

Jochen Schäfer

# Oberflächenwellenerzeuger für Millimeterwellen- Leckwellenantennen



Scientific  
Publishing



Jochen Schäfer

**Oberflächenwellenerzeuger für  
Millimeterwellen-Leckwellenantennen**

Karlsruher Forschungsberichte  
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

*Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick*

**Band 94**

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände  
finden Sie am Ende des Buches.

# **Oberflächenwellenerzeuger für Millimeterwellen-Leckwellenantennen**

von  
Jochen Schäfer

Karlsruher Institut für Technologie  
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Oberflächenwellenerzeuger für  
Millimeterwellen-Leckwellenantennen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs  
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des  
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von M.Sc. Jochen Schäfer

Tag der mündlichen Prüfung: 17. Juli 2019  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick  
Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. Michael Siegel

#### Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)  
KIT Scientific Publishing  
Straße am Forum 2  
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark  
of Karlsruhe Institute of Technology.  
Reprint using the book cover is not allowed.

[www.ksp.kit.edu](http://www.ksp.kit.edu)



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed  
under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License  
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under a Creative Commons  
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):  
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2019 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0962-2

DOI 10.5445/KSP/1000097499





# Vorwort des Herausgebers

Sensoren sind die Anknüpfungspunkte der digitalen zur realen Welt und daher unabdingbar bei der Umsetzung von Industrie 4.0. Die Zahl der Sensoren in der industriellen Fertigung wird in den kommenden Jahren enorm wachsen, wobei gleichzeitig deren Größe und Preis sinken muss. Radarsensoren finden sich in der Industrieautomatisierung und Prozessüberwachung bisher fast ausschließlich im Bereich der Füllstandsmessung. Die verschiedenen Sensoren auf dem Markt sind alle relativ teuer und groß, da sie auf 20 Jahre alten Technologien basieren. Demgegenüber erlauben die in den letzten Jahren erreichten Fortschritte im Bereich der Halbleitertechnologien (SiGe, RF-CMOS, GaAs usw.), neuerdings eine hohe Integration von Schaltkreisen, selbst bei Frequenzen im Bereich der Millimeterwellen. Dies wiederum ermöglicht grundsätzlich sehr kompakte Sensoren und bei ausreichend großen Stückzahlen auch einen günstigen Preis. Noch kaum zufriedenstellende technische Lösungen gibt es allerdings für dazu passende Antennensysteme in Zusammenhang mit der Aufbau- und Verbindungstechnik. Bei Frequenzen oberhalb von 100 GHz sollte die Antenne direkt mit der integrierten Hochfrequenzschaltung (MMIC) verbunden werden, da nur so ein kompaktes und gleichzeitig kostengünstiges Modul entsteht. Genau an dieser Stelle setzt die Arbeit von Herrn M.Sc. Jochen Schäfer an. Er beschäftigt sich mit der Realisierung und Anbindung von Leckwellenantennen an Millimeterwellen-Radar-MMICs, da damit kompakte Nahbereichsradare mit geringer Komplexität und 3D-Auflösung möglich werden.

In seiner Dissertation erarbeitet Herr Schäfer wichtige wissenschaftliche Grundlagen zu Oberflächenwellenerzeugern für Millimeterwellen-Leckwellenantennen. Er demonstriert erfolgreich  $\lambda/2$ -Bondrahtübergänge bei 240 GHz inklusive

Verguss zur mechanischen Stabilisierung und zeigt damit, dass auch bei hohen Millimeterwellen-Frequenzen Off-Chip-Antennen mit einem MMIC verbunden werden können. Zudem stellt er ein neuartiges hybrides Konzept eines  $TE_0$ -On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers zusammen mit einem Off-Chip-Hologramm vor, das erfolgreich messtechnisch verifiziert wird. Für die aus Aufbautechnik-sicht besonders interessante  $TM_0$ -Mode entwickelt Herr Schäfer einen neuen Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger, wodurch Systeme mit durchgängiger Rückseitenmetallisierung möglich werden. Es gelang ihm, einen Radarprototypen basierend auf dem Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger mit Hologramm und einem SiGe-Radar-MMIC zu realisieren und damit den Einsatz der frequenzabhängigen holographischen Antenne zur Richtungsbestimmung zu demonstrieren.

Herr Schäfer hat mit sehr guten Ergebnissen die Machbarkeit und das Potential von Radarsystemen mit Leckwellenantennen aufgezeigt und insbesondere für die Einkopplung der Signale in die Antennen neue Lösungen gefunden. Seine Ansätze werden sicherlich in der Wissenschaft und insbesondere der Industrie weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt. Ich wünsche Herrn Schäfer, dass seine Kreativität und sein enorm breites Fachwissen ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Erfolgen führen werden.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick  
– Institutsleiter –

# Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden Methoden zur Erzeugung von  $TE_0$ - und  $TM_0$ -Oberflächenwellen für die Anwendung in mmW-Leckwellenantennen nach dem holografischen Prinzip vorgestellt und untersucht. Ziel ist dabei, die Integrierbarkeit der Oberflächenwellenerzeuger in mmW-Systeme zu vereinfachen und gleichzeitig die Abstrahleigenschaften der Leckwellenantennen zu verbessern.

Anhand der Erzeugung von  $TE_0$ -Moden wird in dieser Arbeit ein hybrides Antennenkonzept aus On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger und Off-Chip-Hologramm vorgestellt. Dadurch kann auf eine verlustreiche Hochfrequenzverbindung zwischen Antenne und Hochfrequenzschaltung verzichtet werden. Auf dem Chip wird nur eine moderate Fläche für den Oberflächenwellenerzeuger benötigt und durch das Off-Chip-Hologramm kann ein hoher Gewinn erreicht werden. Simulationen und Messungen zeigen, dass dieses Konzept bei 240 GHz eine vorteilhafte Alternative zum konventionellen Aufbau aus einem mit Bonddrähten angebundenen Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger darstellt.

$TM_0$ -Oberflächenwellen, die sich auf rückseitig metallisierten Substraten ausbreiten, werden bislang mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugern in der Rückseitenmetallisierung erzeugt. Dies führt zu einer geringen Abschirmung der Hochfrequenzsignale im rückseitigen Bereich. Dadurch wird die Integration der Antenne in ein System erschwert. Es wird daher ein neuartiger  $TM_0$ -Oberflächenwellenerzeuger entwickelt, der auf Mikrostreifenleitungen basiert, wodurch die rückseitige Metallisierung durchgängig bleiben kann und die Hochfrequenzisolation zur Rückseite erhöht wird.

Als Anwendungsbeispiel wird mit diesem Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger ein 122-GHz-FMCW-Radar aufgebaut, anhand dessen die Vorteile der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger demonstriert werden.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Oberflächenwellen und deren Anwendung in holografischen Antennen</b>	<b>7</b>
2.1	Oberflächenwellen	7
2.2	Holografische Leckwellenantennen	11
<b>3</b>	<b>Bonddrahtverbindungen für Frequenzen im Millimeterwellen-Bereich</b>	<b>15</b>
3.1	Entstehung von Reflexionsverlusten durch Bonddrahtverbindungen	17
3.2	Möglichkeiten zur Minimierung von Reflexionsverlusten ohne den Einsatz von Kompensationsstrukturen	20
3.2.1	Testchip zur Untersuchung von Bondverbindungen bei 240 GHz	23
3.2.2	Simulation der Bonddrahtverbindungen	25
3.2.3	Messung und Resimulation der Bonddrahtverbindungen	28
3.3	Schlussfolgerungen zu Bonddrahtverbindungen	34
<b>4</b>	<b>TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger</b>	<b>37</b>
4.1	Stand der Technik	38
4.1.1	Oberflächenwellenerzeuger	38
4.1.2	Symmetrierglieder	40

4.2	TE <sub>0</sub> -Oberflächenwellenerzeuger für eine 240-GHz-Leckwellenantenne . . . . .	42
4.2.1	Entwurf des Oberflächenwellenerzeugers . . . . .	42
4.2.2	Entwurf des Hologramms . . . . .	48
4.2.3	Simulation der Antenne . . . . .	49
4.2.4	Aufbau und Messung der Antenne . . . . .	53
4.2.5	Anwendungsbeispiel: 240-GHz-Sender . . . . .	57
4.3	Hybride Leckwellenantenne aus On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger und Off-Chip-Hologramm bei 240 GHz . . . . .	62
4.3.1	Entwurf des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers . . . . .	63
4.3.2	Simulation der hybriden Antenne . . . . .	67
4.3.3	Aufbau und Messung der hybriden Antenne . . . . .	70
4.3.4	Vergleich der hybriden Antenne und der mit Bonddrähten angeschlossenen konventionellen Antenne . . . . .	73
4.4	Schlussfolgerungen zu TE <sub>0</sub> -Oberflächenwellenerzeugern . . . . .	76
<b>5</b>	<b>TM<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger . . . . .</b>	<b>79</b>
5.1	Stand der Technik . . . . .	80
5.2	Schlitzantenne zur Erzeugung einer TM <sub>0</sub> -Oberflächenwelle für eine 120-GHz-Leckwellenantenne . . . . .	83
5.2.1	Entwurf des Schlitzleitungs- Oberflächenwellenerzeugers . . . . .	83
5.2.2	Entwurf des Hologramms . . . . .	86
5.2.3	Simulation der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger . . . . .	88
5.2.4	Aufbau und Messung der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger . . . . .	91
5.3	Mikrostreifenantenne zur Erzeugung einer TM <sub>0</sub> -Oberflächenwelle für eine 120-GHz-Leckwellenantenne . . . . .	94
5.3.1	Entwurf des Mikrostreifen- Oberflächenwellenerzeugers . . . . .	95

---

5.3.2	Simulation und Messung der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger . . . . .	99
5.3.3	Vergleich der Antenne mit Mikrostreifen- Oberflächenwellenerzeuger und der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger . . . . .	103
5.4	Schlussfolgerungen zu $TM_0$ -Oberflächenwellenerzeugern . . .	104
<b>6</b>	<b>Anwendungsbeispiel: 122-GHz-FMCW-Radar . . . . .</b>	<b>107</b>
6.1	Grundlagen zu FMCW-Radaren mit frequenzschwenkender Antenne . . . . .	108
6.1.1	Abstandsbestimmung und Abstandsauflösung . . . . .	110
6.1.2	Winkelbestimmung und Winkelauflösung . . . . .	112
6.2	Systemübersicht . . . . .	113
6.2.1	Entwurf der Antenne . . . . .	114
6.2.2	Aufbau und Messung der Antenne . . . . .	117
6.2.3	Integration des Radar-MMIC . . . . .	120
6.3	Messungen mit dem Radarprototypen . . . . .	122
6.3.1	Messgenauigkeit . . . . .	124
6.3.2	Messauflösung . . . . .	126
6.3.3	Mehrzielszenario . . . . .	128
6.4	Schlussfolgerungen zum Anwendungsbeispiel . . . . .	128
<b>7</b>	<b>Schlussfolgerungen . . . . .</b>	<b>131</b>
<b>A</b>	<b>Anhang . . . . .</b>	<b>135</b>
A.1	Lagenaufbau des verwendeten Fraunhofer-IAF-Halbleiterprozesses . . . . .	135
A.2	Simulationsumgebung . . . . .	135
A.3	Messspitzenbasierter Netzwerkanalysatormessplatz . . . . .	139
A.4	Abschätzung der Verluste von Polytec TC 430-T zwischen 220 GHz und 325 GHz . . . . .	140
A.5	Simulative Abschätzung der Bondverbindungsverluste . . . . .	141

A.6	Abmessungen der vorgestellten Strukturen . . . . .	145
A.7	Messspitzenbasierter Antennenmessplatz . . . . .	150
A.8	Aufbau der $TE_0$ -Antenne vor einem Reflektor . . . . .	151
A.9	Aufbau der $TE_0$ -Antenne in einem Rahmen . . . . .	155
	<b>Literaturverzeichnis . . . . .</b>	<b>159</b>
	<b>Eigene Veröffentlichungen . . . . .</b>	<b>167</b>
	Journalartikel . . . . .	167
	Konferenzbeiträge . . . . .	168

# Abkürzungen und Symbole

## Abkürzungen

<b>BCB</b>	Benzocyclobuten
<b>CPW</b>	Coplanar Waveguide
<b>CST</b>	Computer Simulation Technology
<b>EIRP</b>	Effective Isotropic Radiated Power
<b>EM</b>	elektromagnetisch
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FMCW</b>	Frequency Modulated Continuous Wave
<b>GaAs</b>	Galliumarsenid
<b>HF</b>	Hochfrequenz
<b>IAF</b>	Institut für Angewandte Festkörperphysik
<b>IHE</b>	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
<b>InGaAs</b>	Indiumgalliumarsenid
<b>KIT</b>	Karlsruher Institut für Technologie
<b>LCP</b>	Liquid Crystal Polymer
<b>MMIC</b>	Monolithic Microwave Integrated Circuit

<b>MS</b>	Mikrostreifenleitung
<b>OWE</b>	Oberflächenwellenerzeuger
<b>PLA</b>	Polylactic Acid
<b>SiN</b>	Siliziumnitrid
<b>SL</b>	Schlitzleitung
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface
<b>STFT</b>	Short Time Fourier Transform
<b>TE</b>	transversal-elektrisch
<b>TEM</b>	transversal-elektromagnetisch
<b>TM</b>	transversal-magnetisch
<b>TRL</b>	Through-Reflect-Line
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>mHEMT</b>	Metamorphic High Electron Mobility Transistor
<b>mmW</b>	Millimeterwelle

## Symbole und Variablen

$B$	Bandbreite
$B_{\text{eff}}$	effektive Bandbreite
$\beta_n$	Phasenkonstante der n-ten Floquet-Mode
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit

$d$	Substratdicke
$\Delta t$	Signallaufzeit
$\epsilon_0$	Permittivität des Vakuums
$\epsilon_r$	relative Permittivität
$f$	Frequenz
$f_c$	kritische Frequenz
$f_d$	FMCW-Differenzfrequenz
$f_{\text{Start}}$	Startfrequenz der FMCW-Rampe
$f_{\text{Stop}}$	Stopfrequenz der FMCW-Rampe
$k_0$	Freiraumphasenkonstante
$k_c$	kritische Phasenkonstante
$l$	Bonddrahtlänge
$L$	Länge der Aufweitung
$L_F$	Fensterlänge
$L_{\text{FFT}}$	Länge der FFT
$\lambda$	Wellenlänge
$\lambda_0$	Freiraumwellenlänge
$n$	Laufindex
$p$	Periode
$P$	Leistung
$\pi$	Kreiszahl Pi
$\varphi$	Azimuthwinkel

$Q$	Güte
$R$	Entfernung zum Radarziel
$t$	Zeit
$t_{\text{mod}}$	Modulationsdauer der FMCW-Rampe
$\theta$	Elevationswinkel
$\theta_S$	vertikaler Schwenkbereich der Antennenkeule
$\theta_{3\text{dB}}$	vertikale Halbwertsbreite der Antennenkeule
$W_A$	Weite der Apertur
$W_{\text{SL}}$	Weite der Schlitzleitung
$Z$	Impedanz
$Z_0$	Bezugsimpedanz

# 1 Einleitung

In den vergangenen Jahren konnte ein Boom im Bereich automatisierter und autonomer Systeme beobachtet werden. Diese Systeme benötigen ein umfassendes Wissen über ihre aktuelle Umgebung, um entsprechend darauf reagieren und mit ihr interagieren zu können. Zur Erfassung dieser Umgebungsdaten werden verschiedenste Sensoren eingesetzt. Eine besondere Stellung nehmen dabei die Radarsensoren ein: Sie können kontaktlos sehr genau Entfernungen in einem großen Entfernungsbereich messen und sind dabei weitgehend resistent gegenüber Umwelteinflüssen, die bei optischen Sensoren zu negativen Beeinträchtigungen führen.

Die Radare sollen, wie auch die anderen Systemkomponenten, möglichst kompakt aufgebaut sein. Der wichtigste limitierende Faktor ist dabei die Betriebsfrequenz des Radars. Die Größe vieler Hochfrequenzkomponenten in Radarsensoren, insbesondere die der Antennen, ist von der Wellenlänge abhängig und damit umgekehrt proportional zur Frequenz: Je kleiner die Wellenlänge bzw. je höher die Frequenz, desto kleiner können die Hochfrequenzkomponenten gebaut werden. Somit lässt sich vor allem durch die Verwendung höherer Frequenzen eine Miniaturisierung erreichen. Bislang wurde diese Bestrebung zu höheren Frequenzen auf den unteren mmW<sup>1</sup>-Bereich beschränkt. Für höhere Frequenzen fehlten die Möglichkeiten zur Frequenzerzeugung und Verarbeitung mit Halbleiterbauelementen. Durch den daher notwendigen Einsatz diskreter Komponenten waren der Miniaturisierung zusätzlich Grenzen gesetzt.

---

<sup>1</sup> Millimeterwelle

Durch die rasanten Fortschritte der Halbleitertechnologien in den letzten Jahren, wird die Erzeugung und Verarbeitung von Millimeterwellen nun auch auf hochintegrierten Schaltungen möglich. Insbesondere die Fortschritte bei Siliziumgermanium-Halbleitern sind hier ein Technologietreiber. Sie ermöglichen nicht nur die Integration mehrerer Hochfrequenzkomponenten auf einem integrierten Schaltkreis, sondern zusätzlich eine einfache Integration mit Standard-Siliziumprozessen und deren umfangreichen Logik- und Digitalfunktionen. Damit kann das gesamte Sensorsystem inklusive Recheneinheit zur Initialisierung des Sensors, zur Überwachung und Steuerung seiner Betriebszustände und zur Kommunikation mit dem übergeordneten System, in dem der Sensor verbaut ist, auf einer einzigen integrierten Schaltung realisiert werden. Dies hat neben der enormen Platzersparnis den großen Vorteil, dass Sensoren möglich werden, die nur sehr wenige oder gar keine Hochfrequenzverbindungen zwischen unterschiedlichen Teilkomponenten benötigen. Die gesamte Hochfrequenzsignalverarbeitung geschieht bereits auf der integrierten Schaltung und somit müssen lediglich die Spannungsversorgung, Steuerleitungen und Basisbandsignale an den Sensor angeschlossen werden. Möglichst wenige Hochfrequenzverbindungen einzusetzen ist vorteilhaft, da sie verhältnismäßig hohe Verluste aufweisen und einen höheren Entwurfs- und Herstellungsaufwand erfordern, als Verbindungen für niederfrequente Signale. Die einzige Hochfrequenzverbindung, auf die nicht ohne Weiteres verzichtet werden kann, ist die zur Antenne.

Für viele Systeme ist es wünschenswert, nicht nur die Entfernung zu einem Ziel zu kennen, sondern auch dessen Winkel relativ zum System. Dazu werden winkelauflösende Radare benötigt. Klassisch werden dazu mechanisch schwenkende Radare benutzt, bei denen die Antenne nacheinander in unterschiedliche Winkelrichtungen bewegt und an jeder Position eine Messung durchgeführt wird. Hierbei können sehr gute Antenneneigenschaften und ein beliebig hoher Schwenkwinkel erreicht werden, da als Einschränkung lediglich der zur Verfügung stehende Bauraum und die Möglichkeiten der mechanischen Komponenten zu beachten sind. Die Verwendung von mechanischen Komponenten ist jedoch in vielen Anwendungsfällen unerwünscht. Sie schränken die Möglichkeiten

zur Miniaturisierung ein, sie lassen durch das mechanische Verfahren nur vergleichsweise langsame Messungen zu und sie sind wartungsintensiv. Diese Nachteile können vermieden werden, wenn die Strahlrichtung elektronisch geschwenkt wird: Der Schwenk kann sehr schnell durchgeführt werden und durch den Verzicht auf bewegliche Komponenten vereinfacht sich die Herstellung und Wartung. Es ergeben sich aber auch ein geringerer Schwenkbereich und eine Verschlechterung der Abstrahlcharakteristik im Randbereich des Schwenks. Für ein elektronisch schwenkendes Radar werden phasengesteuerte Gruppenantennen verwendet, die je nach Phasendifferenz zwischen den Einzelantennen in unterschiedliche Richtungen abstrahlen. Für die Realisierung einer solchen Gruppenantenne werden zusätzliche Hochfrequenzkomponenten benötigt, um die unterschiedlichen Phasendifferenzen einzustellen. Zudem ist ein Verteilnetzwerk nötig, um die Einzelantennen als Gruppenantenne zu verbinden. Der Entwurf des Verteilnetzwerks stellt bei größeren Gruppenantennen einen erheblichen Mehraufwand bei der Entwicklung der Antenne dar.

Eine weniger häufig verwendete Alternative ist die Verwendung von Leckwellenantennen. Bei Leckwellenantennen wird aus einem Wellenleiter periodisch ein kleiner Teil der sich im Wellenleiter ausbreitenden Energie ausgekoppelt. Es können beispielsweise Schlitze in einen Hohlleiter eingebracht werden. Durch die periodische Auskoppelung überlagern sich die einzelnen Signalanteile im Freiraum zu einer Antennenkeule. Eine Besonderheit von Leckwellenantennen ist, dass diese Strahlungskeule, abhängig von der Frequenz der Welle im Wellenleiter, in unterschiedliche Richtungen abgestrahlt wird. Dies geschieht, da sich die Wellenlänge im Wellenleiter je nach Frequenz ändert, die Abstände der Auskoppelstellen jedoch gleich bleiben. Dadurch ändert sich die Phasendifferenz zwischen den einzelnen Auskoppelstellen, ähnlich einer phasengesteuerten Gruppenantenne. Es entfallen, im Vergleich zu phasengesteuerten Gruppenantennen, die zusätzlichen Komponenten für die Phasensteuerung und es entfällt das Netzwerk zur Anbindung jeder einzelnen Antenne, da dies schon durch den Wellenleiter geleistet wird. Allerdings bedingt diese Vereinfachung auch eine Abhängigkeit von Frequenz und Abstrahlrichtung, welche bei der Anwendung in Radaren zu einer Abhängigkeit zwischen Entfernungsauflösung und

Winkelauflösung führt. Da mit jeder Auskoppelstelle Energie aus der Welle im Wellenleiter entnommen wird, wird mit zunehmender Antennenlänge pro Auskoppelstelle immer weniger Energie abgestrahlt. Daher haben Leckwellenantennen üblicherweise eine exponentiell abfallende Aperturbelegung, wodurch sie über eine geringe Aperturreffizienz verfügen. Im Vergleich zu einer konstant belegten Antenne, wie sie mit einer mechanisch schwenkenden Antenne oder einer phasengesteuerten Gruppenantenne realisiert werden könnte, benötigen Leckwellenantennen also eine deutlich größere Fläche, um den gleichen Antennengewinn zu erreichen. Daher beschränkt sich ihr Einsatz bislang auf Spezialanwendungen, bei denen die Größe keinen Nachteil darstellt. Mit den neuerlich verfügbaren Möglichkeiten zur einfachen Frequenzerzeugung und Verarbeitung im mmW-Bereich, wiegt dieser Nachteil deutlich weniger schwer, da die Antennen aufgrund der geringen Wellenlängen sehr klein werden. Damit treten die Vorteile einer einfachen Fertigung, eines hohen Gewinns und einer sehr einfachen Ansteuerung wieder in den Fokus.

Ein für die Integration in kompakten mmW-Systemen besonders interessanter Vertreter der Leckwellenantennen ist die holografische Leckwellenantenne. Bei der holografischen Leckwellenantenne wird ein planares dielektrisches Substrat als Wellenleiter genutzt, auf dem metallische Strukturen aufgebracht sind, die zur Auskopplung der Welle führen. Wegen ihrer planaren Natur und der Möglichkeit auf Durchkontaktierungen zu verzichten, können holografische Leckwellenantennen günstig und zuverlässig mit gängigen Platinenherstellungsverfahren hergestellt werden. Da das Substrat als Wellenleiter für die Oberflächenwelle fungiert, muss diese Oberflächenwelle auf geeignete Art und Weise in das Substrat eingekoppelt bzw. im Substrat angeregt werden. Dies wird mithilfe von Oberflächenwellenerzeugern bewerkstelligt, deren Entwurf für mmW-Leckwellenantennen den Kern der vorliegenden Arbeit bildet. Um die beschriebenen Vorteile der Leckwellenantennen nutzen zu können, sollen auch die Oberflächenwellenerzeuger ohne Durchkontaktierungen und auf zweilagigen Substraten herstellbar sein.

Wie zuvor erwähnt, ist die Verbindung zwischen der Radarschaltung und der Antenne die einzige Hochfrequenzverbindung, auf die nicht ohne Weiteres verzichtet werden kann und damit von besonderer Bedeutung. Daher wird in Kapitel 3 zunächst auf die Verwendung von Bonddrahtverbindungen im mmW-Bereich eingegangen. Es wird die Selbstkompensation von Bonddrähten als Möglichkeit zur Verlustminimierung vorgestellt und deren Anwendbarkeit beispielhaft bei 240 GHz anhand von Messungen an Testaufbauten gezeigt.

Um ganz auf die Hochfrequenzverbindung zur Antenne und die damit verbundenen Nachteile verzichten zu können, wird in Kapitel 4 ein hybrider Aufbau vorgeschlagen: Eine Leckwellenantenne mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger und Off-Chip-Hologramm. Der Oberflächenwellenerzeuger wird auf dem Chip der Hochfrequenzschaltung integriert, erzeugt von dort eine Oberflächenwelle im Substrat, auf dem der Chip montiert ist, und beleuchtet so ein Off-Chip-Hologramm. Eine  $TE_0$ -Leckwellenantenne wird mit diesem hybriden Aufbau bei 240 GHz realisiert und vermessen. Damit das Potenzial des hybriden Konzepts abgeschätzt werden kann, wird zunächst ein konventioneller  $TE_0$ -Oberflächenwellenerzeuger entworfen und hergestellt, der mit dem gleichen Hologramm kombiniert wird, wie es auch für den hybriden Aufbau verwendet wird. Durch die Vermessung der beiden Leckwellenantennen wird dann indirekt eine Aussage über die Eignung der Oberflächenwellenerzeuger möglich.

Für die Integration der Antenne in einem System ist die Verwendung von Antennen basierend auf der  $TM_0$ -Mode interessant, da sie auch ohne weitere Maßnahmen nur eine Hauptkeule abstrahlen. Für die Anregung einer  $TM_0$ -Oberflächenwelle ohne den Einsatz von Durchkontaktierungen wird aktuell ein auf Schlitzleitungen basierender Oberflächenwellenerzeuger eingesetzt. Dadurch wird die Isolation der Hochfrequenzsignale zum Bereich hinter der Antenne beschränkt. Für die Integration der Antenne ist eine hohe Isolation aber erstrebenswert, da der Entwurf der Antenne damit von der Beschaffenheit des Bereichs hinter der Antenne unabhängig wird; sie kann also auf beliebige Materialien aufgebracht werden. In Kapitel 5 wird daher ein Oberflächenwellenerzeuger vorgestellt, der dies ermöglicht. Der Oberflächenwellenerzeuger wird mit einem

Hologramm zu einer Antenne kombiniert und diese für 120 GHz hergestellt und vermessen. Auch hier dient ein konventioneller Oberflächenwellenerzeuger in Kombination mit einem identischen Hologramm als Vergleich.

Als Anwendungsbeispiel wird in Kapitel 6 ein FMCW<sup>2</sup>-Radar vorgestellt, welches durch den Einsatz des neuartigen Oberflächenwellenerzeugers aus Kapitel 5 einfach herzustellen und leicht in die restliche Radarhardware zu integrieren ist. Die Antenne wird mit der in Kapitel 3 vorgestellten Methode mittels Bonddrähten angeschlossen. Mit dem Radarprototyp werden Messungen durchgeführt, bei denen sowohl die Entfernung als auch der Winkel zu einem oder mehreren Zielen erfolgreich ermittelt wird.

---

<sup>2</sup>Frequency Modulated Continuous Wave

## 2 Oberflächenwellen und deren Anwendung in holografischen Antennen

Das folgende Kapitel gibt einen kurzen Überblick über die Eigenschaften von Oberflächenwellen und holografischen Antennen, als Grundlage für das Verständnis der weiteren Arbeit. Dem Kapitel liegen die Veröffentlichungen [Joh93, Kapitel 10], [Poz12, 135–140] und [Rus14, 19–45] zugrunde, auf die für weitergehende Erklärungen verwiesen wird.

### 2.1 Oberflächenwellen

Oberflächenwellen sind Wellen, die sich an einer oder mehreren Grenzflächen zwischen zwei oder mehr Medien ausbreiten. In der vorliegenden Arbeit werden Oberflächenwellen auf einem dünnen dielektrischen Substrat im Vakuum und auf einem dünnen dielektrischen Substrat mit einseitiger Metallisierung im Vakuum betrachtet. Die ausbreitungsfähigen Oberflächenwellen werden in zwei Kategorien eingeteilt: transversal-magnetische Wellen, die keine magnetische Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung besitzen, und transversal-elektrische Wellen, die keine elektrische Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung besitzen.

Nimmt man ein unendlich ausgedehntes dielektrisches Substrat der Dicke  $2d$  umgeben von Vakuum, wie in Abbildung 2.1 dargestellt, so kann die kritische Phasenkonstante  $k_c$  der  $n$ -ten TM-Mode durch die numerische Lösung der Gleichungen 2.1 und 2.2 berechnet werden und die Ausbreitungskonstante

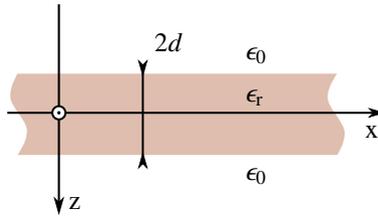


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines in x- und y-Richtung unendlich ausgedehnten Substrats mit der Dicke  $2d$  in Vakuum. Die Oberflächenwelle soll sich in x-Richtung ausbreiten.

der  $n$ -ten TE-Mode durch die numerische Lösung der Gleichungen 2.3 und 2.4. Dabei ist  $k_0$  die Phasenkonstante im Vakuum und  $\lambda_0$  die Wellenlänge im Vakuum.

$$\frac{k_c}{k_0} \tan\left(\frac{k_c}{k_0} 2\pi \frac{d}{\lambda_0}\right) = \epsilon_r \sqrt{(\epsilon_r - 1) - \left(\frac{k_c}{k_0}\right)^2} \quad n=0, 2, 4, \dots \quad (2.1)$$

$$-\frac{k_c}{k_0} \tan\left(\frac{k_c}{k_0} 2\pi \frac{d}{\lambda_0}\right) = \epsilon_r \sqrt{(\epsilon_r - 1) - \left(\frac{k_c}{k_0}\right)^2} \quad n=1, 3, 5, \dots \quad (2.2)$$

$$\frac{k_c}{k_0} \tan\left(\frac{k_c}{k_0} 2\pi \frac{d}{\lambda_0}\right) = \sqrt{(\epsilon_r - 1) - \left(\frac{k_c}{k_0}\right)^2} \quad n=0, 2, 4, \dots \quad (2.3)$$

$$-\frac{k_c}{k_0} \tan\left(\frac{k_c}{k_0} 2\pi \frac{d}{\lambda_0}\right) = \sqrt{(\epsilon_r - 1) - \left(\frac{k_c}{k_0}\right)^2} \quad n=1, 3, 5, \dots \quad (2.4)$$

Mit

$$k_c^2 = \epsilon_r k_0^2 - \beta_0^2 \quad (2.5)$$

kann die Phasenkonstante  $\beta_0$  bestimmt werden und wie in Abbildung 2.2a beispielhaft für Rogers 3003 mit  $\epsilon_r = 3$ , in einem Modendiagramm in Abhängigkeit der Substratdicke dargestellt werden.

