

Breitbandantennen und Aufbautechnologien für hochintegrierte Submillimeterwellen-Funkmodule

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

**DOKTORS DER INGENIEURWISSENSCHAFTEN
(Dr.-Ing.)**

von der KIT-Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

angenommene

DISSERTATION

von

M.Sc. Marius Kretschmann

geb. am 29.08.1992 in Schwelm

Tag der mündlichen Prüfung:

03.11.2025

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Thomas Zwick

Korreferent:

Prof. a.D. Dr.-Ing. Arne Jacob

Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden Antennen- und Aufbautechnologien zur Realisierung breitbandiger Submillimeterwellen-Funkmodule im Frequenzbereich um 380 GHz untersucht. Besondere Herausforderungen bei der Entwicklung von Systemen in diesem Frequenzbereich resultieren zum einen aus den hohen Integrationsdichten der monolithisch integrierten Halbleiterschaltungen, die hohe Packungs- und Kontaktierungsdichten des umliegenden Aufbaus erforderlich machen. Zum anderen erschwert die hohe Permittivität verwendeter Halbleitersubstrate den Aufbau breitbandiger On-Chip-Antennen mit hoher Effizienz, sodass die von den Halbleiterschaltungen zur Verfügung stehende Bandbreite oft nicht vollständig ausgeschöpft werden kann.

Daher wird ein neuartiges Antennenkonzept vorgestellt, mit dem gegenüber dem Stand der Technik besonders hohe Bandbreiten und Effizienzen erreicht werden. Das Konzept basiert auf einer Schlitzspeisung, über die eine Welle in das Halbleitersubstrat eingekoppelt und mithilfe einer Substratdurchführung gezielt auf die Rückseite geleitet wird. Ein rückseitig angebrachtes, laserstrukturiertes Quarzglas erhöht die Abstrahleffizienz der Antenne. Das Konzept eignet sich besonders für Systemaufbauten, bei denen hohen Integrationsdichten erforderlich sind, da eine Flip-Chip-Integration möglich ist. Durch große Öffnungswinkel der Antenne erschließen sich Anwendungsgebiete, z. B. im Bereich der Erfassung von Oberflächentopologien mittels mehrkanaliger Radare, da Oberflächen weiträumig ausgeleuchtet und abgetastet werden können. Ein weiterer Fokus dieser Arbeit liegt auf der zur Charakterisierung von Submillimeterwellen-Antennen erforderlichen Antennenmesstechnik. Es wird der Aufbau eines Antennenmesssystems vorgestellt, mit dem Messungen bis zu einer Frequenz von 750 GHz möglich sind. Die Reproduzierbarkeit von Antennenmessung mit dem Messsystem sowie Messeinflüsse durch auftretende Reflexionen innerhalb des Messaufbaus sind im Detail beschrieben. Daneben wird die parasitäre Abstrahlung der zur Kontaktierung verwendeten Messspitzen untersucht, die zu einer zusätzlichen Beeinträchtigung führt.

Durch den abschließenden Aufbau eines Radar-Demonstrators im Frequenz-

bereich um 380 GHz wird die Systemintegrierbarkeit des Antennenkonzeptes betrachtet. Zum Aufbau von Sende- und Empfangsmodulen erfolgt eine Kombination der Antennen mit aktiven Halbleiterschaltungen. Für die Fertigung der Module kommen moderne Fertigungs- und Aufbautechnologien, darunter die Indium-Flip-Chip-Technologie sowie die Laserablation zum Einsatz, die in dieser Arbeit beschrieben sind. Die einzelnen Prozessschritte werden optimiert, um einen vollflächigen, niederohmigen und mechanisch stabilen Kontakt bei der Montage von Chips auf laserprozessierten Trägersubstraten sicherzustellen. Mithilfe des finalisierten Aufbaus werden Systemmessungen durchgeführt, unter anderem die Messung eines Radarziels, bei dem Positionsänderungen von einem Millimeter detektiert werden. Das System stellt damit die erste Flip-Chip-Integration eines Radars im Frequenzbereich oberhalb von 300 GHz dar und weist besonders hohe Bandbreiten von bis zu ca. 80 GHz auf.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Meine Promotion wurde von Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Thomas Zwick betreut, daher gilt mein erster Dank ihm für die hilfreichen Diskussionen und die vielen Freiheiten, die er mir eingeräumt hat, um eigene Ideen umzusetzen. Bedanken möchte ich mich zudem für die Übernahme des Hauptreferates. Für die Übernahme des Korreferates und das Interesse an dieser Arbeit möchte ich mich bei Herrn Prof. a.D. Dr.-Ing. Arne Jacob bedanken.

Ein weiterer Dank gilt den Mitarbeitern des Fraunhofer-Instituts für Angewandte Festkörperphysik sowie den Mitarbeitern der Firma VEGA Grieshaber KG für die angenehme Zusammenarbeit und Unterstützung im Rahmen dieser Arbeit.

Meine Arbeit am IHE fand in freundschaftlicher Arbeitsatmosphäre statt, für die ich mich bei allen Mitarbeitern am Institut bedanken möchte. Für die zahlreichen fachlichen Diskussionen gilt mein Dank den Kolleginnen und Kollegen Theresa Antes, Elizabeth Bekker, Akanksha Bhutani, Florian Boes, Christian Bohn, Georg Gramlich, Joachim Hebler sowie Benjamin Nuss. Darüber hinaus möchte ich mich besonders bei meinen Kollegen Martin Pittermann, Alexander Quint und Luca Valenziano für die kritische Durchsicht dieser Ausarbeitung bedanken. Neben fachlicher Expertise haben viele der Kollegen durch ihren einzigartigen Humor zu einem abwechslungsreichen Arbeitsalltag beigetragen, wofür ich mich bedanken möchte.

Weiterer Dank gilt den Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Sekretariats, der mechanischen Werkstatt sowie der Technik. Durch sie ist eine Vielzahl an Bestellungen abgewickelt und eine Vielzahl mechanischer Teile angefertigt worden, ohne die diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Abschließend möchte ich mich im großen Maße bei meinen Freunden, meinen Eltern und meinem Bruder bedanken, die durch ihre fortwährende Unterstüt-

zung maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Karlsruhe, im Mai 2025

Marius Kretschmann

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Vorwort	iii
Abkürzungen und Symbole	ix
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Forschung	4
1.3 Aufbau und Ziele der Arbeit	5
2 Grundlagen	9
2.1 Streuparameter	9
2.2 Leitungstheorie	12
2.2.1 Allgemeines Leitungsmodell	12
2.2.2 Abgeschlossene Leitung	13
2.2.3 $\lambda/4$ -Transformation	15
2.3 Mikrostreifenleitung	16
2.4 Rechteckhohlleiter	19
2.5 Antennengewinn und realisierter Antennengewinn	21
2.6 Feldregionen einer Antenne	22
2.7 Antennenmessverfahren	23
2.7.1 Zwei-Antennen-Methode	24
2.7.2 Drei-Antennen-Methode	24
2.7.3 Gewinnvergleichsverfahren	25
2.8 Schlitzstrahler	26
2.9 Dielektrische Anpassschichten	28

3	Konzept und Aufbau einer breitbandigen Antenne mit hoher Effizienz	31
3.1	Lagenaufbau der verwendeten Halbleiter-Technologie	31
3.2	Aufbaukonzept des Antennen-Prototypen	32
3.3	Simulation und Optimierung der Antennenstruktur	34
3.3.1	Speisestruktur aus Mikrostreifenleitung und Schlitzstrahler	34
3.3.2	Wellenleiter durch das Substrat	37
3.3.3	Optimierung der Quarzglas-Dicke	40
3.3.4	Bandbreite und Abstrahlverhalten bei Variation der Quarzglas-Geometrie	41
3.4	Aufbau des Antennen-Prototypen	47
3.5	Schlussfolgerungen zum erarbeiteten Antennenkonzept . . .	50
4	Messplatz zur Antennen- und Systemcharakterisierung .	53
4.1	Schematischer Aufbau des Messsystems	53
4.2	Mechanischer Aufbau des Messsystems	57
4.2.1	Senderseite inklusive Vorrichtung zur Aufnahme und Kontaktierung von Messobjekten	57
4.2.2	Mikroskop zur Messspitzen-basierten Kontaktierung von Messobjekten	58
4.2.3	Dreharm zur Empfänger-Positionierung	59
4.2.4	Empfängerseite inklusive Mechanik zur Justage . . .	62
4.3	Dynamikbereich des Messsystems	64
4.4	Auswirkungen von Reflexionen im Messaufbau und Abhilfemaßnahmen	69
4.5	Langzeitstabilität des Messsystems	73
4.6	Abstrahlverhalten von Messspitzen zur Proben-Kontaktierung	75
4.7	Schlussfolgerungen zum Aufbau des Antennenmessplatzes .	80
5	Prototypen-Messung und Untersuchung von Einflüssen der Messumgebung	83
5.1	Charakterisierung des realisierten Antennen-Prototypen . . .	83
5.2	Charakterisierung von Antennenstrukturen durch direkte Hohlleiter-Schlitzspeisung	87

5.2.1	Streuparameter-Messung des Vakuumflansches und Kalibration	88
5.2.2	Einflüsse der Messhalterungen	91
5.2.3	Charakterisierung von Quarzgläsern mittels Vakuumflansch	94
5.3	Schlussfolgerungen zur Charakterisierung von Antennen-Prototypen	96
6	Systemintegration der Antennen und Aufbau eines Demonstrators	99
6.1	Flip-Chip-Prozessierung von Indium-Kontaktierungen	99
6.1.1	Testchip zur Optimierung des Flip-Chip-Prozesses	100
6.1.2	Trägerplatine zur Montage des Testchips	101
6.1.3	Prozessschritte der Flip-Chip-Montage	101
6.1.4	Elektrische Charakterisierung der Verbindungen	103
6.1.5	Laserreinigung der Trägersubstrate	105
6.1.6	Mechanische Charakterisierung der Verbindungen	107
6.2	Aufbau von Sende- und Empfangsmodulen	111
6.2.1	Aufbau des Sendemoduls	111
6.2.2	Planarisierung der Zwischenplatine	114
6.2.3	Inbetriebnahme des Sendemoduls	118
6.2.4	Charakterisierung des Sendemoduls	119
6.2.5	Aufbau des Empfangsmoduls	127
6.3	Radarmessung im Gesamtaufbau	129
6.4	Schlussfolgerungen zur Systemintegration und Messung des Gesamtaufbaus	133
7	Schlussfolgerungen	135
A	Anhang	139
A.1	Justage des Antennenmessplatzes	139
A.2	Laserprozessierte dielektrische Resonator-Antenne mit Hohlleiter-Schlitzspeisung	141
	Literaturverzeichnis	143

Eigene Veröffentlichungen	149
Journalartikel	149
Konferenzbeiträge	150

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

AD-Wandler	Analog-zu-Digital-Wandler
AUT	Antenne unter Test (engl. antenna under test)
BCB	Benzocyclobuten
CNC	rechnergestützte numerische Steuerung (engl. computerized numerical control)
DC	Gleichstrom (engl. direct current)
DRA	Dielektrische Resonator Antenne (engl. dielectric resonator antenna)
EM	elektromagnetisch
FMCW	frequenzmoduliertes Dauerstrichradar (engl. frequency-modulated continuous-wave)
GaAs	Galliumarsenid
HEMT	Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit (engl. high-electron-mobility transistor)
HF	Hochfrequenz
IAF	Institut für Angewandte Festkörperphysik
IBI	Indium-Kontaktierung (engl. indium bump interconnect)
IF	Zwischenfrequenz (engl. intermediate frequency)

IHE	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
ILA	integrierte Linsenantenne (engl. integrated lens antenna)
InGaAs	Indiumgalliumarsenid
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LBE	lokale Rückseitenätzung (engl. localized backside etching)
LO	Lokalszillator
mHEMT	metamorpher Transistor mit hoher Elektronenbeweglichkeit (engl. metamorphic high-electron-mobility transistor)
MIMO	multiple-input-multiple-output (engl.)
mTRL	multiline-thru-reflect-line (engl.)
PC	personal computer (engl.)
PLA	Poly lactide (engl. polylactic acid)
PLL	phasengesteuerte Regelschleife (engl. phase-locked loop)
PNA	performance network analyzer (engl.)
RF	Hochfrequenz (engl. radio frequency)
Rx	Empfänger (engl. receiver)
SiGe	Siliziumgermanium
SiN	Siliziumnitrid
SIW	substratintegrierter Wellenleiter (engl. substrate integrated waveguide)
S-MMIC	monolithisch integrierte Submillimeterwellenschaltung (engl. submillimeter wave monolithic integrated circuit)
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. signal to noise ratio)

SOL	short-open-load (engl.)
SOLT	short-open-load-thru (engl.)
TE	transversal-elektrisch
TEM	transversal-elektromagnetisch
TiW	Wolframtitan
TM	transversal-magnetisch
Tx	Sender (engl. transmitter)
USB	universal serial bus (engl.)
VCO	spannungsgesteuerter Oszillator (engl. voltage-controlled oscillator)
VDI	Virginia Diodes Incorporated
VIA	vertikale elektrische Durchkontaktierung (engl. vertical interconnect access)
VISA	virtual instrument software architecture (engl.)
VNA	vektorieller Netzwerkanalysator (engl. vector network analyzer)
VNAX	vector network analyzer extender (engl.)
WLI	Weißlichtinterferometer
ZF	Zwischenfrequenz

Konstanten

$c_0 = 299\,792\,458 \text{ m/s}$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$\epsilon_0 = 8,854\,18\dots \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$	elektrische Feldkonstante

$\mu_0 = 1,256\,63\dots \cdot 10^{-6} \text{ N/A}^2$	magnetische Feldkonstante
$Z_{F0} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 377 \, \Omega$	Wellenwiderstand im Freiraum
$\pi = 3,141\,59\dots$	Kreiszahl Pi
$e = 2,718\,28\dots$	Eulersche Zahl
$j = \sqrt{-1}$	imaginäre Einheit

Symbole und Variablen

A	Fläche
a	hinlaufende Welle
α	Dämpfungsbelag
b	rücklaufende Welle
β	Phasenkonstante
C'	Kapazitätsbelag
D	Direktivität
D_A	Antennenausdehnung, Aperturdurchmesser
d	Dicke
DR	Dynamikbereich (engl. dynamic range)
E	elektrische Feldstärke
$\vec{E}$	elektrischer Feldstärkevektor
ϵ	Permittivität
ϵ_{eff}	effektive Permittivität
ϵ_r	relative Permittivität
η	Effizienz

F	Kraft (engl. force)
f	Frequenz
f_k	kritische Frequenz
G	Gewinn (engl. gain)
G'	Leitwertbelag
Γ	Reflexionskoeffizient
γ	Ausbreitungskonstante
H	magnetische Feldstärke
$\vec{H}$	magnetischer Feldstärkevektor
h	Höhe (engl. height)
I	elektrische Stromstärke
L	Verlust (engl. loss)
L'	Induktivitätsbelag
l	Länge (engl. length)
λ	Wellenlänge
λ_0	Freiraumwellenlänge
λ_g	geführte Wellenlänge (engl. guided wavelength)
λ_k	kritische Wellenlänge
λ_z	Hohlleiter-Wellenlänge
μ	Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
n	Brechungsindex
$\omega = 2\pi f$	Kreisfrequenz
P	Leistung (engl. power)

φ	Phasenverschiebung
Ψ	Azimutwinkel
R	Widerstand
R'	Widerstandsbelag
r	Abstand, Entfernung
t	Zeit
τ	Scherspannung
Θ	Elevationswinkel
U	Spannung
v	Geschwindigkeit (engl. velocity)
v_p	Phasengeschwindigkeit (engl. phase velocity)
w	Breite (engl. width)
x, y, z	kartesische Koordinaten
Z	Impedanz
Z_0	Bezugsimpedanz
Z_F	Feldwellenwiderstand im Rechteckhohlleiter

1 Einleitung

1.1 Motivation

In den vergangenen Jahren ist ein zunehmendes Interesse an der Entwicklung von Hochfrequenz-Anwendungen (HF-Anwendungen) bis in den Submillimeterwellen-Frequenzbereich festzustellen, d. h. Frequenzen, die oberhalb von 300 GHz liegen. Dies ist nicht nur auf die aus regulatorischer Sicht potenziell hohen verfügbaren Bandbreiten zurückzuführen, sondern auch auf die Verfügbarkeit von Schlüsseltechnologien, durch die effiziente HF-Schaltungen bis zu Frequenzen oberhalb von 300 GHz realisiert werden können. Genannt sei hier exemplarisch die Indiumgalliumarsenid-Technologie (InGaAs-Technologie), mit der die Fertigung von Transistoren mit hoher Elektronenbeweglichkeit (HEMTs, engl. high-electron-mobility transistors) ermöglicht wird.

Durch hohe Systemfrequenzen und Bandbreiten erschließen sich in der Radarsensorik neue Anwendungsfelder. Mit steigender Systembandbreite kann die Entfernungsauflösung von Radarsystemen potenziell erhöht werden. Dies kann beispielsweise für die hochgenaue Positionsüberwachung beweglicher Achsen von Fertigungsmaschinen genutzt werden. Hohe Systemfrequenzen ermöglichen es, Antennenstrukturen auf den Halbleiter-Chips zu integrieren, da die erforderlichen Strukturgrößen mit zunehmender Frequenz durch die abnehmende Wellenlänge schrumpfen. Der sinkende Flächenbedarf steigert die wirtschaftliche Attraktivität einer Antennenintegration und ist bei hoher Frequenz aus technischer Sicht vorteilhaft, um Leitungsverluste zu minimieren. Die Antennenintegration ermöglicht zudem die Entwicklung kompakter mehrkanaliger Sender- und Empfängersysteme auf einem einzelnen Chip. Dadurch erschließen sich Anwendungsfelder im Bereich der Detektion von Oberflächentopologien mittels Multiple-Input-Multiple-Output-Radaren (MIMO-Radaren) [SZS⁺20], beispielsweise von Schüttgütern.

Dennoch ergeben sich aus den hohen Systemfrequenzen einige technische Herausforderungen durch die hohen Integrationsdichten und im Speziellen

bei der Antennenintegration auf dem Chip. Mit steigenden Integrationsdichten wachsen die Anforderungen an die Kontaktierungsdichte, um Signale und Versorgungsspannungen zwischen Chip und Peripherie auf kleiner Fläche zu überführen. Bonddraht-Technologien stoßen hierbei an ihre Grenzen, da eine Verteilung von Kontaktierungsflächen über der Chipfläche das Risiko von Kurzschlüssen aufgrund sich überkreuzender Bonddrähte erhöht. Hohe HF-Verluste langer Bonddrähte sind ein weiterer Nachteil dieser Verbindungstechnik [BS19]. Flip-Chip-Technologien, bei der die Kontaktierungsflächen des Chips dem Trägersubstrat zugewandt montiert werden, stellen hier einen Lösungsansatz dar, Kontaktierungsflächen weniger Mikrometer auf der Fläche des Chips zu verteilen. Der Kontakt zwischen Chip und Trägersubstrat wird in der Regel mithilfe zusätzlicher Metalle oder Metalllegierungen hergestellt, die in Form von Kontaktierhügeln (engl. bumps) auf den Kontaktierungsflächen aufgebracht werden. Häufig verwendete Materialien sind Gold, Kupfer, Silber oder Zinn sowie Legierungen auf Basis dieser Metalle [BS19]. Neben diesen gerät Indium als Kontaktierungsmaterial zunehmend in den Fokus, da durch den niedrigen Schmelzpunkt des Materials Lötprozesse mit einer verminderten thermischen Belastung der Komponenten einhergehen [KCC⁺21]. Darüber hinaus bietet Indium durch seine Elastizität Vorteile beim Ausgleich mechanischer Spannungen, die durch Unterschiede der thermischen Ausdehnung von Chip und Trägersubstrat hervorgerufen werden [KCC⁺21].

Herausforderungen bei der Antennenintegration ergeben sich im Zusammenhang mit den hohen Permittivitäten verwendeter Halbleiter-Substrate, z. B. Galliumarsenid (GaAs), denn durch die hohe Permittivität ($\epsilon_r \approx 12,9$ [Hof83]) kommt es zur Konzentration des elektrischen Feldes im Material, welches den Aufbau von Antennen mit einer hohen Abstrahleffizienz erschwert [GBBA01]. Antennenkonzepte, bei denen sich die Antennenstrukturen ausschließlich oberhalb des hoch permittiven Substrates befinden, sodass die Felder nicht in das Substrat eindringen, weisen dennoch oft niedrige Bandbreiten und Effizienzen auf. Dies ist auf die geringen Schichtdicken der Dielektrika in den oberen Lagen zurückzuführen, die oft nur wenige Mikrometer betragen. Die Distanz zwischen den Leitungsstrukturen und der Massefläche ist durch die Dicke der dielektrischen Schichten definiert, sodass kleine Abstände zu einer hohen Feldkonzentration zwischen den metallischen Flächen führen. Streufelder, durch die die Strahlung verursacht wird, sind dadurch weniger stark ausgeprägt [Hof83]. Es existieren verschiedene Ansätze, die Effizienz integrierter Antennen zu erhöhen. Zum einen die Methode der lokalen Rückseitenätzung (LBE, engl. localized backside etching), bei der gezielt Teile des Halbleiter-Substrates im

Bereich der Antenne entfernt werden [KÇUD⁺15]. Diese Methode erfordert weitere Prozessschritte und ist nicht für jede Halbleiter-Technologie verfügbar. Zum anderen werden dielektrische Resonator-Antennen (DRAs, engl. dielectric resonator antennas) eingesetzt, die hohe Abstrahleffizienzen bis zu etwa 80 % erreichen können, jedoch oft nur niedrige relative Bandbreiten im Bereich von bis zu etwa 12 % erzielen [LC17], [DLL⁺15b].

Ein weiterer Ansatz, der bei integrierten Linsenantennen (ILAs, engl. integrated lens antennas) angewendet wird, um die Abstrahleffizienz zu erhöhen, ist die Aufbringung einer dielektrischen Anpassschicht, durch die Reflexionen am Schichtübergang des Linsenmaterials zum Freiraum reduziert werden [MC56]. Die Aufbringung einer dielektrischen Schicht definierter Dicke ist je nach Linsen-Geometrie und Frequenzbereich technisch aufwändig [BS17]. Darüber hinaus sind die Öffnungswinkel von ILAs vergleichsweise schmal, sodass sich dieser Antennentyp nicht für den Einsatz in bildgebenden Radaren zur Abtastung von Oberflächen eignet.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Lösungsmöglichkeiten zum Aufbau hocheffizienter integrierter Antennen mit hoher Bandbreite und großem Öffnungswinkel im Submillimeterwellen-Frequenzbereich erforscht. Es wird erstmals ein On-Chip Antennenkonzept vorgestellt, mit dem trotz hoher Permittivität des verwendeten Halbleiter-Substrates eine Effizienz von etwa 80 % bei gleichzeitig hoher Impedanzbandbreite von bis zu ca. 25 % erreicht wird. Durch große Öffnungswinkel ist das Antennenkonzept für den Einsatz in bildgebenden Radaren geeignet. Eine schematische Darstellung des Konzeptes ist in Abbildung 1.1 zu erkennen. Auf der Flip-Chip montierten monolithisch integrierten Submillimeterwellenschaltung (S-MMIC, engl. submillimeter wave monolithic integrated circuit) befindet sich der aktive Schaltungsteil, an den eine Antennen-Speisestruktur angekoppelt ist. Diese besteht aus einem Schlitzstrahler, von dem aus sich eine Welle in Richtung des Halbleiter-Substrates ausbreitet und über eine Wellenleiterstruktur aus substratintegrierten vertikalen elektrischen Durchkontaktierungen (VIAs, engl. vertical interconnect accesses) gezielt auf die Rückseite des Halbleiter-Substrates geführt wird. Ein rückseitig am S-MMIC angebrachtes Quarzglas mindert Reflexionen, die an den Grenzflächen vom Halbleiter-Substrat zu Luft entstehen würden und erhöht auf diese Weise die Abstrahleffizienz der Antenne. Das Konzept wird in dieser Arbeit im Detail sowohl simulativ als auch messtechnisch untersucht.

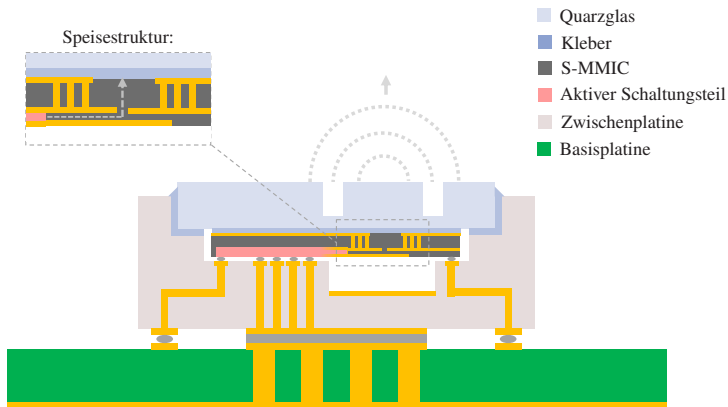


Abbildung 1.1: Antennen- und Aufbaukonzept basierend auf On-Chip-Speisestruktur sowie extern angebrachtem Quarzglas zur Erhöhung der Antenneneffizienz.

1.2 Stand der Forschung

S-MMICs mit Sender- und Empfänger-Architekturen, die mit integrierten Antennen kombiniert sind, werden im Millimeterwellen-Frequenzbereich in den Arbeiten [DLL⁺15a], [YGR16], [MKS23], [SWV⁺22], [BGMZ22], [5] vorgestellt. Ein Großteil der darin enthaltenen Schaltungen basiert auf Siliziumgermanium-Technologie (SiGe). In den Arbeiten liegen die maximalen Systembandbreiten bei ca. 12 %. Die Arbeiten aus [BGMZ22] und [5] erzielen durch Nutzung der InGaAs-Technologie Systembandbreiten bis zu ca. 20 %. Teile der Arbeiten nutzen die Schaltungen zum Aufbau frequenzmodulierter Dauerstrichradare (FMCW-Radare, engl. frequency modulated continuous wave) [MKS23], [SWV⁺22], [BGMZ22], [5]. Die in den Arbeiten verwendeten Antennen strahlen alle in die Halbebene ab, auf der sich die Flächen zur Kontaktierung der S-MMICs befinden. Bezogen auf Abbildung 1.1 entspricht dies einer Abstrahlung in Richtung der Platine, sodass die Aufbauten nicht für die Flip-Chip-Integration geeignet sind. Die simulativ ermittelten Antenneneffizienzen liegen in [5] bei ca. 60 % und in den übrigen Arbeiten, sofern angegeben, bei maximal 50 %.

Weiterhin wird die zur Charakterisierung der Antennen erforderliche Messtechnik betrachtet. Antennen, die nicht für die Flip-Chip-Montage konzi-

piert sind, können aufgrund ihrer Abstrahlrichtung in der Regel in einem Probestation-basierten Messaufbau mit metallischer Probenaufklage charakterisiert werden. Eine Charakterisierung erfolgt hierbei im Halbraum oberhalb der Antenne. Derartige Aufbauten sind in [Sim02], [VCBH⁺08], [FLH⁺13], [SR-JH13], [SSER20] zu finden. Bei Antennen, die für die Flip-Chip-Montage entworfen werden, ist eine Abstrahlung von der Rückseite des Chips vorteilhaft, da diese dem Trägersubstrat abgewandt ist. Für die Prototypen-Charakterisierung derartiger Antennen erfordert dies Antennenmessplätze, bei der die Prototypen auf Halterungen aus elektromagnetisch nahezu transparenten Materialien platziert werden können, die in den Freiraum ragen. Dies ermöglicht die Kontaktierung von Prototypen über die nicht abstrahlende Seite, wohingegen die abstrahlende Seite auf der Probenhalterung aufliegt. Verschiedene Aufbauten dieses Typs sind in [TFLJ11], [TFL12], [KSYH19], [RKI⁺09], [BZ10] beschrieben. Eine detaillierte Beschreibung eines solchen Messsystems, bei dem die Prototypen mittels Messspitzen auf der in den Freiraum ragenden Halterung kontaktiert werden, ist in [ZBP⁺04] zu finden. Dieser Aufbau ist in [BZ10] [GBD⁺13] bis in das Frequenzband WM-864 (220 GHz bis 325 GHz) erweitert worden und stellt den Stand der Technik zu Beginn dieser Arbeit dar.

Die Flip-Chip-Montage mittels Indium ist zuvor in verschiedenen Arbeiten veröffentlicht worden [KCC⁺21], [KCC⁺97], [SHC⁺99], [JWL⁺22], [DWX⁺20]. In den Publikationen ist die mechanische und elektrische Güte der Verbindungen teilweise untersucht worden. Die Montage erfolgt darin jedoch auf unstrukturierten Trägern oder auf mikrostrukturierten Trägersubstraten, bei der eine identische Materialpaarung von Chip und Träger vorliegt. Eine Montage auf strukturierten Substratmaterialien, die auch in der Leiterplattenherstellung verwendet werden, wird in den Arbeiten bisher nicht untersucht.

1.3 Aufbau und Ziele der Arbeit

Ziel der Arbeit ist die Entwicklung eines Antennen- und Aufbaukonzeptes und die anschließende Realisierung und Demonstration eines FMCW-Radares im Frequenzbereich um 380 GHz auf Basis der erarbeiteten Konzepte. Die Arbeit fokussiert sich hierbei auf einen Aufbau mittels Flip-Chip-Technologie und auf breitbandige On-Chip Antennenkonzepte mit großen Öffnungswinkeln, die speziell für den späteren Einsatz in mehrkanaligen Radaren zur Topologie-

erfassung von Oberflächen geeignet sind. Neben einer hohen Effizienz sollen die Antennen eine relative Bandbreite von mindestens 24 % erzielen, um in Kombination mit Sender- und Empfänger-S-MMICs des Fraunhofer-Instituts für Angewandte Festkörperphysik (Fraunhofer IAF) die vollen Bandbreiten der S-MMICs auszuschöpfen [GJM⁺21]. Der weitere Fokus der Arbeit liegt in der zur Charakterisierung notwendigen Antennenmesstechnik.

Die Arbeit ist wie folgt aufgebaut. Kapitel 2 fasst die wichtigsten theoretischen Grundlagen zusammen, die im Rahmen dieser Arbeit verwendet werden. Dies umfasst zum einen allgemeine hochfrequenztechnische Grundlagen zu Streuparametern und zur Leitungstheorie. Darüber hinaus werden einzelne Leitungsstrukturen beschrieben, auf die für das Antennen- und Aufbaukonzept zurückgegriffen wird. Weitere Grundlagen der Antennentechnik und Antennenmesstechnik sind in diesem Kapitel beschrieben. Dielektrische Anpassschichten werden aufgegriffen, um die Abstrahleffizienz der Antennen zu erhöhen.

In Kapitel 3 ist das On-Chip Antennenkonzept beschrieben. Nach einer Einführung in den verwendeten Lagenaufbau des vom Fraunhofer IAF entwickelten InGaAs-Prozesses mit metamorphen Transistoren mit hoher Elektronenbeweglichkeit (mHEMTs, engl. metamorphic high-electron-mobility transistors) folgt eine Beschreibung des grundlegenden Antennenkonzeptes. Es schließt sich eine Beschreibung der einzelnen simulativ durchgeführten Optimierungsschritte für die Erarbeitung eines Prototypen-Designs an. Dieses soll eine möglichst hohe Impedanzbandbreite, Abstrahleffizienz und Halbwertsbreite aufweisen und sich dadurch potenziell für den Einsatz in bildgebenden, breitbandigen FMCW-Radarsystemen im Submillimeterwellen-Frequenzbereich eignen. Abschließend wird in Kapitel 3 der Aufbau des Antennen-Prototypen beschrieben, wobei zusätzliche Prozessierungsschritte detailliert aufgeführt und beschrieben werden.

Zur Charakterisierung der Antennen-Prototypen und weiterer integrierter Aufbauten ist in dieser Arbeit ein Antennenmessplatz realisiert worden, dessen Aufbau in Kapitel 4 dargestellt wird. Neben Betrachtungen zur Systemdynamik, werden auch Reflexionen im Messaufbau und deren Auswirkung auf Antennenmessungen sowie Abhilfemaßnahmen diskutiert. Anschließend wird die Wiederholgenauigkeit im Messsystem auf Basis durchgeführter Messungen einer Referenzantenne betrachtet. Zuletzt wird das Abstrahlverhalten von HF-Messspitzen untersucht, die zur Kontaktierung von Antennen-Prototypen im Messaufbau verwendet werden und die aufgrund ihrer eigenen Abstrahlung die Messung von Antennen-Prototypen beeinflussen.

Es folgt in Kapitel 5 die Charakterisierung des Antennen-Prototypen aus Kapitel 3 sowie die gesonderte messtechnische Betrachtung des Abstrahlverhaltens laserprozessierter Quarzgläser und Resonatoren, die im Messaufbau durch eine laserprozessierte Blende unmittelbar am Erweiterungsmodul gespeist werden. Einflüsse von Messhalterungen auf die Antennenmessungen werden darüber hinaus betrachtet.

Der Aufbau eines Radar-Demonstrators, bestehend aus S-MMICs des Fraunhofer IAF und den in dieser Arbeit entwickelten On-Chip Antennen, wird in Kapitel 6 beschrieben. Dies beinhaltet die Fertigung von Trägersubstraten mithilfe eines Laserablationsverfahrens, auf denen die Flip-Chip-Montage der S-MMICs mittels Indium-Kontaktierungen (IBIs, engl. indium bump interconnects) erfolgt. Die Komponenten bilden die Basis für den Aufbau aktiver Sende- und Empfangsmodule. Ihre Inbetriebnahme und Charakterisierung ist darüber hinaus Teil des Kapitels. Die Funktionstüchtigkeit des Gesamtaufbaus wird durch abschließende Messung eines Radarziels demonstriert.

Am Ende der Arbeit folgt eine Zusammenfassung der Ergebnisse und Schlussfolgerung zu den gewonnenen Erkenntnissen.

2 Grundlagen

Das folgende Kapitel fasst die wichtigsten theoretischen Grundlagen zusammen, die im Rahmen dieser Arbeit verwendet werden. Dies umfasst zum einen allgemeine hochfrequenztechnische Grundlagen zu Streuparametern und zur Leitungstheorie. Darüber hinaus werden einzelne Leitungsstrukturen beschrieben, auf die für das Antennen- und Aufbaukonzept zurückgegriffen wird. Weitere Grundlagen der Antennentechnik und Antennenmesstechnik sind in diesem Kapitel aufgeführt. Zuletzt werden dielektrische Anpassschichten beschrieben, durch die Reflexionen elektromagnetischer Wellen an Grenzflächen dielektrischer Materialien reduziert werden können. Detaillierte Beschreibungen und Herleitungen zu den betrachteten Themen sind in [Mei92], [Poz12], [DS12], [Hof83], [TW98], [ST12], [Bal97], [Kar22], [GBBA01] sowie in [ST14] zu finden.

2.1 Streuparameter

In der Schaltungstheorie erfolgt die Beschreibung des elektrischen Verhaltens von Bauelementen über ideale Ersatzschaltbilder. Mit zunehmender Frequenz treten vermehrt Effekte auf, beispielsweise Kopeffekte benachbarter Schaltungsteile, die in den idealen Modellen nicht berücksichtigt sind. Dies führt dazu, dass das elektrische Verhalten von Bauelementen nicht mehr auf einfache Ersatzschaltungen zurückgeführt werden kann [Mei92]. Darüber hinaus existieren in der Hochfrequenztechnik Bauteile, beispielsweise Hohlleiter, bei denen die klassischen Analyseverfahren nicht angewandt werden können, da auftretende Spannungen und Ströme nicht eindeutig definiert sind [Mei92]. Eine Beschreibung der Hochfrequenzeigenschaften ist dennoch durch die Zuhilfenahme von Wellengrößen möglich, indem wie in Abbildung 2.1 dargestellt, jedes Bauteil als lineares n -Tor aufgefasst wird, an dessen Toren die Anteile der ein- und auslaufenden Wellen über die komplexen Wellengrößen $\underline{a}$ und $\underline{b}$

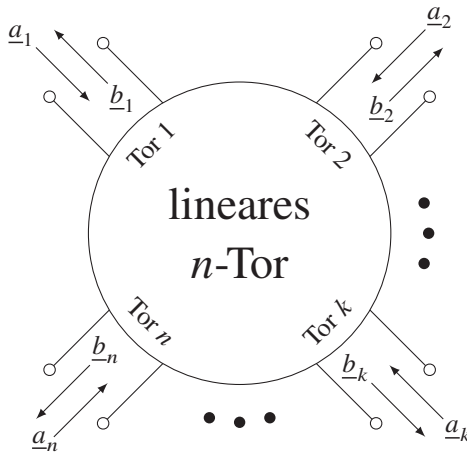


Abbildung 2.1: Schema eines linearen n -Tors.

beschrieben werden. Die beiden Wellengrößen stehen im Zusammenhang mit den komplexen Amplituden der Spannungen und Ströme der ein- und auslaufenden Wellen, sowie dem reellen Wellenwiderstand Z_L und berechnen sich zu:

$$\underline{a} = \frac{U_h}{\sqrt{Z_L}} = I_h \cdot \sqrt{Z_L}, \quad (2.1)$$

$$\underline{b} = \frac{U_r}{\sqrt{Z_L}} = -I_r \cdot \sqrt{Z_L}. \quad (2.2)$$

Beide Größen besitzen die Einheit $\sqrt{W}$, sodass sich die hin- und rücklaufende Leistung über

$$P_h = \frac{1}{2} |a|^2, \quad (2.3)$$

$$P_r = \frac{1}{2} |b|^2 \quad (2.4)$$

berechnen lässt. Durch die Streumatrix $\underline{S}$ wird das Übertragungsverhalten einer in das n -Tor einlaufenden Welle und den resultierenden auslaufenden Wellen beschrieben. Dies ergibt den Zusammenhang

$$\underline{b} = \underline{S} \cdot \underline{a}, \quad (2.5)$$

der sich in der detaillierteren Komponentenschreibweise darstellen lässt:

$$\begin{bmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \vdots \\ \underline{b}_k \\ \vdots \\ \underline{b}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \cdots & \underline{S}_{1k} & \cdots & \underline{S}_{1n} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \cdots & \underline{S}_{2k} & \cdots & \underline{S}_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{S}_{k1} & \underline{S}_{k2} & \cdots & \underline{S}_{kk} & \cdots & \underline{S}_{kn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{S}_{n1} & \underline{S}_{n2} & \cdots & \underline{S}_{nk} & \cdots & \underline{S}_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \vdots \\ \underline{a}_k \\ \vdots \\ \underline{a}_n \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Zur Bestimmung der Streuparameter $\underline{S}_{ij}$ wird sukzessive an jedem Port eine Welle $\underline{a}_j$ mit bekannter Amplitude eingespeist und die resultierenden Größen der auslaufenden Wellen $\underline{b}_i$ ermittelt, sodass die Streuparameter mit

$$\underline{S}_{ij} = \left. \frac{\underline{b}_i}{\underline{a}_j} \right|_{\underline{a}_k=0, \forall k \neq j} \quad (2.7)$$

folgen. Dies setzt bei der Messung voraus, dass auslaufende Wellen nicht erneut in das n -Tor zurück reflektiert werden, welches durch einen reflexionsfreien Abschluss aller Ports mit Ausnahme des Einspeiseports erzielt wird. Aus der Messung folgt eine Streumatrix, die sich auf die Anregungsfrequenz bezieht, sodass für eine breitbandige Charakterisierung eine Variation der Anregungsfrequenz erfolgen muss. Darüber hinaus sind die ermittelten Streuparameter aufgrund von Gleichung 2.1 und Gleichung 2.2 auf eine feste Wellenimpedanz bezogen, die überwiegend 50Ω beträgt.

2.2 Leitungstheorie

2.2.1 Allgemeines Leitungsmodell

In der klassischen Schaltungstheorie wird eine örtliche Ausdehnung elektrischer Bauteile nicht betrachtet. Bei hohen Frequenzen kann es dazu kommen, dass sich die Wellenlänge Werten annähert, die im Bereich der Bauteilgrößen liegen. Dies führt dazu, dass die Spannungen und Ströme entlang der Leitung nicht als konstant angenommen werden können, sondern in Abhängigkeit des Ortes variieren. Um die Leitungseigenschaften dennoch über konzentrierte Elemente zu beschreiben, lässt sich die Leitung aus einer unendlichen Anzahl infinitesimal kleiner Leitungsstücke der Länge Δz zusammensetzen, für die das Ersatzschaltbild in Abbildung 2.2 dargestellt ist. Die aufgeführten Bauteile sind längenbezogen und beschreiben den Widerstandsbelag R' in $\frac{\Omega}{m}$, den Induktivitätsbelag L' in $\frac{H}{m}$, den Leitwertbelag G' in $\frac{S}{m}$, sowie den Kapazitätsbelag C' in $\frac{F}{m}$. Während der Widerstandsbelag R' aus der endlichen Leitfähigkeit des Leitermaterials resultiert, können darüber hinaus Verluste durch das Dielektrikum verursacht werden, die durch den Leitwertbelag G' repräsentiert werden. Darüber hinaus sind im Leitungsmodell die reaktiven Leitungseigenschaften berücksichtigt. Dies betrifft zum einen die Eigeninduktivität der Leitung, die über den Induktivitätsbelag L' eingeht und zum anderen die zwischen den beiden Leitern bestehende Kapazität, die über den Kapazitätsbelag C' berücksichtigt wird. Aus der seriellen Anordnung des Induktivitätsbelages und der parallelen Anordnung des Kapazitätsbelages kann insgesamt auf die Tiefpasscharakteristik einer Leitung geschlossen werden.

Bei Analyse des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 2.2 kann mit Hilfe der Kirchhoffschen Gleichungen und der Wellengleichung die Ausbreitungskonstante γ , sowie die Wellenimpedanz $\underline{Z}_0$ der Leitung hergeleitet werden [Poz12]:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')}, \quad (2.8)$$

$$\underline{Z}_0 = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}. \quad (2.9)$$

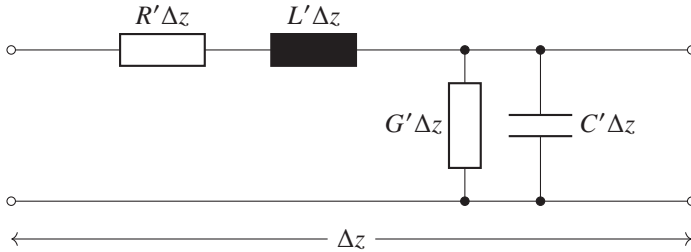


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild eines infinitesimalen Leitungsstücks.

Die Ausbreitungskonstante γ besitzt die Einheit $\frac{1}{\text{m}}$ und setzt sich zum einen aus der Dämpfungskonstante α zusammen, die die Dämpfung der Welle entlang der Leitung beschreibt, und zum anderen aus der Phasenkonstante β , welche sich auf die Phasendrehung der Welle entlang der Leitung bezieht [DS12]. In Analogie zum ohmschen Gesetz ist durch die Wellenimpedanz das Verhältnis der komplexen Spannungs- und Stromamplituden der elektromagnetischen Welle auf der Leitung beschrieben.

Im allgemeinen Modell sind die Leitungsverluste durch den Widerstandsbelag R' , sowie den Leitwertbelag G' berücksichtigt. Unter der Annahme vernachlässigbarer Leitungsverluste lässt sich das allgemeine Leitungsmodell durch die Vernachlässigung der beiden Leitungsbeläge weiter vereinfachen, sodass die Ausbreitungskonstante über

$$\gamma = j\omega\sqrt{L'C'} \quad (2.10)$$

folgt. Daneben gilt für den Wellenwiderstand:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}. \quad (2.11)$$

2.2.2 Abgeschlossene Leitung

In der Leitungstheorie werden Leitungen als verteilte Elemente betrachtet, um die Effekte der Wellenausbreitung zu berücksichtigen. Zu diesen gehören

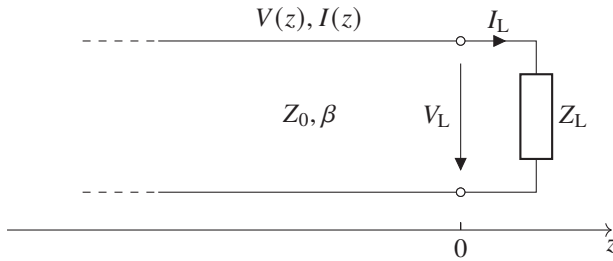


Abbildung 2.3: Leitungsabschluss

Reflexionen, die durch eine örtliche Änderung der Wellenimpedanz entstehen. Um diesen Effekt mathematisch zu beschreiben, wird eine verlustlose Leitung mit der Leitungsimpedanz Z_0 angenommen, die durch eine Last Z_L abgeschlossen ist, siehe Abbildung 2.3. Unter der Annahme einer an der Last hervorgerufenen Reflexion lässt sich die Spannung entlang der Leitung durch Superposition einer in positiver z -Richtung einlaufenden Welle mit der Amplitude V_0^+ und einer in negativer z -Richtung laufenden Welle mit der Amplitude V_0^- beschreiben. Für die Superposition beider Wellen folgt:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z}. \quad (2.12)$$

Über die Definition des Wellenwiderstandes lassen sich die ortsabhängigen Amplituden der Ströme durch

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.13)$$

berechnen. Werden die Amplituden der Spannungen und Ströme an der Last betrachtet, d. h. $z=0$, so gilt für die Impedanz:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)}. \quad (2.14)$$

Durch das Einsetzen von Gleichung 2.12 und Gleichung 2.13 folgt damit Z_L zu:

$$Z_L = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0. \quad (2.15)$$

Wird die Gleichung nach V_0^- aufgelöst, resultiert

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+. \quad (2.16)$$

Anhand dieser Gleichung ist zu erkennen, dass die Verhältnisse der Spannungsamplituden der ein- und auslaufenden Wellen über einen Term zusammenhängen, der sich aus den beiden Impedanzen zusammensetzt und als Reflexionskoeffizient Γ bezeichnet wird. Dieser folgt mit:

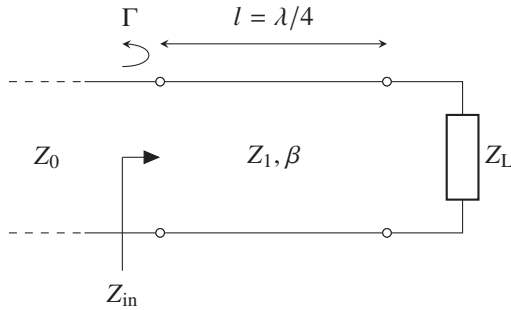
$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}. \quad (2.17)$$

Um einen reflexionsfreien Abschluss zu erhalten, müssen Abschlusswiderstand Z_L und Leitungswellenwiderstand Z_0 gleich groß gewählt werden.

