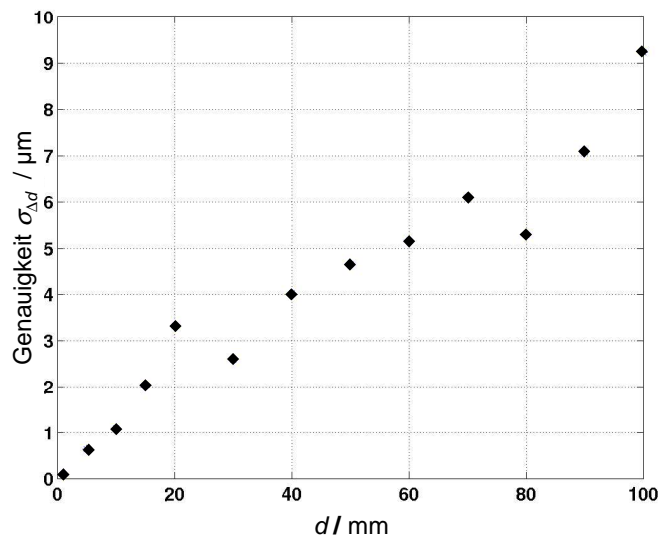


Abbildung 6.21: Standardabweichung der Abstandsmessung  $\sigma_{\Delta d}$  über den Absolutabstand  $d$  von 0 bis 10 cm, 10.000 Punkte pro Position

Die Standardabweichung liegt im gesamten Abstandsbereich unterhalb 10  $\mu\text{m}$  und stellt somit ein hervorragendes Ergebnis dar. Für sehr kleine Absolutabstände  $d < 1$  mm ergibt sich sogar eine Messgenauigkeit kleiner 100 nm. Dies entspricht einer Genauigkeit der Phasenmessung von ca.  $0,02^\circ$ . Bis zu  $d = 1$  cm liegt die Messgenauigkeit noch unter 1  $\mu\text{m}$ . Vergleicht man die Messwerte mit den Berechnungen zum Phasenrauschen aus Kapitel 5, so entspricht

insbesondere der gemessene Wert von  $\sigma_{\Delta d} = 100$  nm für  $d = 1$  mm dem berechneten Ergebnis. Das Ansteigen der Messunsicherheit für steigende Absolutabstände war zu erwarten. Somit bestätigen die Messungen die durchgeführten Berechnungen. Die Ergebnisse aus Abbildung 6.21 belegen die theoretischen Berechnungen aus Kapitel 5. Auf Grund der kurzen Laufzeit ist die für die Messgenauigkeit erforderliche Kohärenz zwischen LO- und Empfangssignal gegeben. Das Konzept der direkten I/Q Basisband Mischung erweist sich für die Phasenauswertung als äußerst geeignet. Durch die direkte Mischung ins Basisband ergibt sich ein entscheidender Vorteil bzgl. der Signalkohärenz im Vergleich zu Systemen, die mit zusätzlichen synchronisierten Zwischenfrequenzoszillatoren arbeiten. Die Phasenberechnung über den Quotienten Q/I hat außerdem den Vorteil, dass zeitliche Schwankungen der Signalamplitude wie z.B. Amplitudenrauschen, das in beiden Kanälen gleichermaßen vorhanden ist, bei der Quotientenbildung reduziert werden. Dadurch ergibt sich ein sehr rauscharmes Messsignal, sodass die gemessene Genauigkeit erreicht werden kann [55, 56].





# Kapitel 7

## Applikationsorientierte Leistungsfähigkeit von Millimeterwellen-Radarsensoren

Bevor im nächsten Kapitel auf die Vorteile und Anforderungen bei der Verwendung von LTCC-Keramik zur Sensorintegration eingegangen wird, soll in diesem Kapitel noch einmal die Leistungsfähigkeit allgemein und anhand verschiedener Beispielmessungen demonstriert werden. Wie leistungstark ein serienreifes, miniaturisiertes Produkt sein wird, hängt von mehreren Parametern ab und wird letztlich von der Anwendung abhängig sein. Die hier vorgestellten Messungen und Simulationen sollen also vielmehr einen Überblick über die mögliche erreichbare Leistungsfähigkeit in verschiedenen Applikationsbereichen geben.

### 7.1 Sensorverhalten unter realen Betriebsbedingungen

In Kapitel 4 wurde das Verfahren der echtzeitfähigen Sensorkalibration genau beschrieben. Dort wurde bereits darauf hingewiesen, dass Ablagerungen auf der Antennenapertur das von der Antenne direkt reflektierte Signal beeinflussen und damit zur Änderung des Kalibrierpunktes (Gleichspannungsanteil) führen. Wie sich diese Änderungen auf das Messsignal auswirken, soll an den beiden folgenden Beispielen kurz dargestellt werden. Die Beispielmessung sind dabei ohne adaptive Kalibration durchgeführt, damit die maximal möglichen Auswirkungen sichtbar werden.

#### 7.1.1 Ablagerungen auf dem Objekt

In Abbildung 7.1 ist das Messergebnis einer mit 2 Hz rotierenden Welle gezeigt, welche eine bauartbedingte Exzentrizität von 400  $\mu\text{m}$  aufweist. Die Messung erfasst dabei 3 s der Bewegung. Bei sauberer Welle ist der erwartete typische sinusförmige Phasenverlauf zu sehen. Der Phasenhub beträgt dabei 145°. Bei einer Frequenz von 76,5 GHz entspricht dies einer mechanischen Gesamtauslenkung von 783  $\mu\text{m}$ , was angesichts der zusätzlichen Lagerungs- und Antriebsanordnung einen realistischen Wert darstellt. Wird nun die Welle mit einem dünnen Ölfilm benetzt, so kommt es erwartungsgemäß zu einer geringen Änderung des Messergebnisses. Der gemessene Phasenhub verringert sich um ca. 5°. Insgesamt wird das Messergebnis kaum verfälscht, da das Empfangssignal lediglich in der Leistung abgenommen hat, die Phaseninformation aber durch das Verhältnis von Q- zu I-Kanal gewonnen wird. Dies hat den Vorteil, dass Störungen in der Signalamplitude (AM-Störung), sofern der

Dynamikbereich ausreicht, bei der Quotientenbildung eliminiert werden. Dieser Vorteil des Radarprinzips wird bei der Benetzung des Messobjektes mit Wasser noch deutlicher. Es ist zwar deutlich eine Abnahme der Signalqualität auf Grund des abnehmenden SNRs zu beobachten, das Messergebnis bleibt aber weitestgehend erhalten. Lediglich bei der Tropfenbildung mit stark streuender Wirkung kommt es zur Beeinträchtigung des RF-Signals, welche die Auswertung unmöglich macht (Abbildung 7.1).

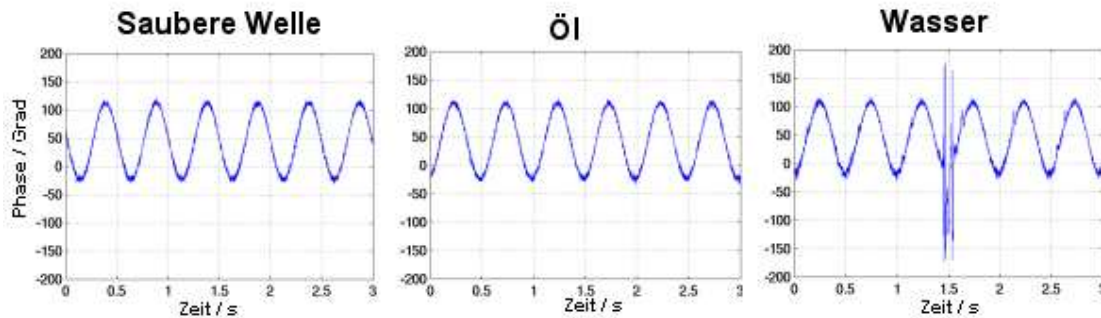


Abbildung 7.1: Gemessene mechanische Wellenauslenkung bei sauberer bzw. mit Öl und Wasser verschmutzter Welle

Über einen Mittelungsprozess über mehrere Umläufe lässt sich dennoch die Welle weiterhin beobachten, sodass die einmalige Tropfenbildung nicht zwangsläufig zum „Erblinden“ des Systems führt. Es hängt letztlich applikationsbedingt von den RF-Eigenschaften der Ablagerung ab, bis zu welchem Verschmutzungsgrad die Messung fortgeführt werden kann.

### 7.1.2 Ablagerungen auf dem Sensor

Eine weitaus schlechtere Situation entsteht bei Verschmutzung der Antennenapertur (Sensorgehäuse). Wie in Abbildung 7.2 zu sehen, verändert sich das Messergebnis im Vergleich zu Abbildung 7.1 sehr stark. Bei einer Benetzung mit einem Ölfilm ergibt sich eine unterschiedliche Absolutlage der Welle, während sich die Signalform nur geringfügig ändert. Man erkennt zusätzlich im Vergleich zu Abbildung 7.1 eine stärkere Dämpfung des Empfangssignals. Dieses Verhalten verstärkt sich noch bei der Benetzung der Antennenapertur mit Wasser. Das Signal ist sehr stark verrauscht, die Absolutlage und die Signalform ändern sich. Die Änderung der Absolutlage folgt aus der Änderung der HF-Eigenschaften des Übergangs von der Antennenapertur in Luft. In Kapitel 4 wurde die Antennenfehlpassung als eine DC-Komponente im Basisband modelliert, die für die Lage des Zentrums der hyperbolischen Spirale verantwortlich ist. Bei einer Verschmutzung der Antennenapertur ändert sich durch den zusätzlichen schmutzbedingten Streuparameter die Lage des Zentrums der hyperbolischen Spirale im Basisband. Dadurch kommt es zu einer fehlerbehafteten Phasenauswertung bei Datenkorrektur mit dem ursprünglichen Fehlervektor aus Gl. 4.6. Aus dem selben Grund entsteht auch die verfälschte Wellenlaufbahn. Aus Abbildung 7.2 folgt, dass bei der Benetzung der Antennenapertur mit Wasser, der entstehende

zusätzliche Gleichspannungsanteil den Kalibrierpunkt vom durchlaufenen Spiralsegment wegbewegt, sodass bei gleicher mechanischer Bewegung ein größerer Phasenhub mit einem nichtlinearen Verlauf gemessen wird.

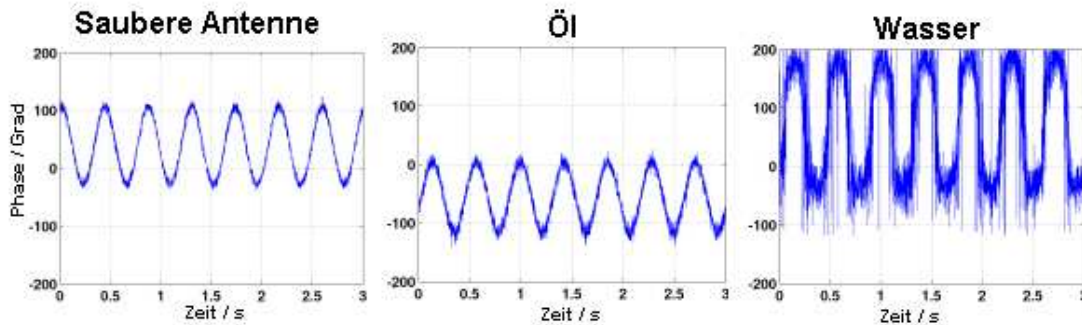


Abbildung 7.2: Gemessene mechanische Wellenauslenkung bei sauberem bzw. mit Öl und Wasser verschmutztem Antennenradom ohne adaptive Kalibration

Während die Verschmutzung des Messobjekts lediglich dazu führt, dass das Objekt ab einem gewissen Grad der Verschmutzung keine ausreichenden Reflexionseigenschaften mehr bietet, bzw. die eigentlich zu vermessende Oberfläche unsichtbar wird, führt die Verschmutzung des Sensors unweigerlich zu Falschmessungen, da die verwendeten Kalibrierparameter des Sensors ungültig werden. Es ist daher zwingend notwendig, ein echtzeitfähiges Kalibrationsverfahren zur Verfügung zu stellen, um die Sensoreigenschaften durch adaptive Systemparameter anpassen zu können. Dieses Kalibrationsverfahren wurde in Kapitel 4 vorgestellt.

## 7.2 Phasen und Amplitudenlinearität

In Kapitel 3 wurden bereits Messergebnisse gezeigt, welche die geringe Abhängigkeit vom Absolutabstand belegen. Die Linearitätsabweichungen der Phase werden hauptsächlich durch die Güte der Kalibration und durch die verschiedenen physikalischen Phänomene wie Mehrfachreflexion, Aperturinfluss im Nahbereich und Rauschen beeinflusst. Dennoch kann bei einem ideal gestalteten Messszenario eine Linearitätsabweichung der Phasenmessung von unter 15% bis zu 6 cm Abstand erreicht werden.

### 7.2.1 Einbaumgebung

Die erwähnten Mehrfachreflexionen entstehen nicht zwangsläufig an der zur Messung benötigten Objektfläche. Vielmehr können Effekte jenseits der Antennenstrahlrichtung auftreten. So kann es durch Streu- und Beugungseffekte an reflektierenden Teilen des Einbauszenarios zu unerwünschten Signalpfaden kommen. Im Einbauszenario sind alle Körper und Flächen enthalten, die sich in der Umgebung des eigentlich zu vermessenden

Teils befinden und als zusätzliche störende Streuquerschnitte wirken. Nicht gemeint ist hier die Geometrie des Sensorgehäuses. Die unerwünschten Pfade überlagern sich dem eigentlichen Nutzsignal. Das Empfangssignal ist dann mit einem Fehler behaftet, der nicht eliminiert werden kann und somit zur fehlerhaften Signalauswertung führt. Dieser Fehler hängt von der spezifischen Konstellation des Einbauortes ab und kann somit nicht allgemein angegeben werden. Um dennoch eine Aussage über die Auswirkung eines vorhandenen Störreflektors zu machen, wurde ein mögliches Einbauszenario mit Hilfe eines U-Profiles nachgestellt. Das U-Profil setzt sich aus drei zueinander rechtwinkligen Flächen zusammen, wie in Abbildung 7.3 gezeigt.

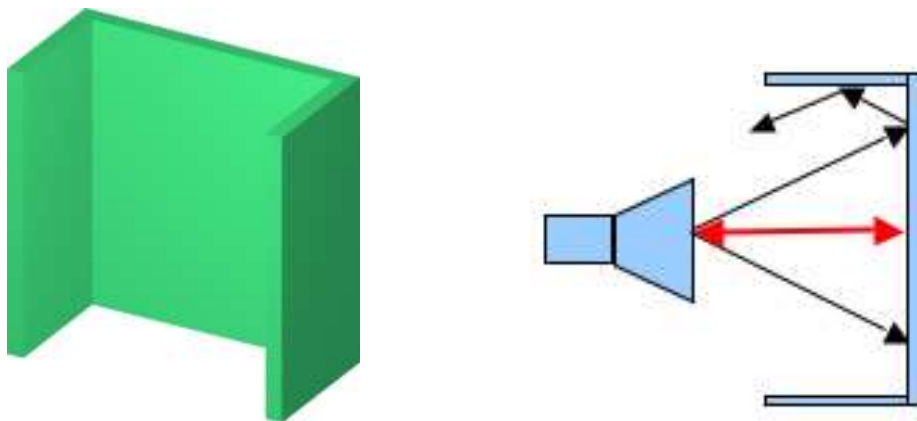


Abbildung 7.3: U-Profil und mögliche Signalpfade

Das U-Profil stellt für zahlreiche Anwendungen eine gute geometrische Näherung dar. Während die breite Innenfläche des U-Profiles die eigentlich zu vermessende Fläche nachbildet (z.B. Wellenoberfläche), ist der messbare Flächenausschnitt durch die beiden Seitenflächen des U-Profiles begrenzt. Eine solche Begrenzung ist bei zahlreichen gelagerten und gehäusten Rotationsteilen gegeben (z.B. Lagerschalen auf Welle, Gehäuseöffnung). Der Sensor wird zentriert auf die Innenfläche des U-Profiles gerichtet und an die Fläche herangefahren. Anschließend wird der Sensor kontinuierlich vom Messobjekt entfernt. Daraus erhält man Informationen über Phasenlage und Amplitude über die Entfernung.

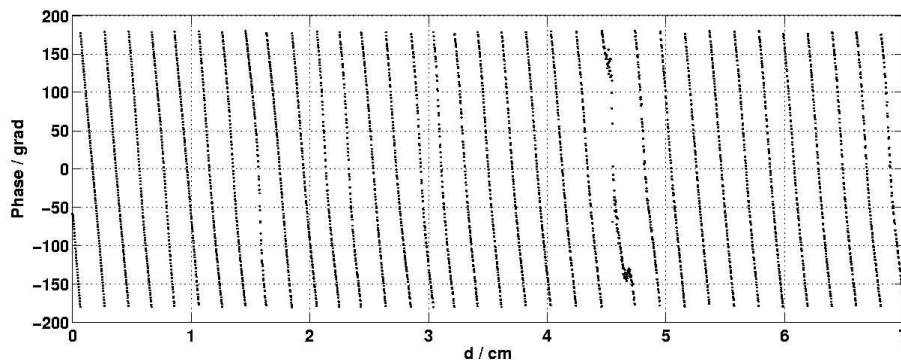


Abbildung 7.4: Phasenverlauf bei Messung eines 50 mm breiten U-Profiles

In Abbildung 7.4 ist der Phasenverlauf bei Messung mit einem 50 mm breiten U-Profil über dem Abstand aufgetragen. Wie man deutlich erkennen kann, kommt es bei einer Entfernung von 4,6 cm zu einem erheblichen Messfehler. Aber auch an anderen weniger offensichtlichen Stellen kommt es zu nicht vernachlässigbaren Abweichungen. Um einen besseren Überblick zu erhalten, werden zunächst die Amplituden betrachtet, da sich so das Interferenzmuster mit der später folgenden Simulation vergleichen lässt. Die Messergebnisse der Amplitude sind in Abbildung 7.5 dargestellt.

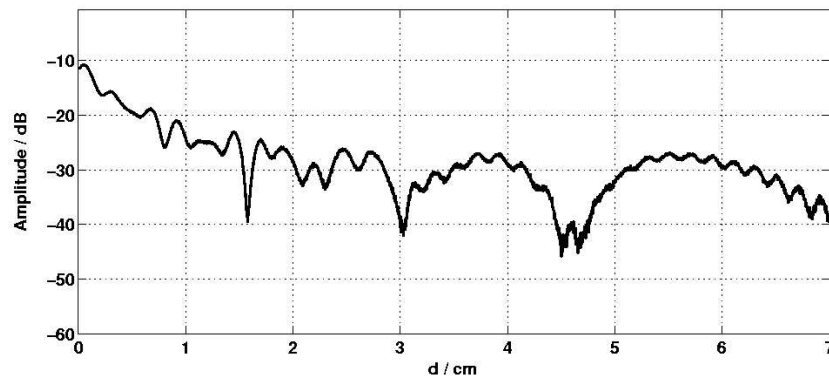


Abbildung 7.5: Amplitudenverlauf bei Messung eines 50 mm breiten U-Profiles

Wie hier gut zu erkennen ist, kommt es zwischen 0 und 1 cm Entfernung zu kleinen Amplitudenschwankungen. Ursache dafür ist die Interferenz zwischen den Mehrfachreflexionen und dem Empfangspfad. Hier kommt es nicht nur zu Mehrfachreflexionen zwischen Sensor und Objekt, wie schon in Kapitel 3 beschrieben, sondern zu einer Vielzahl von Reflexionen an allen direkt und indirekt angestrahlten metallischen Flächen. Des weiteren kann bei einer Messung nicht von ideal glatten Metallflächen ausgegangen werden, da in der Realität alle verwendeten reflektierenden Flächen eine gewisse Rauigkeit und damit Streuung aufweisen. Im weiteren Verlauf des Absolutabstands nimmt die Bedeutung der Reflexionspfade durch die Seitenflächen zu. Dieser verursacht eine stärkere Interferenz mit dem direkten Objektempfangspfad, wie hier im hinteren Teil der Kurve in Abbildung 7.5 zu sehen ist. Es handelt sich um einen Signalpfad, der von dem Hauptmaximum der Antenne über die Rückseite an die Seitenflächen und zurück zum Sensor reflektiert wird. Die Freiraumdämpfung ist nur geringfügig kleiner als die des Objektempfangspfades und es kommt durch Überlagerung zu größeren Amplitudenschwankungen.

Mit Hilfe eines am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe entwickelten Raytracing-Programms [57] wurde die zuvor dargestellte Messung in der Simulation nachgebildet. Dem Raytracer wird die gemessene Richtcharakteristik der in der Messung verwendeten Vivaldiantenne vorgegeben. Als reflektierende Flächen werden nur der Antennenkopf und das U-Profil realitätsgetreu betrachtet. Der Raytracer berechnet nach dem Spiegelprinzip den Verlauf der Strahlen und berücksichtigt dabei die komplexen Überlagerungen der Strahlen. Raytracing-Programme sind im allgemeinen nur für ebene

Phasenfronten anwendbar. Im Falle der Wanderwellenstruktur der Vivaldiantenne, bei der sich das Phasenzentrum der abgestrahlten Welle im Bereich der Auftaperung der Antennenflügel auf dem Substrat befindet (Kapitel 3), ist diese Bedingung bereits unmittelbar vor der Antenne gegeben, sodass sich Messung und Simulationen auch in direkter Umgebung der Antenne vergleichen lassen. Zur besseren Übersicht werden zunächst nur die Amplituden der Simulation und der Messung betrachtet. Bei der Phasenbetrachtung kann es durch Offsets leicht zu vermeintlichen Abweichungen kommen. Berechnet man aus dem Ergebnis die Amplitudenwerte, ergibt sich eine Feldverteilung in dem simulierten Raum. Je nach Abstand des Sensors zum Objekt kann es zu konstruktiver oder destruktiver Interferenz kommen. Dadurch entstehen die Amplitudeneinbrüche, wie in Abbildung 7.6 dargestellt. Eindeutig erkennbar ist die gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung. Die Abweichungen zwischen Messung und Simulation im Entfernungsbereich kleiner 3 cm treten deswegen auf, weil bei der Simulation nur Antennenkopf und U-Profil berücksichtigt wurden. Die Messanordnung enthält noch Teile des Hohlleitersystems sowie andere reflektierende Gegenstände wie z.B. den Messtisch, die Anteile zum Empfangssignal beisteuern. Bei späteren möglichen Anwendungen lässt sich die zukünftige Umgebung mit einem Raytracer zuvor simulieren und das auftretende Verhalten schon im voraus bestimmen. Somit kann die Sensorposition applikationsabhängig optimiert werden.

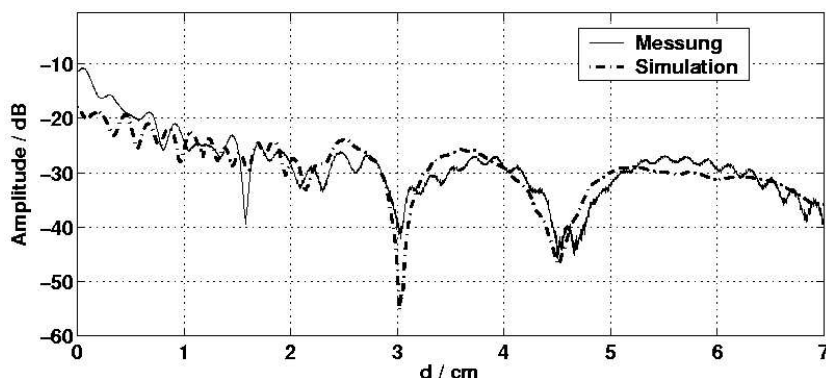


Abbildung 7.6: Simulierter und gemessener Amplitudenverlauf eines 50 mm breiten U-Profiles

Abbildung 7.7 zeigt verschiedene simulierte Amplitudenverläufe. Bisher wurde der Verlauf der Amplitude als Indikator von Störreflexionen herangezogen. Wie groß der tatsächlich verursachte Phasenfehler ist ergibt die Linearitätsabweichung von der Sollphase, Gl. 3.5 aus Kapitel 3 (Abbildung 7.8).

Die hier durchgeführten Simulationen haben ergeben, dass zwischen 50 mm und 70 mm Breite des U-Profiles ein großer Unterschied besteht. Größere Profile tragen wenig im Entfernungsbereich an zusätzlicher Messabweichung bei. Beträgt der Absolutabstand mehr als 3 cm, so steigt bei einem 50 mm breiten U-Profil die Linearitätsabweichung auf über 10 %. Bei einem 70 mm Profil geschieht dies erst bei 4 cm und bei Profilen größer 10 cm bleibt die Abweichung unter 10 %.

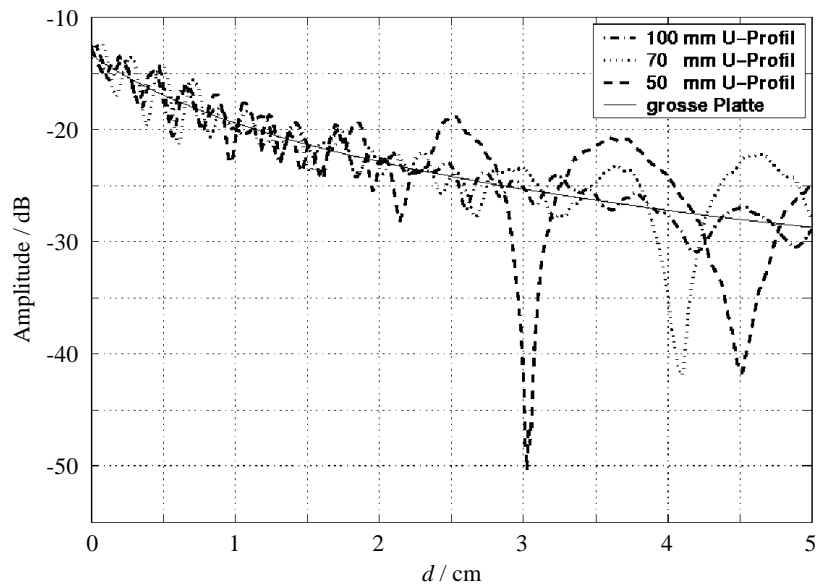


Abbildung 7.7: Simulierte Amplituden bei Reflexion an verschiedenen U-Profilen

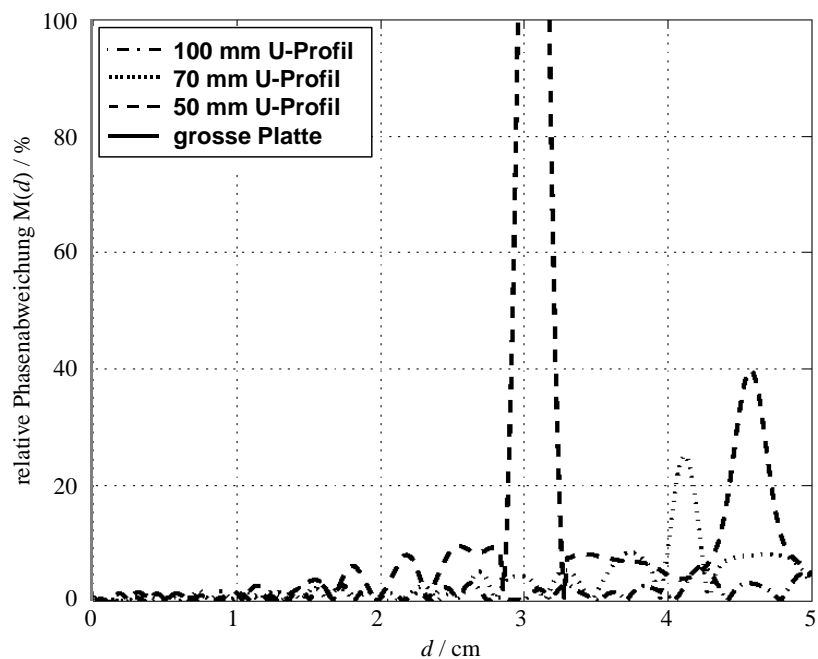


Abbildung 7.8: Linearitätsabweichung der Phase bei simulierten U-Profilen nach Gl. 3.5

### 7.2.2 Ausrichtung

Um ein möglichst breites Feld an Applikationen abzudecken, sollen möglichst wenig Anforderungen an den Einbauort gestellt werden. Dies ist durch den großen linearen,

absoluten Messbereich von 0 bis 6 cm bereits größtenteils gegeben. Hier soll noch die Verkippung des Sensors in horizontaler und vertikaler Richtung untersucht werden. Bei ideal reflektierenden Messobjekten wird immer der Pfad zum Sensor zurückreflektiert, der das Objekt orthogonal trifft. Dabei entsteht bei den hier durchgeführten Untersuchungen bis zu einem Verkippungswinkel von  $10^\circ$  kein Phasenfehler. Es kommt lediglich bei einem Verkippungswinkel von  $10^\circ$  zu einer Abnahme der Amplitude im Vergleich zur Hauptstrahlrichtung um 1,4 dB.