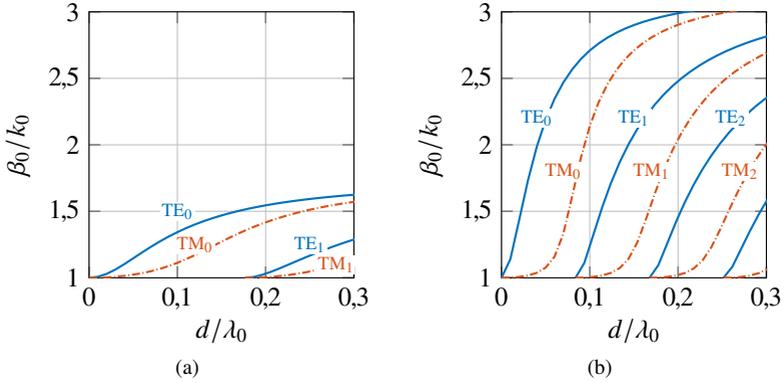


Abbildung 2.2: Modendiagramme für ein Substrat nach Abbildung 2.1: (a) Für ein Material mit  $\epsilon_r = 3,0$  (z. B. Rogers 3003) und (b) für ein Material mit  $\epsilon_r = 9,9$  (z. B. Alumina).

Die kritische Frequenz  $f_c$  der Mode kann durch

$$f_c = \frac{nc_0}{4d\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2.6)$$

berechnet werden. Wird ein Substrat mit höherer relativer Permittivität gewählt, so erhöht sich zum einen die Steigung der Phasenkonstante und zum anderen verringert sich die kritische Phasenkonstante der nächsthöheren Mode. Dies ist in Abbildung 2.2b zu sehen, in der das Modendiagramm von Alumina mit  $\epsilon_r = 9,9$  abgebildet ist. Die Felder der technisch besonders relevanten Grundmoden  $TM_0$  und  $TE_0$  sind in Abbildung 2.3 schematisch dargestellt.

Wird das Substrat auf einer Seite metallisiert (Abbildung 2.4a) sind aufgrund der veränderten Randbedingungen nur noch die geraden  $TM$ -Moden (Gleichung 2.1) und die ungeraden  $TE$ -Moden (Gleichung 2.4) ausbreitungsfähig. Man erhält dann mit der  $TM_0$ -Mode für alle Frequenzen bis zur kritischen Frequenz der  $TE_1$ -Mode eine einzelne ausbreitungsfähige Mode (Abbildung 2.4b).

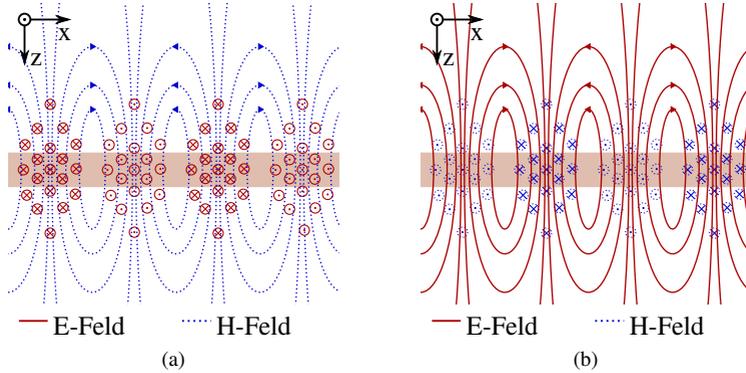


Abbildung 2.3: Schematische Darstellung der Feldlinien (a) der  $TE_0$ -Mode und (b) der  $TM_0$ -Mode in einem Material nach Abbildung 2.1. Die Oberflächenwelle breitet sich in x-Richtung aus.

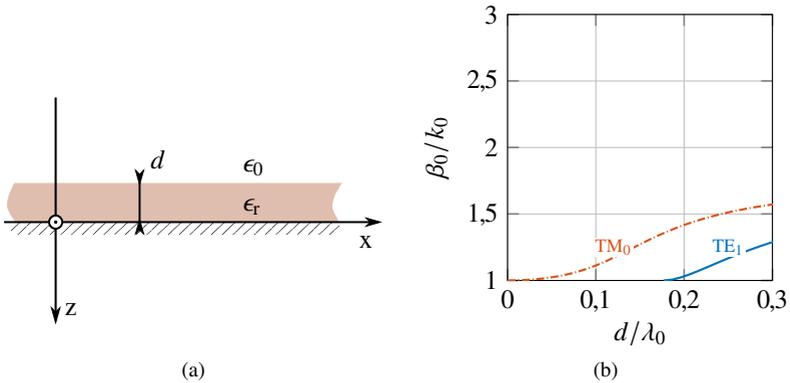


Abbildung 2.4: (a) Schematische Darstellung eines in x- und y-Richtung unendlich ausgedehnten Substrats mit der Dicke  $d$  in Vakuum mit rückseitiger Metallisierung. (b) Zugehöriges Modendiagramm für ein Material mit  $\epsilon_r = 3,0$  (z. B. Rogers 3003).

## 2.2 Holografische Leckwellenantennen

Holografische Antennen beruhen analog zur optischen Holografie auf der Erzeugung einer Objektwelle mithilfe einer Referenzwelle und eines Hologramms. Die Objektwelle entspricht bei Antennen der gewünschten Antennenkeule und ist üblicherweise eine ebene Welle in eine vorgegebene Raumrichtung. Die Referenzwelle ist eine beliebige, aber bekannte Welle, mit der das Hologramm beleuchtet wird, um die Objektwelle anzuregen. Das Hologramm wird als Überlagerung der Referenzwelle und der gewünschten Objektwelle in der Antennenebene berechnet und bildet als Interferenzmuster eine räumliche Phasenverteilung ab. Wie in [CRS70] gezeigt wurde, muss das Hologramm nicht alle Phasenzustände abbilden. Es genügt nur die Periodizität, z. B. durch die Nullstellen des Interferenzmusters, mithilfe von Metallstrukturen zu generieren, um aus der Referenzwelle die Objektwelle zu rekonstruieren. Es ist dabei unerheblich, wie die Referenzwelle relativ zur Antennenebene verläuft. Insbesondere wurde in [IMUU75] gezeigt, dass die Referenzwelle auch in der Antennenebene verlaufen kann. Das bietet deutliche Vorteile bei der Herstellung und Integration der Antenne in ein System, da die Antenne mit einem gewöhnlichen Leiterplattenprozess planar hergestellt werden kann. Als Referenzwelle für eine in der Antennenebene gespeiste holografische Antenne bieten sich Oberflächenwellen an. Dies gilt besonders dann, wenn auch der Oberflächenwellenerzeuger auf der Leiterplatte implementiert werden kann.

Abbildung 2.5 zeigt schematisch eine holografische Antenne auf einem dünnen Substrat. In diesem Fall wird für die Referenzwelle eine Punktquelle verwendet, die eine kreisförmige Wellenfront erzeugt. Die Objektwelle soll als ebene Welle in einem Winkel  $\vartheta$  abgestrahlt werden. Überlagert man beide Wellen in der Antennenebene, ergibt sich ein Interferenzmuster, dessen Nullstellen konzentrische Kreisbögen um den Oberflächenwellenerzeuger bilden. Die Kreise haben jeweils einen Abstand  $p$  zueinander und können so auch als periodische Leckwellenantenne betrachtet und das Abstrahlverhalten mithilfe von Floquet-Moden beschrieben werden. Dies ermöglicht insbesondere die Berechnung des Abstrahlverhaltens bei unterschiedlichen Frequenzen, während

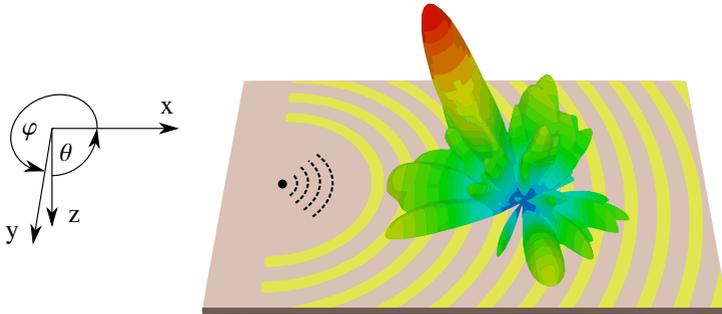


Abbildung 2.5: Schematische Darstellung einer holografischen Antenne auf Basis einer  $TM_0$ -Mode im für die Arbeit verwendeten Koordinatensystem: Ein Punktstrahler regt im Substrat eine Referenzwelle (gestrichelte Linie) an, die durch das periodische metallische Hologramm mit der ange deuteten Richtcharakteristik abgestrahlt wird.

die Betrachtung als holografische Antenne nur eine Aussage bei einer einzelnen Frequenz zulässt. Eine Besonderheit von Leckwellenantennen ist es nämlich, unterschiedliche Frequenzen in unterschiedliche Raumrichtungen abzustrahlen. Diese Eigenschaft ähnelt dem Verhalten eines Prismas, das die unterschiedlichen Spektralanteile von weißem Licht in unterschiedliche Winkel abstrahlt und somit trennt.

Die Phasenkonstante der  $n$ -ten Floquet-Mode lässt sich über

$$\beta_n = \beta_0 + \frac{2\pi}{p}n \quad n \in \mathbb{Z} \quad (2.7)$$

berechnen. Dabei ist  $p$  die Periode, also der Abstand der Kreisbögen zueinander.

Die Floquet-Moden können im Brillouin-Diagramm (Abbildung 2.6) dargestellt werden. Dies erlaubt eine grafische Analyse des Abstrahlverhaltens der Antenne. Der hervorgehobene Bereich markiert Phasenkonstanten, deren Betrag kleiner ist als die Phasenkonstante im Freiraum, und somit Wellen, deren Phasengeschwindigkeit höher ist als die Lichtgeschwindigkeit. Dies ist die Bedingung dafür, dass eine Welle abgestrahlt wird. Es wird damit ersichtlich, dass es sich bei der Oberflächenwelle  $\beta_0$  um eine gebundene, nicht abstrahlfähige Welle handelt,

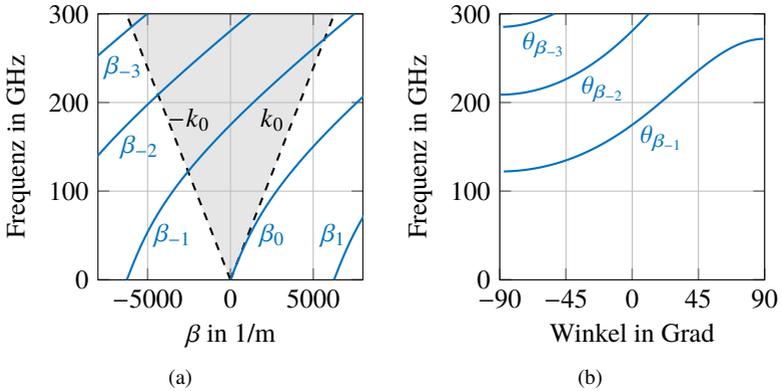


Abbildung 2.6: (a) Brillouin-Diagramm einer  $TE_0$ -Mode auf einem  $100\ \mu\text{m}$  dicken Aluminasubstrat. Zu sehen sind die ersten negativen Floquet-Moden, die durch ein Hologramm mit einer Periode von  $1\ \text{mm}$  erzeugt werden. (b) Die zugehörigen Abstrahlwinkel.

da sie sich bei allen Frequenzen langsamer als oder gerade mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet. Die von den periodischen Strukturen angeregten negativen Floquet-Moden strahlen hingegen ab einer bestimmten kritischen Frequenz ab. Das Verhältnis der Phasenkonstante zur Freiraumphasenkonstante bestimmt dabei den Winkel  $\vartheta$ , in dem die Welle abgestrahlt wird:

$$\vartheta = \arcsin\left(\frac{\beta_n}{k_0}\right). \quad (2.8)$$

Das heißt beim Eintritt in den abstrahlenden Bereich wird die Mode theoretisch mit  $-90^\circ$  in Richtung des Oberflächenwellenerzeugers abgestrahlt. Beim Nulldurchgang strahlt sie senkrecht zum Substrat mit  $0^\circ$  und beim Austritt schließlich mit  $90^\circ$  ab. Danach breitet sich die Floquet-Mode wieder als gebundene Welle im Substrat aus. Die Steigung der Mode bestimmt die Schwenkrate der Hauptkeule und wird durch Permittivität und Dicke des Substrats festgelegt (vgl. Abbildung 2.2). Die kritische Frequenz, ab der die Antenne abstrahlt, oder auch die Frequenz, bei der die Antenne in eine bestimmte Raumrichtung abstrahlt, kann über den Abstand zwischen den Kreisbögen definiert werden,

da dieser die Verschiebung zwischen der Grundmode und den Floquet-Moden bestimmt. Sind mehrere Moden gleichzeitig ausbreitungsfähig, hat die Antenne mehrere Strahlungskeulen, was in den meisten Fällen unerwünscht ist. Daher spielt die erste negative Floquet-Mode  $\beta_{-1}$  eine besonders wichtige Rolle, da sie bis zur kritischen Frequenz der nächsthöheren Floquet-Mode die Abstrahlung mit einer einzelnen Hauptkeule ermöglicht (vorausgesetzt die Frequenz liegt ebenfalls unterhalb der kritischen Frequenz der nächsthöheren Substratmode).

Um null Grad ergibt sich durch eine Resonanz zwischen den periodischen Strukturen schmalbandig ein Bereich, in dem die Antenne nur sehr schlecht abstrahlt [Joh93]. Die Vermeidung dieses Stopbands ist Gegenstand aktueller Forschung [LZL18, OABR<sup>+</sup>14], wird aber im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet, sondern durch die Wahl eines geeigneten Streifenabstands umgangen.

Die Breite der Streifen bestimmt, wie viel Energie jeder Streifen aus der Substratwelle auskoppelt. Je breiter ein Streifen ist, desto mehr Energie wird von ihm ausgekoppelt. Gleichzeitig steigt der Anteil an reflektierter Energie mit steigender Streifenbreite. Wird die Welle durch schmale Streifen langsam ausgekoppelt, so erhöht sich die Richtwirkung und der Gewinn der Antenne, da mehr Streifen an der Abstrahlung beteiligt sind und sich somit die effektive Apertur der Antenne vergrößert. Dieser positive Effekt wird dadurch limitiert, dass sich die Substratwelle länger im Substrat ausbreitet und dadurch stärker durch dielektrische Verluste gedämpft wird. Die minimale Streifenbreite ist zudem durch den Herstellungsprozess limitiert. Das ist vor allem im mmW-Bereich wegen der sehr kurzen Wellenlängen von Bedeutung. Um die Abstrahlcharakteristik der Antenne zu beeinflussen, z. B. um niedrigere Nebenkeulen zu erzielen, kann die Breite der Streifen im Verlauf des Hologramms variiert werden, um eine gewünschte Amplitudenbelegung der Apertur zu erzielen.

### **3 Bonddrahtverbindungen für Frequenzen im Millimeterwellen-Bereich**

Dem Anschluss der Antenne an die Hochfrequenzschaltung kommt im mmW-Frequenzbereich besondere Bedeutung zu. Die Antenne kann nur unter stark einschränkenden Randbedingungen auf den Chip der Hochfrequenzschaltung integriert werden und ist somit die einzige Komponente, die mit einer Hochfrequenzverbindung angeschlossen werden muss. Die anderen Ein- und Ausgangssignale können niederfrequent ausgeführt werden, da es möglich ist, diese erst auf dem Chip hoch- bzw. herunterzumischen.

Um einen hohen Miniaturisierungsgrad zu erreichen und die Verbindungsverluste zu minimieren, wird im mmW-Bereich meist auf eine Kabel- oder Hohlleiterverbindung verzichtet. Damit dies möglich ist, werden planare Antennen eingesetzt, die entweder auf dem Substrat oder in dem Substrat der Hochfrequenzplatine angeordnet sind. Dadurch kann der Abstand zwischen Hochfrequenzschaltung und Antenne minimiert werden, wodurch sich sowohl der Bauraum als auch die Verluste verringern. Im unteren mmW-Frequenzbereich können dieselben Aufbautechniken verwendet werden wie bei niederfrequenten oder digitalen integrierten Schaltungen üblich: Der Chip wird in einem Gehäuse mit Anschlusspins vergossen und die Pins wiederum an die Leitungen auf der Platine angelötet. Das Chipgehäuse dient einerseits dazu, die empfindlichen Strukturen der integrierten Schaltung zu schützen, andererseits aber auch dazu, die Anschlüsse des Chips, welche in einem sehr engen Raster angeordnet sind, auf Anschlusspins in einem größeren Raster am Chipgehäuse aufzufächern.

Dazu werden Verbindungen aus Gold- oder Aluminiumdraht eingesetzt, welche mit den Kontaktflächen des Chips und den Anschlusspins des Gehäuses verbunden werden. Diese größeren, stabileren Pins können dann auf eine Platine gelötet werden. Mit steigender Frequenz werden die parasitären Effekte dieser Auffächerung vom Chip zum Gehäuse und die der Lötverbindungen jedoch zunehmend größer, da die Wellenlänge in die Größenordnung der Verbindungslänge kommt. Daher werden im Frequenzbereich ab ca. 100 GHz keine Chipgehäuse mehr verwendet. Stattdessen wird der Halbleiterchip direkt auf die Platine geklebt und an die Leiterbahnen auf der Platine angebonden.

Es gibt zwei verbreitete Methoden zur Kontaktierung von Chips an Platinen: Die Flip-Chip- und die Drahtbondtechnologie. Bei der Flip-Chip-Verbindung wird der Chip mit den Kontaktflächen nach unten auf die Platine aufgebracht, wobei der Kontakt zwischen den Kontaktflächen auf dem Chip und denen auf der Platine mit sehr kurzen Metallverbindungen hergestellt wird. Bei diesem Verfahren muss das Raster der Kontaktflächen auf der Platine jedoch genau gleich sein wie auf dem Chip, was aufgrund des sehr kleinen Rasters auf dem Chip sehr hohe Anforderungen an das Platinenherstellungsverfahren stellt. Daher wird diese Technik im Folgenden nicht weiter vorgestellt.

Das zweite Verfahren ist die Drahtbondtechnologie. Hier wird der Chip mit den Kontaktflächen nach oben auf die Platine geklebt und anschließend mit Gold- oder Aluminiumdrähten eine Verbindung der Kontaktflächen hergestellt. Die Herstellung einer solchen Bondverbindung ist in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt: Das Ende des Golddrahts wird auf die erste metallische Kontaktfläche gepresst und durch Druck, Ultraschall und Hitze angebondet (Abbildung 3.1a); die beiden Metalle verbinden sich dauerhaft. Nun wird der Golddraht zur zweiten Kontaktfläche gefädelt (Abbildung 3.1b) und dort ebenfalls durch Druck, Ultraschall und Hitze angebondet (Abbildung 3.1c). Die zweite Bondverbindung dient als Sollbruchstelle, an der der Draht abgerissen werden kann, um die fertiggestellte Bondverbindung vom nachgeführten Draht zu trennen (Abbildung 3.1d).

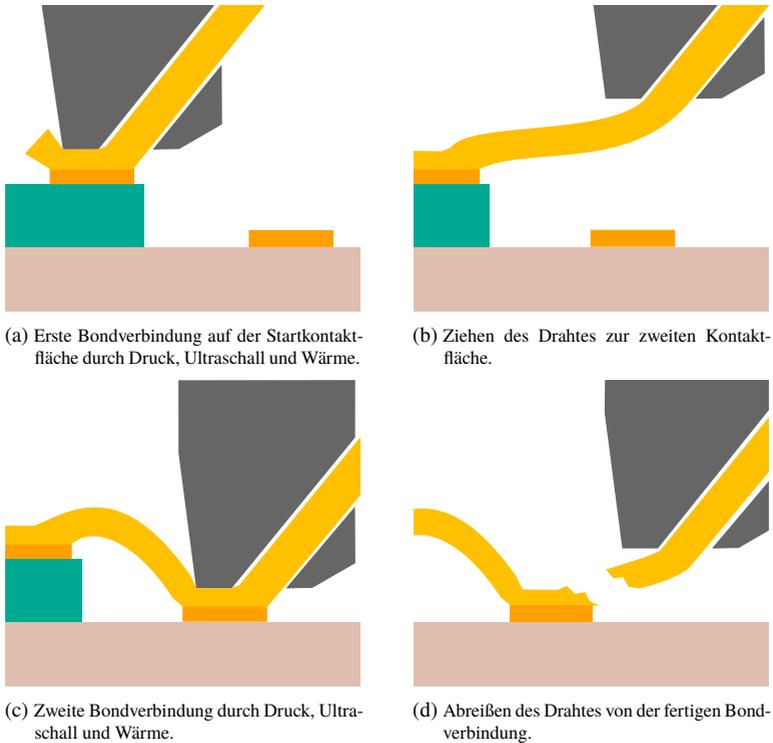


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung eines Bondvorgangs in der Schnittebene durch den Draht.

### 3.1 Entstehung von Reflexionsverlusten durch Bonddrahtverbindungen

Um die Verluste durch die Bonddrahtverbindung gering zu halten, sollte im mmW-Bereich nicht ein einzelner Bonddraht gezogen werden, sondern drei Bonddrähte parallel nebeneinander in einer Masse-Signal-Masse-Anordnung. Dadurch erreicht man eine Art CPW<sup>1</sup>-Leitung mit kontrollierter Impedanz und

<sup>1</sup> Coplanar Waveguide

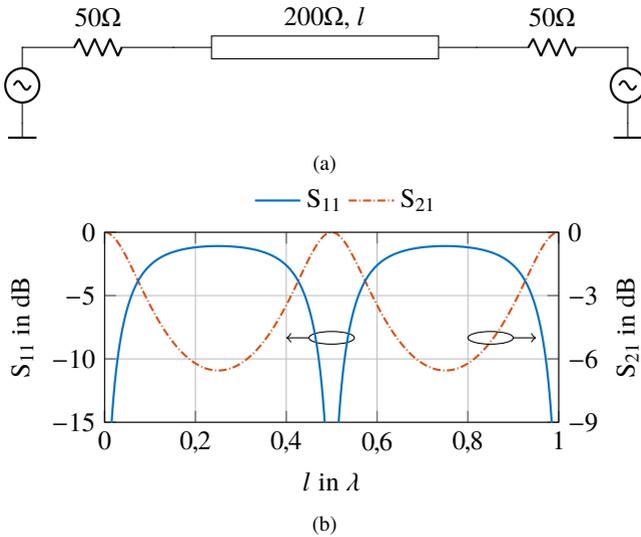


Abbildung 3.2: Rechnerische Abschätzung der Verluste eines Bonddrahts variabler Länge  $l$ . (a) Schaltbild eines idealen Bonddrahts mit einer typischen Impedanz von  $200\Omega$  zwischen zwei  $50\Omega$  Anschlüssen. (b) Reflexions- und Transmissionsparameter der Schaltung aus (a).

guter Masseverbindung [JDJ<sup>+</sup>05]. Diese Quasi-CPW-Leitung aus Bonddrähten besitzt aufgrund der mechanischen Beschränkung des minimalen Abstands zwischen den einzelnen Drähten eine relativ hohe Impedanz von ca.  $150\Omega$  bis  $200\Omega$ . Bei niedrigen Frequenzen ist das kein Nachteil, da die elektrische Länge der Bonddrahtverbindung sehr kurz ist. Im oberen mmW-Bereich kommen aufgrund der kurzen Wellenlängen jedoch selbst Bonddrahtverbindungen zwischen Leitungen auf der Platine und denen auf einem Chip in die Größenordnung der Wellenlänge. Dies führt zu einer ausgeprägten Fehlanpassung und somit zu Reflexionsverlusten.

Die Dämpfung durch die Fehlanpassung kann mittels einer vereinfachten Anordnung rechnerisch abgeschätzt werden [KHMR96]. Als einfaches Modell einer Bonddrahtverbindung wird eine  $200\Omega$ -Leitung zwischen zwei

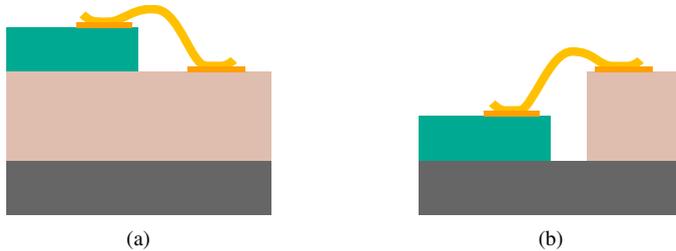


Abbildung 3.3: Typische Anordnungen von Chip und Platine auf einer Basisplatte, um eine Bondverbindung herzustellen: (a) Der Chip liegt auf der Platine, (b) der Chip liegt neben der Platine.

50- $\Omega$ -Anschlüssen angenommen (Abbildung 3.2a). Berechnet man die Streuparameter dieser Anordnung für unterschiedliche Bonddrahtlängen  $l$  und normiert diese Längen auf die Wellenlänge, so ergibt sich der in Abbildung 3.2b gezeigte Verlauf. Als Schwelle guter Anpassung gilt oft eine Reflexion von  $-10$  dB. Schon ab einer Bonddrahtlänge von mehr als  $0,028\lambda$  wird diese Schwelle überschritten. Ist der Bonddraht länger, so können Kompensationsstrukturen auf dem Chip oder auf der Platine vorgesehen werden. Dies ist jedoch nicht immer möglich oder wünschenswert, weshalb im Folgenden nur Verbindungsmöglichkeiten untersucht werden, bei denen auf eine solche Kompensation verzichtet werden kann.

Abbildung 3.3 zeigt schematisch zwei Szenarien einer Bonddrahtverbindung, wie sie häufig anzutreffen sind: Entweder wird der Chip auf die Platine geklebt (Abbildung 3.3a) oder seitlich daneben (Abbildung 3.3b). Im ersten Fall kann der Bonddraht nicht kürzer werden als die Substratdicke des Chips, im zweiten Fall nicht kürzer als die Differenz der beiden Substratdicken. Sowohl für die typische Chipdicke als auch für die Differenz von Platinen- und Chipdicke ist  $200\ \mu\text{m}$  ein typischer minimaler Wert. Vergleicht man diese Länge mit der Abschätzung aus Abbildung 3.2b, so erkennt man, dass eine solche Verbindung höchstens bis zu Frequenzen im Bereich von  $40$  GHz verwendet werden kann, wenn die Anpassung besser als  $-10$  dB sein soll.

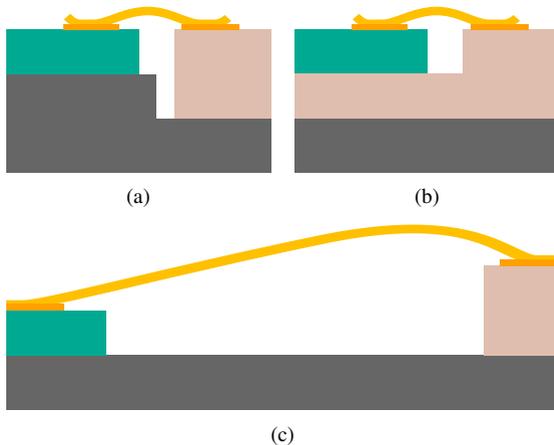


Abbildung 3.4: Drei Anordnungen von Chip und Platine auf einer Basisplatte, um Verbindungsverluste zu verringern: (a) Chip- und Platinenoberfläche sind durch eine Stufe in der Basisplatte angeglichen, (b) Chip- und Platinenoberfläche sind durch eine Vertiefung in der Platine angeglichen und (c) Chip und Platine sind bewusst weiter entfernt voneinander angeordnet, damit die Bonddrahtlänge  $\lambda/2$  oder einem ganzzahligen Vielfachen davon entspricht.

## 3.2 Möglichkeiten zur Minimierung von Reflexionsverlusten ohne den Einsatz von Kompensationsstrukturen

Um die Bonddrähte zu verkürzen, kann der Höhenunterschied zwischen den Substratoberflächen ausgeglichen werden. Dies erfordert einen deutlich höheren Fertigungsaufwand, da entweder eine Stufe im Träger (Abbildung 3.4a) oder eine Vertiefung in der Platine (Abbildung 3.4b) hergestellt werden muss. Erschwerend kommt hinzu, dass diese Höhenunterschiede im Bereich weniger Hundert Mikrometer liegen, weshalb eine hohe Fertigungspräzision erforderlich wird. In der Praxis lassen sich mit dieser Angleichung der Substratoberflächen

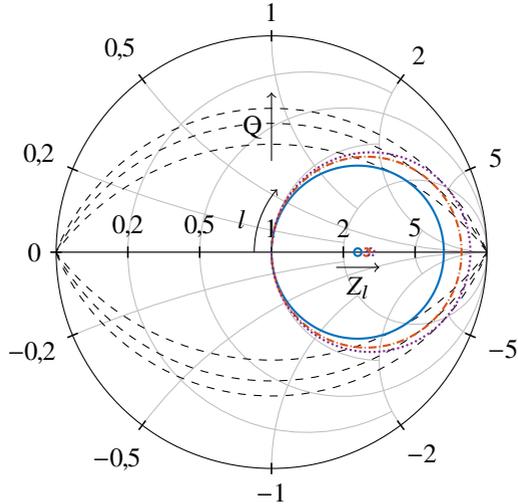


Abbildung 3.5: Reflexionsfaktoren der Schaltung aus Abbildung 3.2a mit Leitungsimpedanzen von  $Z_l = 150\ \Omega$ ,  $200\ \Omega$  und  $250\ \Omega$  bei gleichbleibender Frequenz und variierter Leitungslänge  $l$ . Die Güte  $Q$  wird für größere Leitungsimpedanzen größer.

Bonddrähte mit einer minimalen Länge von  $100\ \mu\text{m}$  realisieren. Damit lassen sich laut der Abschätzung aus Abbildung 3.2b immerhin gut angepasste Verbindungen für Frequenzen bis  $80\ \text{GHz}$  realisieren.