2.2.3 $\lambda/4$ -Transformation

Die $\lambda/4$ -Transformation ist eine Methode, zwei reelle Wellenwiderstände durch das Einfügen eines $\lambda/4$ langen Leitungsstücks aufeinander anzupassen. Abbildung 2.4 zeigt den schematischen Aufbau einer Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 , die über eine $\lambda/4$ lange Leitung mit dem Wellenwiderstand Z_1 durch eine Impedanz Z_L abgeschlossen ist. Unter der Annahme verlustloser Leitungen entspricht die Eingangsimpedanz Z_{in} [Poz12]:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jZ_L \tan \beta l}. \quad (2.18)$$

Abbildung 2.4: $\lambda/4$ -Transformation

Für eine Leitung der Länge $\lambda/4$ beträgt $\beta l = (2\pi/\lambda) \cdot (\lambda/4) = \pi/2$, sodass für die Eingangsimpedanz

$$Z_{in}(\beta l = \pi/2) = \lim_{\beta l \rightarrow \pi/2} \left(Z_1 \frac{\frac{Z_L}{\tan \beta l} + j Z_1}{\frac{Z_1}{\tan \beta l} + j Z_L} \right) = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (2.19)$$

gilt. Der Reflexionskoeffizient Γ wird schließlich zu null, wenn $Z_{in} = Z_0$ erfüllt ist. Damit folgt für die Impedanz Z_1 :

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}. \quad (2.20)$$

Durch die auf die Wellenlänge bezogene Länge der Leitungstransformation ist das Verfahren bandbreitenlimitiert. In der Literatur sind weitere mehrstufige Leitungstransformationen beschrieben, mit denen die Bandbreite gegenüber der einfachen $\lambda/4$ -Transformation weiter erhöht werden kann [Poz12].

2.3 Mikrostreifenleitung

Die Mikrostreifenleitung ist eine in der Hochfrequenztechnik häufig anzutreffende planare Leitung, die auf gängigen Leiterplatten- und Halbleiter-Technologien implementiert werden kann [Hof83]. Der schematische Quer-

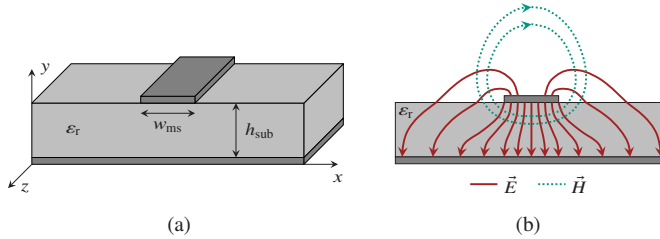


Abbildung 2.5: Querschnitt einer Mikrostreifenleitung: (a) schematische Darstellung, (b) Feldlinienbild.

schnitt einer Mikrostreifenleitung ist in Abbildung 2.5a dargestellt. Ein metallischer Streifenleiter der Breite w_{ms} befindet sich auf der Oberseite eines Substrates der Höhe h_{sub} , welches eine relative Permittivität von ϵ_r aufweist. Auf der Substrat-Unterseite ist eine Massefläche platziert. Durch ihren einfachen Aufbau ist der Fertigungsaufwand einer Mikrostreifenleitung niedrig und darüber hinaus weist die Leitung einen vergleichsweise geringen Flächenbedarf auf, da Signal- und Massefläche auf getrennten Lagen geführt sind [Hof83]. In Abbildung 2.5b ist ein typischer Feldlinienverlauf des elektrischen Feldes (E-Feld) und magnetischen Feldes (H-Feld) einer sich in negativer z -Richtung ausbreitenden Welle für den Leiterquerschnitt dargestellt. Die elektrischen Feldlinien verlaufen zwischen Streifenleiter und Massefläche und stehen jeweils senkrecht auf ihnen. Die Felder sind im Bereich zwischen Streifenleiter und Massefläche konzentriert, verlaufen jedoch auch außerhalb des Substrates in Luft. Da die relative Permittivität der Substratmaterialien $\epsilon_r > 1$ ist und sich damit von der relativen Permittivität der Luft unterscheiden, weisen die elektrischen Feldlinien am Schichtübergang einen Knick auf. Handelsübliche Substratmaterialien sind in der Regel magnetisch neutral (d. h. $\mu_r = 1$), sodass bei den magnetischen Feldlinien keine Brechung an der Substratoberfläche auftritt [Hof83]. Die inhomogene Permittivität der Leitergeometrie führt dazu, dass sich auf der Leitung keine rein transversal-elektromagnetische-Welle (TEM-Welle) ausbreitet, sondern Feldkomponenten des E- und H-Feldes in der Ausbreitungsrichtung der Welle existieren. Bei niedriger Frequenz sind die Feldanteile in Ausbreitungsrichtung vernachlässigbar, sodass hierfür die Bezeichnung Quasi-TEM-Welle verwendet wird [Hof83]. Durch die teilweise Ausbreitung der Welle im Substrat und teilweise Ausbreitung in Luft, stellt sich eine mittlere Phasengeschwindigkeit

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ms,eff}}}} \quad (2.21)$$

ein. Die in der Gleichung aufgeführte effektive Permittivität $\epsilon_{\text{ms,eff}}$ dient der Zusammenfassung inhomogener Permittivitäten innerhalb der Leitungsanordnung zu einem homogenen dielektrischen Medium. Für Mikrostreifenleitungen mit elektrisch dünnem Substrat ($h_{\text{sub}} \ll \lambda$) und unter Vernachlässigung der metallischen Schichtdicke der Streifenleitung kann die effektive Permittivität näherungsweise über

$$\epsilon_{\text{ms,eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h_{\text{sub}}}{w_{\text{ms}}}}} \quad (2.22)$$

berechnet werden. Die in der Literatur angegebenen analytischen Formeln resultieren aus der statischen Feldanalyse des Leitungsquerschnittes [Hof83]. Mit diesem Verfahren lassen sich darüber hinaus analytisch die Kapazitäts- und Induktivitätsbeläge der Leitungsgeometrie ermitteln, aus der die Leitungsimpedanz berechnet werden kann. Die Leitungsimpedanz einer Mikrostreifenleitung, bei der die Leiterbreite klein gegenüber der Substrathöhe ist, kann näherungsweise über

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{ms,eff}}}} \ln \left(\frac{8h_{\text{sub}}}{w_{\text{ms}}} + \frac{w_{\text{ms}}}{4h_{\text{sub}}} \right), \quad \frac{w_{\text{ms}}}{h_{\text{sub}}} \leq 1 \quad (2.23)$$

berechnet werden. Für Leiterbreiten, die gegenüber der Substrathöhe groß ist, erfolgt die Approximation über:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{ms,eff}}} \left(\frac{w_{\text{ms}}}{h_{\text{sub}}} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_{\text{ms}}}{h_{\text{sub}}} + 1,444 \right) \right)}, \quad \frac{w_{\text{ms}}}{h_{\text{sub}}} \geq 1. \quad (2.24)$$

2.4 Rechteckhohlleiter

Rechteckhohlleiter sind Wellenleiter, in denen eine elektromagnetische Welle innerhalb von rechteckförmig angeordneten, metallischen Wänden geführt wird. Der schematische Aufbau eines mit Luft (ϵ_0) gefüllten, sowie eines vollständig mit Dielektrikum (ϵ_1) gefüllten Rechteckhohlleiters ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Die Kanalbreite entspricht hier w_{wg} sowie die Kanalhöhe h_{wg} . Im Hohlleiter sind ausschließlich transversal-elektrische-Wellen (TE-Wellen) sowie transversal-magnetische-Wellen (TM-Wellen) ausbreitungsfähig, bei denen jeweils die elektrischen bzw. magnetischen Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung null sind [Mei92]. Die untere Grenzfrequenz, ab der eine TE- bzw. TM-Welle im Rechteckhohlleiter ausbreitungsfähig ist, die auch als kritische Frequenz bezeichnet wird, folgt mit:

$$f_{k_{mn}} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{wg}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h_{wg}}\right)^2}. \quad (2.25)$$

Die Indizes m und n beschreiben hier die Ordnung der Mode, welches der Anzahl der auftretenden transversalen Feldstärkemaxima in x - bzw. y -Richtung entspricht. Wird ein Feld am Hohlleiter angeregt, das unterhalb der kritischen Frequenz liegt, so nimmt die Feldstärke mit zunehmendem Abstand zur Quelle exponentiell ab, welches als aperiodische Dämpfung bezeichnet wird [Mei92].

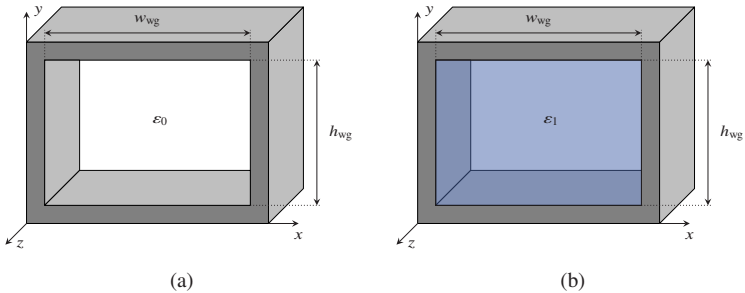


Abbildung 2.6: Querschnitt eines Rechteckhohlleiters in schematischer Darstellung: (a) luftgefüllt, (b) mit Dielektrikum gefüllt.

Im Rechteckhohlleiter ist die fundamentale Mode mit der niedrigsten Grenzfrequenz die TE_{10} -Mode, für die sich Gleichung 2.25 wie folgt vereinfacht:

$$f_{k_{10}} = \frac{c_0}{2w_{wg}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}. \quad (2.26)$$

Wird die Wellenlänge einer sich im Freiraum ausbreitenden Welle bei der kritischen Frequenz betrachtet, so ergibt sich die kritische Wellenlänge über:

$$\lambda_{k_{mn}} = \frac{2\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}{\sqrt{\left(\frac{m}{w_{wg}}\right)^2 + \left(\frac{n}{h_{wg}}\right)^2}}. \quad (2.27)$$

Eine Welle der Frequenz f , die im Hohlleiter oberhalb der kritischen Frequenz angeregt wird, besitzt in diesem eine gegenüber der Freiraumwellenlänge λ_0 abweichende Wellenlänge λ_z , die als Hohlleiter-Wellenlänge bezeichnet wird. Die Hohlleiter-Wellenlänge lässt sich über

$$\lambda_z = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{k_{mn}}}\right)^2\right]}} \quad (2.28)$$

berechnen. Der Feldwellenwiderstand des Hohlleiters beträgt für TE-Wellen

$$Z_F = \frac{Z_0}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{k_{mn}}}\right)^2\right]}} \quad (2.29)$$

sowie für TM-Wellen

$$Z_F = \frac{Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{k_{mn}}}\right)^2}}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}. \quad (2.30)$$

Hierbei entspricht $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ dem Feldwellenwiderstand einer Welle im Vakuum.

2.5 Antennengewinn und realisierter Antennengewinn

Der Antennengewinn ist eine Größe, die verwendet wird, um die von einer Antenne räumlich hervorgerufene Leistungsdichte gegenüber der hervorgerufenen Leistungsdichte einer Referenzantenne, meist eines verlustfreien Isotropstrahlers, zu beschreiben [Kar22]. Dies erfolgt unter der Annahme, dass die von den Antennen aufgenommene Leistung identisch ist. Der Gewinn folgt mit:

$$G = \eta D. \quad (2.31)$$

Die Direktivität D beschreibt hierbei das Verhältnis der hervorgerufenen Strahlungsleistungsdichten der Antenne gegenüber der Referenzantenne und damit die Richtwirkungseigenschaft, wenn beide Antennen mit der gleichen Strahlungsleistung abstrahlen. Der Antennenwirkungsgrad η entspricht dem Verhältnis der von der Antenne abgestrahlten Leistung gegenüber der Antenne zugeführten Leistung, beinhaltet damit die Verluste der Antenne und ist stets ≤ 1 .

Vorige Betrachtungen berücksichtigen mögliche Reflexionen am Antennen-eingang nicht. Wird der Antennengewinn in einem realen System betrachtet, so besitzt die Antenne in der Regel eine endliche Anpassung an die mit ihr verbundenen Systemkomponenten. Dies führt zu Reflexionen und damit verminderter Aufnahme (Sendefall) bzw. Abgabe (Empfangsfall) von Leistung am Antenneneingang. Dieser systemische Verlust wird über die Definition des realisierten Antennengewinns

$$G_R = G(1 - |S_{11}|^2) \quad (2.32)$$

berücksichtigt [Kar22].

2.6 Feldregionen einer Antenne

In der Antennentechnik wird die Umgebung einer Antenne in mehrere als Feldregionen bezeichnete Raumgebiete unterteilt, siehe Abbildung 2.7. Typischerweise erfolgt die Unterteilung in drei Feldregionen, deren räumliche Ausdehnung in der Literatur aufgrund des kontinuierlichen Antennen-Feldverlaufes unterschiedlich definiert ist [Bal97]. Darüber hinaus existieren verschiedene Formeln zur Berechnung der räumlichen Ausdehnung der Feldregionen, bei denen differenziert wird, ob die Größe der Antenne gegenüber der Wellenlänge größer oder kleiner ist.

Das reaktive Nahfeld bezeichnet den Feldbereich in unmittelbarer Umgebung der Antenne, bei dem der Austausch von Blindleistung gegenüber der abgestrahlten Wirkleistung überwiegt. Durch den Blindleistungstransport kann das Einbringen eines Objektes in diesen Feldbereich zu einer Änderung der Antennen-Eingangsimpedanz führen. Das reaktive Nahfeld erstreckt sich bis zu einem Abstand von etwa $r_1 = \frac{\lambda}{2\pi}$ für elektrisch kleine und $r_1 = 0,62\sqrt{D_A^3/\lambda}$ für elektrisch große Antennen konzentrisch um den Antennen-Mittelpunkt. Hierbei entspricht D_A der größten Antennenausdehnung und λ der Wellenlänge. Angrenzend an das reaktive Nahfeld befindet sich das abstrahlende

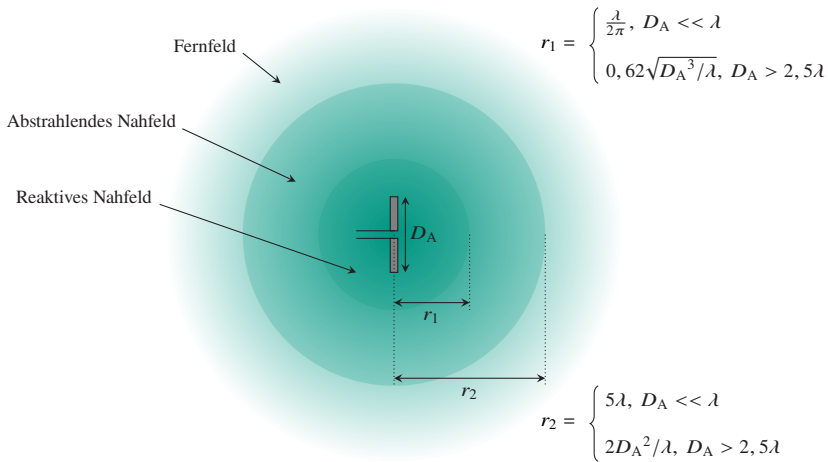


Abbildung 2.7: Feldregionen einer Antenne nach [ST12].

Nahfeld. In diesem Bereich überwiegt der Anteil abgestrahlter Wirkleistung. Das abstrahlende Nahfeld erstreckt sich bis zu einem Abstand von etwa $r_2 = 5\lambda$ für elektrisch kleine und $r_2 = 2D_A^2/\lambda$ für elektrisch große Antennen. Die Abstrahlcharakteristik der Antenne wird bis zu dieser Grenze als abstandsabhängig betrachtet [ST12]. Wird ein räumlicher Messpunkt im Abstand r zur Antenne betrachtet, so führt die endliche Ausdehnung der Antenne zu einem Gangunterschied zwischen den Phasenfronten, die vom Zentrum und von den Randbereichen der Antenne ausgehen und den Messpunkt erreichen. Bei zunehmendem Abstand von Messpunkt und Antenne kann der Gangunterschied vernachlässigt und das Phasenzentrum als punktförmig angenommen werden [ST12]. Die Feldregion, in der diese Bedingung erfüllt ist, wird als Fernfeld bezeichnet. Der Fernfeldabstand, ab dem die oben aufgeführte Fernfeldbedingung näherungsweise erfüllt ist und der Phasenfehler unterhalb von $\pi/8$ liegt, entspricht r_2 . Ab diesem Abstand wird die Abstrahlcharakteristik als abstandsunabhängig betrachtet [ST12].

2.7 Antennenmessverfahren

In der Antennenmesstechnik existieren verschiedene Verfahren, den Gewinn einer Antenne messtechnisch zu bestimmen. Grundlegende Methoden sind nachfolgend zusammengefasst und im Detail in [TW98] beschrieben. Der allgemeine schematische Aufbau einer Antennen-Messstrecke ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Zwei Antennen mit dem Gewinn G_A und G_B sind bezogen auf ihre Hauptstrahlrichtung ideal zueinander ausgerichtet und im Abstand r voneinander entfernt. Für die gegebene Anordnung kann die empfangene Leistung P_E in Abhängigkeit der gesendeten Leistung P_S über

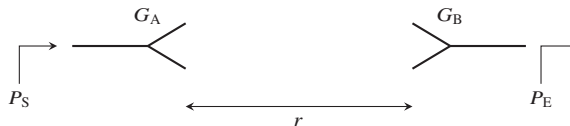


Abbildung 2.8: Schematischer Messaufbau zur Bestimmung des Antennengewinns nach [TW98].

$$\frac{P_E}{P_S} = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right)^2 G_A G_B \quad (2.33)$$

berechnet werden. Über den Faktor $(\lambda_0/(4\pi r))^2$, der dem Inversen der Freiraumdämpfung entspricht, ist die aus dem Abstand r resultierende Abnahme der Leistungsdichte an der Empfangsantenne berücksichtigt. Gleichung 2.33 entspricht in logarithmischer Form:

$$10 \log \left(\frac{P_E}{P_S} \right) = 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right) + G_{A,\text{dB}} + G_{B,\text{dB}}. \quad (2.34)$$

In der Übertragungsgleichung sind G_A und G_B die Unbekannten, die über nachfolgende Methoden ermittelt werden können. Es ist bei den Betrachtungen grundsätzlich unerheblich, ob die Montageposition der Antennen an Sende- und Empfangsseite getauscht werden.

2.7.1 Zwei-Antennen-Methode

Werden zwei in ihrem Aufbau völlig identische Antennen entsprechend Abbildung 2.8 gemessen, gilt für ihren Gewinn $G_A = G_B$, sodass durch Einsetzen in Gleichung 2.40 und Umformen der Gewinn der einzelnen Antenne über

$$G_{A,\text{dB}} = G_{B,\text{dB}} = \frac{1}{2} \left[10 \log \left(\frac{P_E}{P_S} \right) - 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right) \right] \quad (2.35)$$

folgt. Dieses Verfahren setzt eine genaue Kenntnis des eingestellten Abstandes r voraus.

2.7.2 Drei-Antennen-Methode

Stehen keine exakt identischen Antennen zur Verfügung, um die Zwei-Antenne-Methode anzuwenden, so ist es stattdessen möglich, den unbekannten Gewinn dreier Antennen zu bestimmen, indem diese in Kombination nach Ab-

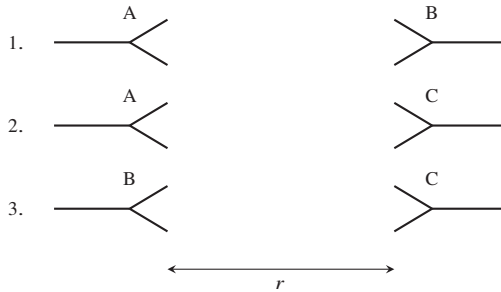


Abbildung 2.9: Drei-Antennen-Methode nach [TW98].

bildung 2.9 gemessen werden. Auf diese Weise folgt ein Gleichungssystem mit den drei Gleichungen

$$G_{A,\text{dB}} + G_{B,\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{P_E}{P_S} \right)_{AB} - 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right), \quad (2.36)$$

$$G_{A,\text{dB}} + G_{C,\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{P_E}{P_S} \right)_{AC} - 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right), \quad (2.37)$$

$$G_{B,\text{dB}} + G_{C,\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{P_E}{P_S} \right)_{BC} - 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right), \quad (2.38)$$

das gelöst werden muss, um die drei Unbekannten G_A , G_B und G_C zu bestimmen.

2.7.3 Gewinnvergleichsverfahren

Ist der Gewinn einer Antenne bereits ermittelt worden, kann diese als Referenz (Ref) verwendet werden, um den unbekannten Gewinn einer weiteren Antenne (Mess) zu bestimmen. Wie in Abbildung 2.10 illustriert, sind dafür insgesamt zwei Messungen erforderlich. Eine Antenne A ist in der Messstrecke einseitig fest verbaut, wohingegen auf der anderen Seite die Antennen Ref und

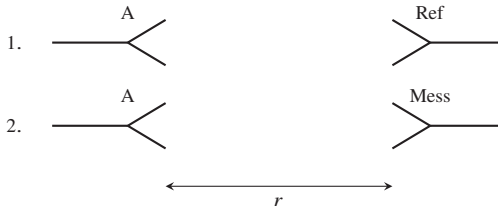


Abbildung 2.10: Gewinnvergleichsverfahren nach [TW98].

Mess nacheinander vermessen werden. Der unbekannte Gewinn G_{Mess} kann schließlich aus dem bekannten Gewinn G_{Ref} über

$$G_{\text{Mess}} = G_{\text{Ref}} \frac{P_{\text{E,Mess}}}{P_{\text{E,Ref}}}, \quad (2.39)$$

bzw. in logarithmischer Form über

$$G_{\text{Mess,dB}} = G_{\text{Ref,dB}} + P_{\text{E,Mess,dB}} - P_{\text{E,Ref,dB}} \quad (2.40)$$

berechnet werden. Durch den relativen Bezug zur Referenzmessung ist hier eine genaue Kenntnis der Sendeleistung, des Gewinns G_A und des Abstandes r nicht erforderlich, sofern diese in den beiden Messungen als konstant angenommen werden.

2.8 Schlitzstrahler

Das aus der Optik stammende Babinet'sche Prinzip besagt, dass Blenden, die zueinander komplementär sind, identische Beugungsbilder hervorrufen [Bal97]. Eine Blende mit länglichem Spalt erzeugt daher das identische Beugungsmuster, die eine längliche Fläche hervorruft, deren Außenkontur der Spaltgeometrie entspricht. Dieses Prinzip lässt sich auch auf Antennen anwenden. Schlitzstrahler mit rechteckförmiger Apertur stellen den zu einem Streifendipol dualen Antennentypen dar, wie in Abbildung 2.11 dargestellt. Hierbei wird angenommen, dass die Breite $w \ll \lambda$ ist und die Ausdehnung

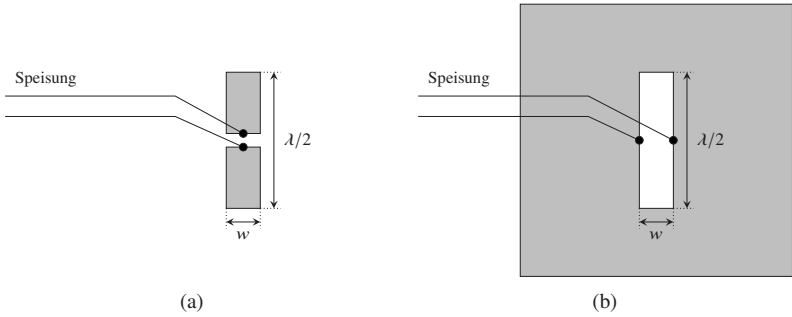


Abbildung 2.11: Dualitätsprinzip eines Streifendipols und Schlitzstrahlers: (a) Streifendipol, (b) Schlitzstrahler.

der metallischen Fläche des Schlitzstrahlers unendlich ist [Kra88], [Bal97]. Bereits an der Rotation der Speisepunkte des Streifendipols gegenüber des Schlitzstrahlers ist zu erkennen, dass bei den dualen Antennen die E- und H-Felder zueinander vertauscht sind. Das E- und H-Feld eines Schlitzstrahlers kann aufgrund des Babinet'schen Prinzips aus dem E- und H-Feld des dualen Dipols abgeleitet werden und folgt im Freiraum über die Beziehung

$$\underline{E}_{\text{Schlitz}} = -Z_0 \underline{H}_{\text{Dipol}} \quad (2.41)$$

und

$$\underline{H}_{\text{Schlitz}} = \frac{\underline{E}_{\text{Dipol}}}{Z_0}. \quad (2.42)$$

Eine Realisierungsvariante des Schlitzstrahlers in planarer Mikrostreifenleiter-Technik ist schematisch in Abbildung 2.12a illustriert. Die Mikrostreifenleitung wird hier über eine rechteckige Aussparung der Massefläche geführt, die sich auf der Substrat-Rückseite befindet. Durch die Öffnung der Massefläche ist ein ungehinderter Verlauf der Ströme der Leitungswelle auf der Massefläche nicht mehr möglich. Die Ströme verlaufen stattdessen um die Öffnung herum, wie in Abbildung 2.12b dargestellt und es bildet sich ein E-Feld im Spalt aus, das in der Darstellung in horizontaler Richtung verläuft.

Für den Leitungsabschluss der Mikrostreifenleitung bieten sich verschiedene

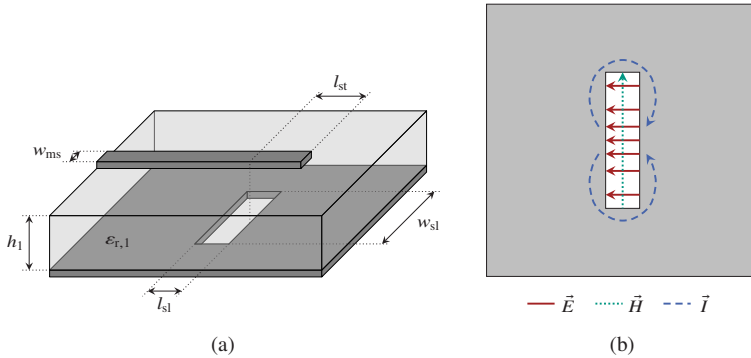


Abbildung 2.12: Aperturkopplung mittels Mikrostreifenleitung: (a) schematischer Aufbau, (b) Feldlinienbild sowie Ströme im Bereich des Schlitzes.

Techniken an, die in [GBBA01] beschrieben sind. Einerseits kann der Abschluss durch einen galvanischen Kurzschluss der Mikrostreifenleitung mit der Massefläche im Bereich der rechten Kante des Schlitzes erfolgen. Dies entspricht analog einer Speisung, wie in Abbildung 2.11b dargestellt. Andererseits kann der Leitungsabschnitt an der rechten Kante des Schlitzes über eine offene Stichleitung der Länge $l_{st} = \lambda/4$ in einen Kurzschluss transformiert werden, dies entspricht der Darstellung aus Abbildung 2.12a. Eine Anpassung der Impedanz des Schlitzstrahlers auf die Impedanz der Speiseleitung, im Konkreten die Impedanz der Mikrostreifenleitung, ist auf verschiedene Weise möglich. Zum einen ist die Anpassung durch lateralen Versatz des Schlitzes gegenüber der Mikrostreifenleitung möglich und zum anderen über eine Rotation des Schlitzes gegenüber der Mikrostreifenleitung. Herleitungen dazu sind in [GBBA01] zusammengefasst. Darüber hinaus kann eine Impedanzanpassung durch eine Verlängerung der Stichleitung über $\lambda/4$ hinaus erreicht werden, welches einer zusätzlichen reaktiven Last entspricht [GBBA01].

2.9 Dielektrische Anpassschichten

Aus der Optik ist das Phänomen der Reflexion von Wellen bekannt, die sich in einem Medium ausbreiten und auf einen Schichtübergang zu einem weiteren Medium mit geändertem Brechungsindex n treffen. Da Reflexionen an

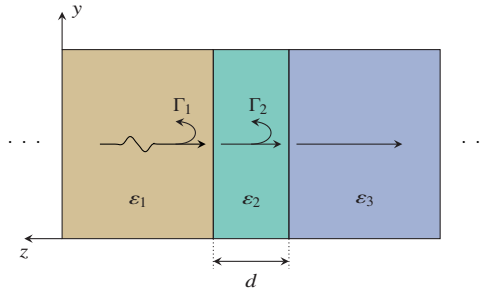


Abbildung 2.13: Dielektrischer Schichtaufbau mit einer Zwischenschicht der Dicke d .

optischen Oberflächen, z. B. bei Linsen in der Regel unerwünscht sind und die Transmission durch optische Komponenten maximiert werden soll, ist die Vergütung optischer Oberflächen durch Auftragung zusätzlicher Anti-Reflex-Beschichtungen technisch verbreitet [ST14] und findet in der Antennentechnik gleichermaßen Anwendung [MC56], [BS17]. In Abbildung 2.13 ist der schematische Aufbau einer dielektrischen Anpassschicht der Dicke d dargestellt, die zwischen zwei unendlich ausgedehnten dielektrischen Schichten positioniert ist. Die relative Permittivität der Schichten beträgt ε_1 , ε_2 und ε_3 . Der Brechungsindex

$$n = \sqrt{\varepsilon_r \mu_r} \quad (2.43)$$

steht in direktem Zusammenhang zur relativen Permittivität und relativen Permeabilität der Materialien [Kar22]. Gewöhnlich werden Dielektrika als magnetisch neutral betrachtet, für ihre relative Permeabilität gilt in diesem Fall $\mu_r = 1$. Im schematisch dargestellten Schichtaufbau breite sich eine ebene Welle in negativer z -Richtung aus und trifft dabei orthogonal auf die Schichtübergänge von ε_1 zu ε_2 sowie von ε_2 zu ε_3 . Nachfolgend soll betrachtet werden, welche Bedingungen für die Dicke d sowie die relative Permittivität der Anpassschicht erfüllt sein müssen, sodass der Reflexionskoeffizient am ersten Schichtübergang $\Gamma_1 = 0$ wird. Dies trifft zu, wenn sich die an den beiden Schichtübergängen reflektierten Wellenanteile am Ort des ersten Schichtübergangs destruktiv überlagern. Hierzu muss der Gangunterschied der reflektierten Wellenanteile

am ersten Schichtübergang gegenphasig sein, d. h. $\Delta\varphi$ muss einem ungeradzahligen Vielfachen von π entsprechen:

$$\Delta\varphi = k\pi, \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (2.44)$$

Darüber hinaus müssen die reflektierten Wellenanteile in ihrer Amplitude übereinstimmen. Gilt für die Permittivität der Schichten $\varepsilon_1 < \varepsilon_2 < \varepsilon_3$, so erfolgt eine Phasendrehung der an den Schichtübergängen reflektierten Wellenanteile um π . Aufgrund der identischen Phasendrehung an den beiden Schichtübergängen resultiert der Gangunterschied $\Delta\varphi$ ausschließlich aus der Laufzeit der Welle im Dielektrikum ε_2 , wenn diese eine Wegstrecke von $2d$ durchläuft [ST14]. Ein Gangunterschied von ($\Delta\varphi = \pi$) stellt sich schließlich ein, wenn für die Dicke

$$d = k \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_r}}, \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (2.45)$$

gilt. Als zweite Bedingung für destruktive Interferenz müssen die Amplituden der zurückreflektierten Wellenanteile identisch sein. Für $k = 1$, bei der die Dicke der Anpassschicht einer viertel Wellenlänge entspricht, können die Gleichungen der $\lambda/4$ -Transformation aus Unterabschnitt 2.2.3 verwendet werden, um die erforderliche Permittivität der Anpassschicht zu berechnen, da die dielektrischen Schichten analog den Leitungsabschnitten aus Abbildung 2.4 entsprechen. Der Feldwellenwiderstand einer ebenen Welle im nichtleitenden Dielektrikum mit der relativen Permeabilität μ_r und relativen Permittivität ε_r beträgt:

$$Z_F = \sqrt{\frac{\mu_0\mu_r}{\varepsilon_0\varepsilon_r}}. \quad (2.46)$$

Werden die Feldwellenwiderstände der dielektrischen Schichten in Gleichung 2.20 eingesetzt und nach ε_2 aufgelöst, so folgt für die Permittivität der Anpassschicht

$$\varepsilon_2 = \sqrt{\varepsilon_1\varepsilon_3}, \quad (2.47)$$

um destruktive Interferenz am ersten Schichtübergang zu erzielen.

3 Konzept und Aufbau einer breitbandigen Antenne mit hoher Effizienz

Nachfolgend wird ein Antennenkonzept zur Realisierung breitbandiger Antennen mit hoher Effizienz vorgestellt. Dieses ist für die On-Chip Integration und Kombination mit aktiven Sender- und Empfänger-S-MMICs des Fraunhofer IAF entwickelt worden, die auf einem 35 nm InGaAs-Prozess basieren [LTD⁺13], [GJM⁺21]. Mithilfe des Antennenkonzeptes soll die Bandbreite der S-MMICs in Höhe von ca. 90 GHz bei einer Mittenfrequenz von 380 GHz vollständig ausgeschöpft werden. Daneben soll die Antenne große Öffnungswinkel für den Einsatz in bildgebenden Radaren aufweisen. Das Antennenkonzept ist zuvor veröffentlicht worden [14]. Im folgenden Kapitel sind Inhalte der Veröffentlichung enthalten, die in Teilen geändert und ergänzt sind. Zu Beginn des Kapitels ist der für den Antennenaufbau verwendete Lagenaufbau des InGaAs-Prozesses skizziert. Es folgt eine Übersicht des Antennenkonzeptes sowie eine Beschreibung der simulativen Optimierungsschritte. Abschließend ist die Laserprozessierung und Montage von Quarzgläsern dargestellt, die zur Steigerung der Antenneneffizienz mit der On-Chip Antennenstruktur gepaart werden.

3.1 Lagenaufbau der verwendeten Halbleiter-Technologie

Die für die Konzeptionierung der Antenne zur Verfügung stehenden Lagen sind schematisch in Abbildung 3.1a dargestellt. Auf der Substrat-Oberseite werden insgesamt drei Metalllagen (MET1, MET2, METG) aus Gold prozessiert, die durch die dielektrischen Lagen (BCB1, BCB2, BCB3) aus einem Benzocyclobuten-Polymer (BCB-Polymer) voneinander elektrisch iso-

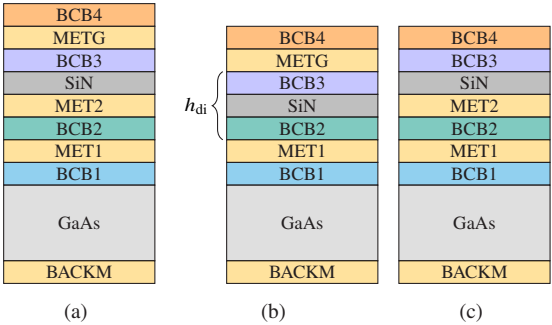


Abbildung 3.1: Verfügbare Lagen der Fraunhofer IAF InGaAs-Technologie (a). Betrachtete Lagenpaarungen für die Antennen-Speisung (b), (c).

liert sind. Zudem sind eine Siliziumnitrid-Schicht (SiN-Schicht) sowie eine weitere Schicht aus BCB-Polymer (BCB4) im Lagenaufbau enthalten. Auf der Substrat-Unterseite befindet sich eine weitere Metalllage (BACKM), d. h. Rückseitenmetallisierung, die aus Gold besteht. METG sowie BACKM weisen aufgrund eines zusätzlichen Galvanisierungs-Prozesses eine höhere Schichtdicke auf, als die übrigen Metalllagen. Alle Metalllagen können bei der Prozessierung strukturiert und durch partielle Öffnung der isolierenden Schichten miteinander kontaktiert werden. Darüber hinaus kann das GaAs-Substrat durchkontaktiert werden, um die Rückseitenmetallisierung mit den oberen Metalllagen zu verbinden. Die Lagen auf der Substrat-Oberseite sind nicht-planarisiert, sodass sich alle oberen Lagen den darunterliegenden Schichten anschmiegen. Jegliche Strukturierung der Metalllagen und Isolationsschichten muss somit beim Höhenverlauf der darüber liegenden Schichten berücksichtigt werden. Mögliche Lagenpaarungen, die für den nachfolgenden Antennenaufbau diskutiert werden, sind in Abbildung 3.1b und Abbildung 3.1c dargestellt.

3.2 Aufbaukonzept des Antennen-Prototypen

Der schematische Aufbau des nachfolgend diskutierten Antennen-Prototypen basiert auf dem Antennen- und Aufbaukonzept aus Abbildung 1.1. Die aus dem Aufbau isolierte, rein passive Antennenstruktur des Prototypen ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Die Grafik zeigt den Querschnitt der Antenne entlang der

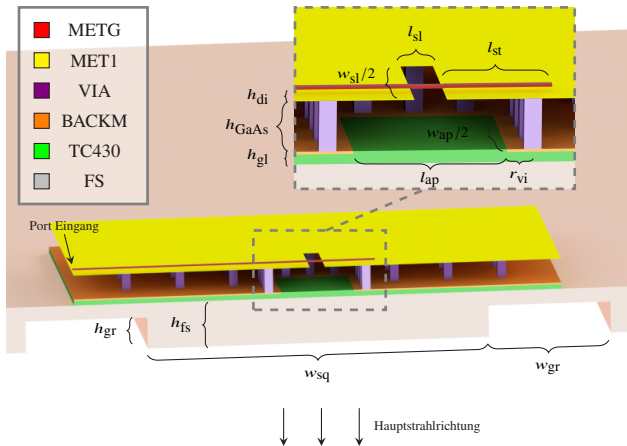


Abbildung 3.2: Schematischer Aufbau des Antennen-Prototypen im Querschnitt entlang der Symmetrieebene ($h_{\text{gl}} = 10 \mu\text{m}$, $h_{\text{GaAs}} = 50 \mu\text{m}$, $h_{\text{di}} = 4,98 \mu\text{m}$, $l_{\text{sl}} = 31,9 \mu\text{m}$, $w_{\text{sl}} = 218,6 \mu\text{m}$, $l_{\text{st}} = 105 \mu\text{m}$, $l_{\text{ap}} = 150 \mu\text{m}$, $w_{\text{ap}} = 222 \mu\text{m}$, $r_{\text{vi}} = 25 \mu\text{m}$, $h_{\text{fs}} = 95 \mu\text{m}$, $h_{\text{gr}} = 65 \mu\text{m}$, $w_{\text{sq}} = 700 \mu\text{m}$, $w_{\text{gr}} = 250 \mu\text{m}$), [14] © 2022 IEEE.

Symmetrieebene der Struktur. In der oberseitigen Metallschicht METG ist eine Mikrostreifenleitung mit einer Stichleitung zu erkennen die über einen rechteckigen Schlitz in der Metallschicht MET1 geführt wird. Die dielektrischen Schichten zwischen MET1 und METG sind in der Grafik nicht abgebildet. Der Schlitz dient zur Einkopplung in das darunter liegende GaAs-Substrat, das in der Grafik ebenfalls ausgeblendet ist. Die Verbindung zwischen der Metallschicht MET1 und der rückseitigen Metallschicht BACKM erfolgt über VIAs durch das Substrat. Mehrere VIAs sind dicht um eine Öffnung in der Metallschicht BACKM angeordnet, wodurch eine Struktur entsteht, die einem dielektrisch gefüllten Rechteckhohlleiter ähnelt, über den die eingekoppelte Welle auf die Substrat-Rückseite geführt wird. Aufgrund der hohen Permittivität von GaAs ($\epsilon_r \approx 12,9$ [Hof83]) ist auf der Rückseite des Chips eine Anpassschicht aus Quarzglas (FS) mit einer Dicke von $\lambda/4$ angebracht, um die Strahlungseffizienz zu erhöhen. Wie in Abschnitt 2.9 beschrieben, folgt eine Minimierung der Reflexion an den Materialübergängen, wenn die Permittivität der Anpassschicht Gleichung 2.47 erfüllt. Für die Permittivität von GaAs und Luft beträgt die ideale Permittivität einer Anpassschicht entsprechend 3,6. Quarzglas ($\epsilon_r \approx 3,78$ [Hof83]) ist daher ein geeignetes Material und aufgrund

geringer dielektrischer Verluste ($\tan \delta = 0,0001$ @ 10 GHz [Hof83]) für den Einsatz bei hoher Frequenz vorteilhaft. Zwischen dem Chip und dem Quarzglas befindet sich eine Klebeschicht (TC430). Das Quarzglas ist mit zusätzlichen laserprozessierten Gräben versehen, durch die eine Wellenausbreitung in die umgebenden Materialbereiche reduziert wird, welches zugleich einen Einfluss auf das Abstrahlverhalten der Antenne hat. Der verbleibende Quarzglas-Steg begünstigt eine gleichmäßige Verteilung und Dicke der Klebeschicht bei der Montage von Chip und Quarzglas. Zusätzlich kann ein zusammenhängender Glasträger für mehrkanalige Anordnungen verwendet werden, welches den Montageaufwand reduziert. Die Hauptstrahlrichtung der Antenne ist im schematischen Aufbau markiert.

3.3 Simulation und Optimierung der Antennenstruktur

Zur Optimierung der Antenne und Bestimmung geeigneter Entwurfsparameter wird der Aufbau aus Abbildung 3.2 in mehrere Leitungsabschnitte unterteilt. Dies ermöglicht eine sukzessive Optimierung der einzelnen Leitungsabschnitte, wodurch der Gesamtaufwand der elektromagnetischen-Simulation (EM-Simulation) reduziert wird, der sich aus der Vielzahl an Entwurfsparametern ergibt. Die einzelnen Optimierungsschritte sind nachfolgend beschrieben.