Des Weiteren soll hier noch der Fall eines konischen Messobjekts betrachtet werden. Die Besonderheit dabei ist, dass die Bewegungsrichtung nicht orthogonal zur Objektoberfläche ist. Die Auswirkungen eines möglichen schrägen Messobjektes (Konus), lassen sich näherungsweise mit einem einfachen Dreiecksmodell berechnen.

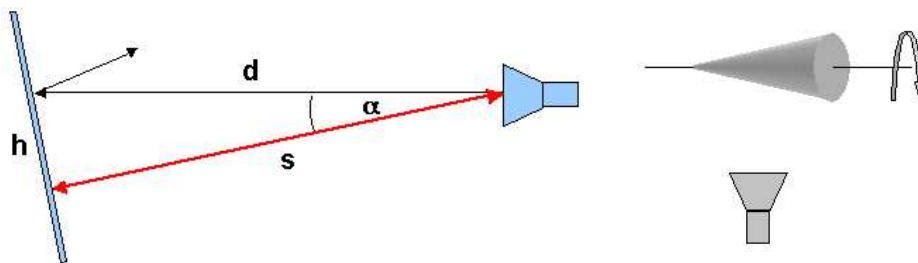


Abbildung 7.9: Konisches Messobjekt

Es wird hier von ideal reflektierenden Oberflächen ausgegangen. Wie in Abbildung 7.9 zu sehen, wird nun die Hauptstrahlrichtung nicht mehr zum Sensor zurückreflektiert, sondern ein Pfad, der das Objekt orthogonal trifft. Die Hauptbewegungsrichtung des Objektes ist parallel zur Hauptstrahlrichtung des Sensors. Wie anhand des Dreiecksmodells zu sehen, verkürzt sich der Empfangspfad. Auch die Abstandsänderungen des Objekts werden durch diesen Faktor verkürzt, was im Vergleich zur Realität zu einer geringeren gemessenen Bewegungsamplitude führt. Der auftretende Messfehler, der sich als konstanter Verkürzungsfaktor bemerkbar macht, ist jedoch relativ klein. Bei einem Konuswinkel von  $10^\circ$  entsteht ein Phasenfehler von 1,5 %. Dies entspricht bei einer realen Objektamplitude von  $100 \mu\text{m}$  einer Abweichung von  $1,5 \mu\text{m}$ .

Abschließend lassen sich die Ergebnisse folgendermaßen beurteilen. Vergleicht man die Simulationsergebnisse mit den Ergebnissen aus Kapitel 3, ergibt sich, dass bei Verwendung eines bzgl. Mehrfachreflexionen optimierten Gehäuses sowie perfekt ausgeführter Kalibration der zusätzliche Fehler auf Grund der hier beschriebenen Einbauumgebung nicht maßgeblich ins Gewicht fällt. Die angestrebte Applikationsbreite ist somit durch diesen Aspekt nicht grundsätzlich limitiert. Allerdings wird deutlich, dass die Messgenauigkeit bei zunehmendem Absolutabstand durch die Beschaffenheit der Einbauumgebung begrenzt wird. Bei hoher geforderter Messgenauigkeit sollte also ein hinsichtlich zusätzlicher Reflexionspfade „entschärfter“ Einbauort bei möglichst geringem Absolutabstand verwendet werden.



## **7.3 Applikationsorientierte Messbeispiele**

### **7.3.1 Vibrationsanalyse eines Elektromotors von Siemens A&D SD**

Im Folgenden wird der Millimeterwellensensor zur Messung des Vibrationsspektrums eines Elektromotors verwendet. Bei einem defekten Lager kommt es konstruktionsbedingt zu charakteristischen Schwebungen, also spektralen Komponenten, die jeweils auf einen spezifischen Defekt hinweisen. Gängige Verfahren für diese Art der Untersuchung sind Körperschallmessungen und Messungen mit Beschleunigungssensoren. Diese Messverfahren geben als Messgröße das Vibrationsspektrum aus. Anhand der Spektraluntersuchung lässt sich daher eine Aussage über den Verschleißzustand eines Lagers treffen. Im Allgemeinen erlauben diese Verfahren aber nur eine qualitative Beurteilung, da keine mechanische Ausdehnung direkt gemessen wird. Es ist keine genaue Aussage über den tatsächlichen Zustand eines überwachten Lagers möglich. Daher werden Maximalwertmasken aus Erfahrungswerten über dem Frequenzbereich festgelegt, bei deren Überschreitung eine Wartung der Maschine durchgeführt wird.

Der Millimeterwellen-Radarsensor misst Wegänderungen im Zeitbereich. Im Zeitbereich alleine lässt sich ein defektes von einem intakten Lager nur sehr schwer unterscheiden, weswegen eine Fouriertransformation der Messdaten in den Frequenzbereich durchgeführt wird. Da das Schwingungsbild quasi als Weg-Zeitdiagramm vorliegt, können einzelne spektrale Komponenten eindeutig einer Ursache zugeordnet werden. Es ist somit möglich, die aus Einzelbewegungen zusammengesetzte Gesamtschwingung nach Amplitude und Phase zu zerlegen und das Schwingungsbild zu rekonstruieren. Wie in Kapitel 6 anhand des Prototyps gezeigt wurde, können dabei Bewegungen von wenigen 100 nm erfasst werden. Somit werden auch Bewegungen mit geringer mechanischer Amplitude, die nicht zwangsläufig ein ausgeprägtes Vibrationsspektrum verursachen, detektiert.

Das Lager setzt sich aus dem Außenring, dem Käfig mit den enthaltenen Wälzkörpern und dem Innenring, wie in Abbildung 7.10 gezeigt, zusammen. Das im folgenden Messbeispiel verwendete Lager hat einen Innendurchmesser von 25 mm und einen Außendurchmesser von 52 mm. Die innere Lauffläche der Kugeln hat einen Durchmesser von 32 mm, die äußere von 48 mm und die Wälzkörper, in diesem Fall Kugeln, einen Durchmesser von 8 mm. Somit ist ein spezifischer Lagerschaden fest einer charakteristischen Frequenz zugeordnet. Entsteht ein Punktschaden an einer Kugel, so führt dieser zu Vibrationen, wenn die beschädigte Stelle den Innenring oder den Außenring passiert. Die charakteristische Frequenz, die dabei entsteht, liegt bei 240 Hz. Eine Punktbeschädigung am Außenring führt bei jedem Kugeldurchlauf zu einer Vibration mit einer charakteristischen Frequenz von 160 Hz. Bei dem hier untersuchten Lager ist es nicht möglich, solche Beschädigungen zu erzielen. Im Allgemeinen entstehen sie nur durch Produktionsfehler und sollten durch Kontrollen der Lagerhersteller nicht in Anwendungen auftauchen. Im normalen Gebrauch kommt es am häufigsten zum Lagerverschleiß, d.h. das Lager entwickelt Spiel zwischen Außenring, Käfig und Innenring.

Dieses Spiel führt zu charakteristischen Frequenzen von 20 Hz Umlauffrequenz zwischen Außenring und Käfig bzw. 30 Hz zwischen Käfig und Innenring. Diese charakteristischen Frequenzen des Spiels lassen sich durch die Spektralanalyse detektieren, wodurch ein defektes Lager von einem intakten Lager unterschieden werden kann [59].

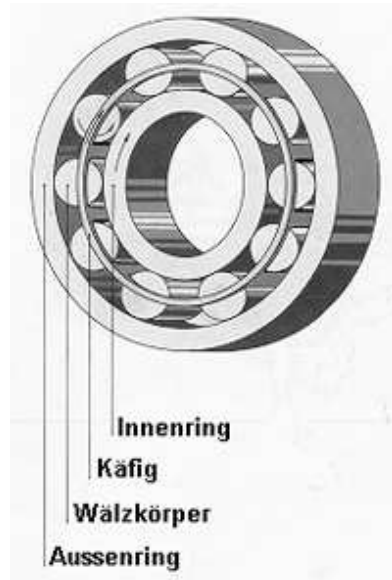


Abbildung 7.10: Schematischer Lageraufbau

Im folgenden Messbeispiel wurde ein 50 Hz, 1,5 kW-Asynchronmotor des Geschäftsbereichs A&D SD der Firma Siemens vermessen. Der Motor wurde vor und nach einer Schädigung des Stirnlagers vermessen. Abbildung 7.11 zeigt das Zeitsignal sowie das Spektrum eines intakten Lagers.

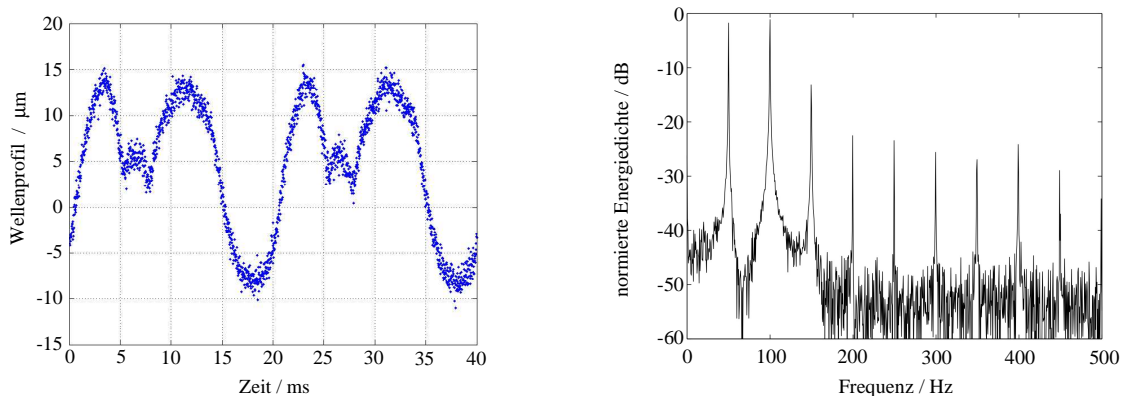


Abbildung 7.11: Zeitsignal und Spektrum eines intakten Lagers eines 50 Hz Asynchronmotors

Gut zu erkennen ist die spektrale Grundlinie der Rotation bei 50 Hz sowie die zugehörigen Harmonischen. Die Wellenlaufbahn, welche im Zeitdiagramm zu sehen ist, zeigt deutlich die

aus der komplexen Überlagerung der Einzelschwingungen entstehende Gesamtbewegung. Die mechanische Gesamtauslenkung  $S_{p-p}$  ergibt sich zu ca.  $30\ \mu\text{m}$ , wobei die erreichte Genauigkeit im Bereich von  $1\ \mu\text{m}$  liegt.

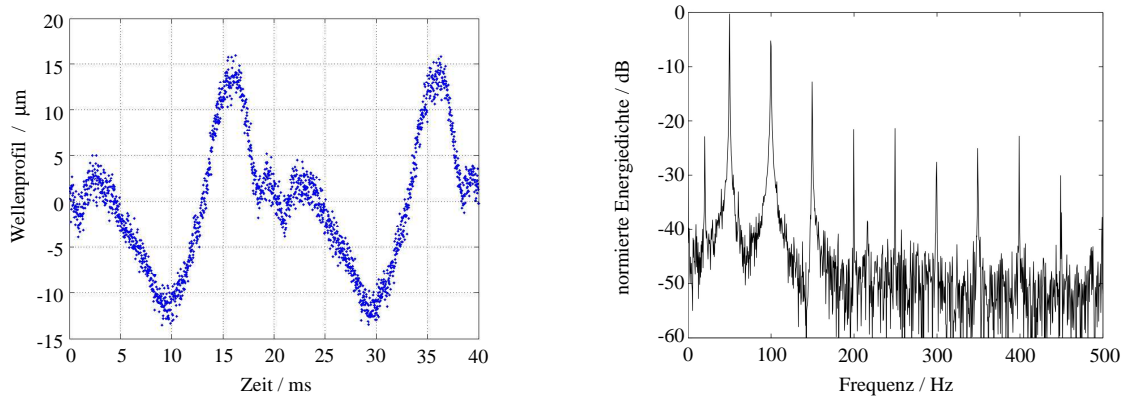


Abbildung 7.12 Zeitsignal und Spektrum eines defekten Lagers eines 50 Hz Asynchronmotors

Abbildung 7.12 zeigt das Frequenzspektrum und das zugehörige Zeitsignal der Motorwellenmessung mit dem eingebauten geschädigten Lager. Wie in Abbildung 7.11 sind auch hier die charakteristischen spektralen Komponenten zu finden. Zusätzlich tritt aber auch die für die oben beschriebene Schädigung charakteristische Linie bei 20 Hz auf. Das Zeitsignal in Abbildung 7.12 weist einen völlig unterschiedlichen Verlauf auf, der aber nicht ausschließlich durch die Schädigung bedingt ist. Für die Schädigung des Lagers wurde dieses aus und wieder eingebaut, was zu einer veränderten Phasenlage zwischen vorderem und hinterem Wellenlager führt und in der komplexen Überlagerung ein unterschiedliches Zeitsignal bewirkt.

Über die inverse FFT wurden einzelne Frequenzlinien in den Zeitbereich zurücktransformiert und anschaulich dargestellt. Durch Normierung mit dem bekannten Summen-Zeitsignal wurde die mechanische Schwingungsauslenkung  $S_{p-p}$  der Einzelschwingungsanteile für die 20 Hz-, 50 Hz- und 100 Hz-Linie berechnet, da diese für das Schwingungsbild hauptsächlich verantwortlich sind. Für die 50 Hz Linie ergibt sich eine Auslenkung von  $17\ \mu\text{m}$ , für die 100 Hz-Linie ergeben sich  $11\ \mu\text{m}$ . Im Vergleich dazu ist die Amplitude der charakteristischen 20 Hz-Linie mit  $1\ \mu\text{m}$  sehr gering, dennoch ist sie im Spektrum gut zu erkennen und eindeutig detektierbar, was das sehr gute Auflösungsvermögen der vorgestellten Messmethode zeigt und damit das Messsystem zur Erkennung von Lagerschäden qualifiziert.

Abschließend sei noch erwähnt, dass dieses Ergebnis unabhängig von der absoluten Entfernung zwischen Motorwelle und Sensor bis 2 cm reproduziert werden konnte. Es ist also keinerlei Justageaufwand beim Einbau eines solchen Sensorsystems erforderlich. Ein kapazitiver Sensor hingegen weist eine vergleichbare Auflösung nur in einem definierten Entfernungsbereich von ca.  $500\ \mu\text{m}$  auf, was einen erheblichen Justageaufwand und eine starke Begrenzung bzgl. der möglichen Anwendungsgebiete zur Folge hat.

### 7.3.2 Turbinenmessung im Kavernenkraftwerk „Wehr“

Die Messungen am Motor zeigen, dass das Messsystem inklusive Softwaretool sehr genaue Aussagen über die relative Abstandsänderung und den Phasenverlauf des Messsignals machen kann. Durch die flexible und vielseitig variierbare Einstellbarkeit der wichtigsten Parameter kann das Messsystem an verschiedene Anwendungen angepasst werden.

Ein weiteres Beispiel soll anhand von Messungen in einem Kavernenkraftwerk vorgestellt werden, welche in Wehr, 80 km südöstlich von Freiburg, durchgeführt wurden. Zur Stromerzeugung stehen dem Kraftwerk in einer Maschinenhalle ca. 1 km im Berginneren vier Maschinensätze zur Verfügung, bestehend aus Pumpe, Generator und Turbine, mit einer gesamten Spitzenleistung von 860 MW. Dies kann beispielsweise den Tagesbedarf der Stadt Berlin an elektrischer Energie decken. Abbildung 7.13 zeigt einen Blick in die Maschinenhalle des Kraftwerks. Zur Erzeugung der Energie ist der Generator über eine Welle, die einen Durchmesser  $D = 60$  cm aufweist, mit der Turbine verbunden. Diese Welle ist auf einer Breite von etwa 20 cm für das Sensormesssystem zugänglich.



Abbildung 7.13: Kavernenkraftwerk „Wehr“: Blick in die Maschinenhalle, auf die Turbine mit Generatorkupplung und auf die Generatorwelle mit angebrachtem Sensormodul

Bei konstanter Last beträgt die Rotationsfrequenz der Welle genau 10 Hz und weist dabei laut Kraftwerksangaben eine Unwucht von ca.  $35 \mu\text{m}$  auf. Diese Werte konnten mit dem Radarsensor und angeschlossener Kalibrations- und Datenauswertungssoftware reproduziert werden. Abbildung 7.14 zeigt einen Ausschnitt aus einer Messung. Es ist der gemessene Phasenverlauf  $\Phi$  bzw. die relative Abstandsänderung  $\Delta d$  zwischen Sensor und Welle über der Zeit  $t$  aufgetragen. Über den gesamten Zeitraum der Messung (2 Minuten) wurde eine Standardabweichung  $\sigma_{\Delta d} = 2.5 \mu\text{m}$  mit einem Mittelwert von  $35 \mu\text{m}$  berechnet. Es fällt auf, dass der Wellenoberflächenverlauf dem in der Literatur [58] als typischen Kurvenverlauf für

schwingende Wellenmittelpunkte vor einem Messaufnehmer angegebenen entspricht, was die Leistungsfähigkeit der Messmethode weiter unterstreicht.

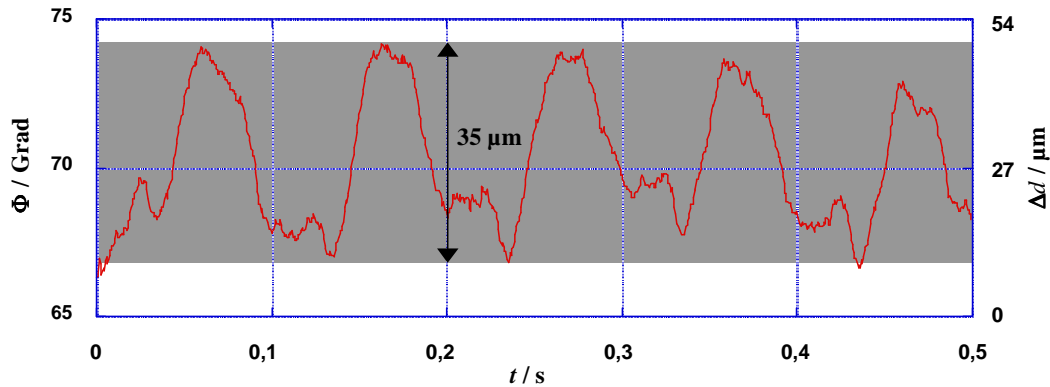


Abbildung 7.14: Ausschnitt aus einer Messung der Generatorwelle im Kavernenkraftwerk

Abbildung 7.15 zeigt einen Ausschnitt von 90 Sekunden aus einem Bremsvorgang der Turbine bei Lastwechsel. Deutlich zu erkennen ist, wie die Periodendauer einer Schwingung mit zunehmender Zeit länger wird. Am Ende des Messfensters hat sich die Drehfrequenz der Welle von anfänglich 10 Hz auf ca. 2.5 Hz reduziert.

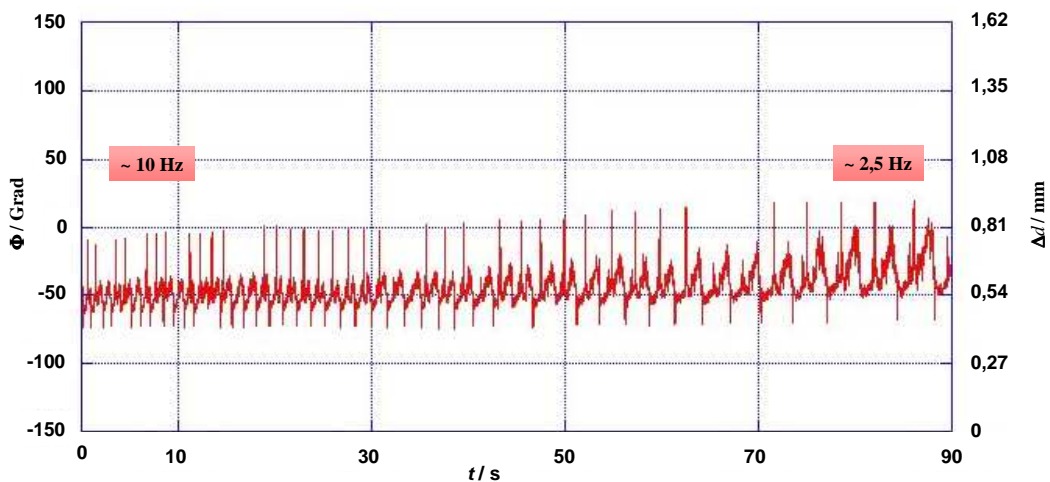


Abbildung 7.15: Phasenverlauf eines Bremsvorgangs der Turbine (Lastwechsel)

Weiterhin beobachtet man die Verschiebung des Mittelwertes der Schwingung, also eine Verschiebung der absoluten Lage (Absolutabstand vom Sensor) der Welle von ihrer ursprünglichen Position bei Rotation mit 10 Hz um ca. 50 – 100  $\mu\text{m}$  und das zeitgleiche Anwachsen der Schwingungsamplitude von den genannten 35  $\mu\text{m}$  auf ca. 150 – 200  $\mu\text{m}$ . Der Grund hierfür könnte in der zunehmenden Dezentrierung der rotierenden Masse bei Reduktion der Rotationsgeschwindigkeit und der nachlassenden Torsion durch Abnahme der Wellenbelastung und der damit verbundenen Ausdehnung der Welle liegen. Das

Messergebnis (Abbildung 7.15) weist weiterhin starke, periodisch wiederkehrende Spitzen im Phasenverlauf auf. Diese sind durch ein vom Turbinenbetreiber auf der Welle lokal aufgebrachtes dünnes Reflektormaterial entstanden. Der Reflektor soll einem kapazitiv arbeitenden Umdrehungszähler als Markierung dienen. Das hier vorgestellte Messsystem benötigt keinen zusätzlichen Reflektor. Die Erfassung der dynamischen Daten kann direkt aus der vorhandenen, „natürlichen“ Unwucht der Welle gewonnen werden.

Während in Kapitel 6 der erste Prototyp unter Laborbedingungen vermessen wurde, zeigen die Ergebnisse dieses Kapitels, dass das Sensorkonzept auch in ersten praxisnahen Applikationen seine vorausgesagte Leistungsfähigkeit bestätigen konnte. Die Implementierung der echtzeitfähigen Kalibration und Datenauswertung in Labview ermöglichte die Online-Messung und Darstellung von dynamischen Daten, wie Drehzahl, Vibrationsspektrum, Beschleunigungs- und Bremsvorgänge. Durch die Messung der Abstandsänderung im Zeitbereich konnten Oberflächenprofile und Wellenlaufbahnen aufgezeichnet werden und somit auch die absolute Winkelposition einer rotierenden Welle verfolgt werden. Während herkömmliche Sensoren (ABS-Sensor beim Fahrzeug) lediglich über die Information der Rotationsgeschwindigkeit verfügen, ermöglicht der hier vorgestellte Sensor zusätzlich das Auslesen von Winkelposition (auch bei Stillstand) sowie Drehrichtung. Dabei benötigt der Radarsensor kein mechanisches Gegenstück (Geber wie z.B. Zahnkranz, Magnet), sondern nutzt die vorhandene Exzentrizität einer Welle aus. Durch das extrem breite Spektrum an bereitgestellter Information kann sich der hier vorgestellte Radarsensor von handelsüblichen Sensoren, die oftmals spezifisch für eine Applikation konzipiert sind, absetzen. Dabei leidet die Messgenauigkeit keinesfalls unter den Multifunktionseigenschaften. Für Absolutabstände unter 1 cm wurde eine Messgenauigkeit von besser als 1  $\mu\text{m}$  gemessen. Dies stellt selbst für die meisten hochgenau arbeitenden Induktivsensoren die Messgrenze dar. Während Induktiv- und Kapazitivsensoren zur Erlangung dieser Messgenauigkeiten mit entsprechender Genauigkeit bzgl. des Absolutabstands justiert werden müssen, genügt beim Radarsensor ein Ausrichten der Antenne nach Augenmaß, sofern ein sinnvolles Absolutabstandsfenster eingehalten wird. Ein weiterer Vorteil ist, dass die Messung berührungslos erfolgt. Neben der Gewährleistung einer zerstörungsfreien Messung ist für viele Applikationen eine einfache Platzierung möglich. Dies gilt besonders für schnell rotierende Maschinenteile, bei denen z.B. Hallsensoren auf Grund der benötigten Magnete auf dem bewegten Teil ausscheiden. Bei solchen Anwendungen treten oftmals auch Probleme bei der Datenakquisition auf. Aufgrund des oftmals auf einem Einschwingvorgang beruhenden Messprinzips traditioneller Sensoren (Resonanzeffekt, Frequenzverstimmung), kommt es zu einer durch das Messprinzip bestimmten maximalen Messrate. Diese ist dabei oftmals weitaus geringer als die maximal durch die A/D-Wandlung oder durch die Datenverarbeitung vorgegebene Datenrate. Der hier vorgestellte Sensor arbeitet nach dem Radarverfahren und unterliegt somit neben der Lichtgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle keiner weiteren physikalischen Grenze. Die Messrate wird hier also lediglich durch die Digitalisierung der Messdaten und die Datenverarbeitung begrenzt.

# Kapitel 8

## Sensorrealisierung in LTCC-Keramik

Wie bereits zu Anfang erwähnt, wurde im Rahmen des Projekts in Zusammenarbeit mit der Siemens AG in München die Möglichkeit der Integration des Sensors in LTCC Keramik untersucht. In diesem Kapitel sollen die wichtigsten Ergebnisse zu diesem Thema dargestellt werden und die Anforderungen und Einschränkungen aufgezeigt werden, die sich im Zusammenhang mit der Keramik LTCC bei 76,5 GHz ergeben.