Um diese Grenze weiter zu erhöhen, können die Bonddrähte, wie in [BRG<sup>+</sup>13] beschrieben, bewusst verlängert werden. Die rechnerische Abschätzung aus Abbildung 3.2b zeigt, dass sich eine niedrige Fehlanpassung nicht nur durch einen sehr kurzen Bonddraht erreichen lässt, sondern auch für Verbindungen mit einer Länge von  $\lambda/2$  oder ganzzahligen Vielfachen davon. Dies lässt sich anhand des Smith-Diagramms veranschaulichen (Abbildung 3.5): Eine Leitung beliebiger Impedanz dreht auf einem Kreis zunächst aus dem Ursprung heraus und führt so zu einer zunehmenden Fehlanpassung. Ab einer Leitungslänge von  $\lambda/4$  sinkt die Fehlanpassung wieder, bis sie bei einer Leitungslänge von  $\lambda/2$  wieder den Ursprung erreicht. Am Smith-Diagramm kann auch erklärt werden, dass die Bandbreite über der die Verbindung gut angepasst ist, umso geringer

wird, je höher die Impedanz der Leitung ist, da der Durchmesser des Kreises dann steigt und eine Transformation höherer Güte entsteht (Abbildung 3.5). Durch den längeren Transformationsweg bei Verbindungen mit Vielfachen von  $\lambda/2$  lässt sich zudem erwarten, dass die Bandbreite für lange Verbindungen geringer wird. In dieser Abschätzung sind Materialverluste und Verluste durch Abstrahlung nicht berücksichtigt, wodurch die Transmissionsdämpfung bei  $\lambda/2$  und Vielfachen davon 0 dB beträgt, was in der Praxis nicht der Fall ist.

Die Bonddrähte sind sehr empfindlich und dürfen keinesfalls berührt werden, weil sie sonst verbiegen bzw. abreißen. Eine verbreitete Methode, um direkt auf die Platine geklebte und mit Bonddrähten angeschlossene Chips zu schützen, ist die Versiegelung mit einem Epoxidharz. Dies ist auch bei Bonddrähten im mmW-Bereich möglich, wie in [BGS<sup>+</sup>16] gezeigt wird. Dabei müssen die Materialeigenschaften des Harzes berücksichtigt werden: Zum einen sollte es im Betriebsfrequenzbereich nur geringe Verluste verursachen, zum anderen muss die Permittivität des Harzes bekannt sein, um die notwendige Verbindungslänge bestimmen zu können.

Es bieten sich also mehrere Optionen für die Verbindung von Chip und Platine mit verlängerten Bonddrähten. Es ist zu erwarten, dass diese gegenüber der direkten Verbindung eine niedrigere Bandbreite aufweisen. Allerdings wiegt eine geringere Bandbreite im mmW-Bereich deutlich weniger schwer, da hier auch eine relative Bandbreite von wenigen Prozent bereits einer absoluten Bandbreite von mehreren GHz entspricht. Damit dieser bandbreitenbegrenzte Bereich geringer Verluste im gewünschten Frequenzbereich liegt, müssen die Bonddrähte sehr präzise hergestellt werden, damit sie eine gleichmäßige Impedanz und die korrekte Länge besitzen. Der Bondprozess erfordert aber immer eine sehr hohe Präzision, daher ist auch dies kein generelles Ausschlusskriterium. Ein großer Vorteil von verlängerten Bonddrähten liegt in einer erheblichen Erleichterung des Aufbaus, da Höhenunterschiede zwischen Chipsubstrat und Platinensubstrat leicht überwunden werden können, ohne dass ein mechanisches Angleichen der Substratoberflächen nötig ist. Zudem lässt sich auch ein geringer lateraler Versatz kompensieren. Die geringsten Verluste und die größte Bandbreite verspricht die  $\lambda/2$ -Verbindung, große Entfernungen

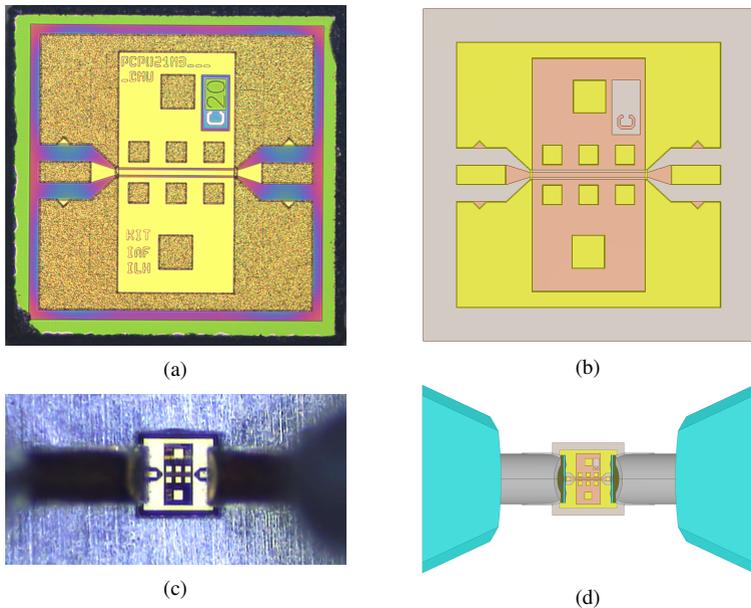


Abbildung 3.6: (a) Foto des Leitungschips, (b) Simulationsmodell ohne Messspitzen, (c) Foto des zur Messung kontaktierten Chips und (d) Simulationsmodell inklusive Messspitzen.

können mit einer  $\lambda$ -Verbindung überwunden werden und zur mechanischen Stabilisierung ist ein Verguss mit Harz vielversprechend. Daher werden diese drei Varianten im Weiteren näher untersucht. Als Referenz dient dabei eine direkte Verbindung.

### 3.2.1 Testchip zur Untersuchung von Bondverbindungen bei 240 GHz

Da die Bonddrahtverbindungen nicht direkt mit Messspitzen kontaktiert werden können, wird eine Teststruktur benötigt, auf der an einer Seite eine Messspitze kontaktiert und auf der anderen Seite ein Bonddraht angebondet werden kann. Dafür wird der für die Arbeit zur Verfügung gestellte und in Abbildung 3.6a

gezeigte Chip verwendet. Er ist in den passiven Lagen der Technologie des Fraunhofer IAF<sup>2</sup> gefertigt. Eine Beschreibung der unterschiedlichen Materialien und Lagen des Prozesses ist in Anhang A.1 zu finden.

Mit  $500\ \mu\text{m} \times 500\ \mu\text{m}$  ist der Chip so klein wie möglich realisiert und enthält, abgesehen von den  $115\ \mu\text{m}$  langen Kontaktflächen für Messspitze und Bonddrähte, lediglich eine  $170\ \mu\text{m}$  lange Leitung, welche die beiden Kontaktflächen direkt verbindet. Als Leitung wird eine  $50\text{-}\Omega$ -Koplanarleitung mit  $14\ \mu\text{m}$  Masse-zu-Masse-Abstand und einer Leiterbreite von  $7,4\ \mu\text{m}$  verwendet. An beiden Enden wird die Leitung von einer Luftbrücke überspannt, welche die Masseflächen verbindet und somit eine einmodige Ausbreitung auf der Leitung sicherstellt. Eine lineare Verbreiterung verbindet die Leitung mit den Kontaktflächen, die einen Masse-zu-Masse-Abstand von  $80\ \mu\text{m}$  und eine Leiterbreite von  $30\ \mu\text{m}$  besitzen. Um die Anregung von Resonanzen im Substrat des Chips zu unterdrücken, ist dieser mit mehreren Durchkontaktierungen versehen. Um den Chip befindet sich ein ca.  $50\ \mu\text{m}$  breiter Substratrand, der aus fertigungstechnischen Gründen benötigt wird und keine Metallisierung bzw. Durchkontaktierungen beinhalten darf. Abbildung 3.6b zeigt das verwendete Simulationsmodell, welches den realen Chip möglichst korrekt abbildet.

Wegen ihres großen Einflusses auf die Messung werden Teile der Messspitzen, zu sehen in Abbildung 3.6d, im Simulationsmodell berücksichtigt. Die Ergebnisse der Simulation werden durch eine Kalibration so umgerechnet, dass dieselben Referenzebenen wie bei der Messung erreicht werden. Dieser Prozess aus [9] wird in Anhang A.2 genauer beschrieben. Im Folgenden werden, wenn nicht gesondert angemerkt, stets die kalibrierten Ergebnisse gezeigt.

Abbildung 3.7 zeigt die Ergebnisse der Simulation des Modells aus Abbildung 3.6d im Vergleich zu den Messergebnissen auf dem in Anhang A.3 beschriebenen Netzwerkanalysator-Messplatz. Messung und Simulation stimmen sehr gut überein: Die Anpassung ist bis  $260\ \text{GHz}$  besser als  $-10\ \text{dB}$ , die Einfügedämpfung steigt mit zunehmender Frequenz von  $1,7\ \text{dB}$  bis  $3,2\ \text{dB}$ .

---

<sup>2</sup> Institut für Angewandte Festkörperphysik

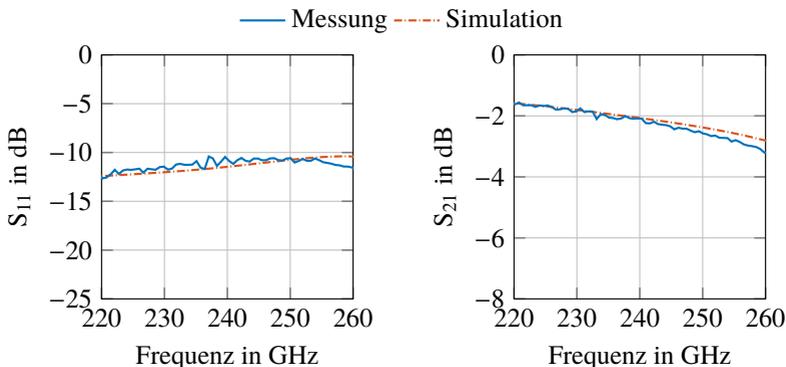


Abbildung 3.7: Gemessene und simulierte Reflexions- und Transmissionsparameter des Leitungschips aus Abbildung 3.6c und 3.6d.

Diese für eine Leitung verhältnismäßig schlechten Werte werden durch die Kontaktflächen verursacht. Da das Verfahren zur Berücksichtigung der Messspitzen in der Simulation zum Zeitpunkt des Entwurfs des Leitungschips noch nicht zur Verfügung stand, wurden die parasitären Effekte der Kontaktflächen und die damit einhergehende Verschlechterung der Leitungseigenschaften in den Simulationsergebnissen nicht abgebildet (siehe Anhang A.2). Dennoch eignet sich der Chip für die folgenden Untersuchungen, weil Anpassung und Transmission ausreichend gut sind und das Verhalten, durch die Berücksichtigung der Messspitzen, jetzt sehr gut in Simulationen abgebildet werden kann.

### 3.2.2 Simulation der Bonddrahtverbindungen

Um die verschiedenen Verbindungen zu untersuchen, werden je zwei Leitungschips mit den Kontaktflächen zueinander auf einer Grundplatte positioniert. Der Abstand zwischen den Chips wird an die Verbindungslänge angepasst. Die inneren Kontaktflächen werden durch Bonddrähte verbunden, an den äußeren Kontaktflächen werden die Messspitzen kontaktiert.

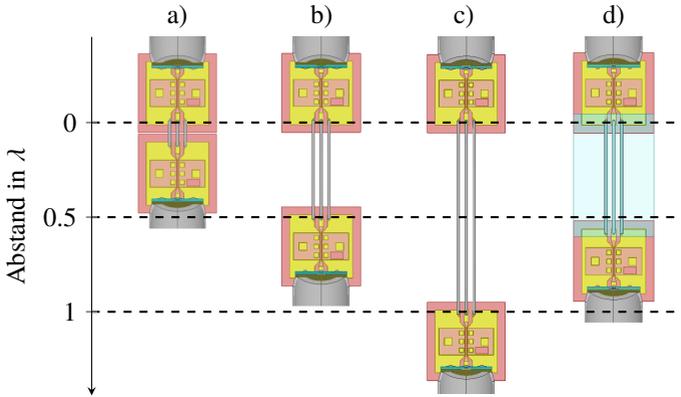


Abbildung 3.8: Simulationsmodelle der vier untersuchten Varianten: (a) Möglichst kurze Verbindung mit  $110\ \mu\text{m}$ , (b)  $\lambda/2$ -Verbindung mit  $625\ \mu\text{m}$ , (c)  $\lambda$ -Verbindung mit  $1250\ \mu\text{m}$ , (d) in Epoxid eingegossene  $\lambda$ -Verbindung mit  $700\ \mu\text{m}$ .

Die Simulationsmodelle der vier Varianten, die im Folgenden untersucht werden, sind in Abbildung 3.8 dargestellt:

- a) **Die direkte Verbindung:** Beide Chips sind möglichst nahe nebeneinander positioniert, es wird von einer herstellungsbedingten Lücke von  $10\ \mu\text{m}$  zwischen den Chips ausgegangen. Aufgrund des  $50\ \mu\text{m}$  Abstands der Kontaktflächen vom Rand ergibt sich eine minimale Länge von  $110\ \mu\text{m}$ . Dies entspricht bei der Mittenfrequenz von  $240\ \text{GHz}$  einer elektrischen Länge von  $0,09\ \lambda$  und lässt laut der Abschätzung aus Abbildung 3.2b eine schlechte Anpassung um  $-3\ \text{dB}$  erwarten.
- b) **Die  $\lambda/2$ -Verbindung:** Die Chips sind so positioniert, dass die Bonddrähte bei der Mittenfrequenz  $\lambda/2$  lang sind, also  $625\ \mu\text{m}$ .
- c) **Die  $\lambda$ -Verbindung:** Die Chips sind so positioniert, dass die Bonddrähte bei der Mittenfrequenz  $\lambda$  lang sind, also  $1250\ \mu\text{m}$ .

- d) **Die vergossene  $\lambda$ -Verbindung:** Um die Bonddrähte zu schützen sollen sie in dieser Variante mit einem Epoxid vergossen werden. Zur Anwendung kommt das in [BGS<sup>+</sup> 16] für den Verguss von mmW-Bonddrähten verwendete Harz Polytec TC 430-T. Zwischen 110 GHz und 170 GHz liegt seine Permittivität bei  $\epsilon_r = 3,2$  und die dielektrischen Verluste sind geringer als  $\tan \delta = 0,025$  [GWB<sup>+</sup> 18]. Diese Werte können, wie in Anhang A.4 gezeigt, auch für den vorliegenden Frequenzbereich näherungsweise angenommen werden. Dadurch verkürzt sich die mechanische Bonddrahtlänge für einen elektrisch  $\lambda$  langen Bonddraht auf 700  $\mu\text{m}$ .

Der Einfluss der Leitungschips kann aufgrund einer nicht genau definierten Referenzebene auf der Seite der Bonddrähte nicht herausgerechnet werden. Bei den folgenden Simulations- und Messergebnissen handelt es sich daher stets um die Werte für die gesamte Struktur aus beiden Leitungschips und den Bonddrähten; die Verluste sind also nicht nur durch die Bonddrähte verursacht. Daher können die Verluste der einzelnen Verbindungen nicht absolut betrachtet werden, sondern nur im Vergleich zwischen den verschiedenen Verbindungsarten.

Die Simulationsergebnisse der vier Varianten sind in Abbildung 3.9 dargestellt. Die direkte Verbindung mit den möglichst kurzen Bonddrähten hat, wie erwartet, eine schlechte Anpassung von nur  $-5$  dB bis  $-8$  dB und die höchste Transmissionsdämpfung von 4,7 dB bis 5 dB. Allerdings ist es die breitbandigste Verbindung mit einem sehr flachen Verlauf der Transmission. Die  $\lambda/2$ -Verbindung hingegen ist ab 235 GHz besser als  $-10$  dB angepasst und hat eine Transmissionsdämpfung zwischen 3,2 dB und 4,8 dB. Die  $\lambda$ -Verbindung ist ab 237 GHz besser als  $-10$  dB angepasst, die Transmissionsdämpfung liegt zwischen 3,3 dB und 6,5 dB. Die vergossene  $\lambda$ -Verbindung zeigt ein der  $\lambda/2$ -Verbindung sehr ähnliches Verhalten: Die Anpassung ist ab 235 GHz besser als  $-10$  dB und die Transmissionsdämpfung liegt zwischen 3,9 dB und 5,1 dB.

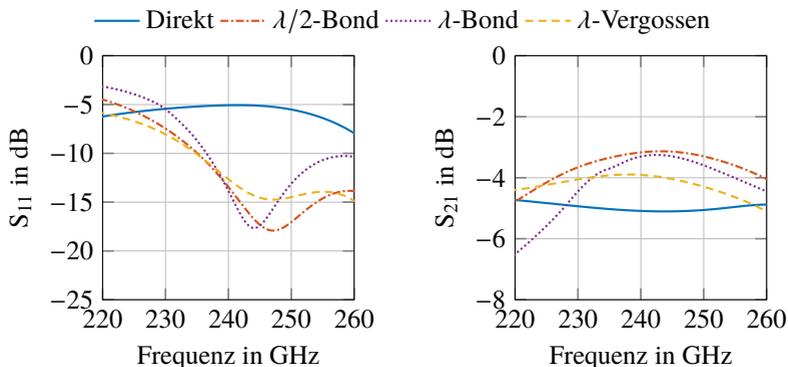


Abbildung 3.9: Simulationsergebnisse der Modelle aus Abbildung 3.8.

Die Simulationen lassen erwarten, dass die bewusst verlängerten Bondverbindungen bei der Mittenfrequenz alle eine niedrigere Dämpfung aufweisen als die direkte Verbindung. Zudem sind die verlängerten Verbindungen deutlich besser angepasst als die direkte Verbindung. Diese hat jedoch die größte Bandbreite und den flachsten Verlauf der Dämpfung. Die Bandbreite der  $\lambda$ -Verbindung ist wie erwartet niedriger als die der  $\lambda/2$ -Verbindung, allerdings ist die absolute Bandbreite durch den Einsatz der Verbindung bei mmW-Frequenzen dennoch hoch.

### 3.2.3 Messung und Resimulation der Bonddrahtverbindungen

Die vier verschiedenen Verbindungen sind auf einer Aluminiumplatte aufgebaut. Die Chips sind mit Polytec TC 430-T aufgeklebt und mit  $17\ \mu\text{m}$  dickem Golddraht auf einem manuellen Drahtbonder miteinander verbunden. Die Chips werden im selben Abstand zueinander aufgeklebt wie in der Simulation nötig, um die korrekte Bonddrahtlänge zu erzielen. Abbildung 3.10 zeigt die vier Aufbauten jeweils bei der Messung auf dem in Anhang A.3 beschriebenen

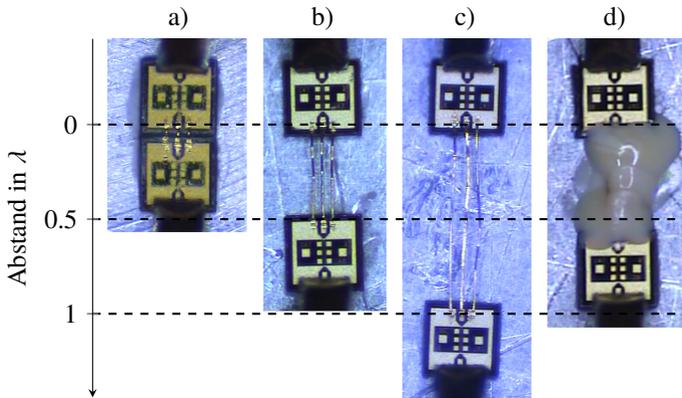


Abbildung 3.10: Fotos der aufgebauten Verbindungsvarianten aus Abbildung 3.8, jeweils bei der Messung.

Netzwerkanalysator-Messplatz. Die Messspitzen sind auf den äußeren Kontaktflächen kontaktiert und die Referenzebene der Kalibration liegt an den Kontaktpunkten der Messspitzen.

Im Folgenden werden die Messergebnisse der einzelnen Verbindungsvarianten mit den zuvor simulierten Werten verglichen. Um die Ursache von Abweichungen zwischen Messung und Simulation abschätzen zu können, wird das Simulationsmodell im Nachhinein so optimiert, dass Abweichungen zur Messung minimiert werden. Dazu werden die aufgebauten Strukturen mit einem optischen Mikroskop vermessen.

### Direkte Verbindung

Die gemessenen S-Parameter sind in Abbildung 3.11 dargestellt. Die Anpassung ist etwas besser als durch die Simulation erwartet, allerdings mit  $-6$  dB bis  $-10$  dB dennoch ungenügend. Die Transmissionsdämpfung ist ebenfalls mit  $4,1$  dB bis  $4,8$  dB etwas besser als simuliert. Die Abweichungen liegen an einem flacheren Verlauf der Bonddrähte aufgrund ihrer kurzen Länge.

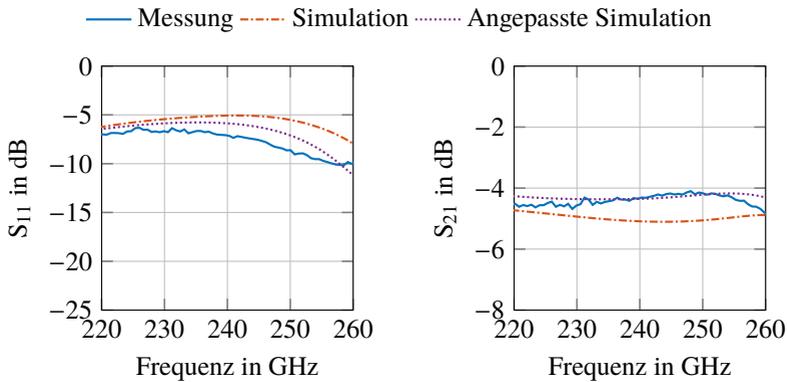


Abbildung 3.11: S-Parameter der direkten Verbindung: Messergebnis, Simulationsergebnis des Modells aus Abbildung 3.8a und Simulationsergebnis des angepassten Modells aus Abbildung 3.15a.

Dadurch sind sie näher am hochpermittiven Substrat des Chips, was zu einer größeren elektrischen Länge und einer niedrigeren Impedanz führt. Zudem ist der Abstand der Bonddrähte quer zur Ausbreitungsrichtung höher als erwartet. Um die Impedanz der Bonddrahtleitung zu minimieren und somit die Bandbreite zu maximieren, sollte der Abstand möglichst gering sein. Am Chip wird dieser Abstand durch die Kontaktflächen vorgegeben und beträgt  $50\ \mu\text{m}$ . Durch das Bondwerkzeug lassen sich jedoch nur Abstände von  $70\ \mu\text{m}$  erreichen. Wird beides berücksichtigt, wie in Abbildung 3.15a gezeigt, so erzielt man eine gute Übereinstimmung von angepasster Simulation und Messung (Abbildung 3.11).

### $\lambda/2$ -Verbindung

Die Messergebnisse der  $\lambda/2$ -Verbindung sind in Abbildung 3.12 dargestellt. Eine Anpassung von  $-10\ \text{dB}$  wird in der Messung bereits ab  $227\ \text{GHz}$  erreicht, die Transmissionsverluste sind mit  $3,2\ \text{dB}$  bis  $4,3\ \text{dB}$  sehr ähnlich zu den simulierten Werten. Das Minimum der Transmissionsverluste liegt aber etwa  $5\ \text{GHz}$  niedriger, was sich durch längere Bonddrähte erklären lässt.

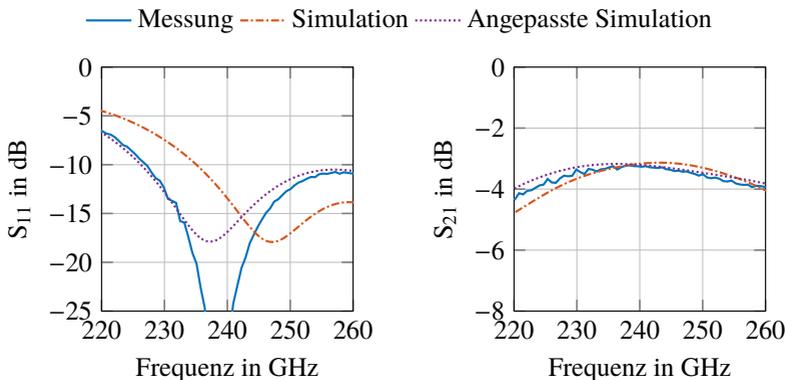


Abbildung 3.12: S-Parameter der  $\lambda/2$ -Verbindung: Messergebnis, Simulationsergebnis des Modells aus Abbildung 3.8b und Simulationsergebnis des angepassten Modells aus Abbildung 3.15b.

Diese sind nicht wie erwartet flach gezogen, sondern weisen auf einer Seite eine deutliche Erhöhung auf, wodurch die Länge auf  $670\ \mu\text{m}$  steigt. Auch hier liegt der Abstand der Bonddrähte bei  $70\ \mu\text{m}$ . Zusätzlich sind beide Chips beim Laserzuschchnitt durch Abbrand des  $\text{GaAs}^3$  am Chiprand auf der Seite der Messspitze etwa  $30\ \mu\text{m}$  kürzer. Letzteres hat jedoch nur einen geringen Einfluss. Das angepasste Simulationsmodell ist in Abbildung 3.15b dargestellt. Dessen Simulationsergebnisse in Abbildung 3.12 haben eine sehr gute Übereinstimmung mit den gemessenen Werten.

### $\lambda$ -Verbindung

Die Messergebnisse der  $\lambda$ -Verbindung sind in Abbildung 3.13 dargestellt. Die Anpassung verschiebt sich im Vergleich zur Simulation um ca. 3 GHz nach oben, sodass sie erst ab 240 GHz besser als  $-10\ \text{dB}$  wird. Das Minimum der Transmissionsverluste ist ebenfalls um 3 GHz verschoben. Die Verluste liegen

<sup>3</sup> Galliumarsenid

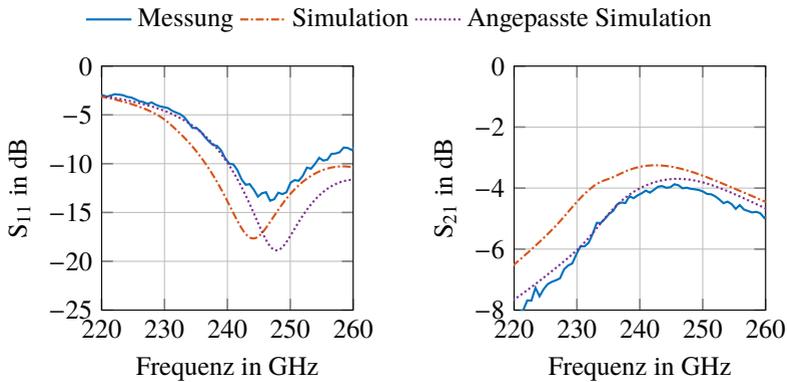


Abbildung 3.13: S-Parameter der  $\lambda$ -Verbindung: Messergebnis, Simulationsergebnis des Modells aus Abbildung 3.8c und Simulationsergebnis des angepassten Modells aus Abbildung 3.15c.

zwischen 3,9 dB und 8 dB und sind im Mittel 1 dB schlechter als simuliert. Diese Verschlechterung im Vergleich zur Simulation kommt etwa zur Hälfte durch kürzere Bonddrähte, die nur 1235  $\mu\text{m}$  lang sind, was zu der Verschiebung zu höheren Frequenzen führt. Diese relativ kleine Längenänderung von 1 % fällt durch die geringere Bandbreite mehr ins Gewicht als bei der  $\lambda/2$ -Verbindung. Durch die hohe Länge und die manuelle Herstellung der Bondverbindungen weicht deren Verlauf erheblich vom Idealverlauf ab. Diese Abweichung der Bondparallelität verursacht die andere Hälfte der zusätzlichen Verluste. Auch hier sind die Chips durch die Herstellung etwas verkürzt und die Bonddrähte sind quer zur Ausbreitungsrichtung weiter voneinander entfernt als geplant. Beides wirkt sich im Vergleich zur Längenänderung und dem Bonddrahtverlauf kaum aus. Das angepasste Simulationsmodell ist in Abbildung 3.15c dargestellt. Seine S-Parameter stimmen sehr gut mit den gemessenen Werten überein (Abbildung 3.13).

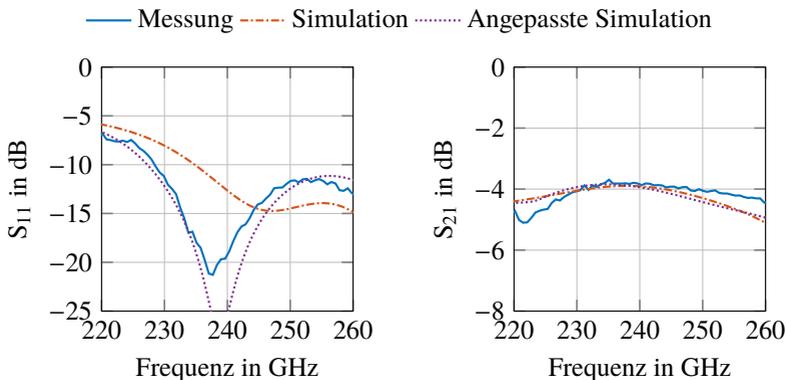
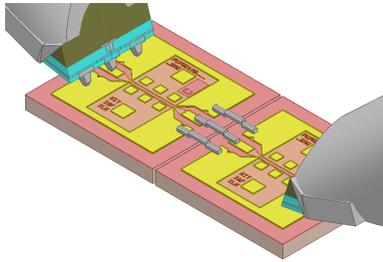


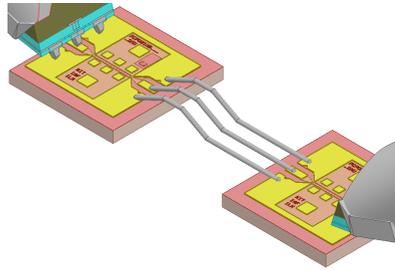
Abbildung 3.14: S-Parameter der vergossenen  $\lambda$ -Verbindung: Messergebnis, Simulationsergebnis des Modells aus Abbildung 3.8d und Simulationsergebnis des angepassten Modells aus Abbildung 3.15d.

### Vergossene $\lambda$ -Verbindung

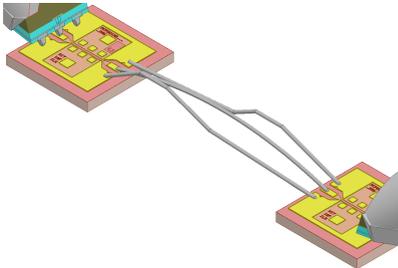
Die Messergebnisse der vergossenen  $\lambda$ -Verbindung sind in Abbildung 3.14 dargestellt. Die Anpassung ist ab 228 GHz besser als  $-10$  dB, also 7 GHz früher als simuliert. Die Transmissionsdämpfung liegt zwischen 3,8 dB und 5,2 dB. Sie ist im Mittel gleich der simulierten Dämpfung, allerdings unterhalb der Mittenfrequenz höher und oberhalb der Mittenfrequenz niedriger. Die Bonddrähte verlaufen nicht gerade und sind daher mit  $750 \mu\text{m}$  länger als simuliert. Der Verlauf ist aber bei allen drei Bonddrähten gleich, sie verlaufen also parallel mit einem Abstand von  $70 \mu\text{m}$ . Die Abweichungen sind im angepassten Simulationsmodell (Abbildung 3.15d) berücksichtigt. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass sich durch die angepasste Simulation die gemessene Anpassung sehr gut reproduzieren lässt, während die auch vorher schon gut übereinstimmende Transmission kaum beeinflusst wird (Abbildung 3.14).