3.3.1 Speisestruktur aus Mikrostreifenleitung und Schlitzstrahler

Zunächst wird die primäre Speisestruktur optimiert, die schematisch in Abbildung 3.3 dargestellt ist. Diese besteht aus einer $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleitung, die durch eine offene Stichleitung abgeschlossen ist, sowie einem darunter liegenden Schlitzstrahler. Nach Abbildung 3.1b und Abbildung 3.1c ist die Führung der Mikrostreifenleitung sowohl in der Metalllage METG als auch MET2 möglich. Für diese beiden Konfigurationen sind die simulierten Wellenwiderstände bei einer Frequenz von 380 GHz für verschiedenen Leitungsbreiten in Abbildung 3.4 dargestellt. Ein Wellenwiderstand von $50\ \Omega$ resultiert mit einer Leiterbreite von etwa $2,6\ \mu\text{m}$ (MET2) bzw. $8,5\ \mu\text{m}$ (METG). Für

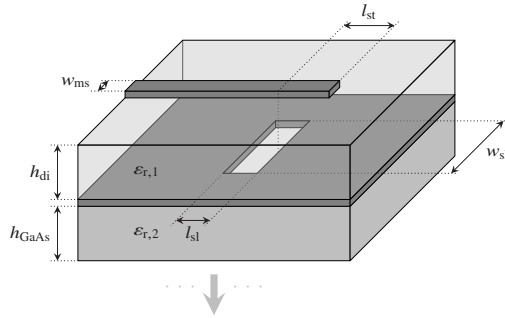


Abbildung 3.3: Schematischer Aufbau der Speisestruktur bestehend aus Mikrostreifenleitung und Schlitzstrahler.

diese beiden Anordnungen ergibt sich bei identischer Frequenz eine simulierte Dämpfung von 5,76 dB/mm (MET2) bzw. 1,37 dB/mm (METG). Die Länge der Mikrostreifen-Speiseleitung der Antennenstruktur beträgt mehr als 500 μm , sodass die Signalführung bei den nachfolgenden Betrachtungen ausschließlich auf METG erfolgt, um zu hohe Verluste zu vermeiden. Es wird für die Mikrostreifenleitung eine leicht abweichende Leiterbreite in Höhe von 8 μm gewählt, da diese Breite standardmäßig in den Schaltungen des Fraunhofer IAF zur Signalführung verwendet wird. Als Masselage dient die Metalllage MET1, in der im Zentrum der Antennengeometrie unterhalb der Mikrostreifenleitung die Schlitzapertur platziert ist. Über diese folgt eine Kopplung der Welle in das darunterliegende Substrat. Die Dicke des GaAs-Substrates h_{GaAs} unterhalb von MET1 beträgt prozessbedingt 50 μm . Für die nachfolgenden simulative Optimierung von w_{sl} , l_{sl} und l_{st} wird die Dicke h_{GaAs} zunächst als unendlich ausgedehnt angenommen, welches einem reflexionsfreien Abschluss an der Unterseite des GaAs-Substrates entspricht. Dies ermöglicht es, die Feldverteilung im GaAs-Substrat unterhalb der Schlitzöffnung bei der geometrischen Dimensionierung des Schlitzes zu berücksichtigen, wohingegen die Wellenausbreitung der folgenden Leitungsabschnitte vorerst vernachlässigt wird. Initiale Größen der Stichleitungslänge und der Geometrie des Schlitzes werden berechnet und anschließend simulativ optimiert. Die effektive Permittivität der 8 μm breiten Mikrostreifenleitung wird durch Simulation einer geraden Leitung ermittelt und beträgt $\epsilon_{\text{eff}} = 2,7$. Eine initiale Stichleitungslänge l_{st} kann über die geführte Leitungswellenlänge

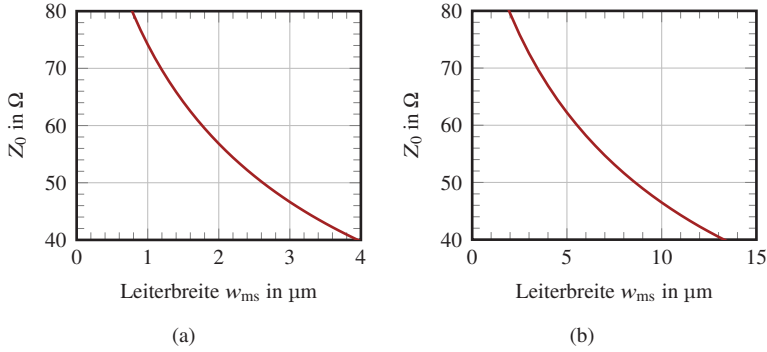


Abbildung 3.4: Wellenwiderstand einer Mikrostreifenleitung in Abhängigkeit der Leiterbreite w_{ms} mit Lagenpaarungen aus Abbildung 3.1: (a) Mikrostreifenleitung auf MET2 nach Abbildung 3.1b, (b) Mikrostreifenleitung auf METG nach Abbildung 3.1c.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_{eff}}} = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.1)$$

berechnet werden und beträgt $\lambda_g/4$. Für die Mittenfrequenz $f = 380$ GHz ergibt sich somit die initiale Länge zu $120 \mu\text{m}$. Die geführte Wellenlänge im Schlitz lässt sich analytisch nur schwer bestimmen, da die mittlere Permittivität der Dielektrika oberhalb des Schlitzes ($\epsilon_r \approx 3$) stark von der Permittivität des GaAs ($\epsilon_r \approx 12,9$) unterhalb des Schlitzes abweicht und durch die darüber liegende Mikrostreifenleitung zusätzlich beeinflusst ist. Daher wird für die Länge des Schlitzes zunächst $w_{sl} = \lambda_g/2 = 240 \mu\text{m}$ angenommen. Typische Breiten des Schlitzes liegen nach [Pet07] im Bereich einer Zehntel Wellenlänge, sodass $l_{sl} = \lambda_g/10 = 48 \mu\text{m}$ als initiale Breite gewählt wird. Für diese Parameterwahl sind die simulierten Streuparameter der Eingangsreflexion in Abbildung 3.5 gezeigt. Hier ist die Eingangsanpassung im Bereich um 320 GHz am höchsten. Die weitere Optimierung erfolgt simulativ, um eine möglichst optimale Anpassung bei einer Zielfrequenz von 380 GHz zu erreichen. Es ist dazu erforderlich, die Schlitzleitungs- und die Stichleitungs- zu verkürzen. Verursacht wird der Frequenzoffset gegenüber der Zielfrequenz unter anderem durch die hohe Permittivität des GaAs-Substrates, die bei den initialen Berechnungen der Schlitzapertur vernachlässigt wird und zum anderen durch Randstrefelder der Stichleitung, die die effektive elektrische Länge der Stich-

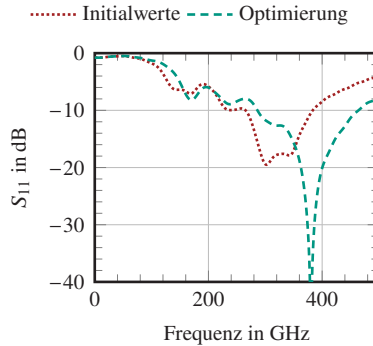


Abbildung 3.5: Simulierte Streuparameter der Eingangsreflexion der Speisestruktur mit berechneten Initialwerten sowie nach Optimierung.

leitung vergrößern [Hof83]. Darüber hinaus erfolgt bei der Optimierung eine reaktive Anpassung des Schlitzstrahlers über eine Variation der Stichleitungslänge [GBBA01]. Streuparameter der optimierten Struktur sind zusammen mit dem initialen Verlauf in Abbildung 3.5 dargestellt. Die optimierten Parameter entsprechen den in Werten aus Abbildung 3.2. Die Geometrie des Schlitzes bleibt in den nachfolgenden Optimierungsschritten unverändert.

3.3.2 Wellenleiter durch das Substrat

Im folgenden Schritt wird die Optimierung des Leitungsabschnittes durch das GaAs-Substrat diskutiert, der schematisch in Abbildung 3.6 dargestellt ist. Dieser ähnelt einem mit Dielektrikum gefüllten Rechteckhohlleiter, dessen metallische Wandungen im realisierten Aufbau durch VIAs gebildet werden, die die Lagen MET1 und BACKM elektrisch miteinander verbinden. In der schematischen Darstellung sind die Wandungen gelb gekennzeichnet. Die VIAs werden in möglichst geringem Abstand zueinander und möglichst nahe am Rand der rückseitigen Öffnung in der Metalllage BACKM positioniert. Prozessbedingt beträgt der minimale Abstand $w_w, l_w = 17 \mu\text{m}$. Die Mindestgröße der Öffnung in BACKM entspricht der Größe des Schlitzes in MET1. Daraus ergibt sich ein minimaler Querschnitt des rechteckförmigen Wellenleiters von $w = w_{\text{ap}} + 2w_w = 252,6 \mu\text{m}$ und $l = l_{\text{ap}} + 2l_w = 65,9 \mu\text{m}$. Für diesen

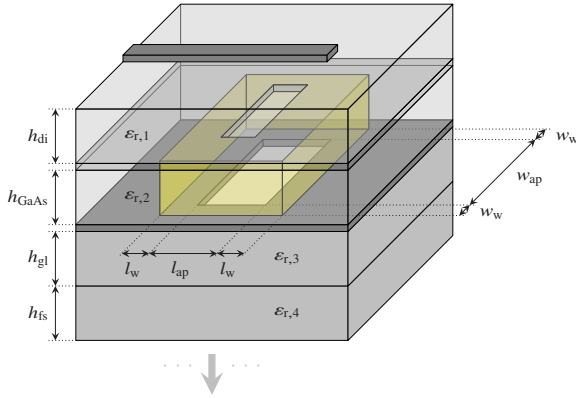


Abbildung 3.6: Schematischer Aufbau des Wellenleiters durch das GaAs-Substrat (h_{GaAs}) sowie nachfolgende Klebe- (h_{gl}) und Quarzglasschicht (h_{fs}). Wandungen des Wellenleiters gelb gekennzeichnet.

Querschnitt entspricht die Grenzfrequenz der TE_{10} -Mode eines idealen, in Ausbreitungsrichtung ausgedehnten und mit GaAs gefüllten Rechteckhohlleiters nach Gleichung 2.25 165,3 GHz. Die berechnete Grenzfrequenz liegt weit unterhalb der Frequenzen des Ziel-Frequenzbandes um 380 GHz. Es ist daher anzunehmen, dass eine weitere Vergrößerung von w_{ap} nur in begrenztem Maße sinnvoll ist, um höhere Moden zu vermeiden. Eine Optimierung der Eingangsanpassung erfolgt hingegen durch Variation von l_{ap} . Die Dicke h_{GaAs} entspricht, wie zuvor erwähnt, der Enddicke des GaAs-Substrates. In der ersten simulativen Betrachtung werden geschlossene Wandungen angenommen. Auf der Unterseite wird eine Klebeschicht der Höhe $h_{\text{gl}} = 10 \mu\text{m}$ angenommen, unter der eine reflexionsfrei abgeschlossene Quarzglasschicht platziert ist. Durch den reflexionsfreien Abschluss werden zunächst Einflüsse der Quarzglas-Dicke vernachlässigt. Wie bereits bei der Optimierung des Schlitzes in MET1 werden die unteren Schichten in die Simulation einbezogen, um die Feldverteilung im Bereich der Apertur in BACKM zu berücksichtigen.

In Abbildung 3.7 sind die frequenzabhängigen Streuparameter der Eingangs-Reflexion für einen optimierten Querschnitt des Wellenleiters von $w = 255 \mu\text{m}$ und $l = 183 \mu\text{m}$ dargestellt. Darüber hinaus sind in der Grafik die Streuparameter für eine Wandung aus VIAs abgebildet, die der Wandung des später realisierten Aufbaus entspricht. Der innere Querschnitt des Wellenleiters ist in

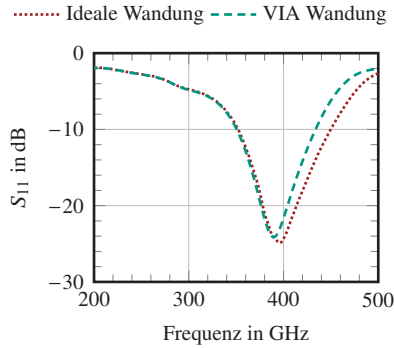


Abbildung 3.7: Simulierte Streuparameter der Eingangsreflexion nach Optimierung des rechteckigen Wellenleiters durch das GaAs-Substrat mit idealen Wandungen sowie Wandungen aus VIAs.

beiden Fällen identisch. Der VIA-Abstand von Zentrum zu Zentrum beträgt $47\text{ }\mu\text{m}$ bzw. $30\text{ }\mu\text{m}$ bezogen auf die mit GaAs gefüllten Zwischenräume. Dies entspricht bei 380 GHz etwa einem $1/6$ bzw. $1/10$ der Wellenlänge in GaAs. Es ist zu erkennen, dass die 10 dB-Impedanzbandbreite bei der Wandung aus VIAs gegenüber einer idealen Wand um etwa 10 GHz reduziert ist, welches besonders den Frequenzbereich oberhalb von 400 GHz betrifft. Mit zunehmender Frequenz wächst das Verhältnis aus VIA-Abstand zu Wellenlänge, wodurch in der Näherung keine geschlossene Wand angenommen werden kann. Darüber hinaus nimmt der Einfluss der Induktivität der VIAs zu. Detaillierte Untersuchungen zu Wandungen aus VIAs sind im Rahmen von substratintegrierten Wellenleitern (SIWs, engl. substrate integrated waveguides) in [DW03] beschrieben.

In einem gefüllten Rechteckhohlleiter sind nach Gleichung 2.25 außer der Grundmode die nächsthöheren Moden TE_{01} , TM_{11} und TE_{20} ab 228,2 GHz, 280,9 GHz bzw. 327,6 GHz ausbreitungsfähig. Die simulierte elektrische Feldverteilung ist für den Querschnitt des Wellenleiters in Abbildung 3.8 für die Frequenz 380 GHz dargestellt. Die dargestellte Schnittebene befindet sich in halber Höhe des GaAs-Substrates. Es ist zu erkennen, dass die Feldverteilung einer TE_{10} -Mode im Leitungsabschnitt dominiert. Bei den nachfolgenden Betrachtungen wird ausschließlich der Wellenleiter mit Wandungen aus VIAs verwendet.

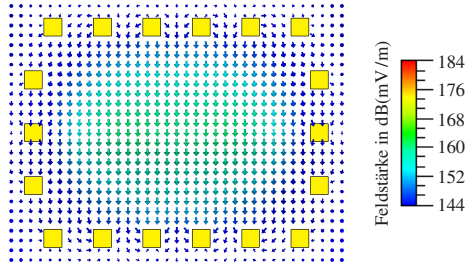


Abbildung 3.8: Elektrische Feldverteilung des Wellenleiters innerhalb des GaAs-Substrates im Querschnitt bei einer Frequenz von 380 GHz.

3.3.3 Optimierung der Quarzglas-Dicke

Nach abgeschlossener Optimierung des Leitungsabschnittes durch das GaAs-Substrat erfolgt die Betrachtung der Antenne bei endlicher Dicke des Quarzglases. Die Reflexionen am Schichtübergang von Quarzglas zu Luft wird bei diesem Optimierungsschritt berücksichtigt, um die ideale Dicke des Quarzglases zu bestimmen. Die Dicke der Anpassschicht kann wie folgt berechnet werden:

$$h_{fs} = \frac{c_0}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{r,fs}}} \quad (3.2)$$

Für die Mittenfrequenz von 380 GHz bei einer relativen Permittivität des Quarzglases von $\epsilon_{r,fs} = 3,78$ entspricht die berechnete Dicke $102 \mu\text{m}$. Ausgehend von diesem Wert folgt die erneute simulative Optimierung der Quarzglas-Dicke. Das Quarzglas schließt in der Simulation in lateraler Richtung bündig mit der Größe des GaAs-Substrates ab. Die Größe des Substrates entspricht $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$. Diese ist durch die Größe gefertigter Antennen-Prototypen und durch die spätere Kombination der Antenne mit S-MMICs des Fraunhofer IAF vorgegeben. Der bündige Abschluss des Quarzglases ermöglicht es, die Kanten der Struktur reflexionsfrei abzuschließen und die Wellenausbreitung im Quarzglas außerhalb dieses Bereiches zunächst zu vernachlässigen. Die Streuparameter der Eingangsreflexion sind in Abbildung 3.9 für die initiale Dicke sowie für eine Dicke von $95 \mu\text{m}$ dargestellt. Durch die Reduktion der Dicke ist die Eingangsanpassung im Bereich von 340 GHz bis 400 GHz

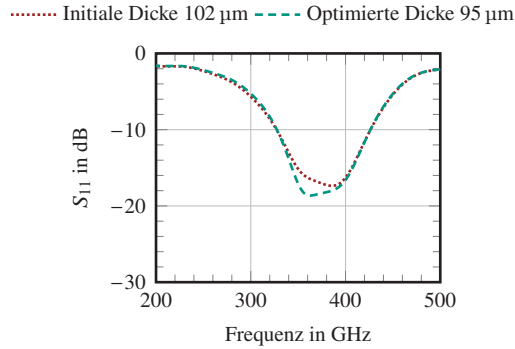


Abbildung 3.9: Simulierte Streuparameter der Eingangsreflexion bei Variation der Quarzglas-Dicke.

um bis zu 2 dB verbessert. Der Einfluss der Quarzglas-Dicke auf die 10 dB-Impedanzbandbreite der Antennenstruktur ist vernachlässigbar, sie beträgt bei beiden Varianten etwa 100 GHz.

3.3.4 Bandbreite und Abstrahlverhalten bei Variation der Quarzglas-Geometrie

Für eine spätere Integration der Antenne in ein S-MMIC mit einem oder mehreren Sende- bzw. Empfangskanälen ist eine weitere Anpassung der Quarzglas-Geometrie erforderlich, um diese an den umliegenden Aufbau anzupassen. Das Quarzglas dient als Anpassschicht und sollte die Apertur in der Rückseitenmetallisierung der Antenne möglichst vollflächig überdecken. Wie später diskutiert, hat die laterale Ausdehnung des Quarzglases darüber hinaus einen geringen Einfluss auf die Eingangsreflexion und Effizienz der Antenne. Dennoch breiten sich Wellenanteile entlang des Quarzglases aus, die die Richtcharakteristik der Antenne beeinträchtigen. Dies wird im Nachfolgenden exemplarisch anhand von drei Quarzglas-Geometrien betrachtet. Einerseits zwei quadratisch zugeschnittene Quarzgläser mit einer Kantenlänge von jeweils 5 mm und 700 μm und mit einer homogenen Dicke von 95 μm . Andererseits ein Quarzglas nach Abbildung 3.2 mit einer Kantenlänge von 5 mm, bei dem zusätzliche Aussparungen in das Material strukturiert werden, um die

..... Kantenlänge 5 mm, unstrukturiert - - - Kantenlänge 700 μm , unstrukturiert
- . - . Kantenlänge 5 mm, strukturiert

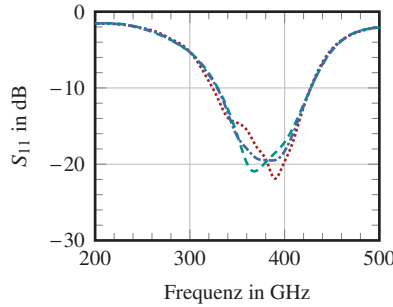


Abbildung 3.10: Simulierte Streuparameter der Eingangsreflexion des Antennen-Prototypen für drei Quarzglas-Geometrien.

Kopplung in die äußeren Bereiche des Quarzglases zu beeinträchtigen, ohne das Quarzglas vollständig zu durchtrennen. Auf diese Weise entsteht eine Struktur, die sich mit zunehmender Grabtiefe der Form des Quarzglases mit 700 μm Kantenlänge annähert. Die Kantenlänge von 700 μm liegt unterhalb der Größe gefertigter Antennen-Prototypen (1 mm $\times$ 1 mm). Im Hinblick auf mehrkanalige Aufbauten ermöglicht dies, ein zusammenhängendes Quarzglas zu verwenden, in das 300 μm breite Aussparungen zwischen benachbarten Antennenelementen prozessiert werden.

Die Form der Quarzglas-Geometrien ähneln der Form quaderförmiger dielektrischer Resonatoren. In der Literatur existieren analytische Formeln zur Berechnung dielektrischer Resonatoren, die mittels Schlitzstrahler gespeist werden [Pet07]. Die analytischen Modelle setzen voraus, dass die Schlitzapertur gegenüber der Ausdehnung des dielektrischen Resonators klein ist und eine unendlich ausgedehnte Massefläche vorliegt [Pet07]. Im vorgestellten Antennenkonzept treffen beide Voraussetzungen nicht zu, sodass einfache analytische Modelle nicht angewendet werden können. Eine Betrachtung erfolgt daher ausschließlich auf Basis von EM-Simulationen.

Abbildung 3.10 zeigt die simulierten Streuparameter der Eingangsreflexion für die drei Quarzglas-Geometrien. Die Eingangsanpassung der Varianten liegt im Bereich der Mittenfrequenz bei ca. 20 dB. Es ist zu erkennen, dass die Eingangsanpassung durch die Wahl der Quarzglas-Geometrie nur geringfügig

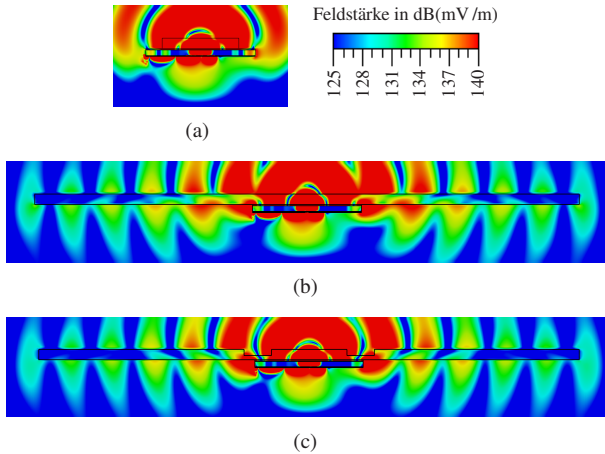


Abbildung 3.11: Simulierte E-Feldverteilung des Antennen-Prototypen für drei Quarzglas-Geometrien bei einer Frequenz von 380 GHz: (a) Kantenlänge 700 µm, unstrukturiert, (b) Kantenlänge 5 mm, unstrukturiert, (c) Kantenlänge 5 mm, strukturiert.

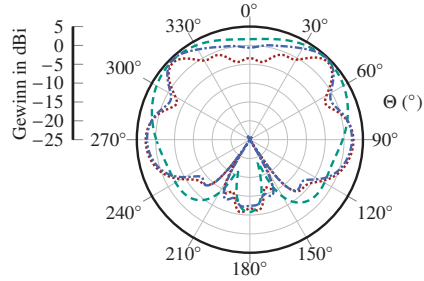
beeinträchtigt wird. Die 10 dB-Impedanzbandbreite für die drei Quarzglas-Geometrien beträgt ca. 100 GHz und ist für die unstrukturierte Variante mit 5 mm Kantenlänge am höchsten. Die Bandbreite der anderen Varianten ist um bis zu etwa 4 GHz geschmälert. Die Schmälnerung betrifft primär die untere Bandkante. Insgesamt bleibt die Lage der Bandkanten nahezu unverändert. In Abbildung 3.11 sind die simulierten elektrischen Feldverteilungen der drei Quarzglas-Geometrien in der E-Feldebene bei einer Frequenz von 380 GHz dargestellt. Die dargestellten Schnitte zeigen den Querschnitt der Antennen-geometrie entlang der Mikrostreifenleitung. Das Quarzglas befindet sich hier auf der Oberseite, sodass die Antennenstruktur nach oben abstrahlt. Alle Feldverteilungen sind bezüglich der Darstellung der Feldstärke einheitlich skaliert. Abbildung 3.11a zeigt die Feldverteilung für das unstrukturierte Quarzglas mit 700 µm Kantenlänge. Es ist zu erkennen, dass die Struktur nicht ausschließlich nach oben abstrahlt. Einerseits breitet sich die Welle im Quarzglas nahe der Rückseitenmetallisierung des Chips aus. Dies führt schließlich zur Abstrahlung an der Chip-Kante. Darüber hinaus kommt es zu Abstrahlung auf der Seite der Mikrostreifenleitung. Um die Abstrahlung auf dieser Seite zu minimieren, ist die Anbringung eines Reflektors im Abstand von $\lambda/4$ zur Speiseleitung mög-

lich [GBBA01], dies wird jedoch aufgrund des komplexeren Aufbaus nicht betrachtet. Abbildung 3.11b und Abbildung 3.11c zeigen die Feldverteilung des unstrukturierten und strukturierten Quarzglas mit $5000\text{ }\mu\text{m}$ Kantenlänge. Bei Vergleich der Feldstärken im Quarzglas ist zu erkennen, dass der Graben die Kopplung in die umgebenden Bereiche des Glases reduziert, jedoch nicht vollständig verhindert, da ein nicht zu vernachlässigender Anteil durch den verbleibenden Steg nahe der Substratoberfläche geleitet wird.

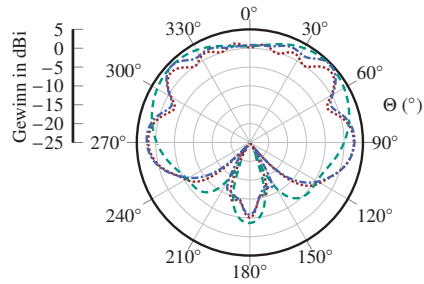
Um die Auswirkungen auf die Richtcharakteristik der Antenne zu betrachten, sind in Abbildung 3.12 und Abbildung 3.13 die Richtdiagramme des Antennen-Prototypen für die drei Quarzglas-Geometrien gezeigt. Diese sind für die Frequenzen 360 GHz, 380 GHz und 400 GHz dargestellt. In den Diagrammen sind die drei Quarzglas-Geometrien überlagert dargestellt. Die Diagramme der E- und H-Ebene weisen unterschiedliche Öffnungswinkel auf, die aus der Geometrie der Schlitz-Speisung des Chips resultieren, d. h. den unterschiedlichen Seitenverhältnissen der rechteckigen Apertur. Das Richtdiagramm des Quarzglas mit $700\text{ }\mu\text{m}$ Kantenlänge weist eine gleichmäßigere Form ohne erkennbare Welligkeit auf. Die Substrate mit $5000\text{ }\mu\text{m}$ Kantenlänge weisen eine insgesamt höhere Welligkeit auf. Die Strukturierung des Quarzglas führt hier besonders in der E-Ebene zu einer Reduktion der Welligkeit. Der maximale Gewinn der Antennen bei 380 GHz liegt im Winkelbereich um $\pm 45^\circ$ und beträgt ca. 4,8 dBi.

Hinsichtlich der Welligkeit des Richtdiagramms besteht bei Antennen mit Schlitzapertur ein direkter Zusammenhang zwischen der Welligkeit und Größe der umliegenden Massefläche. Dies ist näher in [Kra88] diskutiert. Ab einer Masseausdehnung von mehr als einer Wellenlänge beginnt analog zum Dipol die Entstehung von Nebenkeulen, die mit zunehmender Größe der Massefläche in der Anzahl zunehmen. Die Amplitude der resultierenden Wellenform im Richtdiagramm nimmt dadurch hingegen ab. Für eine unendliche Masseausdehnung nähert sich die Form daher wieder der einer bezogen auf die Wellenlänge kurzen Massefläche an. In den Betrachtungen wird ein homogenes Medium um die Massefläche der Schlitzapertur angenommen. Im vorliegenden Fall des Antennen-Prototypen besteht der Halbraum über der Massefläche jedoch aus einer Kombination aus Quarzglas und Luft. Die unterschiedliche laterale Ausdehnung der Massefläche und des Quarzglas erschwert darüber hinaus eine allgemeingültige Untersuchung der Antennen-Geometrie, sodass sich die Betrachtungen im Rahmen des Antennen-Entwurfs auf die oben beschriebenen Geometrien beschränken. Abwandlungen der Geometrien müssen daher für den Einzelfall simulativ betrachtet werden.

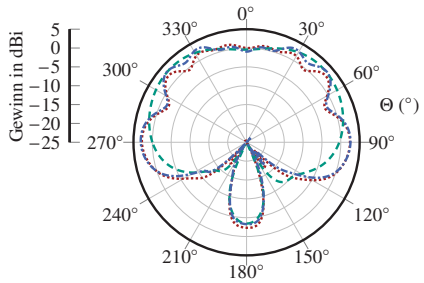
..... Kantenlänge 5 mm, unstrukturiert - - - Kantenlänge 700 μm , unstrukturiert
- . - . Kantenlänge 5 mm, strukturiert



(a)



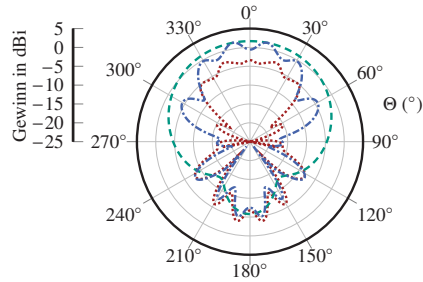
(b)



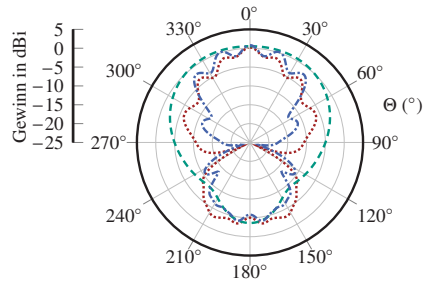
(c)

Abbildung 3.12: Simulierte Richtcharakteristik des Antennen-Prototypen für drei Quarzglas-Geometrien in der E-Ebene: (a) 360 GHz, (b) 380 GHz, (c) 400 GHz.

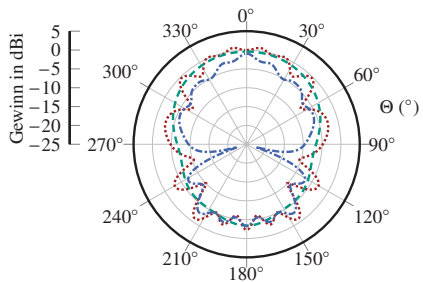
..... Kantenlänge 5 mm, unstrukturiert - - - Kantenlänge 700 μm , unstrukturiert
- . - . Kantenlänge 5 mm, strukturiert



(a)



(b)



(c)

Abbildung 3.13: Simulierte Richtcharakteristik des Antennen-Prototypen für drei Quarzglas-Geometrien in der H-Ebene: (a) 360 GHz, (b) 380 GHz, (c) 400 GHz.

- Kantenlänge 5 mm, unstrukturiert --- Kantenlänge 700 μm , unstrukturiert
 -.-.- Kantenlänge 5 mm, strukturiert

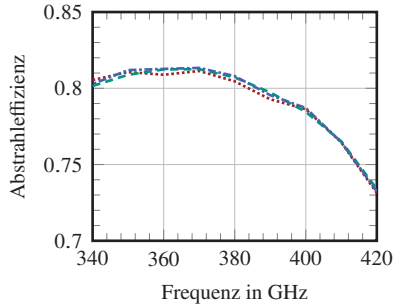


Abbildung 3.14: Simulierte Abstrahleffizienz des Antennen-Prototypen für drei Quarzglas-Geometrien.

Abschließend wird die simulierte Abstrahleffizienz des Antennen-Prototypen für die drei betrachteten Quarzglas-Geometrien diskutiert. Diese ist in Abbildung 3.14 für den Frequenzbereich von 340 GHz bis 420 GHz abgebildet. Die simulierten Effizienzen der drei Varianten sind nahezu identisch und betragen im Maximum um 370 GHz ca. 81 %.

3.4 Aufbau des Antennen-Prototypen

Der optimierte On-Chip Antennen-Prototyp ist in einem InGaAs-Prozess des Fraunhofer IAF hergestellt worden [LTD⁺13], [GJM⁺21]. Ein Foto des Chips ist in Abbildung 3.15a abgebildet. Zum Aufbau der Antenne ist darüber hinaus, wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, die Verarbeitung und Montage eines zusätzlichen Quarzglases erforderlich.

Quarzglas-Wafer sind am Fraunhofer IAF zunächst durch ein Läppverfahren auf eine Zieldicke von 95 μm heruntergedünnt worden, die der optimierten Höhe der Anpassungsschicht aus Unterabschnitt 3.3.3 entspricht. Zur Verarbeitung werden die Quarzglas-Wafer, wie in Abbildung 3.16a illustriert, auf einen Silizium-Wafer als Träger geklebt. Die planare und formstabile Unterla-

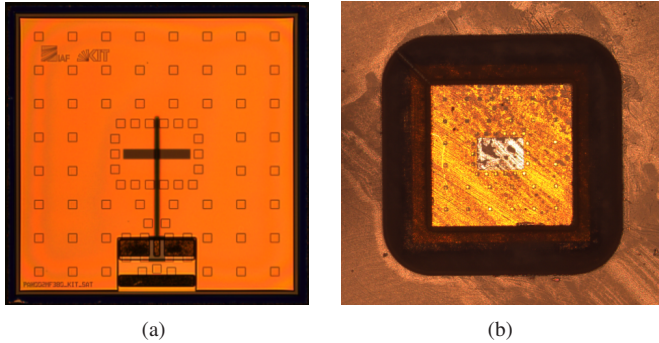


Abbildung 3.15: Mikroskopaufnahme des gefertigten On-Chip Antennen-Prototypen: (a) Chip-Oberseite, (b) Chip-Unterseite montiert auf laserprozessiertem Quarzglas [14]
© 2022 IEEE.

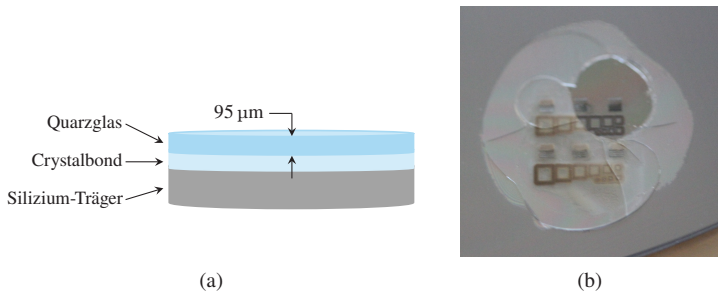


Abbildung 3.16: Prozessierung des Quarzglases: (a) Montage des Quarzglas-Wafers auf einem Silizium-Wafer als Träger zur Durchführung des Läppprozesses. (b) Abplatzungen des Quarzglases bei der initialen Laserprozessierung auf dem Silizium-Träger.

ge verhindert ein Durchbrechen des Quarzglas im Lppprozess und bei der Handhabung.

Alle weiteren Prozessierungsschritte erfolgen am IHE. Die oben beschriebenen Grabenstrukturen werden durch Laserablation mit einem LPKF Proto-Laser R4 in das Material eingearbeitet. Das Quarzglas ist zunächst auf dem Silizium-Träger montiert bearbeitet worden. Abbildung 3.16b zeigt die initiale Prozessierung verschiedener Teststrukturen in dieser Konfiguration, die zu Abplatzungen des Quarzglas von dem Silizium-Träger geführt haben. In der Aufnahme ist darüber hinaus zu erkennen, dass die Strukturen nicht in das Quarzglas, sondern in die darunterliegende Oberfläche des Silizium-Trägers prozessiert worden sind. Diese beiden Effekte ergeben sich zum einen aus der hohen optischen Transparenz des Quarzglas, die bei der Laserprozessierung eine besonders präzise Einstellung der Fokusebene erfordert, um einen Materialabtrag an der Oberfläche des Quarzglas zu erzielen. Zum anderen begünstigt die Erhtzung und Ausdehnung der Materialien insbesondere der Klebeschicht ein Abplatzen. Die verwendete Klebeschicht aus Crystalbond ist ein Thermoplast, der sich bei der Prozessierung partiell verflüssigt, ausdehnt und damit die Abplatzungen begünstigt.

Aus diesem Grund wird der Quarzglas-Wafer mittels Wafersäge in Quadrate der Groe 5 mm $\times$ 5 mm geschnitten, die vom Trägersubstrat entfernt und auf einen Borosilikatglas-Träger mittels außenliegender Klebepunkte aus Cyanacrylat fixiert werden, siehe Abbildung 3.17a. Durch die exakte Justage der Fokusebene bei der Laserprozessierung und modifizierte Montage des Materials ist eine unbeabsichtigte Schädigung des Quarzglas in Form von Rissen oder Abplatzungen verhindert worden. Die erzielte Grabengeometrie wird mit-

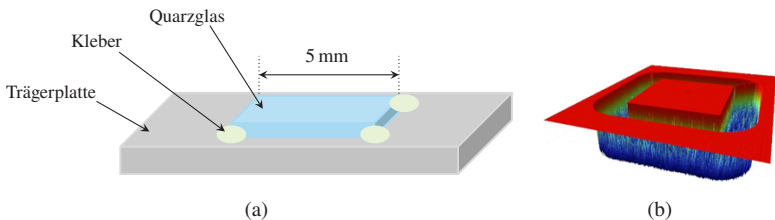


Abbildung 3.17: Modifizierte Laserprozessierung des Quarzglas: (a) Montage quadratischer Quarzglas-Zuschnitte auf Borosilikatglas-Träger, (b) 3D-Höhenprofil des strukturierten Quarzglas.

hilfe eines Weißlichtinterferometers (WLI) überprüft. In Abbildung 3.17b ist das 3D-Höhenprofil des strukturierten Quarzglases dargestellt. Schließlich werden Antennen-Chip und Quarzglas mit einer Klebeschicht aus Polytec TC430 miteinander verbunden. Das Positionieren, Pressen und thermische Aushärten ist mit einem Flip-Chip-Bonder durchgeführt worden. Die resultierende Klebeschichtdicke ist über den Fokus eines Mikroskopes ermittelt worden und liegt mit ca. $15\text{ }\mu\text{m}$ geringfügig über dem Wert aus der Simulation. Die Auswirkungen der erhöhten Dicke sind simulativ untersucht worden und führen zu einem um etwa $0,2\text{ dB}$ verringerten maximalen Gewinn bei einer Frequenz von 380 GHz . Die resultierenden Abweichungen der Impedanzbandbreite und Effizienz sind vernachlässigbar und liegen unter $0,5\text{ }\%$. Ein Foto der fertig montierten Antenne ist in Abbildung 3.15b zu sehen. Die Grafik zeigt die Antennen-Unterseite, d. h. den durch das Quarzglas sichtbaren Antennen-Chip mit der rückseitigen Apertur in der Metallschicht BACKM.

3.5 Schlussfolgerungen zum erarbeiteten Antennenkonzept

Es ist ein Antennenkonzept diskutiert worden, das für die Flip-Chip-Montage geeignet ist und trotz der hohen Permittivität des verwendeten Halbleiter-Substrates eine Effizienz von bis zu etwa $80\text{ }\%$ bei einer relativen 10 dB -Impedanzbandbreite von ca. $25\text{ }\%$ erreichen kann. Das Konzept basiert auf einem Schlitzstrahler, bei der die Quasi-TEM-Welle einer Mikrostreifenleitung in eine durch das GaAs-Substrat verlaufende Leitungsstruktur überführt wird, die einem Rechteckhohlleiter ähnelt. Auf diese Weise wird die Welle definiert auf die Rückseite des Chips geführt und eine Ausbreitung im GaAs-Substrat unterbunden. Ein rückseitig angebrachtes Quarzglas dient dazu, die Abstrahleffizienz der Antenne zu erhöhen. Es ist eine Methode beschrieben, die Speisestruktur schrittweise simulativ zu optimieren, indem ausgehend von der Geometrie des Schlitzstrahlers Teile der nachfolgenden Leitungs- und Schichtübergänge durch reflexionsfreien Abschluss zunächst vernachlässigt werden. Nach abgeschlossener Optimierung sind sukzessive die nachfolgenden Leitungsabschnitte mit berücksichtigt und optimiert worden.

Es sind verschiedene Quarzglas-Geometrien in Kombination mit der optimierten Speisestruktur untersucht worden. Bei gleichbleibender Dicke des Quarzglases hat die laterale Ausdehnung nur einen geringen Effekt auf das Verhalten

bezüglich der Eingangsreflexion und der Abstrahleffizienz. Dennoch ist durch die Form des Quarzglas die Richtcharakteristik der Antenne maßgeblich beeinflusst, da sich ein Teil der Welle im Quarzglas ausbreitet. Eine besonders hohe Feldkonzentration liegt hier nahe der Rückseitenmetallisierung des Chips vor. Quaderförmige Quarzglas-Geometrien, die nicht über die Rückseitenmetallisierung herausragen, weisen ein gleichförmigeres Richtdiagramm gegenüber Gläsern mit größerer Ausdehnung auf. Grabenförmige Strukturen sind als Methode untersucht worden, um die Wellenausbreitung in umliegende Bereiche von Quarzgläsern mit größerer lateraler Ausdehnung zu reduzieren und die Welligkeit in den Richtdiagrammen zu reduzieren. Dies ist in begrenztem Maße möglich, sodass die Strukturierung eines zusammenhängenden Quarzglas für den Aufbau mehrkanaliger Systeme denkbar ist. Dennoch breitet sich ein Teil der Welle im Reststeg des Quarzglas besonders in der Nähe der Rückseitenmetallisierung des Chips aus. Die Rückseitenmetallisierung ist daher ein elementarer Bestandteil der Antenne.

Abschließend ist die Laserprozessierung von Quarzgläsern betrachtet worden. Besonders kritisch ist hier die hohe optische Transparenz des Quarzglas, die eine präzise Justage der Laser-Fokusebene auf die Quarzglas-Oberfläche erfordert, um einen Materialabtrag zu erzielen.

4 Messplatz zur Antennen- und Systemcharakterisierung

Zur Charakterisierung einzelner passiver Antennen-Prototypen sowie zur Charakterisierung aktiver Module im Submillimeterwellen-Frequenzbereich ist im Rahmen dieser Arbeit ein Antennenmessplatz entwickelt und realisiert worden. Mit diesem können Messungen in den beiden Frequenzbändern WM-570 (330 GHz bis 500 GHz) und WM-380 (500 GHz bis 750 GHz) durchgeführt werden. Neben dem Aufbau sind messtechnische Randbedingungen beschrieben. Zum einen wird die Messdynamik und Wiederholgenauigkeit des Messsystems untersucht, zum anderen Einflüsse der Messumgebung sowie die parasitäre Abstrahlung der eingesetzten Messspitzen zur Probenkontaktierung. Einige der nachfolgenden Inhalte sind in [8] veröffentlicht worden und hier in Teilen geändert und ergänzt.

Abbildung 4.1 zeigt den Gesamtaufbau des realisierten Antennenmessaufbaus. Im Zentrum des Messaufbaus (Senderseite) befindet sich eine Halterung zur Montage und Speisung der Antenne unter Test (AUT, engl. antenna under test). Die Halterung ist von einem zweiachsigen Drearm umgeben, mit dem eine Empfangsantenne sphärisch um die AUT gedreht werden kann, um das räumliche Abstrahlverhalten zu untersuchen. Erweiterungsmodule auf der Sender-(Tx, engl. transmitter) und Empfängerseite (Rx, engl. receiver) sind mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator (VNA) verbunden. Um die Kontaktierung der AUTs mit den Messspitzen zu überwachen, befindet sich im oberen Teil des Aufbaus ein Mikroskop, das über die AUT bewegt werden kann. Die Systemkomponenten werden in den folgenden Abschnitten im Detail beschrieben.

4.1 Schematischer Aufbau des Messsystems

Der elektrische Aufbau des Messaufbaus ist schematisch in Abbildung 4.2 dargestellt. Die Basis ist ein VNA. In dem vorgestellten Messaufbau wird ein

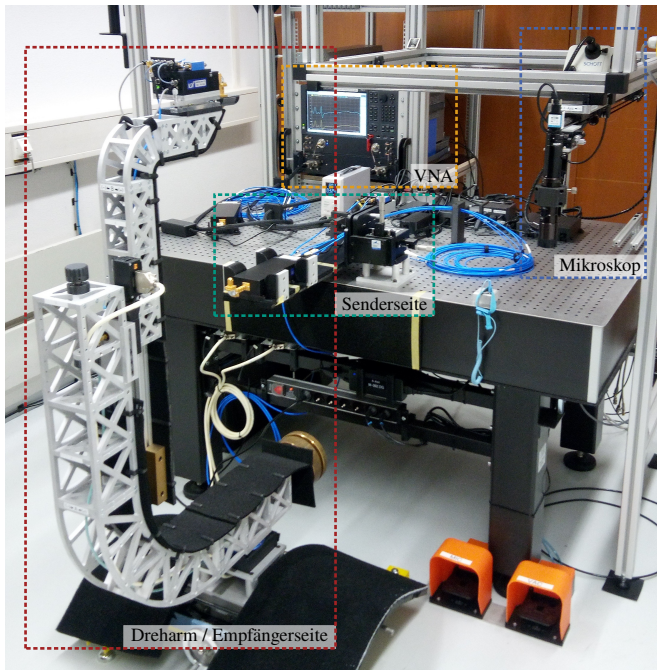


Abbildung 4.1: Systemübersicht des realisierten Antennenmessplatzes [8] © 2025 IEEE.

N5242B 2-Port PNA-X (10 MHz bis 26,5 GHz) von Keysight Technologies in Verbindung mit einem 2-Port N5292A Millimeterwellen-Testset-Controller verwendet. Ein VNAX (engl. vector network analyzer extender) TxRx-Modul von Virginia Diodes (VDI) ist an einem Port des VNAs angeschlossen. Es dient dazu, das vom VNA erzeugte HF-Signal (engl. radio frequency (RF)) mithilfe des Lokaloszillator-Signals (LO-Signal) auf die Zielfrequenz zu mischen und das Referenzsignal (REF) sowie das Messsignal (MEAS) auf die Zwischenfrequenz (ZF, engl. intermediate frequency (IF)) zu mischen, um sie dem Detektor des VNAs zuzuführen. Der Multiplikationsfaktor xM beträgt 36 im WM-570 Frequenzband und 54 im WM-380 Frequenzband, sodass die Frequenz der HF- und LO-Signale zwischen 9,17 GHz und 13,89 GHz (WM-570) sowie zwischen 9,26 GHz und 13,89 GHz (WM-380) liegt. Die ZF-Signale REF IF und MEAS IF liegen im MHz-Frequenzbereich.

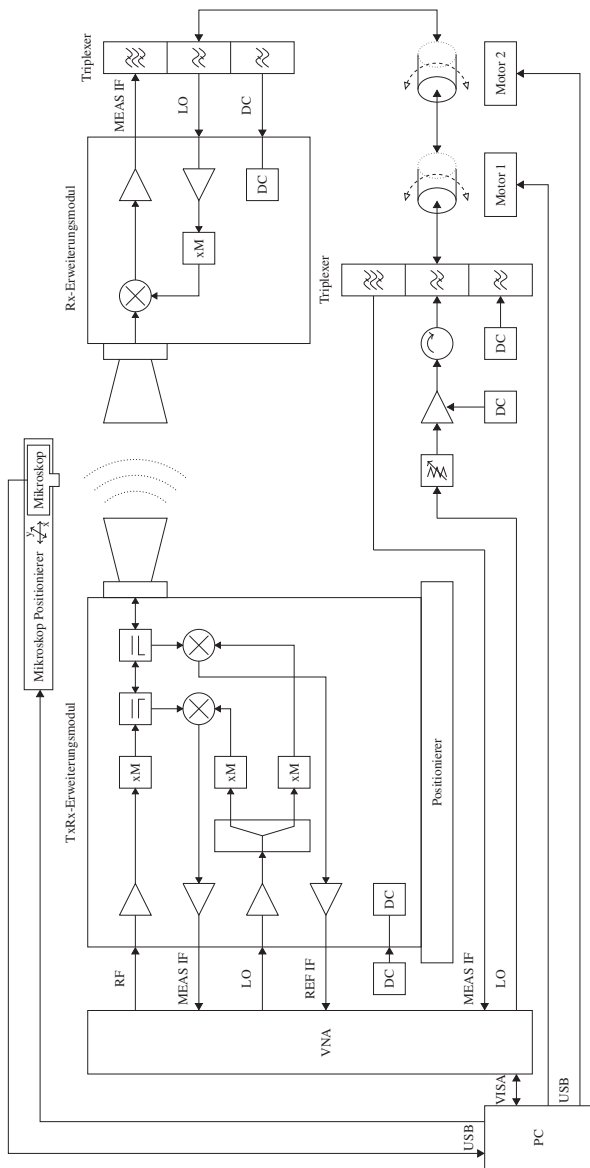


Abbildung 4.2: Schematischer Messaufbau zur Antennencharakterisierung [8] © 2025 IEEE. Dargestellte Schaltung der VNAX Erweiterungs-
module nach Herstellerangaben [Vir24b].