### 8.1 Das LTCC-Keramik Trägermaterial

LTCC steht für **Low Temperature Cofired Ceramics**. Es handelt sich um Keramiken, die bei Temperaturen niedriger als ca. 1000 Grad Celsius gemeinsam mit ihrer Metallisierung gesintert werden. Passive Strukturen in Mikrostreifenleitungstechnik werden mit einem Siebdruckverfahren auf die Keramiklagen aufgebracht. Als Leitungsmaterial dienen dabei metallische, leitfähige Pasten. Die niedrigen Sintertemperaturen sind nötig, da man die Schmelztemperatur des Metalls nicht überschreiten darf. LTCC-Keramiken weisen für Hochfrequenzapplikationen vergleichsweise hohe relative Dielektrizitätszahlen  $\epsilon_r$  auf. Typische Werte liegen zwischen 5 und 10. Für Anwendungen bei hohen Frequenzen kann der damit verbundene Miniaturisierungsfaktor von Streifenleitungsstrukturen zu Schwierigkeiten bzgl. der Herstellungstoleranzen führen. Weiterhin beeinträchtigt die hohe Dielektrizitätszahl die Abstrahlung bei Antennen. Keramiken weisen relativ geringe Verluste auf. Die Verluste bei Schaltungen in LTCC rühren hauptsächlich von den Verlusten der verwendeten Pasten zur Erstellung der Leiterbahnen her. Bei Hochfrequenzanwendungen führt die Rauigkeit der mit dem Siebdruckverfahren aufgetragenen Metallisierungen zu weiteren Verlusten.

Insbesondere durch die Möglichkeit, mehrere Materialebenen übereinander anzuordnen, ist es möglich, aufwändige elektrische Schaltungen auf kleinem Raum in kompakter Weise zu integrieren. Weitere Vorteile von LTCC sind die hohe mechanische Stabilität der Keramik und die geringe Temperaturabhängigkeit. Diese Eigenschaften ermöglichen einen breiten Einsatz z.B. im Kfz-Bereich und in anderen Bereichen, in denen Miniaturisierung und Robustheit gefragt sind.

Auf die genaue chemische Zusammensetzung soll hier nicht näher eingegangen werden. Wichtig ist, dass während des herkömmlichen Sinterprozesses durch die Verdichtung eine Materialschrumpfung auftritt. Bei der herkömmlichen Bearbeitungsmethode werden die

Keramiklagen im Grünzustand (Greentapes) meist durch Siebdruck mit den metallischen Schaltungsstrukturen (Leiterbahnen) versehen. In diesem Zustand werden auch die nötigen Durchkontaktierungen zwischen den einzelnen Lagen gestanzt und metallisiert. Die bearbeiteten Lagen werden dann als Block gesintert. Dabei kommt es zum bereits erwähnten Schrumpfungsprozess, weswegen die zuvor aufgedruckten Schaltungen entsprechend skaliert werden müssen. Man versucht, den Schrumpfungsfaktor möglichst zu minimieren oder zumindest in den drei Raumrichtungen genau einzustellen. Es gibt hierfür zwar verschiedene Fertigungsprozesse, der Schrumpfungsfaktor bleibt aber dennoch mit einer Unsicherheit behaftet [60, 61]. Im Millimeterwellenbereich stellt die Materialschrumpfung ein weitaus größeres Problem dar als bei Schaltungen im Gleichspannungs- oder Niederfrequenzbereich. Passive Strukturen, wie im vorliegenden Fall die resonanten Koppler, müssen auf einige  $\mu\text{m}$  genau hergestellt werden, da sonst die Funktionalität nicht gegeben ist. Die Positionierung der einzelnen Lagen übereinander stellt ein weiteres Problem dar. Die einzelnen Lagen schrumpfen teilweise unterschiedlich, wodurch es zu Ungenauigkeiten bei der Durchkontaktierung von mehrlagigen Anordnungen kommt.

## 8.2 Kompakter Multilayer-Entwurf

Durch Fortschritte in der Präzision der Strukturierung, reduzierte Verluste bei den verwendeten Pasten und verbesserte Prozesse bei der Sinterung eröffnen sich zunehmend Möglichkeiten die LTCC-Keramik auch als 3D-Trägermaterial bei Millimeterwellenfrequenzen einsetzen zu können. Dennoch kann mit heutiger Technologie das in Kapitel 6 gezeigte Sensorlayout nicht in LTCC-Keramik realisiert werden. Die zahlreichen frequenzabhängigen Komponenten (Koppler, Anpassungen) wären nicht reproduzierbar herzustellen. Ebenso ist die durch phasenoptimierte Überlagerung der einzelnen Fehlersignale erreichte Gleichspannungsunterdrückung mit der verfügbaren Genauigkeit nicht erreichbar. Unabhängig vom Substratmaterial wären die Herstellungskosten für ein Serienprodukt in großer Stückzahl gemäß dem Prototyp viel zu hoch. Der nötige Integrationsaufwand und die zahlreichen Komponenten sind hier ausschlaggebend. Ein Serienprodukt kann demnach nur dann marktfähig sein, wenn die gesamte Hochfrequenzelektronik in einem spezifischen Sensorchip beispielsweise in GaAs integriert wird. Ein solcher Chip hätte nur einen HF-Anschluss, an den die Antenne angeschlossen wird. Der Chip müsste in ein Modul integriert werden, welches die Antenne und die nötigen Steuerungs- sowie Signalverarbeitungsbaugruppen enthält. In solch einem Fall ist die Verwendung von LTCC sinnvoll, da die Genauigkeitsanforderungen der verwendeten Wanderwellenantenne mit LTCC erfüllbar sind. Vorteile der Keramik im Vergleich zu bisher verwendeten organischen Substraten sind die mechanische Stabilität, die geringe Temperaturabhängigkeit und vor allem die Möglichkeit, passive Komponenten in der Mehrschichtstruktur zu integrieren und dadurch extrem kompakte und miniaturisierte Module zu realisieren. Speziell in der Kommunikation und in der Fahrzeugtechnik werden diese Vorteile bereits bei Frequenzen bis in den unteren Millimeterwellenbereich erfolgreich genutzt. Insbesondere die Stabilität der Keramik und die



Möglichkeit der Bauteilintegration aber auch die geringen Hochfrequenzverluste sind hierbei entscheidende Kriterien für die Wahl der LTCC-Technologie.

Abbildung 8.1 zeigt einen schematischen Schnitt durch ein mögliches Sensormodul.

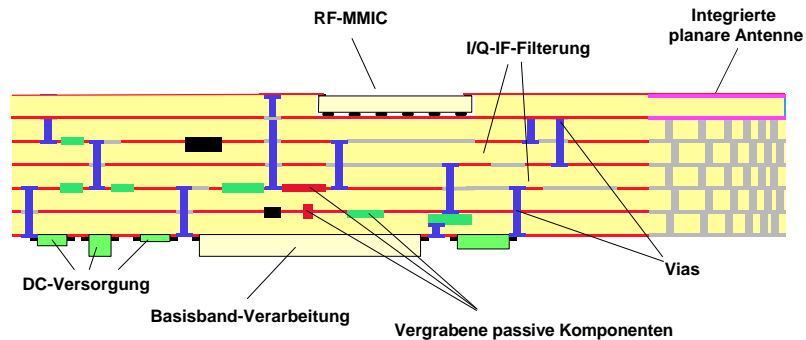


Abbildung 8.1: Schematischer Schnitt durch das LTCC-Sensormodul

Das LTCC-Modul besteht aus mehreren Lagen. Auf der oberen Lage befindet sich die Hochfrequenzelektronik. Die gesamte aktive Schaltungstechnik ist in einem sensorspezifischen MMIC untergebracht. Dieser Chip besitzt einen Hochfrequenzanschluss, der mit der planaren, antipodal angeordneten Antenne verbunden wird. Aus dem Sensorchip gelangt das Basisbandsignal dann direkt zu Verstärkern oder A/D-Wandlern. Die übrigen Lagen des Moduls können für die benötigte Schaltungstechnik zur Steuerung und Signalverarbeitung genutzt werden. Die in der Keramikeinheit benötigte Millimeterwellenelektronik reduziert sich damit auf die Antenne. Dies hat mehrere Vorteile:

- Die Größe des Sensormoduls wird wesentlich durch die Antenne bestimmt.
- Die geforderte Genauigkeit an den LTCC-Sinterprozess sinkt erheblich, was eine bedeutende Kostenersparnis, besonders in der Serienproduktion, ausmacht.
- Die oberste Keramiklage kann an die Antennenparameter angepasst werden, ohne dass dadurch die Funktionalität des MMICs beeinträchtigt wird.
- Das Antennenlayout kann gezielt auf die Eigenschaften der vorhandenen Keramik ausgelegt werden.
- Die Anzahl der HF-Verbindungen sinkt, was die mechanischen Eigenschaften des Moduls und damit die Serientauglichkeit verbessert.

Eine realistische Größenannahme für ein Serienprodukt beträgt dabei ca.  $15 \times 10 \times 5 \text{ mm}^3$ .

Im Folgenden wird die Realisierung der antipodalen Vivaldi-Antenne in Keramik untersucht. Dazu werden zunächst mögliche LTCC-Keramiken vorgestellt

### 8.3 Untersuchung verschiedener Keramiken

In Tabelle 8.1 sind drei LTCC-Materialien gegenüber gestellt, die von der Fa. Siemens zur Untersuchung bereitgestellt wurden.

	Du Pont 951	Ferro A6-S	Heraeus CT 700
$\epsilon_r$ bei 1 MHz	7,8	$5,9 \pm 0,15$	$7,7 \pm 0,2$
$\tan\delta$	0,0015 bei 1 MHz	< 0,002 bei 10 MHz	0,002 bei 1 kHz
TK $\epsilon$	3	8	6,7
xy-Schwund	$12,7 \pm 0,3 \%$	$16,2 \pm 0,2 \%$	$14,4 \pm 0,3 \%$
z-Schwund	$15,0 \pm 0,5 \%$	$24,0 \pm 0,2 \%$	$14,9 \pm 0,8 \%$
Gesinterte Dichte (g/cm <sup>3</sup> )	3,1	2,45	> 3,05
Wölbung ( $\mu\text{m}/\text{mm}$ )	< 3	< 3	< 1
Oberflächenrauigkeit ( $\mu\text{m}$ )	< 0,26	0,12	< 0,22

Tabelle 8.1: Vergleich der LTCC-Materialeigenschaften verschiedener Hersteller

Auffallend in Tabelle 3.1 ist, dass die Herstellerangaben nur für niedrige Frequenzen gelten und dass relativ starke Schwankungen der Dielektrizitätszahl von bis zu 5% zu erwarten sind. Das LTCC-Substrat wurde daher bis 94 GHz charakterisiert. Leider war die Vermessung des laut Herstellerangaben für Hochfrequenzanwendungen geeigneten Du Pont Materials zum Zeitpunkt dieser Untersuchungen nicht möglich.

#### 8.3.1 Durchführung der Materialmessung, Messanordnung

Die Messung der Materialparameter wurde mit Resonatoren in Mikrostreifenleitungstechnologie durchgeführt.

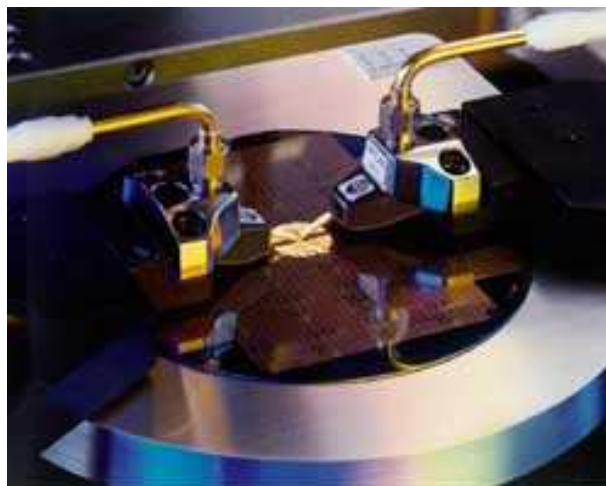


Abbildung 8.2: On Wafer Prober mit koaxialen Anschlüssen zur Messung bis 120 GHz

Verwendet wurden dabei kapazitiv gekoppelte Ringresonatoren sowie Streifenresonatoren. Für das Design der Ringresonatoren sei auf [64, 65, 66] verwiesen. Effektive Längenänderungen durch kapazitive Kopplung wurden nach [63] berücksichtigt. Für das Design der Streifenresonatoren sei auf [68] und [69] verwiesen. In Abbildung 8.2 ist ein On-Wafer-Prober zu sehen, mit dem am Fraunhofer Institut für Angewandte Festkörperphysik (IAF) in Freiburg die Messungen an den planaren Strukturen durchgeführt wurden. Dieses Verfahren sowie die zugehörige TRL-Kalibration wurden bereits zur Realisierung des Prototyps verwendet und sind in Kapitel 6 genau beschrieben.

## 8.3.2 Messergebnisse

### 8.3.2.1 Ergebnisse für Dielektrizitätszahl und Verlustfaktor

Nach der Auswertung ergeben sich die Verläufe der Materialparameter für Ferro A6-S und Heraeus CT 700 wie in Abbildung 8.3 und Abbildung 8.4 dargestellt. Gemessen werden die Parameter von Mikrostreifenleitungsstrukturen. Die gestrichelten Linien stellen die effektive Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{r,eff}$  der Mikrostreifenleitungsstruktur bzw. den gesamten gemessenen Verlustfaktor  $\tan \delta_{ges} = 1/Q_{ges}$  dar. Daraus werden die Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  des Materials nach [70] errechnet (durchgezogene Linie).

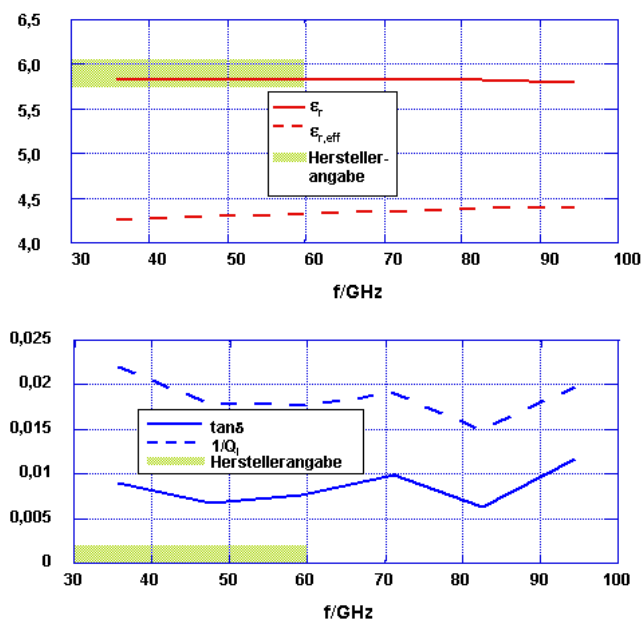


Abbildung 8.3: Gemessene effektive relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{r,eff}$  und daraus berechnete relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  sowie Kehrwert der gemessenen belasteten Güte  $Q_1$  und berechneter Verlustwinkel  $\tan \delta$  für Ferro A6-S

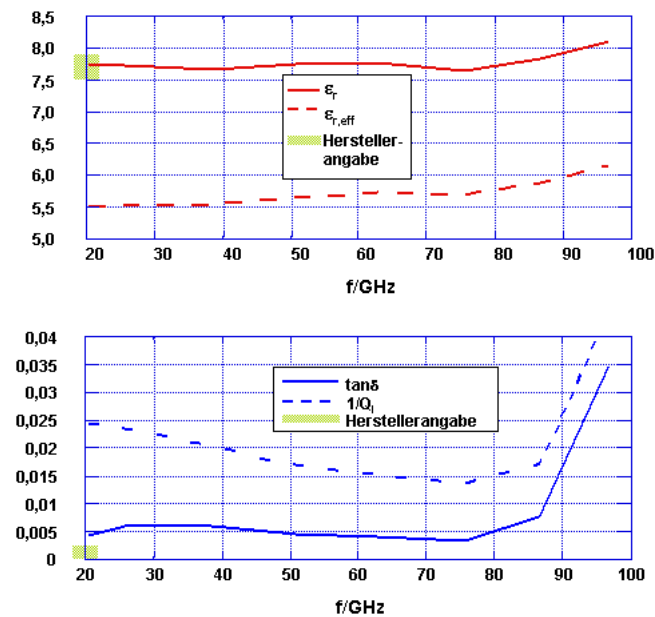


Abbildung 8.4: Gemessene effektive relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{r,eff}$  und daraus berechnete relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  sowie Kehrwert der gemessenen belasteten Güte  $Q_1$  und berechneter Verlustwinkel  $\tan \delta$  für Heraeus CT700

Bei der Berechnung der Verluste entsteht das Problem, dass die einzelnen Verlustbeiträge (dielektrische Verluste, ohmsche Verluste, Oberflächenwellen und Abstrahlung) nicht sauber zu trennen sind. Somit kann der Verlustfaktor der Keramik nur schwer isoliert werden. Zur Berechnung wurden Verfahren gemäß [30, 71, 72] benutzt. Diese sind auch in [73] genau beschrieben. Die Herstellerangaben (schraffierter Bereich) konnten bei beiden Materialien für die Dielektrizitätszahl im wesentlichen bestätigt werden und für höhere Frequenzen erweitert werden. Der Verlauf von Dielektrizitätszahl und Verlustwinkel in Abbildung 8.4 weicht ab 75 GHz allerdings stark vom erwarteten Verlauf ab. Die Dielektrizitätszahl sollte bei steigenden Frequenzen tendenziell abnehmen. Ihr Verlauf ist durch mit der Frequenz zunehmende Ungenauigkeiten bei der Fertigung der Teststrukturen sowie Messungenauigkeiten zu erklären. Bei den Verlusten ergeben sich auch bei tieferen Frequenzen bei beiden Materialien wesentlich höhere Werte, als sie der Hersteller angibt. Dies ist hauptsächlich dadurch zu erklären, dass es sich dabei um die Summe aller auftretenden Verlustmechanismen handelt und die einzelnen Verlustmechanismen nur schwer zu isolieren sind. Insbesondere der starke Anstieg der Verluste wiederum in Abbildung 8.4 oberhalb von 75 GHz rührt von Ungenauigkeiten bei der Messung her. Diese Ungenauigkeiten fallen bei der Berechnung der einzelnen Verlustanteile weitaus stärker ins Gewicht als bei der Berechnung der Dielektrizitätszahl.

### 8.3.2.2 Gegenüberstellung der Materialien

Aus den durchgeführten Messungen lassen sich die beiden untersuchten Keramiken folgendermaßen charakterisieren:

#### 1. Ferro A6-S

- Sehr stabiler Verlauf der Dielektrizitätszahl im Bereich bis 100 GHz; Herstellerangabe kann auf  $\epsilon_r = 5,81 \pm 0,03$  präzisiert werden
- Etwas schwankende Verluste;  $\tan\delta < 0,01$

#### 2. Heraeus CT700

- Ab ca. 75 GHz ansteigende Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  auf Grund der Messungenauigkeit; darunter wird  $\epsilon_r = 7,78 \pm 0,04$  gut eingehalten
- Sehr stark ansteigende Verluste im selben Bereich auf Grund der Messungenauigkeit; darunter  $\tan\delta < 0,007$

Insgesamt weichen die Dielektrizitätszahlen beider Materialien im relevanten Frequenzbereich um 76,5 GHz nicht wesentlich von den Herstellerangaben im Niederfrequenzbereich ab. Die Verluste fallen erwartungsgemäß höher aus, allerdings kann keine genaue Aussage über den Verlustwinkel der Keramik gemacht werden. Dazu müßten beispielsweise dielektrische Resonatoren aus dem Keramikmaterial gefertigt werden [74, 76]. Die im Vgl. zum RT-Duroid hohen Verluste der Mikrostreifenleitungsstruktur in LTCC machen noch einmal deutlich, dass die Implementierung von passiver Mikrostreifenleitungstechnik bei 76,5 GHz nicht sinnvoll erscheint. Ferro A6-S weist eine geringere relative Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 5,9$  auf und wäre somit als Antennensubstrat besser geeignet. Allerdings führen weitaus größere Ungenauigkeiten beim Sinterungsprozess (Schrumpfung) dazu, dass Ferro A6-S im relevanten Frequenzbereich nicht verwendbar ist.

## 8.4 Die antipodale Vivaldi-Antenne in LTCC

Als Grundlage für die Überlegungen und Ergebnisse in diesem Kapitel dient die antipodale Sensorantenne aus Kapitel 3. Während die Verwendung von LTCC im Hinblick auf die Realisierung des Sensors viele Vorteile mit sich bringt, ist LTCC als Antennensubstrat hingegen nicht ganz unproblematisch. Durch die hohe relative Permittivität von  $\epsilon_r = 7,7$  der betrachteten LTCC-Keramik wird die Ausbreitung von Substratmoden innerhalb der Keramik stark begünstigt. Diese führen zu einer diffusen Abstrahlung an den Seiten des Keramikquaders (Sensormodul) und überlagern den kleinen Leistungsanteil, der dennoch über die Antennenstruktur abgestrahlt werden kann. Damit ist die Richtcharakteristik der Antenne für die Anwendung in diesem Sensor unbrauchbar, da es keine eindeutige Hauptstrahlrichtung mehr gibt. Die Dämpfung, welche die Substratmoden in der Antenne durch die Verluste der Keramik erfahren, erhöht nicht nur die benötigte Sendeleistung, sondern lässt auch den Pegel

des empfangenen Signals so weit absinken, dass die anschließende Kalibration aufwändiger wird. Hinzu kommt, dass durch die vielen überlagerten Leistungsanteile die Linearität der Phase in der Antenne nicht mehr gegeben ist und dadurch die Genauigkeit des Sensors zusätzlich gesenkt wird.

Aus diesen Gründen wird klar, dass die LTCC-Keramik nicht ohne weiteres als Antennensubstrat verwendet werden kann. Mit Hilfe von Materialmodulation kann man die relative Permittivität eines Materials künstlich ändern. Dieses Verfahren soll für die Keramik im Bereich der Antenne angewendet werden und wird im Folgenden erklärt.

### 8.4.1 Materialmodulation in der Keramikstruktur

Bei der Materialmodulation wird das zu modulierende Substrat mit Löchern versehen. Dabei können die Löcher mit einem beliebigen dielektrischen Material gefüllt werden. Im einfachsten Fall sind die Löcher mit Luft gefüllt. Durch die Modulation erreicht man eine über das Volumen gemittelte relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$ . Dabei gehen die relativen Permittivitäten der beiden Materialien gewichtet mit ihrem jeweiligen Volumenanteil ein.

$$\epsilon_{r,mittel} = \frac{1}{V_{ges}} \cdot (\epsilon_{r,1}V_1 + \epsilon_{r,2}V_2) \quad (8.1)$$

Die mittlere relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  darf nicht mit der effektiven relativen Permittivität  $\epsilon_{r,eff}$  verwechselt werden. Während die mittlere relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  allein durch die verwendete Löcheranordnung und die verwendeten Materialien bestimmt ist, hängt die effektive relative Permittivität  $\epsilon_{r,eff}$  auch von der auf dem Substrat aufgebrachten Leitungsstruktur ab und wird damit zusätzlich durch die Feldverteilung bestimmt. Bedingt durch die vorliegende Polarisierung der elektromagnetischen Welle zum Material, kann die Betrachtung der mittleren relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  über dem Volumen unzulässig sein. Dies ist insbesondere dann der Fall, wenn das Substrat aus einer Lage besteht und die Löcher eine ausgeprägte Ausdehnungsrichtung bzgl. der vorliegenden Polarisierung aufweisen oder die Abmessungen der Löcher im Verhältnis zur Wellenlänge nicht zu vernachlässigen sind. Untersuchungen zu solchen Strukturen wurden in [87] durchgeführt. In dem hier vorliegenden Fall ist dies aus folgenden Gründen nicht gegeben.

Die Antenne soll auf einem mehrlagigen Substrat realisiert werden. Die Lagen werden dabei einzeln perforiert. Ein einzelnes Loch stellt einen Hohlraum im Substrat dar, der in alle Ausdehnungsrichtungen sehr viel kleiner als die Wellenlänge ist. Die Hohlraumhöhe ist dabei durch die Substratdicke von  $t = 100 \mu\text{m}$  begrenzt. Bei einer maximalen relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 7,7$  und einer resultierenden Substratwellenlänge  $\lambda_{7,7} = 1,41 \text{ mm}$  ist die Hohlraumhöhe  $t$  kleiner als  $\lambda_{7,7}/14$ . Die Hohlraumbreite und Länge werden durch den Lochdurchmesser  $d$  bestimmt und sind wie im folgenden noch gezeigt wird kleiner als  $\lambda_0/10$ . Die Verteilung der Löcher auf den einzelnen Substratlagen ist unterschiedlich, sodass es nicht zur Ausbildung von Hohlräumen mit einer Gesamthöhe größer der Substratstärke  $t$  kommen

kann. Die zwischen den Löchern mit Abstand  $D$  verbleibenden Substratstege liegen in der gleichen Größenordnung wie die Löcher, sehr viel kleiner als die Wellenlänge. Die Verteilung der Löcher im betrachteten Substratvolumen ist somit in alle drei Raumrichtungen gleich, wodurch bei der Berechnung die Mittelung über das betrachtete Volumen gerechtfertigt ist. Dieses Verfahren gestattet zudem Speicheraufwand und Rechenzeit im Rahmen zu halten. Wären die Ausdehnungen der Löcher im Wellenlängenbereich, müssten die Löcher einzeln modelliert werden.

Die Materialmodulation wurde für Schlitzleitungsantennen schon mehrfach untersucht [77, 78, 79, 80]. Dabei wurden die Richtdiagramme von gleichen Antennengeometrien auf unterschiedlichen Materialien miteinander verglichen. Es konnte gezeigt werden, dass es keinen Unterschied macht, ob eine Antenne auf einem modulierten Material aufgebracht ist oder auf einem unmodulierten Material mit der gleichen, entsprechend niederen, relativen Permittivität [80]. Dieses Verfahren soll auf die speziellen Anforderungen der Sensorantenne übertragen werden.

Zur Materialmodulation der Keramik LTCC werden Luftlöcher verwendet, da Luft näherungsweise die relative Permittivität  $\epsilon_r = 1$  hat. Um außerdem die Löcher möglichst dicht in der Keramik zu verteilen, wird als Elementarstruktur ein gleichseitiges Dreieck verwendet. Dies ist die entsprechende Anordnung im Zweidimensionalen zu der dichtesten Kugelpackung im Raum.