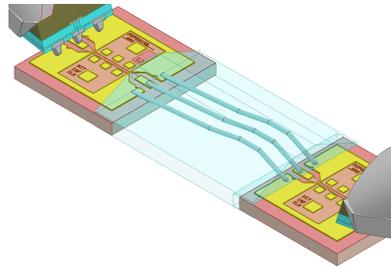
(a) Direkte Verbindung mit angepasstem Bonddrahtverlauf und  $70\ \mu\text{m}$  lateralem Bonddrahtabstand.



(b)  $\lambda/2$ -Verbindung mit angepasstem Bonddrahtverlauf,  $670\ \mu\text{m}$  langen Bonddrähten,  $70\ \mu\text{m}$  lateralem Bonddrahtabstand und gekürzten Chiprändern.



(c)  $\lambda$ -Verbindung mit angepasstem Bonddrahtverlauf,  $1235\ \mu\text{m}$  langen Bonddrähten,  $70\ \mu\text{m}$  lateralem Bonddrahtabstand und gekürzten Chiprändern.



(d) Vergossene  $\lambda$ -Verbindung mit angepasstem Bonddrahtverlauf,  $750\ \mu\text{m}$  langen Bonddrähten,  $70\ \mu\text{m}$  lateralem Bonddrahtabstand und gekürzten Chiprändern.

Abbildung 3.15: An die in Abbildung 3.10 gezeigten Prototypen angepasste Simulationsmodelle.

### 3.3 Schlussfolgerungen zu Bonddrahtverbindungen

Alle vier untersuchten Verbindungen ermöglichen eine 1-dB-Transmissionsbandbreite von mindestens 10 % und haben in diesem Bereich inklusive der beiden Chips, die für die Realisierung der Bondverbindungen benötigt werden, Transmissionsverluste zwischen 3,2 dB und 5 dB (Abbildung 3.16). Der Einfluss der Leitungschips kann nicht herausgerechnet werden, da aufgrund der verwendeten Kontaktflächen zwischen der Kontaktierung mit der Messspitze

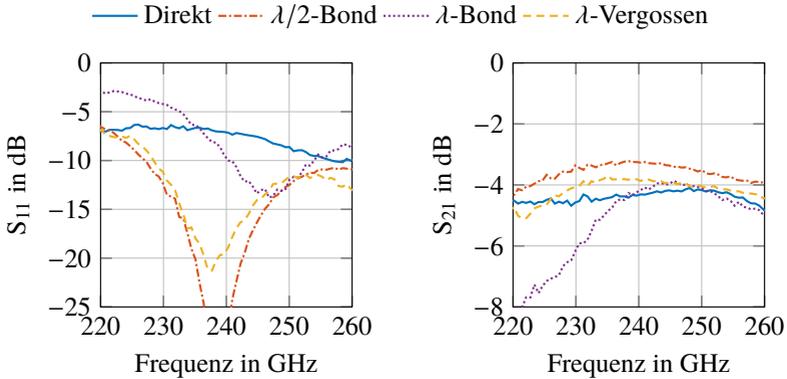


Abbildung 3.16: Vergleich der gemessenen S-Parameter aller vier Verbindungsmöglichkeiten.

und der Kontaktierung mit den Bonddrähten keine einheitliche Referenzebene besteht. Eine simulative Abschätzung in Anhang A.5 legt für die vier Varianten und den Bereich der 1 dB Bandbreite Bonddrahtverluste von minimal 0,7 dB und maximal 2,7 dB nahe. Somit scheint ein Großteil der gemessenen Verluste durch die Leitungschips hervorgerufen zu werden und nicht durch die Bonddrahtverbindung.

Bei der Herstellung der Bonddrahtverbindungen muss vor allem die Länge des Bonddrahts gut kontrolliert werden, da sich sonst Verschiebungen der Mittenfrequenz ergeben. Solange die Bonddrähte parallel verlaufen, beeinflusst deren Form hauptsächlich die Anpassung. Verlaufen sie nicht parallel, erhöhen sich die Transmissionsverluste. Im Vergleich zur direkten Verbindung sind bei der Mittenfrequenz alle drei Varianten mit bewusst verlängerten Bonddrähten besser oder gleich gut geeignet. Für sehr große Bandbreiten oder sehr große Herstellungstoleranzen ist die direkte Verbindung die bessere Wahl. Die  $\lambda/2$ -Verbindung hat die niedrigsten Transmissionsverluste und eine sehr gute Anpassung. Beide Werte sind über die betrachtete Bandbreite von 16 % stets besser als die direkte Verbindung. Die  $\lambda$ -Verbindung wird bereits sehr schmalbandig, kann aber sinnvoll sein, wenn mit den Bonddrähten große Distanzen

überwunden werden sollen. Ein Verguss der Bonddrähte mit Epoxidharz ist möglich und sorgt, neben dem mechanischen Schutz, durch die höhere Permittivität auch für eine größere Bandbreite. Allerdings entstehen durch den Verguss höhere Verluste.

Wenn andere Kompensationsarten nicht in Frage kommen, so ist die Selbstkompensation mit  $\lambda$ - und vor allem  $\lambda/2$ -Bonddrähten eine sehr geeignete und sehr einfache Möglichkeit, um Anpassung und Transmission dennoch zu optimieren.

## 4 TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger

Dieses Kapitel widmet sich der simulativen und messtechnischen Untersuchung von TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeugern für die Erzeugung einer TE<sub>0</sub>-Mode im oberen mmW-Bereich. Nach einem kurzen Überblick über den Stand der Technik werden zwei Oberflächenwellenerzeuger entworfen und als Speiseelement einer holografischen Antenne verwendet. Dadurch können die Oberflächenwellenerzeuger anhand der Antenneneigenschaften indirekt charakterisiert und verglichen werden.

Der erste Oberflächenwellenerzeuger schließt an den Stand der Technik für TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger in niedrigeren Frequenzbereichen an, indem er für die Anwendung im oberen mmW-Bereich skaliert wird. In Kombination mit einem Sende-MMIC<sup>1</sup> wird ein mögliches Anwendungsszenario holografischer Antennen im mmW-Bereich aufgezeigt. In erster Linie dient er jedoch als Vergleich für den zweiten Oberflächenwellenerzeuger. Dieser ermöglicht das vielversprechende Konzept einer hybriden On-Chip-/Off-Chip-Leckwellenantenne. Dafür wird der Oberflächenwellenerzeuger so entworfen, dass er auf dem MMIC der Hochfrequenzschaltung hergestellt werden kann und von dort eine Off-Chip-Oberflächenwelle erzeugt. Diese beleuchtet ein Off-Chip-Hologramm, welches für eine gerichtete Abstrahlung in den Freiraum sorgt. Dadurch kann auf die aufwändige Hochfrequenzverbindungen zwischen MMIC und Antenne verzichtet werden (vgl. Kapitel 3), während weiterhin etablierte Aufbautechniken zum Einsatz kommen können.

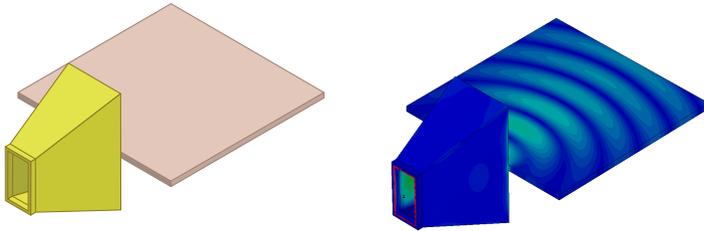
---

<sup>1</sup> Monolithic Microwave Integrated Circuit

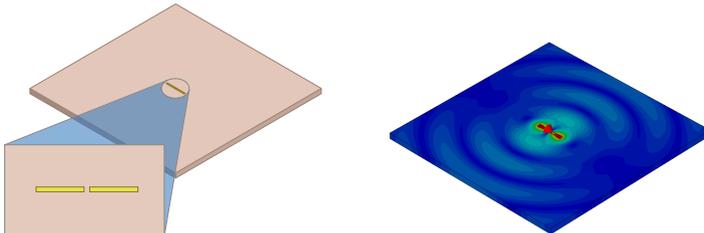
## 4.1 Stand der Technik

### 4.1.1 Oberflächenwellenerzeuger

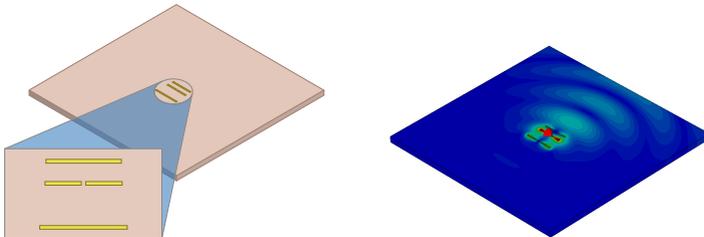
Bei den ersten Anwendungen von TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellen auf dünnen Substraten wurden für deren Anregung Hornantennen verwendet [IMUU75]. Das Substrat wird dabei stirnseitig gespeist und liegt in der E-Ebene der Hornantenne. Dadurch wird eine gute Kopplung der H<sub>10</sub>-Mode in Hohlleiter und Antenne sowie der TE<sub>0</sub>-Mode im Dielektrikum erreicht (siehe Abbildung 4.1a). Dies ermöglicht eine Einkopplung mit hoher Richtwirkung, ist aber nicht ohne Weiteres mechanisch zu integrieren. Durch den nicht planaren Aufbau und der nötigen Ausrichtung zwischen Horn und Substrat entsteht ein erheblicher Aufwand bei der Herstellung. Um diesen Aufwand zu vermeiden, eignen sich insbesondere Streifenleitungsantennen, welche direkt auf das Substrat aufgebracht werden. Aufgrund der günstigen Feldverteilung kann ein in Streifenleitungstechnik auf das Substrat aufgebrachter Dipol eine TE<sub>0</sub>-Oberflächenwelle anregen [PTLI04]. Allerdings ist die resultierende Oberflächenwelle nicht gerichtet, sondern strahlt nach vorne und hinten ab. Das ist im vorliegende Anwendungsfall nicht erwünscht, da die nach hinten gerichtete Oberflächenwelle das Hologramm nicht beleuchtet und somit nicht zur Abstrahlung der Antenne beiträgt (siehe Abbildung 4.1b). Eine Richtwirkung kann durch die Verwendung von ebenfalls mit Streifenleitungen realisierten Reflektoren und Direktoren erreicht werden, also einem planaren Yagi-Uda-Oberflächenwellenerzeuger [ZKGY04] [Wie75] (siehe Abbildung 4.1c). Alternativ zur Speisung mit Dipolen kann in Anlehnung an die ursprüngliche Speisung mit einer Hornantenne auch eine Schlitzantenne als Oberflächenwellenerzeuger verwendet werden [TIPS02] (siehe Abbildung 4.1d). Hier wird auch ohne den Einsatz von Reflektoren und Direktoren eine hohe Richtwirkung erzielt, was den Entwurfsaufwand reduziert. Zudem ist die erreichbare Bandbreite üblicherweise deutlich größer als bei der Speisung mit einem Dipol.



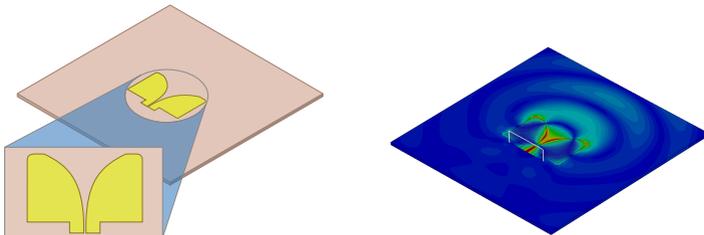
(a) Hornantenne



(b) Streifenleiter-Dipol



(c) Streifenleiter-Yagi-Uda-Antenne



(d) Streifenleiter-Schlitzantenne

Abbildung 4.1: Verschiedene  $TE_0$ -Oberflächenwellenerzeuger und die E-Felder der erzeugten Wellen auf der Substratoberfläche. Alle Varianten sind bei der gleichen Frequenz und auf dem gleichen Substrat simuliert.

Sowohl bei den Dipol-Oberflächenwellenerzeugern als auch bei der als Oberflächenwellenerzeuger genutzten Schlitzantenne müssen die beiden Arme bzw. Flügel nicht zwangsläufig auf derselben Substratseite aufgebracht werden, sondern können auch jeweils auf der Ober- und der Unterseite des Substrats aufgebracht werden. Man spricht dann von einer antipodalen Anordnung. Dies kann hilfreich sein, um den Oberflächenwellenerzeuger möglichst einfach an die Leitungsumgebung des Hochfrequenzsystems anschließen zu können.

### 4.1.2 Symmetrierglieder

Um die üblicherweise in Hochfrequenzsystemen verwendeten unsymmetrischen Signale in die für Dipol- und Schlitzantenne nötigen symmetrischen Signale zu wandeln, ist ein Symmetrierglied nötig. Da es sich um ein sehr grundlegendes Bauteil handelt, gibt es unzählige Realisierungen. Ziel ist dabei immer ein Übergang mit einer niedrigen Transmissions- und Reflexionsdämpfung über einer möglichst großen Bandbreite. Bei der Auswahl eines Symmetrierglieds steht die nötige Leitungsumgebung und die vorhandene Leiterplattentechnologie im Vordergrund. Da in dieser Arbeit nur zweilagige Strukturen ohne Durchkontaktierungen betrachtet werden, kann die Auswahl deutlich eingeschränkt werden.

Im Folgenden werden drei wichtige Symmetrierglieder vorgestellt. So wird bei dem in Abbildung 4.2a gezeigten antipodalen Symmetrierglied eine Symmetrierung erreicht, indem ausgehend von einer Mikrostreifenleitung aus der Massefläche durch Verjüngung der zweite Leiter der symmetrischen Leitung geformt wird [PTLI04] [ZKGY04]. Dadurch kann eine hohe Bandbreite erreicht werden, allerdings können damit nur antipodale Antennen realisiert werden. Eine Möglichkeit, bei der sich beide Leiter auf einer Substratseite befinden, ist die Verwendung eines Leistungsteilers und einer Verzögerungsleitung. Nach der Teilung wird eine Hälfte des Signals um 180° verzögert und dann in Form einer symmetrischen Leitung wieder kombiniert [DKS<sup>+</sup>00] (siehe Abbildung 4.2b). Auf den Leistungsteiler kann verzichtet werden, wenn der Anschluss an eine

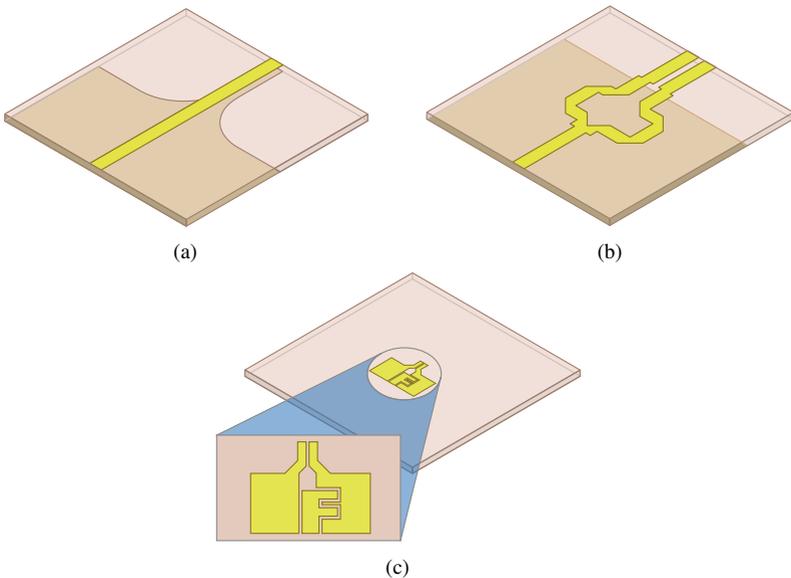


Abbildung 4.2: (a) Antipodales Symmetrierglied für Mikrostreifenleitungsumgebungen, (b) Symmetrierglied für Mikrostreifenleitungsumgebungen und (c) Symmetrierglied für Koplanarleitungsumgebungen. Alle drei Varianten sind für die gleiche Frequenz, eine Eingangsimpedanz von ca.  $50\ \Omega$  und auf dem gleichen Substrat entworfen.

CPW-Leitung erfolgt. Hier breitet sich das Signal je zur Hälfte in einem der beiden Zwischenräume zwischen Signalleiter und Massefläche aus. Dadurch genügt es, einen der Schlitze zu verlängern, um die nötige Phasendrehung zu erreichen, und anschließend beide Schlitze zu einer symmetrischen Leitung zusammenzuführen [SQI00]. Im Vergleich zu den Symmetriergliedern für Mikrostreifenleitungen, ist dieses Symmetrierglied wesentlich kleiner. Das liegt an den relativ hohen Substratdicken, die für Oberflächenwellenantennen verwendet werden. Durch das dicke Substrat werden Mikrostreifenleitungen mit  $50\ \Omega$  Leitungsimpedanz sehr breit und daraus aufgebaute Strukturen sehr groß. Die Anpassung und die quer zur Ausbreitungsrichtung nötige Baugröße können verbessert werden, indem die Verzögerungsleitung wie in [BAZ10, MQI99] mit Mäandern versehen wird (siehe Abbildung 4.2c).

## 4.2 TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger für eine 240-GHz-Leckwellenantenne

Im Folgenden wird ein TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger für den oberen mmW-Frequenzbereich entworfen. Da er in Kapitel 4.2.5 als Speiseelement einer holografischen Antenne verwendet werden soll, die an einen 240-GHz-Sender angeschlossen wird, wird die Mittenfrequenz des Oberflächenwellenerzeugers passend zum MMIC zu 240 GHz gewählt. Die Bandbreite des MMIC beträgt 30 GHz und soll von der Antenne mindestens erreicht werden.

### 4.2.1 Entwurf des Oberflächenwellenerzeugers

Der Oberflächenwellenerzeuger wird auf Rogers Ultralam 3850, einem Flüssigkristallpolymer mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 3,14$ , entworfen. Die minimal realisierbare Schlitz- und Leitungsbreite liegt bei dem verwendeten Herstellungsprozess bei 20  $\mu\text{m}$ . Damit sich im gewünschten Frequenzbereich keine höheren Moden ausbreiten können (vgl. Kapitel 2), wird eine Substratdicke von 100  $\mu\text{m}$  gewählt. Die Ausbreitung der TM<sub>0</sub>-Mode ist auf diesem Weg nicht zu verhindern, da sie, wie auch die TE<sub>0</sub>-Mode, keine kritische Frequenz besitzt. Der Anteil der TM<sub>0</sub>-Mode kann allerdings durch eine möglichst reine Anregung der TE<sub>0</sub>-Mode gering gehalten werden. Hierfür bieten sich Schlitzantennen als Oberflächenwellenerzeuger an. Neben einer sehr reinen Anregung ermöglichen sie auch hohe Bandbreiten und sind vergleichsweise leicht herzustellen, da zumindest für den Oberflächenwellenerzeuger selbst weniger strenge Anforderungen an die minimalen Leitungsbreiten gestellt werden, als dies bei dipolbasierten Oberflächenwellenerzeugern der Fall ist.

Die Form des Schlitzes kann unterschiedlich gewählt werden. Die verbreitetsten sind eine konstante Schlitzbreite, eine lineare Aufweitung des Schlitzes und eine exponentielle Aufweitung [YKK<sup>+</sup>89, SMA<sup>+</sup>97, Gib79]. Letztere wird auch Vivaldi-Antenne genannt. Während die ersten beiden eine schmalere Abstrahlung aufweisen, besitzt die Vivaldi-Antenne die beste Anpassung und

Bandbreite, weswegen sie für den Entwurf des Oberflächenwellenerzeugers verwendet wird. Die Flanken des Oberflächenwellenerzeugers sind mit folgender exponentiellen Kontur geformt:

$$y(x) = \pm \frac{W_{\text{SL}}}{2} \cdot \exp\left(\frac{x}{L} \cdot \ln\left(\frac{W_{\text{A}}}{W_{\text{SL}}}\right)\right). \quad (4.1)$$

Dabei ist  $W_{\text{SL}}$  die Breite der speisenden Schlitzleitung,  $W_{\text{A}}$  die Breite des Schlitzes an der Apertur des Oberflächenwellenerzeugers und  $L$  die Länge des Schlitzes. Dies sind zugleich die Parameter zur Beeinflussung von Abstrahlung und Bandbreite des Oberflächenwellenerzeugers. Die Aperturbreite des Schlitzes muss theoretisch mindestens  $\lambda/2$  betragen, damit eine Oberflächenwelle angeregt werden kann. Allerdings wird erst ab etwa der doppelten Breite eine akzeptable Anpassung erzielt. Die Länge des Schlitzes beeinflusst die Richtwirkung des Oberflächenwellenerzeugers: Je länger der Schlitz, desto gerichteter die Abstrahlung. Ist der Schlitz kürzer als die Breite der Apertur, so verschlechtert sich die Anpassung zunehmend, da die Impedanztransformation zwischen Schlitzleitung und abstrahlender Apertur zu schnell geschieht. Umgekehrt verbessert sich die Anpassung nur noch wenig, wenn die Länge des Schlitzes größer ist als die Breite der Apertur. Die Breite der Schlitzleitung bestimmt die maximale Frequenz, die abgestrahlt werden kann, und die Leitungsimpedanz der Speiseleitung. [SKK<sup>+</sup>85, Gib79]

Für den Oberflächenwellenerzeuger wird eine Aperturbreite von  $\lambda$  angestrebt, um eine gute Anpassung zu gewährleisten. Die Länge wird gleich der Aperturbreite gewählt, da damit bereits eine hohe Richtwirkung und eine ausreichende Anpassung erzielt wird. Das Modell des Oberflächenwellenerzeugers ist in Abbildung 4.3a dargestellt, dessen Feldbild und Anpassung in Abbildung 4.4a und 4.5a. Im Feldbild lässt sich eine Ausbreitung entlang der Außenkanten der beiden Antennenflügel erkennen. Diese überlagern sich am Eingang mit den zu sendenden Signalen und führen zu einer schlechteren Anpassung. Zudem erhöht sich durch die am Rand verlaufenden Feldkomponenten die unerwünschte Abstrahlung nach hinten.

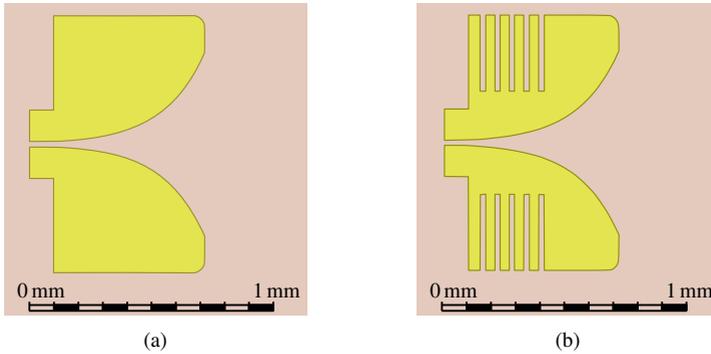


Abbildung 4.3: Nahaufnahme des Simulationsmodells. (a) Vivaldi-Oberflächenwellenerzeuger ohne und (b) mit Korngurationen in der Außenseite der Antennenflügel.

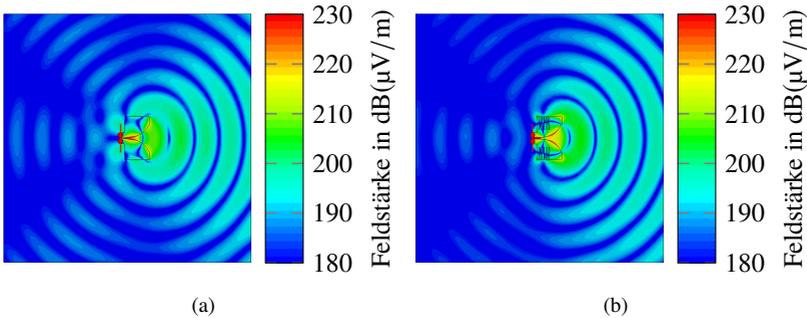


Abbildung 4.4: Betrag des E-Felds auf der Oberfläche bei 240 GHz. (a) Vivaldi-Oberflächenwellenerzeuger ohne und (b) mit Korngurationen in der Außenseite der Antennenflügel.

Abbildung 4.3b zeigt den Einsatz von periodisch angeordneten Schlitzen in der Außenseite der Antennenflügel, sogenannte Korngurationen, wodurch sich die Ausbreitung am Rand dämpfen und somit Anpassung und Richtcharakteristik verbessern lässt [SMA<sup>+</sup>98]. Die Tiefe der Korngurationen beträgt bei der Mittenfrequenz  $\lambda/4$ , um durch die Transformation des Kurzschlusses an ihrem Ende in eine hohe Impedanz an der Außenseite einen Bandstopp für die Randströme zu realisieren. Die Wirksamkeit ist im Felddbild (Abbildung 4.4b) und in der verbesserten Anpassung (Abbildung 4.5b) zu sehen.

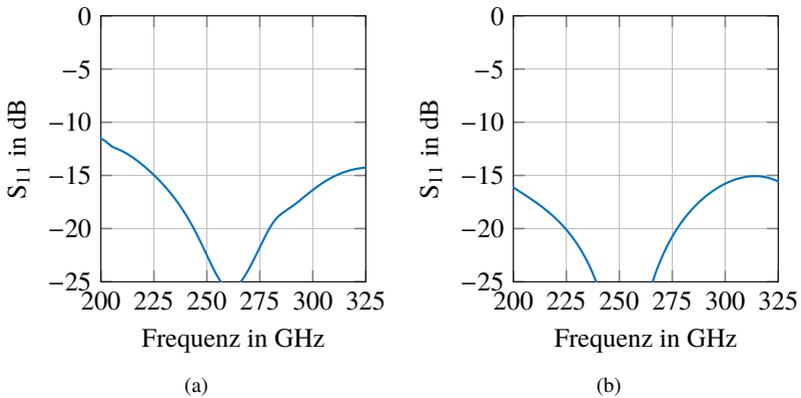


Abbildung 4.5: Reflexionsparameter normiert auf die Schlitzleitungsimpedanz. (a) Vivaldi-Oberflächenwellenerzeuger ohne und (b) mit Korngationen in der Außenseite der Antennenflügel.

Für die Vermessung mit einer Hochfrequenzmessspitze und für den späteren Anschluss an einen MMIC ist eine koplanare Leitungsumgebung nötig. Daher wird das bereits zuvor vorgestellte Symmetrierglied mit mäanderter Verzögerungsleitung verwendet, da es direkt zwischen Koplanarleitung und Schlitzleitung transformiert. Das Simulationsmodell des Symmetrierglieds ist in Abbildung 4.6a dargestellt. Da das Messsystem und die Leitungsumgebung des MMIC, an den das Symmetrierglied später angeschlossen wird, eine 50- $\Omega$ -Umgebung besitzen, wird vor dem eigentlichen Symmetrierglied durch eine stetige Verjüngung eine Impedanztransformation durchgeführt. Aufgrund des festen Kontaktabstands der Messspitzen von 100  $\mu\text{m}$  und wegen der minimal herstellbaren Strukturgröße von 20  $\mu\text{m}$ , ist die minimal erreichbare Leitungsimpedanz 58  $\Omega$ . Dies entspricht an der Kontaktstelle zur Messspitze einer ausreichend niedrigen Anpassung von -22 dB. Am Ausgang des Symmetrierglieds wird die Schlitzleitung langsam verjüngt, um die Breite an die der Antenne anzupassen. Die S-Parameter des Symmetrierglieds sind in Abbildung 4.6b zu sehen.

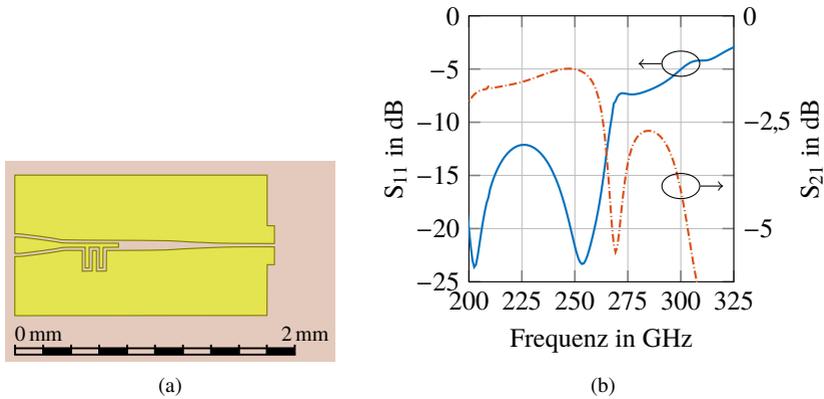


Abbildung 4.6: (a) Simulationsmodell des Symmetrierglieds sowie (b) dessen Reflexions- und Transmissionsparameter.

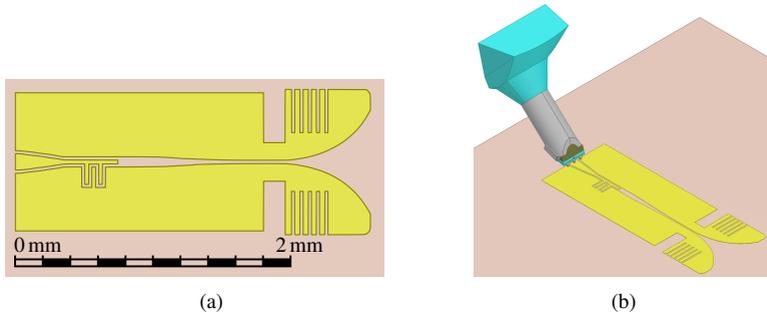


Abbildung 4.7: (a) Simulationsmodell des Oberflächenwellenerzeugers sowie (b) für die Simulation verwendete Anordnung mit Teilmodell der Messspitze.

Im Vergleich zum  $S_{11}$  der Antenne in Abbildung 4.5b wird deutlich, dass das Symmetrierglied mit ca. 30 % Bandbreite im Bereich von 200 GHz bis 265 GHz die für die Bandbreite beschränkende Komponente der Antenne ist. Dennoch werden die 30 GHz Bandbreite um 240 GHz, die für die spätere Verwendung angestrebt werden, problemlos erreicht. Über den ganzen Funktionsbereich beträgt die Dämpfung durch das Symmetrierglied im Mittel 1,5 dB.