Die Module sind mit einer -5M-Option ausgestattet, d.h. in den Signalpfaden RF, LO, REF IF und MEAS IF sind Verstärkerketten mit höherer Verstärkung eingebaut, um die Module mit einer Zuleitungslänge von bis zu 5 m betreiben zu können. Dies ist in dem vorgestellten Messaufbau von Vorteil, da die Entfernungen zwischen den Erweiterungsmodulen und dem VNA die Standard-Kabellängen von 1,2 m deutlich überschreiten.

Das TxRx-Erweiterungsmodul dient zur Speisung der AUT auf der Senderseite und ermöglicht bei entsprechender Kalibrierung auch die Messung der Streuparameter der Eingangsreflexion am Antenneneingang der AUT. Hohlleiterbasierte Antennen können direkt auf dem Hohlleiterflansch des Erweiterungsmoduls montiert werden. Zur Kontaktierung planarer Antennen-Prototypen ist der Einsatz von Messspitzen erforderlich, die ebenfalls auf dem Hohlleiterflansch des Erweiterungsmoduls montiert werden. Die nachfolgenden Betrachtungen basieren auf T-Wave Messspitzen (T500-S-GSG-50-BT (WM-570) bzw. T750-GSG-25-BT (WM-380)) des Herstellers FormFactor.

Zur Messung des winkelabhängigen Abstrahlverhaltens der AUT im Freiraum ist auf der Empfängerseite ein VNAX Rx-Erweiterungsmodul von VDI zusammen mit einer Hornantenne an einem motorisierten, 2-achsigen Dreharm montiert. Der Einsatz des Erweiterungsmoduls mit reiner Rx-Funktionalität hat verschiedene Vorteile. Die Einsparung von Komponenten gegenüber der vollen TxRx-Funktionalität reduziert die bewegte Masse am Dreharm drastisch. Durch den fehlenden Koppler ist die Dynamik des Rx-Moduls größer. Zudem vereinfacht sich die Signalführung durch den Dreharm. Es muss lediglich das LO-Signal, das ZF-Signal MEAS IF sowie die DC-Stromversorgung (engl. direct current, Gleichstrom) zwischen dem Erweiterungsmodul und dem VNA bzw. dem Netzteil geführt werden. Mittels zweier Triplexer-Module, können die drei genannten Signale über ein gemeinsames Koaxialkabel durch den Dreharm übertragen werden, indem diese an den beiden Kabelenden des Arms kombiniert und getrennt werden. Dies ermöglicht auch den Einsatz von koaxialen Drehdurchführungen (APITech 345F), sodass alle Koaxialkabel in einer festen Position verlegt werden können.

Ein zusätzlicher rauscharmer Verstärker (RFLambda R02G20GSMB) mit einer Verstärkung von 13,5 dB ist im LO-Pfad zwischen dem VNA und dem Triplexer zusammen mit einem vorgeschalteten, einstellbaren Dämpfungsglied (Narda-Miteq 4791) installiert. Auf diese Weise kann der am Erweiterungsmodul erforderliche LO-Eingangspegel in Höhe von $2 \text{ dBm} \pm 3 \text{ dB}$ eingestellt werden. Am Ausgang des Verstärkers ist ein Isolator (Pasternack PE8304) installiert, um Rückreflexionen in Richtung des Verstärkerausgangs zu unter-

drücken. Die zusätzlichen Komponenten im LO-Pfad des Empfängers sind notwendig, da ein asymmetrischer Aufbau der Leitungen auf der Senderseite (AUT) und der Empfängerseite (Dreharm) vorliegt und die vom VNA bereitgestellte LO-Ausgangsleistung an den beiden Ports nicht unabhängig voneinander geregelt werden kann.

Die Ablaufsteuerung während der Messung und die Messdatenerfassung erfolgt über einen zentralen Messrechner mit MATLAB-Schnittstelle, der über USB (engl. universal serial bus) mit den Achssteuerungen und über VISA (engl. virtual instrument software architecture) über Ethernet mit dem VNA kommuniziert. Darüber hinaus steuert der Messrechner die Bewegung und Bildausgabe eines Mikroskops, das zur Messspitzen-basierten Kontaktierung von AUTs eingesetzt wird.

4.2 Mechanischer Aufbau des Messsystems

Nachfolgend sind die mechanischen Komponenten des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und aufgebauten Messaufbaus beschrieben. Der mechanische Aufbau setzt sich auf der Senderseite aus einer Vorrichtung zur Aufnahme und Kontaktierung von Messobjekten sowie einem Mikroskop zur Messspitzen-basierten Kontaktierung zusammen. Auf der Empfängerseite wird ein Dreharm zur Positionierung einer Empfangsantenne eingesetzt, der weitere Mechaniken zur Ausrichtung der verschiedenen Achsen beinhaltet.

4.2.1 Senderseite inklusive Vorrichtung zur Aufnahme und Kontaktierung von Messobjekten

Der Messaufbau dient sowohl der Charakterisierung von Antennen, die in Sendemodulen integriert sind und über diese gespeist werden sowie der Charakterisierung von Antennen-Prototypen, die über die Erweiterungsmodule gespeist werden und teilweise mithilfe von Messspitzen kontaktiert werden. Letzteres erfordert die Montage und Kontaktierung auf einer schwingungsgedämpften Unterlage. Bei dem hier vorgestellten Messaufbau dient ein optischer Tisch als Basis für die Montage der senderseitigen Ausrüstung. Integrierte Sendemodule, für deren Speisung kein Erweiterungsmodul erforderlich ist, können an einer Halterung, die seitlich über den Tisch hinausragt, montiert werden.

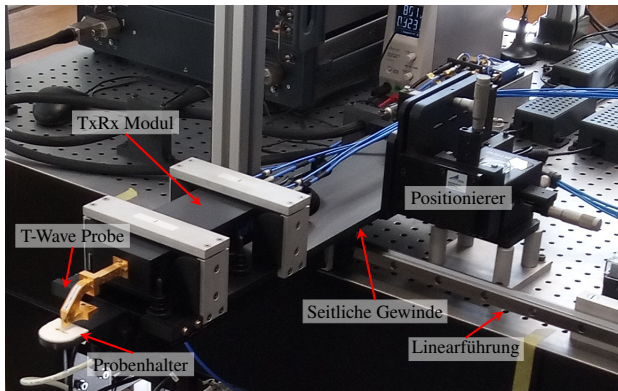


Abbildung 4.3: Senderseite mit Mikro-Positionierer und AUT Probenhalter [8] © 2025 IEEE.

Für alle Messungen, bei denen eine Speisung der AUT über das Erweiterungsmodul erfolgt, wird dieses auf einer Trägerplatte eines manuell verstellbaren Mikro-Positionierers S-LAP-90 der Signatone Corporation montiert, siehe Abbildung 4.3. Der Mikro-Positionierer ist wiederum auf dem optischen Tisch angebracht. Die am Positionierer befestigte Trägerplatte kann über seitliche Gewindebohrungen in ihrer Position versetzt werden, sodass der Rand der Trägerplatte bis zu 300 mm über die Kante des optischen Tisches hinausragt. Messspitzen zur Proben-Kontaktierung werden unmittelbar am Hohlleiterflansch des Erweiterungsmoduls befestigt. Die AUTs werden auf einem darunter liegenden Probenhalter positioniert, der an einer Linearschiene montiert ist. Diese ist ebenfalls im Bereich des Mikro-Positionierers am optischen Tisch befestigt, siehe Abbildung 4.3. Die Linearschiene ermöglicht es, die AUTs in einem größeren Sicherheitsabstand zur Messspitze zu montieren und nur zur Kontaktierung in die Zielposition unter die Messspitze zu fahren.

4.2.2 Mikroskop zur Messspitzen-basierten Kontaktierung von Messobjekten

Die Kontaktabstände der verwendeten T-Wave Messspitzen betragen 50 μm im WM-570 Frequenzband und 25 μm im WM-380 Frequenzband. Ein Mi-

roskop ist daher erforderlich, um die Messspitzen auf den Kontaktflächen der AUT zu positionieren. In dem beschriebenen Aufbau werden Echtzeit-Aufnahmen eines USB-Mikroskops über einen Monitor angezeigt. Um eine Beeinflussung der Messung durch den metallischen Körper des Mikroskops und der Anbauteile zu vermeiden, muss das Mikroskop vor jeder Messung aus dem Messbereich entfernt und für die weitere Dekontaktierung und Kontaktierung der AUT exakt über dieser positioniert werden. Dazu ist das Mikroskop an einem XY-Schlitten befestigt, siehe Abbildung 4.1, der mittels rechnergestützter numerischer Steuerung (CNC, engl. computerized numerical control) bewegt werden kann. Die Mechanik ist vom optischen Tisch entkoppelt, so dass ein Vibrationseintrag zur AUT und zur Messspitze minimiert wird. Im Vergleich zur manuellen Positionierung des Mikroskops sind abrupte Bewegungsänderungen insgesamt reduziert und es ist eine wiederholbare, präzise Positionierung des Mikroskops über der Kontaktfläche der AUT möglich.

4.2.3 Dreharm zur Empfänger-Positionierung

Zur räumlichen Messung des von der AUT abgestrahlten Signals ist ein Rx-Erweiterungsmodul zusammen mit einer Hornantenne am Ende eines in zwei Achsen beweglichen Arms montiert, siehe Abbildung 4.4. Die beiden Achsen lassen sich vollautomatisch mit den Drehtischen M-062.DG (Motor 1) und M-060.DG (Motor 2) rotieren. Die bidirektionale Wiederholgenauigkeit der Antriebe beträgt $700 \mu\text{rad}$ (Motor 1) und $600 \mu\text{rad}$ (Motor 2). Die Anordnung der Achsen erlaubt es, die Empfangsantenne auf einer Sphäre mit den Kugelkoordinaten Ψ und Θ um die AUT zu bewegen, die sich während der Messung im Drehzentrum befindet. Aufgrund des optischen Tisches ist der Bewegungsbereich des Armes limitiert. Je weiter die AUT während der Messung in den Freiraum ragt, desto größer ist der verfahrbare Winkelbereich des Armes. Dies reduziert jedoch die mechanische Stabilität der Senderseite.

Der Abstand zwischen dem Drehzentrum und der Apertur der Empfangsantenne r_{Rx} beträgt 372 mm für das Frequenzband WM-570 und 384 mm für das Frequenzband WM-380. Dieser Unterschied ergibt sich aus den unterschiedlichen Längen der Hornantennen. r_{Rx} wird so gewählt, dass der Fernfeldabstand

$$r_{\text{Fernfeld}} = \frac{2D_A^2}{\lambda} = \frac{2D_A^2 f}{c_0} \quad (4.1)$$

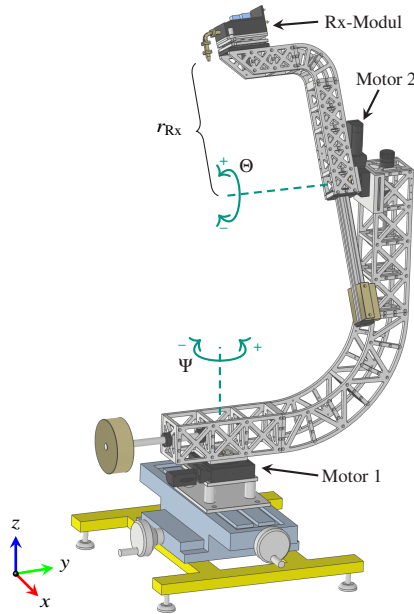


Abbildung 4.4: Dreharm mit zwei Rotationsachsen, ausgestattet mit M-060.DG und M-062.DG Rotationstischen von Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG. Ein VDI VNAX Rx-Erweiterungsmodul ist am Ende des Armes montiert [8] © 2025 IEEE.

in beiden Frequenzbändern eingehalten wird. Die im Messaufbau verwendeten, diagonal gespeisten Hornantennen stammen von VDI. Ihre Aperturgröße im Bezug auf die rechteckige Kantenlänge beträgt 3,6 mm (WM-570) und 2,4 mm (WM-380). Die E-Feldebene der Hornantennen verläuft aufgrund der Speisung diagonal durch die rechteckige Apertur. Bezogen auf die diagonale Ausdehnung der Antennenapertur betragen die Fernfeldabstände ca. 86,5 mm (WM-570) und ca. 57,6 mm (WM-380) bei der höchsten Frequenz des jeweiligen Bandes. Der im Messaufbau gewählte Abstand der Empfangsantenne r_{Rx} liegt deutlich über den berechneten Werten und ermöglicht die Charakterisierung von Antennen, z. B. Antennengruppen mit einer größeren räumlichen Ausdehnung unter Einhaltung des Fernfeldabstandes. Wird Gleichung 4.1 nach D_A aufgelöst und r_{Rx} in r_{Fernfeld} eingesetzt, so ist die maximal zulässige Ausdehnung der AUT:

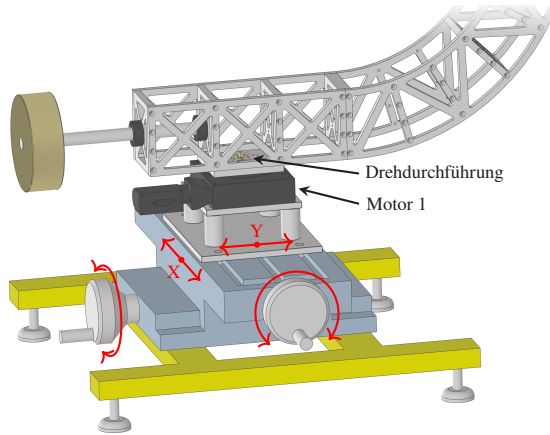


Abbildung 4.5: Basisplattform des Dreharmes mit Kreuztisch zur Ausrichtung des Drehzentrums auf die Position der AUT [8] © 2025 IEEE.

$$D_{A,\max} = \sqrt{\frac{r_{Rx}c_0}{2f}}. \quad (4.2)$$

Somit können Antennen mit einer maximalen Ausdehnung von bis zu 10,56 mm im gesamten WM-570 Frequenzband und bis zu 8,76 mm im gesamten WM-380 Frequenzband unter Einhaltung des Fernfeldabstandes gemessen werden. Größere Ausdehnungen sind möglich, führen jedoch zu einem größeren Phasenfehler [ST12].

Für die Messung ist es notwendig, die AUT im Rotationszentrum des Armes zu positionieren. Zu diesem Zweck sind in der Konstruktion des Armes verschiedene Justagevorrichtungen vorgesehen. Um die Ψ -Achse (Motor 1) in der XY-Ebene auszurichten, befindet sich in der Basisplattform ein Kreuztisch, siehe Abbildung 4.5, der in beiden Achsen manuell bewegt werden kann. Die Θ -Achse (Motor 2) wird in der Z-Achse mithilfe einer Schiebepattform, siehe Abbildung 4.6 ausgerichtet, die über einen Gewindetrieb manuell verstellt und anschließend mit seitlichen Klemmschrauben fixiert werden kann.

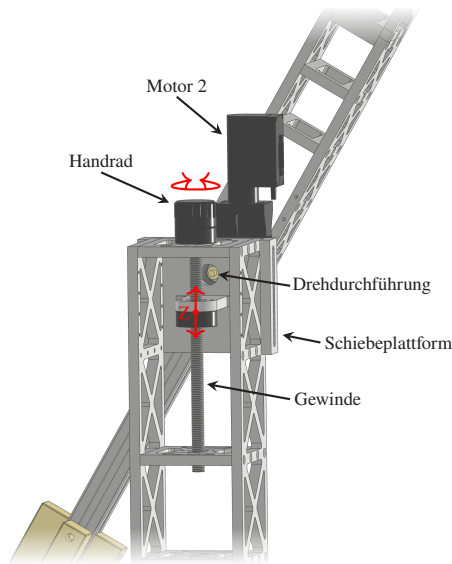


Abbildung 4.6: Schiebeplattform zur Z-Ausrichtung des Drehzentrums auf die Position der AUT [8] © 2025 IEEE.

4.2.4 Empfängerseite inklusive Mechanik zur Justage

Ein VDI VNAX Rx-Erweiterungsmodul ist am Ende des Dreharmes angebracht. Eine detaillierte Ansicht ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Das Modul ist auf einer Kippplattform montiert, mit der die Neigung der mit dem Modul verbundenen Empfangsantenne (VDI-Diagonalhorn WM-570/WM-380) ausgeglichen werden kann. Auf diese Weise kann die Antennenachse orthogonal zur Θ -Achse ausgerichtet werden. Die Kippplattform besteht aus zwei L-förmigen Trägerplatten, die an ihrem Verbindungspunkt auf einer Metallkugel montiert und mit Zugfedern miteinander verspannt sind. Der Neigungswinkel kann mit zwei Mikrometerschrauben eingestellt werden, die sich an jedem Ende der L-förmigen Platte befinden. Die Montageposition der Plattform kann entlang des Arms verschoben werden, um einen Versatz der Empfangsantenne gegenüber der Ψ -Achse auszugleichen. Weitere Details zum Justageverfahren sind in Abschnitt A.1 beschrieben.

Die relative Ausrichtung der Polarisationssebene der linear polarisierten Empfangsantenne gegenüber der AUT ändert sich durch die Drehung der Ψ -Achse. Eine kontinuierliche Korrektur der Polarisationsrichtung des Empfängers über eine dritte Achse wird hier nicht umgesetzt. Stattdessen kann die Polarisationsrichtung der Empfangsantenne für die Messung mehrerer Schnittebenen um 90° gedreht werden, indem das gerade Hohlleitersegment zwischen Modul und Empfangsantenne durch einen gewisteten Hohlleiter ersetzt wird.

In Abbildung 4.7 ist ein auf der Oberseite des Rx-Erweiterungsmoduls montierter Triplexer zu erkennen. Wie zuvor erwähnt, werden alle notwendigen Signale sowie die Versorgungsspannung über ein einziges Koaxialkabel geführt. Dies ermöglicht den Einsatz von Drehdurchführungen, die durch die Achse der Drehtische verlaufen, siehe Abbildung 4.5 und Abbildung 4.6.

Die Multiplikationsfaktoren der VDI-Module der verschiedenen Hohlleiterfrequenzbänder sind derart ausgelegt, dass die LO- und ZF-Signale in einem nahezu identischen Frequenzbereich liegen, sodass die Erweiterungsmodule der beiden Frequenzbänder mit identischen Triplexer-Modulen betrieben werden können. Dies minimiert den Aufwand für die Umrüstung des Messaufbaus auf ein anderes Frequenzband.

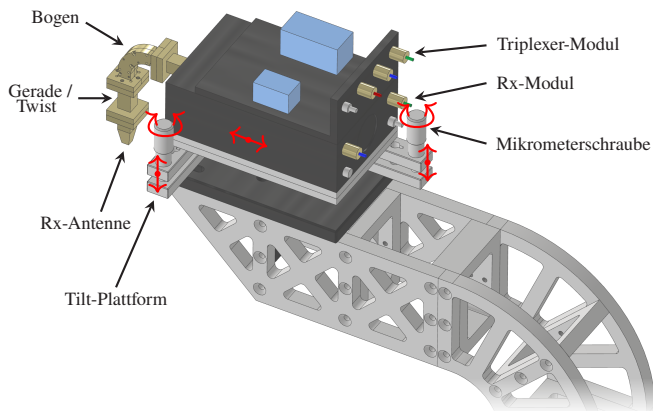


Abbildung 4.7: Virginia Diodes VNAX Rx-Erweiterungsmodul angebracht an einer Kippplattform am Ende des Dreharmes [8] © 2025 IEEE.

4.3 Dynamikbereich des Messsystems

Der Dynamikbereich des Messsystems kann für den Großteil der Systemkomponenten durch Messung bestimmt und für die übrigen Teile durch Berechnung abgeleitet werden. Der Dynamikbereich des Systems mit den in Abbildung 4.2 gezeigten Komponenten erfolgt zunächst durch Hohlleiter-basierte Messung, indem die Testports des TxRx-Erweiterungsmoduls auf der Senderseite und des Rx-Erweiterungsmoduls auf der Empfängerseite miteinander verbunden werden. Die Ports bilden somit die Bezugsebene für den ermittelten Dynamikbereich. Alle anderen Komponenten und Einflüsse in der Freiraummessung, wie z. B. Dämpfungen von zusätzlichen Hohlleiterkomponenten, Messspitzen oder die Freiraumdämpfung, müssen rechnerisch berücksichtigt werden. Die für die Dynamikmessung durchzuführenden Schritte entsprechen den von VDI [Vir24a] empfohlenen Schritten zur Bestimmung des Dynamikbereichs der VNAX TxRx-Erweiterungsmodule. Die Besonderheit der Messung liegt darin, dass im Messaufbau zusätzliche Systemkomponenten zwischen VNA und dem Erweiterungsmodul auf der Empfängerseite vorhanden sind.

Die Messung erfolgt in den beiden Frequenzbändern WM-570 und WM-380 mit jeweils 1201 Frequenzpunkten und einer ZF-Bandbreite von 10 Hz. Die beiden Ports der TxRx- und Rx-Erweiterungsmodule werden zunächst direkt miteinander verbunden. Auf diese Weise werden die Streuparameter der Transmission ermittelt. Die Messkurve wird auf die ermittelten Streuparameter der Transmission normiert. Anschließend werden die Messtore des TxRx-Erweiterungsmoduls und des Rx-Erweiterungsmoduls voneinander getrennt und mit einem Kurzschluss abgeschlossen. Auf diese Weise werden die Streuparameter der Transmission erneut bestimmt, sodass diese die Differenz zwischen der maximalen Signalamplitude und dem Rauschpegel darstellen. Dies entspricht dem Dynamikbereich des Systems. Der gemessene Dynamikbereich ist in Abbildung 4.8a für das Frequenzband WM-570 und in Abbildung 4.8b für das Frequenzband WM-380 dargestellt, der durchschnittliche Messdynamikbereich beträgt somit $DR_{VNAX,dB} = 118,7 \text{ dB}$ (WM-570) und $DR_{VNAX,dB} = 106,8 \text{ dB}$ (WM-380).

Um den Dynamikbereich für Freiraummessungen abzuleiten, müssen die anderen Komponenten berücksichtigt werden. Wird die AUT mit einer Messspitze kontaktiert, reduziert die Einfügungsdämpfung der Messspitze die am AUT-Eingang verfügbare Leistung. Wenn die AUT direkt über den Rechteckhohlleiter gespeist wird, entfällt dieser Term, jedoch müssen alle anderen

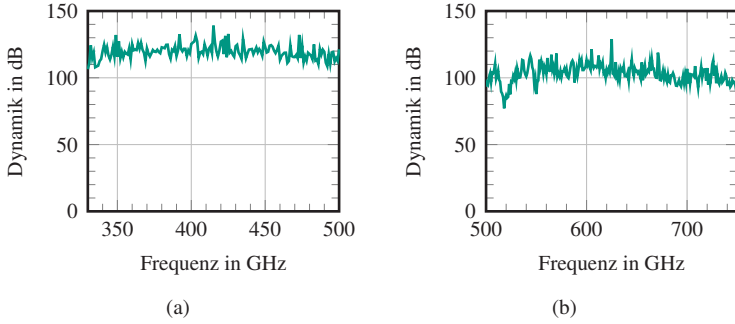


Abbildung 4.8: Hohlleiter-basierte Messung des Dynamikbereiches: (a) WM-570 Frequenzband, (b) WM-380 Frequenzband [8] © 2025 IEEE.

Leitungssegmente, die im Signalpfad zwischen den beiden Ports der Erweiterungsmodule montiert werden, berücksichtigt werden. Die von der AUT abgestrahlte Leistung erzeugt an der Empfangsantenne eine Leistungsdichte, die mit zunehmendem Abstand zwischen Sender und Empfänger aufgrund der Verteilung auf einer Kugeloberfläche entsprechend abnimmt und ist zudem frequenzabhängig durch die mit der Frequenz abnehmenden Antennenwirkfläche. Die daraus resultierende Systemdämpfung wird in der Literatur als Freiraumdämpfung bezeichnet und folgt mit [DS12]:

$$L_{\text{dB}} = 10 \log \left(\left(\frac{4\pi r_{\text{Rx}} f}{c_0} \right)^2 \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi r_{\text{Rx}} f}{c_0} \right). \quad (4.3)$$

Dabei entspricht r_{Rx} dem Abstand zwischen Sende- (AUT) und Empfangsantenne. Wie in Abbildung 4.7 gezeigt, ist am Empfänger eine Hornantenne montiert, deren Gewinn berücksichtigt werden muss, sowie zusätzliche Hohlleiterkomponenten im Signalpfad, deren Einfügedämpfung die Messdynamik verringert, die insgesamt zur Messung der AUT zur Verfügung steht. Die Eigenschaften der Komponenten sind entweder aus den Datenblättern der Hersteller bekannt oder werden durch Messungen separat charakterisiert. Eine Übersicht über die Freiraumdämpfung, den Antennengewinn und die Einfügedämpfung der Hohlleiterkomponenten folgt für die beiden Frequenzbänder

Tabelle 4.1: Gewinn der Systemkomponenten im WM-570 Frequenzband [8] © 2025 IEEE.

Komponente	Gewinn
Messspitze	−4,5 dB
Freiraumdämpfung*	−76,2 dB
Rx Hornantenne*	25,8 dBi
Hohlleiter gerade (G) / getwistet (T)*	−0,8 dB (G) / −2,5 dB (T)
Hohlleiter-Bogen*	−1,9 dB
G_{sys} AUT Hohlleiter-Direktmontage*	−53,1 dB (G) / −54,8 dB (T)
G_{sys} AUT On-Chip*	−57,6 dB (G) / −59,3 dB (T)

*Bei einer Mittenfrequenz von 415 GHz.

Tabelle 4.2: Gewinn der Systemkomponenten im WM-380 Frequenzband [8] © 2025 IEEE.

Komponente	Gewinn
Messspitze	−5 dB
Freiraumdämpfung*	−80,1 dB
Rx Hornantenne*	25,8 dBi
Hohlleiter gerade (G) / getwistet (T)*	−1,5 dB (G) / −2,1 dB (T)
Hohlleiter-Bogen*	−3,3 dB
G_{sys} AUT Hohlleiter-Direktmontage*	−59,1 dB (G) / −59,7 dB (T)
G_{sys} AUT On-Chip*	−64,1 dB (G) / −64,7 dB (T)

*Bei einer Mittenfrequenz von 625 GHz.

bei der jeweiligen Mittenfrequenz mit Tabelle 4.1 und Tabelle 4.2. Außerdem wird die Gesamtsystemverstärkung G_{sys} angegeben, die bei den Messungen für die oben genannten Konfigurationen mit Messspitze (On-Chip) sowie bei rein Hohlleiter-basierten Messungen (Hohlleiter-Direktmontage) zu berücksichtigen ist. Darüber hinaus muss die Nutzung des geraden oder getwisteten Hohlleitersegmentes an der Empfangsantenne differenziert werden. Die folgende Gleichung

$$G_{\text{AUT,min,dBi}} = -(\text{DR}_{\text{VNAX,dB}} + G_{\text{sys,dB}}) \quad (4.4)$$

definiert den minimalen Antennengewinn, den die AUT haben muss, damit der Pegel des empfangenen Signals vom Rauschpegel unterschieden werden kann. Wird nur die typische Einfügedämpfung der Messspitze berücksichtigt und davon ausgegangen, dass die Messspitze selbst nicht abstrahlt, so beträgt der minimal nachweisbare Antennengewinn im Frequenzband WM-570 $-61,1$ dBi (Hohlleiter gerade) und $-59,4$ dBi (Hohlleiter getwistet) und der minimal nachweisbare Antennengewinn im WM-380 Frequenzband $-42,7$ dBi (Hohlleiter gerade) und $-42,1$ dBi (Hohlleiter getwistet). Die Messspitzen sind in der Regel nicht für die Antennencharakterisierung optimiert und weisen eine nicht zu vernachlässigende parasitäre Strahlung auf, die die untere Nachweisgrenze beeinflusst. In Abschnitt 4.6 wird die parasitäre Strahlung der in dieser Arbeit verwendeten Messspitzen im Detail diskutiert.

Wird die AUT direkt über den Hohlleiter gespeist, ist der minimal messbare Antennengewinn entsprechend um den Wert der Einfügedämpfung der Messspitze geringer. Um die Empfindlichkeit der Rx-Erweiterungsmodule weiter zu erhöhen, können die direkt an das Modulgehäuse angeflanschten Testport-Hohlleitersegmente ausgetauscht werden. Um das Rx-Modul vor Zerstörung im Normalbetrieb durch zu hohe Eingangspegel zu schützen, haben die Standard-Hohlleitersegmente eine 20 dB (WM-570) bzw. 7 dB (WM-380) höhere Einfügedämpfung als die Hohlleitersegmente für den Modus mit hoher Empfindlichkeit. Kritisch ist dies beispielsweise bei direkter Verbindung zweier Erweiterungsmodule. Dies bedeutet auch, dass der maximale Antennengewinn der AUT begrenzt ist, um den zulässigen Eingangspegel $P_{VNAX,in,max,dBm}$ am Rx-Modul nicht zu überschreiten, was zur Zerstörung des Moduls führen kann. Der maximal zulässige Gewinn der AUT folgt mit:

$$G_{AUT,max,dBi} = P_{VNAX,in,max,dBm} - P_{VNAX,out,dBm} - G_{sys,dB}. \quad (4.5)$$

$P_{VNAX,out,dBm}$ entspricht hier der Ausgangsleistung am Testport des VNAX TxRx-Moduls und beträgt ca. -3 dBm (WM-570) sowie -12 dBm (WM-380) [Vir24c]. Die maximale Eingangsleistung $P_{VNAX,in,max,dBm}$ beträgt im Standardmodus 10 dBm (WM-570) sowie 7 dBm (WM-380). Für den Modus mit hoher Empfindlichkeit liegen die Werte bei -10 dBm (WM-570) sowie 0 dBm (WM-380).

Tabelle 4.3: Minimal und maximal messbarer Antennengewinn im WM-570 Frequenzband [8] © 2025 IEEE.

Modus	$G_{\text{AUT,min}}$		$G_{\text{AUT,max}}$	
	Gerade	Twist	Gerade	Twist
Standard, AUT Hohlleiter-Direktmontage	−65,6 dBi	−63,9 dBi	66,1 dBi	67,8 dBi
Standard, AUT On-Chip	−61,1 dBi*	−59,4 dBi*	70,6 dBi	72,3 dBi
Hohe Empfindlichkeit, AUT Hohlleiter-Direktmontage	−85,6 dBi	−83,9 dBi	46,1 dBi	47,8 dBi
Hohe Empfindlichkeit, AUT On-Chip	−81,1 dBi*	−79,4 dBi*	50,6 dBi	52,3 dBi

*Zusätzliche Limitierung hervorgerufen durch parasitäre Abstrahlung der Messspitze, siehe Abschnitt 4.6.

Tabelle 4.4: Minimal und maximal messbarer Antennengewinn im WM-380 Frequenzband [8] © 2025 IEEE.

Modus	$G_{\text{AUT,min}}$		$G_{\text{AUT,max}}$	
	Gerade	Twist	Gerade	Twist
Standard, AUT Hohlleiter-Direktmontage	−47,7 dBi	−47,1 dBi	78,1 dBi	78,7 dBi
Standard, AUT On-Chip	−42,7 dBi*	−42,1 dBi*	83,1 dBi	83,7 dBi
Hohe Empfindlichkeit, AUT Hohlleiter-Direktmontage	−54,7 dBi	−54,1 dBi	71,1 dBi	71,7 dBi
Hohe Empfindlichkeit, AUT On-Chip	−49,7 dBi*	−49,1 dBi*	76,1 dBi	76,7 dBi

*Zusätzliche Limitierung hervorgerufen durch parasitäre Abstrahlung der Messspitze, siehe Abschnitt 4.6.

Kritische Leistungsdichten am Empfänger sind mit rein passiven Antennen kaum zu erreichen, zumal die Erweiterungsmodule im Standardmodus direkt miteinander verbunden werden können. Im Modus mit hoher Empfindlichkeit könnte die kritische Leistungsdichte jedoch bei hohem Antennengewinn, z. B. Linsenantennen in Kombination mit aktiven Verstärkern erreicht werden. Eine Zusammenfassung des minimalen und maximalen messbaren Antennengewinns der AUT für die verschiedenen Messkonfigurationen befindet sich in Tabelle 4.3 und Tabelle 4.4.

4.4 Auswirkungen von Reflexionen im Messaufbau und Abhilfemaßnahmen

Zur Evaluierung des Messaufbaus wird eine Hornantenne im WM-570 Frequenzband charakterisiert, indem sie als AUT über einen 90° -Hohlleiterbogen am VNAX TxRx-Modul montiert wird. Der gleiche Antennentyp befindet sich am Rx-Modul, wie in Abbildung 4.7 gezeigt. Die Messung erfolgt in der H-Ebene. Der Arm wird durch Rotation der Θ -Achse um die AUT geschwenkt. Die Winkelauflösung beträgt $0,5^\circ$ im Bereich der Hauptstrahlrichtung um $\Theta = \pm 20^\circ$ und reduziert sich auf 1° in den äußeren Bereichen sowie auf 5° in Bereichen nahe des Rauschpegels. Die Messung erfolgt mit 201 Frequenzpunkten und einer ZF-Bandbreite von 100 Hz.

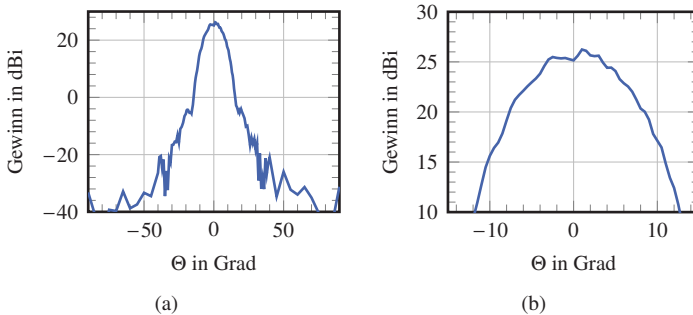


Abbildung 4.9: Gemessenes Richtdiagramm einer WM570 Hornantenne als AUT in der H-Ebene bei 415 GHz: (a) vollständige Halbebene, (b) Nahansicht der Hauptstrahlrichtung, [8] © 2025 IEEE.

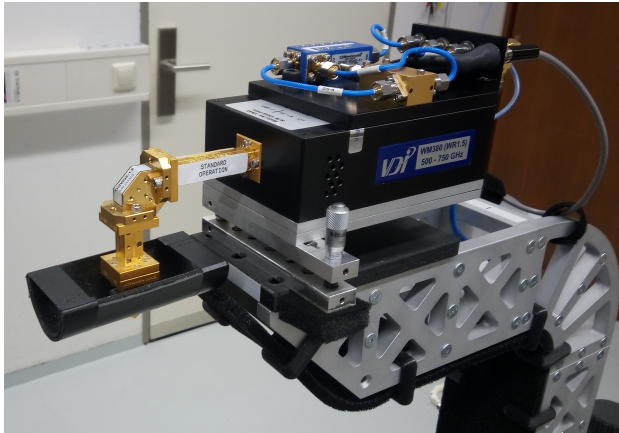


Abbildung 4.10: Am Hohlleiter-Schaft der Empfangsantenne montiertes Absorber-Schild [8]
© 2025 IEEE.

Abbildung 4.9 zeigt den gemessenen, winkelabhängigen Gewinn der Antenne bei der Mittenfrequenz von 415 GHz. Abbildung 4.9a zeigt den gesamten gemessenen Winkelbereich und Abbildung 4.9b einen vergrößerten Ausschnitt. Es ist zu erkennen, dass im Winkelbereich von $\pm 5^\circ$ um die Hauptstrahlrichtung Welligkeiten mit einer Amplitude von ca. 2 dB auftreten. Die Welligkeit wird durch Mehrfachreflexionen zwischen den freistehenden Oberflächen der Hohlleitersegmente im Bereich der Sende- und Empfangsantenne verursacht. Diese sollen im Folgenden durch das Anbringen eines Absorberschirms auf der Empfängerseite unterdrückt werden, um die Genauigkeit der Messung zu erhöhen.

Der Einsatz von Absorbermaterialien auf Schaumstoffbasis im Bereich der Antennen ist zu vermeiden, da alternde Absorberschäume zunehmend Partikel freisetzen, die in den Hohlleiterkanal der Antenne eindringen, sich dort festsetzen und die Antenne unbrauchbar machen können. Stattdessen soll ein Elastomer-Absorber des Typs ECCOSORB® BSR getestet werden, der auf 3D-gedruckte Trägerplatten aus Polylactid (PLA, engl. polylactic acid) aufgebracht wird. Die Montage der Trägerplatte erfolgt durch eine Klemmverschraubung am Schaft der Hornantenne am Rx-Erweiterungsmodul, siehe Abbildung 4.10. Insgesamt werden zwei Trägerplatten getestet, die in Abbildung 4.11 dargestellt sind. Es handelt sich zum einen um eine quadratische, flache Trägerplatte

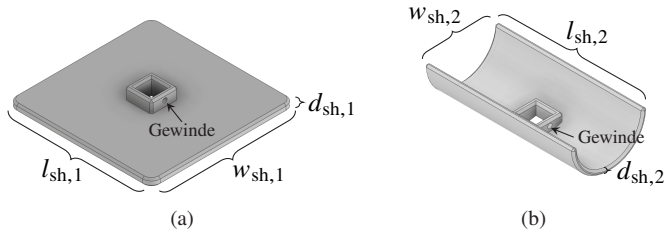


Abbildung 4.11: Trägerplatten zur Montage von Elastomer-Absorbern: (a) flache Ausführung, (b) gebogene Ausführung ($l_{sh,1} = 80$ mm, $w_{sh,1} = 80$ mm, $d_{sh,1} = 4$ mm, $l_{sh,2} = 80$ mm, $w_{sh,2} = 40$ mm, $d_{sh,2} = 2,5$ mm), [8] © 2025 IEEE.

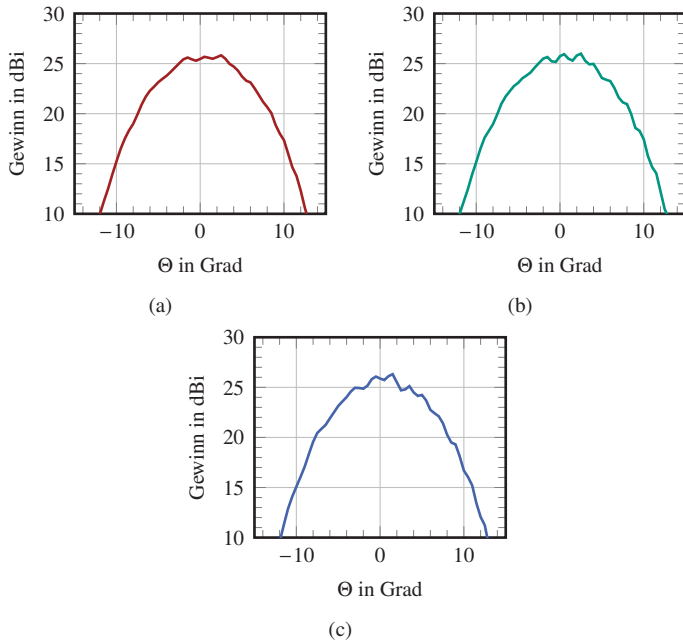


Abbildung 4.12: Gemessenes Richtdiagramm in der H-Ebene mit flacher Trägerplatte am Empfänger: (a) PLA ohne Absorber, (b) PLA + 1 mm Mikrowellen Elastomer-Absorber, (c) PLA + 2 x 1 mm Mikrowellen Elastomer-Absorber [8] © 2025 IEEE.

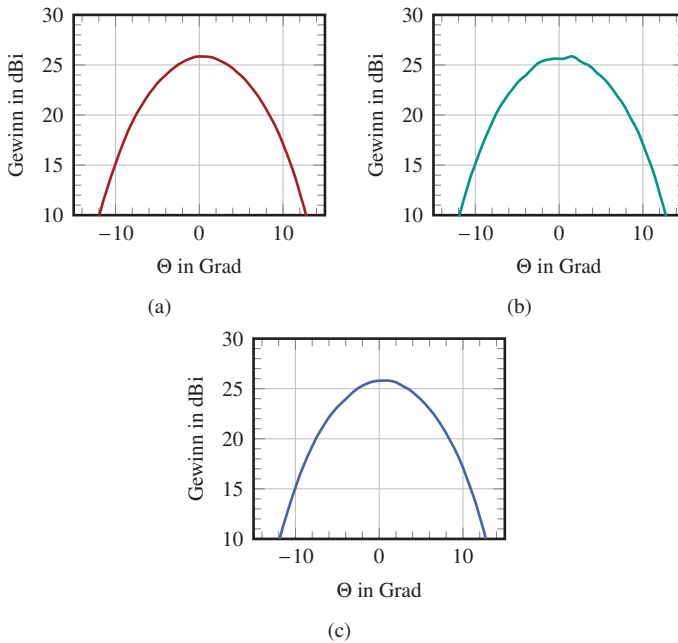


Abbildung 4.13: Gemessenes Richtdiagramm in der H-Ebene mit runder Trägerplatte am Empfänger: (a) PLA ohne Absorber, (b) PLA + 1 mm Mikrowellen Elastomer-Absorber, (c) PLA + 2× 1 mm Mikrowellen Elastomer-Absorber [8] © 2025 IEEE.

mit einer Kantenlänge von 80 mm und einer Dicke von 4 mm. Zum anderen wird eine gebogene Trägerplatte betrachtet, die einen Radius von 20 mm, eine Länge von 80 mm und eine Dicke von 2,5 mm aufweist. Beide Trägerplatten sind mit einer Dicke der Außenhülle in Höhe von 0,6 mm und einem Füllgrad von 15 % gedruckt.

Abbildung 4.12 zeigt die Messergebnisse im Winkelbereich von $\pm 10^\circ$ für die flache Trägerplatte. Die Messeinstellungen sind analog zu denen in Abbildung 4.9. In Abbildung 4.12a ist die Trägerplatte ohne Elastomer-Absorber eingebaut, während in Abbildung 4.12b eine Schicht aus 1 mm Elastomer-Absorber und in Abbildung 4.12c zwei 1 mm dicke Elastomer-Absorberschichten aufgebracht sind. Die Messungen zeigen, dass die Reflexionen mit dem Elastomer-Absorber auf der flachen Trägerplatte nicht ausreichend unterdrückt

werden können. Die Amplitude der Welligkeit ist mit dem Elastomer-Absorber größer als bei der Trägerplatte ohne Absorber. Abbildung 4.13a bis Abbildung 4.13c zeigen die Messungen mit den gleichen Konfigurationen jedoch mit der rund geformten Trägerplatte. Es ist zu erkennen, dass durch die Krümmung Mehrfachreflexionen effektiv reduziert werden können, da die auf die Trägerplatte auftreffenden Wellen in seitlicher Richtung in den Freiraum abgelenkt werden. Die Anbringung eines Absorbers auf der runden PLA-Trägerplatte ist hierzu nicht erforderlich.

4.5 Langzeitstabilität des Messsystems

Im vorgestellten Antennenmessplatz wird der auf einen Isotropstrahler bezogene Antennengewinn einer AUT basierend auf einer Referenzmessung ermittelt, siehe auch Unterabschnitt 2.7.3. Um die Referenzmessung zur präzisen Berechnung des Antennengewinns der AUT verwenden zu können, setzt dies eine insgesamt hohe Amplitudenstabilität des Messsystems sowie eine präzise mechanische Ausrichtung des Messsystems beim Austausch von Antennen voraus. Beide Aspekte werden nachfolgend diskutiert.

Zur quantitativen Betrachtung des maximal zu erwartenden Messfehlers sind Referenzmessungen mithilfe einer Hornantenne im WM-570 Frequenzband an drei verschiedenen Tagen durchgeführt worden. Alle drei Referenzmessungen sind nach dem identischen Schema durchgeführt worden. Es erfolgt die Montage der Referenzantenne am VNAX Erweiterungsmodul auf der Senderseite. Die Referenzantenne und der Empfangsarm werden mithilfe eines Linienlasers zueinander ausgerichtet, sodass sich die Apertur der Referenzantenne symmetrisch im Drehzentrum des Messaufbaus befindet. Die Θ -Achse des Empfangsarm befindet sich während der Referenzmessung in der $\Theta = 0^\circ$ Position, d. h. die Hauptstrahlrichtungen der Sende- und Empfangsantenne sind zueinander ausgerichtet. Die Referenzmessung erfolgt kopolarisiert. Um die Referenzmessungen sowohl mit geradem Hohlleitersegment als auch getwistetem Hohlleitersegment an der Empfängerseite durchzuführen, wird die Ψ -Achse des Empfangsarmes entsprechend in die $\Psi = 0^\circ$ bzw. $\Psi = -90^\circ$ Position rotiert. Die Aufzeichnung der Transmission erfolgt über das gesamte WM-570 Frequenzband.