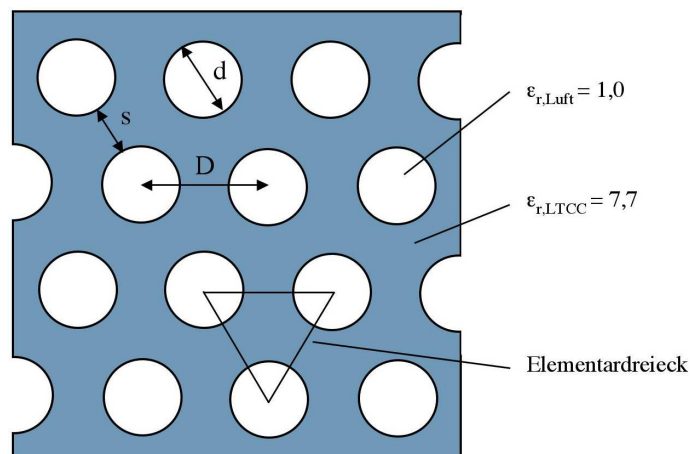


Abbildung 8.5: Elementardreieck der Materialmodulation in der Keramik LTCC

Für den Fall der Luftlöcher ergibt sich bei der Anordnung der Löcher in gleichseitigen Dreiecken die mittlere relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  zu:

$$\epsilon_{r,mittel} = \epsilon_{r,LTCC} + \frac{\pi}{2\sqrt{3}}(1 - \epsilon_{r,LTCC}) \cdot \left(\frac{d}{D}\right)^2 \quad (8.2)$$

Die mittlere relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  hängt demnach von dem Verhältnis von Lochdurchmesser zu Mittelpunktsabstand  $d/D$  ab. Das Herstellungsverfahren, bei dem Löcher

in die Keramik LTCC gestanzt werden, lässt Lochdurchmesser zwischen 100  $\mu\text{m}$  und 2 mm zu. In Bezug auf die Freiraumwellenlänge  $\lambda_0 = 3,92$  mm betragen diese Lochdurchmesser zwischen 0,03 und 0,51. Die Wellenlänge, die sich in dem modulierten Substrat einstellt, hängt von der mittleren relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  und der Art der Struktur, z. B. einer Mikrostreifenleitung, ab. Die Wellenlänge in einem modulierten Substrat  $\lambda_{\epsilon_{r,mittel}}$  ist auf jeden Fall größer als die Wellenlänge in der unmodulierten Keramik  $\lambda_{7,7} = 1,41$  mm mit der relativen Permittivität  $\epsilon_r = 7,7$ . Damit sind die Lochdurchmesser in Bezug auf die Substratwellenlänge  $\lambda_{\epsilon_{r,mittel}}$  auf jeden Fall kleiner als 0,07 bei einem Lochdurchmesser von 100  $\mu\text{m}$  beziehungsweise kleiner als 1,42 bei einem Lochdurchmesser von 2 mm. Um sicher zu sein, dass die Welle durch die einzelnen Löcher nicht reflektiert oder gebeugt wird, soll der Lochdurchmesser  $d$  kleiner sein als  $\lambda_0/10$ . Bei der verwendeten Frequenz von 76,5 GHz müssen die Löcher damit einen Durchmesser von weniger als 400  $\mu\text{m}$  haben. In Bezug auf die Substratwellenlänge im modulierten Substrat sind diese Löcher damit kleiner als 0,28. Verwendet man einen relativ kleinen Lochdurchmesser  $d$ , bleibt selbstverständlich auch der Mittelpunktabstand  $D$  relativ klein. Das hat den Vorteil, dass die mittlere relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  über eine sehr große Anzahl von Elementardreiecken gemittelt wird und dadurch auch zum Rand des modulierten Materials oder im Bereich von schmalen Leitungsstrukturen recht genau erreicht wird.

D / $\mu\text{m}$	d / $\mu\text{m}$	s / $\mu\text{m}$	$\epsilon_{r,mittel}$
442	150	292	7,0
284	150	134	6,0
225	150	75	5,0
200	150	50	4,3
882	300	582	7,0
566	300	266	6,0
448	300	148	5,0
384	300	84	4,0
350	300	50	3,2

Tabelle 8.1: Lochabstände, Lochdurchmesser und mittlere relative Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$ .  $\epsilon_{r,mittel}$  ergibt sich aus der Mittelung über das gesamte betrachtete Substratvolumen in z-Richtung über mehrere Substratlagen

Tabelle 8.1 gibt für die Lochdurchmesser  $d = 150$   $\mu\text{m}$  und 300  $\mu\text{m}$  die Mittelpunktabstände  $D$  an, mit denen ein bestimmter Wert der mittleren relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  erreicht werden kann. Dabei sind die Werte bis zu einer minimalen Stegbreite von 50  $\mu\text{m}$  aufgeführt. Wie aus der Tabelle ersichtlich ist, werden dabei die zwischen den Löchern verbleibenden Stege für kleine Lochdurchmesser  $d$  recht klein, was fertigungstechnisch und auch in Bezug auf die Stabilität der Keramik nicht unproblematisch ist.

Wie bereits angedeutet, werden die Löcher vor dem Sintern in die Keramik gestanzt. Beim Sintern schrumpft die Keramik LTCC um etwa 12,7 %. Dabei muss von einer Toleranz von



5 % ausgegangen werden. Die Schrumpfung und ihre Schwankung haben auf den Wert der mittleren relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  wenig Einfluss, da sowohl die Löcher als auch die Keramik gleichermaßen schrumpfen. Die Schrumpfung spielt jedoch dann eine Rolle, wenn die nach dem Sintern verbleibenden Stege zu schmal sind, um die Stabilität der Lochstruktur zu gewährleisten. In der Herstellung der Keramik-Lochstruktur konnten Stegbreiten, die größer als  $50 \mu\text{m}$  vor dem Sintern sind, gefertigt werden. Bei dieser Stegbreite kann mit Lochdurchmessern von  $d = 150 \mu\text{m}$  die Dielektrizitätszahl bis auf den Wert 4,3 gesenkt werden. Verwendet man größere Lochdurchmesser mit  $d = 300 \mu\text{m}$ , erreicht man sogar den Wert  $\epsilon_{r,mittel} = 3,2$ .

Es muss ein Kompromiss zwischen Lochdurchmesser  $d$ , verbleibender Stegbreite  $s$  und mittlerer relativer Permittivität  $\epsilon_{r,mittel}$  getroffen werden. Bei einem Lochdurchmesser von  $d = 300 \mu\text{m}$  sind die Löcher in Bezug auf die Wellenlänge noch klein genug, so dass keine Gefahr besteht, dass sie die Welle beeinflussen könnten. Gleichzeitig sind die verbleibenden Stege mit  $s = 50 \mu\text{m}$  gerade noch groß genug, so dass die relative Permittivität bis auf den minimalen Wert  $\epsilon_{r,mittel} = 3,2$  gesenkt werden kann.

## 8.4.2 Inhomogene Materialmodulation

In der Literatur [77, 78, 79, 80] wurde nur das Strahlungsverhalten von Antennen vorgestellt, die auf einem gleichmäßig, über die ganze Antennenfläche hinweg modulierten Substrat aufgebracht waren. Im Fall des Sensors ist dies nicht möglich, da aus Stabilitätsgründen nicht das gesamte Sensorsubstrat moduliert werden kann. Moduliert man nur das Substrat im Bereich der Antenne, würde im Bereich der Speiseleitung an der Grenze zwischen moduliertem Antennensubstrat und dem unmoduliertem Substrat ein Impedanzsprung entstehen. Diese zusätzliche Reflexionsstelle verschlechtert die Antennenanpassung. Aus diesem Grund sollen nun unterschiedliche Möglichkeiten der inhomogenen Materialmodulation diskutiert werden, bei denen nur ein Teil des Antennensubstrats moduliert wird. Das Augenmerk liegt dabei auf der Anordnung von Zonen unterschiedlicher relativer Permittivität in der Antennenstruktur und deren Auswirkungen auf die Wellenausbreitung im Substrat [81]. Es wird davon ausgegangen, dass die verwendeten relativen Permittivitätswerte durch Materialmodulation mit dem entsprechenden Verhältnis von Lochdurchmesser  $d$  zu Mittelpunktsabstand  $D$  erreicht werden können. Um Rechenzeit zu sparen, wurden in den Simulationen die modulierten Bereiche durch ungelöcherte Gebiete mit der gewünschten, entsprechend niederen, relativen Permittivität ersetzt. Um auch die Struktur in der Simulation einfach zu halten, wird die exponentielle Vivaldi-Kontur zu Beginn der Untersuchungen durch eine linear getaperte Schlitzleitungsantenne ersetzt.

### 8.4.2.1 Abschnittsweise Materialmodulationen

Mit dieser Struktur werden zunächst drei verschiedene Modulationen untersucht. Die Permittivität wird von  $\epsilon_r = 8$  am Speisepunkt bis auf  $\epsilon_r = 3$  in der Ebene der Apertur gesenkt. Eine Methode ist die Modulation des Gebiets um den wellenführenden Antennenkanal. Der

Antennenkanal selbst bleibt unmoduliert, um die Leistung dort zu konzentrieren. Es zeigt sich jedoch, dass sich die Leistung dennoch innerhalb des Substrats ausbreitet und durch die hohe Permittivität in der Apertur keine Anpassung erreicht werden kann. Abbildung 8.6 zeigt exemplarisch die Abmessungen und die Materialmodulation sowie das Strahlungsdiagramm in der E-Ebene einer linear getaperten Schlitzleitungsantenne mit hochpermittivem Kanal. Es ist keine eindeutige Hauptstrahlrichtung zu erkennen. Dies liegt hauptsächlich an der Überlagerung verschiedener Leistungsanteile, die von Substratmoden stammen.

Der inverse Fall, bei dem ein niederpermittiver Kanal von einem hochpermittiven Flügelbereich umgeben wird, ist wenig vielversprechend. Das elektrische Feld bleibt stark an die seitlichen, hochpermittiven Bereiche unter den Flügeln gebunden und wird dadurch nicht abgestrahlt. Eine  $\lambda/4$ -Transformation schließlich, bei der drei Bereiche unterschiedlicher Permittivität zur Impedanztransformation genutzt werden, ist anfällig gegenüber Fertigungstoleranzen und frequenzselektiv.

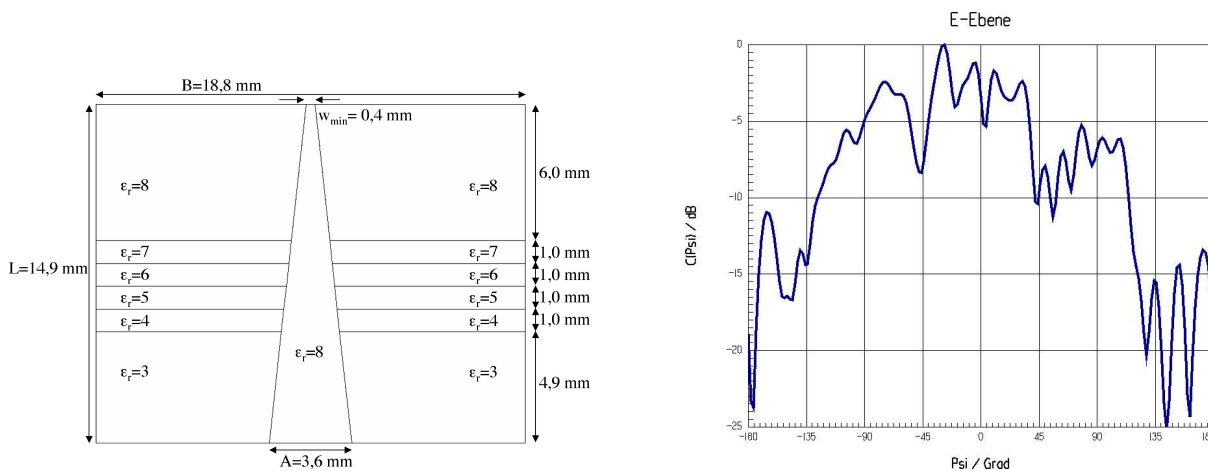


Abbildung 8.6: a) Abmessungen und Materialmodulation einer linear getaperten Schlitzleitungsantenne mit hochpermittivem Kanal, b) simuliertes Fernfeld-Richtdiagramm in der E-Ebene

### 8.4.2.2 Progressive Materialmodulation

Als Alternative zu den bislang beschriebenen Methoden kann eine progressive Materialmodulation verwendet werden, um einen Übergang zwischen der hochpermittiven, unmodulierten Keramik und einem niederpermittiveren, zur Abstrahlung besser geeigneten modulierten Bereich zu erreichen. Dabei wird das Antennensubstrat in parallele, quer zur Ausbreitungsrichtung liegende Bereiche unterteilt (siehe Abbildung 8.7), wobei die mittlere relative Permittivität schrittweise entlang der Antenne bis zur Apertur sinkt. Auf diese Weise kann zum Beispiel ein linearer oder exponentieller Permittivitätsverlauf nachgebildet werden. Durch die im wesentlichen parallel zur elektrischen Feldstärke verlaufenden Bereichsgrenzen wird die Mode wenig beeinflusst, und die Welle breitet sich ungestört aus.

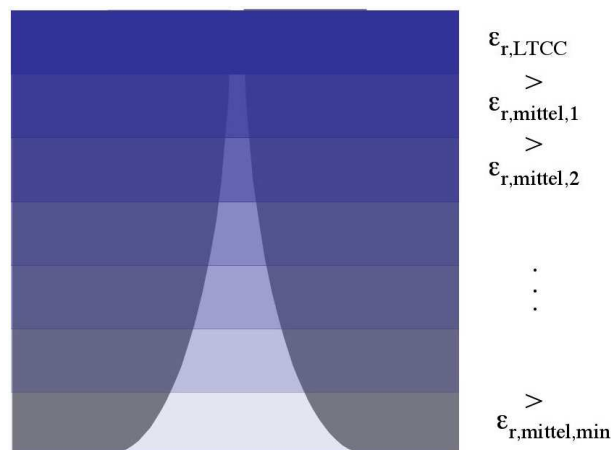


Abbildung 8.7: Progressive Materialmodulation einer Vivaldi-Antenne

Das Richtdiagramm wird dabei durch den Permittivitätsbereich vor der Apertur bestimmt. Wird er ausreichend groß gewählt, lässt sich im Richtdiagramm in Abbildung 8.8 kein Unterschied zwischen dem Richtdiagramm der Antenne auf moduliertem Substrat und der Antenne auf unmoduliertem Substrat mit der relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel,min}$  der modulierten Antenne erkennen. In diesem Vergleich hat die letzte Permittivitätszone eine Länge von 2,5 mm und eine mittlere relative Permittivität von  $\epsilon_{r,mittel,min} = 3$ . Die anderen Bereiche haben jeweils eine Länge von 1,0 mm. Die mittlere relative Permittivität sinkt dabei exponentiell von  $\epsilon_{r,mittel} = 8$  über  $\epsilon_{r,mittel} = 6,6$ ,  $\epsilon_{r,mittel} = 5,4$ ,  $\epsilon_{r,mittel} = 4,4$  und  $\epsilon_{r,mittel} = 3,7$  auf  $\epsilon_{r,mittel} = 3$ .

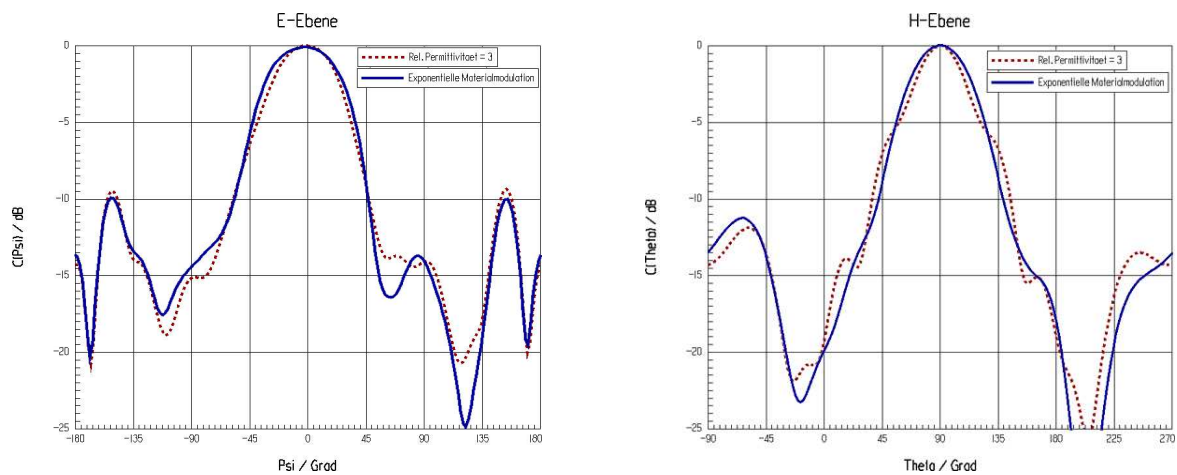


Abbildung 8.8: Strahlungsdiagramme einer simulierten Vivaldi-Antenne in der E- und H-Ebene auf progressiv moduliertem Substrat und unmoduliertem Substrat mit  $\epsilon_r = 3$ .

Da vor allem die Größe und die Permittivität des letzten Bereichs für das Strahlungsverhalten der Antenne ausschlaggebend sind, spielt es keine Rolle, ob man einen linearen oder exponentiellen Permittivitätsverlauf wählt. Auch die Anzahl der Bereiche ist für das Richtdiagramm unerheblich. Im Hinblick auf die Anpassung jedoch ist eine feine Unterteilung

des Antennensubstrats vorzuziehen. Während in der Simulation mit klaren Bereichsgrenzen gearbeitet wurde, kann man bei der Realisierung die Lochabstände kontinuierlich verkleinern. Dadurch verlaufen die Übergänge zwischen den einzelnen Bereichen fließender und damit für die Anpassung günstiger.

Die Idee der progressiven Materialmodulation ist der schrittweise Übergang hin zu kleineren mittleren relativen Permittivitäten durch Bereiche, die parallel zur elektrischen Feldstärke liegen und sich über die gesamte Antennenbreite erstrecken. Da es in diesem Fall keine hochpermittiven, längs zur Ausbreitungsrichtung liegenden Bereiche gibt, breitet sich die Welle ungehindert zur Apertur hin ohne seitliche Ablenkung aus. Aus Stabilitätsgründen kann es jedoch sinnvoll sein, den Rand des Antennensubstrats nicht zu modulieren. In Simulationen wurde dazu das Antennensubstrat in drei parallele, längs zur Ausbreitungsrichtung liegende Bereiche unterteilt, wobei der mittlere so breit ist wie die Apertur mit einer Breite von  $0,9 \lambda_0$ . Werden die beiden Randbereiche nicht moduliert, hat dies keinen Einfluss auf die Wellenausbreitung in der Antenne; zusätzlich kann noch eine seitliche Abstrahlung der Antenne vermindert werden.

### 8.4.3 Auswirkung der antipodalen Anordnung

Die Anwendung des Abstandssensors im Nahbereich fordert eine Antenne, die den größten Leistungsanteil mit einer möglichst ebenen Phasenfront nach vorne abstrahlt, wodurch eine hohe Messgenauigkeit gewährleistet wird. Dafür ist die Wellenausbreitung in der Antenne entscheidend. In Kapitel 3 hat die antipodale Anordnung keine nennenswerten Einflüsse auf das Richtdiagramm gezeigt. Mit der größeren Permittivität des LTCC-Substrats wird jedoch eine Unsymmetrie im Richtdiagramm beobachtet, die im Folgenden untersucht werden soll.

#### 8.4.3.1 Unsymmetrische Zuleitungs- und Antennenanordnung

Die Antenne, ist wie bereits in Kapitel 3 dargestellt, unsymmetrisch in der Keramik-Mehrschichtstruktur integriert. Während der eine Metallflügel sichtbar auf der Struktur aufgebracht ist, befindet sich der andere von außen unsichtbar unterhalb der ersten Keramikschicht. Die Wellenausbreitung in einer Vivaldi-Antenne lässt sich näherungsweise durch die Ausbreitung auf einer Schlitzleitung mit steigendem Leiterabstand beschreiben. Legt man durch die Antenne einen vertikalen Schnitt und denkt sich die Anordnung senkrecht zur Schnittebene unendlich ausgedehnt, ergibt sich die entsprechende Schlitzleitung. In dem Fall der in LTCC-Keramik integrierten Vivaldi-Antenne, ist die entsprechende Schlitzleitung unsymmetrisch, da sich ein Leiter auf dem Substrat befindet, der andere jedoch im Substrat vergraben liegt. Diese antipodale Schlitzleitung ist somit eine Mischung aus einer oben liegenden und einer vergrabenen Schlitzleitung (Abbildung 8.9).

Durch die auf Grund der Miniaturisierung geforderte endliche Ausdehnung der Metallebenen kann nicht von einer reinen Schlitzleitungsmode ausgegangen werden. Insbesondere im Bereich des Übergangs von der Mikrostreifenleitung auf die Antennenstruktur stellt sich eine

koplanare Streifenleitungsmoden ein. Näherungsverfahren zur Berechnung von Feldverteilung und Impedanzverlauf bei oben liegender und vergrabener Schlitzleitung sowie koplanarer Streifenleitung [31, 82, 83] können nicht auf die antipodale Anordnung angewendet werden. Für große Schlitzbreiten, wie sie bei Antennen vorkommen, sind ohnehin die bekannten Berechnungsverfahren ungültig. Durch den sich ändernden Leitungsquerschnitt und durch die unsymmetrische Anordnung im Substrat und die damit unterschiedliche dielektrische Umgebung für oben liegende und vergrabene Metallebene kommt es zur Ausbildung höherer Moden mit in der Summe unsymmetrischer Feldverteilung. Die Feldverteilung in der Antennenanordnung wurde daher durch Simulationen mit HFSS (High Frequency Structure Simulator) ermittelt.

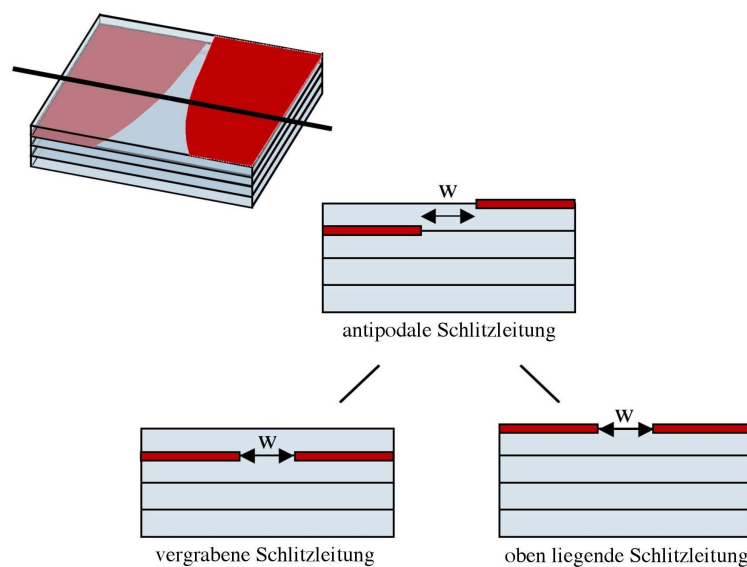


Abbildung 8.9: Querschnitt durch die Antenne und Zerlegung in vergrabene und oben liegende Schlitzleitung

#### 8.4.3.2 Auswirkung auf Strombelegung und Richtdiagramm

In der zuvor beschriebenen Antennenanordnung kommt es zur Ausbildung verschiedener Moden. Dadurch kommt es insbesondere durch die antipodale Lage der Metallebenen im Substrat zu einer asymmetrischen Feldverteilung, die wiederum eine auf beiden Metallebenen unterschiedliche Stromverteilung und ein unsymmetrisches Antennenrichtdiagramm zur Folge hat. In Abbildung 8.10 sind eine Vivaldi-Antenne mit paralleler progressiver Materialmodulation bei einer minimalen relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel,min} = 5$  sowie die mit HFSS berechneten Ströme auf der Metallisierung dargestellt. Die Oberflächenströme zeigen eine deutlich verschiedene Verteilung auf dem oberen und dem vergrabenen Flügel, woraus eine Verkippung der Phasenfront von der gewünschten Ausbreitungsrichtung resultiert. Dies zeigt sich auch in der Verschiebung der Hauptstrahlrichtung in der E-Ebene um  $16^\circ$  in Richtung des vergrabenen Flügels und des stark unsymmetrischen Richtdiagramms (Abbildung 8.12, durchgezogene Linie).

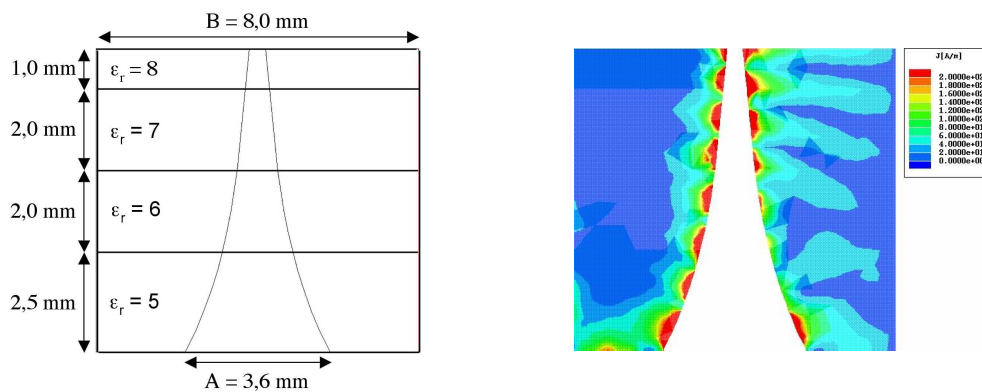


Abbildung 8.10: Parallele Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 5$  und mit HFSS berechnete Ströme auf der Metallisierung

Am Speisepunkt der Antenne, bei kleiner Schlitzbreite  $w = 0,8 \text{ mm}$  und hoher mittlerer relativer Permittivität  $\epsilon_{r,mittel} = 8$ , ist die Strombelegung stark unsymmetrisch, wodurch ein zur Antennenlängsachse (x-Richtung) unsymmetrischer Verlauf der Phasenfront entsteht.

Am Ende der Antenne ist  $\epsilon_{r,mittel} = 5$ . Die durch die antipodale Anordnung entstehende Asymmetrie in der Strombelegung ist hier weitaus geringer, was eine weniger ausgeprägte Unsymmetrie der Phasenfront in diesem Bereich zur Folge hat. Der größere Stromanteil auf dem vergrabenen Flügel zeigt außerdem, dass sich das Feld tendenziell im Material konzentriert. Die resultierende unsymmetrische Richtcharakteristik führt dennoch zu Messungenauigkeiten und ist für die Anwendung in einem Abstandssensor nicht akzeptabel.

### 8.4.3.3 Ausgleich der unsymmetrischen Feldverteilung

Durch die hier vorliegende antipodale Anordnung der Metallflügel in der Keramikstruktur weicht die Phasenfront von ihrer gewünschten Lage symmetrisch zur Antennenachse in x-Richtung ab.

Um diesen Effekt zu kompensieren wird der Verlauf der Grenzen zwischen den Zonen unterschiedlicher Permittivität angepasst. Im Bereich der vergrabenen Flügel wird die Länge der Permittivitätszonen  $s_{unten}$  verkürzt und die Länge der Permittivitätszonen  $s_{oben}$  im Bereich des oberen Flügels verlängert. Die Bereichsgrenzen liegen damit schräg in der Antenne und führen zu einem zur Antennenachse symmetrischen Verlauf der elektrischen Feldlinien. Die Länge der Permittivitätszonen  $s_{unten}$  und  $s_{oben}$  wird durch Optimierung in HFSS erreicht. Hierzu wird die Strombelegung und das Antennenrichtdiagramm als Kriterium verwendet.