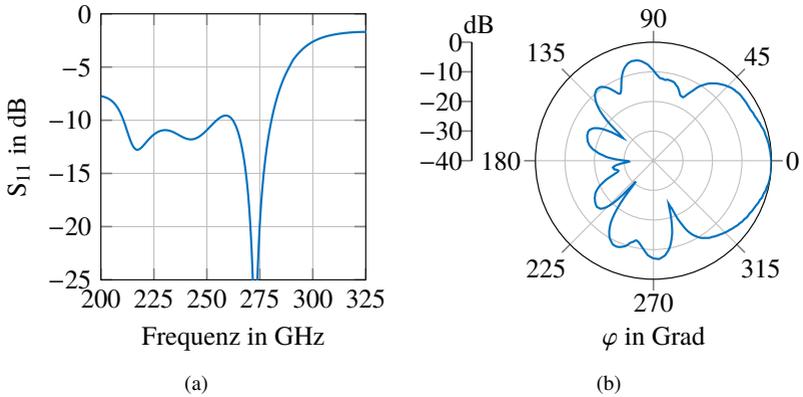


Abbildung 4.8: (a) Reflexionsparameter und (b) Richtdiagramm des Oberflächenwellenerzeugers bei 240 GHz in der x/y-Ebene 1  $\mu\text{m}$  über der Substratoberfläche in 3 mm Abstand zum Phasenzentrum bestimmt.

Abbildung 4.7a zeigt das Modell des gesamten Oberflächenwellenerzeugers. Die genauen Abmessungen sind in Anhang A.6 angegeben. Um während der Simulation eine möglichst realistische Anregung und insbesondere genauere Ergebnisse für die Anpassung zu erreichen, wird nun wieder zusätzlich zum Simulationsmodell der untersuchten Struktur ein Teilmodell der Messspitze mitsimuliert (Abbildung 4.7b). Anschließend werden die Referenzebenen anhand einer Kalibration an die Kontaktpunkte der Messspitze verschoben (siehe Anhang A.2).

Die Anpassung in Abbildung 4.8a hat sich auch durch die realistischere Anregung mit Messspitze im Vergleich zu der des Symmetrieglieds verschlechtert. Zwar ist der Oberflächenwellenerzeuger weiterhin bis 265 GHz relativ gut angepasst, allerdings nur noch zwischen 211 GHz und 254 GHz besser als -10 dB. Abbildung 4.8b zeigt das Richtdiagramm des Oberflächenwellenerzeugers in der x/y-Ebene 1  $\mu\text{m}$  oberhalb des Substrats. Es wird wie folgt bestimmt:

$$C(\varphi) = \frac{|E_{\varphi}(\varphi)|}{|E_{\varphi}(\varphi)|_{\max}}. \quad (4.2)$$

Dabei ist  $|E_\varphi(\varphi)|$  der Betrag der tangentialen E-Feldstärke an der Winkelposition  $\varphi$  im Abstand von 3 mm vom Phasenzentrum des Oberflächenwellenerzeugers. Das Richtdiagramm zeigt eine gerichtete Abstrahlung mit einer 3-dB-Breite von  $65^\circ$  und einem maximalen Pegel von 78,5 dB(V/m). Innerhalb dieser Hauptkeule liegt die Feldstärke  $E_z$ , also die Komponente der TM<sub>0</sub>-Mode, um mindestens  $-20$  dB unter der Feldstärke von  $E_\varphi$  der TE<sub>0</sub>-Mode. Die Rückkeule liegt  $-30$  dB unterhalb des Pegels der Hauptkeule, die Nebenkeulen  $-5,5$  dB. Die Rück- und Nebenkeulen treffen nicht auf das Hologramm und tragen damit nicht zur Hauptkeule bei, sondern werden diffus abgestrahlt oder bestenfalls im Substrat gedämpft.

## 4.2.2 Entwurf des Hologramms

Um den Oberflächenwellenerzeuger zu testen und zu vermessen, wird er als Speiseantenne einer holografischen Antenne verwendet. Das Hologramm wird so entworfen, dass die Hauptkeule bei der höchsten Frequenz nahezu senkrecht zur Antennenebene abstrahlt und für sinkende Frequenzen in Richtung Speiseantenne schwenkt. Da durch den Oberflächenwellenerzeuger eine Referenzwelle mit kreisförmiger Phasenfront erzeugt wird, besteht auch das Hologramm aus kreisförmigen Bögen, deren Mittelpunkte im Phasenzentrum der Referenzwelle liegen. Die Steigung der Phasenkonstante, welche die Schwenkrate der Antenne vorgibt und somit die Größe des Schwenkbereichs, ist durch die Wahl von Substrat und Substratdicke bereits festgelegt. Die Grundmode und die ersten zwei negativen Floquet-Moden sind im Brillouin-Diagramm in Abbildung 4.9a für einen Streifenabstand von 1 mm dargestellt. Dieser Abstand ermöglicht es, nahe der Senkrechten abstrahlen zu können, ohne eine zu starke Dämpfung durch das Stoppband zu erfahren. Es ergibt sich eine theoretische Abstrahlung von  $-13^\circ$  bis  $-2,5^\circ$ , wenn die Antenne mit einer Frequenz von 225 GHz bis 255 GHz gespeist wird. Um eine hohe Richtwirkung zu gewährleisten, wird die Streifenbreite zu  $20\ \mu\text{m}$  gewählt, was der minimalen Herstellungsbreite entspricht. Die Streifenanzahl ist mit 13 so gewählt, dass am Ende der Antenne nahezu keine Leistung mehr im Substrat verbleibt und somit auf einen Absorber

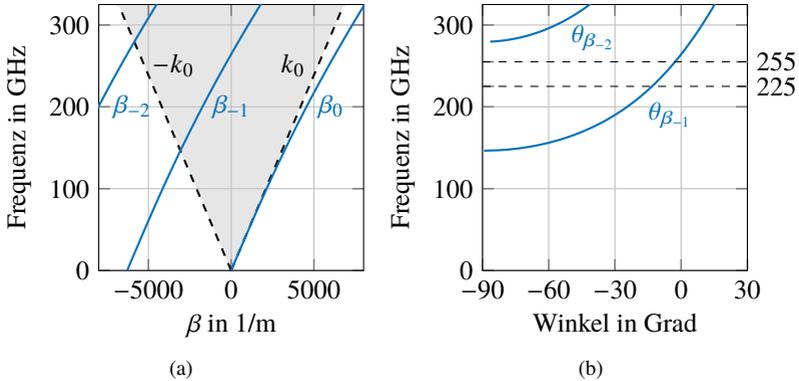


Abbildung 4.9: (a) Brillouin-Diagramm mit Ausbreitungskonstante der TE<sub>0</sub>-Mode und den ersten beiden Floquet-Moden auf einem 100 µm dicken Substrat mit  $\epsilon_r = 3,14$  und einem Hologramm mit einer Periode von 1 mm. (b) Abstrahlwinkel der beiden Floquet-Moden

für die Aufnahme der Restleistung verzichtet werden kann. Abbildung 4.10 zeigt die fertige Antenne als Kombination aus Oberflächenwellenerzeuger und Hologramm. Die gesamte Antenne ist 10 mm breit und 20,1 mm lang. Der Oberflächenwellenerzeuger ist in einem Abstand von 6 mm positioniert. Dadurch kann das Hologramm breit ausgeleuchtet werden, was durch die Vergrößerung der Apertur für eine schmale Keulenbreite quer zur Schwenkrichtung sorgt.

### 4.2.3 Simulation der Antenne

Abbildung 4.11 zeigt die 3D-Richtcharakteristik der Antenne beispielhaft bei 240 GHz. Man sieht die für holografische Antennen auf Basis einer TE-Mode typische zweite Hauptkeule, welche an der Antennenebene gespiegelt symmetrisch zur ersten Hauptkeule abstrahlt. Dabei ist die Keule, welche durch das Substrat strahlt (in Abbildung 4.11 nach unten), zwischen 2 dB und 3 dB stärker, was ebenfalls für holografische Antennen auf Basis einer TE-Mode typisch ist und an der Permittivität des Substrats liegt.

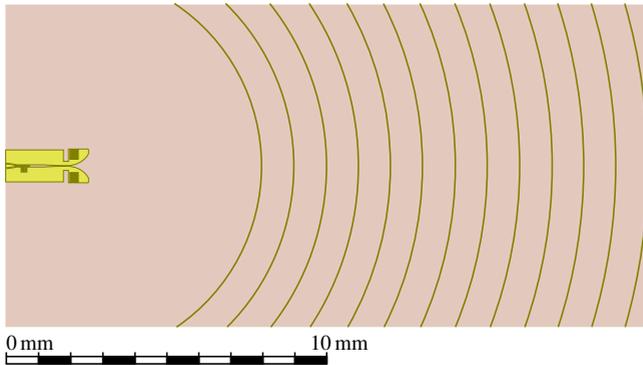


Abbildung 4.10: Simulationsmodell der holografischen Antenne mit Vivaldi-Oberflächenwellenerzeuger

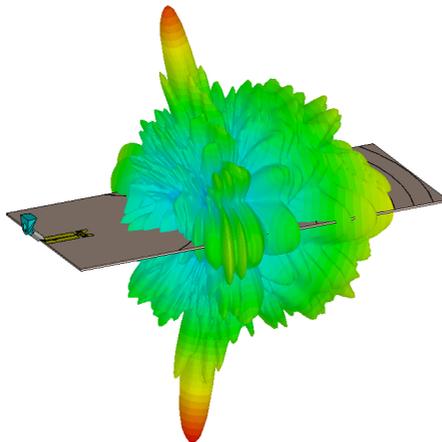


Abbildung 4.11: 3D-Darstellung des Fernfelds bei 240 GHz überlagert mit dem Simulationsmodell.

Für eine genauere Charakterisierung der Antenne ist in Abbildung 4.12 das simulierte Antennenrichtdiagramm der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz aufgetragen. Der Schwenk der Hauptkeule von  $-28^\circ$  bei 200 GHz bis  $9^\circ$  bei 320 GHz ist deutlich zu erkennen, ebenso der Schwenk der zweiten Hauptkeule zwischen  $171^\circ$  und  $208^\circ$ . Von 260 GHz bis 290 GHz ist das zuvor erwähnte Stoppband

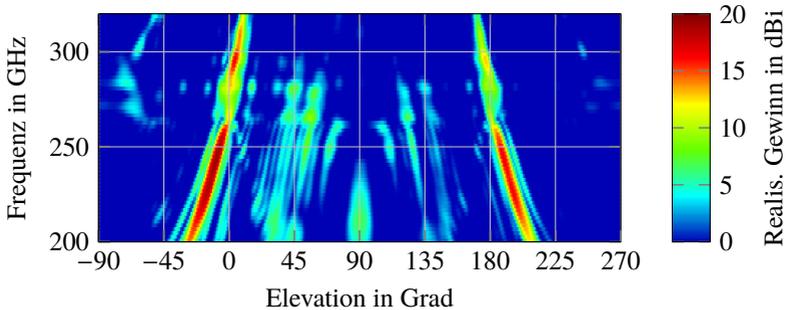
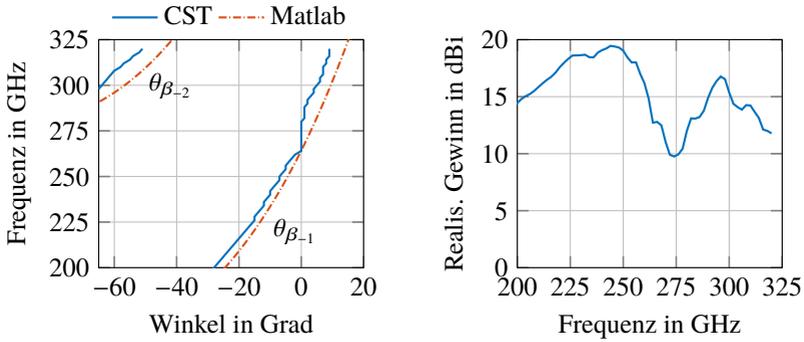


Abbildung 4.12: Realisierter Gewinn in der x/z-Ebene über der Frequenz dargestellt.

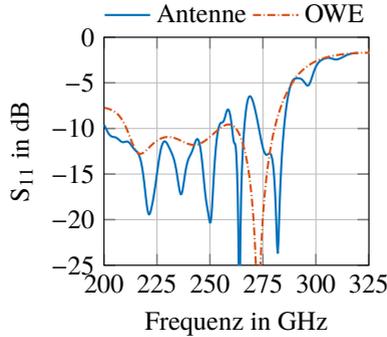
bei Abstrahlung um  $0^\circ$  zu sehen, welches durch die Wahl der Periode außerhalb des vorgesehenen Frequenzbereichs von 225 GHz bis 255 GHz liegt. Oberhalb des Stoppbandes strahlt das Hologramm theoretisch wieder ab, was jedoch ab 300 GHz durch die limitierte Bandbreite des Oberflächenwellenerzeugers beschränkt wird. Ab 298 GHz tritt bei  $-65^\circ$  die durch die Floquet Mode  $\beta_{-2}$  hervorgerufene Nebenkeule deutlich auf. Der Vergleich der Abstrahlwinkel mit den in Matlab berechneten theoretischen Werten in Abbildung 4.13a zeigt einen sehr gut übereinstimmenden Verlauf und einen Winkeloffset von im Mittel nur  $-3^\circ$ . Im Gegensatz zu der vereinfachten numerischen Berechnung, ist in den EM<sup>2</sup>-simulierten Werten der Einfluss des Stoppbandes um 272 GHz gut zu erkennen: Aufgrund des Gewinneinbruchs kommt es zu einer Abweichung vom fast linearen Verlauf des Abstrahlwinkels. Zwischen 264 GHz und 280 GHz schwenkt die Hauptkeule gar nicht und strahlt mit stark verringertem Gewinn konstant in Richtung  $0^\circ$ . Abbildung 4.13b zeigt den realisierten Gewinn der Hauptkeule. Der maximale realisierte Gewinn wird mit 19 dBi bei 244 GHz erreicht. Die auf den realisierten Gewinn bezogene 3-dB-Bandbreite reicht von 213 GHz bis 260 GHz und umfasst somit den angestrebten Frequenzbereich. Im Bereich des Stoppbandes kommt es zu einem Gewinneinbruch um bis zu 9 dB. Abbildung 4.13c zeigt die Anpassung der Antenne im Vergleich

---

<sup>2</sup> elektromagnetisch



(a) Abstrahlwinkel der Hauptkeule numerisch berechnet und mit CST simuliert. (b) Simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule.



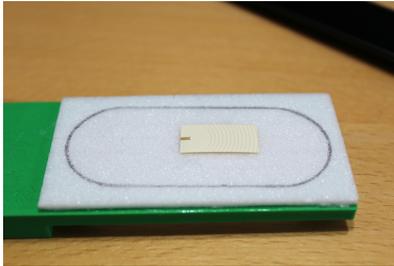
(c) Simulierte Anpassung der Antenne und des Oberflächenwellenerzeugers ohne Hologramm.

Abbildung 4.13: Simulationsergebnisse der Antenne mit TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger.

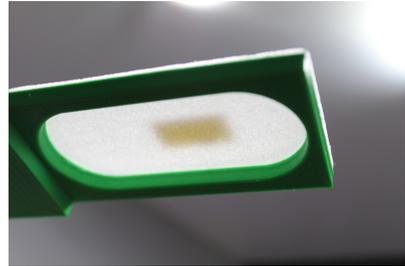
zur Anpassung des Oberflächenwellenerzeugers ohne Hologramm. Durch die Reflexion am Hologramm entsteht bei der Antenne eine stehende Welle, deren Maxima jedoch unverändert auf dem Niveau des Oberflächenwellenerzeugers ohne Hologramm liegen. Die Antenne ist von 200 GHz bis 254 GHz besser als -10 dB angepasst. Im daran anschließenden Frequenzbereich von 255 GHz bis



Abbildung 4.14: Für die Messung mit Klebeband auf Rohacell-31-HF-Schaumstoff fixierte Antenne.



(a)



(b)

Abbildung 4.15: Halterung mit Rohacell-31-HF-Schaumstoff für die Vermessung der Antenne. (a) Ansicht von oben, (b) Ansicht von unten.

285 GHz zeigt sich auch in der Anpassung der Einfluss des Stopppandes und beschränkt die durch den Oberflächenwellenerzeuger theoretisch erreichbare Bandbreite.

#### 4.2.4 Aufbau und Messung der Antenne

Die in einem Dünnschichtprozess gefertigte Antenne ist in Abbildung 4.14 dargestellt. Die geometrischen Abweichungen sind sehr gering und liegen in der Größenordnung weniger Mikrometer. Um die Antenne messtechnisch

zu charakterisieren, wird sie auf einem Antennenmessplatz vermessen, auf welchem die Antenne direkt mit einer Hochfrequenzmessspitze kontaktiert werden kann. Der verwendete Messplatz ist in Anhang A.7 beschrieben.

Da die Antenne durch das bei mmW-Frequenzen notwendigerweise sehr dünne Substrat nicht mehr ausreichend eigenstabil ist, muss eine mechanische Unterstützung verwendet werden. Eine besondere Herausforderung ergibt sich dabei aus der Abstrahlung auf beiden Seiten der Antenne: Die Halterung muss einerseits die Antenne stützen, andererseits aber transparent für die zu vermessende Hochfrequenzstrahlung sein. Die Antenne wird daher auf einer 2 mm dicken Lage Polymethacrylimide-Schaumstoff (Rohacell 31 HF) montiert. Durch den hohen Luftanteil im Material ist die effektive Permittivität mit  $\epsilon_r = 1,04$  sehr gering und beeinflusst die Messung nur in vernachlässigbarem Maße. Die Antenne wird an den Ecken mit Klebeband auf dem Schaumstoff fixiert (Abbildung 4.14). Die Schaumstoffplatte wird ihrerseits auf einem Plastikrahmen aus PLA<sup>3</sup>-Kunststoff montiert. Der Plastikrahmen deckt lediglich Bereiche ab, in denen aufgrund des mechanischen Aufbaus ohnehin nicht gemessen werden kann oder nur eine geringe Abstrahlung der Antenne zu erwarten ist (Abbildung 4.15). Das damit gemessene frequenzabhängige Richtdiagramm in der x/z-Ebene ist in Abbildung 4.16 abgebildet und zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit den simulierten Werten in Abbildung 4.12. Für einen besseren Vergleich ist der Abstrahlwinkel in Abbildung 4.17a zusammen mit den theoretisch berechneten Werten dargestellt.

Der gemessene Abstrahlwinkel verläuft nahezu identisch wie die simulierten Werte. Besonders der Effekt des Stoppbandes wird durch die Simulation sehr gut abgebildet. Auch die Nebenkeule, welche durch die nächste Floquet-Mode  $\beta_{-2}$  entsteht, wird durch die Simulation erfasst. Die gemessenen Abstrahlwinkel der Hauptkeule haben einen Winkeloffset von im Mittel 3°. Ein Fehler in der Antennenausrichtung während der Messung kann dafür nicht die Ursache sein, da sonst auch die Nebenkeule um den gleichen Offset verschoben wäre.

---

<sup>3</sup> Polyactic Acid

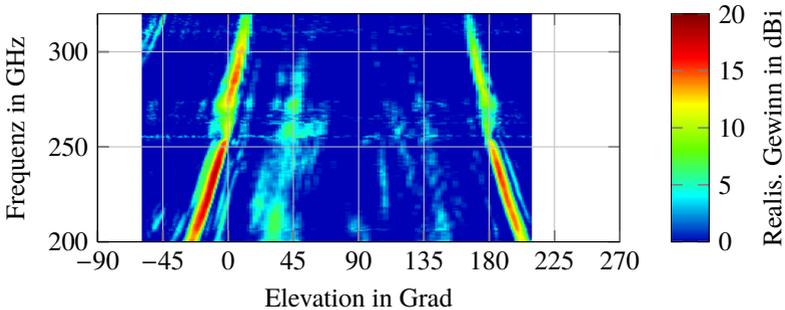
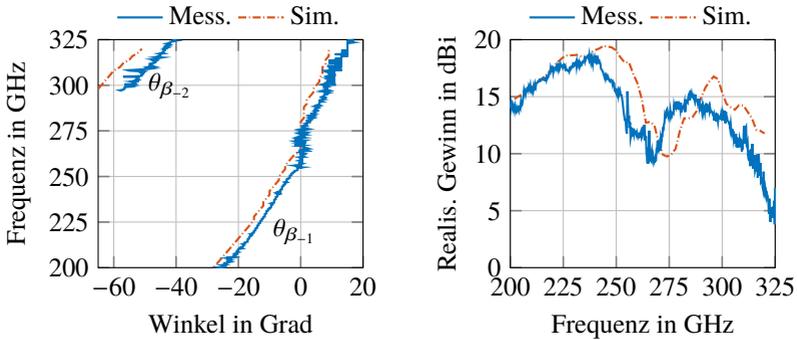


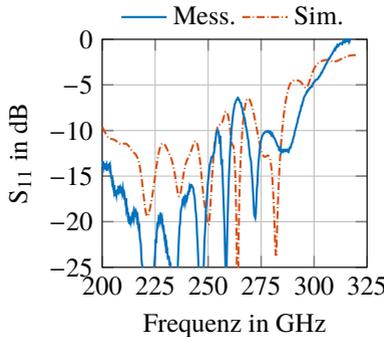
Abbildung 4.16: Gemessener realisierter Gewinn in der x/z-Ebene über der Frequenz dargestellt.

Wegen des größeren Offsets der Nebenkeule muss die Verschiebung zwischen Simulation und Messung durch eine unterschiedliche Phasenkonstante der Oberflächenwelle oder der Floquet-Mode verursacht werden. Diese Vermutung wird auch durch den realisierten Gewinn der Hauptkeule über der Frequenz gestützt, der in Abbildung 4.17b dargestellt ist. Er zeigt ebenfalls denselben Verlauf wie die Simulation, allerdings mit einem 1 dB niedrigeren realisierten Gewinn und mit einer Frequenzverschiebung von 8 GHz zu tieferen Frequenzen, was der Verschiebung des Abstrahlwinkels entspricht. Das Stopppband liegt somit bereits teilweise im angestrebten Frequenzbereich, wodurch der realisierte Gewinn bei 255 GHz schon auf 12 dBi abgefallen ist. Die Anpassung in Abbildung 4.17c zeigt qualitativ eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Ergebnissen.

Da die Phasenkonstante der Oberflächenwelle hauptsächlich von der Permittivität und der Dicke des Substrats abhängt und die Phasenkonstante der Floquet-Mode von der Periode der Streifen, sind diese Parameter vermutlich bei der hergestellten Antenne anders als in der Simulation angenommen. Es ist unwahrscheinlich, dass ein einzelner dieser Parameter der Grund für die Verschiebung ist, da hierfür zu große Abweichungen nötig wären. Eine Kombination von kleinen Abweichungen im Bereich von  $\pm 3\%$  aller drei Parameter kann den Offset aber erklären. Weil die Verschiebung des Stopppandes durch das Hologramm bzw. durch einen Unterschied zwischen angenommenen und



(a) Gemessener und simulierter Abstrahlwinkel der Hauptkeule. (b) Gemessener und simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule.



(c) Gemessene und simulierter Reflexionsparameter der Antenne.

Abbildung 4.17: Messergebnisse der Antenne mit TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den simulierten Werten.

tatsächlichen Materialparametern hervorgerufen wird, Anpassung und Gewinn, welche hauptsächlich vom Oberflächenwellenerzeuger abhängen, jedoch die Erwartungen erfüllen, kann aus den Ergebnissen geschlossen werden, dass der Oberflächenwellenerzeuger bestimmungsgemäß funktioniert und geeignet ist, auch im oberen mmW-Bereich eingesetzt zu werden.

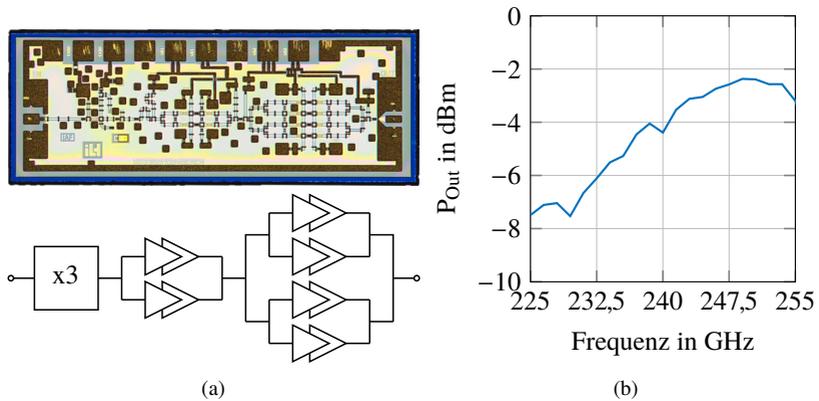


Abbildung 4.18: (a) Foto des verwendeten MMIC und schematisches Schaltbild desselben. (b) Ausgangsleistung des MMIC über der Frequenz bei 4 dBm Eingangsleistung.

#### 4.2.5 Anwendungsbeispiel: 240-GHz-Sender

Als Anwendungsbeispiel wird mit der Antenne ein Sender aufgebaut. Dieser kann für FMCW-Radaranwendungen verwendet werden, bei denen nicht nur die Entfernung bestimmt werden soll, sondern über den Frequenzschwank auch der Winkel zu einem Ziel (vgl. Kapitel 6). Alternativ könnte der Aufbau auch für Richtfunkanwendungen genutzt werden, um ein räumliches Multiplexing zu realisieren [CHK<sup>+</sup>17]. Dann sollte allerdings anstatt des Vervielfachers ein Mischer im MMIC integriert werden.

Für den aktiven Teil wird ein GaAs-Sende-MMIC vom Institut für Robuste Leistungshalbleitersysteme der Universität Stuttgart verwendet. Er enthält einen Verdreifacher und zwei Leistungsverstärker und ist in der 35-nm-InGaAs<sup>4</sup>-mHEMT<sup>5</sup>-Technologie des Fraunhofer IAF gefertigt [LTM<sup>+</sup>08] (vgl. Anhang A.1). Ein Foto des Chips ist in Abbildung 4.18a zu sehen. Dabei befindet sich an der linken Seite der Hochfrequenzeingang, an der oberen Seite die

<sup>4</sup> Indiumgalliumarsenid

<sup>5</sup> Metamorphic High Electron Mobility Transistor

Spannungsversorgung und an der rechten Seite der Hochfrequenzanschluss. Die am Eingang anliegenden Frequenzen werden zunächst durch eine aktive Vervielfacherschaltung verdreifacht und danach durch zwei Verstärkerstufen verstärkt. Beide Verstärkerstufen bestehen aus zweistufigen Sourceschaltungszellen. In der ersten Verstärkerstufe werden zwei solche Zellen parallel geschaltet, in der zweiten vier. Bei einer Eingangsleistung von 4 dBm und Ausgangsfrequenzen von 225 GHz bis 255 GHz wird damit eine Ausgangsleistung von  $-7,5$  dBm bis  $-2,5$  dBm erreicht, wie in Abbildung 4.18b zu sehen ist.

Um den Antennengewinn zu optimieren und eine unidirektionale Abstrahlung zu erreichen, ist die Antenne über einem Reflektor aus Aluminium montiert. Die Maße des Reflektors und sein Einfluss auf die Abstrahlcharakteristik sind in Anhang A.8 beschrieben. Um eine breitbandige Verbindung mit einem möglichst kurzen Bonddraht zu realisieren, ist die Antenne um  $50\ \mu\text{m}$  vertieft in der Aluminiumbasis eingebaut, sodass die Oberflächen von Antenne und MMIC auf gleicher Höhe sind (Abbildung 4.19a). MMIC und Antenne sind bündig nebeneinander geklebt, wodurch die Bonddrähte nur  $120\ \mu\text{m}$  lang sind. Dies führt zwar zu höheren Verlusten als die Verwendung von  $\lambda/2$ -Bonddrähten, allerdings auch zu einer höheren Bandbreite, was die Ausfallwahrscheinlichkeit durch Bautoleranzen verringert (vgl. Kapitel 3). Die Versorgungsspannungen werden durch nahe am MMIC angebrachte 100-pF-Kapazitäten gefiltert, damit ein Aufschwingen von Resonanzen vermieden wird.

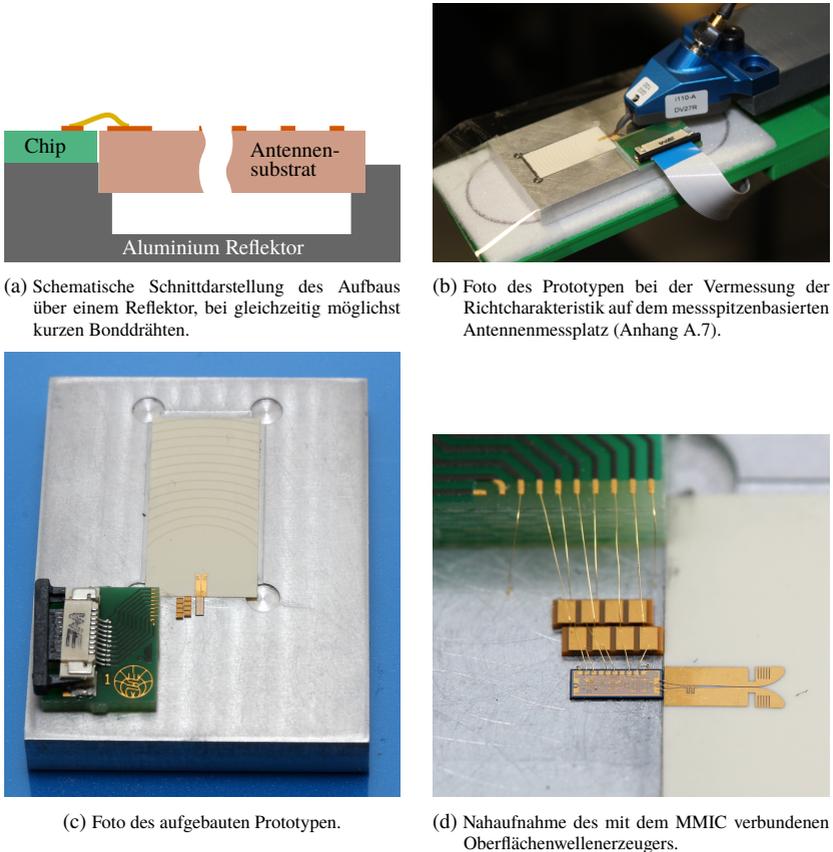
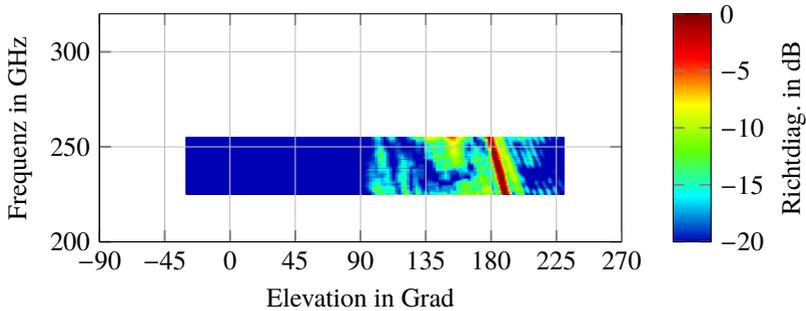


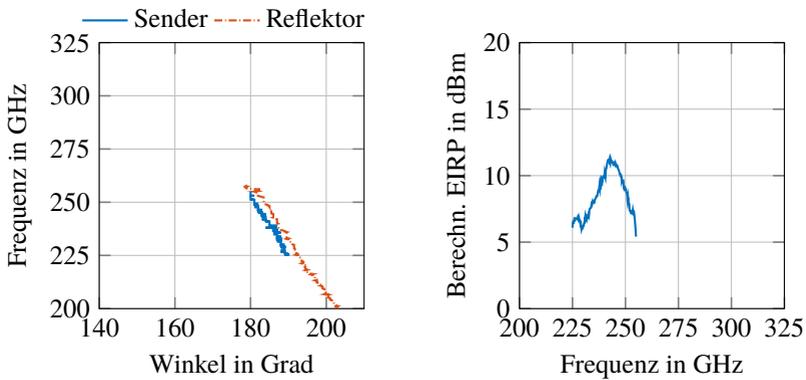
Abbildung 4.19: Realisierter Prototyp des 240-GHz-Senders.