In Abbildung 4.14 sind die derart gemessenen Referenzpegel der drei Tage überlagert dargestellt. Abbildung 4.14a enthält die Referenzmessungen, die

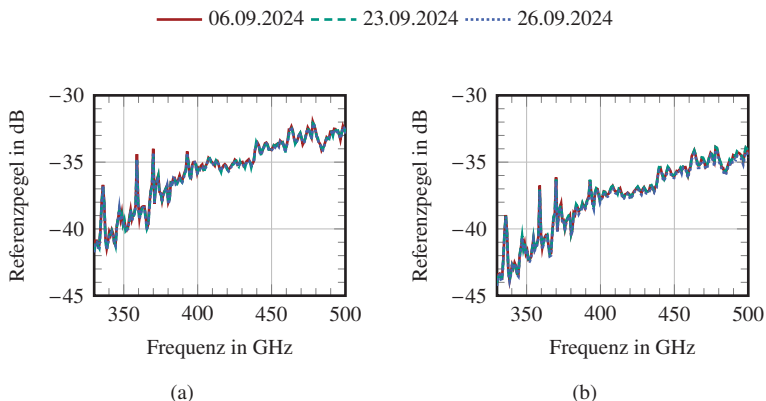


Abbildung 4.14: Bei der Referenzmessung mittels Hornantenne ermittelter Referenzpegel an verschiedenen Tagen: (a) Hohlleiter gerade ($\Psi = 0^\circ$, $\Theta = 0^\circ$), (b) Hohlleiter gewinkelt ($\Psi = -90^\circ$, $\Theta = 0^\circ$).

mithilfe des geraden Hohlleitersegmentes durchgeführt worden sind und Abbildung 4.14b die Referenzmessungen, bei der das gewinkelte Hohlleiter-Segment verwendet worden ist. Anhand dieser beiden Darstellungen ist bereits zu erkennen, dass die Amplituden der Referenzmessungen zwischen den einzelnen Tagen kaum voneinander abweichen. Der betragsmäßig größere Unterschied des Referenzpegels zwischen Abbildung 4.14a und Abbildung 4.14b von ca. 2 dB resultiert maßgeblich aus der Differenz der Einfügedämpfung der beiden verwendeten Hohlleitersegmente.

In Abbildung 4.15a und Abbildung 4.15b ist die maximale Differenz der gemessenen Referenzpegel aus Abbildung 4.14a und Abbildung 4.14b dargestellt. Die maximale Abweichung der Amplitude beträgt in Abbildung 4.15a 0,46 dB sowie im Mittel 0,14 dB. In Abbildung 4.15b beträgt die maximale Abweichung der Amplitude 0,44 dB und im Mittel 0,2 dB. Diese Werte stellen eine Abschätzung der Amplituden-Fehler dar, die bei der Durchführung des Gewinnvergleichsverfahrens auftreten können und aus der Amplitudenstabilität der Messsystem-Komponenten sowie Fehlern bei der mechanischen Ausrichtung zwischen Dreharm und der im Drehzentrum montierten Referenzantenne resultieren. Aufgrund des zeitlichen Abstandes der oben durchgeführten Messungen von mehreren Tagen ist mit einem betragsmäßig kleineren Fehler in der

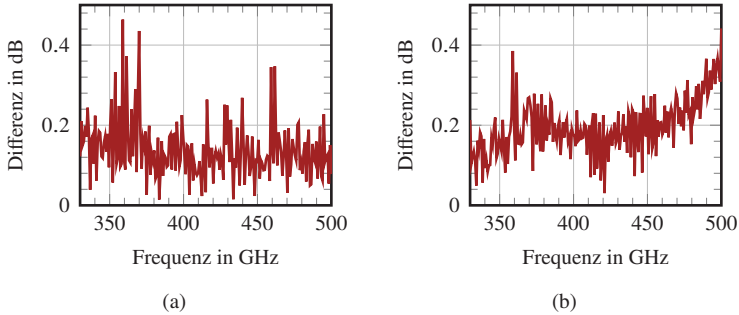


Abbildung 4.15: Maximale Differenz der gemessenen Referenzpegel aus Abbildung 4.14: (a) Hohlleiter gerade ($\Psi = 0^\circ$, $\Theta = 0^\circ$), (b) Hohlleiter gewinkelt ($\Psi = -90^\circ$, $\Theta = 0^\circ$).

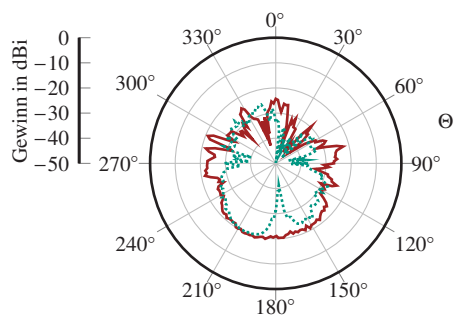
Amplitude zu rechnen, sofern Messungen in einer kürzeren Zeitdauer durchgeführt werden.

4.6 Abstrahlverhalten von Messspitzen zur Proben-Kontaktierung

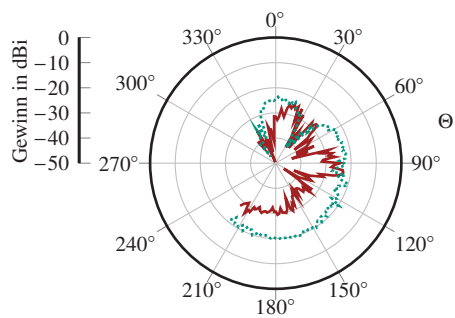
Antennenmessungen, bei denen Messspitzen zur Kontaktierung verwendet werden, sind nicht nur mechanisch anfällig, sondern sind zusätzlich durch die Messspitze selbst beeinträchtigt. Zum einen können Reflexionen am metallischen Gehäuse auftreten, zum anderen strahlt jede Messspitze Feldanteile ab, die sich mit den Feldern der AUT überlagern. Das Ausmaß der Störungen durch das Messspitzengehäuse hängt weitgehend von den Strahlungseigenschaften der AUT und dem Abstand zwischen dem Phasenzentrum der AUT und dem Gehäuse ab [RvDSH15], [BHRW16]. Spezielle, für die Antennenmessung optimierte Messspitzen, die den Abstand zwischen AUT und Gehäuse maximieren, sind für den Submillimeterwellen-Frequenzbereich nicht kommerziell erhältlich.

Das Abstrahlverhalten von Messspitzen wird nachfolgend diskutiert, da die Eigenabstrahlung besonders bei Messungen von AUTs mit niedrigem Gewinn kritisch ist. Wie in [RvDSH15] beschrieben, kann die parasitäre Abstrahlung der Messspitze als ein Term interpretiert werden, der zusätzlich zur Rauschleistung auftritt, das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR, engl. signal to noise ratio)

— Gerader Hohlleiter Getwisteter Hohlleiter



(a)



(b)

Abbildung 4.16: Richtdiagramm der Messspitze bei Leerlauf-Terminierung in Luft bei 415 GHz: (a) $\Psi = 0^\circ$, (b) $\Psi = -90^\circ$, [8] © 2025 IEEE.

reduziert und damit den Dynamikbereich einer Messung einschränkt. Eine starke Abstrahlung der Messspitze kann zudem dazu führen, dass Nebenkeulen gemessen werden, die nicht von der AUT stammen. Untersuchungen zum Abstrahlverhalten verschiedener Messspitzen-Modelle im Millimeterwellen-Frequenzbereich sind in [HZB24] zu finden.

Im Folgenden wird das Strahlungsverhalten der T-Wave Messspitzen (T500-S-GSG-50-BT und T750-GSG-25-BT) untersucht. Zur quantitativen Bestimmung des Gewinns wird zunächst eine Referenzmessung im jeweiligen Frequenzband mit den Referenzantennen durchgeführt, um das Gewinnvergleichsverfahren anwenden zu können. Wie in [HZB24] beschrieben, ändert sich das Abstrahlverhalten der kontaktierten Messspitze im Vergleich zur unkontaktierten Messspitze und hängt zudem von der verwendeten Terminierung ab. Für die Messspitze T500-S-GSG-50-BT wird das Abstrahlverhalten mit verschiedenen Terminierungen unter Verwendung eines CS-15 Kalibrationssubstrates von GGB Industries Inc. untersucht. Das Substrat enthält Standards für die 1-Tor SOL-Kalibrierung (engl. short-open-load) für einen minimalen Abstand der Messspitzen-Kontakte von $40\text{ }\mu\text{m}$, sodass eine Kontaktierung mit der T500-S-GSG-50-BT möglich ist. Bei dieser beträgt der Abstand $50\text{ }\mu\text{m}$.

Die Messspitze wird zunächst in den beiden Schnittebenen $\Psi = 0^\circ$ und $\Psi = -90^\circ$ in den Freiraum ragend charakterisiert, d. h. ohne einer Terminierung mittels Kalibrationssubstrat. Die gemessenen Richtdiagramme sind in Abbildung 4.16 bei der Mittenfrequenz von 415 GHz dargestellt. Dabei entspricht $\Psi = 0^\circ$ der Ausrichtung des Empfangsarms, wie in Abbildung 4.1 gezeigt. Jede Schnittebene wird zweimal gemessen, zum einen mit einem geraden Hohlleitersegment und zum anderen mit einem gewisteten Hohlleitersegment an der Empfangsantenne, um die verschiedenen Polarisations Ebenen zu betrachten. Bei geradem Hohlleiter liegt die E-Ebene der Empfangsantenne in der Ebene, die durch den Empfangsarm der Θ -Achse aufgespannt wird. Bei der Verwendung des gewisteten Hohlleiters liegt sie orthogonal dazu. Aus Abbildung 4.16a ist ersichtlich, dass es keine eindeutige Ko- oder Kreuzpolarisation zwischen der Messspitze und der Empfangsantenne gibt, da der maximale gemessene Gewinn in beiden Polarisationsrichtungen der Empfangsantenne ähnliche Werte um -20 dB i annimmt. Aus diesem Grund beziehen sich die bei den Messungen berücksichtigten Polarisations Ebenen auf die Ausrichtung der Empfangsantenne. Die Verwendung eines geraden oder gewisteten Hohlleiters am Empfänger ist entsprechend angegeben.

Die Messungen werden in den identischen Schnittebenen wiederholt, wobei die Messspitze jeweils mit den SOL-Standards des CS-15 Kalibrationssubstra-

tes abgeschlossen wird. Während der Messung ist das Kalibrationssubstrat auf einem Probenhalter platziert, der vollständig aus PLA besteht. Die Fixierung erfolgt mittels Vakuum. Ein für Kalibrationssubstrate konzipierter Absorberblock aus Kunststoff dient als Unterlage auf dem Probenhalter. Abbildung 4.17 zeigt das winkelabhängige Abstrahlverhalten für alle vier Terminierungen in den beiden Schnittebenen und bei der Mittenfrequenz von 415 GHz des WM-570 Frequenzbandes. Die untere Halbebene ist in den Diagrammen nicht dargestellt, da die Abstrahlung in diesen Winkelbereichen vernachlässigbar ist. Es ist zu erkennen, dass der Abschluss mit einer $50\ \Omega$ -Terminierung im Vergleich zu den anderen Terminierungen Leerlauf und Kurzschluss eine etwas geringere Abstrahlung verursacht. Die zu charakterisierenden Antennen sind in der Regel so ausgelegt, dass sie in ihrem Betriebsfrequenzbereich eine geringe Eingangsreflexion aufweisen. Daher können die Messungen der Messspitzen mit einer Leerlauf- und Kurzschluss-Terminierung als Extremwerte betrachtet werden.

Zur Veranschaulichung des frequenzabhängigen Abstrahlverhaltens ist in Abbildung 4.18 der maximale Gewinn der Messspitze, der in der jeweiligen Schnittebene auftritt, über der Frequenz aufgetragen. Die winkelabhängige Lage auftretender Maxima, die sich mit der Frequenz ändern kann, wird auf diese Weise berücksichtigt. Analog zur winkelabhängigen Messung umfasst die Abbildung alle vier Terminierungen. Der maximale Gewinn wird für die Leerlauf-Terminierung in Luft erreicht und liegt unter $-6\ \text{dBi}$ über den gesamten Frequenzbereich.

Die Messungen des Abstrahlverhaltens der Messspitze T750-GSG-25-BT im WM-380 Frequenzband ist analog durchgeführt worden. Die Messspitzenhersteller bieten in diesen Frequenzbändern ausschließlich Kalibrationsstandards mit Leitungen unterschiedlicher Länge (mTRL, engl. multiline-thru-reflect-line) an, da aufgrund der hohen Frequenz der Aufbau von $50\ \Omega$ -Terminierungen erschwert ist. Außerdem befinden sich die Leerlauf-Terminierungen und Kurzschluss-Terminierungen der mTRL-Substrate nicht direkt im Bereich der Kontaktflächen, d. h. unter der Messspitze, sondern am Ende eines zusätzlichen Leitungssegmentes. Für das Kalibrationssubstrat 172-885 von FormFactor für einen Kontaktabstand von $25\ \mu\text{m}$ beträgt die Länge des Leitungssegmentes ca. $50\ \mu\text{m}$. In diesem Fall überlagert sich das vom Leitungssegment emittierte Feld mit dem Feld der Messspitze, welches zur Beeinträchtigung des ermittelten Messspitzen-Gewinns führt. Aus diesem Grund wird die Messspitze im WM-380 Frequenzband nur mit einer Leerlauf-Terminierung in Luft charakterisiert. Der höchste Messspitzen-Gewinn ist für diese Art der Terminierung

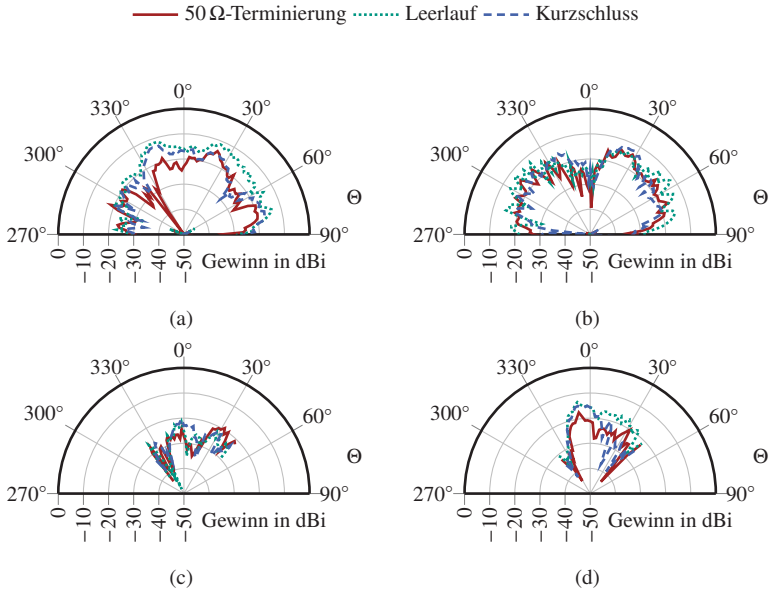


Abbildung 4.17: Richtdiagramme der Messspitze bei Kontaktierung auf einem CS-15 Kalibrationssubstrat bei 415 GHz: (a) $\Psi = 0^\circ$ gerader Hohlleiter, (b) $\Psi = 0^\circ$ getwisteter Hohlleiter, (c) $\Psi = -90^\circ$ gerader Hohlleiter, (d) $\Psi = -90^\circ$ getwisteter Hohlleiter, [8] © 2025 IEEE.

zu erwarten und stellt eine Extremwertbetrachtung dar.

Zwei Messspitzen desselben Typs werden charakterisiert, um zu zeigen, dass die Abweichungen aufgrund der Messspitzen-Herstellung vernachlässigbar sind. Der maximale frequenzabhängige Gewinn der T750-GSG-25-BT Tastspitzen ist in Abbildung 4.19 für die beiden Schnittebenen $\Psi = 0^\circ$ und $\Psi = -90^\circ$ dargestellt. Die Messungen zeigen, dass der Gewinn der T750-GSG-25-BT Messspitze im Vergleich zur T500-S-GSG-50-BT Messspitze im WM-570 Frequenzband höher ist. Beide T750-GSG-25-BT Messspitzen haben einen ähnlichen maximalen Gewinn, der für $\Psi = 0^\circ$ bei der Messung mit einem geraden Hohlleiter am Empfänger am höchsten ist. Insgesamt liegt der im gesamten Frequenzband ermittelte maximale Gewinn unter -2 dBi.

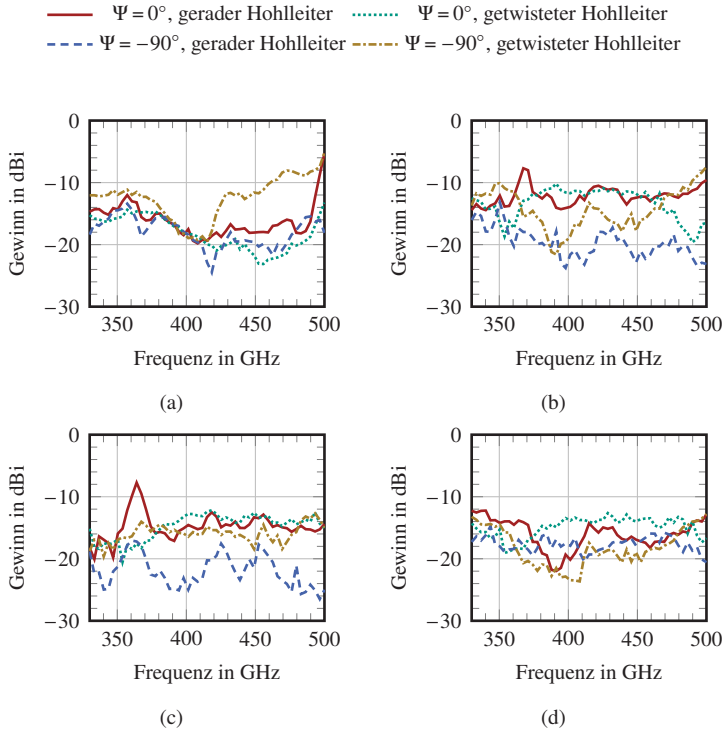


Abbildung 4.18: Maximaler Gewinn der Messspitze im WM-570 Frequenzband: (a) Leerlauf in Luft, (b) Leerlauf CS-15 (c) Kurzschluss CS-15, (d) 50 Ω -Terminierung CS-15, [8] © 2025 IEEE.

4.7 Schlussfolgerungen zum Aufbau des Antennenmessplatzes

Es ist ein Antennenmessplatz für die Frequenzbänder WM-570 (330 GHz bis 500 GHz) und WM-380 (500 GHz bis 750 GHz) entworfen und realisiert worden, der sowohl zur Messspitzen-basierten Charakterisierung von Antennen-Prototypen als auch zur Charakterisierung von Antennen verwendet werden kann, die in Sendemodule integriert sind und von diesen gespeist werden. Das System ist zur Messung im Fernfeld ausgelegt und ermöglicht durch eine

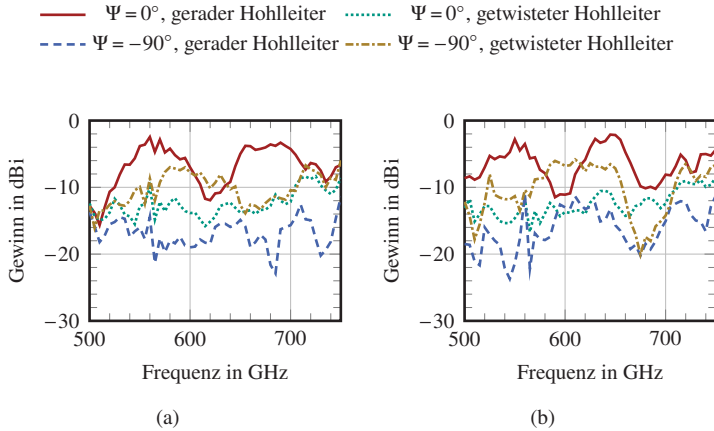


Abbildung 4.19: Maximaler Gewinn der Messspitze im WM-380 Frequenzband bei Leerlauf in Luft: (a) Messspitze 1, (b) Messspitze 2, [8] © 2025 IEEE.

freistehende Probenhalterung Messungen quasi in Luft, sodass z. B. Antennen charakterisiert werden können, die oberseitig mittels Messspitze kontaktiert werden und rückseitig abstrahlen.

Trotz der hohen Systemdynamik des Messsystems ergeben sich Limitierungen bei der Antennenmessung insbesondere durch die parasitäre Abstrahlung von Messspitzen. Daher ist das Abstrahlverhalten von FormFactor T-Wave Messspitzen in den beiden Frequenzbändern untersucht worden, wobei der maximale Gewinn -6 dBi (WM-570) und -2 dBi (WM-380) beträgt.

Darüber hinaus sind Reflexionen innerhalb des Messaufbaus untersucht worden. Stärkere Reflexionen sind an Flächen der Hohlleiterflansche im Bereich der Empfangsantenne aufgetreten. Die Reflexionen äußern sich bei Richtdiagramm-Messungen in Form von Welligkeiten mit besonders großer Amplitude im Bereich der Hauptstrahlrichtung. Anschließend sind zwei 3D-gedruckte Trägerplatten aus Kunststoff an der Empfangsantenne des Messaufbaus befestigt und mit einem Elastomer-Absorber ausgekleidet worden. Durch die Messung des Richtdiagramms einer Hornantenne ist gezeigt worden, dass die Reflexionen vor allem durch die Form der angebrachten Trägerplatte bestimmt sind. Mithilfe einer runden Form der Trägerplatte sind Mehrfachreflexionen effektiv unterdrückt worden, indem Wellenanteile, die auf die runde Trägerplatte auftreffen, seitlich abgelenkt werden.

5 Prototypen-Messung und Untersuchung von Einflüssen der Messumgebung

Die Charakterisierung des in Kapitel 3 beschriebenen Antennen-Prototypen wird im nachfolgenden Kapitel diskutiert. Teile der Ergebnisse sind bereits in [14] veröffentlicht worden und sind hier geändert oder ergänzt. Messeinflüsse, die aus der Messspitzen-basierten Kontaktierung des Antennen-Prototypen auf einer Probenhalterung resultieren, werden als weiterer Teil dieses Kapitels untersucht. In diesem Zusammenhang wird eine alternative Antennenspeisung basierend auf einem Hohlleiterflansch mit Vakuumkanälen vorgestellt, mit dem Antennenstrukturen ohne Zuhilfenahme von Messspitzen gespeist und ohne weitere Probenhalterungen charakterisiert werden können. Zur Messung werden die Antennenstrukturen auf laserprozessierten Blechen mit Schlitzapertur montiert und auf dem Vakuumflansch fixiert. Die Methode ermöglicht gegenüber Messspitzen-basierten Messungen einen mechanisch unempfindlichen Aufbau und minimiert Einflüsse, die durch Probenhalterungen entstehen. Die Inhalte basieren zum Teil auf den zuvor veröffentlichten Ergebnissen aus [13] und [16] und sind hier zusätzlich geändert oder ergänzt. Diese Messmethode wird abschließend genutzt, um das Abstrahlverhalten von Quarzgläsern bei unterschiedlicher Ausdehnung der umliegenden Massefläche zu untersuchen.

5.1 Charakterisierung des realisierten Antennen-Prototypen

Die Charakterisierung des Antennen-Prototypen aus Kapitel 3 auf dem ein strukturiertes Quarzglas mit 5 mm Kantenlänge montiert ist, erfolgt mithilfe des Antennenmessplatzes im WM-570 Frequenzband. Für die Messungen wird die Antenne auf ihrer Oberseite mittels Messspitzen kontaktiert. Die Haupt-

strahlrichtung befindet sich hingegen auf der Unterseite. Dies erfordert eine Auflage, auf der die Antenne platziert werden kann, die elektromagnetisch nahezu transparent wirkt. Hierzu wird ein Kunststoffrahmen verwendet, auf dem eine 3 mm dicke Schicht ROHACELL® HF montiert ist. Der Probenhalter entspricht der Darstellung aus Abbildung 4.3. ROHACELL® HF ist ein Schaumstoff, der in der Hochfrequenztechnik eingesetzt wird, da er eine Permittivität nahe Luft aufweist ($\epsilon_r \approx 1,04 - 1,09$ [Evo24]). Die Antenne wird im Winkelbereich von $\pm 120^\circ$ um die Hauptstrahlrichtung charakterisiert. Die im Folgenden diskutierten Richtdiagramme beziehen sich ausschließlich auf die H-Ebene, da der einstellbare Winkelbereich in der E-Ebene im Messaufbau limitiert ist. Diese Limitierung folgt aufgrund des optischen Tisches, durch den die E-Ebene verläuft.

Um den Gewinn der AUT ableiten zu können und um die Einflüsse der Kontaktierungsflächen auf dem Chip zu berücksichtigen, ist eine Referenzmessung mittels Hornantennen sowie eine On-Chip-Kalibrierung durchgeführt worden. Die verwendeten Kalibrationssubstrate stammen vom Fraunhofer IAF und beinhalten Strukturen zur Durchführung einer SOL-Kalibration. Die Substrate sind mit dem gleichen InGaAs-Prozess gefertigt worden, dem auch der Antennen-Prototyp entstammt, wodurch auch die Geometrie der Kontaktflächen beibehalten wurde.

Abbildung 5.1 zeigt die kalibrierten Streuparameter der Eingangsreflexion zusammen mit den Simulationsergebnissen über der Frequenz. Die gemessene Mittenfrequenz liegt bei etwa 370 GHz und weicht damit um 2,6 % von

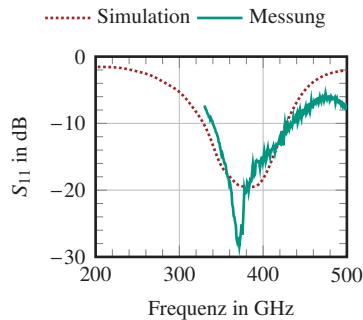


Abbildung 5.1: Simulierte und gemessene Eingangsreflexion des On-Chip Antennen-Prototypen mit strukturiertem Quarzglas [14] © 2022 IEEE.

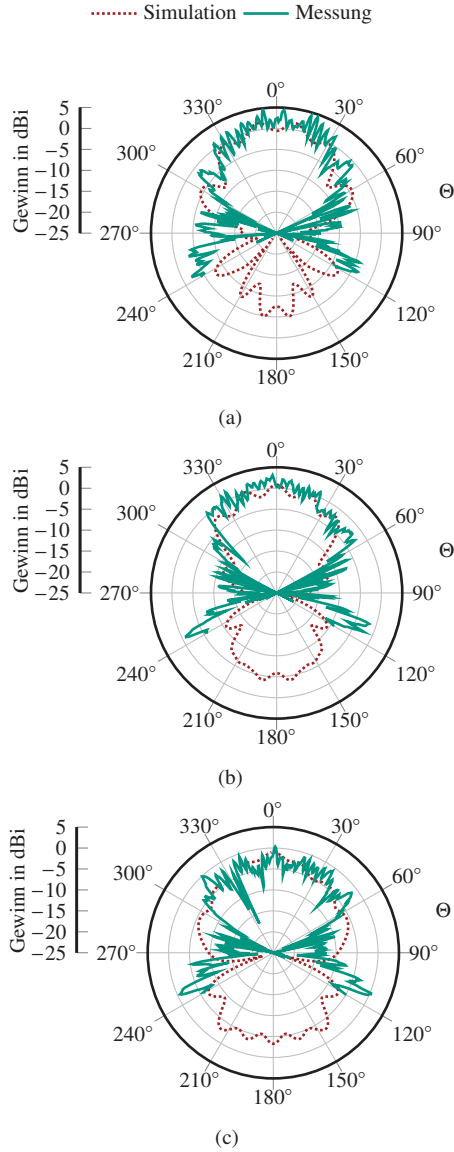


Abbildung 5.2: Gemessene und simulierte Richtdiagramme des Antennen-Prototypen in der H-Ebene: (a) 360 GHz, (b) 380 GHz, (c) 400 GHz, [14] © 2022 IEEE.

der Zielfrequenz von 380 GHz ab. Die gemessene 10 dB-Impedanzbandbreite beträgt etwa 95 GHz, dies entspricht einer relativen Bandbreite von 25 %. Simulations- und Messergebnisse des Richtdiagramms in der H-Ebene bei 360 GHz, 380 GHz und 400 GHz sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Richtdiagramme von Simulation und Messung weisen besonders in der Hauptstrahlrichtung der Antenne einen ähnlichen Verlauf auf. Dennoch sind Welligkeiten mit einer Amplitude von bis zu ca. 3 dB zu erkennen. Darüber hinaus weicht das gemessene Richtdiagramm in den Winkelbereichen, in denen die Antenne von der Kunststoffhalterung verdeckt ist (ca. 60° bis 90° sowie 270° bis 300°), zunehmend von den simulierten Werten ab. Auch die Bereiche in der unteren Halbebene, die der Kontaktierungsseite entspricht und in der sich das metallische Gehäuse der Messspitze befindet, weichen stärker ab. Einflüsse der Messumgebung werden im nachfolgenden Abschnitt im Detail erörtert.

Abbildung 5.3 zeigt den simulierten und gemessenen frequenzabhängigen Gewinn des Antennen-Prototypen in Hauptstrahlrichtung ($\Theta = 0^\circ$). Es ist zu erkennen, dass der gemessene Verlauf dem simulierten Verlauf des Gewinns folgt, jedoch Abweichungen von bis zu 3 dB auftreten. Dies entspricht etwa der Amplitude der Welligkeiten in den Richtdiagrammen, die auch in der Darstellung des frequenzabhängigen Gewinns abgebildet werden.

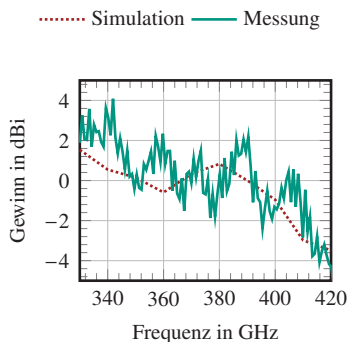


Abbildung 5.3: Simulierter sowie gemessener frequenzabhängiger Gewinn des Antennen-Prototypen in Hauptstrahlrichtung ($\Theta = 0^\circ$).

5.2 Charakterisierung von Antennenstrukturen durch direkte Hohlleiter-Schlitzspeisung

Nachfolgend wird ein Konzept vorgestellt, mit dem Antennenstrukturen im Messaufbau charakterisiert werden können, indem diese über laserprozessierte Bleche mit Schlitzapertur gespeist werden, die unmittelbar am Ende eines Rechteckhohlleiters montiert werden. In [13] wird diese Methode anhand von DRA-Aufbauten im WM-380 Frequenzband diskutiert. Die nachfolgend dargestellten Ergebnisse basieren teilweise auf den vorab durchgeführten Untersuchungen der DRA-Aufbauten im WM-380 Frequenzband. Eine schematische Darstellung der Antennenstrukturen, deren Maße sowie Bilder zu den gefertigten Aufbauten sind in Abschnitt A.2 zu finden. Eine Montage der DRA-Aufbauten am Hohlleiterende ist in [13] durch einen Kunststoffhalter erfolgt, wie in Abbildung 5.4a dargestellt. Zur Reduktion von Einflüssen die durch den Einsatz des Kunststoffhalters entstehen, ist darüber hinaus in [16] die Verwendung eines Hohlleiterflansches beschrieben, bei dem die AUT mittels Vakuumkanälen an dem Flansch fixiert wird.

Der Aufbau des Vakuumflansches ist in Abbildung 5.4b zu erkennen. Dieser ist hier am Ende eines Hohlleiter-Bogens befestigt, der mit einem Erweiterungsmodul verbunden ist. Für die Messung wird die AUT auf den Flansch aufgelegt und mittels Vakuum fixiert, wie in Abbildung 5.4c gezeigt.

Der Vakuumflansch ist in Split-Block-Technik ausgeführt und für die Montage an einem VDI-Hohlleiterflansch vorgesehen. Der schematische Aufbau des Flansches sowie die geometrischen Abmessungen sind in Abbildung 5.5 darge-

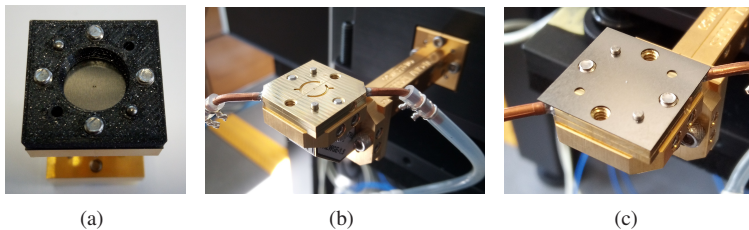


Abbildung 5.4: Messhalterung zur Speisung dielektrischer Strukturen auf laserprozessiertem Blech mit Schlitzapertur: (a) Montage der AUT über Kunststoffhalter [13] © 2023 IEEE, (b) alternative Montage mittels Vakuum-Hohlleiterflansch, (c) DRA-Aufbau befestigt am Vakuumflansch, [16] © 2024 IEEE.

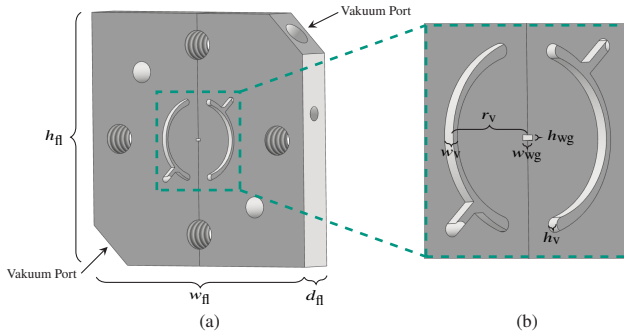


Abbildung 5.5: Schematische Struktur des Vakuumflansches ($h_{fl} = 19,05 \text{ mm}$, $h_{wg} = 285 \mu\text{m}$ (WM-570) / $190 \mu\text{m}$ (WM-380), $w_{fl} = 19,05 \text{ mm}$, $w_v = 500 \mu\text{m}$, $w_{wg} = 570 \mu\text{m}$ (WM-570) / $380 \mu\text{m}$ (WM-380), $d_{fl} = 3 \text{ mm}$, $r_v = 3 \text{ mm}$, $h_v = 500 \mu\text{m}$) [16]
© 2024 IEEE.

stellt. Die Größe des durch den Flansch verlaufenden Hohlleiterkanals ist für die beiden betrachteten Frequenzbänder WM-570 und WM-380 jeweils in der Grafik angegeben. Die Schnittebene der beiden Split-Block-Hälften schneidet die langen Kanten des Hohlleiterkanals, um die Wandströme der TE_{10} -Grundmode nicht zu schneiden. Die Vakuumkanäle sind in einem Abstand $r_v = 3 \text{ mm}$ um das Zentrum des Hohlleiterkanals angeordnet und über eine Bohrung, die diagonal durch die Split-Block-Hälften verläuft, mit einem außen angebrachten Rohr verbunden, siehe Abbildung 5.5 und Abbildung 5.4b. Aufgrund der Lage der Vakuumkanäle können nur zwei Passbohrungen im Flansch positioniert werden, mittels derer eine Ausrichtung zum Messgeräthohlleiter über Passstifte ermöglicht wird. Der Flansch wird in konventioneller CNC-Frästechnik aus Messing gefertigt.

5.2.1 Streuparameter-Messung des Vakuumflansches und Kalibration

Sobald der Vakuumflansch auf dem Flansch des Messsystems montiert ist, stehen keine weiteren Passbohrungen für die Aufnahme von Passstiften von Hohlleiter-Abschlüssen zur Kalibrierung zur Verfügung. Damit ist eine SOL-Kalibrierung nicht möglich. Um die Verluste sowie Fehlanpassung des Vaku-

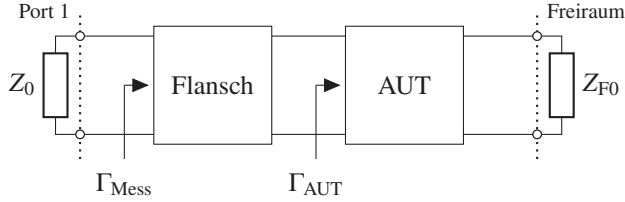


Abbildung 5.6: Schematische Darstellung des Messaufbaus inklusive der für die mathematische Bereinigung der Messergebnisse betrachteten Reflexionskoeffizienten [16]
© 2024 IEEE.

umflansches zu berücksichtigen, sind die Streuparameter des Vakuumflansches separat gemessen worden, sodass die Einflüsse in den späteren Messungen der AUT mathematisch bereinigt werden können. Der schematische Aufbau für die spätere mathematische Berechnung des Reflexionskoeffizienten der AUT ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Zunächst wird der Antennenmessaufbau auf das Ende des Testports des Erweiterungsmoduls (Port 1) kalibriert, d. h. die Referenzebene befindet sich zwischen dem Testport und dem Vakuumflansch. Bei der anschließenden Messungen der AUT wird Γ_{Mess} über den VNA gemessen. Diese Messung setzt sich aus dem Transmissions- und Reflexionsverhalten des Vakuumflansches und der AUT zusammen. Das isolierte Reflexionsverhalten Γ_{AUT} der AUT erfolgt rechnerisch. Der Zusammenhang von Γ_{AUT} und Γ_{Mess} ist über die nachfolgende Gleichung gegeben [Poz12]:

$$\Gamma_{\text{Mess}} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_{\text{AUT}}}{1 - S_{22} \Gamma_{\text{AUT}}}. \quad (5.1)$$

Die Streuparameter $S_{11}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$, die in den Gleichungen enthalten sind, beziehen sich auf das Reflexions- bzw. Transmissionsverhalten des Vakuumflansches. Nach Umstellen der Gleichung kann der Reflexionskoeffizient wie folgt berechnet werden:

$$\Gamma_{\text{AUT}} = \frac{\Gamma_{\text{Mess}} - S_{11}}{(S_{12} S_{21}) + (\Gamma_{\text{Mess}} - S_{11}) S_{22}}. \quad (5.2)$$

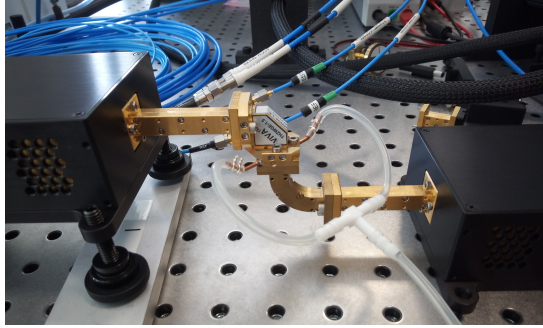


Abbildung 5.7: Messaufbau für die Charakterisierung der Vakuumflansche [16] © 2024 IEEE.

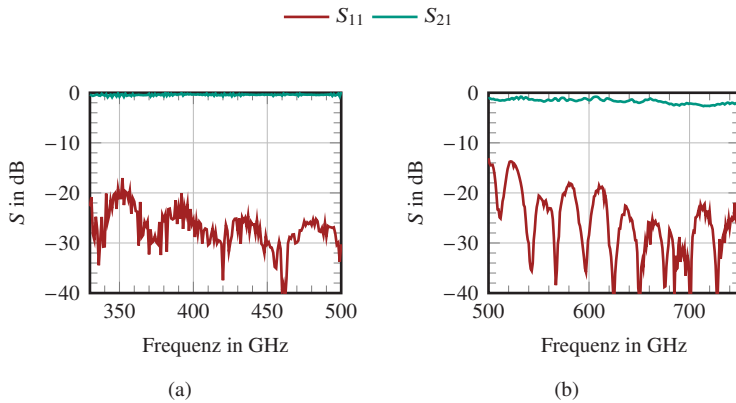


Abbildung 5.8: Gemessene Streuparameter der Vakuumflansche: (a) WM-570, (b) WM-380. Messungen des WM-380 Frequenzbandes entnommen aus [16] © 2024 IEEE.

Der Messaufbau zur Charakterisierung des Vakuumflansches ist in Abbildung 5.7 dargestellt. Der Vakuumflansch befindet sich zwischen zwei 90°-Hohlleiter-Bögen, bei denen nur an einem Flansch Passstifte montiert sind, die durch den Vakuumflansch bis zum gegenüberliegenden Flansch des Hohlleiter-Bogens ragen. Zuvor ist eine SOLT-Kalibrierung (engl. short-open-load-thru) durchgeführt worden, um die Referenzebenen bei der Messung auf die Enden der 90°-Hohlleiter-Bögen zu setzen. Die gemessenen Streuparameter der Vakuumflansche sind in Abbildung 5.8 in den jeweiligen Frequenzbändern dargestellt. Die Eingangsanpassung der Flansche liegt im Bereich von 20 dB (WM-570) und 12 dB (WM-380). Die Einfügedämpfung liegt unterhalb von 1,1 dB (WM-570) und 2,6 dB (WM-380).

5.2.2 Einflüsse der Messhalterungen

Die in [13] vorgestellten DRA-Aufbauten, siehe auch Abschnitt A.2, sind im Antennenmessaufbau sowohl unter Verwendung des Kunststoffhalters aus Abbildung 5.4a als auch unter Verwendung des Vakuumflansches charakterisiert worden. Zusätzlich zu den DRA-Aufbauten ist ein geschlitztes Stahlblech charakterisiert worden, bei der kein dielektrischer Resonator über der Schlitzapertur platziert ist. Die Reflexionskoeffizienten sowie die Richtdiagramme in der E-Ebene und H-Ebene werden im Rahmen von Antennenmessungen bestimmt. In den nachfolgenden Betrachtungen basieren die dargestellten Streuparamete-

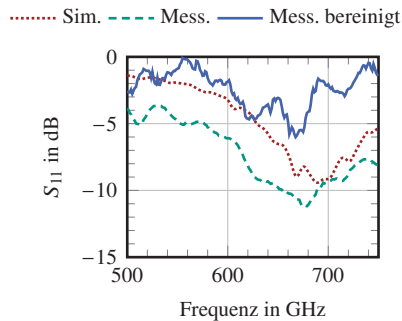


Abbildung 5.9: Simulierte, gemessene sowie zusätzlich bereinigte Streuparameter des geschlitzten Stahlblechs ohne dielektrischem Resonator [16] © 2024 IEEE.

ter auf Messungen mittels Vakuumflansch. Die abgebildeten Richtdiagramme beinhalten Messungen, die mit beiden Halterungen durchgeführt worden sind. Abbildung 5.9 zeigt die Streuparameter der Reflexion für das unbeladene geschlitzte Stahlblech. Hier sind die simulierten Streuparameter zusammen mit den gemessenen Streuparametern dargestellt. Zusätzlich sind die gemessenen und bereinigten Messergebnisse unter Verwendung von Gleichung 5.2 dargestellt. Das unbeladene Stahlblech weist eine Resonanz bei etwa 675 GHz auf. Durch die Bereinigung des Vakuumflansches sollte der gemessene Kurvenverlauf dem Kurvenverlauf der Simulation entsprechen, da diese das isolierte Verhalten der AUT darstellt. Ab einer Frequenz von etwa 625 GHz weichen die Ergebnisse von Simulation und bereinigter Messung zunehmend voneinander ab, wohingegen Simulation und Messung ohne Bereinigung nahezu parallel verlaufen. Es ist daher naheliegend, dass die zunehmenden Abweichungen durch die rechnerische Bereinigung des Vakuumflansches entstehen und womöglich durch Messungenauigkeiten bei der Charakterisierung des Vakuumflansches hervorgerufen werden. Mögliche Ungenauigkeiten entstehen z. B. durch eine Fehlausrichtung bei der Montage mit einer verringerten Anzahl an Passstiften. Da die DRA-Aufbauten für den unteren Bereich des WM-380 Frequenzbandes ausgelegt sind, werden die auftretenden Abweichungen oberhalb von 625 GHz nicht weiter untersucht.

Abbildung 5.10 enthält die simulierten und gemessenen Richtdiagramme des

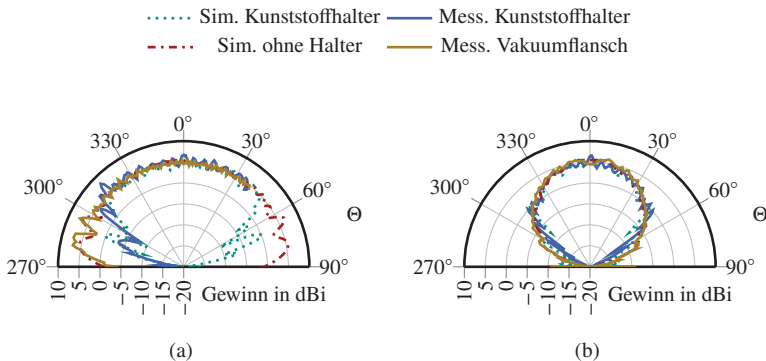


Abbildung 5.10: Richtdiagramme des unbeladenen Stahlblechs bei Messung mit Kunststoffhalter sowie Vakuumflansch bei 675 GHz: (a) E-Ebene, (b) H-Ebene, [16] © 2024 IEEE.

unbelasteten Stahlblechs bei einer Frequenz von 675 GHz. Bei der Messung mittels Kunststoffhalter sind abgeschattete Winkelbereiche vor allem in der E-Ebene sichtbar, da die AUT in dieser Ebene seitlich stärker abstrahlt. In beiden Schnittebenen sind innerhalb der Hauptstrahlrichtung Welligkeiten mit einer Amplitude von etwa 2,5 dB sichtbar. Zusätzlich sind Simulations- und Messergebnisse enthalten, die mit dem Vakuumflansch durchgeführt worden sind. Für die Simulation der Antenne bei Speisung mittels Vakuumflansch wird eine ebene Metalloberfläche angenommen, bei der keine Bauteile in den oberen Halbraum ragen. Simulation und Messung weisen eine hohe Ähnlichkeit auf. Der Vergleich der Simulationen und Messungen mit Kunststoffhalter und Vakuumflansch zeigt hier, dass durch den Vakuumflansch abgeschattete Winkelbereiche (ca. 60° bis 90° sowie 270° bis 300°) vermieden werden und die Höhe der Welligkeiten auf weniger als 1 dB reduziert wird.