## 8.4.3.4 Einfluss der Unsymmetrie bei hoher relativer Permittivität

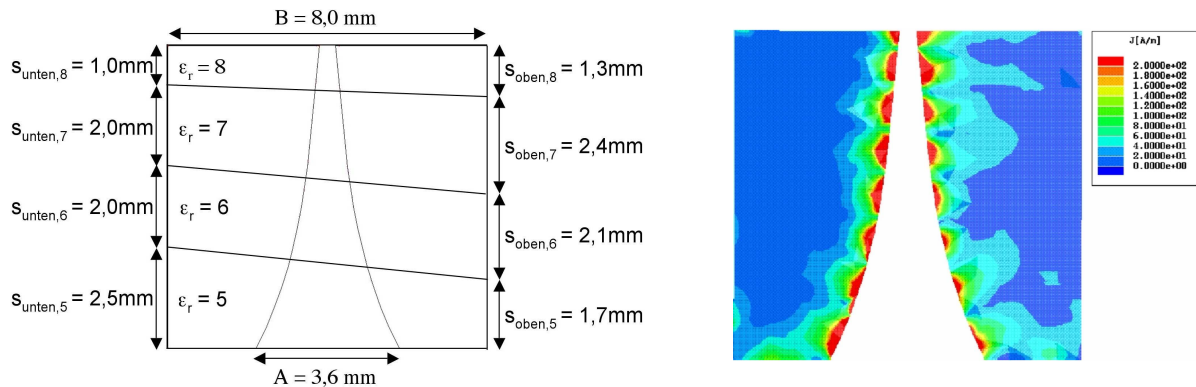


Abbildung 8.11: Antenne mit schräger Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 5$  mit HFSS berechnete Ströme auf der Metallisierung

In Abbildung 8.11 sind die Permittivitätszonen für relative Dielektrizitätszahlen von  $\epsilon_{r,mittel} = 8$  bis  $\epsilon_{r,mittel} = 5$  in ihren Längen optimiert. Die jeweiligen Bereichslängen sind in Abbildung 8.11 an der Antennenaußenseite angetragen. Es ist deutlich zu sehen, dass die Stromverteilung auf den Kanten der Antennenflügel weitgehend symmetrisch verläuft. Daraus ergibt sich ein verbessertes Richtdiagramm (siehe Abbildung 8.12, gestrichelte Linien).

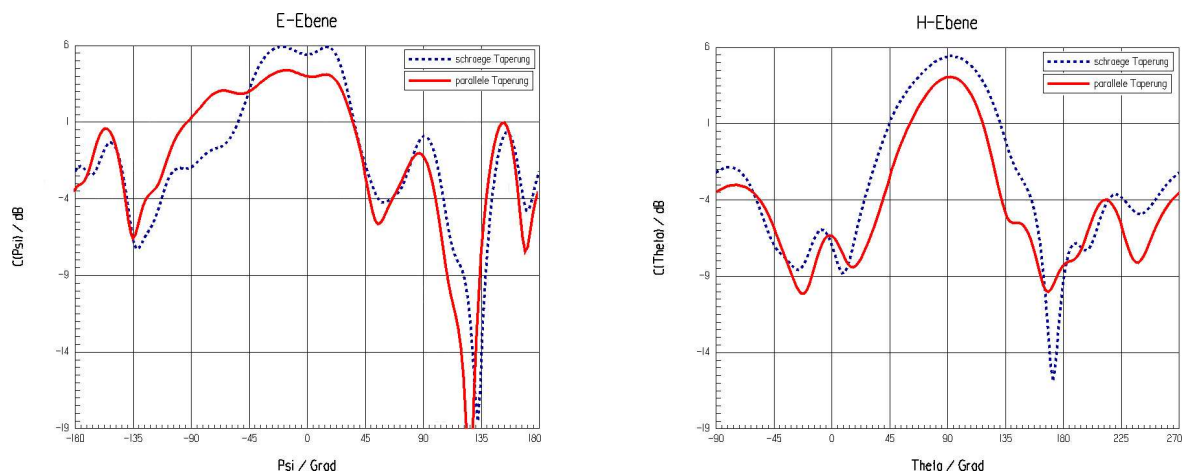


Abbildung 8.12: Vergleich der simulierten Strahlungsdiagramme in der E- und H-Ebene bei paralleler und schräger Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 5$

Das Diagramm ist nun in Hauptstrahlrichtung in der E-Ebene symmetrisch und deutlich schmaler als im Fall der parallelen Taperung (siehe Abbildung 8.12, durchgezogene Linien). Deutlich zu sehen ist, dass weniger Leistung in Richtung des unteren Flügels, nämlich zu negativen Winkeln, abgestrahlt wird. Der leichte Leistungseinbruch bei  $\Psi = 180^\circ$  deutet darauf hin, dass die Antennenapertur aus Kapitel 3 in Zusammenhang mit der hohen relativen Permittivität im Bereich der Apertur etwas zu breit gewählt ist und es dadurch zu einer

Überlagerung von Leistungsanteilen kommt, die von den beiden Flügeln abgestrahlt werden. Die Aperturbreite wurde daher an die effektiven relativen Permittivitäten zu  $A = 3,6 \text{ mm}$  angepasst.

### 8.4.3.5 Einfluss der Unsymmetrie bei niederer relativer Permittivität

Durch die bereits vorgestellte Materialmodulation (Abschnitt 8.4.2.2) wurde durch parallel liegende Bereiche die relative Permittivität von  $\epsilon_{r,mittel} = 8$  bis auf  $\epsilon_{r,mittel} = 3$  gesenkt. Im folgenden wird die parallele Taperung mit der schrägen Taperung bei einem  $\epsilon_{r,mittel,min} = 3$  verglichen. Abbildung 8.14 zeigt die Richtdiagramme für die parallele und die schräge Taperung nach Abbildung 8.13.

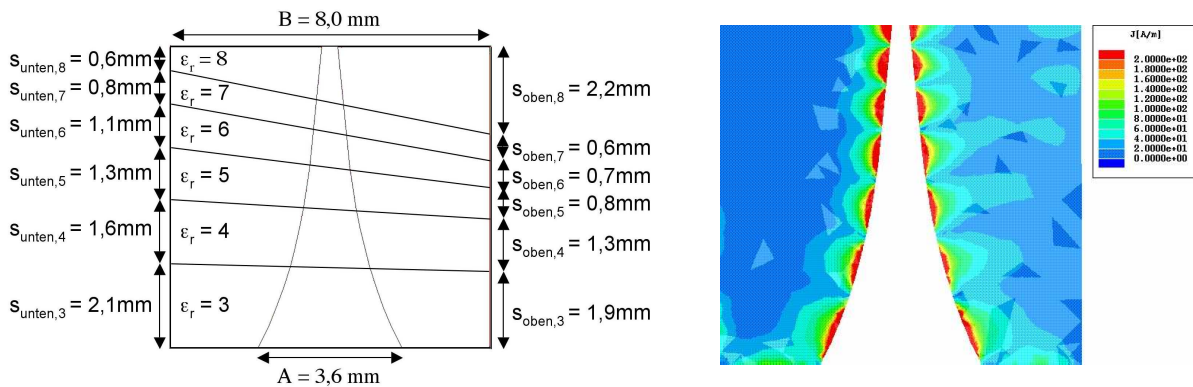


Abbildung 8.13: Schräge Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 3$  und mit HFSS berechnete Ströme auf der Metallisierung

Für die nun geringere minimale Dielektrizitätszahl  $\epsilon_{r,mittel,min} = 3$  sind insgesamt 6 statt 4 Permittivitätsbereiche über die gleiche Antennenlänge verteilt. Die einzelnen Bereiche sind kürzer. Deutlich in Abbildung 8.13 zu sehen ist, dass die Strombelegung der schrägen Taperung über der gesamten Antennenlänge trotz der verkürzten Bereiche nach Optimierung von  $s_{oben}$  und  $s_{unten}$  symmetrisch zur Antennenachse ist.

Bei der parallelen Taperung tritt diesmal keine schräge Abstrahlung auf, die Richtcharakteristik ist symmetrisch. Hier überwiegt der große Bereich am Antennenende mit der relativen Permittivität  $\epsilon_{r,mittel} = 3$ . Der Einfluss der antipodalen Anordnung ist hier demnach gering und die Feldverteilung zur Antennenachse weitgehend symmetrisch. Der Poynting-Vektor liegt somit in beiden Fällen parallel zur Antennenachse (x-Richtung) und die Abstrahlung erfolgt in Richtung  $\Psi = 0^\circ$ .



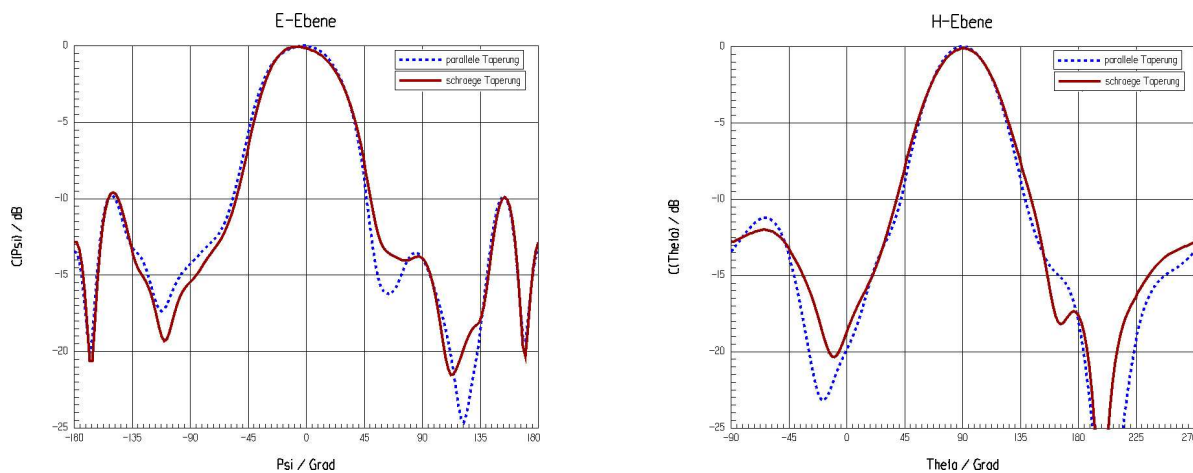


Abbildung 8.14: Simulierte Strahlungsdiagramme in der E- und H-Ebene bei paralleler und schräger Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 3$

Der Vergleich der Richtdiagramme der schrägen und der parallelen Taperung (Abbildung 8.14) bestätigt die ausgleichende Wirkung der letzten Permittivitätszone: Die schrägen Bereiche mit den relativen Permittivitäten  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 5$  aus der vorangegangenen Simulation wurden auf  $2/3$  ihrer Länge gestaucht. Dadurch können zwei weitere Gebiete mit den relativen Permittivitäten  $\epsilon_r = 4$  und  $\epsilon_r = 3$  auf derselben Antennenlänge eingefügt werden (siehe Abbildung 8.13). Die Richtdiagramme dieser schrägen Taperung (siehe Abbildung 8.14, durchgezogen) sind mit denen der parallelen Taperung (siehe Abbildung 8.14, gestrichelt) fast identisch. Auch durch Winkelvariationen der Zonengrenzen verändert sich das Richtdiagramm kaum. Damit spielt es bei einer mittleren Länge von 2 mm des letzten Permittivitätsbereichs  $\epsilon_r = 3$  keine Rolle, ob und wie schräg die Permittivitätsgrenzen verlaufen. Die schräge Taperung ist folglich ein hervorragendes Mittel die Abstrahlung der antipodalen Antenne zu optimieren, wenn die Antenne durch die Applikation in ihrer Länge begrenzt wird. Bei frei wählbarer Antennenlänge ist die parallele Taperung vorzuziehen, da der Entwicklungsaufwand geringer ist.

#### 8.4.4 Gespeiste antipodale Vivaldi-Antenne in LTCC

Die Untersuchungen zur Materialmodulation in den vorherigen Abschnitten sind nur anhand der Antennenflügel durchgeführt worden. Im letzten Abschnitt wird die modulierte Antenne um ihre Speisung ergänzt. Ebenso wird die optimierte Speiseleiter- und Massekontur aus Kapitel 3 verwendet. Die Antennenabmessungen werden durch einen Optimierungsprozess der LTCC-Keramik angepasst. Abbildung 8.15 zeigt den Antennenaufbau in Mehrlagenanordnung.

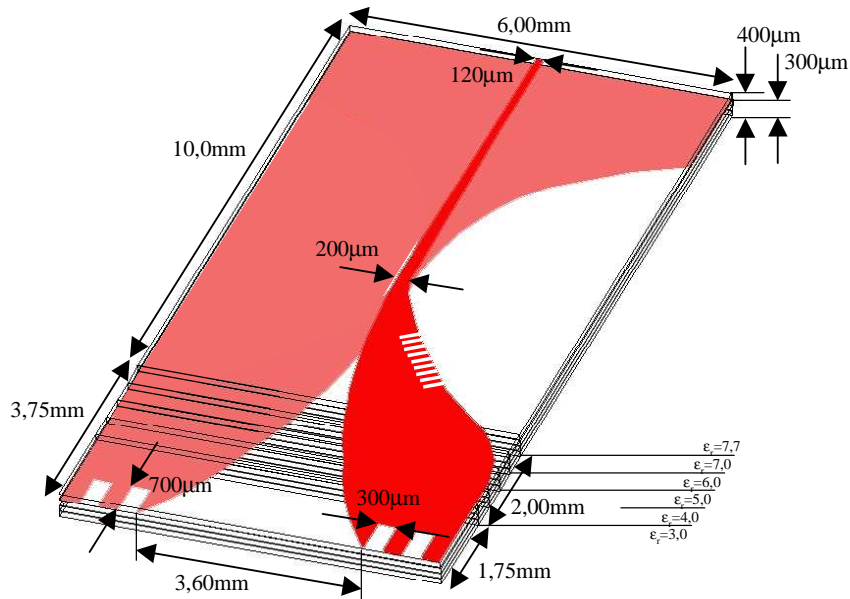


Abbildung 8.15: Antipodale Antennenstruktur in LTCC-Keramik mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 7,7$ . Speiseleiter und Massekontur sind gemäß Kapitel 3 optimiert.

Der Aufbau entspricht den Ergebnissen aus Kapitel 3. Im vorderen Bereich ist die Materialtaperung zu erkennen. Sie besteht aus insgesamt 6 Zonen. Die Permittivität wird bis auf  $\epsilon_{r,mittel,min} = 3$  an der Apertur herabgesetzt. In Abbildung 8.16 sind die simulierten Strahlungsdiagramme in E- und H-Ebene dargestellt.

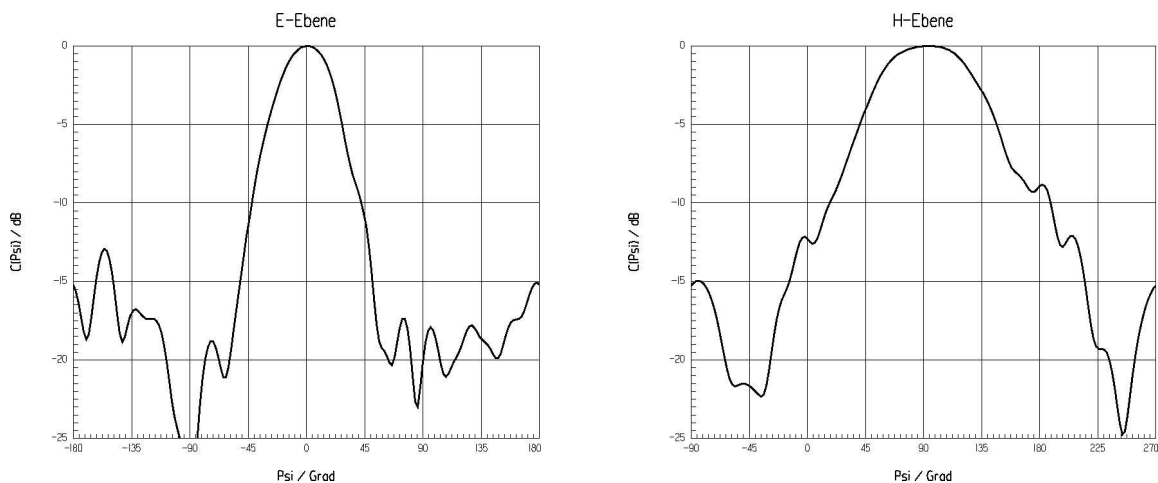


Abbildung 8.16: Simulierte Strahlungsdiagramme in E- und H-Ebene der Antenne aus Abbildung 8.15

Die Richtcharakteristik entspricht im wesentlichen der auf RT-Duroid-Substrat in Kapitel 3. Durch die progressive Materialmodulation konnte die gewünschte Charakteristik trotz der Permittivität von  $\epsilon_r = 7,7$  gewährleistet werden. Durch die Korruptionen in der Stirnseite

werden Nebenkeulen wirksam unterdrückt, was zu einem schmalen Richtdiagramm führt. Die optimierte Massekontur in Verbindung mit den seitlichen Korrugationen im Speiseleiter verhindert die Ausbreitung von Substratwellen sowie den Stromfluss auf der Flügelaußenseite. Damit wird trotz der hohen Permittivität der Keramik und der antipodalen Anordnung ein symmetrisches Abstrahlverhalten erreicht. Die Halbwertsbreiten in E- und H-Ebene betragen  $\Psi_{HWB} = 45^\circ$  und  $\Theta_{HWB} = 90^\circ$ , was angesichts der geringen Aperturbreite von  $A = 3,6$  mm und der Antennenlänge ohne Speisung von  $l = 3,75$  mm ein sehr gutes Ergebnis darstellt. Somit ist es in dieser Arbeit gelungen, eine Antenne zu entwerfen, die es erstmals erlaubt, die LTCC Keramik für eine Sensorintegration bei 76,5 GHz zu verwenden [84, 85, 86]. In Kooperation mit Siemens wurden bereits zahlreiche Messungen durchgeführt, die belegen, dass die Materialmodulation durchführbar ist. Die entwickelte Antenne wurde als Erfindungsmeldung beim deutschen Patentamt in München eingereicht [9].



# Kapitel 9

## Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde die Entwicklung und die Realisierung eines neuartigen Radarsensors vorgestellt, der zur Messung von relativen Abstandsänderungen mit höchster Präzision konzipiert ist. Das Phasemessprinzip bei 76,5 GHz erlaubt eine Auflösung im  $\mu\text{m}$ -Bereich, unabhängig vom Absolutabstand im Bereich von 0.5 mm bis 6 cm. Dazu wird die kurze Laufzeit zwischen Sensor und Messobjekt und die damit verbundene hohe Phasenkohärenz von Sende- und Empfangssignal genutzt. Im Nahbereich bis 6 cm zum Objekt ist damit eine Messgenauigkeit von 100 nm bis 10  $\mu\text{m}$  am Prototyp verifiziert worden.

Die Messrate wird hierbei nach oben lediglich durch die applikationsbedingt zulässige maximale Rauschbandbreite und die Taktrate der verwendeten A/D-Wandler, nicht aber durch das Messverfahren begrenzt. Dies ist mit herkömmlichen Kapazitiv-, Induktiv- und Resonanzsensoren auf Grund von Einschwingvorgängen nicht erreichbar. Die komplexe Messgröße, die sowohl im Orts-/Zeitbereich als auch im Frequenzbereich zur Verfügung steht, unterstreicht weiter den polyvalenten Charakter der vorgestellten Messplattform. Einerseits können präzise Abstandsmessungen durchgeführt werden, andererseits eignet sich das Messverfahren zur qualitativen Verschleissmessung, z.B. durch die Erfassung von Vibrationsspektren. Dabei wird eine gemeinsame Hardwareplattform verwendet, die durch die nachgeschaltete Softwaredefinition für die jeweilige Applikation spezifiziert wird.

Die Arbeiten bis hin zur Prototypintegration können in drei Phasen unterteilt werden. Zunächst wurde das Messprinzip des Phasenradars grundlegend untersucht. Es wurde ein Systemmodell erstellt und anhand dieses Modells das Verhalten eines auf dem Prinzip des Phasenradars beruhenden abstandsmessenden Sensors simuliert. Nachdem erste positive Ergebnisse die Realisierungsfähigkeit eines solchen Sensors bestätigten, konnte ein Laboraufbau für Verifikationszwecke erstellt werden. Ein zentraler wichtiger Punkt war dabei die Entwicklung einer planaren Antennenstruktur mit einem linearen Phasengang über den Absolutabstand. Nach gründlicher Untersuchung mehrerer Antennenstrukturen zeigte sich, dass Wanderwellenantennen für die hier vorliegende Anwendung am geeignetsten sind. Als Basis für die planare und in ein Mehrlagensubstrat zu integrierende Antenne diente eine Vivaldistruktur. Die Antenne wurde dann in einen Laboraufbau integriert, mit dem erste Messungen durchgeführt werden konnten.

Die zweite Phase kann daher als messtechnische Verifikationsphase bezeichnet werden. Mit dem Laboraufbau konnte eine Vielzahl von Messungen durchgeführt werden. Zum einen

wurden dabei Erkenntnisse für die weitere Entwicklung gewonnen, zum anderen konnte die Leistungsfähigkeit des Verfahrens bereits zu einer frühen Projektphase gezeigt werden.

Während der dritten und letzten Phase ist schließlich der Prototyp realisiert worden. Die Integration des Sensors erfolgte in Mikrostreifenleitungstechnik auf einem RT-Duroid Substrat. Als aktive Komponenten wurden GaAs-MMICs benutzt. Verifikationsmessungen mit dem fertigen Prototyp haben eine sehr gute Übereinstimmung zu den vorab durchgeführten Berechnungen gezeigt und somit die vorausgesagte Leistungsfähigkeit des Sensors bestätigt. Im Rahmen des Projekts wurde außerdem die Verwendbarkeit der Mehrlagenkeramik LTCC untersucht. Mit der Keramik LTCC kann eine weitere Reduktion der Baugröße des Sensors erreicht werden, was für die Serienproduktion vorteilhaft ist. Das Konzept für ein solches Keramikmodul besteht aus einer Ein-Chip-Lösung mit integrierter Antenne. Die Antenne wurde speziell für die Integration in die Keramik optimiert. Die Ergebnisse, die in diesem Frequenzbereich erstmals erreicht wurden, wurden als Erfindungsmeldung eingereicht [2].

Der vorgestellte Sensor liefert eine Vielzahl von Anwendungsmöglichkeiten, die von speziellen Einzelanlagen bis zum Massenmarkt reichen. Die anwendungsunabhängige Hardwareplattform sichert letztlich bei großen Stückzahlen geringe Produktionskosten beim Serienprodukt. Es ist mit diesem Ansatz gelungen, ein High-Tech Produkt zu entwickeln, welches sich auf Grund der Anwendungsvielfalt in unterschiedlichen, breiten Marktsegmenten finanziert. Es kann in Produkten unterschiedlicher Preissegmente eingesetzt werden, welche sich dadurch durch ihre gesteigerte Leistungsfähigkeit von Konkurrenzprodukten differenzieren können. Als Richtwert für die Serienproduktion kann ein Einzelpreis von unter 10,00 € für einen sensorspezifischen MMIC bei Stückzahlen von 1,5 Mio/Jahr angegeben werden.

Die zielstrebige und straffe Entwicklung des Projekts wurde stark durch die erfolgreiche Kooperation mit der Siemens-AG CT-MM2 in München und UMS in Paris/Orsay geprägt. Dadurch war stets die Verbindung zur Praxis gegeben, wodurch eine effiziente Teamdynamik am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe zur erfolgreichen Durchführung des Projekts aufrecht erhalten werden konnte.

Schließlich unterstreicht die Vergabe des diesjährigen EEEfCOM-Innovationspreises für die eingereichte Arbeit mit dem Titel „76,5 GHz Nahbereichs Radarsensor zur Abstandserfassung mit Mikrometer-Auflösung“ den technisch relevanten, innovativen und zukunftssträchtigen Charakter der hier vorgelegten Entwicklung [88].