Abbildung 4.19c zeigt ein Foto des gesamten Aufbaus und 4.19d eine Nahaufnahme des an die Filterkapazitäten und die Antenne angebondeten Chips.

Der Sender wird auf demselben Messplatz vermessen wie auch die Antenne (Abbildung 4.19b). Aufgrund des verbauten Verdreifachers wird jedoch als Quelle ein mmW-Erweiterungsmodul mit einem Frequenzbereich von 75 GHz bis 110 GHz verwendet. Zusätzlich wird ein variables Dämpfungsglied und



(a) In der  $x/z$ -Ebene gemessene Richtdiagramme des Senders über der Frequenz dargestellt.



(b) Gemessener Abstrahlwinkel des Senders und der Antenne vor einem Reflektor (Anhang A.8).

(c) Aus Messungen der Einzelkomponenten abgeschätztes EIRP des Senders.

Abbildung 4.20: Messergebnisse des 240-GHz-Sender-Prototyps.

ein Leistungsverstärker zwischengeschaltet, um die nötige Eingangsleistung zu erreichen und eine genaue Einstellung der Eingangsleistung am Chip zu ermöglichen. Aufgrund der Frequenzvervielfachung im Testobjekt, kann der Messaufbau nicht mehr kalibriert werden. Daher wird nicht der realisierte Gewinn gemessen, sondern die Richtcharakteristik. Diese ist in Abbildung 4.20a dargestellt und zeigt das von der Messung der Antenne vor einem Reflektor erwartete Verhalten einer niedrigen Rückstrahlung und einer einzelnen starken Hauptkeule (vgl. Anhang A.8). Der Schwenk der Hauptkeule über der Frequenz

verläuft genauso wie der Schwenk der Antenne ohne MMIC, allerdings mit einem Offset von  $-2,5^\circ$ . Dieser ist vermutlich auf einen mechanischen Offset während der Messung zurückzuführen.

Da alle verwendeten Einzelkomponenten vermessen sind, kann eine Abschätzung der äquivalenten isotropen Strahlungsleistung (EIRP<sup>6</sup>) getroffen werden. Der MMIC wird während der Antennenmessung mit 1,5 dBm Eingangsleistung betrieben. Unter der Annahme, dass dies im linearen Arbeitsbereich liegt, kann die gemessene Ausgangsleistung des MMIC aus Abbildung 4.18b auf die verringerte Eingangsleistung umgerechnet werden. Mit dieser Quellleistung, mit der vermessenen Transmission der direkten Bonddrahtverbindung aus Kapitel 3 und mit dem Antennengewinn der Antenne vor einem Reflektor aus Anhang A.8, ergibt sich als Abschätzung das in Abbildung 4.20c gezeigte EIRP. Das Maximum liegt mit 11 dBm bei 243 GHz; sowohl zur unteren Randfrequenz bei 225 GHz als auch zur oberen Randfrequenz bei 255 GHz fällt das EIRP jeweils um 5 dB ab. Zwischen 225 GHz und 243 GHz liegt das an der abfallenden Ausgangsleistung des MMIC und zwischen 243 GHz und 255 GHz an der Verschiebung des Stoppbandes, wodurch der Antennengewinn schon im Frequenzbereich des Senders abnimmt.

Somit ist ein Sender realisiert, welcher bei 240 GHz mit einer Bandbreite von 30 GHz betrieben werden kann und die Hauptkeule in diesem Frequenzbereich von  $2,5^\circ$  bis  $12,5^\circ$  schwenkt. Dabei kann ein EIRP von mindestens 6 dBm erwartet werden.

---

<sup>6</sup> Effective Isotropic Radiated Power

### 4.3 Hybride Leckwellenantenne aus On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger und Off-Chip-Hologramm bei 240 GHz

Ein Flaschenhals bei der Verwendung von mmW-Antennen ist die Anbindung an das Hochfrequenzsystem. Wird die Antenne direkt auf dem Halbleitermaterial des MMIC aufgebracht (On-Chip-Antenne), sodass ein zusätzlicher Wechsel der Leitungsumgebung entfällt, entfallen auch die damit verbundenen Verluste. Daraus entstehen jedoch zwei Nachteile: Zum einen haben Antennen auf dem sehr dünnen, hochpermittiven Substrat der MMIC eine niedrige Effizienz, zum anderen entstehen durch die zusätzlich benötigte Chipfläche hohe Kosten. Letzteres wiegt umso schwerer, da die auf dem MMIC integrierten Antennen, um die niedrige Effizienz auszugleichen, besonders groß gebaut werden müssen, wie beispielsweise in [HHC<sup>+</sup>17] und [CGL<sup>+</sup>12].

Mit verschiedenen Ansätzen wird versucht die Effizienz von On-Chip-Antennen zu steigern. So werden in [HWGH10] dielektrische Resonatoren auf den Chip geklebt, welche von On-Chip-Antennen angeregt werden. In [WKP09] wird ein Mittelweg zwischen On- und Off-Chip-Antenne besprochen, indem aus Bonddrähten eine Yagi-Uda-Antenne gebaut wird, deren Speiseelement, ebenfalls ein aus Bonddraht geformter Strahler, direkt an den MMIC gebondet wird, wodurch die verlustbehaftete Verbindung zu einem externen Antennenelement entfällt. Einer der Gründe für die schlechte Effizienz von On-Chip-Antennen ist die Anregung von Oberflächenwellen im MMIC und im Substrat, auf dem der MMIC angebracht wird. Hier setzt die Strategie von [SWS<sup>+</sup>17] und [AZJS16] an, welche diese Oberflächenwellen durch zusätzliche nicht abstrahlende Elemente außerhalb des MMIC an der Ausbreitung hindern, um die Effizienz zu steigern.

Im Folgenden wird nun ein Konzept vorgestellt, welches Oberflächenwellen außerhalb des MMIC nicht unterdrückt, sondern bewusst anregt und vorteilhaft einsetzt: Die Trennung von Hologramm und Oberflächenwellenerzeuger wie in Abbildung 4.21 dargestellt. Das flächenmäßig große Hologramm wird weiterhin

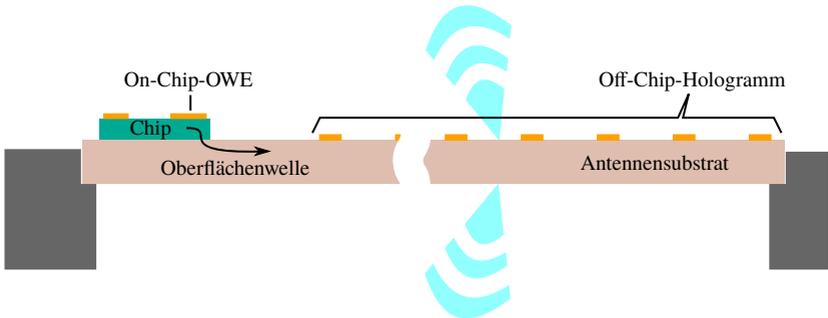


Abbildung 4.21: Schematische Schnittdarstellung der hybriden holografischen Antenne, bestehend aus einem On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger, der ein Off-Chip-Hologramm speist, montiert in einem Rahmen.

auf gängigen Hochfrequenzsubstraten gefertigt, während der vergleichsweise kleine Oberflächenwellenerzeuger auf dem MMIC integriert wird und die Oberflächenwelle vom MMIC aus direkt in das Substrat koppelt, auf dem das Hologramm aufgebracht ist. Dadurch kann die Verwendung einer Hochfrequenzverbindung mit den daraus resultierenden Verlusten vermieden werden und es wird nur eine moderate Fläche auf dem MMIC verbraucht. Gleichzeitig kann durch ein großes Hologramm, welches auf dem Hochfrequenzsubstrat verhältnismäßig günstig zu realisieren ist, eine hohe Richtwirkung erreicht werden.

### 4.3.1 Entwurf des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers

Um das Prinzip zu verifizieren, wird ein Oberflächenwellenerzeuger entworfen, mit dem das bereits in Kapitel 4.2.2 verwendete Hologramm ausgeleuchtet werden kann. Damit lassen sich die konventionelle Bauweise mit einem Oberflächenwellenerzeuger auf dem Antennensubstrat und die neue Bauweise mit einem Oberflächenwellenerzeuger auf dem MMIC vergleichen.

Damit eine ausreichend gute Kopplung von MMIC und Hochfrequenzsubstrat stattfindet, müssen einige Voraussetzungen erfüllt sein. Dies betrifft im Wesentlichen die Permittivitäten und die Dicken des MMIC und des Antennensubstrats. Diesen Größen sind durch äußere Einflüsse enge Grenzen gesetzt: Die Permittivität des MMIC-Materials wird durch die verwendete MMIC-Technologie vorgegeben und liegt durch die üblicherweise verwendeten Materialien Silizium und GaAs zwischen  $\epsilon_r = 12$  und  $\epsilon_r = 13$ . Die Dicke des MMIC liegt im Bereich weniger Hundert Mikrometer, kann aber durch das Abschleifen des MMIC nach dessen Prozessierung beeinflusst werden. Die Dicke des MMIC ist durch die Grenzfrequenz der nächsthöheren Mode nach oben begrenzt, welche umso niedriger liegt, je dicker das Substrat ist. Nach unten gibt es für die Dicke keine Beschränkung, der Grenzfall ist der klassische Aufbau, bei dem der Oberflächenwellenerzeuger direkt auf dem Antennensubstrat liegt. Ein dünneres MMIC-Substrat wirkt sich positiv auf die Kopplung aus. Nimmt man die höchste angestrebte Betriebsfrequenz von 255 GHz als Grenzfrequenz an, so darf ein GaAs-Substrat in Luft nach Formel 2.6 höchstens 170  $\mu\text{m}$  dick sein, damit keine höheren Moden ausbreitungsfähig werden. Die Wahl von Permittivität und Dicke des Antennensubstrats wird ebenfalls durch die Grenzfrequenz der nächsthöheren Substratmode nach oben begrenzt, unterliegt aber den strengeren Bedingungen, die durch die gewünschten Abstrahleigenschaften vorgegeben werden.

Für den On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger werden die passiven Lagen des bereits zuvor verwendeten Fraunhofer-IAF-Halbleiterprozesses verwendet (vgl. Anhang A.1). Das Substrat hat eine Permittivität von  $\epsilon_r = 12,9$  und ist 50  $\mu\text{m}$  dick, erfüllt also die im vorherigen Absatz gestellte Voraussetzung. Als Oberflächenwellenerzeuger kommen dieselben Antennen in Frage wie auch bei der konventionellen Bauweise. Aufgrund der hohen, mit Vivaldi-Antennen erreichbaren Bandbreite wird auch auf dem MMIC ein Vivaldi-Oberflächenwellenerzeuger aufgebaut. Um ohmsche Verluste zu minimieren, werden für den Oberflächenwellenerzeuger beide Metalllagen verwendet, das heißt mit einer Golddicke von 3  $\mu\text{m}$  gearbeitet. Der Aufbau wird so ausgelegt, dass er eine Fläche von 1 mm  $\times$  1 mm nicht überschreitet.

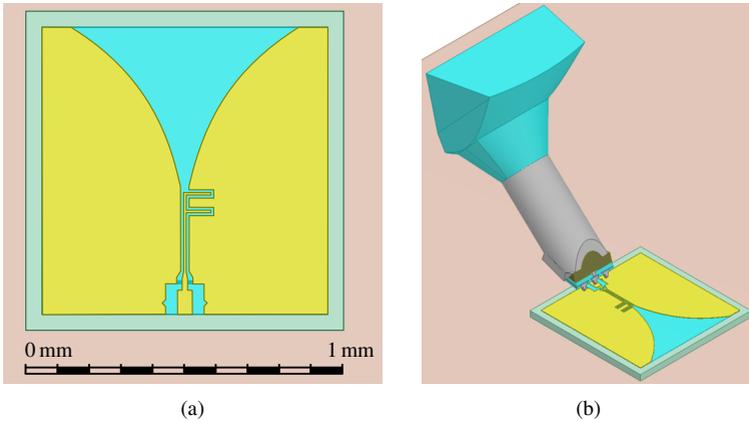


Abbildung 4.22: (a) Nahaufnahme des Simulationsmodells des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers. (b) Simulationsmodell des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers mit einem Teil der Messspitze, um eine realistische Anregung zu erreichen.

Wie beim konventionellen Vivaldi-Oberflächenwellenerzeuger in Kapitel 4.2 folgt die Schlitzkontur auch hier Formel 4.1. Die Breite an der Apertur beträgt  $718 \mu\text{m}$  und die Länge des Schlitzes  $500 \mu\text{m}$ . Ebenso wird das Symmetrierglied mit mäandrierender Verzögerungsleitung verwendet, um zwischen Koplanarleitung und Schlitzleitung zu transformieren. Die Koplanarleitung mit einer Leiterbreite von  $8 \mu\text{m}$  und einem Masse-zu-Masse-Abstand von  $26 \mu\text{m}$  wird über einen kurzen linearen Übergang an die Kontaktflächen angeschlossen. Durch die Kontaktierung mit einer Messspitze oder mit Bonddrähten kann es an der Übergangsstelle zu einer Anregung der unerwünschten ungeraden Koplanar-mode kommen. Um eine Ausbreitung in die Schaltung, bzw. in diesem Fall in den Oberflächenwellenerzeuger zu unterdrücken, werden die beiden Masseflächen direkt nach den Kontaktflächen durch eine Verbindung in der unteren, dünneren Metallschicht kurzgeschlossen. Der Signalleiter überwindet diesen Kurzschluss mit einer Luftbrücke. Das Simulationsmodell des Oberflächenwellenerzeugers ist in Abbildung 4.22 zu sehen, die genauen Maße sind in Anhang A.6 angegeben.

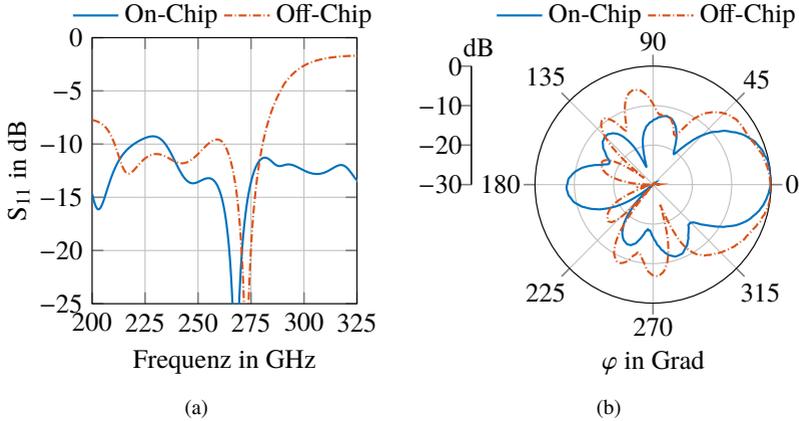


Abbildung 4.23: (a) Reflexionsparameter des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers auf 100  $\mu\text{m}$  Rogers Ultralam 3850. (b) Richtdiagramm des Oberflächenwellenerzeugers bei 240 GHz in der  $x/y$ -Ebene 1  $\mu\text{m}$  über der Substratoberfläche in 3 mm Abstand zum Phasenzentrum bestimmt.

Der Oberflächenwellenerzeuger wird entsprechend dem Substrat des späteren Prototypen für die Simulation auf einem 100  $\mu\text{m}$  dicken Rogers-Ultralam-3850-LCP<sup>7</sup>-Substrat positioniert. Auch hier wird das in Anhang A.2 beschriebene Vorgehen verwendet, bei dem ein Teilmodell der Messspitze in der Simulation berücksichtigt und anschließend herausgerechnet wird. Der Oberflächenwellenerzeuger ist von 200 GHz bis 330 GHz überwiegend besser als  $-10$  dB angepasst (Abbildung 4.23a) und damit deutlich breitbandiger als der Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger. Das Richtdiagramm bei 240 GHz zeigt eine gerichtete Abstrahlung mit einer 3-dB-Breite von  $43^\circ$  (Abbildung 4.23b) und einem maximalen Pegel von 80 dB(V/m). Die Modenreinheit im Bereich der Hauptkeule, gemessen als Verhältnis aus  $|E_z|/|E_\varphi|$ , ist besser als  $-24$  dB. Die Abstrahlung nach hinten ist  $-8$  dB geringer als die der Hauptkeule, die der Nebenkeulen mindestens  $-10,9$  dB. Im Vergleich zum konventionellen Oberflächenwellenerzeuger ist die Abstrahlung nach hinten stärker.

<sup>7</sup> Liquid Crystal Polymer

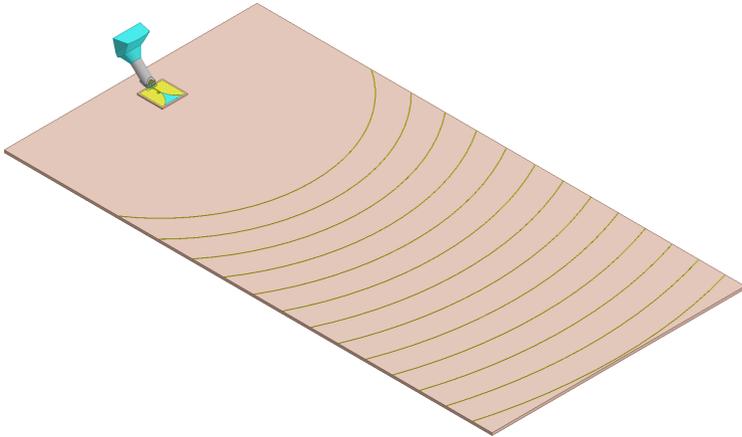


Abbildung 4.24: Simulationsmodell der hybriden holografischen Antenne mit einem Teil der Messspitze zur realistischen Anregung.

Wegen der niedrigeren Nebenkeulen und der etwas schmaleren Hauptkeule ist der Pegel der Hauptkeule 1,5 dB höher als beim konventionellen Oberflächenwellenerzeuger. Die Simulation zeigt also für die aufbautechnisch vorteilhafte Anordnung des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers eine zum konventionellen Aufbau vergleichbare Performanz.

### 4.3.2 Simulation der hybriden Antenne

Um die Funktionsfähigkeit des Oberflächenwellenerzeugers testen zu können, wird er ebenfalls mit einem Hologramm zu einer Leckwellenantenne kombiniert. Es wird das gleiche Hologramm verwendet, das bereits in Kapitel 4.2.2 für den konventionellen Oberflächenwellenerzeuger entworfen wurde, damit ein Vergleich der beiden Prototypen möglich ist.

Der MMIC wird so positioniert, dass das Phasenzentrum des Oberflächenwellenerzeugers im Phasenzentrum des Hologramms liegt. Das Phasenzentrum des Oberflächenwellenerzeugers ist am Anfang der Aufweitung,

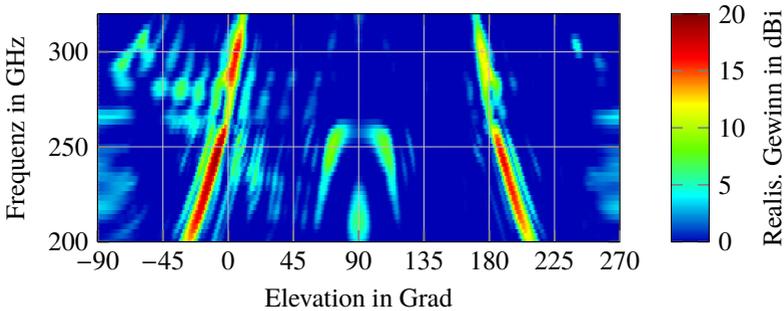
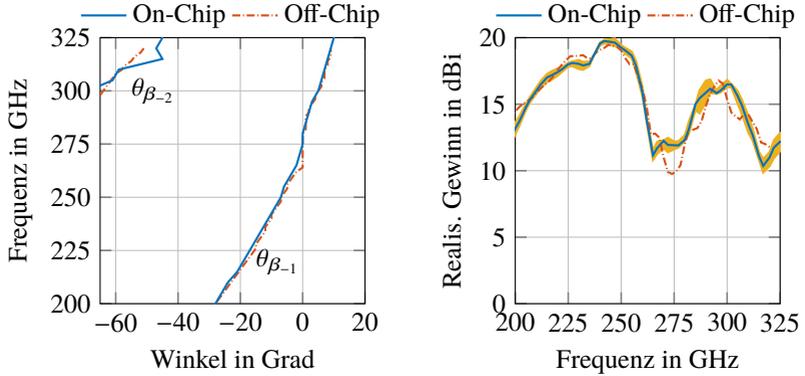


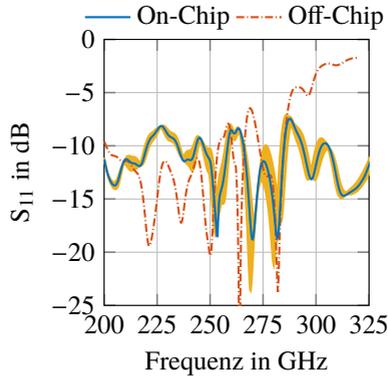
Abbildung 4.25: Simulierter realisierter Gewinn in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz dargestellt.

das des Hologramms im Mittelpunkt der konzentrischen Kreise. Das so erstellte Simulationsmodell der hybriden Antenne ist in Abbildung 4.24 zu sehen. Das frequenzabhängige Richtdiagramm in Abbildung 4.25 zeigt dasselbe Verhalten wie das der Antenne mit konventionellem Oberflächenwellenerzeuger. Der Hauptunterschied der beiden Varianten liegt in einer etwas anderen Verteilung der Nebenkeulen (vgl. Abbildung 4.12). Abbildung 4.26a zeigt den Vergleich der Abstrahlwinkel mit Off-Chip- und mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger. Die beiden Hauptkeulen verlaufen nahezu identisch. Eine deutliche Abweichung gibt es nur bei der ohnehin nicht im Betriebsfrequenzbereich liegenden Nebenkeule, welche durch die Floquet Mode  $\beta_{-2}$  erzeugt wird. Der realisierte Gewinn der Hauptkeule über der Frequenz in Abbildung 4.26b zeigt einen sehr ähnlichen Verlauf mit Abweichungen der beiden Varianten von nur  $\pm 0,8$  dB im Bereich von 204 GHz bis 260 GHz. Abbildung 4.26c zeigt die Anpassung beider Varianten. Die On-Chip-Variante ist bis 280 GHz besser als  $-8$  dB angepasst und damit schlechter als die Off-Chip-Variante.

Da die Position des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers bei der Platzierung auf dem Antennensubstrat einer gewissen Toleranz unterliegt, wurde die Auswirkung einer solchen Fehlplatzierung ebenfalls untersucht. Als größte Abweichung wird von einem Versatz von  $50 \mu\text{m}$  ausgegangen, was der Hälfte des üblichen Rasters für Kontaktflächen zur Stromversorgung eines Chips



- (a) Simulierter Abstrahlwinkel der Antenne mit On-Chip- und der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger.
- (b) Simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule der Antenne mit On-Chip- und der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger. Zusätzlich der bei Abweichungen der Chipposition von  $\pm 50 \mu\text{m}$  erreichte realisierte Gewinn.



- (c) Simulierter Reflexionsfaktor der Hauptkeule der Antenne mit On-Chip- und der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger. Zusätzlich der bei Abweichungen der Chipposition von  $\pm 50 \mu\text{m}$  erreichte Reflexionsfaktor.

Abbildung 4.26: Simulationsergebnisse der Antenne mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den Simulationsergebnissen der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger.

entspricht und somit von gängiger Hardware einhaltbar sein sollte. Es wurde je eine Simulation mit einem Chipversatz von  $\pm 50 \mu\text{m}$  in x-Richtung und  $\pm 50 \mu\text{m}$  in y-Richtung durchgeführt. Dabei zeigt sich, dass eine Fehlplatzierung in y-Richtung aufgrund des hohen Abstands vom Hologramm und der Richtwirkung der Antenne kaum Einfluss auf den Antennengewinn hat. Daher wurde auf Simulationen mit einem gleichzeitigen Versatz in x- und y-Richtung verzichtet. Der farblich hinterlegte Bereich in Abbildung 4.26b wird begrenzt durch den an jedem Frequenzpunkt maximal und minimal erreichten Antennengewinn. Die Abweichungen liegen im Bereich von  $\pm 0,6 \text{ dB}$ . Ebenso wurde auch die Anpassung ausgewertet. Die farblich hinterlegte Fläche zeigt, dass die Anpassung auch bei Platzierungstoleranzen nicht schlechter als  $-8 \text{ dB}$  wird.

### 4.3.3 Aufbau und Messung der hybriden Antenne

Der hergestellte On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger sowie der für den Aufbau verwendete Aluminiumrahmen und der für die Messung vorbereitete gesamte Aufbau ist in Abbildung 4.27 dargestellt. Für die Vermessung wird der Oberflächenwellenerzeuger mit Polytec-TC-430-T-Epoxid-Kleber auf das Substrat geklebt. Die mithilfe eines optischen Mikroskops gemessene Schichtdicke des Klebers beträgt  $5 \mu\text{m}$ . Dies entspricht aufgrund der Partikelgröße des Klebers der minimal erreichbaren Dicke. Eine dünne Klebeschicht ist erstrebenswert, damit der Einfluss auf den Oberflächenwellenerzeuger gering bleibt. Besonders beim später geplanten Einsatz des Oberflächenwellenerzeugers auf dem Chip einer aktiven Schaltungen ist eine dünne Klebeschicht aber auch notwendig, um eine gute thermische Anbindung des Chips an das Substrat zu realisieren.

Die gesamte Antenne aus Oberflächenwellenerzeuger und Hologramm wird mit Klebefilm im Rahmen fixiert (vgl. Anhang A.9) und auf dem in Anhang A.7 beschriebenen Antennenmessplatz vermessen. Abbildung 4.28 gibt einen Überblick der Richtdiagramme über der Frequenz. Daraus abgeleitet zeigt Abbildung 4.29a den Abstrahlwinkel im Vergleich zur Messung der ebenfalls im Aluminiumrahmen montierten Off-Chip-Variante (siehe Anhang A.9).

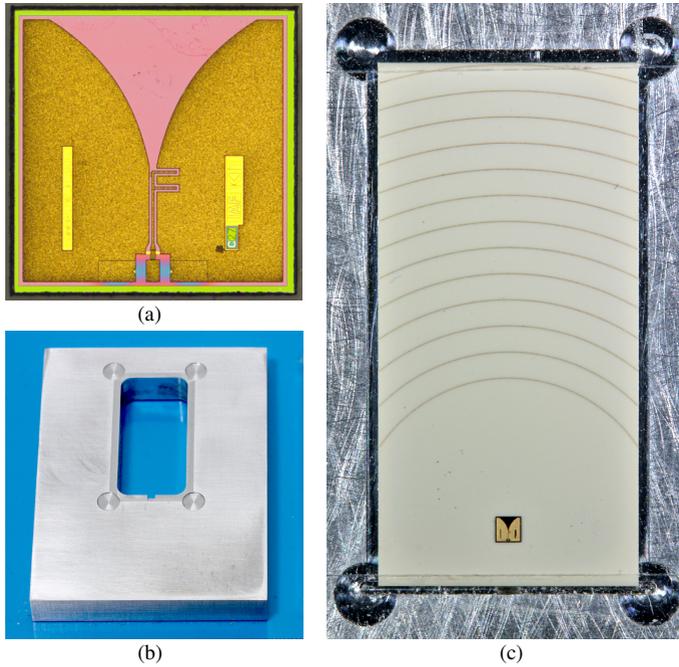


Abbildung 4.27: (a) Foto des hergestellten On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers, (b) des Rahmens zur Montage und (c) des für die Vermessung fertiggestellten Aufbaus.

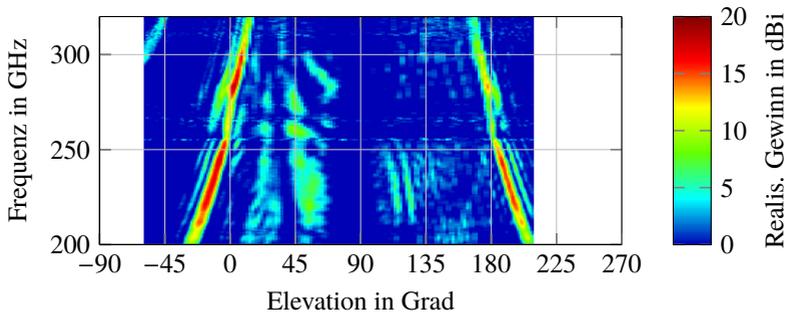
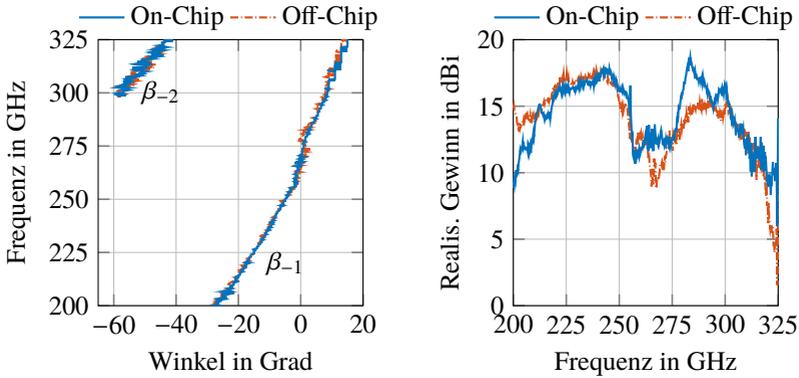
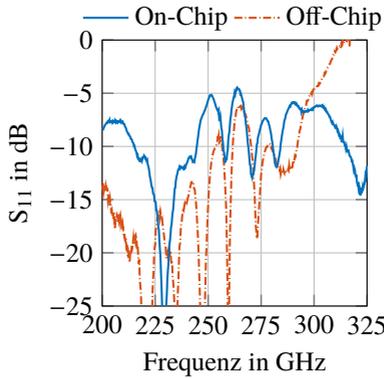


Abbildung 4.28: Gemessener realisierter Gewinn der Antenne mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz dargestellt.



- (a) Gemessener Abstrahlwinkel der Antenne mit On-Chip- und der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger, jeweils im Rahmen montiert.
- (b) Gemessener realisierter Gewinn der Hauptkeule der Antenne mit On-Chip- und der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger, jeweils im Rahmen montiert.