Der Vakuumflansch wird zusätzlich verwendet, um einen DRA-Aufbau zu charakterisieren. Aufgrund der geringen Abmessungen des dielektrischen Resonators im Bereich von wenigen hundert Mikrometern ist dieser in Abbildung 5.4c nur als kleiner Punkt zu sehen. Vergrößerte Aufnahmen des Resonators sind in Abschnitt A.2 zu finden. Die simulierten und gemessenen Reflexionskoeffizienten des DRA-Aufbaus sind analog zum unbelasteten Stahlblech in Abbildung 5.11 dargestellt. Die Mittenfrequenz der DRA liegt bei etwa 511,25 GHz, sodass die Richtdiagramme der Antenne in Abbildung 5.12 für diesen Frequenzpunkt dargestellt sind. In der E-Ebene wird bei der Messung mit dem Vakuumflansch eine Nebenkeule der Antenne gemessen, die bei der Messung

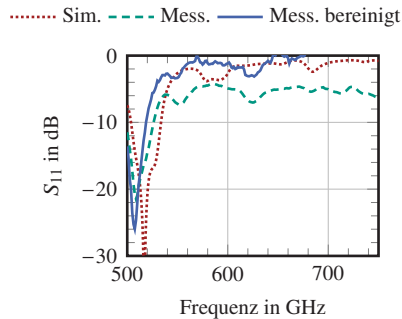


Abbildung 5.11: Simulierte, gemessene sowie zusätzlich bereinigte Streuparameter der DRA [16]
© 2024 IEEE.

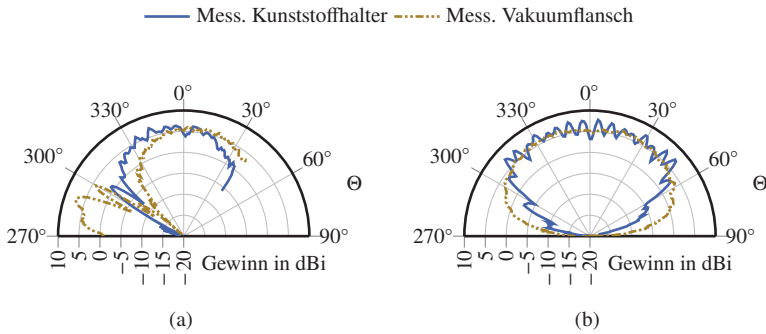


Abbildung 5.12: Richtdiagramme des DRA-Aufbaus für die Messung mit Kunststoffhalter sowie Vakuumflansch bei 511,25 GHz: (a) E-Ebene, (b) H-Ebene, [16] © 2024 IEEE.

mit der Kunststoffhalterung im abgeschatteten Bereich liegt und folglich nicht gemessen wird. Auch die Welligkeit der DRA-Messung ist von etwa 2,5 dB (Kunststoffhalterung) auf weniger als 1 dB (Vakuumflansch) gesunken, was vor allem im Richtdiagramm der H-Ebene zu erkennen ist, siehe Abbildung 5.12b.

5.2.3 Charakterisierung von Quarzgläsern mittels Vakuumflansch

Im vorigen Abschnitt sind die Vorteile der Hohlleiter-Speisung mittels Vakuumflansch dargestellt. Nachfolgend wird dieses Konzept für die Charakterisierung von Quarzglas-Zuschnitten mit einer Kantenlänge von 700 μm angewendet, die im Zusammenhang des On-Chip Antennenkonzeptes in Abschnitt 3.3 beschrieben sind. Es soll das Abstrahlverhalten der Quarzgläser in einem mechanisch stabilen Aufbau und unter Minimierung möglicher Reflexionen der Messumgebung untersucht werden.

Zu diesem Zweck sind zwei Antennen nach dem oben beschriebenen Konzept aufgebaut worden, die in Abbildung 5.13 dargestellt sind. Es handelt sich zum einen um einen Aufbau mit ausgedehnter Massefläche, siehe Abbildung 5.13a sowie einen Aufbau, bei dem in der E-Ebene einseitig eine Aussparung in die Massefläche prozessiert ist, siehe Abbildung 5.13b. Die Kante der Aussparung ist in einem Abstand von 500 μm vom Antennen-Zentrum entfernt

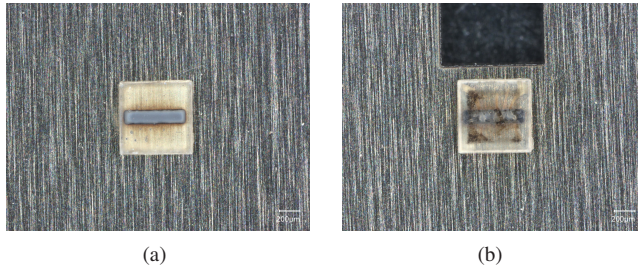


Abbildung 5.13: Antennen-Aufbauten basierend auf Quarzgläsern mit einer Kantenlänge von $700\ \mu\text{m}$, die auf laserprozessierten Stahlblechen mit Schlitzapertur montiert sind: (a) durchgehende Massefläche, (b) einseitige Aussparung der Massefläche entlang der E-Ebene.

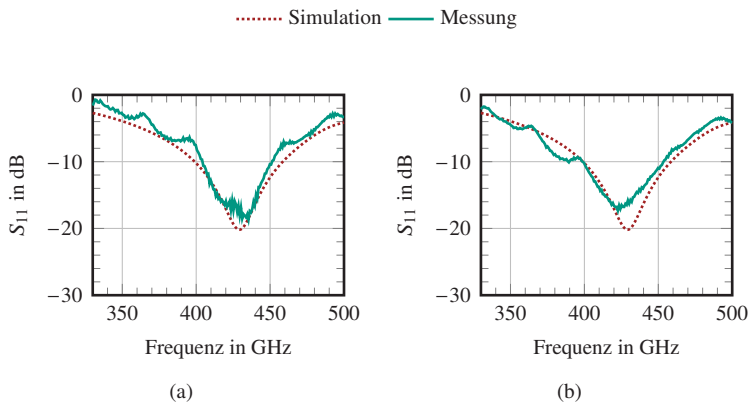


Abbildung 5.14: Simulierte und gemessene Streuparameter der Quarzglas-basierten Antennen mit Hohlleiter-Schlitzspeisung: (a) durchgehende Massefläche, (b) einseitige Aussparung der Massefläche entlang der E-Ebene.

und besitzt eine Breite von 1 mm. Diese Geometrie ist an die spätere Geometrie des integrierten Antennenaufbaus mit aktiven Schaltungen angelehnt und ermöglicht es, die Effekte einer endlichen und zudem asymmetrischen Masseausdehnung zu untersuchen. Die Geometrie der Schlitzapertur ist für das WM-570 Frequenzband in Kombination mit dem Quarzglas angepasst. Die Größe des Schlitzes beträgt aufgrund der Laserprozessierung des 200 μm dicken Stahlblechs auf der dem Resonator zugewandten Seite 585 $\mu\text{m} \times 130 \mu\text{m}$ sowie auf der dem Vakuumflansch zugewandten Seite 565 $\mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$.

Die simulierten und gemessenen Streuparameter der Eingangsreflexion sind in Abbildung 5.14 zu erkennen. In den Messungen sind die Einflüsse des Vakuumflansches herausgerechnet. Die Aufbau-Varianten mit durchgehender als auch ausgesparter Massefläche unterscheiden sich in ihrer Eingangsanpassung sowohl in der Simulation als auch Messung nur geringfügig voneinander. Die maximale Abweichung zwischen Simulation und Messung beträgt ca. 4 dB.

Darüber hinaus ist das Abstrahlverhalten der beiden Aufbauten in der E-Ebene und H-Ebene gemessen worden. Die Richtdiagramme bei einer Frequenz von 430 GHz sind in Abbildung 5.15 zusammen mit den Simulationen gezeigt. Die Kurvenverläufe der Richtdiagramme aus Simulation und Messung ähneln einander. In den gemessenen Richtdiagrammen sind zusätzliche Welligkeiten zu erkennen, die wie in Unterabschnitt 5.2.2 diskutiert, durch Reflexionen in der Messumgebung verursacht werden können. Die Abweichungen des gemessenen Gewinns beträgt für den Aufbau mit geschlossener Massefläche, siehe Abbildung 5.15a und Abbildung 5.15b in den beiden Ebenen bis zu ca. 5 dB. In Abbildung 5.15c ist das Richtdiagramm des Aufbaus mit Aussparung der Massefläche in der E-Ebene dargestellt. Es ist zu erkennen, dass sich durch die Aussparung insgesamt drei Keulen ausbilden. Die Keule um $\Theta = 30^\circ$ ist in Richtung der Aussparung verkippt. Die Keule ist gegenüber der Simulation verbreitert, in diesem Zusammenhang liegt der gemessene Gewinn in der H-Ebene, siehe Abbildung 5.15d, um ca. 6 dB über den Werten der Simulation.

5.3 Schlussfolgerungen zur Charakterisierung von Antennen-Prototypen

Die Messspitzen-basierte Charakterisierung des Antennen-Prototypen aus Kapitel 3 zeigt, dass der Antennenaufbau robust gegenüber auftretenden Fertigungstoleranzen ist und mit hinreichender Genauigkeit gefertigt werden kann,

da Simulation und Messung sowohl hinsichtlich der Eingangreflexion als auch bezüglich des Abstrahlverhaltens ähnliche Kurvenverläufe aufweisen. Die gemessene 10 dB-Impedanzbandbreite in Höhe von 95 GHz liegt ca. 5 % unter der simulierten Bandbreite. Daneben beträgt die Frequenzabweichung zwischen Simulation und Messung bezogen auf die Mittenfrequenz ca. 2,6 %. In den Richtdiagrammen folgen die mittleren Verläufe aus Simulation und Messung einander. Dennoch treten Abweichungen des absoluten realisierten Gewinns speziell in Winkelbereichen auf, in denen die Antenne von der Probenhalterung verdeckt wird. Weitere Abweichungen liegen in Form von Welligkeiten mit einer Amplitude von bis zu ca. 3 dB vor.

Diesbezüglich sind die Einflüsse der Messumgebung mithilfe von Antennenstrukturen untersucht worden, die am Ende eines Rechteckhohlleiters montiert werden können. Die Montage ist hierbei zum einen durch einen Kunststoffrah-

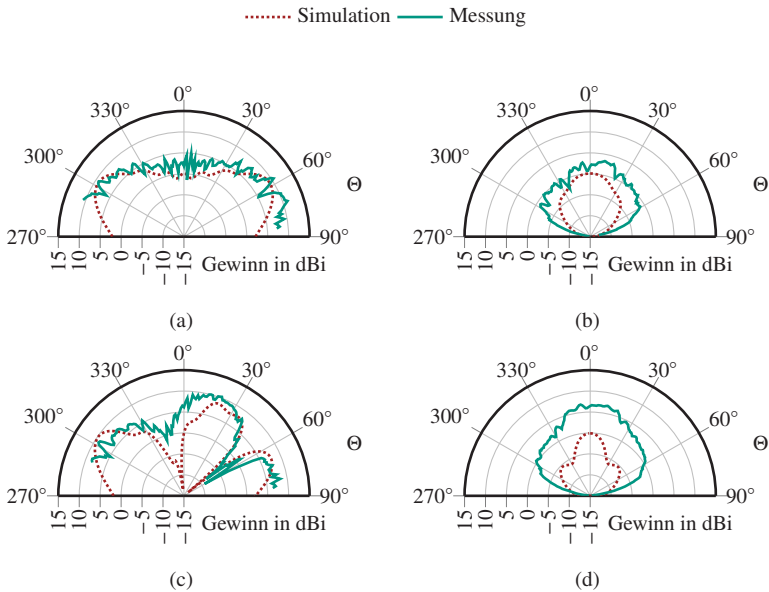


Abbildung 5.15: Simulierte und gemessene Richtdiagramme der Quarzglas-basierten Antennen mit Hohlleiter-Schlitzspeisung bei 430 GHz: (a) durchgehende Massefläche E-Ebene, (b) durchgehende Massefläche H-Ebene, (c) einseitige Aussparung der Massefläche E-Ebene, (d) einseitige Aussparung der Massefläche H-Ebene.

men, der sich im Halbraum der Antenne befindet, und zum anderen durch einen eigens entwickelten Vakuumflansch erfolgt, durch den jegliche Montageteile im Halbraum der Antenne vermieden werden. Auf diese Weise ist gezeigt worden, dass sowohl Abschattungen als auch auftretende Welligkeiten maßgeblich durch die Messhalterung hervorgerufen werden, an denen Reflexionen entstehen. Besonders kritisch ist dies bei Antennen mit großen Öffnungswinkeln.

Das Messkonzept ist darüber hinaus als mechanisch stabile Alternative verwendet worden, um das Abstrahlverhalten von Quarzglas-basierten Antennen bei unterschiedlicher Ausdehnung der umliegenden Massefläche zu untersuchen. Eine asymmetrische Aussparung der Massefläche in der E-Ebene nahe der Quarzglas-Kante führt zu einer Kantenabstrahlung, durch die sich eine weitere Keule ausbildet, die in Richtung der Aussparung geneigt ist. Dies zeigt, dass die Masseausdehnung bei Antennen mit großen Öffnungswinkeln und Speisung über eine Schlitzapertur besonders kritisch ist. Für eine Chip-Integration derartiger Antennenkonzepte muss daher die Ausdehnung der Massefläche und Platzierung der Antenne auf dem Chip berücksichtigt werden.

6 Systemintegration der Antennen und Aufbau eines Demonstrators

Im folgenden Kapitel werden Prozess- und Optimierungsschritte zur Verarbeitung von S-MMICs des Fraunhofer IAF mittels IBI-Technologie diskutiert. Ziel ist der Aufbau von Sende- und Empfangsmodulen mit S-MMICs, in denen die in dieser Arbeit entwickelte Antenne integriert ist. Zunächst wird die Flip-Chip-Prozessierung von Teststrukturen auf laserstrukturierten Trägersubstraten diskutiert. Ziel der Untersuchung ist es, eine mechanisch und elektrisch zuverlässige Verbindung zwischen Chips und Trägersubstraten sicherzustellen. Teile der dargestellten Ergebnisse sind zuvor in [15] veröffentlicht worden. Die Inhalte sind hier in Teilen verändert oder ergänzt worden. Ein weiterer Teil dieses Kapitels ist die Integration der einzelnen Komponenten zu einem funktionsfähigen FMCW-Radarsystem.

6.1 Flip-Chip-Prozessierung von Indium-Kontaktierungen

Die im Rahmen der Arbeit verwendeten S-MMICs sind zur Flip-Chip-Montage mittels IBI-Technologie vorgesehen. Flip-Chip-Technologien bieten gegenüber der klassischen Bonddrahttechnologie den Vorteil, dass hohe Kontaktierungsdichten, d. h. Anzahl an Kontakten pro Fläche erreicht werden können [BS19]. Die vergleichsweise geringe Induktivität der Flip-Chip-Verbindungen gegenüber Bonddraht-Verbindungen erleichtert zudem die Realisierung von Leitungsübergängen, die an eine Systemimpedanz von $50\,\Omega$ angepasst sind und über entsprechend hohe Bandbreiten genutzt werden können [BS19]. Problematisch bei Bonddraht-Verbindungen ist ihre hohe Induktivität, die eine Anpassung an eine Impedanz von $50\,\Omega$ erschwert. Es existieren Techniken zum Aufbau breitbandiger Bonddraht-Verbindungen, bei denen die Bonddrähte in

ein Dielektrikum eingebettet werden, um dennoch eine Leitungsimpedanz von $50\ \Omega$ zu erreichen [VHG⁺24]. Dies ist jedoch mit zusätzlichen Prozessierungsschritten verbunden.

Bei der Flip-Chip-Prozessierung werden im Allgemeinen verschiedene Verfahren angewendet, um die Verbindungspartner zu fügen. Viele der Verfahren basieren auf Wärme- und Krafteintrag sowohl statisch als auch dynamisch (Ultraschall). Das hier vorgestellte Flip-Chip-Verfahren mit Indium als Kontaktierungsmaterial stellt ein Wiederaufschmelz-Lötverfahren (engl. Reflow) dar. Durch das thermische Aufschmelzen des Indiums auf die Kontaktflächen der Verbindungspartner ist lediglich ein geringfügiger externer Krafteintrag bei der Prozessierung notwendig, um den thermischen Kontakt sicherzustellen. Durch den niedrigen Schmelzpunkt von Indium in Höhe von $156\ ^\circ\text{C}$ [KCC⁺21] ist im Vergleich zu anderen Kontaktierungsmaterialien eine Verarbeitung bei vergleichsweise geringer thermischer Belastung möglich.

Durch die hohe Elastizität von Indium (E-Modul $\approx 10,8\ \text{GPa}$ [Car18]) im Vergleich zu Gold (E-Modul $\approx 74,5\ \text{GPa}$ - $79,9\ \text{GPa}$ [Car18]) kommt Indium insbesondere dann zum Einsatz, wenn die thermischen Ausdehnungskoeffizienten der verwendeten Halbleiter- und Substratmaterialien stark voneinander abweichen. Große Schwankungen der Temperatur führen schließlich zu Scherspannungen, die die elektrischen Verbindungen mechanisch belasten und durch die Elastizität des Indiums ausgeglichen werden [KCC⁺21].

6.1.1 Testchip zur Optimierung des Flip-Chip-Prozesses

Zur Evaluierung des Flip-Chip-Prozesses werden Testchips mit Leitungsstrukturen verwendet, auf denen Indium-Bumps platziert sind, siehe Abbildung 6.1. Die Chips basieren auf dem InGaAs-Prozess des Fraunhofer IAF und sind dort entwickelt und hergestellt worden. Die Größe der Chips beträgt $1250\ \mu\text{m} \times 500\ \mu\text{m}$ und die Größe der darauf platzierten 168 Indium-Bumps beträgt ca. $15\ \mu\text{m} \times 15\ \mu\text{m}$ in Breite und Länge sowie ca. $5\ \mu\text{m}$ in der Höhe. Der quadratische Querschnitt und die Höhe ergeben sich aus der Einbettung des Indiums in Hohlräume, die in einer dielektrischen Schicht auf dem Chip verarbeitet sind. Die Leitungsstrukturen L1 und L2 werden mit je zwei Kontakten elektrisch mit dem Trägersubstrat verbunden. L3 und L4 bestehen hingegen aus einer Vielzahl an Leitungssegmenten, die alternierend mit dem Trägersubstrat verbunden werden, um eine geschlossene Leitung zu bilden. Hier erhöht die

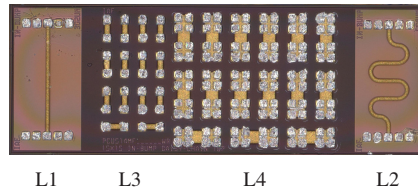


Abbildung 6.1: InGaAs-Testchip des Fraunhofer IAF mit vier verschiedenen Leitungsstrukturen zur Montage mittels IBI-Technologie [15] © 2025 IEEE.

große Anzahl der seriellen Verbindungen die Wahrscheinlichkeit fehlerhafter Kontaktierungen, die bei der Durchführung elektrischer Tests in Form hoher Übergangswiderstände leichter zu erkennen sind.

6.1.2 Trägerplatine zur Montage des Testchips

Trägersubstrate für die Montage der Testchips, siehe Abbildung 6.2a, bestehen aus $254\text{ }\mu\text{m}$ dickem Aluminiumoxid (Reinheit $\geq 99,6\%$), das mit einer 150 nm dicken Haftschrift aus Wolframtitan (TiW) und einer $2\text{ }\mu\text{m}$ dicken Goldschicht beschichtet ist. Das Trägersubstrat bildet das Gegenstück zum Testchip. Es verbindet die isolierten Leitungssegmente des Testchips und ermöglicht die Kontaktierung mit Messspitzen über vergleichsweise große Metallflächen zur Durchführung von DC-Messungen. Die Gesamtgröße des Trägersubstrates beträgt $5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$, wobei die kleinsten Strukturgrößen $25\text{ }\mu\text{m}$ in der Leiterbreite und $25\text{ }\mu\text{m}$ in der Spaltbreite betragen. Die Leitungsstrukturen werden mit einem LPKF ProtoLaser R4 Laserablationssystem hergestellt.

6.1.3 Prozessschritte der Flip-Chip-Montage

Die Flip-Chip-Bearbeitung der Indium-Bumps stellt hohe Anforderungen an die Ausrichtungsgenauigkeit zwischen Chip und Trägersubstrat sowohl in Bezug auf den Versatz zueinander als auch auf die Parallelität der Oberflächen. Die Größe der Kontaktflächen auf dem Trägersubstrat beträgt $25\text{ }\mu\text{m}$. Bei einem Durchmesser der Bumps von $15\text{ }\mu\text{m}$ muss der seitliche Versatz unter $5\text{ }\mu\text{m}$ liegen, um eine vollständige Überlappung der Kontakte von Chip und Träger-

substrat zu gewährleisten. Darüber hinaus werden Höhenunterschiede durch den Indium-Bump aufgrund seiner geringen Höhe nur in begrenztem Maße überbrückt.

Indium bildet in Luftatmosphäre eine dünne oberflächliche Oxidschicht, typischerweise im Bereich von wenigen Nanometern [SC09]. Diese wird vor dem Aufschmelzen mithilfe von Ameisensäure entfernt und eine Neubildung durch die Bearbeitung in Stickstoffatmosphäre verhindert. Der Schmelzpunkt von reinem Indium liegt bei $156\text{ }^{\circ}\text{C}$ [KCC⁺97]. Indiumoxid hat einen deutlich höheren Schmelzpunkt, sodass beim Aufschmelzen höhere Temperaturen erforderlich wären. Ein kontrolliertes und lokales Aufschmelzen des nicht oxidierten Indiums auf den leitenden Strukturen des Trägersubstrats ist in diesem Fall erschwert [KCC⁺97].

Die Chips und Trägersubstrate werden in einem vollautomatischen FINEPLACER® femto 2 Flip-Chip-Bonder mit Sub-Mikrometer-Präzision bearbeitet. Dabei wird eine hohe Oberflächenparallelität zwischen den Bauteilen durch selbstbalancierende Werkzeuge erreicht, die in einer kugelförmigen Vakuum-Aufnahme gelagert sind. Für die Chip-Montage wird das Trägersubstrat auf einer Heizplatte des beweglichen Maschinentisches befestigt, die von einer Prozessgaskammer umgeben ist. Die Fixierung des Chips erfolgt an einem Schwenkarm der Maschine, der auf das Substrat abgesetzt werden kann. Substrat und Chip werden mithilfe eines Dual-Kamera-Systems mit automatischer Bilderkennung zueinander ausgerichtet, siehe Abbildung 6.2b.

Vor der Montage wird die Prozessgaskammer mit Stickstoff geflutet. Der Chip

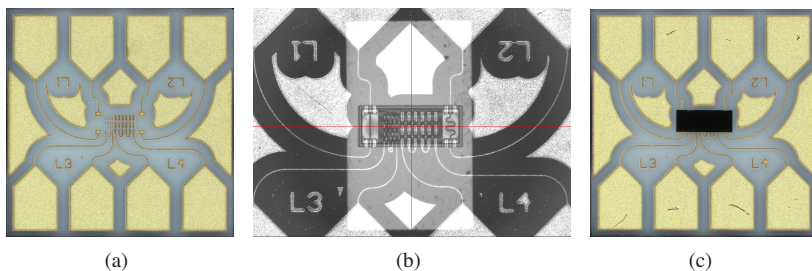


Abbildung 6.2: Trägersubstrat zur Montage des Testchips: (a) unbestücktes Substrat [15] © 2025 IEEE, (b) überlagerte Darstellung von Testchip und Trägersubstrat bei der Ausrichtung und Montage im Flip-Chip-Bonder, (c) auf Trägersubstrat montierter Testchip.

wird dabei in einem Abstand von 100 μm über dem Trägersubstrat positioniert, sodass ein kontinuierlicher Gasfluss zwischen dem Chip und dem Substrat entsteht. Die Indium-Bumps werden mit einem Gasmisch aus Stickstoff und Ameisensäure für eine Dauer von 30 s vorbehandelt, um die oberflächigen Oxidschichten zu entfernen. Die Durchflussrate beträgt zwei Liter pro Minute, wobei die Größe der Prozessgaskammer 53 mm in der Breite und Länge und 3 mm in der Höhe beträgt, sodass das Kammervolumen etwa viermal pro Sekunde ausgetauscht wird.

Die weiteren Prozessschritte erfolgen in einer reinen Stickstoffatmosphäre bei einer zum vorherigen Prozessschritt identischen Flussrate. Der Chip wird auf dem Substrat platziert und die Bondkraft mit einem Bondkraftmodul für die gesamte Dauer des Bondprozesses auf einen konstanten Zielwert geregelt. Die Indium-Bumps werden durch thermischen Kontakt mit der Oberseite des Trägersubstrates auf eine Zieltemperatur von 220 °C aufgeheizt. Die Aufheizrampe beträgt ein Kelvin pro Sekunde. Nach Erreichen der Zieltemperatur wird die Temperatur über eine Plateauphase von 30 s gehalten. Schließlich werden die Proben mit einer Rampe von ein Kelvin pro Sekunde auf unter 60 °C abgekühlt. Der vollständige Aufbau ist in Abbildung 6.2c dargestellt.

6.1.4 Elektrische Charakterisierung der Verbindungen

Um die ohmschen Verluste der montierten Teststrukturen einordnen zu können, wurden Referenzstrukturen mit durchgehenden Leitungen hergestellt, siehe Abbildung 6.3. Die gemessenen Widerstände der einzelnen Segmente L1 bis

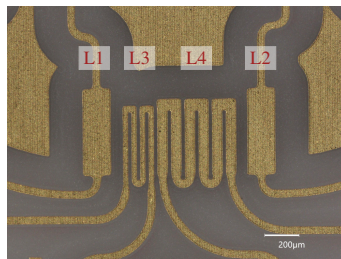


Abbildung 6.3: Referenzstruktur zur Abschätzung des Widerstandes der Speiseleitungen [15]
© 2025 IEEE.

Tabelle 6.1: Widerstandsmessung der Referenzstruktur [15] © 2025 IEEE.

Probe	R_{L1} in Ω	R_{L2} in Ω	R_{L3} in Ω	R_{L4} in Ω
I	1,58	1,57	2,88	2,63
II	1,79	1,66	2,80	2,70
III	1,60	1,58	2,57	2,52
IV	1,75	1,79	2,92	2,63

Tabelle 6.2: Widerstandsmessung der Teststrukturen des montierten Testchips [15] © 2025 IEEE.

Probe	Bondkraft in mN/Bump	R_{L1} in Ω	R_{L2} in Ω	R_{L3} in Ω	R_{L4} in Ω
A	10,0	2,6	2,9	4,6	3,1
B	13,3	2,4	2,7	4,3	3,0
C	16,7	2,5	2,8	5,7	3,0
D	20,0	2,5	2,8	4,5	3,1
E	26,7	2,4	2,8	4,4	3,0

L4 von vier Referenzaufbauten sind in Tabelle 6.1 aufgeführt. Im Folgenden werden fünf Testchips auf Trägersubstraten montiert und gemessen. Die eingestellten Bondkräfte bei der Flip-Chip-Montage werden zwischen 10 mN/Bump und 26,7 mN/Bump variiert. Tabelle 6.2 gibt einen Überblick über die gemessenen Widerstände der Proben. Es ist zu erkennen, dass die gemessenen Widerstände nahezu unabhängig von den verwendeten Bondkräften sind. Die Bumps sind in Vertiefungen einer dielektrischen BCB-Polymer-Schicht auf dem Chip eingebettet. Die Polymer-Schicht führt zu einer definierten Zustelltiefe während des Flip-Chip-Prozesses und verhindert, dass benachbarte Kontakte durch überlaufendes Material kurzgeschlossen werden. Die ermittelten Widerstandswerte sind deutlich höher als die Werte der Referenzstruktur. Die größte Abweichung besteht bei L3. Die Chips werden vom Substrat getrennt, um die Kontaktierung visuell zu überprüfen, siehe Abbildung 6.4b. Auf den Metalloberflächen sind Ablagerungen aus der Laserbearbeitung zu erkennen, die die Haftung des Indiums verringern. Außerdem ist die Menge an Indium auf den Testchips teilweise zu gering, um einzelne Bump-Positionen zu kontaktieren.

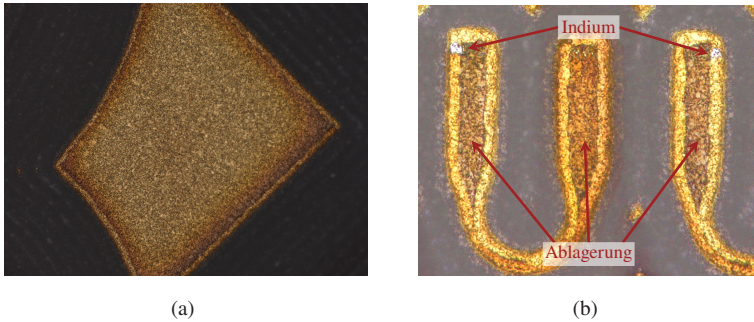


Abbildung 6.4: Dunkle Ablagerungen durch Laserprozessierung im Bereich der Leiterkanten (a). Indium-Anhaftungen an freiliegenden Leiterkanten (b), [15] © 2025 IEEE.

6.1.5 Laserreinigung der Trägersubstrate

Prozessablagerungen auf den leitfähigen Strukturen des Trägersubstrates sind weder in einem Ultraschallbad mit Isopropanol oder Aceton noch in einem erhitzten Säurebad mit hoch konzentrierter Salzsäure oder Schwefelsäure zu entfernen. Es wird daher versucht, die Ablagerungen durch eine weitere Laserablation zu entfernen. Ein vollflächiger Materialabtrag im Bereich von wenigen Nanometern wird erreicht, indem das Werkstück mit geringer Laserleistung und einem defokussierten Laserstrahl, d. h. $200\text{ }\mu\text{m}$ außerhalb der Fokusebene bearbeitet wird. Die Fluenz beträgt hier ca. $0,11\text{ J/cm}^2$ im Vergleich zu einer Fluenz von ca. $3,97\text{ J/cm}^2$ im vorherigen Strukturierungsprozess. Abbildung 6.5 zeigt das Ergebnis einer teilweise lasergereinigten Leiterplatte aus demselben Aluminiumoxid-Substratmaterial.

Weitere Proben sind mit dem optimierten Laserstrukturierungsprozess und einer erhöhten Indiummenge aufgebaut und vermessen worden. Aufgrund der Einbettung der Bumps in der BCB-Polymer-Schicht ist die Güte der Flip-Chip-Verbindungen nahezu unabhängig von den aufgetragenen Bondkräften. Es ist daher eine mittlere Bondkraft von 20 mN/Bump verwendet worden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 6.3 aufgeführt. 28 der insgesamt 32 charakterisierten Strukturen (87,5 %) weisen Widerstandswerte auf, die nahe an den Werten der Referenzstrukturen liegen. Mit dem optimierten Prozess weisen die Strukturen L1 und L4 Widerstandswerte auf, die nur wenige Hundert Milliohm höher sind als der Widerstand der Referenzstruktur. Die Widerstandswerte der Strukturen

Tabelle 6.3: Widerstandsmessung der Teststrukturen bei Montage der Testchips auf den optimierten Trägersubstraten [15] © 2025 IEEE.

Probe	Bondkraft in mN/Bump	R_{L1} in Ω	R_{L2} in Ω	R_{L3} in Ω	R_{L4} in Ω
1	20,0	1,6	1,4	2,5	3400
2	20,0	1,4	1,4	2,5	335
3	20,0	1,73	1,75	2,69	2,39
4	20,0	1,67	1,66	2,73	2,35
5	20,0	1,68	1,62	2,66	2,25
6	20,0	1,62	1,63	2,67	-
7	20,0	1,63	1,61	-	2,35
8	20,0	1,62	1,62	2,66	2,30

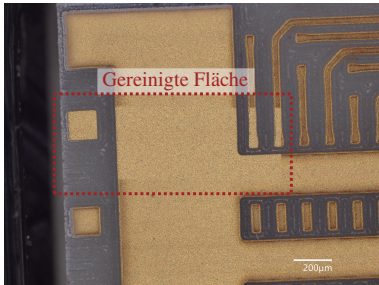


Abbildung 6.5: Partielle Entfernung der Prozessrückstände vom Substrat mittels oberflächiger Laserablation [15] © 2025 IEEE.

L3 und L4 liegen teilweise unterhalb der durchschnittlichen Widerstandswerte der Referenzstrukturen. Das Indium nimmt einen großen Flächenanteil im Bereich der Leitungssegmente des Chips und Trägersubstrates ein, wodurch eine Erhöhung des effektiven Leiterquerschnitts und somit eine Reduzierung des DC-Widerstandes folgt.

6.1.6 Mechanische Charakterisierung der Verbindungen

Alle Proben, die in Tabelle 6.2 und Tabelle 6.3 elektrisch charakterisiert sind, werden in einem Scherversuch auf ihre mechanischen Eigenschaften geprüft. Der Test ist mit dem FINEPLACER® femto 2 durchgeführt worden. Die Proben werden senkrecht in einem Aluminiumträger montiert, siehe Abbildung 6.6a, und die Chipkanten werden an ihrer Längsseite mithilfe eines Scherwerkzeuges belastet, wie in der Bildüberlagerung in Abbildung 6.6b dargestellt.

Die während des Schertests auftretenden Kräfte werden durch einen Sensor des Bondkraftmoduls aufgezeichnet. Der zeitliche Verlauf der gemessenen Kräfte ist exemplarisch für die Proben 6 und 7 in Abbildung 6.7 dargestellt. Die initial auftretenden Kräfte zum Zeitpunkt $t = 0$ s resultieren aus dem Anstasten der Chipkante mit dem Scherwerkzeug. Wichtig hierbei ist, dass die Indium-Bumps während des Antastens weit unterhalb ihrer Schergrenze belastet werden, da ihre Scherfestigkeit andernfalls beeinträchtigt sein kann. Es ist bei beiden Proben zu erkennen, dass die Scherkraft während des Antastens nahezu konstant ist und folglich die Schergrenze nicht überschritten wurde. Das Scherwerkzeug wird anschließend angehoben, um den mechani-

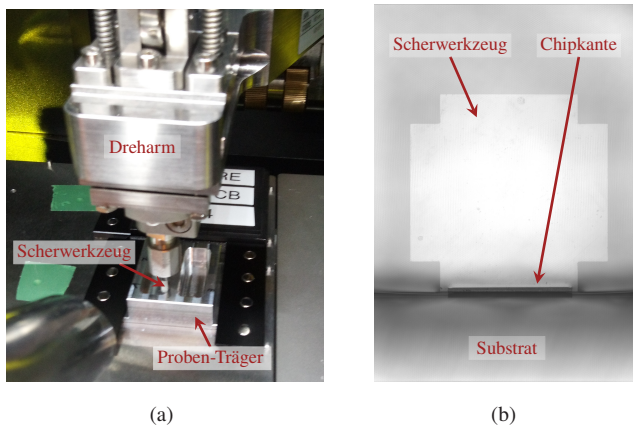


Abbildung 6.6: Aufbau zur Durchführung von Schertests, bei dem die Substrate vertikal in einem Trägergehäuse montiert sind und durch ein Scherwerkzeug belastet werden (a). Überlagerte Darstellung von Scherwerkzeug und Chipkante bei der Maschinen- ausrichtung (b), [15] © 2025 IEEE.

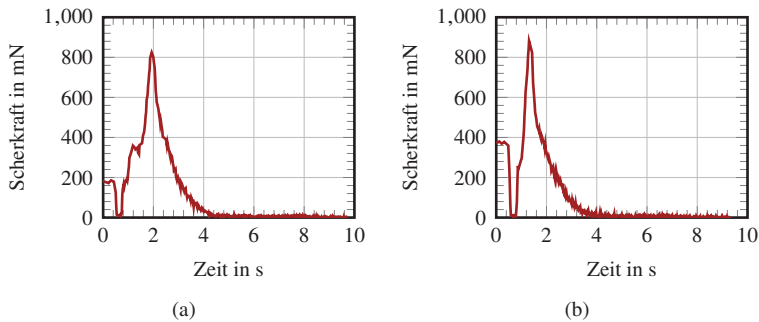


Abbildung 6.7: Auftretende Scherkräfte während des Schertests: a) Probe 6, (b) Probe 7.

schen Kontakt mit dem Chip zu unterbrechen. Darauf folgt ein Absenken des Scherwerkzeuges mit einer konstanten Geschwindigkeit von $10 \mu\text{m/s}$, bis der Chip abgeschert ist. Wie in Abbildung 6.7a und Abbildung 6.7b zu erkennen, steigen die Scherkräfte bis zum Erreichen der Schergrenze an und nehmen ab dem Erreichen der Schergrenze wieder ab. In Abbildung 6.7a ist ein Nebenmaximum bei einer Scherkraft von etwa 360 mN zu erkennen, dieses lässt sich auf eine nicht vollständige Kantenparallelität zwischen Scherwerkzeug und Chip zurückführen. Ein vollflächiger Kontakt tritt je nach Parallelität erst verzögert ein.

Die maximalen Scherkräfte der einzelnen Proben sind in Tabelle 6.4 zusammengefasst. Die initial aufgebauten Proben mit Prozessablagerungen auf den Trägersubstraten weisen Scherkräfte von bis zu 435 mN auf. Dennoch ist ein großer Teil der montierten Chips bereits beim Aufsetzen des Scherwerkzeuges ($\leq 50 \text{ mN}$) entfernt worden. Die zum Ablösen der optimierten Proben erforderlichen Scherkräfte sind höher und reichen von 517 mN (Probe 3) bis zu 940 mN (Probe 2), was einer Scherkraft von bis zu 5,6 mN/Bump entspricht. Abbildung 6.8 zeigt, dass die Anhaftung des Indiums an der Goldoberfläche durch den optimierten Prozess deutlich erhöht ist. Einzelne Defekte sind weiterhin vorhanden, die auf eine teilweise geringere Menge an Indium auf den Testchips zurückgeführt werden kann.

Die Indiumablagerungen auf dem Trägersubstrat nach dem Abscheren des Chips werden mit einem Auflichtmikroskop untersucht. Der durchschnittliche Durchmesser der kreisförmigen Indiumablagerungen beträgt $27 \mu\text{m}$ und ist damit größer als der Querschnitt der Indium-Bumps auf dem Chip

Tabelle 6.4: Vergleich der maximalen Scherkräfte vor der Prozessoptimierung (Probe A-E) und nach der Prozessoptimierung (Probe 1-8) [15] © 2025 IEEE.

Probe	Scherkraft in mN	Probe	Scherkraft in mN
A	≤ 50 *	1	611
B	≤ 50 *	2	940
C	≤ 50 *	3	517
D	208	4	912
E	435	5	N/A
/	/	6	824
/	/	7	881
/	/	8	869

*Separiert beim Aufsetzen des Scherwerkzeuges.

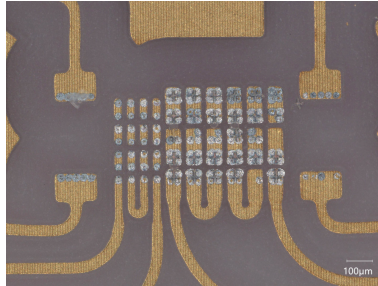


Abbildung 6.8: Anhaftung des Indiums am Trägersubstrat mit optimiertem Verfahren nach Chip-Demontage [15] © 2025 IEEE.

($15\text{ }\mu\text{m} \times 15\text{ }\mu\text{m}$), der durch die rechteckigen Kavitäten im Dielektrikum bestimmt ist. Ein Teil des überschüssigen Indiums hat sich während des Aufschmelzens zwischen dem Dielektrikum und der Metallisierung des Trägersubstrates abgelagert, wie in Abbildung 6.9 schematisch dargestellt. Darüber hinaus ist die Höhe der Ablagerungen durch Aufzeichnung eines 3D-Profiles über die optische Fokusebene eines digitalen Auflichtmikroskops gemessen worden, siehe Abbildung 6.10. Die Schichtdicke der Ablagerungen beträgt ca. $2\text{ }\mu\text{m}$. Es findet somit bei der Abscherung eine Durchtrennung des Indiums nahe der Chip-Oberfläche (BCB-Polymer-Schicht) statt. Um die Scherfestigkeit

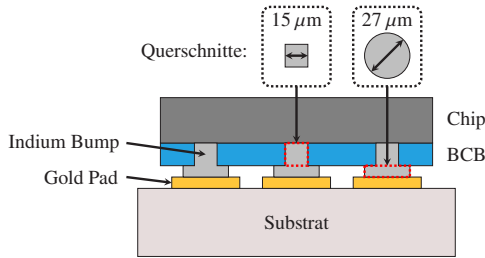


Abbildung 6.9: Resultierende Querschnitte der Indium-Bumps nach der Flip-Chip-Prozessierung.

$$\tau_{\max} = \frac{F_{\max}}{A_{\text{eff}}} \quad (6.1)$$

abzuleiten, muss der wirksame Querschnitt A_{eff} der Indium-Bumps bekannt sein, in den die Scherkraft eingeleitet wird. Wie bereits erwähnt, kann der Querschnitt nicht genau bestimmt werden, sodass die Scherfestigkeit unter der Annahme eines quadratischen Querschnitts von $15\text{ }\mu\text{m} \times 15\text{ }\mu\text{m}$ in Chip-Nähe und eines kreisförmigen Querschnitts von $27\text{ }\mu\text{m}$ im Durchmesser in Trägersubstrat-Nähe berechnet wird. Für Probe 2 beträgt die Scherfestigkeit entsprechend 24,9 MPa bzw. 9,8 MPa. Scherversuche von IBIs werden in [KCC⁺21], [SHC⁺99], [DWX⁺20] und [KCC⁺97] diskutiert. In den Veröffentlichungen werden die Ergebnisse der Scherversuche teilweise auf der Grundlage der Scherkräfte und teilweise auf der Grundlage der Scherfestigkeit diskutiert. Viele der Publikationen enthalten keine Angaben zu der Größe der Kontaktfläche des Indiums nach der Montage, in die die Kraft eingeleitet wird. Dies erschwert den Vergleich der einzelnen Studien. Zur Berechnung der Scherfestigkeit wird daher, wenn nicht direkt in der Veröffentlichung angegeben, der ideale Indium-Bump-Querschnitt vor der Flip-Chip-Prozessierung angenommen. Der berechnete Wert könnte zu hoch sein, wenn sich der effektive Querschnitt der Indium-Bumps durch die Kompression während der Flip-Chip-Prozessierung vergrößert. Die Scherfestigkeit für [KCC⁺97] liegt im Bereich von 1 MPa, für [KCC⁺21] und [SHC⁺99] im Bereich von 9 MPa und für [DWX⁺20] im Bereich von 20 MPa. Die hier erzielte Scherfestigkeit liegt somit im Bereich der maximal erreichten Scherfestigkeiten früherer Veröffentlichungen.

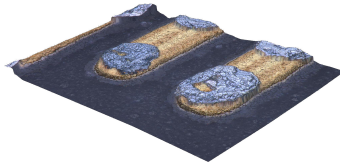


Abbildung 6.10: 3D-Profil der Indiumablagerungen auf dem Trägersubstrat nach Chip-Demontage [15] © 2025 IEEE.

6.2 Aufbau von Sende- und Empfangsmodulen

Im nachfolgenden Abschnitt ist der Aufbau von Sende- und Empfangsmodulen beschrieben, die auf S-MMIC des Fraunhofer IAF basieren und in denen die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Antennen integriert sind. Der Aufbau erfolgt mithilfe des zuvor beschriebenen Flip-Chip-Prozesses. Die Module dienen dem späteren Aufbau eines FMCW-Radar-Demonstrators. Sender- und Empfängerseite werden als separate Module realisiert und sind für die Montage auf einer Basisbandplatine vorgesehen, die von der Firma VEGA Grieshaber KG entwickelt worden ist. Auf dieser ist weitere Elektronik zur Stromversorgung, LO-Signalerzeugung und Datenerfassung platziert.

6.2.1 Aufbau des Sendemoduls

Das Sendemodul setzt sich aus insgesamt zwei Chips zusammen, die in einem InGaAs-mHEMT-Prozess des Fraunhofer IAF gefertigt sind. Die Chips dienen dazu, ein zugeführtes LO-Signal im Frequenzbereich um 23,75 GHz in das WM-570 Frequenzband um 380 GHz zu vervielfachen, zu verstärken und über die in Kapitel 3 beschriebene On-Chip Antenne in den Freiraum abzustrahlen. Im ersten Chip (X04) innerhalb der aufgebauten Signalkette erfolgt eine Frequenzvervielfachung um den Faktor 4. Beim zweiten Chip in der Signalkette handelt es sich um den Sender-Chip (RTX). In diesem wird das zugeführte Eingangssignal in der Frequenz zusätzlich um den Faktor 4 vervielfacht und darüber hinaus über einen Leistungsverstärker geführt. Der Ausgang des Leistungsverstärkers ist schließlich mit der On-Chip Antenne verbunden. Beide Chips sind für die Montage mittels IBI-Technologie vorgesehen und besitzen eine identische Geometrie der Indium-Bumps, wie in Unterabschnitt 6.1.1

beschrieben. Um die Kontakte des Chips zur Spannungsversorgung und Zuführung des LO-Signals mit der äußeren Peripherie zu verbinden, ist eine Trägerplatine mit Kontaktierungsstrukturen erforderlich, deren Größe im Minimum bei $40\text{ }\mu\text{m}$ liegt. Die minimal erforderliche Strukturgröße resultiert aus der Anordnung der Indium-Kontaktierungen auf den S-MMICs.