# Literaturverzeichnis

- [1] Y. Venot, M. Younis, W. Wiesbeck, Realisation of a Compact Forward Looking SAR with Digital Beamforming on Receive Only, *Frequenz*, vol. 55, pp. 85-90, Mar./Apr. 2001.
- [2] Radarsensor, Anordnung mit dem Radarsensor und Verfahren zur Abstandsermittlung mit Hilfe des Radarsensors, Anmeldenummer: 101 46 586.6, Offenlegungsnummer: WO 03/027709, Deutsches Patent- und Markenamt (DPMA), 21.09.2001
- [3] Solartron Metrology, lineare Messtechnik, Wittekindstrasse 12, 45470 Mülheim an der Ruhr, Internet: <http://www.solartron-metrology.com>
- [4] Hall-Effect IC Applications Guide, Allegro MicroSystems, Inc., Application Note 27701B, <http://www.allegromicro.com>
- [5] Hintze H., Zerstörungsfreie Überwachung an Radsätzen der Deutschen Bahn AG, [http://www.ndt.net/article/report/df97/hintze/hintze\\_d.htm](http://www.ndt.net/article/report/df97/hintze/hintze_d.htm), *NDTnet*, vol. 3, Juni, 1998,
- [6] Axel Wenzler, Siegbert Steinlechner, Nonlinear Processing of n-dimensional phase signals, IEEE 0-7803-7448-7/02, 2002
- [7] J. v. Hagen, Y. Venot, Y. Zhang, W. Wiesbeck, Microwave-Generated Plasma in Air Under Standard Conditions, *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 29, no. 4, Aug. 2001
- [8] William J. Flemming, Overview of Automotive Sensors, *IEEE Sensors Journal*, vol. 1, no. 4, December 2001
- [9] Vorrichtung zum Senden und/oder Empfangen elektromagnetischer Wellen und Verwendung der Vorrichtung, Anmeldenummer: 10334429.2, Deutsches Patent- und Markenamt (DPMA), 28.07.2003
- [10] Yan Venot, Werner Wiesbeck, Multipurpose 76,5 GHz Near Field Radar Sensor, *Proceedings 31<sup>th</sup> European Microwave Conference EuMC 2001*, London, UK, vol. 2, pp. 257-260, Sep. 2001
- [11] I.N. Bronstein and K.A. Semandjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, Verlag Harri Deutsch, 1979

- [12] W. Wiesbeck, Radar Systems Engineering, Skriptum zur Vorlesung am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, 9. Auflage, Universität Karlsruhe, 2001
- [13] E. Gschwendtner, D. Löffler, Y. Venot, Low cost antenna subarrays for future base stations with SDMA capability, COST260-Workshop on Smart Antennas, Wroclaw, Poland, June 1999
- [14] D. Löffler, Y. Venot, W. Wiesbeck, Low cost broadband antenna with SDMA capability for next generation PCS base stations, *29<sup>th</sup> European Microwave Conference EuMC'99*, Munich, Germany, Oct. 4-8, 1999, pp. 3/142-3/147
- [15] D. Didascalou, Y. Venot, M. Döttling and W. Wiesbeck, Modelling and Measurements of EM-Wave Propagation in the Berlin Subway, *Millennium Conference on Antennas & Propagation AP2000*, Davos, Switzerland, April 9-14, 2000, CD-ROM
- [16] Y. Venot, M. Younis, W. Wiesbeck, Compact forward looking SAR using digital beamforming on receive only, *EUSAR 2000, 3<sup>rd</sup> European Conference on Synthetic Aperture Radar*, May 23-25, 2000, pp. 795-798
- [17] N. Geng, W. Wiesbeck, Planungsmethoden für die Mobilkommunikation, Springer-Verlag, 2. Auflage, 1998
- [18] Yan Venot, Marwan Younis, Werner Wiesbeck, Active SAR antenna for airborne 56-channel operation, *30<sup>th</sup> European Microwave Conference 2000 (EuMC 2000)*, Paris, France, October 2-6, 2000, vol. 2, pp. 309-312
- [19] M. Younis, Y. Venot, W. Wiesbeck, Active antenna array for forward looking SAR, *Millennium Conference on Antennas & Propagation AP2000*, Davos, Switzerland, April 9-14, 2000
- [20] Yan Venot, Thomas Frommer, Weltniveau auf dem Dach, *HF-Report*, Ausgabe Mai/Juni 2003, Seite 44-47
- [21] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y.-S. Kim, E. L. Kollberg, J. F. Johansson, The Tapered Slot Antenna - A New Integrated Element for Millimeter-Wave Applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 2, pp. 365-374, February 1989
- [22] K. S. Yngvesson, Review of Integrated Millimeter Wave Tapered Slot Antennas and Arrays, IEEE 1990
- [23] P. G. Frayne, A. J. Leggetter, Wideband Measurements on Vivaldi Travelling Wave Antennas, Department of Physics, Royal Holloway & Bedford College, Egham, U.K.
- [24] A. D. Olver, Corrugated horns, *Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 4, no. 1, pp. 4-10, February 1992



- [25] P. J. B. Clairriccoats, A. D. Olver, Corrugated Horns for Microwave Antennas, *IEE Electromagnetic Waves Series*, no. 18, Peregrinus, London, 1984
- [26] M. Thumm, A. Jacobs, M. S. Ayza, Design of Short High-Power  $TE_{11}$ - $HE_{11}$  Mode Converters in Highly Overmoded Corrugated Waveguides, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, pp. 301-309, February 1991
- [27] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, K. Mizuno, Characteristics of a mm-Wave Tapered Slot Antenna with corrugated edges, *IEEE, MTT-S International, Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 533-536, June 1998
- [28] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, K. Mizuno, A mm-Wave Tapered Slot Antenna with Improved Radiation Pattern, *IEEE MTT-S International*, pp. 959-962, June 1997
- [29] Ehud Gazit, Improved Design of the Vivaldi Antenna, *IEE Proceedings*, vol. 135, no. 2, pp. 89-92, April 1988
- [30] Zinke / Brunswig, Hochfrequenztechnik 1, Fünfte Auflage, Springer-Verlag, 1995, Herausgegeben von A. Vlcek und H.-L.
- [31] Brian C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, Inc., 1991
- [32] Setzer Marc, Untersuchung von Antennenstrukturen für einen Nahbereichs-Millimeterwellenradarsensor, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Februar 2002
- [33] Motorized Long-Travel Translation Stages, MTM-Series, Model: M-MTMPP.1, *Users Manual*, Newport Inc.
- [34] Jehle Michael, Entwicklung eines radarbasierten Softwaretools zur Berechnung dynamischer Maschinendaten, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), May 2002
- [35] National Instruments, Computer-Based Instruments, NI-5112 User Manual, Part Number 322628D-01, June, 2001
- [36] Yan Venot, Werner Wiesbeck, Nearfield mm-Wave Sensor Processing, *Proc. 32<sup>nd</sup> European Microwave Conference*, EuMC 2002, vol. 1, pp. 243-246, Milano, Italy, September 23-27, 2002
- [37] R. Jamal and A. Hagestedt, LabVIEW - Das Grundlagenbuch, Addison-Wesley, 2001
- [38] Oberfell Philip, Untersuchungen zum Systemkonzept und zur Kalibration eines Millimeterwellenradarsensors, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Oktober 2002

- [39] Wiesbeck Werner, Hochfrequenztechnik, Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, 9. Auflage, Universität Karlsruhe (TH), 2001
- [40] Steffen Kudszus, Monolithisch Integrierte Millimeterwellen-Oszillatoren auf der Basis von Heterostruktur-Feldeffekttransistoren, *Fortschritt-Berichte VDI*, Reihe 9, Nr. 336
- [41] Thumm, Manfred, Hochfrequenzmesstechnik: Verfahren und Messsysteme, 2. Auflage, Teubner, Stuttgart, 1998
- [42] M. Younis, Y. Venot, W. Wiesbeck, A 56-Beam antenna for synthetic aperture radar applications, *German Radar Symposium GRS 2000*, Berlin, Germany, October 2000, pp. 327-330
- [43] M. Younis, C. Fischer, W. Wiesbeck, Digital Beamforming in SAR Systems, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, no. 7, July 2003, pp. 1735-1739
- [44] W. Menzel, D. Pilz, R. Leberer, A 77-GHz FM/CW Radar Front End with a low-profile low-loss printed Antenna, *IEEE Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2237-2241, December, 1999
- [45] B. Schieck u. H.J. Siweris, Rauschen in Hochfrequenzschaltungen, 1. Auflage, Heidelberg: Hüthig, 1990
- [46] Wolfgang Freude, Ausgewählte Kapitel aus der Hochfrequenztechnik – Teil 1 Rauschen, Skriptum zur Vorlesung WS 2002/03, Universität Karlsruhe (TH), 2002
- [47] Schlechtweg Michael, Integrierte Mikrowellenschaltungen, Skriptum zur Vorlesung, 1. Auflage, Universität Karlsruhe, 2002
- [48] Georg Strauß, Peter Ehret, Wolfgang Menzel, On-Wafer Measurements of Microstrip-Based MMICs without Via Holes, pp. 1399-1402, *IEEE MTT-S Digest*, 1996
- [49] C.Woodin and M.Golf, Verification of MMIC On-Wafer Microstrip TRL Calibration, pp. 1029-1032, *IEEE MTT-Digest*, 1990
- [50] Agilent Technologies, Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non - Coaxial Measurements, product Note 8510-8A, Printed in USA, no. 5091-3645E, May 4, 2001
- [51] Lenz Rainer, Entwurf und Integration eines 76,5 GHz Nahbereichsradarsensors in LTCC, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Mai 2003
- [52] Wright, A.S., Judah, S.K., Very Broadband flat coupling Hybrid Ring, *Electronics Letters*, 2nd January 1987, vol. 23, no. 1

- [53] Mayer, B. und Knöchel, R., Branchline-Couplers with Improved Design Flexibility and Broad Bandwidth, *IEEE MTT-S Digest*, I-32, pp.391-394, 1990
- [54] Ashforth, J.V., Design Equations to realise a broadband Hybrid Ring or a two-branch guide coupler of any coupling coefficient, *Electronics Letters*, 29th September 1988, vol. 24, no. 20
- [55] Yan Venot, Werner Wiesbeck, 76.5 GHz Radar Sensor for Contact-Free Distance Measurement with Micrometer Accuracy, *International Radar Symposium*, IRS 2003, Dresden, Germany, September 30 – October 02, 2003
- [56] Yan Venot, Werner Wiesbeck, 76.5 GHz Radar Sensor for Contact-Free Distance Measurement with Micrometer Accuracy, *IEEE-Sensors-Conference 2003*, Toronto, Canada, October 22-24, 2003
- [57] J. Maurer, O. Drumm, D.Didascalou, W. Wiesbeck, A novel approach in the determination of visible surfaces in 3D vector geometries for ray-optical wave propagation modelling, *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC 2000-Spring*, Tokyo, Japan, May 2000, pp. 1651-1655
- [58] DIN, Deutsches Institut für Normung e.V., Bewertung der Schwingungen von Maschinen durch Messungen an rotierenden Wellen, DIN ISO 7919 1, Berlin, Februar 2002
- [59] Cremers Daniel, Untersuchung zum applikationsorientierten Systemverhalten eines Millimeterwellenradarsensors, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Dezember 2002
- [60] W. Eurskens, W. Wersing, S. Gohlke, V. Wannemacher, P. Hild, R. Weigel, Design and Performance of UHF Band Inductors, Capacitors and Resonators using LTCC Technology for Mobile Communication Systems, *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, pp. 1285-1288, 1998
- [61] H. Liang, A. Sutono, J. Laskar, W. R. Smith, Material Parameter Characterization of Multilayer LTCC and Implementation of High Q Resonators. *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, pp. 1901-1904, 1999
- [62] S. Toncich, R. E. Collin, Data Reduction Method for Q Measurement of Stripline Resonators, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 1833-1836, September 1992
- [63] P. Troughton, Measurement Techniques in Microstrip, *Electronic Letters*, pp. 25-26, Dezember 1968
- [64] P. Troughton, High Q Factor Resonator in Microstrip, *Electronic Letters*, pp. 520-522, November 1968
- [65] I. Bahl, P. Bhartia, Microwave Solid State Circuit Design, John Wiley and Sons, New York, 1988

- [66] K. Chang, *Microwave Ring Circuits and Antennas*, John Wiley and Sons, New York, NY, 1996
- [67] R. Garg, I. J. Bahl, Microstrip Discontinuities, *Int. J. Electronics*, vol. 45, pp. 81-87, 1978
- [68] Thumm, Manfred, Hoch- und Höchsthfrequenzhalbleiterschaltungen, Skriptum zur Vorlesung, 8. Auflage, Universität Karlsruhe (TH), 2001
- [69] IPC-TM-650. IPC Association Connecting Electronics Industries, no. 2.5.5.5, März 1998
- [70] M. Kirschning, R. H. Jansen, Accurate Model for effective Dielectric Constant of Microstrip with validity up to Millimetre-Wave Frequencies, *Electronic Letters*, pp. 272-273, March, 1982
- [71] W. Wiesbeck, M. Younis, J.v. Hagen, Introduction to Microstrip Antennas, Skriptum zur Vorlesung, Edition Summer 2001
- [72] Meinke / Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Fünfte Auflage, Springer-Verlag, Band 1, Kap. I 38, 1992, Herausgegeben von K. Lange und K.-H. Löcherer,
- [73] Remmele Alexander, Untersuchung und Charakterisierung von LTCC-Materialien bei Millimeterwellenfrequenzen, Studienarbeit am Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Juni 2002
- [74] S. J. Fiedziuszko, S. Holme, Dielectric Resonators, Raise your High-Q, *IEEE Microwave Magazine*, September 2001
- [75] T. Itoh, R. S. Rudokas, New Method for Computing the Resonant Frequencies of Dielectric Resonators, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 25, pp. 52-54, Januar 1977
- [76] M. Y. Andrawis, W. A. Davis, S. M. Riad, A. Elshabini-Riad, Dielectric Loss Determination Using Pertubation, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, pp. 1032-1035, Dezember 1992
- [77] Jad B. Rizk and Gabriel M. Rebeiz, Millimeter-Wave Fermi Tapered Slot Antennas on Micromachined Silicon Substrates, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 3, pp. 379 - 383, March 2002
- [78] Jeremy B. Muldavin and Gabriel M. Rebeiz, mm-Wave Tapered-Slot Antennas on Synthesized Low Permittivity Substrates, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 8, pp. 1276-1280, August 1999
- [79] Thomas J. Ellis and Gabriel M. Rebeiz, mm-Wave Tapered Slot Antennas on Micromachined Photonic Bandgap Dielectrics, *Microwave Symposium Digest, IEEE, MTT-S International*, vol. 2, pp. 1157-1160, 1996

- [80] J. S. Colburn and Y. Rahmat-Samii, Linear Taper Slot Antenna Directivity Improvement via Substrate Perforation: A FDTD Evaluation, *IEEE-Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 1176-1179, 1998
- [81] Schuler Karin, Entwicklung einer in LTCC-Keramik integrierten Millimeterwellenantenne unter Verwendung von Materialmodulation und PBG-Strukturen, Diplomarbeit am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe (TH), Dezember 2002
- [82] Jiri Svavcina, Dispersion Characteristics of Multilayered Slotlines - A Simple Approach, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp. 1826-1829, September 1999
- [83] J. J. Lee, Slotline Impedance, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 4, pp. 666-672, April 1991
- [84] Yan Venot, Karin Schuler, Werner Wiesbeck, Tapered Slot Antenna for LTCC Multilayer Substrate Integration in mm-Wave Applications, *INICA-2003, ITG-Conference on Antennas*, Berlin, Germany, September 17-19, 2003
- [85] Karin Schuler, Yan Venot, Werner Wiesbeck, Innovative Material Modulation for Multilayer LTCC Antenna Design in Radar and Communication Applications, *European Microwave Conference, EuMC 2003*, Munich, Germany, October 6-10, 2003
- [86] K. Schuler, Y. Venot, W. Wiesbeck, Planar mm-Wave Antenna for LTCC Multilayer Substrate Integration in Radar and Communication, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2003*, Torino, Italy, September 8-12, 2003
- [87] G.-A. Chakam, A. Rumberg, W. Freude, Modelling Photonic Bandgap Structures in the Microwave Region near 10 GHz, *Proceedings International Topical Meeting on Microwave Photonics*, pp. 333-336, November 5-8, 2002
- [88] EEEfCOM Innovationspreis 2003 (Electrical and Electronic Engineering for Communication), Hochfrequenz- und Mikrowellenelektronik, Komponenten und Module, <http://www.gerotron.de>, München, 10. Oktober, 2003



# Anhang A

## Modulationen der effektiven Dielektrizitätszahl

### A.1 Modulationsbereiche bei LTCC Antennen

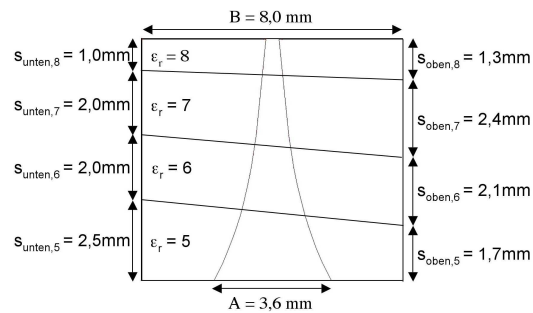


Abbildung A.1: Bereiche bei einer schrägen Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 5$

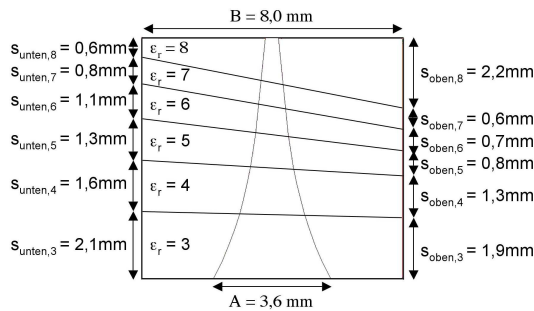


Abbildung A.2: Bereiche bei einer schrägen Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 3$

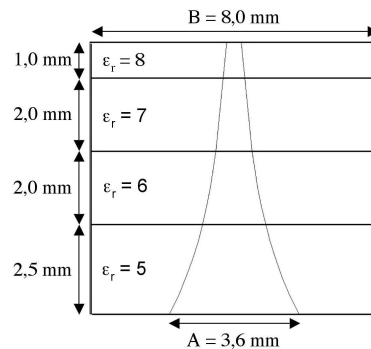


Abbildung A.3: Bereiche bei einer parallelen Taperung von  $\epsilon_r = 8$  bis  $\epsilon_r = 3$

## A.2 Lochdichten zur Senkung der relativen Permittivität

### A.2.1 Lochdurchmesser $d = 300 \mu\text{m}$

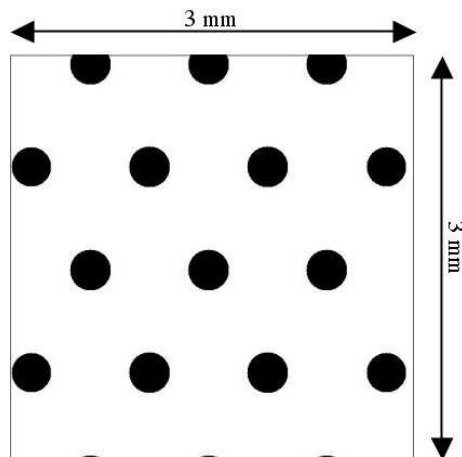


Abbildung A.4: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 7$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$

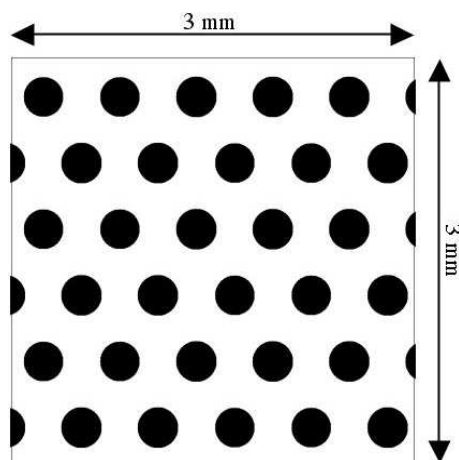
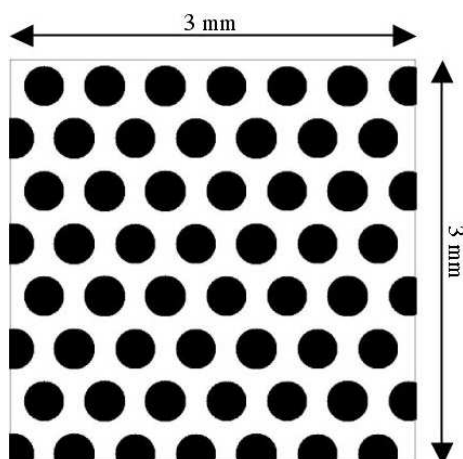
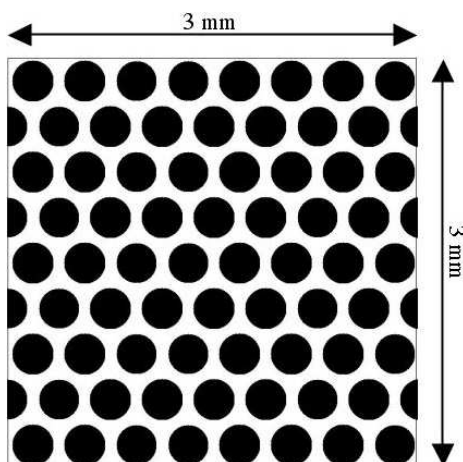
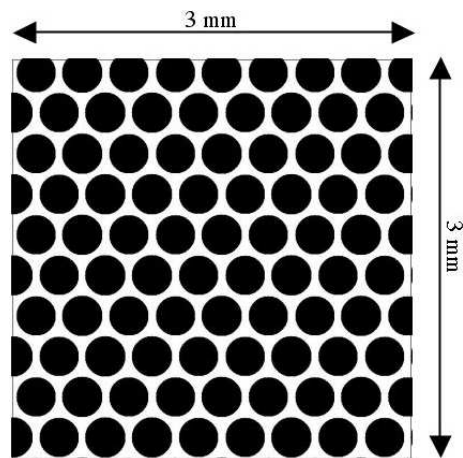


Abbildung A.5: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 6$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$



Abbildung A.6: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 5$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$ Abbildung A.7: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 4$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$ Abbildung A.8: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 3,2$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$

### A.2.2 Lochdurchmesser $d = 150 \mu\text{m}$

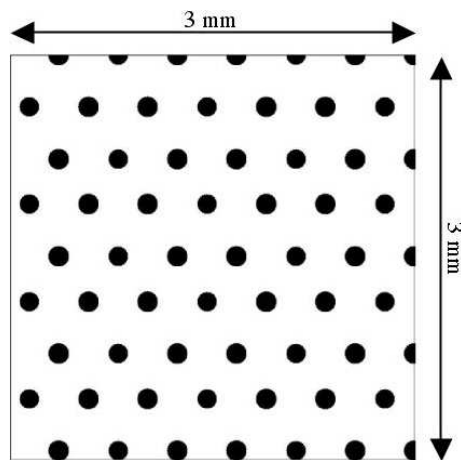


Abbildung A.9: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 7$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$

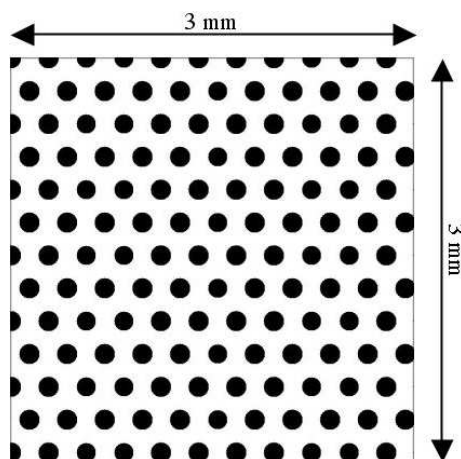


Abbildung A.10: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 6$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$

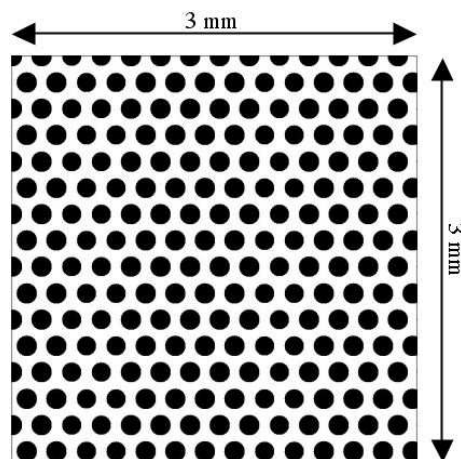


Abbildung A.11: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 5$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$

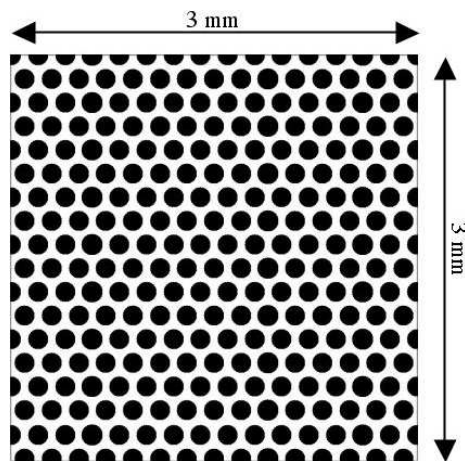


Abbildung A.12: Lochdichte bei  $\epsilon_{r,mittel} = 4,3$ ;  $\epsilon_{r,LTCC} = 7,7$



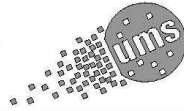
# **Anhang B**

## **Datenblätter**

**B.1 Q-Band VCO: CHV2243**

**B.2 W-Band Frequenzverdoppler/Verstärker: CHU2277**

**B.3 W-Band Zweikanalmischer: CHM2378**



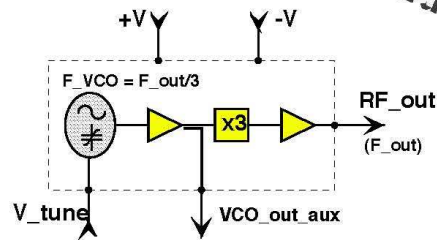
**Fully Integrated Q-band VCO  
based on Ku-band Oscillator and Q-band Multiplier**

GaAs Monolithic Microwave IC

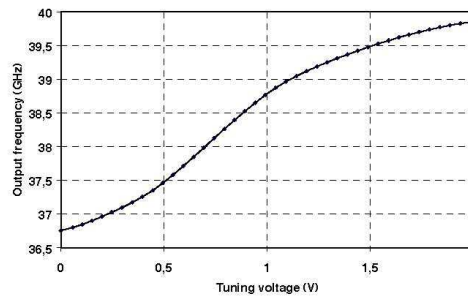
*Preliminary*

**Description**

The CHV2243 is a monolithic multifunction for frequency generation. It integrates a Ku-band oscillator with frequency control (VCO), a Q-band frequency multiplier and buffer amplifiers. The VCO is fully integrated. On chip P-HEMT based Schottky diode is used as varactor. All the active devices are internally self biased. The circuit is manufactured with the P-HEMT process : 0.25µm gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography. It is available in chip form.



*Multifunction block diagram*



*Typical tuning characteristic*

**Main Features**

- Ku-band VCO + Q-band multiplier
- Fully integrated VCO
- Wide frequency tuning range
- PLL oriented
- Auxiliary output at VCO frequency
- High temperature range
- On-chip self biasing
- Automatic assembly oriented
- Chip size 2.41 x 1.18 x 0.1 mm

**Main Characteristics**

Tamb = +25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
F_out	Output centre frequency	38	38.25	38.5	GHz
F_vco	Oscillator frequency	F_out/3			
F_tune1	Output frequency tuning range	1.5	3		GHz
Pout	Output power	5	7		dBm

ESD Protections : Electrostatic discharge sensitive device observe handling precautions !

Ref. : DSCHV22431074 -15-Mar.-01 1/6 Specifications subject to change without notice

**united monolithic semiconductors S.A.S.**  
Route Départementale 128 - B.P.46 - 91401 Orsay Cedex France  
Tel. : +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09

**CHV2243****Q-band VCO****Electrical Characteristics**

Full temperature range, used according to section "Typical assembly and bias configuration"

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
F_out	Output centre frequency	38	38.25	38.5	GHz
F_vco	VCO frequency	F_out/3			
F_tune1	Maximum frequency tuning range (@ F_out)	1.5	3	4	GHz
F_tune2	Specified frequency tuning range (@ F_out) (1)	200	300	500	MHz
$\Delta F_{tune2}(T)$	Maximum variation of Frequency over temperature (2)	-300		+300	MHz
P_out	Output power on RF_out port	5	7	12	dBm
H1	Sub-harmonics rejection (Fout/3) (2)		-16	-11	dBc
H2	Sub-harmonics rejection (2*Fout/3) (2)		-17	-12	dBc
P_VCO	VCO output power on VCO_out_aux port (4)		tbd		
V_tune	Control voltage range		0.5-1	0 - 2	V
F_slope	Frequency tuning slope (2)	1000	2800	4500	MHz/v
$\Delta F_{slope}(T)$	Maximum variation of Frequency tuning slope over temperature (2)	-26		+34	%
P_V+	Frequency pushing vs positive supply voltage (2)		150	450	MHz/v
P_V-	Frequency pushing vs negative supply voltage (2)		80	250	MHz/v
PN	Phase noise (given at F_out) (2) @ 1kHz @ 10kHz @ 100kHz @ 200kHz @ 1MHz		-5 -35 -65 -73 -92	+5 -25 -55 -63 -82	dBc/Hz
+V	Positive supply voltage (3)	4.4	4.5	4.6	V
+I	Positive supply current		130	180	mA
-V	Negative supply voltage (3)	-4.6	-4.5	-4.4	V
-I	Negative supply current		4	8	mA
Top	Operating temperature range	-40		+100	°C

(1) F\_tune2 is the frequency tuning range relative to the specified parameters, this frequency tuning range has to be inside 38 to 38.5GHz.

(2) Specified within F\_tune2

(3) Negative supply voltage must be applied at least 1 $\mu$ s before positive supply voltage

(4) This output is optional, it can be not connected

## Q-band VCO

**CHV2243****Absolute Maximum Ratings (1)**

Symbol	Parameter	Values	Unit
V_tune	Tuning voltage	2.5	V
+V	Positive supply voltage	5	V
-V	Negative supply voltage	-5	V
+I	Positive supply current	250	mA
-I	Negative supply current	15	mA
Tstg	Storage temperature range	-55 to +155	°C

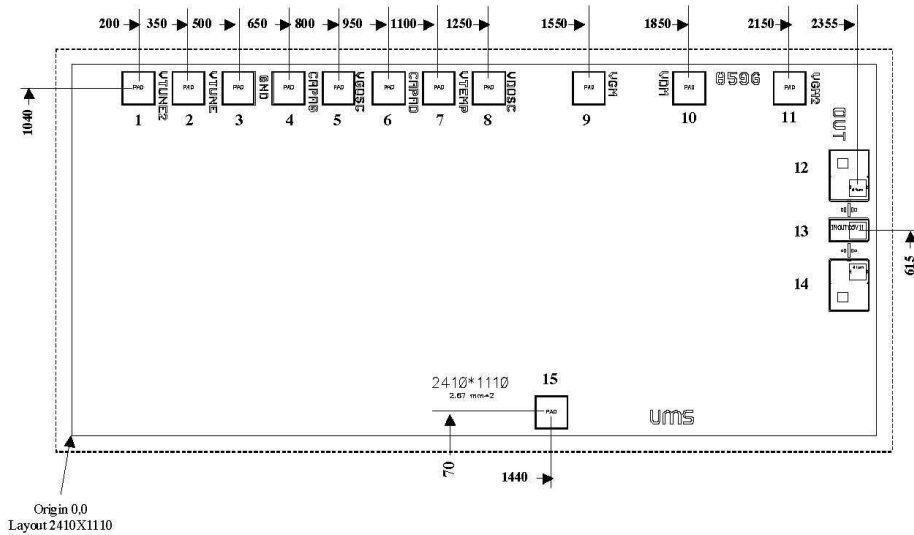
(1) Operation of this device above anyone of these parameters may cause permanent damage.