- (c) Gemessener Reflexionsfaktor der Antenne mit On-Chip- und der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger, jeweils im Rahmen montiert.

Abbildung 4.29: Messergebnisse der Antenne mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den Messergebnissen der Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger.

Die Abstrahlwinkel der Messungen sind nahezu identisch. Auch der Verlauf des gemessenen realisierten Gewinns der Hauptkeule in Abbildung 4.29b zeigt eine gute Übereinstimmung mit den gemessenen Werten der Off-Chip-Antenne. Die beiden Varianten haben im Bereich von 210 GHz bis 250 GHz eine Abweichung von  $\pm 1,4$  dB, darunter fällt der realisierte Gewinn der On-Chip-Variante schneller ab. Auffallend ist der höhere Gewinn der On-Chip-Variante nach dem Stopband. Hier scheint der On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger eine höhere Bandbreite zu ermöglichen. Die Anpassung der On-Chip-Variante in Abbildung 4.29c ist im Vergleich zur Off-Chip-Variante schlechter und nur im Bereich zwischen 215 GHz und 244 GHz besser als  $-10$  dB. Der stärkere Gewinnabfall bei niedrigen Frequenzen lässt sich über mangelnde Anpassung erklären, ansonsten bleibt der realisierte Gewinn weitgehend durch die schlechtere Anpassung unbeeinflusst.

Die sehr gute Übereinstimmung der Messungen von On-Chip-Antenne und Off-Chip-Antenne im Hauptbereich von 210 GHz bis 250 GHz zeigt das Potential der On-Chip-Speisung eines Off-Chip-Hologramms. Die Off-Chip-Antenne muss im Gegensatz zur On-Chip-Antenne noch mit geeigneten Mitteln, beispielsweise mit Bonddrähten, an einen MMIC angeschlossen werden. Dadurch entstehen zusätzliche Verluste, die bei der On-Chip-Variante nicht auftreten. Es entfällt also nicht nur der zusätzliche Aufwand zur Erstellung der Verbindung, sondern es kann auch mit einem besseren Hochfrequenzverhalten gerechnet werden.

#### **4.3.4 Vergleich der hybriden Antenne und der mit Bonddrähten angeschlossenen konventionellen Antenne**

Um das volle Potenzial des getrennten Aufbaus zeigen zu können, werden die Ergebnisse der hybriden Antenne mit denen eines konventionellen Aufbaus mit Bonddrähten als Verbindungselementen verglichen. Dazu wird mit Polytec-TC-430-T-Kleber ein Leitungschip vor den Oberflächenwellenerzeuger geklebt

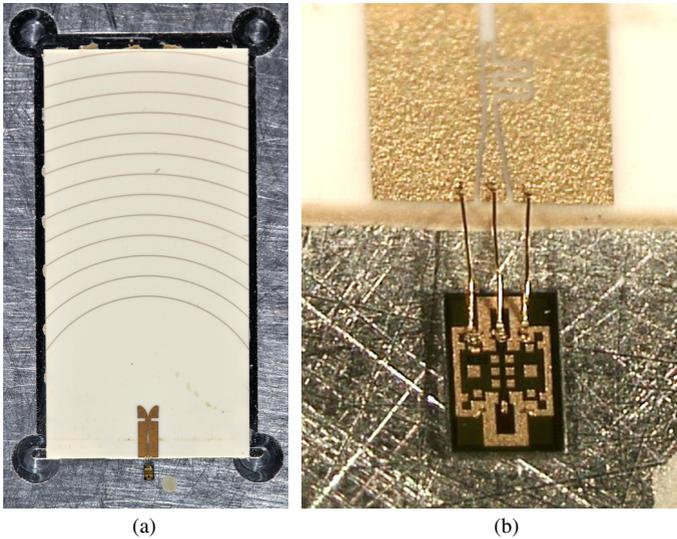


Abbildung 4.30: (a) Foto der mit Bonddrähten an einen Leitungschip angeschlossenen Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger. (b) Detailansicht des Bondübergangs.

und mit Bonddrähten an die Antenne angeschlossen, was in Abbildung 4.30 zu sehen ist. Der dafür zur Verfügung gestellte Leitungschip ist  $500\ \mu\text{m} \times 750\ \mu\text{m}$  groß und beinhaltet neben einer  $170\ \mu\text{m}$  langen Leitung lediglich an jedem Ende eine Kontaktfläche, an der mit Bonddrähten und Hochfrequenzmessspitzen kontaktiert werden kann sowie einige Durchkontaktierungen, die eine Entstehung von Resonanzen im Substrat verhindern. Die Kontaktflächen sind so gestaltet, dass der in Anhang A.5 beschriebene Effekt minimiert und damit die Bandbreite nicht durch die Kontaktflächen eingeschränkt wird. Zudem stehen Kalibrationsstrukturen zur Verfügung, mit denen die Referenzebene durch Kalibration in die Mitte der Leitung gelegt werden kann. Dadurch ist in den Messergebnissen nur der Einfluss der halben Leitung und der Einfluss der zweiten Kontaktfläche enthalten.

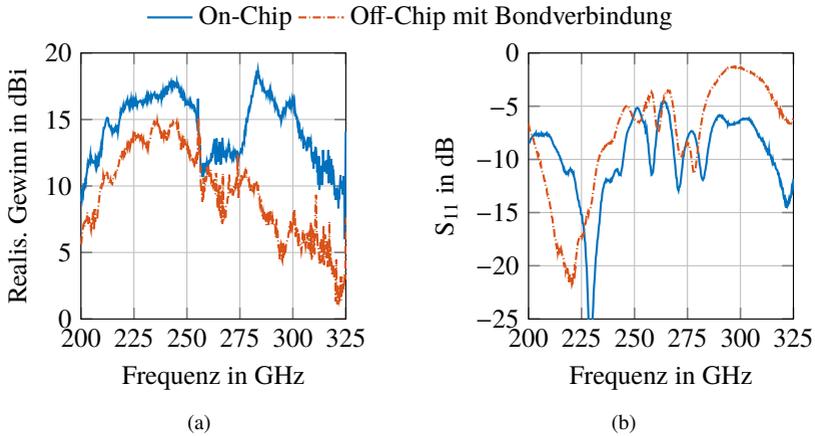


Abbildung 4.31: Messergebnisse der Antenne mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den Messergebnissen der mit Bonddrähten an einen Leitungschip angebundenen Antenne mit Off-Chip-Oberflächenwellenerzeuger.

Für die Bondverbindung wird eine  $\lambda/2$ -Verbindung gewählt, da diese die geringsten Verluste aufweist (vgl. Kapitel 3.2.3). Die hergestellten Bonddrähte sind mit  $670\ \mu\text{m}$  etwas länger als die angestrebten  $625\ \mu\text{m}$ . Die Mittenfrequenz ist daher bei 223 GHz zu erwarten. Die Simulation der Bonddrähte ergibt für den Frequenzbereich bis 255 GHz Transmissionsverluste von 0,8 dB bis 2 dB zwischen der Leitungsmitte und den Kontaktflächen des Oberflächenwellenerzeugers. Abgesehen von der zusätzlichen Bondanbindung und der Fixierung der Antenne im Rahmen mit Polytec-Kleber, handelt es sich um den gleichen Aufbau im Rahmen, wie er in Anhang A.9 für den Aufbau der konventionellen Antenne verwendet wird.

Abbildungen 4.31a zeigt die Messung des neuartigen und des konventionellen Aufbaus im direkten Vergleich. Der gemessene realisierte Gewinn der Antenne mit On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger in Abbildung 4.31a liegt über den Frequenzbereich von 200 GHz bis 255 GHz im Mittel um 3,28 dB über dem gemessenen realisierten Gewinn des konventionellen Aufbaus, mindestens 1,8 dB. Im Bereich oberhalb von 275 GHz ist der konventionelle Aufbau durch

die Bonddrähte schon in der Bandbreite begrenzt und strahlt deutlich schwächer ab als die On-Chip-Variante, bei der die Bandbreite nur durch den Oberflächenwellenerzeuger begrenzt wird. Dies zeigt sich auch an der Anpassung in Abbildung 4.31b, die bei der konventionellen Variante um 300 GHz schlechter als  $-3$  dB ist. An der Anpassung der On-Chip-Antenne lässt sich der Einfluss des längeren Bonddrahts erkennen: Das Minimum der Anpassung liegt bei 220 GHz.

Der Unterschied des realisierten Gewinns der beiden Varianten ist deutlich höher als erwartet. Dies legt nahe, dass die Verluste nicht nur durch die Bonddrahtverbindung hervorgerufen werden, was keinen aussagekräftigen Vergleich der Absolutwerte ermöglicht. Dennoch zeigt sich der Vorteil des hybriden Aufbaus in einer deutlich höheren Bandbreite und eines weniger aufwändigen und weniger fehleranfälligen Aufbaus.

## 4.4 Schlussfolgerungen zu TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeugern

Schlitzleitungsantennen, wie die Vivaldi-Antenne, entsprechen dem Stand der Technik, um holografische Leckwellenantennen im unteren mmW-Bereich mit TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellen zu speisen. Simulationen und Messungen eines solchen konventionellen Vivaldi-Oberflächenwellenerzeugers bestätigen die Eignung für den Einsatz in holografischen Antennen im oberen mmW-Bereich. Die Möglichkeit, diese Antenne an ein mmW-System anzuschließen und in dieses zu integrieren, wird anhand der Realisierung eines mmW-FMCW-Senders bei 240 GHz gezeigt.

Um die Herstellung eines solchen Systems zu vereinfachen und die Verluste im System zu verringern, wird ein hybrides Konzept aus On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger und Off-Chip-Hologramm vorgestellt. Durch die Realisierung einer solchen hybriden Antenne mit einem On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger

wird gezeigt, dass die Eigenschaften des konventionellen Oberflächenwellenerzeugers erreicht bzw. übertroffen werden, da bei einem integrierten Oberflächenwellenerzeuger auf die Verwendung der Hochfrequenzverbindungen zwischen Hochfrequenzschaltung und Antenne verzichtet werden kann. Aufgrund der besonderen Anforderungen, die diese Verbindung an die Herstellung stellt, vereinfacht sich bei deren Wegfall zusätzlich der Aufbau der Antenne. Es besteht darüber hinaus die Möglichkeit, den On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger auf unterschiedlichen Hologrammen einzusetzen und somit auch nach der Chipfertigung auf die Abstrahlung Einfluss nehmen zu können.



## 5 $TM_0$ -Oberflächenwellenerzeuger

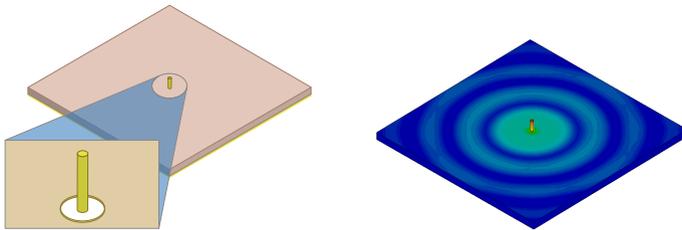
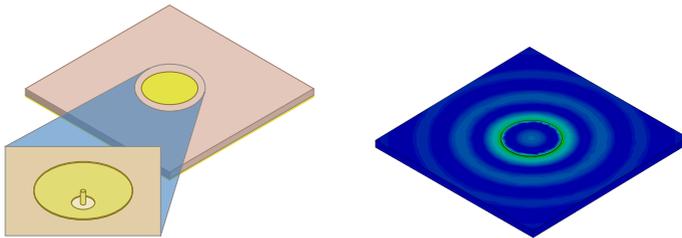
Analog zum letzten Kapitel wird im Folgenden zunächst ein Überblick über den Stand der Technik von Oberflächenwellenerzeugern für die  $TM_0$ -Mode gegeben. Ausgehend davon wird ein Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger für die Anwendung im mmW-Bereich skaliert und mit einem Hologramm zu einer Leckwellenantenne kombiniert. Diese dient anschließend als Vergleich für den neuartigen Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger, der die bisherigen Möglichkeiten erweitert, indem er eine hohe Isolation der Hochfrequenzsignale zur Rückseite der Antenne ermöglicht.

Die  $TM_0$ -Mode kann sich im Gegensatz zur  $TE_0$ -Mode auch auf einem Substrat mit Rückseitenmetallisierung ausbreiten. Sie besitzt keine kritische Frequenz, wodurch bis zur kritischen Frequenz der  $TE_1$ -Mode eine reine, einmodige Ausbreitung realisiert werden kann. Diese einmodige Ausbreitung hat den Vorteil, dass es keine Moden mit unterschiedlicher Ausbreitungsgeschwindigkeit geben kann. Da die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mode die Abstrahlrichtung der Antenne bestimmt, würde eine unterschiedliche Geschwindigkeit zu unerwünschten Nebenkeulen führen. Daher wird bei Verwendung der  $TM_0$ -Mode üblicherweise ein Dielektrikum mit Rückseitenmetallisierung eingesetzt. Die kritischen Frequenzen und die Feldbilder der Moden auf einem Substrat mit Rückseitenmetallisierung entsprechen denen der Moden auf einem Substrat ohne Metallisierung.

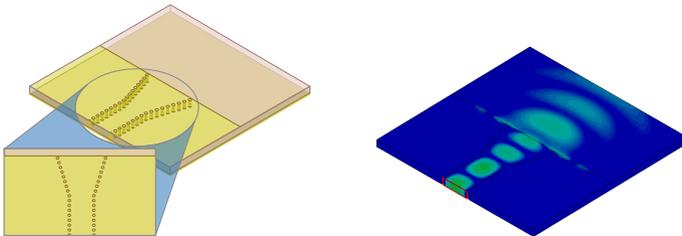
## 5.1 Stand der Technik

Eine ungerichtete  $TM_0$ -Welle lässt sich durch eine Monopolantenne anregen. Der Außenleiter eines Coaxialkabels ist dabei an der Rückseitenmetallisierung angeschlossen und der Innenleiter reicht mit einer Länge von  $\lambda/4$  über die Rückseitenmetallisierung hinaus (Abbildung 5.1a). Der Aufbau ist sehr simpel und die Antenne lässt sich durch Änderung der Länge des Innenleiters leicht im Nachhinein abstimmen. Allerdings ist ein planarer Aufbau von Vorteil für die Herstellung und die Systemintegration von mmW-Antennen. Dies wird mit einer runden Patchantenne erreicht, indem der Innenleiter genau bis zur Oberfläche des Substrats reicht und dort mit einer Metallscheibe, dem Patch, abgeschlossen wird (Abbildung 5.1b) [YRSK05]. Zwischen dem Patch und der Massefläche bildet sich bei mittiger Speisung des Patches eine  $TM_{010}$ -Resonanz aus [Bal97, S.752], deren senkrecht zur Substratebene gerichtetes E-Feld am Rand des Patches eine Kopplung in die  $TM_0$ -Oberflächenwellenmode erlaubt und zu einer ungerichteten Abstrahlung führt. Aufgrund der einfachen Resonanz und jeweils nur einem Freiheitsgrad (Länge des Monopols bzw. Durchmesser des Patches) sind diese Antennen vergleichsweise schmalbandig.

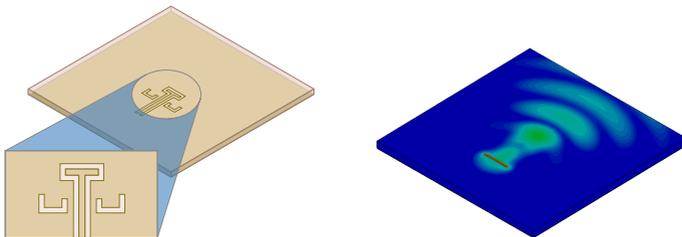
Die Möglichkeit einer gerichteten Abstrahlung bietet die Anregung von Oberflächenwellen mit substratintegrierten Hohlleitern. Substratintegrierte Hohlleiter sind dielektrisch gefüllte Hohlleiter, welche in die Leiterplatte integriert sind und mit konventionellen Leiterplattenherstellungsverfahren gefertigt werden können. Dabei dienen Vorder- und Rückseitenmetallisierung als Ober- und Unterseite des Hohlleiters und die Seitenwände werden durch eng nebeneinander platzierte Durchkontaktierungen angenähert (Abbildung 5.1c) [XW05]. Dadurch breitet sich im substratintegrierten Hohlleiter eine Quasi- $H_{10}$ -Hohlleitergrundmode aus. Diese hat ebenfalls einen zur Substratebene senkrecht stehenden E-Feldvektor und kann so an einem offenen Ende in die  $TM_0$ -Mode koppeln. Mit dieser Methode lassen sich substratintegrierte Hornantennen [LWD04, WFZC10, MCNJ17] sowie Hohlleiterschlitzentennen [BPGGT17] zur Erzeugung von Oberflächenwellen nutzen. Vor allem die Hornantennen bieten aufgrund der nicht resonanten Abstrahlung eine sehr hohe Bandbreite.

(a)  $\lambda/4$ -Monopol

(b) Patch



(c) Substratintegriertes Hohlleiterhorn



(d) Schlitz-Dipol

Abbildung 5.1: Verschiedene  $TM_0$ -Oberflächenwellenerzeuger und die E-Felder der erzeugten Wellen auf der Substratoberfläche. Alle Varianten sind bei der gleichen Frequenz und auf dem gleichen Substrat simuliert.

Sowohl die Speisung mit einem Monopol als auch die Speisung mit einer substratintegrierten Hohlleiterantenne erfordern den Einsatz von Durchkontaktierungen von der Rückseiten- zur Vorderseitenmetallisierung. Aufgrund ihrer mit der Frequenz stark steigenden parasitären Effekte werden Durchkontaktierungen im Signalpfad von mmW-Schaltungen vermieden und möglichst nur für die Masseanbindung verwendet, was die Verwendung des Monopols einschränkt. Zudem sind die Dimensionen und Abstände zwischen Durchkontaktierungen durch die Herstellungsverfahren begrenzt. Dies sind aber für die Bandbreite von substratintegrierten Hohlleitern entscheidende Parameter [XW05], sodass deren Einsatz grob auf das untere Drittel des mmW-Frequenzbereichs beschränkt ist. Aufgrund dieser Einschränkungen werden beide Methoden im Folgenden nicht weiter betrachtet.

Dual zur Anregung von  $TE_0$ -Oberflächenwellen mit einem Dipol oder Faltdipol, können  $TM_0$ -Wellen ebenfalls mit einem Schlitzdipol oder Schlitzfaltdipol angeregt werden [GAM<sup>+</sup>04]. Dazu wird der Dipol in die Rückseitenmetallisierung geätzt. Auch hier können die Prinzipien der Yagi-Uda-Antenne angewandt werden: Mithilfe von Reflektoren und Direktoren kann die beidseitige Abstrahlung des Dipols in eine gerichtete Abstrahlung nach vorne überführt werden [PI96]. Eine Vereinfachung dieses Aufbaus ergibt sich durch die Verwendung von zwei Reflektoren rechts und links der Speiseleitung, womit die Antenne direkt von hinten gespeist werden kann und die Zuleitungslänge und somit die Zuleitungsverluste sinken [HAFM03]. Ein solcher Oberflächenwellenerzeuger ist in Abbildung 5.1d beispielhaft dargestellt. Die Reflektoren sind abgeknickt, um die Antenne durch den schmaleren Aufbau als Element einer phasengesteuerten Gruppenantenne einsetzen zu können, ohne dass beim Schwenk der Hauptkeule Gitterkeulen auftreten [PFA09]. Der Hauptnachteil von Schlitzantennen besteht darin, dass durch die Auftrennung der Rückseitenmetallisierung Hochfrequenzsignale nicht mehr zur Rückseite hin abgeschirmt sind.

## 5.2 Schlitzantenne zur Erzeugung einer $TM_0$ -Oberflächenwelle für eine 120-GHz-Leckwellenantenne

Im Folgenden wird ein Schlitzdipol, wie er in Abbildung 5.1d dargestellt ist, für die Anwendung im mmW-Bereich skaliert und als Oberflächenwellenerzeuger für eine Leckwellenantenne verwendet. Er dient als Vergleichsantenne für den anschließend vorgestellten, neuartigen Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger. Da mittlerweile marktreife Radar-MMICs mit einer Mittenfrequenz im Bereich von 120 GHz zur Verfügung stehen, wird der Oberflächenwellenerzeuger und die Antenne für diesen Frequenzbereich entworfen, damit die Antenne in Kapitel 6 für einen Radarsensor mit hohem Integrationsgrad genutzt werden kann. Mit genügend hochauflösenden Herstellungsprozessen können die Oberflächenwellenerzeuger aber auch bei höheren Frequenzen eingesetzt werden.

### 5.2.1 Entwurf des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers

Der Oberflächenwellenerzeuger wird auf einem Rogers-3003-Substrat mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 3$  und einer Dicke von  $381 \mu\text{m}$  entworfen. Damit liegt die Mittenfrequenz deutlich unter der kritischen Frequenz der nächsthöheren Mode, welche bei dieser Substratdicke bei 139 GHz ausbreitungsfähig wird (vgl. Formel 2.6). Als Metallisierung wird eine  $18 \mu\text{m}$  dicke Kupferschicht verwendet. Der Entwurf orientiert sich an dem in [PFA09] vorgestellten 22-GHz-Oberflächenwellenerzeuger.

Als abstrahlendes Element wird ein Schlitzdipol verwendet. Um die Bandbreite zu erhöhen, wird dieser als Faltdipol ausgeführt, da dadurch die relativ hohe Eingangsimpedanz des einfachen Schlitzdipols um den Faktor vier gesenkt wird [Bal97, S.461]. Die Geometrie des Dipols wird durch die verfügbare

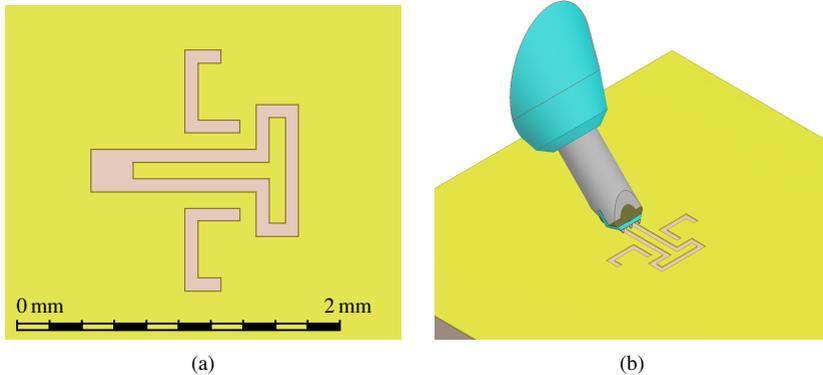


Abbildung 5.2: (a) Nahaufnahme des Simulationsmodells des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers. (b) Simulationsmodell mit einem Teil der Messspitze.

Fertigungstechnik begrenzt. Er wird für einen Herstellungsprozess entworfen, bei dem Leiterbreiten von  $80\ \mu\text{m}$  und Schlitzbreiten von  $80\ \mu\text{m}$  möglich sind. Ein dünnerer Schlitz verbessert die Güte der Dipolresonanz und somit die Anpassung der Antenne bei gleichzeitig geringerer Bandbreite. Eine Schlitzbreite von  $80\ \mu\text{m}$  entspricht bei 120 GHz und dem verwendeten Substrat schon etwa einem Zwanzigstel der Wellenlänge, weshalb diese minimale Breite gewählt wird. Die Leitungsbreite wird zu  $100\ \mu\text{m}$  gewählt, um die minimale Leitungsimpedanz zu realisieren, bei der eine Kontaktierung mit einer Messspitze im  $150\text{-}\mu\text{m}$ -Raster noch möglich ist.

Abbildung 5.2 zeigt das Simulationsmodell des Oberflächenwellenerzeugers und dessen Speisung mit dem Modell einer Messspitze. Die beiden Schlitze des Dipols sind je  $\lambda_{CPW}/2$  lang, ebenso die Reflektorschlitze. Der Abstand der Reflektoren vom Dipol beträgt  $\lambda_{TM_0}/4$ . Die Länge des Reflektorstücks, welches parallel zur Kopplanarleitung verläuft, bestimmt, wie hoch die Kopplung zwischen der CPW Leitung und den Reflektoren ist, und beeinflusst somit Anpassung und Bandbreite. Da der Schlitz jedoch aufgrund der herstellungsbedingten Grenzen schon verhältnismäßig weit von der Leitung entfernt ist und daher nur wenig mit dieser koppelt, spielt die Länge des Reflektorstücks

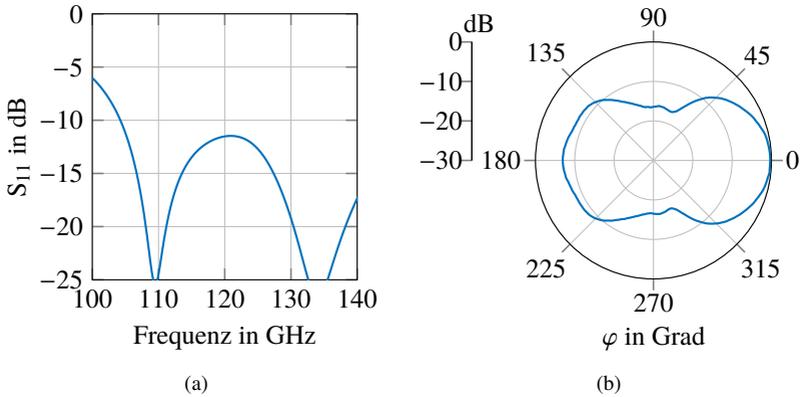


Abbildung 5.3: (a) Simulierter Reflexionsfaktor und (b) Richtdiagramm des Oberflächenwellenerzeugers bei 120 GHz in der  $x/y$ -Ebene  $1\ \mu\text{m}$  über der Substratoberfläche in 3 mm Abstand zum Phasenzentrum bestimmt.

nur eine untergeordnete Rolle. Ebenso das in Ausbreitungsrichtung gebogene Reflektorstück an der Außenseite des Oberflächenwellenerzeugers. Auf den Einsatz eines Direktors wird verzichtet. Zur Optimierung der Bandbreite und Abstrahlcharakteristik eignet sich die Verstimmung von Dipol- und Reflektorresonanz gegeneinander sowie eine Änderung des Reflektorabstands. Die CPW-Leitung hat, unter Beachtung der zuvor genannten Randbedingungen, eine Leitungsimpedanz von  $85\ \Omega$ . Um den Oberflächenwellenerzeuger an die in Messsystemen und MMICs üblichen  $50\ \Omega$  anzupassen, kann im einfachsten Fall, wie hier geschehen, die Länge der Anschlussleitung passend gewählt werden, um die Mittenfrequenz im Smith-Diagramm auf die reelle Achse zu drehen. Die genauen Maße des optimierten Oberflächenwellenerzeugers sind in Anhang A.6 angegeben.

Die simulierte Anpassung des Oberflächenwellenerzeugers ist in Abbildung 5.3a dargestellt und ist im Bereich von 105 GHz bis 140 GHz besser als  $-10\ \text{dB}$ . Abbildung 5.3b zeigt das Richtdiagramm der  $z$ -Komponente des E-Felds an der Substratoberseite. Die 3-dB-Halbwertsbreite beträgt  $58^\circ$ , der maximale Pegel  $79\ \text{dB(V/m)}$ . Die nach hinten gerichtete Keule bei  $180^\circ$  ist im

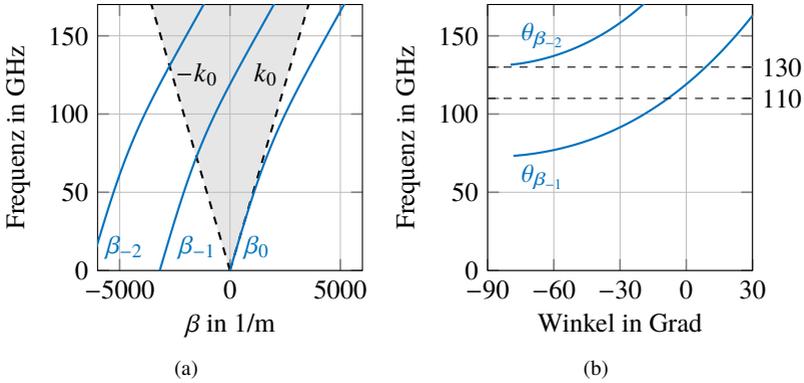


Abbildung 5.4: (a) Brillouin-Diagramm mit Ausbreitungskonstante der TM<sub>0</sub>-Mode und den ersten beiden Floquet-Moden auf einem 381 µm dicken Substrat mit  $\epsilon_r = 3$  und einem Hologramm mit einer Periode von 1975 µm. (b) Abstrahlwinkel der beiden Floquet-Moden.

Vergleich zur Hauptkeule um -6 dB unterdrückt. Die Isolation zur Rückseite der Antenne, bestimmt als Verhältnis des maximalen E-Felds der vorderseitigen Oberflächenwelle zum maximalen E-Feld der rückseitigen Oberflächenwelle, beträgt -14 dB.

Somit ist ein Oberflächenwellenerzeuger mit guter Bandbreite, moderater Richtwirkung und kleinen Abmessungen realisiert. Allerdings muss beim Systementwurf die niedrige Isolation zur Rückseite des Oberflächenwellenerzeugers berücksichtigt werden.

### 5.2.2 Entwurf des Hologramms

Auch hier soll der Oberflächenwellenerzeuger als Speiseelement einer holografischen Antenne getestet werden. Die Antenne soll in einem Frequenzbereich von 110 GHz bis 130 GHz betrieben werden. Da es sich bei dem Schlitzdipol wie auch bei den in Kapitel 4 vorgestellten Oberflächenwellenerzeugern wieder näherungsweise um eine Punktquelle handelt, ist auch das Hologramm wieder

eine periodische Anordnung von konzentrischen Kreisbögen mit dem Oberflächenwellenerzeuger im Zentrum. Die Periode wird mit  $1975\ \mu\text{m}$  so gewählt, dass die Hauptkeule im Betriebsfrequenzbereich um  $0^\circ$  schwenkt. Das zugehörige Brillouin-Diagramm ist in Abbildung 5.4a dargestellt. Um eine einzelne Keule zu erhalten, wird wieder die erste negative Floquet-Mode  $\beta_{-1}$  verwendet. Der Frequenzbereich, in dem nur eine einzelne Keule abstrahlt, wird durch die nächsthöhere Floquet-Mode  $\beta_{-2}$  begrenzt, welche bei 130 GHz beginnt abzustrahlen. Dies ist an den in Abbildung 5.4b dargestellten Abstrahlwinkeln gut zu erkennen: Von 110 GHz bis 130 GHz strahlt die Antenne symmetrisch um  $0^\circ$  mit einer einzelnen Keule ab, darüber kommt die Keule der  $\beta_{-2}$ -Mode beginnend bei  $-90^\circ$  hinzu. Eine Abstrahlung um  $0^\circ$  ist bei holografischen Antennen basierend auf der  $TM_0$ -Mode weniger kritisch als bei Antennen basierend auf der  $TE_0$ -Mode. Zwar kommt es auch hier zu einem Einbruch des Gewinns bei senkrechter Abstrahlung, allerdings hat die zugrundeliegende Resonanz eine deutlich niedrigere Güte, sodass der Einfluss breitbandiger, aber weniger stark ausgeprägt ist.