Durch die Flip-Chip-Montage sind die Schaltungsstrukturen der Chips der Trägerplatine zugewandt. Ihr Abstand zur Trägerplatine ist durch die Höhe der Indium-Bumps bzw. durch die Höhe der BCB-Polymer-Schicht bestimmt. Diese liegt im Bereich von $5\text{ }\mu\text{m}$. Um in diesem Zusammenhang eine Beeinträchtigung der HF-Eigenschaften der Schaltungsstrukturen auf dem Chip zu vermeiden, ist die Prozessierung von Kavitäten in das Trägersubstrat erforderlich. Die Tiefe der Kavitäten muss etwa $50\text{ }\mu\text{m}$ betragen, um einen hinreichend großen Abstand zu den Schaltungsstrukturen sicherzustellen. Die Flächenbelegung durch Kavitäten auf dem Trägersubstrat ist dabei auf ein Minimum zu reduzieren. Dadurch wird die Kontaktfläche zwischen Chip und Trägerplatine maximiert, über die eine Massekontaktierung und Wärmeabfuhr erfolgt. Dies ist im Speziellen beim RTX-Chip relevant, der den Leistungsverstärker beinhaltet.

Um den Fertigungs- und Kostenaufwand für die Herstellung des Trägersubstrates zu reduzieren, der aus den kleinen Strukturgrößen resultiert, wird das Trägersubstrat als Zwischenplatine (engl. Interposer) ausgeführt. Über die Zwischenplatine werden die kleinen Strukturgrößen der Leitungen im Bereich der Chips auf größere Leitungsstrukturen überführt. Dies ermöglicht eine Ankopplung an die umliegende Schaltungsperipherie. Auf diese Weise ist eine feine Strukturierung nur auf kleiner Substratfläche erforderlich, wohingegen die Leiterplatten der umliegenden Schaltungsperipherie durch die gröbere Strukturierung kostengünstiger hergestellt werden können.

Im Rahmen dieser Arbeit sind Zwischenplatinen aus goldbeschichtetem Aluminiumoxid-Substrat gefertigt worden, das der Beschreibung aus Abschnitt 6.1 entspricht und dessen Prozessierung mittels Laserablation im gleichen Abschnitt beschrieben ist. Prozessparameter zur Laserablation der Kavitäten sind darüber hinaus ermittelt worden, indem die Ablationstiefe für einzelne Ablationsdurchläufe über die optische Fokusebene eines digitalen Auflichtmikroskops bestimmt worden ist. Die Zieltiefe von $50\text{ }\mu\text{m}$ ist durch entsprechende Skalierung der Anzahl von Ablationsdurchläufen eingestellt worden. Die Montage der Chips auf der Zwischenplatine erfolgt gemäß den Prozessparametern aus Abschnitt 6.1. Eine überlagerte Darstellung des RTX-Chips und der Zwischenplatine bei der Flip-Chip-Montage ist in Abbildung 6.11 gezeigt. In der

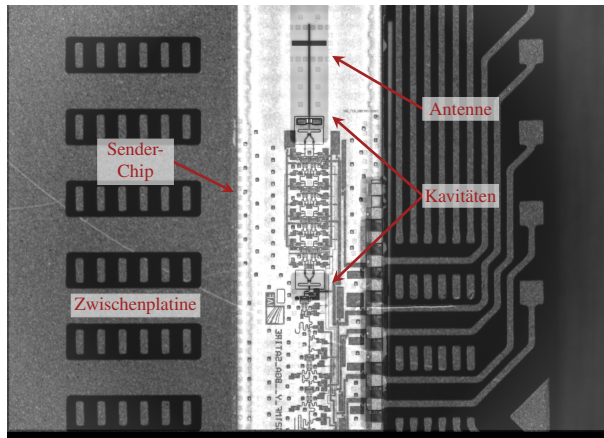


Abbildung 6.11: Überlagerte Darstellung von Zwischenplatine und RTX-Chip bei der Ausrichtung zur Flip-Chip-Montage.

Grafik ist die Anordnung der Antenne zusammen mit den aktiven Schaltungskomponenten des Chips zu erkennen. Daneben ist die Anordnung der Kavitäten in der Zwischenplatine erkennbar.

In Abbildung 6.12 ist der Gesamtaufbau eines Sendemoduls bestehend aus den S-MMICs, einer Zwischenplatine sowie einer Modul-Basisplatine gezeigt. Der einlagige Prozess der Zwischenplatine macht es erforderlich, sich kreuzende Leitungen mittels Bonddrähten aus Gold zu überbrücken, die hier eine Dicke von $17,5\ \mu\text{m}$ besitzen. Bonddraht-Verbindungen werden zudem zur Überführung aller DC-Spannungen sowie des LO-Signals von der Modul-Basisplatine auf die Zwischenplatine verwendet. Die Überführung des LO-Signals zwischen X04 und RTX-Chip erfolgt über Flip-Chip-Übergänge auf ein koplanares Leitungsstück auf der Zwischenplatine.

Zum Betrieb der Chips sind insgesamt 11 Betriebsspannungen erforderlich, durch die mitunter der Arbeitspunkt der S-MMICs eingestellt wird. Die Betriebsspannungen werden über eine Modul-Basisplatine des Fraunhofer IAF generiert, bei der die Arbeitspunkte mittels Softwareschnittstelle eingestellt und überwacht werden können.

In den Zuleitungen der Versorgungsspannungen sind zusätzliche Kapazitäten ($100\ \text{pF}$) eingebracht, um die Induktivität der Bonddrähte und der planaren Lei-

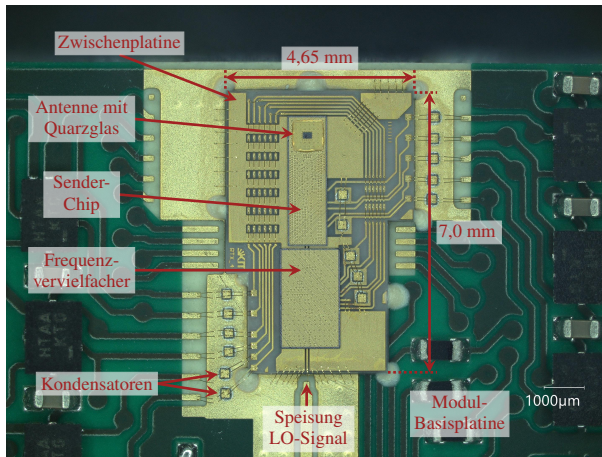


Abbildung 6.12: Sendemodul-Aufbau mit S-MMICs, die auf einer Zwischenplatine montiert und mit der Modul-Basisplatine verbunden sind.

tungsstrukturen zu kompensieren und somit die Spannungen an den S-MMICs zu stabilisieren. Die elektrische Kontaktierung der Kapazitäten erfolgt auf den Substraten mittels elektrisch leitfähigem Silber-Epoxidharzkleber (Polytec EC 101) und auf der Oberseite der Kapazitäten mittels Bonddrähten. Eine Platzierung der Kapazitäten in unmittelbarer Nähe der S-MMICs auf der Zwischenplatine ist aufgrund ihrer Größe und des resultierenden Flächenbedarfes nur bedingt möglich. Es werden daher insgesamt zwei Versionen realisiert, bei der einerseits die Kapazitäten ausschließlich auf der Modul-Basisplatine montiert werden (V1) und andererseits zusätzlich einzelne Kapazitäten auf der Zwischenplatine in unmittelbarer Nähe der S-MMICs platziert werden (V2). Abbildung 6.12 entspricht einem Aufbau nach Version 2.

6.2.2 Planarisierung der Zwischenplatine

Bei optischer Inspektion eines initialen Sendemodul-Aufbaus ist ein ungleichmäßiger Spaltabstand zwischen der Zwischenplatine und den S-MMICs festzustellen. Dies ist auf eine Wölbung der Zwischenplatine zurückzuführen. Die Wölbung ist mithilfe eines WLIs quantitativ untersucht worden. In Ab-

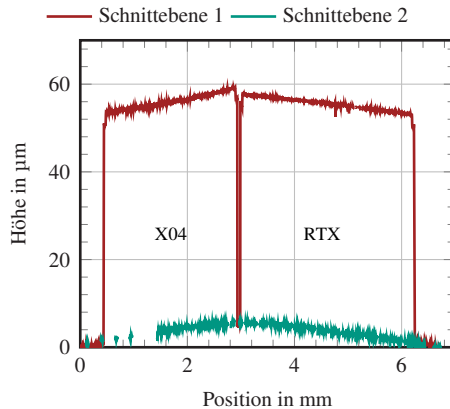


Abbildung 6.13: Höhenprofil eines initialen Sendemodul-Aufbaus mit Schnittebene in Längsrichtung entlang der S-MMICs (Schnittebene 1) sowie entlang der Zwischenplatine (Schnittebene 2).

Abbildung 6.13 ist ein Höhenprofil eines Schnittes durch die Längsachse der S-MMICs (Schnittebene 1) dargestellt. Daneben enthält die Grafik ein Höhenprofil eines parallelen Schnittes in unmittelbarer Nähe der Chips auf der Oberfläche der Zwischenplatine (Schnittebene 2). Es ist zu erkennen, dass die Chips aufgrund der Materialwölbung zueinander verkippt sind. Die Wölbung der Zwischenplatine beträgt hier ca. $6\text{ }\mu\text{m}$ auf einer Länge von 7 mm . Da die beiden Chips eine Längsausdehnung von $3,25\text{ mm}$ (RTX) bzw. $2,5\text{ mm}$ (MX) aufweisen, die nahezu der halben Substratlänge entspricht, kann sich ein Spaltabstand einstellen, der durch die Indium-Bumps nicht mehr zuverlässig überbrückt wird. Daher sind die Chips vom Substrat entfernt worden, um die Kontaktstellen zu inspizieren. In Abbildung 6.14a sind die Indium-Anhaftungen auf der Zwischenplatine im Bereich des RTX-Chips zu erkennen. Es ist ersichtlich, dass die Indium-Bumps des RTX-Chips nicht über die gesamte Chip-Fläche mit der Zwischenplatine kontaktiert worden sind und die Fehlkontaktierungen zu den Randbereichen des Chips besonders in Längsrichtung zunehmen. Im linken Bereich der Zwischenplatine sind keine Indium-Anhaftungen vorzufinden. Aufgrund der Substratwölbung stellt sich hier ein zu großer Spalt zwischen Chip und Zwischenplatine ein, der nicht überbrückt werden kann.

Die Ursache der Materialwölbung der Zwischenplatine ist weiter untersucht

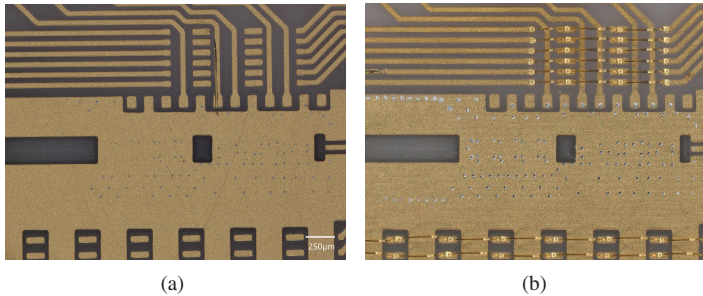


Abbildung 6.14: Zwischenplatine mit Indium-Anhaftungen nach Chip-Demontage: (a) initialer Aufbau mit Wölbung des Substrates und Fehlkontaktierungen in den Randbereichen der Chip-Auflagefläche, (b) vollflächiger Kontakt nach Kompensation der Substratwölbung.

worden, indem ein Zuschnitt eines beidseitig metallisierten und unstrukturierten Substrates mithilfe des Laserablationssystems erfolgt, wie in Abbildung 6.15a dargestellt. Die Wölbung des unstrukturierten Substrates ist in Abbildung 6.16 (a) dargestellt und beträgt weniger als 500 nm. Dies ist für eine Flip-Chip-Montage vernachlässigbar. Erst durch die Strukturierung von Leiterbahnen und Kavitäten, bei der die Substratoberfläche durch den Ablationsprozess teilweise oberflächlich (Leiterbahnen) und teilweise bis in den Kern (Kavitäten) abgetragen wird, entsteht eine Wölbung im zweistelligen Mikrometer-Bereich, siehe Abbildung 6.16 (b).

Daneben wird untersucht, ob die Materialwölbung durch eine zusätzliche Strukturierung der Zwischenplatten-Rückseite kompensiert werden kann. Nach der Bearbeitung der Oberseite mit den entsprechenden Leitungsstrukturen und Kavitäten werden rückseitig Quadrate mit einem konstanten Rasterabstand von 500 μm strukturiert. Es werden Substrate angefertigt, bei denen die Kantenlänge der Quadrate jeweils 100 μm , 200 μm sowie 300 μm beträgt. Dies entspricht einem Flächenabtrag von ca. 4 %, 16 % sowie 36 %. Die prozessierte Rückseite ist für eine Kantenlänge von 100 μm und 200 μm in Abbildung 6.15b und Abbildung 6.15c dargestellt. Mittels WLI ist die Wölbung aller Proben analog zur vorigen Messung ermittelt worden. Die gemessenen Kurven sind zusätzlich in Abbildung 6.16 dargestellt. Die Kurven (c), (d) und (e), welche den verschiedenen Flächenabtrag darstellen, zeigen, dass die Wölbung systematisch durch Strukturierung der Rückseite kompensiert werden kann. Bei einem Flächenabtrag von ca. 36 %, entsprechend einer Kantenlänge der

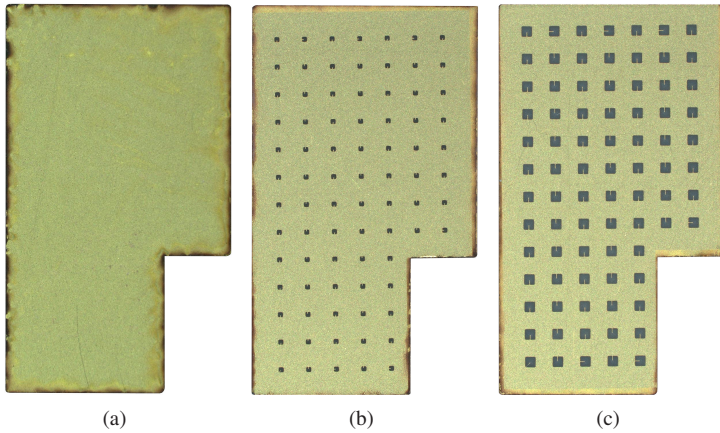


Abbildung 6.15: Vollflächige Rückseitenmetallisierung eines Trägersubstrates (a). Laserprozessierte Kompensationsstrukturen (Rechtecke) auf der Rückseite des Trägersubstrates zur Korrektur der Materialwölbung mit 100 μm Kantenlänge (b) sowie mit 200 μm Kantenlänge (c).

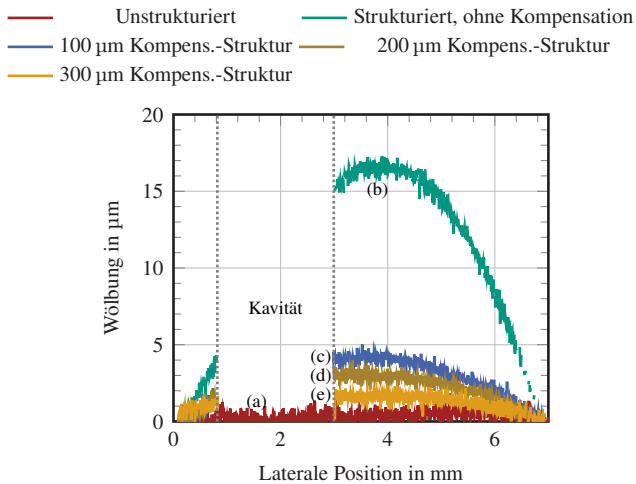


Abbildung 6.16: Materialwölbung der Zwischenplatine: unstrukturiert (a), strukturiert (b), strukturiert und mit prozessierter Rückseite zur Kompensation der Wölbung (c) - (e).

abgetragenen Quadrate von $300\text{ }\mu\text{m}$, beträgt die Wölbung ca. $2\text{ }\mu\text{m}$.

Eine weitere Chip-Montage ist mit den planarisierten Zwischenplatinen durchgeführt worden. Die Chips sind nach der Flip-Chip-Prozessierung wieder entfernt worden, um die Kontaktstellen zu inspizieren. Abbildung 6.14b zeigt, dass die Kontaktierung zwischen Chip und planarisierter Zwischenplatine über die gesamte Chip-Fläche erfolgt ist. Dies ist an den Indium-Anhaftungen zu erkennen, die auf der Goldoberfläche der Zwischenplatine bis in die Randbereiche der Chip-Außenkontur vorhanden sind.

6.2.3 Inbetriebnahme des Sendemoduls

In Unterabschnitt 6.2.1 sind zwei Aufbauvarianten des Sendemoduls diskutiert, bei denen einerseits ausschließlich Kapazitäten auf der Modul-Basisplatine platziert sind (V1) sowie andererseits zusätzliche Kapazitäten auf der Zwischenplatine in unmittelbarer Nähe der Chips platziert sind (V2). Die Kapazitäten dienen der Kompensation der Zuleitungs-Induktivität und Stabilisierung der Versorgungsspannung.

Zum Betrieb werden die Sendemodule durch Steckmontage auf einer Basisbandplatine befestigt, die von der Firma VEGA Grieshaber KG entwickelt worden ist. Diese enthält weitere Elektronik zur Spannungsversorgung, LO-Signalerzeugung, Signalerfassung, Ablaufsteuerung sowie Elektronik zur Datenübertragung über eine USB-Schnittstelle. Die Basisbandplatine stellt die für den Betrieb der Sende- und Empfangsmodule nötige Spannung in Höhe von $6,5\text{ V}$ bereit. Auf der Modul-Basisplatine befinden sich Spannungsregler, die weitere Spannungen für die Einstellung der Bias-Betriebspunkte der S-MMICs generieren. Mittels einer weiteren USB-Schnittstelle werden die einzelnen Spannungen an der Modul-Basisplatine gesetzt. Darüber hinaus können die Spannungen und Ströme im Betrieb über die Schnittstelle ausgelesen werden.

In Tabelle 6.5 sind die Sollwerte der Bias-Spannungen gelistet. Bei den einzelnen Spannungen ist zudem gekennzeichnet, ob es sich um eine Drain-Spannung (D) bzw. Gate-Spannung (G) handelt. Die Tabelle enthält zudem typische Stromstärken, die bei der On-Wafer-Charakterisierung der RTX und X04 S-MMICs am Fraunhofer IAF gemessen worden sind. Darüber hinaus sind die über die Modul-Basisplatine gemessenen Stromstärken der beiden Zwischenplatinen-Versionen V1 und V2 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der

Tabelle 6.5: Betriebspunkt der Bias-Spannungen von RTX und X04 sowie typische Stromstärken der On-Wafer-Messung. Gate- und Drain-Spannungen entsprechend der Kennzeichnung (G) und (D). Stromstärken der Sendemodule mit Zwischenplatten-Versionen V1 und V2 durch Messung über die Modul-Basisplatine.

	Bias-Spannung/ -Strom	Sollwert in mV	Strom typ. in mA	Strom V1 in mA	Strom V2 in mA
RTX	VG_C/IG_C (G)	100	-0,075	< 1	< 1
	VD_C/ID_C (D)	2000	151,33	150	151
	VC_C/IC_C (G)	1100	0,012	2	< 1
	V_CS_G/I_CS_G (G)	-150	-0,012	< 1	< 1
	V_CS_D/I_CS_D (D)	800	1,664	15	2
X04	VD1/ID1 (D)	900	3,942	1	1
	VG1/IG1 (G)	-100	-0,026	< 1	< 1
	VD2/ID2 (D)	900	1,128	3	1
	VG2/IG2 (G)	-100	-0,01	< 1	< 1
	VD_A/ID_A (D)	900	35,967	46	17
	VG_A/IG_A (G)	100	-0,011	< 1	< 1

Drain-Strom I_{CS_D} in Höhe von 15 mA bei der Zwischenplatten-Version V1 gegenüber dem Wert der On-Wafer-Charakterisierung in Höhe von 1,664 mA überhöht ist. Dies deutet auf eine Instabilität der Versorgungsspannung hin. Pfade der Drain-Spannungen sind aufgrund der höheren geführten Stromstärken potentiell spannungsinstabiler gegenüber Pfaden der Gate-Spannungen. Bei der Zwischenplatten-Version V2 sind daher an allen Drain-Versorgungsleitungen zusätzliche Kapazitäten in unmittelbarer Nähe der Chips platziert. Es ist zu erkennen, dass durch diese Maßnahme I_{CS_D} im Betriebspunkt nahezu gleiche Stromstärken annimmt, wie in der On-Wafer-Charakterisierung.

6.2.4 Charakterisierung des Sendemoduls

Im Rahmen der Sendemodul-Charakterisierung soll die Bandbreite des Moduls sowie die räumliche Abstrahlcharakteristik der On-Chip Antenne im integrierten Aufbau bestimmt werden. Die Charakterisierung des Sendemoduls erfolgt mithilfe des in Kapitel 4 vorgestellten Antennenmessplatzes, jedoch mit modi-

fiziertem Aufbau auf der Senderseite. Dies ist schematisch in Abbildung 6.17 dargestellt. Anstelle des VNAX-Erweiterungsmoduls ist der Demonstrator auf der Senderseite des Messaufbaus positioniert. Im Messaufbau wird über den VNA ausschließlich die Amplitude des Detektor-Signals an der Empfängerseite (Port 2) ausgewertet.

Die Speisung des LO-Signals in das Sendemodul erfolgt nicht über die Basisbandplatine des Demonstrators, sondern über einen externen Signalgenerator. Dieser wird verwendet, da eine Synchronisierung des von der Basisbandplatine generierten LO-Signals mit dem VNA über eine externe Referenz nicht vorgesehen ist. Das Setzen von VNA und Demonstrator auf eine identische Zielfrequenz ist zwar technisch möglich, jedoch führt eine fehlende Synchronisation zu einem zeitlich variablen, relativen Frequenzdrift zwischen Sender (Demonstrator) und Empfänger (VNA). Dies führt zu einer Schwankung der gemessenen Signalamplitude am Empfänger. Die Multiplikationsfaktoren, mit denen die LO-Signale in der Frequenz vervielfacht werden, betragen 16 (S-MMIC-Module) und 36 (VNAX Rx-Erweiterungsmodul), sodass sich der Frequenzdrift der LO-Quellen entsprechend vervielfacht. Da sich die erforderlichen LO-Frequenzen des Frontend-Moduls und des VNAX Rx-Moduls aufgrund der unterschiedlichen Multiplikationsfaktoren unterscheiden, erfolgt der Einsatz eines externen Signalgenerators. Im verwendeten VNA steht ausschließlich eine LO-Signalquelle zur Verfügung. Darüber hinaus liegt der erforderliche LO-Signalpegel für den Betrieb des Sendemoduls oberhalb von 10 dBm, welches die maximale Ausgangsleistung des VNAs übersteigt. Die Anbringung des Demonstrators am optischen Tisch des Antennenmessplatzes ist in Abbildung 6.18 dargestellt, darin ist auch die Zuführung des externen LO-Signals zum Sendemodul zu erkennen.

Die im externen Signalgenerator zu setzenden Parameter (Frequenzbereich, Frequenzpunkte, Signalamplitude) werden vom VNA mittels VISA-Schnittstelle übertragen. Die Synchronisation der Quellen von VNA und dem externen Signalgenerator erfolgt über ein vom VNA generiertes 10 MHz Referenzsignal, das zum Signalgenerator geführt wird. Zwei Trigger-Kanäle zwischen VNA und Signalgenerator dienen dazu, die Zielfrequenz des Signalgenerators innerhalb des Frequenzsweeps auf den nächsten Frequenzpunkt zu setzen und dem VNA die Bereitschaft zur Messung mitzuteilen. Folglich kann eine automatisierte Messung über den Frequenzbereich des gesamten WM-570 Frequenzbandes durchgeführt werden.

Um den Antennengewinn der On-Chip Antenne des Sendemoduls ermitteln zu können, ist eine Referenzmessung durchgeführt worden. Für die Referenz-

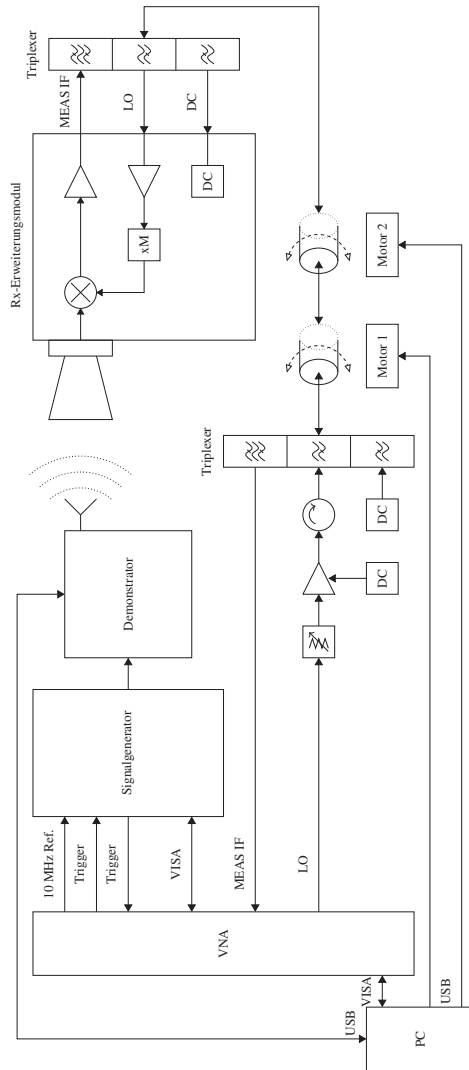


Abbildung 6.17: Schematischer Messaufbau zur Charakterisierung des Sendemoduls.

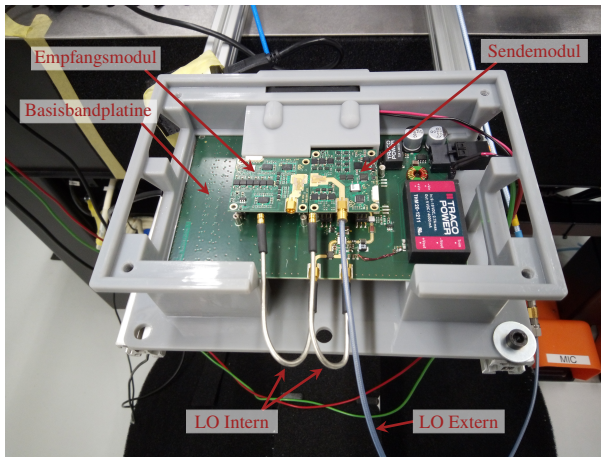


Abbildung 6.18: Montage des Demonstrator-Gehäuses am Antennenmessplatz sowie externe Zuführung des LO-Signals zur Charakterisierung des Sendemoduls.

renzmessung entspricht der Messaufbau Abbildung 4.2, d. h. es ist auf der Senderseite das VNAX TxRx-Erweiterungsmodul verbaut. Im Rahmen der Referenzmessung wird die Hornantenne als Referenzantenne verbaut, für die der frequenzabhängige Gewinn bekannt ist. Aus der Messung folgt der frequenzabhängige Referenzpegel am VNA bei bekannter frequenzabhängiger Ausgangsleistung des VNAX TxRx-Erweiterungsmoduls. Da die Distanz zwischen Sender und Empfänger sowohl bei der Referenzmessung als auch bei der Charakterisierung des Sendemoduls 372 mm beträgt, ist die Dämpfung aufgrund der abnehmenden Leistungsdichte im Freiraum bei beiden Messungen identisch.

Die Ausgangsleistung des RTX-Leistungsverstärkers, die den On-Chip Antennen zugeführt wird, ist aus On-Wafer-Messungen bekannt. Die Ausgangsleistungen des TxRx-Erweiterungsmoduls und des RTX-Leistungsverstärkers unterscheiden sich jedoch. Daher muss Gleichung 2.39 bzw. Gleichung 2.40 zur Gewinnvergleichsmessung entsprechend abgewandelt werden, um die abweichenden Leistungen der Quellen bei der Referenzmessung $P_{S,Ref}$ (TxRx-Erweiterungsmodul) und der On-Chip Speisung der AUT $P_{S,Mess}$ (RTX-Leistungsverstärker) zu berücksichtigen. In logarithmischer Form folgt für die Berechnung des Antennengewinns der AUT:

$$G_{\text{Mess,dB}} = G_{\text{Ref,dB}} + P_{\text{E,Mess,dB}} - P_{\text{E,Ref,dB}} + P_{\text{S,Ref,dB}} - P_{\text{S,Mess,dB}} \quad (6.2)$$

Der Betrieb von Sende- und Empfangsmodul erfordert eine LO-Leistung von mindestens 8 dBm am Eingang der ersten Frequenzvervielfacher-Stufe (X04), um auch den RTX-Chip bzw. RRX-Chip mit einer ausreichenden LO-Eingangsleistung zu versorgen. Ein unzureichender LO-Pegel führt zu verminderter Ausgangsleistung am Ausgang des RTX bzw. einer reduzierten Verstärkung der ZF-Wandlung des RRX. Besonders stark äußert sich dies bei den S-MMICs an den Frequenzband-Kanten, sodass eine geminderte Systembandbreite resultiert [5].

Leitungsverluste der LO-Zuleitung auf der Modul-Basisplatine, die zum Eingang des X04 führen, sind messtechnisch nicht ermittelt worden. Die Leitungsverluste inklusive der weiteren Messkabel sind stattdessen geschätzt worden, um den am Ausgang des LO-Signalgenerators erforderlichen Leistungspegel voreinzustellen. Zur Feinjustage erfolgt eine Freiraummessung des Sendemoduls im Antennenmessplatz bei schrittweiser Erhöhung der LO-Leistung am Signalgenerator. Die Messung erfolgt dabei in Hauptstrahlrichtung der Antenne ($\Theta = 0^\circ$). In Abbildung 6.19 ist der am VNA gemessene Frequenzgang bei einer LO-Ausgangsleistung von 10 dBm, 15 dBm und 16 dBm dargestellt. Es ist zu erkennen, dass bei zu geringer LO-Leistung (10 dBm) die Ausgangs-

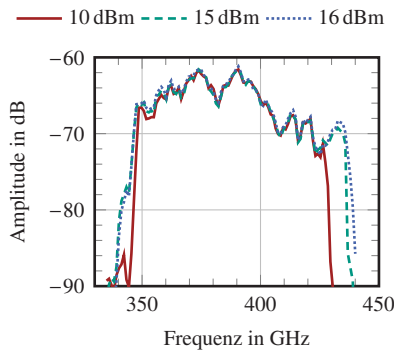


Abbildung 6.19: Am VNA gemessene Signalamplitude bei der Charakterisierung des Sendemoduls und bei Variation der LO-Ausgangsleistung am Signalgenerator.

leistung des RTX oberhalb von ca. 427 GHz stark abfällt. Ab etwa 15 dBm ist ein ausreichender LO-Eingangsspiegel erreicht, sodass die Bandbreite des RTX voll ausgeschöpft wird und um weitere 9 GHz erhöht ist. Wie in der Abbildung zu erkennen, ändert sich die Amplitude der Ausgangsleistung des RTX ab Erreichen der erforderlichen LO-Eingangsleistung kaum. Die Amplitudenabweichungen der bei 15 dBm und 16 dBm gemessenen Kurven im Frequenzbereich von 345 GHz bis 430 GHz betragen im Maximum 0,96 dB und im Mittel 0,34 dB. Diese Werte beinhalten zusätzliche Messfehler, die durch eine erneute Montage und Ausrichtung des Sendemoduls zustande kommt. Daher sind die angegebenen Amplitudenabweichungen nicht ausschließlich auf eine geänderte Ausgangsleistung des RTX zurückzuführen.

Im Folgenden sind insgesamt zwei Module mithilfe des Antennenmessplatzes in der E- und H-Ebene charakterisiert worden. Um die Richtdiagramme der Antennen in beiden Ebenen über einen Winkelbereich von $\pm 90^\circ$ zu messen, sind die Module mitsamt des Demonstrator-Gehäuses jeweils um 90° gedreht worden. Auf diese Weise steht ein ausreichender Bewegungsbereich der Θ -Achse des Antennenmessplatzes zur Verfügung. Der simulierte Gewinn in Hauptstrahlrichtung ($\Theta = 0^\circ$) ist zusammen mit dem gemessenen und nach Gleichung 6.2 abgeleiteten Gewinn in Abbildung 6.20 über der Frequenz dar-

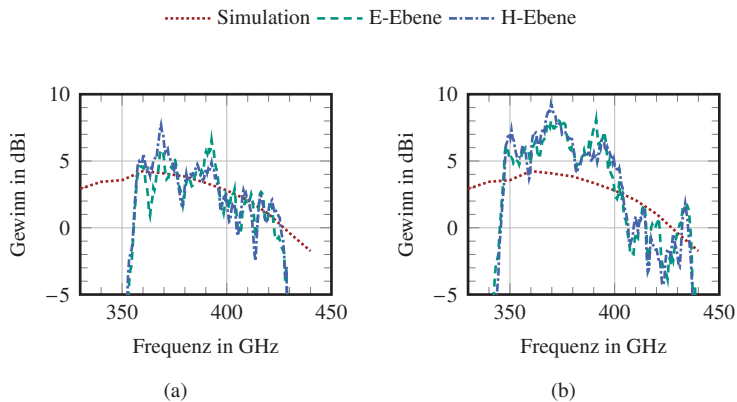


Abbildung 6.20: Simulierter frequenzabhängiger Gewinn sowie nach Gleichung 6.2 abgeleiteter gemessener Gewinn der integrierten Antennen von zwei charakterisierten Sendemodulen. Darstellung in Hauptstrahlrichtung ($\Theta = 0^\circ$) in der E- und H-Ebene: (a) Modul 1, (b) Modul 2.

gestellt. Es ist zu erkennen, dass die ermittelten Verläufe jeweils eines Moduls in den beiden Ebenen nur partiell um mehr als 1 dB voneinander abweichen. Die Ergebnisse beider Ebenen sind daher trotz des Umbaus und der erneuten Ausrichtung des Demonstrators konsistent. Darüber hinaus ist eine um etwa 20 GHz geminderte Bandbreite von Modul 1 gegenüber Modul 2 erkennbar, da der Gewinn der Module bei unterschiedlichen Frequenzen an der unteren und oberen Bandkante einbricht. Die Kurvenverläufe des abgeleiteten Gewinns der Messung folgen dem Kurvenverlauf des simulierten Gewinns, jedoch treten größere Abweichungen von bis zu ca. 6 dB auf.

Es sind mehrere mögliche Ursachen für die Abweichung von Simulation und Messungen zu nennen. Ein Teil der Abweichungen kann durch den physischen Aufbau der Antennenstruktur verursacht sein, z. B. durch Toleranzen, die in der Simulation nicht abgebildet werden, jedoch im realen Aufbau auftreten. Wie in Kapitel 5 diskutiert, treten bei den Messungen von Richtdiagrammen Welligkeiten auf, die durch Reflexionen innerhalb des Messaufbaus verursacht werden können. Unter festem Beobachtungswinkel ($\Theta = 0^\circ$) werden Welligkeiten im Verlauf des frequenzabhängigen Gewinns gleichermaßen abgebildet. Darüber hinaus basiert die Ableitung des Gewinns über Gleichung 6.2 aus insgesamt 5 Größen, die überwiegend messtechnisch ermittelt worden sind und deren Fehler sich entsprechend fortpflanzen. Besonders problematisch ist hier die Charakterisierung von $P_{S, \text{Mess, dB}}$, d. h. die vom Leistungsverstärker des RTX in die Antennenstruktur eingespeiste Leistung. Die für den Aufbau der Sendemodule verwendeten RTX-Chips sind zwar einzeln in On-Wafer-Messungen charakterisiert worden, jedoch bilden die Messungen nicht die realen Leistungen ab, mit der die Antennen gespeist werden. Bei der Messung der individuell verwendeten Zellen erfolgt die Kontaktierung auf Kontaktflächen zwischen Leistungsverstärker und Antennenstruktur, sodass die Messspitze und Antenne parallel geschaltet sind. Die Lastimpedanz am Ausgang des Leistungsverstärkers weicht somit von der Lastimpedanz im späteren Betrieb ab. Aus diesem Grund sind nicht die Messdaten der individuellen Zellen, sondern die Messdaten einer vergleichbaren Zelle für die Berechnungen des Gewinns verwendet worden, bei der keine Antenne am Ausgang des Leistungsverstärkers platziert ist. Nach dieser Methode entstehen dennoch Fehler, da auch hier die Messspitze während der On-Wafer-Messung eine andere Ausgangslast darstellt, als die Antennenstruktur.

Die Richtdiagramme der beiden Sendemodule sind in Abbildung 6.21 in der E- und H-Ebene für die Frequenzen 360 GHz, 380 GHz sowie 400 GHz dargestellt. Die Form der Richtdiagramme beider Module weist eine hohe Ähn-

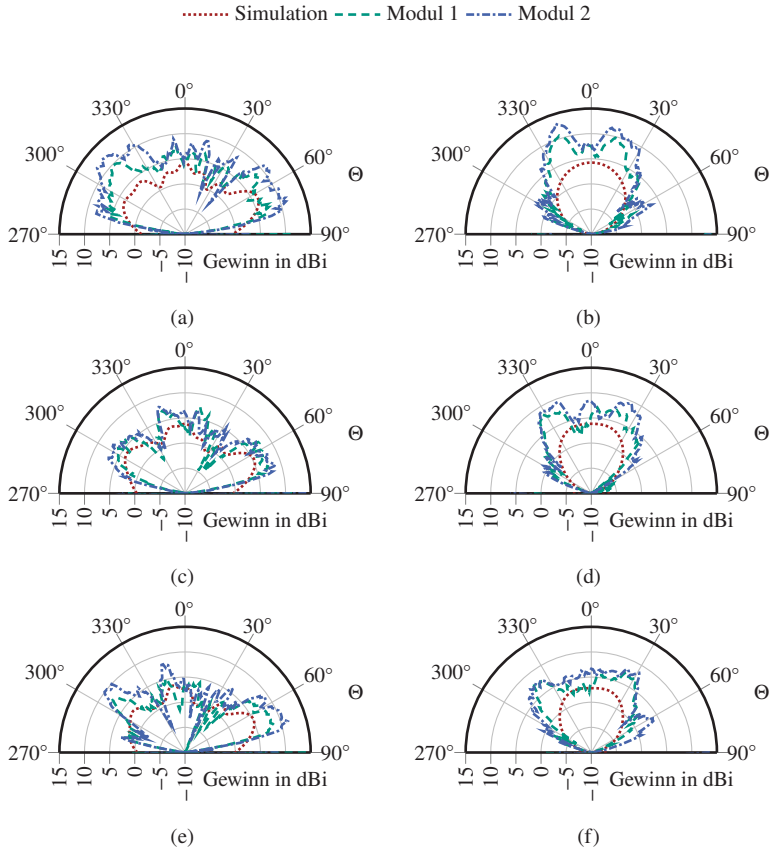


Abbildung 6.21: Simulierte sowie nach Gleichung 6.2 aus den Messungen abgeleitete Richtdiagramme der integrierten Antenne von zwei Sendemodulen: (a) E-Ebene 360 GHz, (b) H-Ebene 360 GHz, (c) E-Ebene 380 GHz, (d) H-Ebene 380 GHz, (e) E-Ebene 400 GHz, (f) H-Ebene 400 GHz.

lichkeit auf. Die größte Abweichungen des Gewinns beider Module beträgt partiell ca. 5 dB. Darüber hinaus sind die simulierten Richtdiagramme in den Grafiken enthalten. In den gemessenen und simulierten Richtdiagrammen der E-Ebene ist eine asymmetrische Form zu erkennen. Gegenüber dem Antennen-Prototypen aus Kapitel 3 ist die Ausdehnung der Massefläche im Bereich der Antenne durch die Form des RTX-Chips gegeben und in der E-Ebene asymmetrisch. Dies ist in der Simulation berücksichtigt. In Unterabschnitt 5.2.3 sind die Auswirkungen einer asymmetrischen Masseausdehnung im Detail beschrieben. Die simulierten und gemessenen Richtdiagramme der Sendemodule ähneln in Ihrer Form einander, jedoch ist auch hier eine Abweichung des mittleren Gewinns aus Simulation und Messung zu erkennen. Diese ist teilweise auf die rechnerische Ableitung über Gleichung 6.2 zurückzuführen.

6.2.5 Aufbau des Empfangsmoduls

Der Aufbau von Empfangsmodulen erfolgt analog zum Aufbau der Sendemodule. Unterschiede bestehen in dem geänderten Design der Zwischenplatine zur Aufnahme des RRX-Chips. X04 und RRX benötigen insgesamt 15 DC-Versorgungsspannungen, die von einer weiteren Modul-Basisplatine bereitgestellt und mittels Bonddrähten auf die Zwischenplatine überführt werden. Die Speisung des LO-Signals erfolgt analog zur Speisung auf dem Sendemodul. Zusätzlich wird ein ZF-Signal vom RRX-Chip über die Zwischenplatine auf die Modul-Basisplatine geführt. Auf dieser führen Leitungen zu einem Analog-zu-Digital-Wandler (AD-Wandler).

Der Aufbau des Sendemoduls hat gezeigt, dass eine Platzierung von Kapazitäten an den Versorgungsleitungen der Drain-Spannungen nahe dem Chip erforderlich ist. Dies ist auf der Zwischenplatine für den Empfänger entsprechend umgesetzt. Abbildung 6.22 zeigt die überlagerte Darstellung von Zwischenplatine und RRX-Chip bei der Ausrichtung zur Flip-Chip-Montage. In der Abbildung ist die um 90° gedrehte Anordnung der Empfangsantenne gegenüber der Antennenanordnung des RTX zu erkennen. Die Drehung ist erforderlich, um Sende- und Empfangsantenne im Demonstrator-Aufbau kopolarisiert zueinander auszurichten, da RTX und RRX auf den beiden Modul-Basisplatten jeweils orthogonal zueinander angeordnet sind. Die Kavität unterhalb der Antenne ist in ihrer Fläche entsprechen vergrößert worden, um die HF-Eigenschaften der Speiseleitung möglichst wenig zu beeinträchtigen. Der

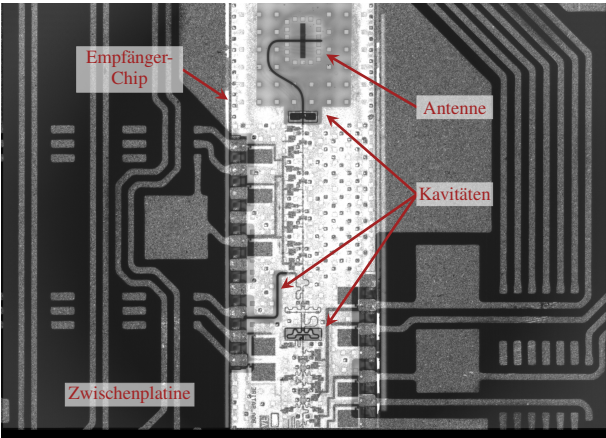


Abbildung 6.22: Überlagerte Darstellung von Zwischenplatte und RRX-Chip bei der Ausrichtung zur Flip-Chip-Montage.

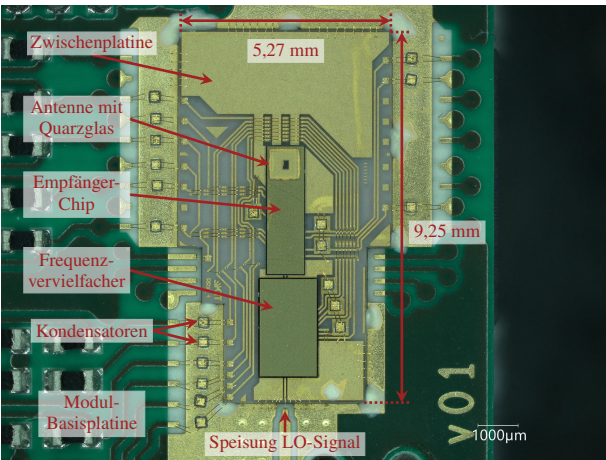


Abbildung 6.23: Empfangsmodul-Aufbau mit S-MMICs, die auf einer Zwischenplatte montiert und mit der Modul-Basisplatte verbunden sind.

Tabelle 6.6: Betriebspunkt der Bias-Spannungen von RRX und X04 sowie typische Stromstärken der On-Wafer-Messung. Gate- und Drain-Spannungen entsprechend der Kennzeichnung (G) und (D). Stromstärken des Empfangsmoduls durch Messung über die Modul-Basisplatine.

	Bias-Spannung/ -Strom	Sollwert in mV	Strom typ. in mA	Strom Modul in mA
RRX	VC_C_X2/IC_C_X2 (G)	900	-0,003	< 1
	VC_C/IC_C (G)			< 1
	V_G_CS/I_G_CS (G)	-150	-0,006	< 1
	VD_C_X2/ID_C_X2 (D)	1600	82,66	58
	VD_C/ID_C (D)			26
	VMIX/IMIX (G)	-100	-0,002	< 1
	V_D_CS/I_D_CS (D)	900	0,946	2
X04	VG_C_X2/IG_C_X2 (G)	100	-0,01	< 1
	VG_C/IG_C (G)			< 1
	VD1/ID1 (D)	900	3,942	3
	VG1/IG1 (G)	-100	-0,026	< 1
	VD2/ID2 (D)	900	1,128	3
	VG2/IG2 (G)	-100	-0,01	< 1
	VD_A/ID_A (D)	900	35,967	48
	VG_A/IG_A (G)	100	-0,011	< 1

vollständige Aufbau des Empfangsmoduls im Bereich der Zwischenplatine ist in Abbildung 6.23 zu erkennen. In Tabelle 6.6 sind die Bias-Einstellungen der beiden Chips zusammen mit der typischen Stromaufnahme bei der On-Wafer-Messung aufgelistet. Zudem sind die Ströme der einzelnen Kanäle auf dem Empfangsmodul dargestellt, die durch Messung über die Modul-Basisplatine ermittelt worden sind.