# CHV2243

# Q-band VCO

## Chip Mechanical Data and Pin References



Unit =  $\mu\text{m}$

External chip size (including saw streets) = 2480 x 1180 +/- 35

Chip thickness = 100 +/- 10

HF Pads (13) = 68 x 118

VCO\_out\_aux Pad = 100 x 100

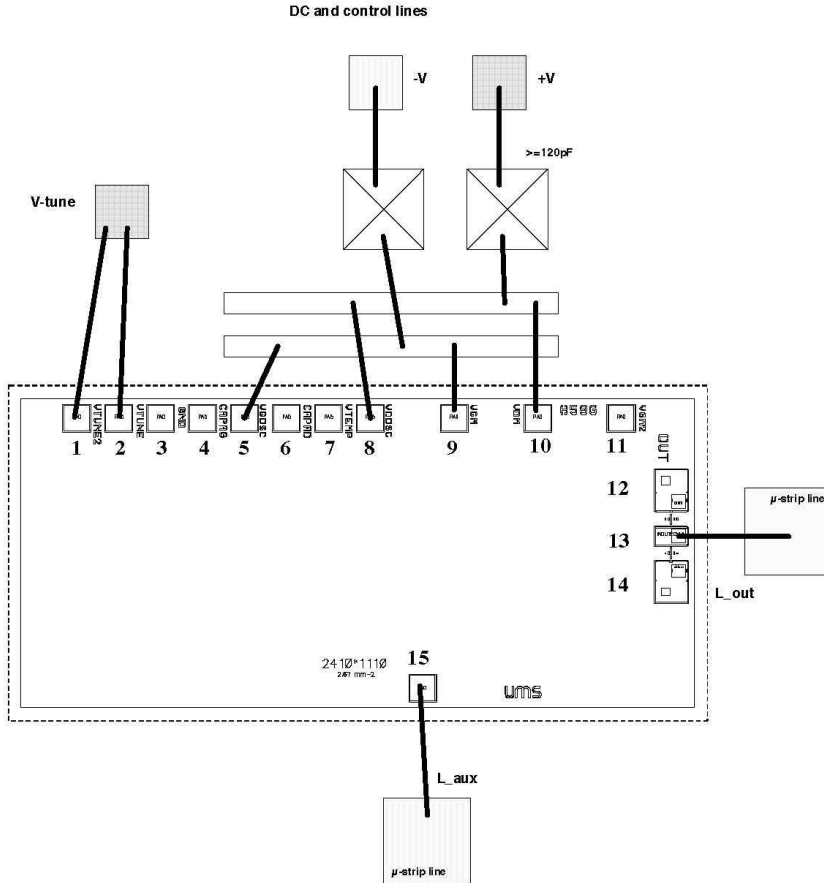
DC/IF Pads = 100 x 100

Pin number	Pin name	Description
12, 14		Ground: should not be bonded. If required, please ask for more information.
3		Ground (optional)
13	RF_out	RF output port @38GHz
8, 10	+V	Positive supply voltage
5, 9	-V	Negative supply voltage
4, 6, 7, 11		NC
1, 2	V-tune	Tuning voltage input ports (should be connected together, see typical assembly and bias configuration)
15	VCO_out_aux	Auxiliary VCO output at 12.7GHz (F_out / 3) (optional)

Q-band VCO

CHV2243

Typical Assembly and Bias Configuration



This drawing shows an example of assembly and bias configuration. All the transistors are internally self biased. The positive and negative voltages can be respectively connected together (see drawing) according to the recommended values given in the electrical characteristics table. For the RF pads the equivalent wire bonding inductance (diameter=25 $\mu\text{m}$ ) has to be according to the following recommendation.

Port	Equivalent inductance (nH)	Approximated wire length (mm)
RF_out (13)	L_out = 0.28	0.35
VCO_out_aux (15)	L_aux = 0.4	0.5

For a micro-strip configuration a hole in the substrate is recommended for chip assembly.

**CHV2243**

Q-band VCO

**Ordering Information**

Chip form : CHV2243-99F/00

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However **united monolithic semiconductors S.A.S.** assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of **united monolithic semiconductors S.A.S.**. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. **United monolithic semiconductors S.A.S.** products are not authorised for use as critical components in life support devices or systems without express written approval from **united monolithic semiconductors S.A.S.**

Ref. : DSCHV22431074 -15-Mar.-01

6/6

Specifications subject to change without notice

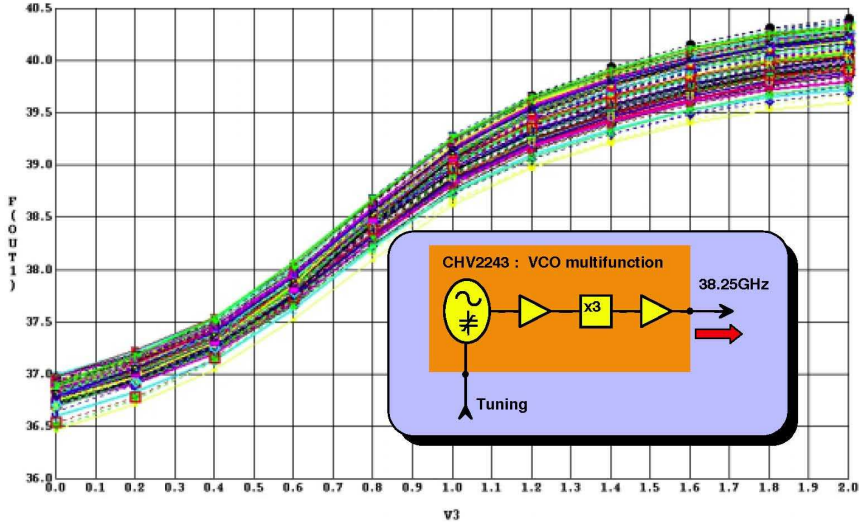
Route Départementale 128 , B.P.46 - 91401 ORSAY Cedex - FRANCE  
Tel.: +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09



**CHV2243**  
**On-wafer measurements**



**Frequency tuning characteristic**



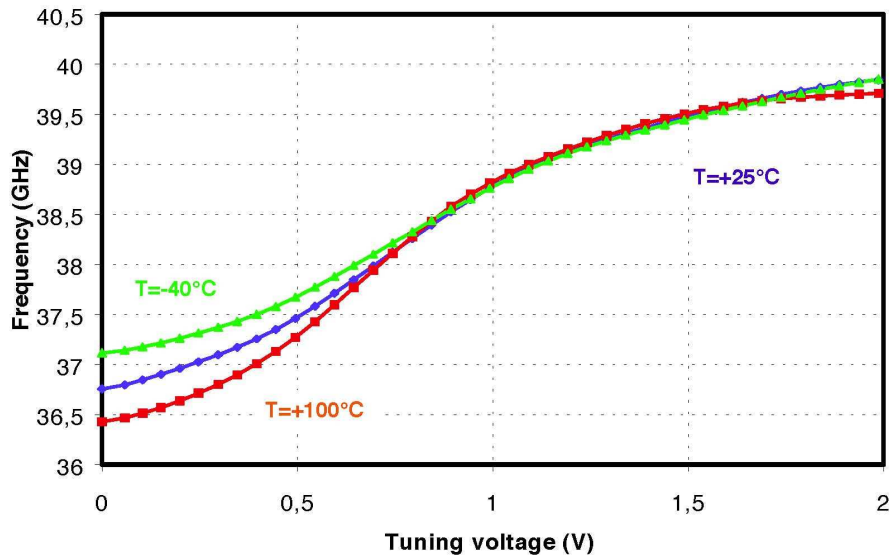
CHV2243 : characterisations

A Company of:  
Daimler-Chrysler Aerospace AG  
Thales

**CHV2243**  
**Measurements in test fixture**



**Frequency tuning characteristic**



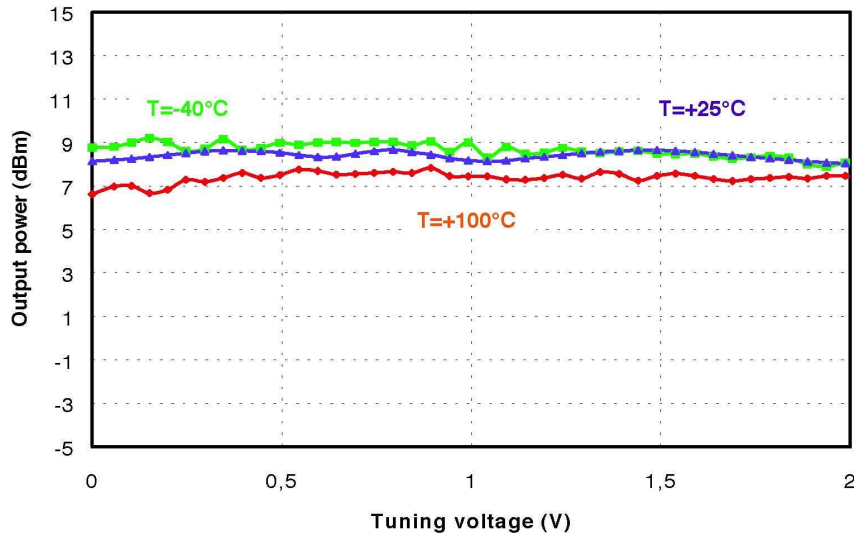
CHV2243 : characterisations

A Company of:  
Daimler-Chrysler Aerospace AG  
Thales

**CHV2243**  
**Measurements in test fixture**



**Output power characteristic**



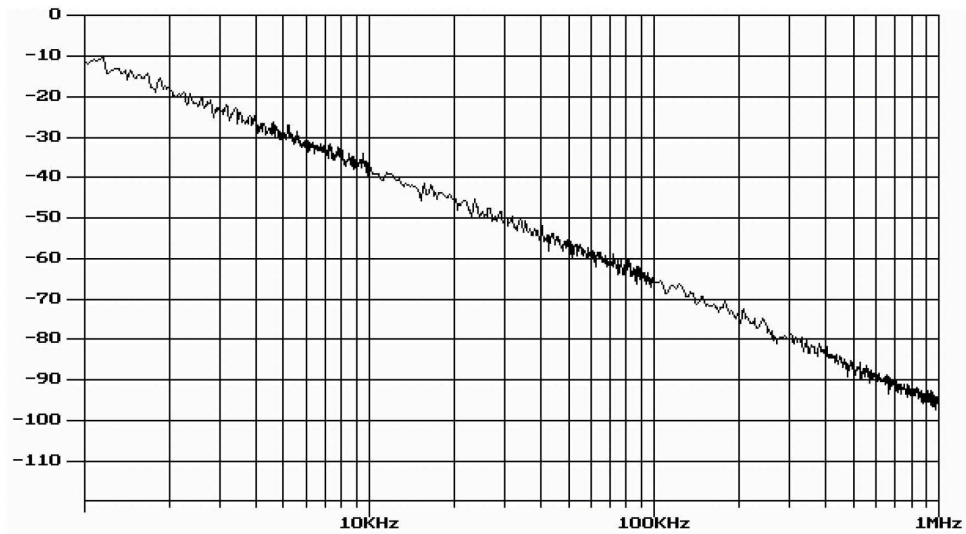
CHV2243 : characterisations

A Company of:  
Daimler-Chrysler Aerospace AG  
Thales

**CHV2243**  
**Measurements in test fixture**

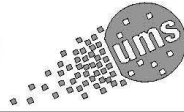


**Phase noise : T=+25°C, V\_tune=0.7V**



CHV2243 : characterisations

A Company of:  
Daimler-Chrysler Aerospace AG  
Thales



**W-band Multifunction : Multiplier / MPA**

**GaAs Monolithic Microwave IC**

**Description**

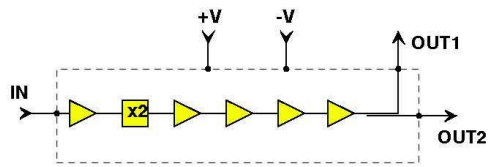
The CHU2277 is a W-band monolithic multifunction which integrates a frequency multiplier, a four-stage amplifier and a power divider. The frequency doubler is based on an active transistor and allows to operate at low input level with a reduced power consumption. This chip provides two outputs at 77GHz, the main one is for the transmission path and the auxiliary one for the receiving mixer (s) LO signal. All the active devices are internally self biased. This chip is compatible with automatic equipment for assembly.

The circuit is manufactured with the P-HEMT process : 0.15µm gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography.

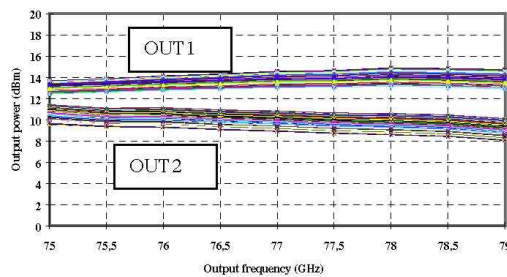
It is available in chip form.

**Main Features**

- Wide operating frequency range
- Low input power : 5dBm typical
- High output power (OUT1)
- Auxiliary output power (OUT2)
- Low AM noise
- Low DC power consumption
- Chip size : 4.65 x 1.6 x 0.1mm



**W-band multifunction block-diagram**



**Typical output power characteristic**  
**Pin = 7dBm**  
*(on wafer measurement)*

**Main Characteristics**

Tamb = +25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
F_in	Input frequency	38		38.5	GHz
F_out	Output frequency	76		77	GHz
P_out1	Main output power		13		dBm
P_out2	Auxiliary output power		9		dBm

ESD Protections : Electrostatic discharge sensitive device observe handling precautions !

**CHU2277****W-band Multiplier/MPA****Electrical Characteristics**

Full operating temperature range, used according to section "Typical assembly and bias configuration"

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
F_in	Input frequency (1)	38		38.5	GHz
F_out	Output frequency (1)	76		77	GHz
P_in	Input power	3	5		dBm
P_out1	Output power (OUT1)	11	13		dBm
P_out2	Output power (OUT2)	7	9		dBm
An	Amplitude noise @ 1MHz		-153		dBc/Hz
VSWR_in	VSWR at input port (50Ω)		2:1		
VSWR_out1	VSWR at OUT1 (50Ω)		2:1		
VSWR_out2	VSWR at OUT2 (50Ω)		2:1		
+V	Positive supply voltage	4.4	4.5	4.6	V
+I	Positive supply current		180	240	mA
-V	Negative supply voltage	-4.6	-4.5	-4.4	V
-I	Negative supply current		14	20	mA
Top	Operating temperature range	-40		100	°C

**Absolute Maximum Ratings (1)**

Symbol	Parameter	Values	Unit
P_in	Input power (2)	13	dBm
+V	Positive supply voltage	5	V
-V	Negative supply voltage	-5	V
+I	Positive supply current	250	mA
-I	Negative supply current	20	mA
Top	Operating temperature range	-40 to +100	°C
Tstg	Storage temperature range	-55 to +155	°C

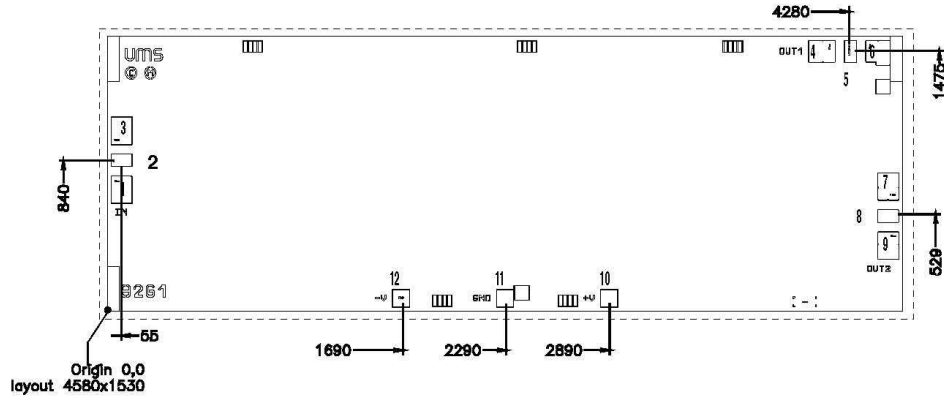
(1) Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.

(2) Duration < 1s

W-band Multiplier/MPA

**CHU2277**

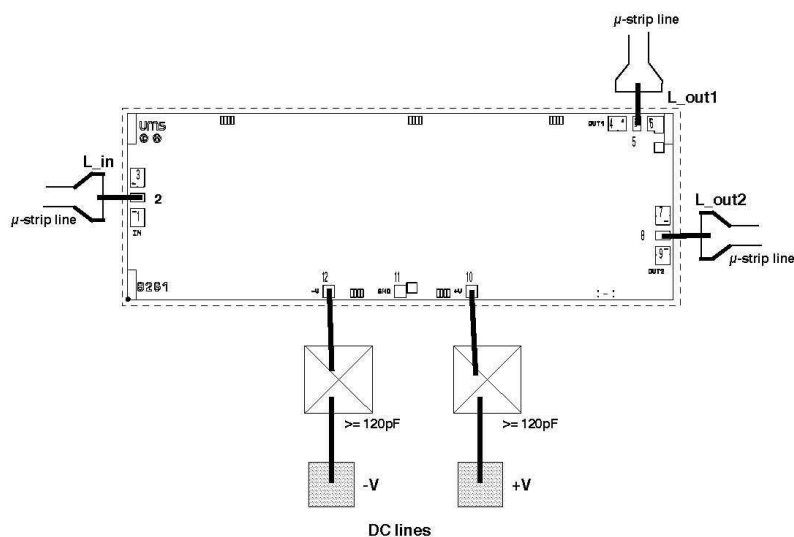
Chip Mechanical Data and Pin References



Unit =  $\mu\text{m}$   
 External chip size (layout size + dicing streets) = 4650 x 1600  
 Chip thickness = 100 +/- 10  
 HF Pads (2, 5, 8) = 68 x 118  
 DC/IF Pads = 100 x 100

Pin number	Pin name	Description
1,3,4,6,7,9		Ground : should not be bonded. If required, please ask for more information.
11		Ground (optional)
2	IN	Input port
5	OUT1	Main output
8	OUT2	Auxiliary output
10	+V	Positive supply voltage
12	-V	Negative supply voltage



**CHU2277****W-band Multiplier/MPA****Typical Assembly and Bias Configuration**

This drawing shows an example of assembly and bias configuration. All the transistors are internally self biased. An external capacitor is recommended for the positive and negative supply voltages. For the RF pads the equivalent wire bonding inductance (diameter=25 $\mu$ m) have to be according to the following recommendation.

Port	Equivalent inductance (nH)	Wire length (mm) (1)
IN (2)	$L_{in} = 0.32$	0.4
OUT1 (5)	$L_{out1} = 0.32$	0.4
OUT2 (8)	$L_{out2} = 0.32$	0.4

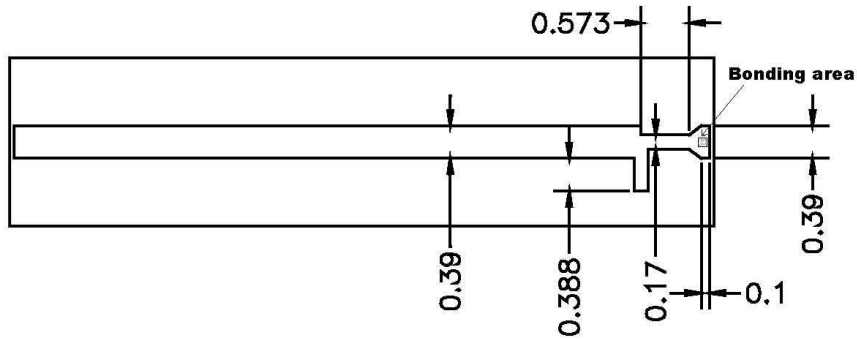
(1) This value is the total length including the necessary loop from pad to pad.

For a micro-strip configuration a hole in the substrate is necessary for chip assembly.

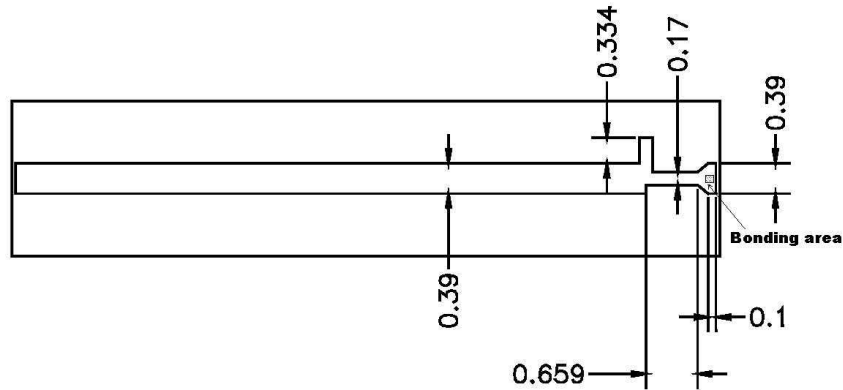
W-band Multiplier/MPA

**CHU2277**

As the connections at 77GHz (between MMIC and MMIC or between MMIC and external substrate) are critical, the transition matching network is split into two parts: one on MMIC and one on the external substrate. This choice allows to do, for OUT2 port, a direct connection between MMICs. For a connection to an external substrate a network is proposed on soft substrate for OUT1 and OUT2 ports. The following drawings gives the dimensions for a DUROID substrate (thickness=0.127mm).



Proposed matching network for a 50Ω transition between OUT1 and a μ-strip line on DUROID substrate



Proposed matching network for a 50Ω transition between OUT2 and a μ-strip line on DUROID substrate.

**CHU2277****W-band Multiplier/MPA****Ordering Information**

Chip form : CHU2277-99F/00

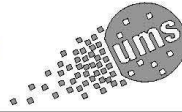
Information furnished is believed to be accurate and reliable. However **United Monolithic Semiconductors S.A.S.** assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of **United Monolithic Semiconductors S.A.S.**. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. **United Monolithic Semiconductors S.A.S.** products are not authorised for use as critical components in life support devices or systems without express written approval from **United Monolithic Semiconductors S.A.S.**

Ref. DSCHU22770089 - 29-Mar-00 – dd-Mmm-yy 6/6

Specifications subject to change without notice

Route Départementale 128 , B.P.46 - 91401 ORSAY Cedex - FRANCE  
Tel.: +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09





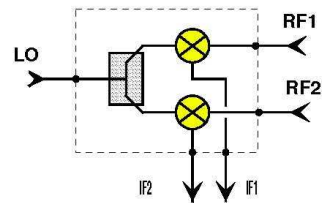
**W-band Dual Channel Mixer**

**GaAs Monolithic Microwave IC**

**Description**

The CHM2378 is a dual channel mixer. Each mixer cell is a balanced structure based on a six quarter wave ring. The non-linear devices are high quality Schottky diodes providing low conversion loss and very low 1/f noise.

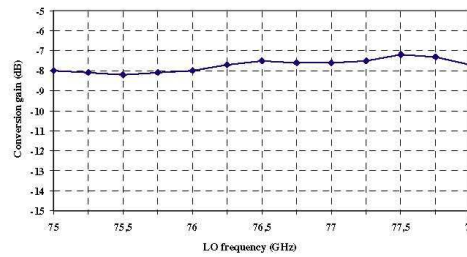
This circuit is manufactured with the BES-MMIC process: 1 μm Schottky diode device, air bridges, via holes through the substrate, stepper lithography. It is available in chip form.



**Dual channel mixer block diagram**

**Main Features**

- W-band LO and RF frequency range
- Low conversion loss
- IF from DC to 100MHz
- High LO/RF isolation
- High LO/AM noise rejection
- Very low 1/f noise
- Low LO input power
- Automatic assembly oriented
- Chip size: 1.98 x 2.07 x 0.10 mm



**Typical conversion characteristic**  
**LO power = 8dBm ; IF=10MHz**  
*(measurement in test fixture)*

**Main Characteristics**

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
F_lo, F_rf	LO,RF frequency	76	76.5	77	GHz
F_if	IF frequency range	DC-100			MHz
Lc	Conversion loss		7.5	9.5	dB
L_lo/rf	LO/RF isolation		25		dB
N_if	IF noise @ 100kHz		-162		dBm/Hz

ESD Protection : Electrostatic discharge sensitive device. Observe handling precautions !

**CHM2378****W-band Dual Channel Mixer****Electrical Characteristics**

Full operating temperature range, used according to section "Typical assembly and bias configuration"

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
F_lo, F_rf	LO,RF frequency	76		77	GHz
F_if	IF frequency range	DC-100			MHz
Lc	Conversion loss	4.5	7.5	9.5	dB
$ d(\Delta Lc)/dT  \cdot \Delta T$	Conversion loss difference from chip to chip versus temperature			0.3 <small>(to be confirmed)</small>	dB
P_lo	LO input power	4	7	11	dBm
P_RF_1dB	RF input power at 1 dB	-3	0		dBm
VSWR_lo	LO port VSWR (50Ω)		2:1	2.5:1	
VSWR_rf	RF port VSWR (50Ω)		2:1	2.5:1	
IMP_if	IF load impedance (1)		200		Ω
I_lo/rf	LO/RF isolation	20	25		dB
I_rf1/rf2	Isolation between RF channels	25	30		dB
I_rfi/rfj	Isolation between RF and IF channels	25	30		dB
R_lo_am	LO AM noise rejection (SSB)	25	30		dB
NF	Noise figure for IF=1kHz (2)		34	39	dB
	Noise figure for IF=10kHz (2)		28	33	dB
	Noise figure for IF=100kHz (2)		20.5	25.5	dB
	Noise figure for IF=200kHz (2)		17	22	dB
+V	Positive supply voltage (3)		4.5		V
+I	Positive supply current (3)		1.5	2.5	mA
Top	Operating temperature range	-40		+100	°C

(1) The IF optimum load for conversion loss is 200Ω. For minimum noise figure this load can be lower, the best results have been obtained on 50Ω.

(2) Measured on 200Ω IF impedance.

(3) An external resistor controls the bias current (see section "Typical Assembly and Bias Configuration")

## W-band Dual Channel Mixer

**CHM2378****Absolute Maximum Ratings (1)**

Symbol	Parameter	Values	Unit
+V	Supply voltage	6	V
+I	Supply current (for one input)	2.5	mA
P_lo	Maximum peak input power overdrive at LO port (2)	12	dBm
P_rf_cw	Maximum input power at RF port (3)	3	dBm
Tstg	Storage temperature range	-55 to +125	°C

(1) Operation of this device above anyone of these parameters may cause permanent damage.