6.3 Radarmessung im Gesamtaufbau

Zur Durchführung von Radarmessungen mithilfe des Demonstrators werden Sende- und Empfangsmodul auf der Basisbandplatine der Firma VEGA mon-

tiert, wie in Abbildung 6.18 zu erkennen. Auf dieser befinden sich eine phasengesteuerte Regelschleife (PLL, engl. phase-locked loop) sowie ein integrierter spannungsgesteuerter Oszillator (VCO, engl. voltage-controlled oscillator), über die ein LO-Signal generiert wird. Weitere Verstärkerketten, die sich auf der Basisbandplatine befinden, verstärken das Signal zusätzlich. Hierbei ist die Gesamtverstärkung derart ausgelegt, um einen ausreichend hohen LO-Pegel an den Eingängen der Module sicherzustellen. Die LO-Signale werden über Koaxialkabel von der Basisbandplatine zu den Modulen geführt, die auch in Abbildung 6.18 erkennbar sind. Über den PLL-Baustein können Frequenzrampen generiert werden, um einen FMCW-Betrieb des Aufbaus zu ermöglichen. Die Einstellung der Parameter und Ablaufsteuerung erfolgt über einen Mikrocontroller. Die Ablaufsteuerung und Speicherung der ZF-Signale während der Radarmessungen erfolgt ebenfalls über den Mikrocontroller. Auf diese Weise ist ein eigenständiger Betrieb des Demonstrators möglich. Messwerte werden über eine USB-Schnittstelle ausgelesen.

Um die Funktionstüchtigkeit des Demonstrators zu überprüfen, wird dieser auf einer Trägerplatte montiert, siehe Abbildung 6.24. In Hauptstrahlrichtung des Radares wird darüber hinaus ein Corner-Reflektor mit einer Kantenlänge von 200 mm in einem Abstand von ca. 75 cm montiert. Dieser kann über einen Linearantrieb verfahren werden, um den Abstand zum Radar zu variieren. Die E-Ebene, in der die Antennen der Module einen größeren Öffnungswinkel aufweisen, befindet sich im dargestellten Aufbau und in der späteren Messung in der Horizontalen.



Abbildung 6.24: Messaufbau zur Entfernungsmessung eines mittels Linearantriebes bewegten Corner-Reflektors als Radarziel.

Es sind zunächst zwei Messungen durchgeführt worden, zum einen eine Leermessung, bei der der Corner-Reflektor nicht montiert ist, zum anderen eine Messung mit Corner-Reflektor. Durch die beiden Messungen ist es möglich, Nebenziele und Störungen gegenüber den vom Corner-Reflektor hervorgerufenen Echo-Signalen zu unterscheiden. Die Bandbreite beträgt bei allen hier diskutierten Messungen 50 GHz, bei symmetrischer Lage um 385 GHz. Die Abtastfrequenz liegt bei 1 MHz bei einer Anzahl von 5120 Samples. Die Rampendauer beträgt entsprechend 5,12 ms. In Abbildung 6.25 sind die Ergebnisse der Entfernungsmessung mit und ohne montiertem Corner-Reflektor dargestellt. Es ist zu erkennen, dass insgesamt zwei Peaks bei der Messung des Corner-Reflektors gegenüber der Leermessung zusätzlich auftreten. Ein Peak tritt bei einer Entfernung von 0,621 m auf. Der Pegel beträgt hier ca. -41 dB. Ein weiterer Peak tritt bei einer Entfernung von 0,746 m auf und weist einen Pegel von ca. -29 dB auf. Das in kürzerer Entfernung auftretende Nebenziel ist auf eine Reflexion an den Stirnflächen der metallischen Reflektor-Halterung zurückzuführen, die bei der Leermessung nicht montiert ist. Die Reflexion in größerer Entfernung und mit größerer Amplitude stammt vom Corner-Reflektor. Bei Variation der Reflektor-Position über den Linearmotor bleibt die relative Distanz von Haupt- und Nebenziel konstant. Daraus ist zu folgern,

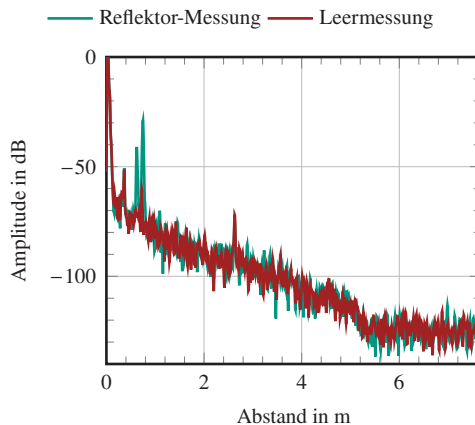


Abbildung 6.25: Entfernungsmessung eines Corner-Reflektors bei einem Abstand von ca. 75 cm zum Radar-Demonstrator. Eine Leermessung ohne montiertem Corner-Reflektor dient als Referenz.

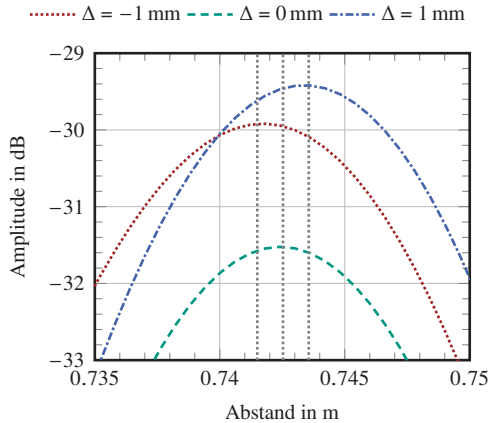


Abbildung 6.26: Entfernungsmessung bei Positionsänderung des Corner-Reflektors um jeweils 1 mm.

dass die Reflexionen in der Messung durch Reflexionsstellen oberhalb des Linearmotor-Schlittens verursacht werden.

Des Weiteren werden Messungen bei unterschiedlicher Distanz des Corner-Reflektors betrachtet. Eine Messung der Ursprungsposition ($\Delta = 0 \text{ mm}$) wird mit Messungen einer um 1 mm kürzeren Distanz ($\Delta = -1 \text{ mm}$) und einer um 1 mm längeren Distanz ($\Delta = 1 \text{ mm}$) des Corner-Reflektors verglichen. In Abbildung 6.26 sind die Messergebnisse der Entfernungsmessung dargestellt. Es handelt sich hier um einen stark vergrößerten Ausschnitt der gemessenen Radar-Hauptziele gegenüber der Darstellung aus Abbildung 6.25. Es ist zu erkennen, dass eine Abstandsänderung von 1 mm anhand der in den Messungen auftretenden Maxima detektiert werden kann. Die vertikalen Markierungen, die einen Abstand von 1 mm kennzeichnen, verlaufen durch die Maxima der Kurven und zeigen, dass die relativ gemessenen Abstände quantitativ plausibel sind. Zwischen den einzelnen Messungen treten Amplitudenabweichungen des detektierten Zieles von etwa 2 dB auf. Die auftretenden Amplitudenabweichungen der dargestellten Messungen sind durch den zeitlichen Abstand der Messungen in Höhe von mehreren Minuten begünstigt.

6.4 Schlussfolgerungen zur Systemintegration und Messung des Gesamtaufbaus

Zum Aufbau des Radars ist zunächst die Flip-Chip-Prozessierung von Indium-Bumps auf laserprozessierten Trägerplatinen optimiert worden. Die Güte der elektrischen Verbindung zwischen Trägerplatine und Chip hängt maßgeblich von der Nachbehandlung der Metalloberflächen auf der Trägerplatine ab, auf denen sich während der Strukturierung Prozessablagerungen gebildet haben. Diese sind mittels eines weiteren Laserablationsschrittes entfernt worden, da eine chemische Entfernung nicht möglich ist. Diese Optimierung hat nicht nur die elektrische Güte erhöht, sondern auch die mechanische Scherfestigkeit erhöht, die in Scherversuchen untersucht worden ist.

Weitere Herausforderungen bei der Flip-Chip-Prozessierung großer Chips ergeben sich im Hinblick auf die Planarität des Trägersubstrates. Eine Wölbung des Trägersubstrates kann dazu führen, dass nur ein Teil der elektrischen Verbindungen erfolgreich hergestellt werden. Besonders in den Randbereichen der Chips treten infolgedessen Fehlkontaktierungen auf. Eine nicht zu vernachlässigende Wölbung des verwendeten Aluminiumoxid-Substrates ist durch die einseitige Laserstrukturierung hervorgerufen worden. Zur Kompensation der Wölbung sind zusätzliche Kompensationsstrukturen auf der Substrat-Rückseite strukturiert worden, sodass eine vollflächige Kontaktierung von Chips mit einer Ausdehnung mehrerer Millimeter erreicht werden konnte.

Mit dem zuvor optimierten Verfahren sind Sende- und Empfangsmodule aufgebaut worden. Anschließend sind die Sendemodule mithilfe des Antennenmessplatzes charakterisiert worden. Ihre Systembandbreite beträgt bis zu ca. 85 GHz. Die Richtdiagramme von zwei charakterisierten Sendemodulen weisen sowohl untereinander als auch zur Simulation eine ähnliche Form auf. Die frequenzabhängigen Verläufe des Gewinns folgen im Mittel dem simulierten Verlauf. Dies zeigt, dass ein reproduzierbarer Aufbau der Sendemodule inklusive der hier entwickelten Antennen möglich ist. Dennoch treten Abweichungen des Gewinns auf, die teilweise über 5 dB liegen. Der aus den Messungen berechnete Gewinn der On-Chip Antennen leitet sich zum Teil aus On-Wafer-Messungen der S-MMIC-Ausgangsleistungen ab. Die bei der On-Wafer-Messung verwendeten Messspitzen entsprechen einer unterschiedlichen Lastimpedanz am Ausgang der Leistungsverstärker gegenüber einer Terminierung durch die On-Chip Antennen. Dies erschwert die Eingrenzung weiterer Ursachen, die zu Abweichungen zwischen Simulation und Messung führen

können.

Eine abschließende Messung des Gesamtaufbaus, bei dem die Sende- und Empfangsmodule den Kern eines FMCW-Radares bilden, demonstriert die Funktionstüchtigkeit aller Komponenten. Mit einer Messbandbreite von 50 GHz ist die relative Bewegung eines Corner-Reflektors mit Abstandsänderungen von 1 mm detektiert worden.

7 Schlussfolgerungen

In dieser Arbeit wurden Antennen- und Aufbautechnologien zur Realisierung breitbandiger Submillimeterwellen-Funkmodule im Frequenzbereich um 380 GHz untersucht. Die erarbeiteten Konzepte eignen sich besonders für Systemaufbauten, bei denen hohen Integrationsdichten erforderlich sind, z. B. bei mehrkanaligen Systemen. Dies wird durch die Kombination mit moderner Indium-Flip-Chip-Technologie erreicht. Der vorgestellte On-Chip-Antennenaufbau aus Schlitzspeisung, Substratdurchführung und rückseitig angebrachtem Quarzglas stellt eine Methode dar, die hohen verfügbaren Systembandbreiten monolithisch integrierter Schaltungen im Submillimeterwellen-Frequenzbereich bei hoher Abstrahleffizienz auszuschöpfen. Die Antenne ist speziell für den Einsatz in bildgebenden Radarsystemen zur Erfassung von Oberflächentopologien vorgesehen, bei der große Öffnungswinkel erforderlich sind, um Oberflächen weiträumig auszuleuchten und abzutasten. Die entwickelten Methoden sind jedoch auch auf andere Anwendungsszenarien übertragbar, bei denen hohe Bandbreiten und große Öffnungswinkel der Antennen erforderlich sind. Im Vergleich zu anderen Arbeiten auf diesem Themengebiet liegt der Fokus dieser Arbeit besonders auf der Verwendung moderner Fertigungstechnologien wie der Laserablation und der Indium-Flip-Chip-Technologie. Darüber hinaus hebt sich der betrachtete Frequenzbereich von anderen Arbeiten ab, welches zugleich die intensive Untersuchung von Antennenmessverfahren zur Ermittlung und Minimierung von Messeinflüssen begründet.

Folgende Erkenntnisse und technische Neuerungen aus dieser Arbeit sind hervorzuheben:

- Erstmals ist ein On-Chip-Antennenkonzept vorgestellt worden, mit dem trotz der hohen Permittivität des verwendeten Halbleitersubstrates ($\epsilon_r \approx 12,9$) eine Bandbreite und Effizienz erreicht wird, die den bisherigen Stand der Technik übertrifft. Die relative 10 dB-Bandbreite der Antenne beträgt ca. 25 % bei einer Effizienz von bis zu ca. 80 %. Das Kon-

zept basiert auf einer Speisung mittels Schlitzstrahler in Kombination mit extern auf dem Chip angebrachten Quarzgläsern, die zur Erhöhung der Abstrahleffizienz beitragen. Bei konstanter Dicke des Quarzglases im Bereich der On-Chip-Speisestruktur haben laterale Größenänderungen des Quarzglases einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Impedanzbandbreite der Antenne. Die laterale Ausdehnung des Quarzglases und die Ausdehnung der darunter befindlichen Massefläche hat hingegen einen signifikanten Einfluss auf das Abstrahlverhalten der Antenne. Angeregte Wellen lösen sich nicht unmittelbar in der Nähe der Speisestruktur in den Freiraum ab, sondern breiten sich zum Teil im Quarzglas aus. Dies führt zu Kantenabstrahlung und Welligkeiten in der Richtcharakteristik. Laserstrukturierte Grabenstrukturen können in das Quarzglas eingebracht werden, um quaderförmige Resonatorstrukturen zu formen, ohne das Quarzglas vollständig zu unterbrechen. Dies reduziert die Wellenausbreitung in die umliegenden Bereiche des Quarzglases, sodass die Anbringung eines einzelnen Glases auf mehrkanaligen Chips denkbar ist.

- Zur Messspitzen-basierten Charakterisierung von Antennen-Prototypen und der Charakterisierung systemintegrierter Antennen ist erstmalig ein Messsystem im WM-570 und WM-380 Frequenzband bis 750 GHz realisiert und demonstriert worden, bei dem die Messobjekte auf einem in den Freiraum ragenden Arm platziert werden können. Dadurch ist der verfahrbare Winkelbereich des Empfangs-Messarmessarmes nicht auf einen Halbraum beschränkt, sodass Antennen charakterisiert werden können, die oberseitig kontaktiert werden und rückseitig abstrahlen. Besonders hohe Ansprüche an das Messsystem bestehen hinsichtlich der mechanischen Stabilität, da die Kontaktabstände der Messspitzen mit zunehmender Frequenz schrumpfen, diese folglich empfindlicher sind und präziser auf dem Messobjekt platziert werden müssen. Es ist sowohl die Systemdynamik als auch die Reproduzierbarkeit von Messungen untersucht worden. Wiederholte Messungen von Hornantennen mit zeitlichen Abständen mehrerer Tage zeigen, dass es mit dem System möglich ist, reproduzierbare Antennenmessungen durchzuführen.
- Reflexionen, die innerhalb des Messaufbaus auftreten, begünstigen in den gemessenen Richtdiagrammen die Entstehung von Welligkeiten. Flachabsorber wurden zur Unterdrückung von Reflexionen im Messauf-

bau untersucht und dazu auf Kunststoffträgern aufgebracht und im Bereich der Empfangsantenne montiert. Reflexionen wurden durch das Absorbermaterial kaum unterdrückt, stattdessen konnten Mehrfachreflexionen erfolgreich durch Anbringung eines gewölbten Kunststoffschildes reduziert werden, bei dem auftreffende Wellen gezielt in den Freiraum abgelenkt werden.

- Probenhalterungen in der Umgebung der Messobjekte begünstigen nicht nur die Entstehung von Welligkeiten, sondern können abgeschattete Bereiche in den gemessenen Richtdiagrammen hervorrufen. In diesem Zusammenhang ist das Konzept eines Vakuum-Rechteckhohlleiter-Flansches vorgestellt worden, über den unter Verwendung zusätzlicher laserprozessierter Metallblenden eine Schlitzspeisung von Antennenstrukturen möglich ist. Durch das Konzept entfallen zusätzliche Halterungen, die die Messung beeinträchtigen. Die mechanische Stabilität des Aufbaus gegenüber einer Messspitzen-basierten Kontaktierung ist erhöht.
- Es wurde erstmalig das Abstrahlverhalten von Messspitzen im WM-570 und WM-380 Frequenzband untersucht. Die Eigenabstrahlung der Messspitzen überlagert sich mit den abgestrahlten Anteilen des Messobjektes und verfälscht folglich das Ergebnis der Antennenmessung. Dies ist besonders bei der Charakterisierung von Antennen mit niedrigem Gewinn kritisch. Die durchgeführten Messungen helfen, einen technisch sinnvollen Messbereich von Messspitzen-basierten Messungen abzuschätzen.
- Die Flip-Chip-Prozessierung von Chips auf laserprozessierten Trägerplatten zum Aufbau von Sende- und Empfangsmodulen hat gezeigt, dass Prozessablagerungen und Materialwölbungen auftreten können, die eine vollflächige, niederohmige und mechanisch stabile Kontaktierung des Chips verhindern. Ablagerungen wurden durch einen weiteren Ablationsschritt entfernt. Die Wölbung des Materials, die bei der Leitungsstrukturierung der Material-Oberseite hervorgerufen wurde, ist durch rückseitige Kompensationsstrukturen minimiert worden.
- Messungen der aufgebauten Sendemodule haben gezeigt, dass eine rechnerische Ableitung des Antennengewinns der systemintegrierten Antenne aus On-Chip-Messungen der aktiven Schaltungskomponenten möglich ist. Fehler pflanzen sich jedoch aus den einzelnen Teilmessungen,

die in der Berechnung verwendet werden, fort. Ein zusätzlicher Fehler entsteht durch den unterschiedlichen Abschluss des Leistungsverstärkers bei der On-Chip-Charakterisierung und bei der späteren Terminierung durch die On-Chip-Antenne.

- Der Gesamtaufbau des Radarsystems wurde validiert, indem ein Radarziel mit veränderlichem Abstand vor dem Radar platziert und bei einer Bandbreite von 50 GHz gemessen wurde. Abstandsänderungen von 1 mm konnten auf diese Weise detektiert werden. Das System stellt somit die erste realisierte Flip-Chip-Integration eines FMCW-Radares im Submillimeterwellen-Frequenzbereich oberhalb von 300 GHz dar.

In dieser Arbeit wurden zusammenfassend Antennen- und Aufbautechnologien sowie Antennen-Charakterisierungsmethoden zur Entwicklung von Submillimeterwellen-Funkmodulen im Frequenzbereich oberhalb von 300 GHz untersucht. Die entwickelten Antennen- und Messaufbauten stellen den neuen Stand der Technik dar und bieten auch außerhalb der Radarsensorik eine Grundlage zur Entwicklung und Charakterisierung zukünftiger Antennensysteme im Submillimeterwellen-Frequenzbereich.

A Anhang

A.1 Justage des Antennenmessplatzes

Kapitel 4 beschreibt den Aufbau eines Antennenmessplatzes, über den die Charakterisierung der Antennen erfolgt ist, die im Rahmen dieser Arbeit realisiert worden sind. Im Aufbau sind verschiedene Justagemöglichkeiten vorgesehen, über die eine Ausrichtung der Empfangsantenne auf das Drehzentrum des Empfangsarmes durchgeführt werden kann. Darüber hinaus erfolgt eine Ausrichtung vom Drehzentrum des Empfangsarmes und dem Zentrum der AUT. Die mechanischen Komponenten sind in Abschnitt 4.2 beschrieben. Nachfolgend werden die zur Justage verwendeten Hilfsmittel diskutiert und die Vorgehensweise zur Ausrichtung von Arm und AUT skizziert. Abbildung A.1a zeigt den Aufbau einer Laser-Justagevorrichtung, die aus ei-

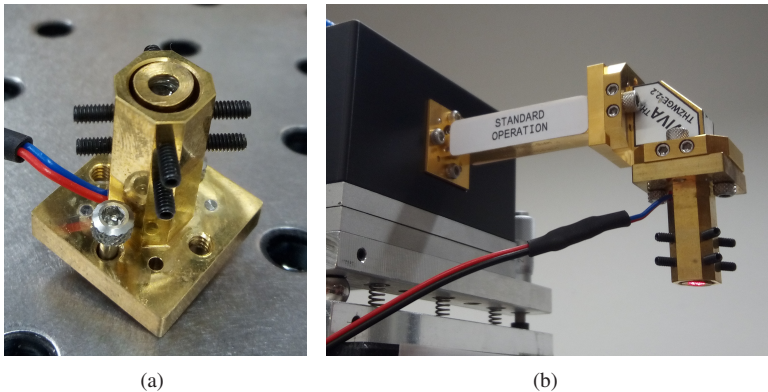


Abbildung A.1: Laser-Justagevorrichtung zur Ausrichtung der Empfangsantenne auf das Drehzentrum des Messaufbaus: (a) Metallgehäuse mit integriertem Lasermodul, (b) am Hohlleiter montiertes Tool.

nem Metallgehäuse besteht, welches auf dem Flansch eines VDI-Hohlleiters bzw. baugleicher Hohlleiterflansche montiert werden kann. Im Schaft der abgebildeten Vorrichtung befindet sich ein Lasermodul. Über die Vorrichtung wird eine optische Ausrichtung der Hohlleiter-Achse der Empfangsantenne auf das Zentrum des Messaufbaus erleichtert. Das Lasermodul ist in dem Metallgehäuse über seitliche Madenschrauben fixiert. Diese ermöglichen die Ausrichtung der optischen Achse des Lasers auf die Längsachse des Metallgehäuses. Die Ausrichtung erfolgt durch Montage der Justagevorrichtung an einem fixierten Flansch. Die Montageposition wird schrittweise um 90° um die Längsachse variiert und die Projektion des Lasers auf einem Papier markiert. Ist eine Positionsänderung der Projektion auf dem Papierschirm bei unterschiedlicher Distanz zur Laser-Justagevorrichtung nicht mehr erkennbar, so liegt die optische Achse des Lasers nahezu im Drehzentrum.

Die Laser-Justagevorrichtung kann anstelle der Empfangsantenne am Rx-Erweiterungsmodul montiert werden, siehe Abbildung A.1b, um die Hohlleiter-Achse bezogen auf das Drehzentrum des Empfangsarmes auszurichten. Zur Justage wird das Rx-Erweiterungsmodul sowohl verschoben als auch über die Kipplattform geneigt, wie in Abschnitt 4.2 beschrieben. Die Schnittpunkte der beiden Drehachsen des Empfangsarmes sind mithilfe eines Kreuzlinienlasers ermittelt worden, um das Drehzentrum auf einem im Zentrum angebrachten Papierschirm zu markieren. Auf diesem wird die Projektion der Laser-Justagevorrichtung unter verschiedenen Winkelpositionen des Dreharmes beobachtet, um eine schrittweise Justage durchzuführen.

Zur Charakterisierung einer AUT ist eine Positionierung von dieser im Drehzentrum des Messaufbaus erforderlich. Die Ausrichtung erfolgt hierbei nicht mithilfe der Laser-Justagevorrichtung, sondern mit einem Kreuzlinienlaser, um eine Demontage der Empfangsantenne im Messbetrieb zu vermeiden. Es befinden sich mehrere Mittenmarkierungen am TxRx-Erweiterungsmodul auf der Senderseite sowie auf den Achsen des Empfangsarmes, die eine Ausrichtung erleichtern. Folgende Schritte werden zur Ausrichtung zwischen AUT und Empfangsarm durchgeführt:

1. Höhengausrichtung von AUT und Θ -Achse über Höhenverstellung der Θ -Achse bzw. Mikro-Positionierer.
2. Ausrichtung der vertikalen Laser-Projektionsebene entlang der Längsachse des TxRx-Erweiterungsmoduls (Senderseite).

- 2.1 Positionierung der Ψ -Achse in die Ebene der Laser-Projektionsebene über X-Achse des Kreutisches.
- 2.1 Rotation der Ψ -Achse, sodass die Mittenmarkierungen am Empfangsarm in der Laser-Projektionsebene liegen. Dies entspricht der $\Psi = 0^\circ$ Position.
- 2.1 Senkrechte Positionierung der Θ -Achse, sodass die übrigen Mittenmarkierungen am Empfangsarm in der Laser-Projektionsebene liegen. Dies entspricht der $\Theta = 0^\circ$ Position. Positionierung des Armes entspricht Abbildung 4.1.
3. Ausrichtung der vertikalen Laser-Projektionsebene möglichst orthogonal zur Längsachse des TxRx-Erweiterungsmoduls, sodass die Laser-Projektionsebene durch das Zentrum der Apertur der AUT verläuft.
 - 3.1 Positionierung der Ψ -Achse in die Ebene der Laser-Projektionsebene über Y-Achse des Kreutisches.
 - 3.2 Rotation der Ψ -Achse in die $\Psi = \pm 90^\circ$ Position, um anhand der Mittenmarkierung des Armes zu prüfen, ob die Laser-Projektionsebene orthogonal zur Längsachse des TxRx-Erweiterungsmoduls steht.
4. Ggf. Schritte unter Punkt 3 sukzessive wiederholen, bis sich die Mittenmarkierungen in Schritt 3.2 in der Laser-Projektionsebene befinden.

A.2 Laserprozessierte dielektrische Resonator-Antenne mit Hohlleiter-Schlitzspeisung

In [13] sind DRAs im WM-380 Frequenzband untersucht worden, die aus Alumina-Resonatoren bestehen. Diese sind auf dünnen Stahlblechen montiert, in denen eine Schlitzapertur prozessiert ist. Alle Komponenten sind mittels Laserablation gefertigt worden. Die Antenne wird, wie in der schematischen Darstellung in Abbildung A.2 gezeigt, an einem Hohlleiterende montiert und über diesen gespeist. Mikroskopaufnahmen der realisierten Antenne im Bereich der Schlitzapertur sind in Abbildung A.3 dargestellt.

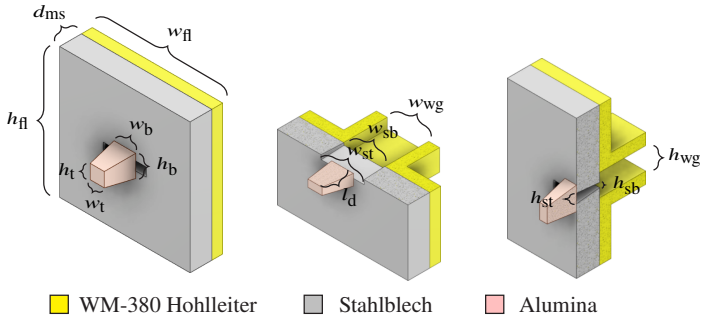


Abbildung A.2: Schematische Struktur der DRA im WM-380 Frequenzband ($h_{fl} = 19,05$ mm, $h_{st} = 70$ μ m, $h_{sb} = 40$ μ m, $h_{wg} = 190$ μ m, $w_{fl} = 19,05$ mm, $w_{st} = 395$ μ m, $w_{sb} = 375$ μ m, $w_{wg} = 380$ μ m, $d_{ms} = 200$ μ m, $l_d = 254$ μ m; $h_t = 130$ μ m, $h_b = 269$ μ m, $w_t = 122$ μ m, $w_b = 286$ μ m), [13] © 2023 IEEE.



Abbildung A.3: Mikroskopaufnahme der gefertigten DRA: (a) Draufsicht, (b) Seitenansicht, [13] © 2023 IEEE.

Literaturverzeichnis

- [Bal97] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2 edition, 1997.
- [BGMZ22] Benjamin Baumann, Bersant Gashi, Dominik Meier, and Christian Zech. High-Resolution 400 GHz Submillimeter-Wave Quasi-Optical Radar Imaging System. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 32(3):226–229, 2022.
- [BHRW16] Linus Boehm, Martin Hitzler, Fabian Roos, and Christian Waldschmidt. Probe Influence on Integrated Antenna Measurements at Frequencies Above 100 GHz. In *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 552–555, 2016.
- [BS17] A. Boriskin and R. Sauleau. *Aperture Antennas for Millimeter and Sub-Millimeter Wave Applications*. Signals and Communication Technology. Springer International Publishing, 2017.
- [BS19] M. Božanić and S. Sinha. *Systems-Level Packaging for Millimeter-Wave Transceivers*. Smart Sensors, Measurement and Instrumentation. Springer International Publishing, 2019.
- [BZ10] Stefan Beer and Thomas Zwick. Probe Based Radiation Pattern Measurements for Highly Integrated Millimeter-Wave Antennas. In *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, 2010.
- [Car18] F. Cardarelli. *Materials Handbook: A Concise Desktop Reference*. Springer International Publishing, 2018.
- [DLL⁺15a] Xiao-Dong Deng, Yihu Li, Jiankang Li, Chao Liu, Wen Wu, and Yong-Zhong Xiong. A 320-GHz 1×4 Fully Integrated Phased Array Transmitter Using 0.13- μm SiGe BiCMOS Technology. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 5(6):930–940, 2015.
- [DLL⁺15b] Xiao-Dong Deng, Yihu Li, Chao Liu, Wen Wu, and Yong-Zhong Xiong. 340 GHz On-Chip 3-D Antenna With 10 dBi Gain

- and 80% Radiation Efficiency. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 5(4):619–627, 2015.
- [DS12] Jürgen Detlefsen and Uwe Siart. *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. Oldenbourg, München, 4., aktualisierte aufl. edition, 2012.
- [DW03] D. Deslandes and Ke Wu. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(2):593–596, 2003.
- [DWX⁺20] Jiayun Dai, Fei Wang, Lida Xu, Desheng Zhao, Ping Han, and Tangshen Chen. Low Temperature Fine Pitch Au-In Solid Liquid Inter Diffusion Bonding for Wafer Level Packaging. In *2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT)*, pages 1–4, 2020.
- [Evo24] Evonik Industries AG. *Product Information ROHACELL®HF*. Evonik Industries AG, 2024.03 edition, March 2024.
- [FLH⁺13] Brian E. Fischer, Ivan J. LaHaie, M. D. Huang, M. H. A. J. Herben, A. C. F. Reniers, and P. F. M. Smulders. Causes of Discrepancies Between Measurements and EM Simulations of Millimeter-Wave Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 55(6):139–149, 2013.
- [GBBA01] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and Ittipiboon A. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Antennas and Propagation Library. Artech House, 2001.
- [GBD⁺13] H. Gulan, S. Beer, S. Diebold, C. Rusch, A. Leuther, I. Kallfass, and T. Zwick. Probe Based Antenna Measurements up to 325 GHz for upcoming Millimeter-Wave Applications. In *2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 228–231, 2013.
- [GJM⁺21] Bersant Gashi, Laurenz John, Dominik Meier, Markus Rösch, Sandrine Wagner, Axel Tessmann, Arnulf Leuther, Oliver Ambacher, and Rüdiger Quay. Broadband 400-GHz InGaAs mHEMT Transmitter and Receiver S-MMICs. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 11(6):660–675, 2021.
- [Hof83] R.K. Hoffmann. *Integrierte Mikrowellenschaltungen: Elektrische Grundlagen, Dimensionierung, technische Ausführung, Technologien*. Springer Berlin Heidelberg, 1983.

- [HZB24] Joachim Hebel, Thomas Zwick, and Akanksha Bhutani. Radiation behaviour of mm-wave on-wafer probes in H-band and the influence on antenna measurements. *Electronics Letters*, 60(3):e13116, 2024.
- [JWL⁺22] Xiaoxiao Ji, Fei Wang, Pengsen Lin, Luqiao Yin, and Jianhua Zhang. Fabrication and Mechanical Properties Improvement of Micro Bumps for High-Resolution Micro-LED Display Application. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 69(7):3737–3741, 2022.
- [Kar22] Klaus W. Kark. *Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. Springer eBook Collection. Springer Vieweg, Wiesbaden, 9 edition, 2022.
- [KCC⁺97] Young-Ho Kim, Jong Hwa Choi, Kang-Sik Choi, Hee Chul Lee, and Choong-Ki Kim. New Reflow Process for Indium Bump. In *Infrared Technology and Applications XXIII*, volume 3061, pages 60 – 67. International Society for Optics and Photonics, SPIE, 1997.
- [KCC⁺21] Paweł Kozłowski, Krzysztof Czuba, Krzysztof Chmielewski, Jacek Ratajczak, Joanna Branas, Adam Korczyk, Kazimierz Rejniński, and Agata Jasik. Indium-Based Micro-Bump Array Fabrication Technology with Added Pre-Reflow Wet Etching and Annealing. *MDPI Materials*, 14(21):6269, 2021.
- [KÇUD⁺15] Wasif Tanveer Khan, A. Çağrı Ulusoy, Gaetan Dufour, Mehmet Kaynak, Bernd Tillack, John D. Cressler, and John Papapolymerou. A D-Band Micromachined End-Fire Antenna in 130-nm SiGe BiCMOS Technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(6):2449–2459, 2015.
- [Kra88] J.D. Kraus. *Antennas*. Electrical engineering series. McGraw-Hill, 1988.
- [KSYH19] Shangcheng Kong, Yizhu Shen, Kai Ye, and Sanming Hu. Design, analysis and verification of integrated horn array for fast evaluation of probe-fed antenna measurement setup. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13(11):1788–1793, 2019.
- [LC17] Chun-Hsing Li and Te-Yen Chiu. 340-GHz Low-Cost and High-Gain On-Chip Higher Order Mode Dielectric Resonator Antenna

- p>for THz Applications.
- IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*
- , 7(3):284–294, 2017.
- [LTD⁺13] Arnulf Leuther, Axel Tessmann, Michael Dammann, Hermann Massler, Michael Schlechtweg, and Oliver Ambacher. 35 nm mHEMT Technology for THz and ultra low noise applications. In *2013 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials (IPRM)*, pages 1–2, 2013.
- [MC56] T. Morita and S. B. Cohn. Microwave lens matching by simulated quarter-wave transformers. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 4(1):33–39, 1956.
- [Mei92] Hans Heinrich Meinke. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen, Komponenten, Systeme*. Springer, Berlin, 5., überarb. aufl. edition, 1992.
- [MKS23] Christoph Mangiavillano, Alexander Kaineder, and Andreas Stelzer. A 0.48-THz Fully-Differential FMCW Radar Transceiver in 90-nm SiGe BiCMOS. In *2023 Austrochip Workshop on Microelectronics (Austrochip)*, pages 6–9, 2023.
- [Pet07] A. Petosa. *Dielectric Resonator Antenna Handbook*. Artech House antennas and propagation library. Artech House, 2007.
- [Poz12] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 4 edition, 2012.
- [RKI⁺09] Sylvain Ranvier, Mikko Kyrö, Clemens Icheln, Cyril Luxey, Robert Staraj, and Pertti Vainikainen. Compact 3-D on-wafer radiation pattern measurement system for 60 GHz antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(2):319–324, 2009.
- [RvDSH15] Ad C. F. Reniers, A. Rainier van Dommele, A. Bart Smolders, and Matti H. A. J. Herben. The Influence of the Probe Connection on mm-Wave Antenna Measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(9):3819–3825, 2015.
- [SC09] Harry Schoeller and Junghyun Cho. Oxidation and reduction behavior of pure indium. *Journal of Materials Research*, 24(2):386–393, 2009.
- [SHC⁺99] A. Singh, D.A. Horsley, M.B. Cohn, A.P. Pisano, and R.T. Howe. Batch Transfer of Microstructures Using Flip-Chip Solder Bonding. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 8(1):27–33, 1999.

- [Sim02] Rainee N. Simons. Novel On-Wafer Radiation Pattern Measurement Technique for MEMS Actuator Based Reconfigurable Patch Antennas. In *2002 Antenna Measurement Techniques Association Symposium (AMTA)*, Cleveland, Ohio, 2002.
- [SRJH13] A.B. Smolders, A.C.F. Reniers, U. Johannsen, and M.H.A.J. Herben. Measurement and calibration challenges of microwave and millimeter-wave phased-arrays. In *2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 358–361, 2013.
- [SSER20] Benedikt Sievert, Jan Taro Svejda, Daniel Erni, and Andreas Rennings. Spherical mm-Wave/THz Antenna Measurement System. *IEEE Access*, 8:89680–89691, 2020.
- [ST12] W.L. Stutzman and G.A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. Wiley, 3 edition, 2012.
- [ST14] G. Schröder and H. Treiber. *Technische Optik: Grundlagen und Anwendungen*. Kamprath-Reihe. Vogel, 11 edition, 2014.
- [SWV⁺22] David Starke, Jonathan Wittemeier, Florian Vogelsang, Benedikt Sievert, Daniel Erni, Andreas Rennings, Holger Rücker, and Nils Pohl. A Fully Integrated 0.48 THz FMCW Radar Transceiver MMIC in a SiGe-Technology. In *2022 17th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pages 56–59, 2022.
- [SZS⁺20] S. Schuster, D. Zankl, S. Scheiblhofer, C. Feilmayr, Johann Reisinger, R. Feger, A. Stelzer, and C. Schmid. Massive MIMO Radar based Burden Surface Imaging: How mm-Wave Integrated Circuits Enable Optimization of Blast Furnace Charging. In *2020 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*, pages 1–4, 2020.
- [TFL12] Diane Titz, Fabien Ferrero, and Cyril Luxey. Development of a Millimeter-Wave Measurement Setup and Dedicated Techniques to Characterize the Matching and Radiation Performance of Probe-Fed Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 54(4):188–203, 2012.
- [TFLJ11] Diane Titz, Fabien Ferrero, Cyril Luxey, and Gilles Jacquemod. A Novel Fully-Automatic 3D Radiation Pattern Measurement Setup for 60 GHz Probe-fed Antennas. In *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 3121–3124, 2011.

- [TW98] Manfred K. A. Thumm and Werner Wiesbeck. *Hochfrequenz-messtechnik*. Vieweg+Teubner, Wiesbaden, 2., durchges. Aufl. edition, 1998.
- [VCBH⁺08] Koen Van Caekenberghe, Kenneth M. Brakora, Wonbin Hong, Karan Jumani, DaHan Liao, Mustafa Rangwala, Yun-Zhen Wee, Xinen Zhu, and Kamal Sarabandi. A 2–40 GHz Probe Station Based Setup for On-Wafer Antenna Measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(10):3241–3247, 2008.
- [VHG⁺24] Luca Valenziano, Joachim Hebel, Georg Gramlich, Alexander Quint, Thomas Zwick, and Akanksha Bhutani. Advanced Bond-Wire Interconnect Solution for Ultra-Broadband Applications Covering DC to 210 GHz. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 14(11):1921–1930, 2024.
- [Vir24a] Virginia Diodes Inc. *Operation Manual - PNA / PNA-X Vector Network Analyzer Extension Modules*. Virginia Diodes Inc., rev: 7/30/2024 edition, July 2024.
- [Vir24b] Virginia Diodes Inc. *Product Overview - PNA / PNA-X Vector Network Analyzer Extension Modules*. Virginia Diodes, Inc., rev: 7/30/2024 edition, July 2024.
- [Vir24c] Virginia Diodes Inc. *Summary of Performance Specifications VNA Frequency Extension Modules*. Virginia Diodes, Inc., 2024.01.29 edition, January 2024.
- [YGR16] Yang Yang, Ozan Dogan Gurbuz, and Gabriel M. Rebeiz. An Eight-Element 370–410-GHz Phased-Array Transmitter in 45-nm CMOS SOI With Peak EIRP of 8–8.5 dBm. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(12):4241–4249, 2016.
- [ZBP⁺04] T. Zwick, C. Baks, U.R. Pfeiffer, Duixian Liu, and B.P. Gaucher. Probe based MMW antenna measurement setup. In *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, volume 1, pages 747–750 Vol.1, 2004.

Eigene Veröffentlichungen

Journalartikel

- [1] Akanksha Bhutani, Sören Marahrens, **Marius Kretschmann**, Serdal Ayhan, Steffen Scherr, Benjamin Göttel, Mario Pauli, and Thomas Zwick. Applications of radar measurement technology using 24 GHz, 61 GHz, 80 GHz and 122 GHz FMCW radar sensors Anwendungsgebiete von Radar-Messtechnik basierend auf 24 GHz, 61 GHz, 80 GHz und 122 GHz FMCW-Radarsensoren. *Technisches Messen*, 89(2):107–121, 2022.
- [2] Akanksha Bhutani, **Marius Kretschmann**, Joel Dittmer, Peng Lu, Andreas Stöhr, and Thomas Zwick. A 220 GHz to 325 GHz Grounded Coplanar Waveguide Based Periodic Leaky-Wave Beam-Steering Antenna in Indium Phosphide Process. *Electronics (Switzerland)*, 12(16):Art.–Nr.: 3482, 2023.
- [3] F. Boes, G. Gramlich, **M. Kretschmann**, S. Marahrens, and T. Zwick. Ultrabroadband Diplexers for Next-Generation High-Frequency Measurement Applications. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 68(6):2161–2167, 2020.
- [4] Joerg Eisenbeis, Yueheng Li, Jerzy Kowalewski, **Marius Kretschmann**, and Thomas Zwick. Analog 28 GHz LoS MIMO Relay System Using a 90° Hybrid Coupler. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 19(4):571–575, 2020.
- [5] Bersant Gashi, Sandrine Wagner, Lucas Tetzl, Michael Kuri, Rainer Weber, Philipp Neininger, Axel Tessmann, Arnulf Leuther, **Marius Kretschmann**, Steffen Wälde, and Rüdiger Quay. 400 GHz 8×1 Transmitter and Receiver Front-Ends with Metastructured On-Chip Antennas. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, pages 1–13, 2025.
- [6] Jerzy Kowalewski, Joerg Eisenbeis, Alisa Jauch, Jonathan Mayer, **Marius Kretschmann**, and Thomas Zwick. A mmW Broadband Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna Based on Hybrid Modes. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 19(7):1068–1072, 2020.

- [7] Pascal Maier, Alexander Kotz, Joachim Hebler, Qiaoshuang Zhang, Christian Benz, Alexander Quint, **Marius Kretschmann**, Tobias Harter, Sebastian Randel, Uli Lemmer, Wolfgang Freude, Thomas Zwick, and Christian Koos. Freeform terahertz structures fabricated by multi-photon lithography and metal coating. Technical report, arxiv, 2023. 38.01.02; LK 01.
- [8] **Marius Kretschmann**, Thomas Zwick, and Akanksha Bhutani. Antenna Measurement Setup in the WM-570 and WM-380 Frequency Band. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, pages 1–12, 2025.

Konferenzbeiträge

- [9] Sevda Abadpour, Mario Pauli, **Marius Kretschmann**, Hasan Iqbal, Philip Aust, and Thomas Zwick. Dielectric Material Characterization of Traffic Objects in Automotive Radar Applications. In *2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–5, 2023.
- [10] Florian Boes, **Marius Kretschmann**, Sören Marahrens, and Thomas Zwick. Design and Characterization of Broadband Triplexers. In *2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, pages 76–78, 2019.
- [11] Jonas Broening, **Marius Kretschmann**, Christian Hartmut Möbitz, Frederik Cloppenburg, Mario Pauli, Thomas Zwick, and Thomas Gries. Analysis of electromagnetic shielding material consisting of recycled carbon fibres in carded nonwovens. In *Book of Abstracts / AuxDefense 2022 : 3rd World Conference on Advanced Materials for Defense, 6 - 8 July 2022, Guimarães, Portugal and Online. Ed.: R. Figueiro*, pages 86–87. Universidade do Minho, 2022.
- [12] Pascal Maier, Alexander Kotz, Joachim Hebler, Qiaoshuang Zhang, Christian Benz, Alexander Quint, **Marius Kretschmann**, Tobias Harter, Sebastian Randel, Uli Lemmer, Wolfgang Freude, Thomas Zwick, and Christian Koos. 3D Freeform Millimeter-Wave and THz Structures Based on Multi-Photon Lithography. In *2024 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, pages 1–3, 2024.
- [13] **Marius Kretschmann**, Akanksha Bhutani, Peng Lu, Andreas Stöhr, and Thomas Zwick. THz Dielectric Resonator Antenna with Rectangular

- Waveguide Slot Feed. In *2023 53rd European Microwave Conference (EuMC)*, pages 78–81, 2023.
- [14] **Marius Kretschmann**, Christian Bohn, Benjamin Nuss, Akanksha Bhutani, Axel Tessmann, Arnulf Leuther, and Thomas Zwick. THz Broadband Antenna on GaAs using Laser-structured Fused Silica Matching Layer. In *2022 52nd European Microwave Conference (EuMC)*, pages 147–150, 2022.
- [15] **Marius Kretschmann**, Katarzyna Holc, Arnulf Leuther, and Thomas Zwick. Indium Bump Flip-Chip Process on Gold-Plated and Laser-Structured Alumina Substrate. In *2025 16th German Microwave Conference (GeMiC)*, pages 526–529, 2025.
- [16] **Marius Kretschmann**, Thomas Zwick, and Akanksha Bhutani. Enhancing THz Antenna Characterization Precision in WR-1.5 Band using Vacuum Waveguide Flange. In *2024 18th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pages 1–4, 2024.