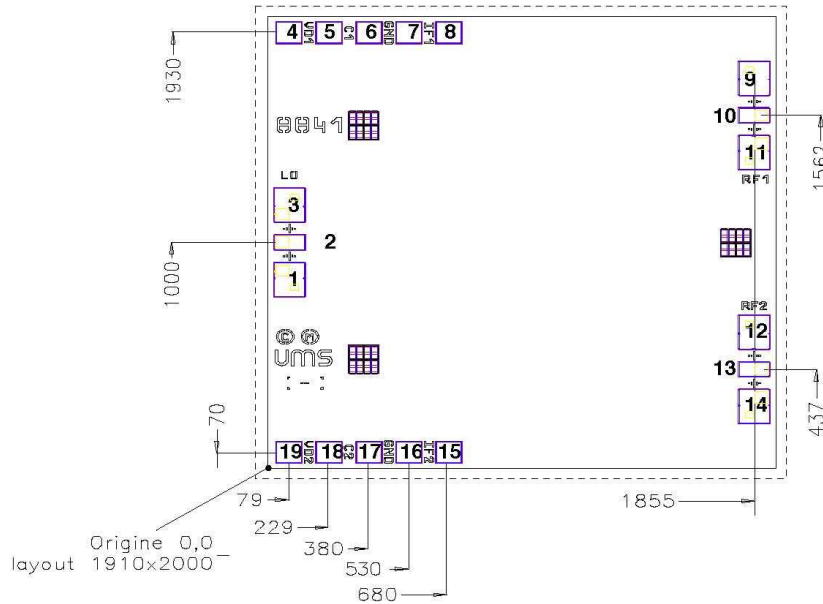
(2) Duration < 1s

(3) Continuous wave mode.

# CHM2378

## W-band Dual Channel Mixer

### Chip Mechanical Data and Pin References



Unit =  $\mu\text{m}$

External chip size (including dicing streets) =  $1980 \times 2070 \pm 35$

Chip thickness =  $100 \pm 10$

HF Pads (2,10,13) =  $68 \times 118$

DC/IF Pads =  $100 \times 100$

Pin number	Pin name	Description
1,3,9,11,12,14		Ground : should not be bonded. If required, please ask for more information.
6,17		Ground (optional)
7,16		Not Connected
2	LO	LO input
4	+V1	Positive supply voltage 1
5	C1	Bias 1 decoupling
8	IF1	First IF output
10	RF1	First RF input
13	RF2	Second RF input
15	IF2	Second IF output
18	C2	Bias 2 decoupling
19	+V2	Positive supply voltage 2

W-band Dual Channel Mixer

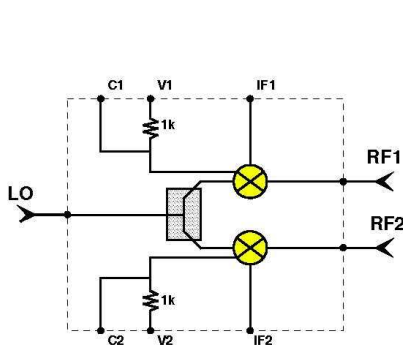
CHM2378

External components for bias and IF

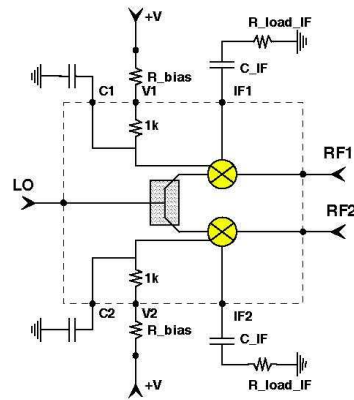
Several external configurations are possible for bias and IF. The objective is to give flexibility for the integration.

As this component is mainly dedicated to low IF use, there are several possibilities for interfacing with low noise IF amplifier. The optimum IF load for conversion loss is 200Ω, however the best results on noise figure have been obtained on 50Ω. Depending on the IF amplifier noise characteristic this load can be modified in order to optimise the noise figure.. A series capacitor, between IF output and the load is recommended.

Due to high sensitivity to electrical discharges an integrated resistance is used and two ports are available for biasing each mixer. One is for the connection of a decoupling capacitor (C1, C2) and the other one is for the supply voltage connection through an external series resistance (+V1, +V2). However, if necessary only the "C1, C2" ports can be used.



Block diagram of the MMIC



Recommended IF/DC external configuration

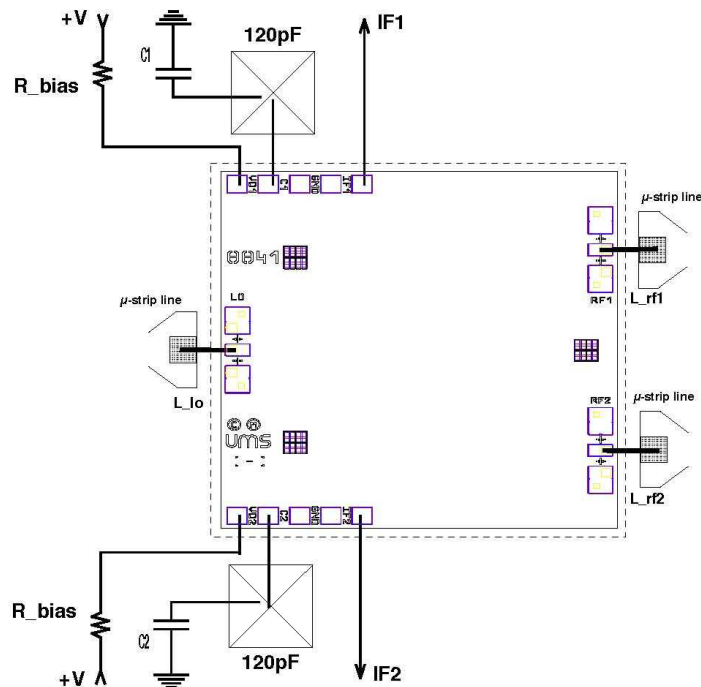
The recommended values for external components are:

C1,C2	$R_{bias\_t} * C \gg 1/f_{if}$
R_bias_t	2.5kΩ for 1.5mA current consumption (V = 4.5V, typical LO power)
R_load_if	From 50 to 200Ω

Notes::

1.  $R_{bias\_t} = R_{bias} + 1k\Omega$  when V1 and V2 ports are used.
2.  $R_{bias\_t}$  can be adjusted if necessary; This allows to optimise the performances when some parameters are different from recommended (Supply voltage, LO power ...). However maximum ratings for the current have to be taken into account.
3. A series capacitor at IF outputs is recommended for DC decoupling.



**CHM2378****W-band Dual Channel Mixer****Typical Assembly Configuration**

This drawing shows an example of assembly configuration. The bias and IF inter-connections are according to the example given in the previous chapter. For the RF pads the equivalent wire bonding inductance (diameter=25 $\mu$ m) have to be according to the following recommendation.

Port	Equivalent inductance (nH)	Approximative wire length (mm)
LO (2)	L_lo = 0.26	0.33
RF1 (10)	L_rf1 = 0.26	0.33
RF2 (13)	L_rf2 = 0.26	0.33

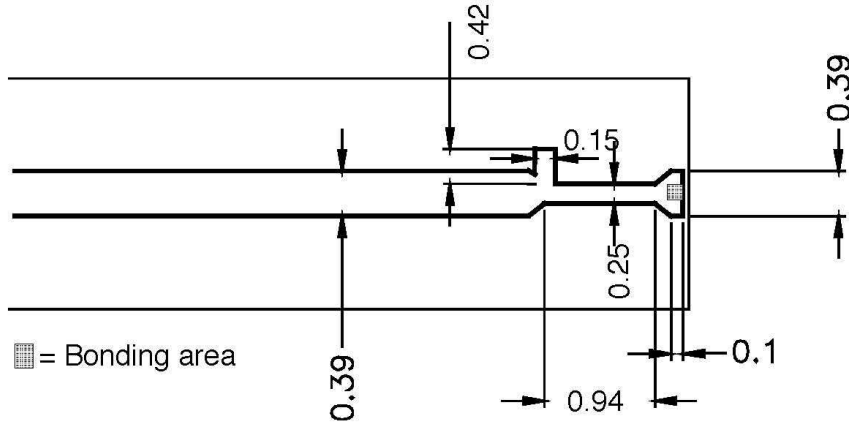
For a micro-strip configuration a hole in the substrate is recommended for chip assembly.

As the connections at 77GHz (between MMIC and MMIC or between MMIC and external substrate) are critical, the transition matching network is split into two parts: one on MMIC and one on the external substrate. This choice allows to do both kind of connections.

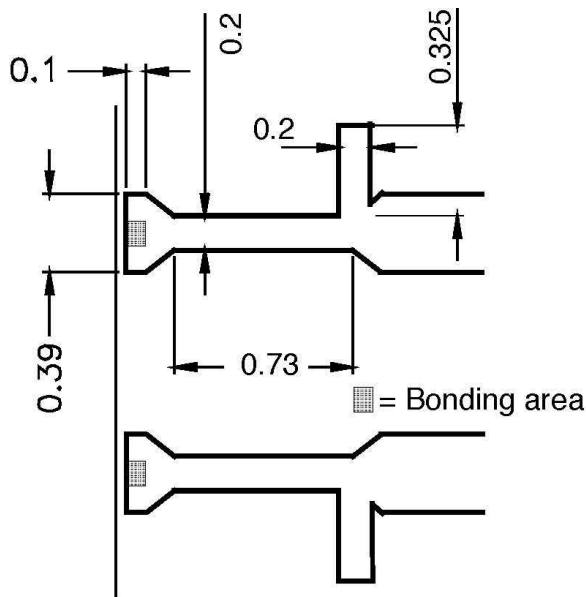
W-band Dual Channel Mixer

**CHM2378**

In the case of connection from MMIC to an external substrate a network is proposed on soft substrate for LO, RF1 and RF2 ports. The following drawings give the dimensions (in mm) for a DUROID substrate (thickness=0.127mm,  $\epsilon_r=2.2$ ).



*Proposed matching network for a 50Ω transition between LO and a μ-strip line on DUROID substrate*



*Proposed matching network for a 50Ω transition between RF1/RF2 and μ-strip lines on DUROID substrate.*

**CHM2378**

## W-band Dual Channel Mixer

**Ordering Information**

Chip form : CHM2378-99F/00

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However **United Monolithic Semiconductors S.A.S.** assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of **United Monolithic Semiconductors S.A.S.**. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. **United Monolithic Semiconductors S.A.S.** products are not authorised for use as critical components in life support devices or systems without express written approval from **United Monolithic Semiconductors S.A.S.**

Ref. DSCHM23781074 -15-Mar.-01

8/8

Specifications subject to change without notice

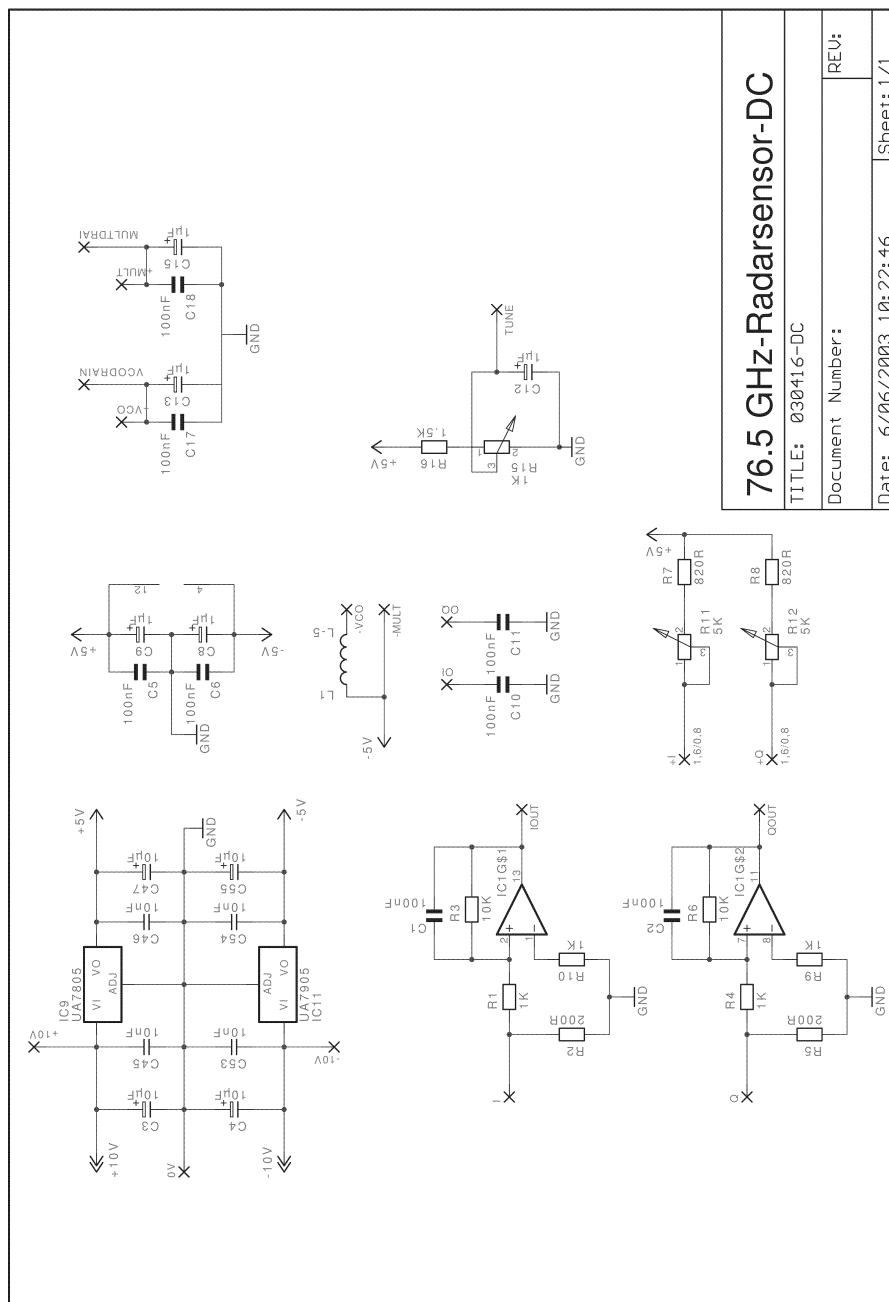
Route Départementale 128 , B.P.46 - 91401 ORSAY Cedex - FRANCE  
Tel.: +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09





# Anhang C

## Schaltplan der DC-Steuerung



<b>76.5 GHz-Radarsensor-DC</b>	
TITLE: 030416-DC	
Document Number:	REV:
Date: 6/06/2003 10:22:46	Sheet: 1/1



# Anhang D

## Ätzworlagen

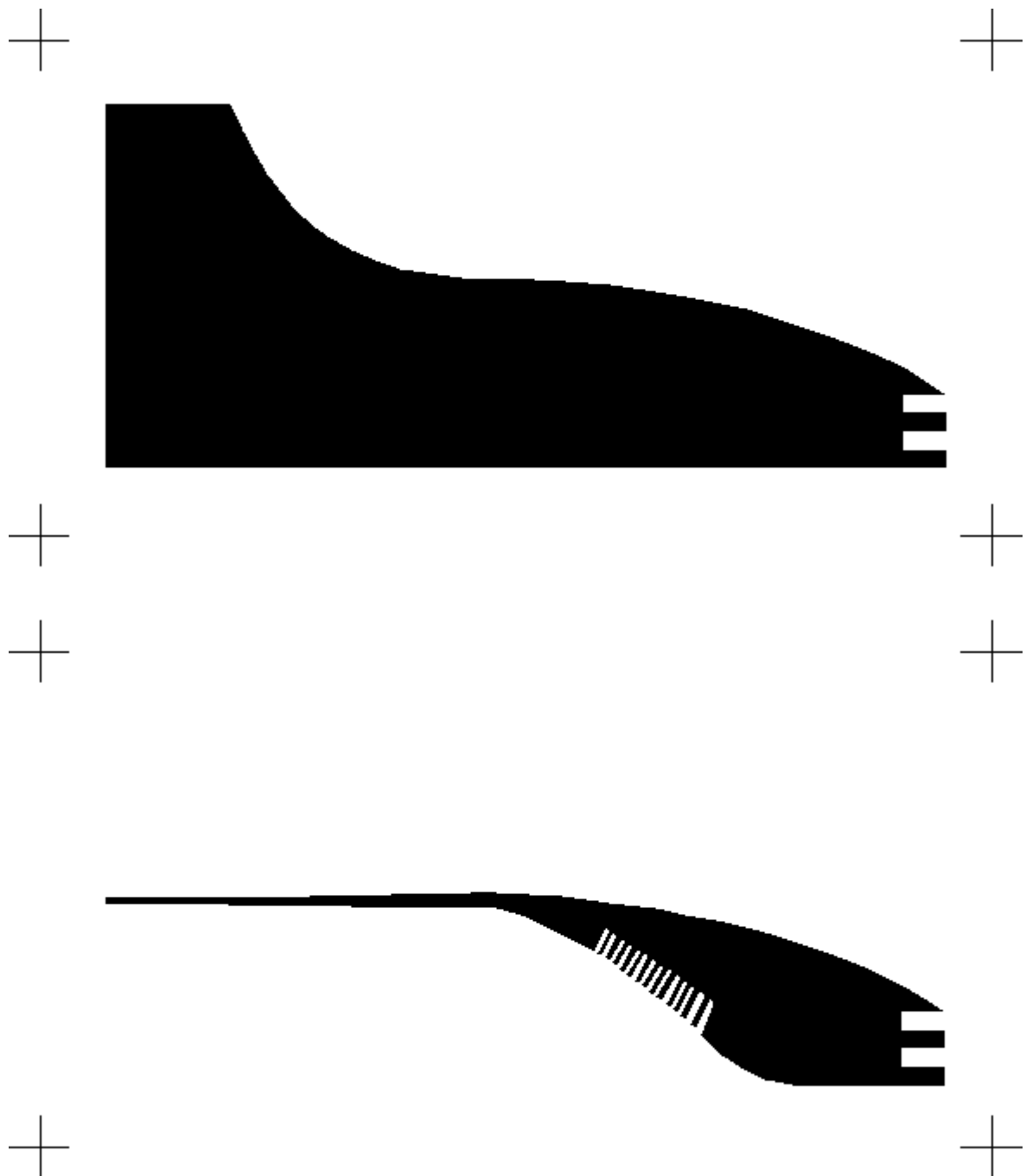


Abbildung D.1: Optimierte Masse- und Leiterkontur für LTCC Antenne bei 76,5 GHz

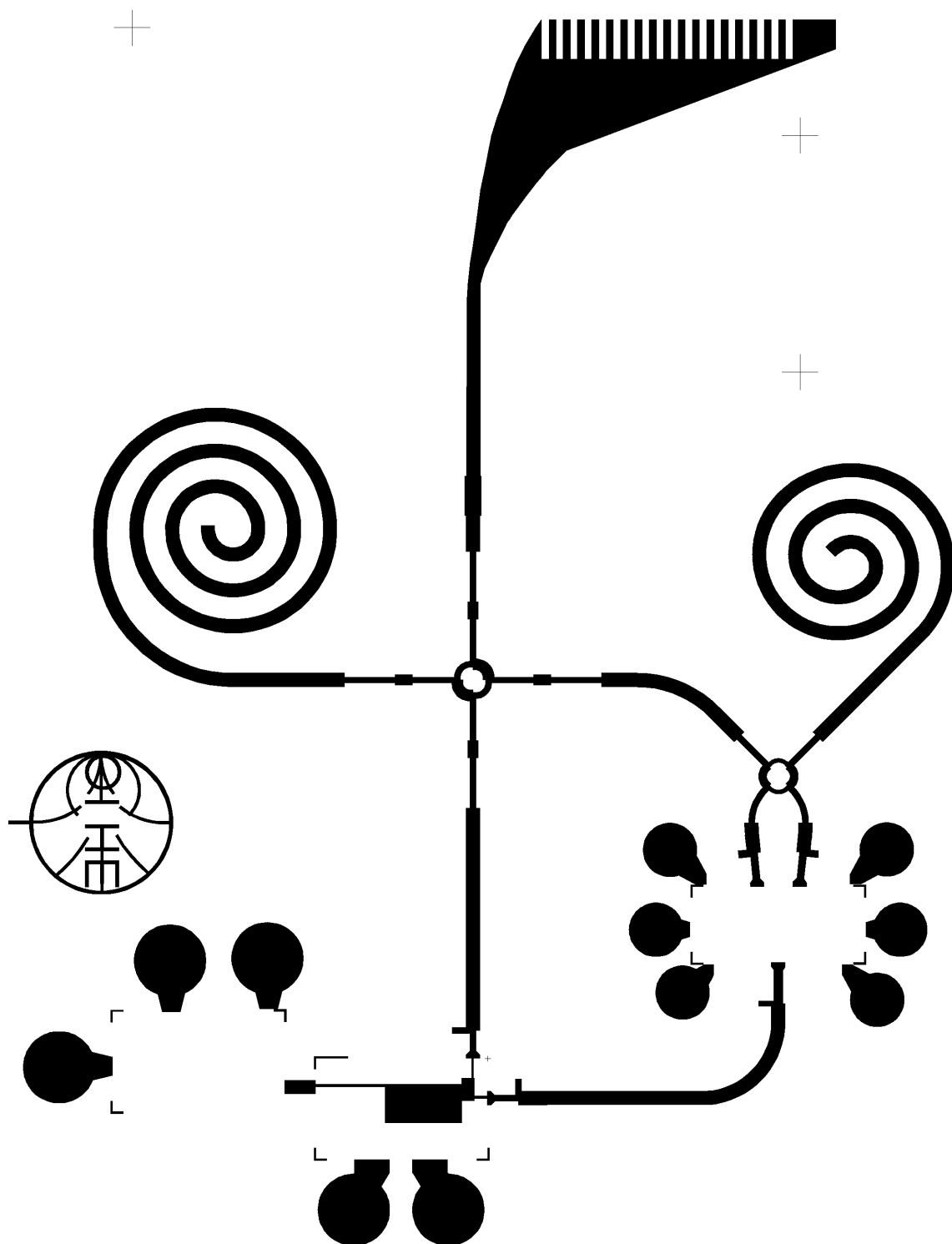


Abbildung D.2: Oberseite des HF-Layers mit Antenne für RT-Duroid 5880 Substrat mit  $\epsilon_r = 2,2$



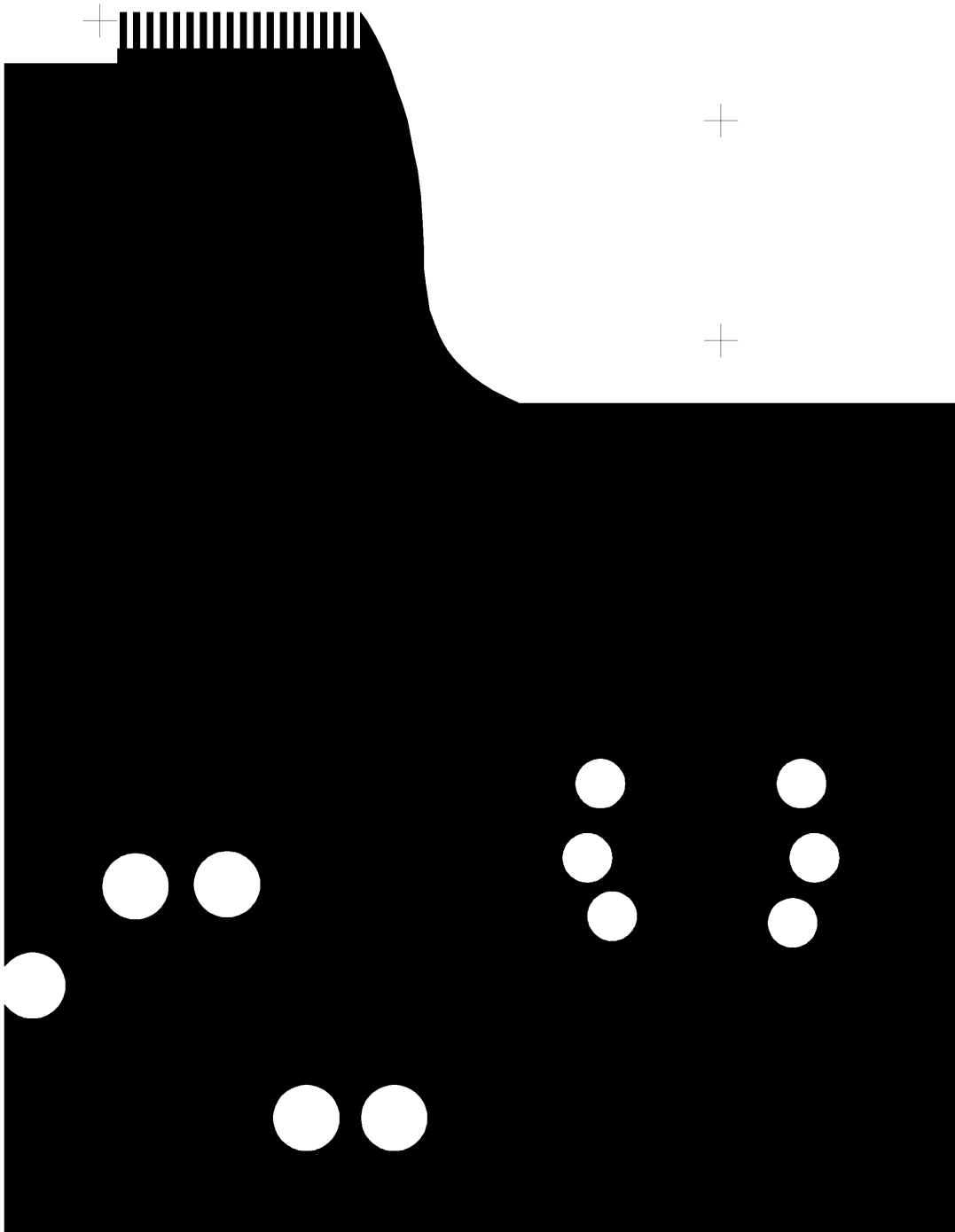


Abbildung D.3: Unterseite des HF-Layers mit Antenne für RT-Duroid 5880 Substrat mit  $\epsilon_r = 2,2$



# Lebenslauf

## Persönliche Daten

Name: Yan Christian Venot  
Geburtsdatum: 22. Juli 1970  
Geburtsort: Sande, Kreis Wilhelmshaven  
Staatsangehörigkeit: deutsch, französisch  
Familienstand: ledig

## Schulbildung

1977 – 1981: Waldbachschule in Offenburg, Grundschule  
1981 – 1990: Oken-Gymnasium in Offenburg, allgemeine Hochschulreife

## Zivildienst

1990 – 1991: Deutsches Rotes Kreuz in Offenburg

## Studium und Berufsweg

1992 – 1995: Studium der Elektrotechnik an der Universität Karlsruhe (TH)  
1995 – 1996: Ecole Nationale Supérieure d'Electronique et de Radioélectricité de Grenoble (ENSERG), Grenoble - France, Auslandsstudium  
Laboratoire d'Electromagnétisme Microondes et Optoélectronique (LEMO), Grenoble - France, Praktikum  
1996 – 1998: Beendigung des Studiums in Karlsruhe, Vertiefungsrichtung Hochfrequenztechnik  
1998: Diplom an der Universität Karlsruhe (TH), Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik  
seit 1999: Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)  
Mitarbeit in Forschung und Lehre