Bei  $TM_0$ -Antennen ist bei gleicher Abstrahlung pro Streifen die Streifenbreite des Hologramms deutlich höher. Das Maximum der Abstrahlung pro Streifen wird bei einer Streifenbreite von  $700\ \mu\text{m}$  erreicht. Diese Breite wird für das Hologramm gewählt, um eine kurze Antenne zu erreichen, an deren Ende nur noch wenig Energie im Substrat verbleibt und somit keine Absorber benötigt werden. Die größere Breite wird vor allem bei höheren Frequenzen interessant, da mit derselben herstellungsbedingten minimalen Leiterbreite im Vergleich zu  $TE_0$ -Antennen höhere Frequenzen erreicht werden können. Dies setzt allerdings voraus, dass auch der Oberflächenwellenerzeuger unter diesen Herstellungsbedingungen gefertigt werden kann, was für den vorgestellten Schlitzdipol nur begrenzt zutrifft. In diesem Fall kann eine hybride Anordnung wie in Kapitel 4 Abhilfe schaffen, da der Oberflächenwellenerzeuger dann in einem anderen Prozess mit höherer Auflösung gefertigt werden kann als das Hologramm.

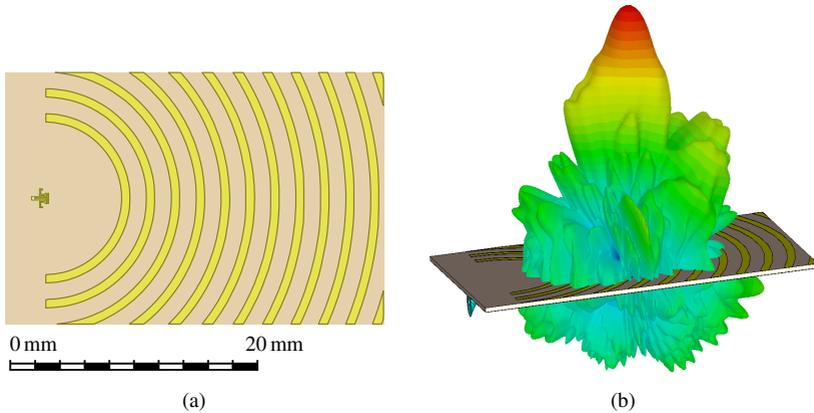


Abbildung 5.5: (a) Simulationsmodell der holografischen Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger und (b) 3D-Darstellung des Fernfelds bei 120 GHz, überlagert mit dem Simulationsmodell.

### 5.2.3 Simulation der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger

Abbildung 5.5a zeigt das Simulationsmodell der Antenne als Kombination des zuvor beschriebenen Oberflächenwellenerzeugers und des Hologramms. Der erste Streifen des Hologramms ist 6 mm vom Dipol entfernt, um eine gleichmäßige Ausleuchtung zu erreichen; die gesamte Antenne ist  $20\text{ mm} \times 30\text{ mm}$  groß. In Abbildung 5.5b ist beispielhaft bei der Mittenfrequenz von 120 GHz die 3D-Richtcharakteristik gezeigt. Durch die rückseitige Metallisierung wird hier mit einer einzelnen Hauptkeule abgestrahlt, was für die Integration in ein Gehäuse vorteilhaft ist, da kein Reflektor benötigt wird.

Für die Analyse wird im Folgenden nur das Richtdiagramm in der  $x/z$ -Ebene betrachtet, also der Ebene, in der die Hauptkeule schwenkt. Das frequenzabhängige Richtdiagramm in dieser Ebene ist in Abbildung 5.6 dargestellt. Der Schwenk der Hauptkeule ist deutlich zu erkennen, die Nebenkeulen sind mindestens 11 dB niedriger als die Hauptkeule. Abbildung 5.7a zeigt die

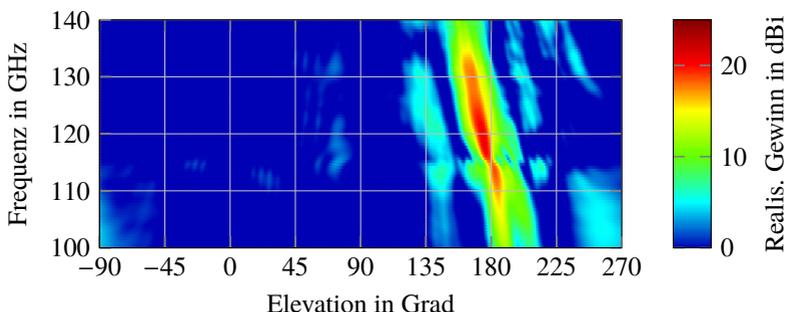
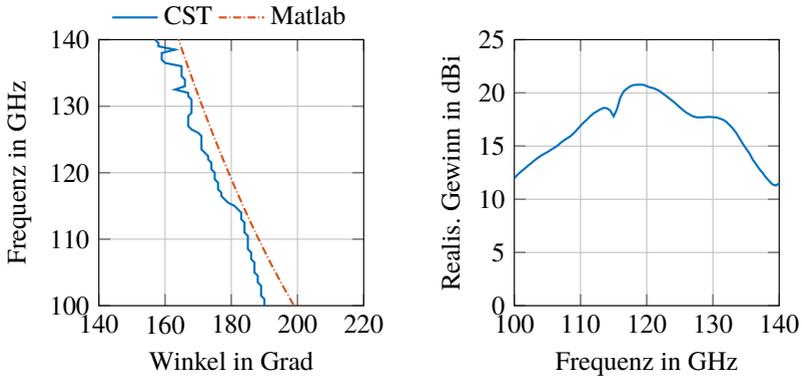


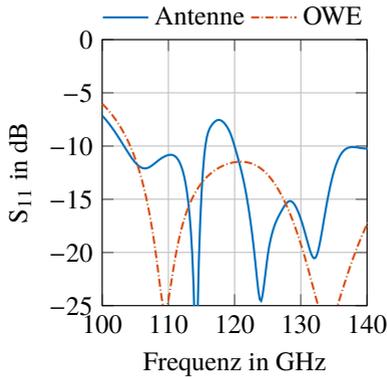
Abbildung 5.6: Simulierter realisierter Gewinn der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz dargestellt.

EM-simulierten Abstrahlwinkel im Vergleich zu den mit Matlab berechneten theoretischen Werten. Wie auch in Kapitel 4 ergibt die theoretische Abschätzung eine gute Näherung der Abstrahlrichtung, kann aber Effekte wie das Stopband nicht abbilden. Es zeigt sich eine Abweichung von im Mittel  $-4^\circ$ . Wegen der Verschiebung liegt die Frequenz, bei der senkrecht nach oben abgestrahlt wird und das Stopband auftritt, bei 115 GHz anstatt der angestrebten 120 GHz. Dies ist auch am maximalen realisierten Gewinn in Abbildung 5.7b zu sehen, der bei 115 GHz eine Verringerung des realisierten Gewinns um 1,6 dB gegenüber dem interpolierten Verlauf aufweist. Auch die Anpassung in Abbildung 5.7c zeigt um 115 GHz eine Verschlechterung der Anpassung im Vergleich zur Anpassung des Oberflächenwellenerzeuger ohne Hologramm. Durch eine stehende Welle zwischen Hologramm und Oberflächenwellenerzeuger ergibt sich bei 114 GHz eine destruktive Interferenz mit sehr guter Anpassung, wodurch der Maximalwert der Anpassung nicht bei 115 GHz liegt, sondern leicht verschoben bei 117,5 GHz mit  $-7,5$  dB.

Der nach dem Stand der Technik auf mmW-Frequenzen skalierte Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger ist somit geeignet eine gerichtete  $TM_0$ -Welle zu erzeugen, die das Hologramm einer holografischen Antenne ausleuchtet.



(a) Abstrahlwinkel der Hauptkeule des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers mit CST simuliert und numerisch berechnet. (b) Simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers.



(c) Simulierter Reflexionsfaktor der Antenne und des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers ohne Hologramm.

Abbildung 5.7: Simulationsergebnisse der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger.

### 5.2.4 Aufbau und Messung der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger

Die hergestellte Antenne (Abbildung 5.8a) wird ebenfalls auf dem messspitzenbasierten Antennenmessplatz (Anhang A.7) vermessen. Abbildung 5.8b zeigt die Antenne auf der Halterung des Messplatzes. Aufgrund des in der Rückseitenmetallisierung eingebrachten Oberflächenwellenerzeugers muss die Antenne umgedreht vermessen werden, sodass der Oberflächenwellenerzeuger mit der Messspitze kontaktiert werden kann. Dadurch strahlt die Antenne nach unten in den Bereich um  $0^\circ$  ab. Um später einen direkten Vergleich mit der in Kapitel 5.3 vorgestellten Antenne zu ermöglichen, wird die Richtcharakteristik so transformiert, dass die Hauptkeule nach oben, also im Bereich um  $180^\circ$ , abstrahlt, als wäre die Antenne mit dem Hologramm nach oben montiert.

Für die Messung wird wegen der Limitierung des für die Antenne verwendeten Herstellungsprozesses auf minimale Strukturgrößen von  $80\ \mu\text{m}$  eine Messspitze mit einem Kontaktraster von  $150\ \mu\text{m}$  nötig. Die für die Simulation verwendeten Messspitzen stehen für die Messung nicht zur Verfügung und für die verwendeten 170-GSG-150-BT-M-Messspitzen steht kein Simulationsmodell zur Verfügung. Wenngleich ein identisches Simulationsmodell zu bevorzugen wäre, wird dennoch von einer realistischeren Anregung durch das in der Simulation verwendete Messspitzenmodell ausgegangen. Beide Messspitzen sind auf  $50\ \Omega$  und dieselbe Referenzebene kalibriert, wodurch eine grundsätzliche Vergleichbarkeit gegeben ist.

Abbildung 5.9 zeigt das gemessene Richtdiagramm in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz. Die Übereinstimmung mit den simulierten Werten in Abbildung 5.6, auch die der Nebenkeulen, ist sehr gut. Abbildung 5.10a zeigt den gemessenen Abstrahlwinkel im Vergleich zum simulierten und bestätigt diese sehr gute Übereinstimmung. Auch der realisierte Gewinn der Hauptkeule in Abbildung 5.10b zeigt eine gute Übereinstimmung des Verlaufs, ist allerdings um 1 dB geringer als simuliert. Die Anpassung in Abbildung 5.10c zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit den simulierten Werten.

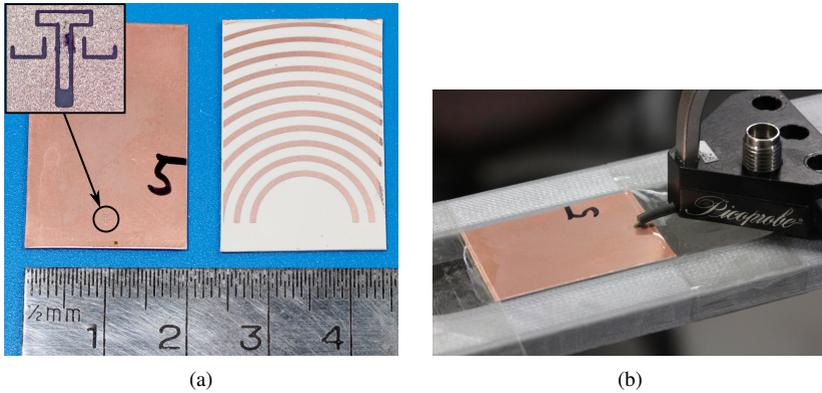


Abbildung 5.8: (a) Hergestellte Antenne mit Schlitzeitungs-Oberflächenwellenerzeuger. (b) Auf dem Messplatz montierte und kontaktierte Antenne.

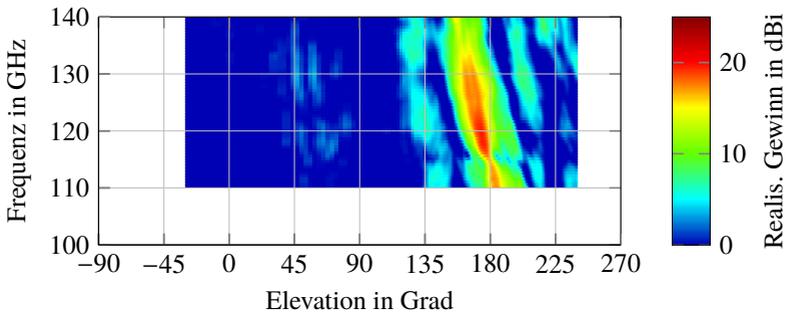
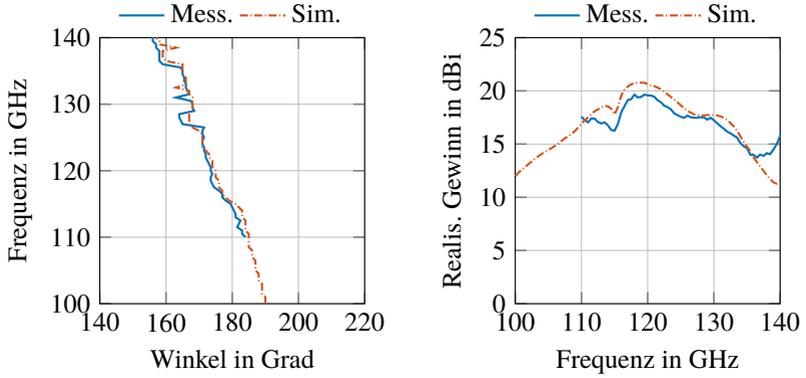


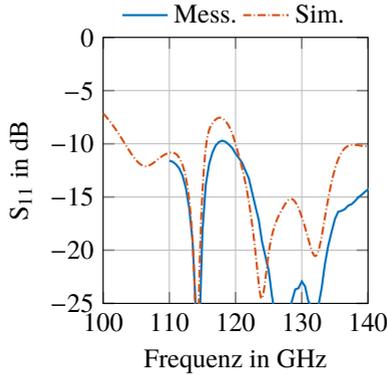
Abbildung 5.9: Gemessener realisierter Gewinn der Antenne mit Schlitzeitungs-Oberflächenwellenerzeuger in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz dargestellt.

Im Bereich des Stopbandes ist die gemessene Anpassung besser als die simulierte. In Zusammenhang mit dem verringerten realisierten Gewinn deutet dies auf höhere Verluste im Substrat oder der Metallisierung der hergestellten Antenne hin.



(a) Gemessener und simulierter Abstrahlwinkel der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger.

(b) Gemessener und simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger.



(c) Gemessener und simulierter Reflexionsfaktor der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger.

Abbildung 5.10: Messergebnisse der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den simulierten Werten.

Die sehr gute Übereinstimmung der simulierten und gemessenen Werte lässt auf eine korrekte Funktion des Oberflächenwellenerzeugers und seine Eignung zur Anwendung im mmW-Bereich schließen. Allerdings muss wegen des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers auch die Rückseite der Antenne beim Entwurf beachtet werden. So muss unterhalb des Oberflächenwellenerzeugers ein Material sein, das eine deutlich niedrigere Permittivität besitzt als das Substratmaterial. Je größer die Permittivität des Materials auf der Rückseite der Antenne, desto mehr Energie wird vom Oberflächenwellenerzeuger in dieses Substrat gekoppelt. Das ist nicht erwünscht, da diese Energie nicht für die Abstrahlung durch das Hologramm zur Verfügung steht.

### **5.3 Mikrostreifenantenne zur Erzeugung einer $TM_0$ -Oberflächenwelle für eine 120-GHz-Leckwellenantenne**

Wie im Stand der Technik beschrieben, existiert bislang kein Oberflächenwellenerzeuger, welcher eine gute Hochfrequenzabschirmung zur Rückseite besitzt und ohne den Einsatz von Durchkontaktierungen gebaut werden kann. An dieser Stelle setzt der im Folgenden untersuchte, neuartige Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger an. Damit eine möglichst hohe Hochfrequenzabschirmung der Antennenrückseite gewährleistet ist, wird eine geschlossene Rückseitenmetallisierung der Antenne vorausgesetzt. Um die Herstellung so einfach wie möglich zu halten, soll zusätzlich zur Rückseitenmetallisierung nur eine strukturierte Metalllage zur Anwendung kommen.

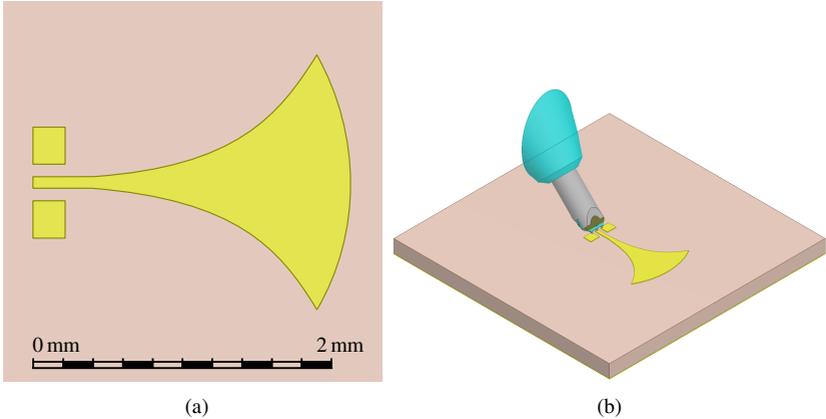


Abbildung 5.11: (a) Nahaufnahme des Simulationsmodells des Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers. (b) Das Simulationsmodell mit einem Teil der Messspitze.

### 5.3.1 Entwurf des Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers

Unter diesen Randbedingungen wird eine gute Isolation der Hochfrequenzsignale zur Rückseite der Antenne mit der in Abbildung 5.11 gezeigten Antenne erreicht. Hier wird ausgehend von einer Mikrostreifenleitung durch eine exponentielle Verbreiterung der Leitung eine Quasi-Parallelplattenmode erzeugt, welche an der Grenzfläche zwischen Parallelplattenregion und  $TM_0$ -Region von der einen in die andere Mode konvertiert und sich schließlich als gerichtete Oberflächenwelle ausbreitet. Der Oberflächenwellenerzeuger kann auch als duale Vivaldi-Antenne betrachtet werden, bei der anstatt eines exponentiellen Schlitzes ein exponentieller Leiter verwendet wird. Die exponentielle Verbreiterung folgt daher ebenfalls der in Kapitel 4.2.1 für die Berechnung der Kontur des Vivaldi-Oberflächenwellenerzeugers verwendeten Formel 4.1. Die Breite der Apertur muss mindestens  $\lambda_{MS}/2$  betragen. Um eine gute Anpassung zu erzielen, sollte sie jedoch eher im Bereich von  $\lambda_{MS}$  liegen. Die Länge der Verbreiterung sollte etwa gleich der Breite der Apertur sein, da sich bei größeren Längen

der Pegel der Hauptstrahlrichtung kaum noch verbessert. Die Apertur wird daher 1,7 mm breit, was etwa der Mikrostreifenleitungswellenlänge bei der Mittenfrequenz 120 GHz entspricht, und die Verbreiterung wird 1,5 mm lang, womit die Anpassung optimiert wird.

Um zwischen der Ausbreitung als Quasi-Parallelplattenmode im Oberflächenwellenerzeuger und der Ausbreitung als  $TM_0$ -Mode im Substrat einen Übergang mit niedriger Reflexion zu erreichen, wird die Apertur des Oberflächenwellenerzeugers als Kreisbogen mit Mittelpunkt im Phasenzentrum ausgeführt. Somit trifft die Wellenfront der Quasi-Parallelplattenmode senkrecht auf die Grenzfläche und der Reflexionsfaktor wird minimiert. Zudem wird dadurch die runde Wellenfront nicht beeinträchtigt, die für den Entwurf des Hologramms angenommen wurde. Durch eine entsprechend geformte Apertur könnte mit dem Oberflächenwellenerzeuger ein Linseneffekt erzielt werden, um beispielsweise eine möglichst ebene Wellenfront der Oberflächenwelle zu erreichen. Dann müsste jedoch auch ein darauf angepasstes Hologramm verwendet werden.

Damit der Oberflächenwellenerzeuger mit der Messspitze kontaktiert werden kann, muss die Mikrostreifenleitung in eine CPW-Struktur überführt werden. Dazu können als Kontaktflächen für die Massekontakte  $\lambda/4$  lange Stichleitungen verwendet werden, deren offenes Ende durch die  $\lambda/4$ -Transformation in einen virtuellen Kurzschluss an der Kontaktfläche transformiert wird [SEM96]. Da das Substrat für eine gute Ausbreitung der Oberflächenwelle verhältnismäßig dick gewählt wird, ist die Impedanz einer Mikrostreifenleitung, auf der eine Kontaktierung mit einer Messspitze möglich ist, sehr hoch. Um die Mikrostreifenleitungsimpedanz von  $150 \Omega$  an die Eingangsimpedanz der Messspitze von  $50 \Omega$  anzupassen, wird daher eine abgewandelte Form verwendet. Die Masse-Kontaktflächen werden nicht als Stichleitungen, sondern als resonante Metallflächen ausgeführt. Dabei sind die Abmessungen so optimiert, dass eine gute Anpassung erreicht wird.

Der Oberflächenwellenerzeuger eignet sich deutlich besser für die Skalierung zu höheren Frequenzen als der Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger. Zum einen sind abgesehen von den Kontaktflächen keine Schlitzte nötig,

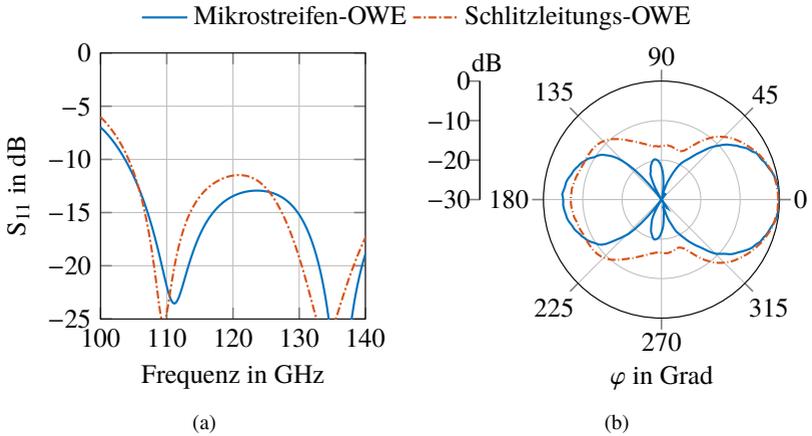


Abbildung 5.12: (a) Simulierter Reflexionsfaktor und (b) Richtdiagramm der Mikrostreifen- und Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger bei 120 GHz in der  $x/y$ -Ebene  $1 \mu\text{m}$  über der Substratoberfläche in 3 mm Abstand zum Phasenzentrum bestimmt.

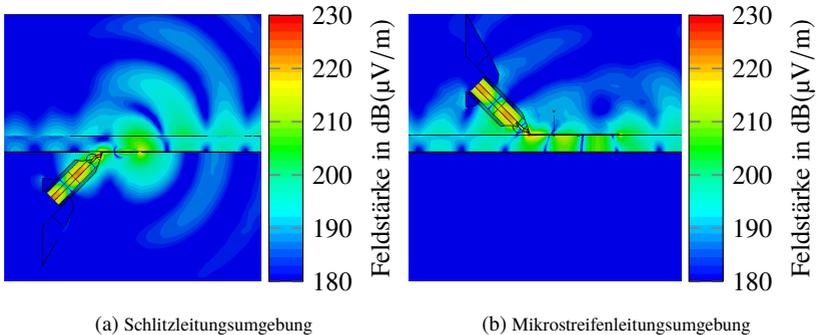


Abbildung 5.13: Betrag der E-Felder seitlich betrachtet in der Schnittebene durch die Mitte der beiden  $TM_0$ -Oberflächenenerzeuger.

zum anderen ist die Breite der Mikrostreifenleitung nach oben durch den Abstand der Messspitzenkontakte begrenzt und nicht durch die Funktion der Antenne. Für höhere Frequenzen könnte die Zuleitung also gleich breit bleiben, während Aperturbreite und Länge angepasst werden müssten.

Abbildung 5.12a zeigt die simulierte Anpassung des Oberflächenwellenerzeugers. Sie ist ab 105 GHz besser als  $-10$  dB und verläuft ähnlich wie die Anpassung des Schlitzstrahlers. Das Richtdiagramm der  $E_z$ -Komponente in der Substratebene in Abbildung 5.12b zeigt eine gute Richtwirkung der Antenne mit einer 3-dB-Keulbreite von  $50,8^\circ$ . Seitlich wird sehr wenig abgestrahlt, die Rückkeule ist mit 5 dB etwas stärker als die des Schlitzstrahlers. Dies liegt hauptsächlich an den resonant ausgelegten Kontaktflächen des Oberflächenwellenerzeugers, welche genutzt werden, um den Kontakt zwischen Messspitze und hochohmiger Mikrostreifenleitung herzustellen. Der Pegel der Hauptkeule beträgt  $80,9$  dB(V/m) und ist damit  $1,9$  dB höher als der des Schlitzstrahlers.

Abbildung 5.13 illustriert den großen Vorteil des vorgestellten Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers: Bei der Speisung mit dem Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger treten unterhalb der Massefläche Streufelder auf (Abbildung 5.13a), die eine Integration mit anderen Komponenten oder die Verwendung der Antenne auf einer mehrlagigen Platine deutlich erschweren. Bei der Speisung mit dem Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger hingegen (Abbildung 5.13b) bleibt der Bereich hinter der Antenne bis auf Randeffekte an den Substratkanten völlig feldfrei, da eine durchgehende Massefläche verwendet werden kann. Daher haben Gehäuseteile oder weitere Substratlagen in diesem Bereich keinen Einfluss auf den Oberflächenwellenerzeuger bzw. die Antenne, was die Integration erheblich erleichtert.

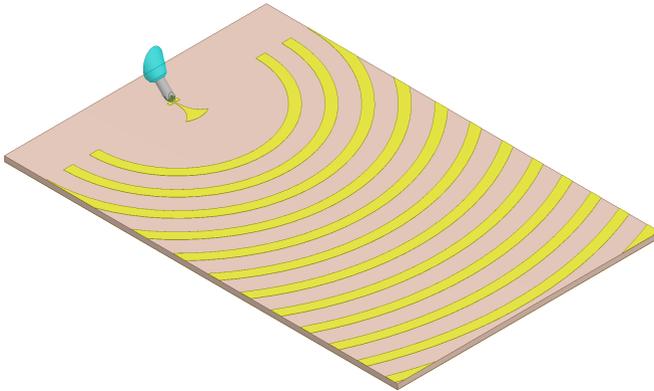
Die Simulation des vorgestellten Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers lässt also erwarten, dass mit seiner Verwendung nicht nur das Ziel einer durchgehenden Rückseitenmetallisierung für eine sehr gute Abschirmung gegenüber der darunter liegenden Substratlagen erreicht wird, sondern auch eine vergleichbare Anpassung und ein höherer Pegel in Hauptstrahlrichtung. Aufgrund des für die gewünschte Phasenkonstante der Oberflächenwellen notwendigerweise relativ dicken Substrats ist die Impedanz der speisenden Mikrostreifenleitung sehr hoch, was die Anpassung an ein  $50\text{-}\Omega$ -System erschwert und die Bandbreite

einschränkt. Ebenfalls dadurch ergibt sich die unerwünscht starke Rückkeule, die sich verringern ließe, würde der Oberflächenwellenerzeuger direkt mit einer Mikrostreifenleitung gespeist, anstatt mit einer CPW-Leitung.

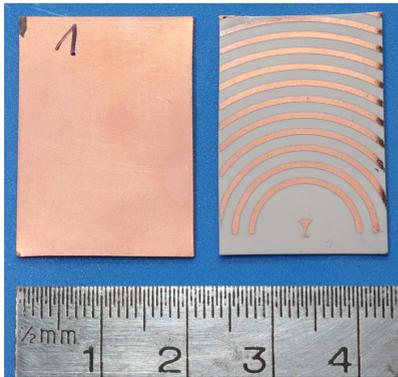
### **5.3.2 Simulation und Messung der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger**

Auch der Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger wird mit dem Hologramm aus Kapitel 5.2.2 zu einer holografischen Antenne kombiniert. Das Simulationsmodell ist in Abbildung 5.14a dargestellt. Das frequenzabhängige Richtdiagramm in Abbildung 5.15a zeigt das bei einer holografischen Antenne mit Rückseitenmetallisierung erwartete Richtdiagramm mit einer einzelnen schwenkenden Hauptkeule. Im Vergleich zur Simulation der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger in Abbildung 5.6 ist bei den Simulationsergebnissen der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger im Bereich hinter der Antenne keine Abstrahlung mit einem realisierten Gewinn größer als 0 dBi zu sehen. Die Abstrahlung senkrecht nach oben findet, da das gleiche Hologramm verwendet wird, wieder bei 115 GHz statt. Der realisierte Gewinn in Abbildung 5.16b erreicht sein Maximum bei 119 GHz mit 22,6 dBi. Abbildung 5.16c zeigt abgesehen vom Stoppband um 115 GHz ab 108 GHz eine Anpassung besser als  $-10$  dB.

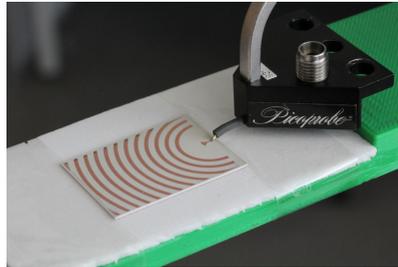
Abbildung 5.14b zeigt ein Foto der hergestellten Antenne und Abbildung 5.14c zeigt die kontaktierte Antenne bei der Vermessung auf dem Antennenmessplatz. Sie wird wie auch die Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger ebenfalls mit der 170-GSG-150-BT-M-Messspitze vermessen. Der gemessene realisierte Gewinn über der Frequenz in Abbildung 5.15b zeigt eine gute Übereinstimmung mit den simulierten Werten. Im Bereich hinter der Antenne haben die Nebenkeulen auch in der Messung einen um mindestens 20 dB geringeren realisierten Gewinn als die Hauptkeule. Abbildung 5.16a zeigt die sehr gute Übereinstimmung des Abstrahlwinkels mit den simulierten Werten.



(a) Simulationsmodell der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger.



(b) Hergestellte Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger.



(c) Auf dem Messplatz montierte und kontaktierte Antenne.

Abbildung 5.14: Simulationsmodell und Fotos der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger.

Der gemessene realisierte Gewinn der Hauptkeule in Abbildung 5.16b ist um 1 GHz zu höheren Frequenzen verschoben und ca. 0,7 dB niedriger als simuliert, insgesamt stimmen Messung und Simulation aber gut überein. Auch die Anpassung in Abbildung 5.16c verläuft weitgehend gleich.

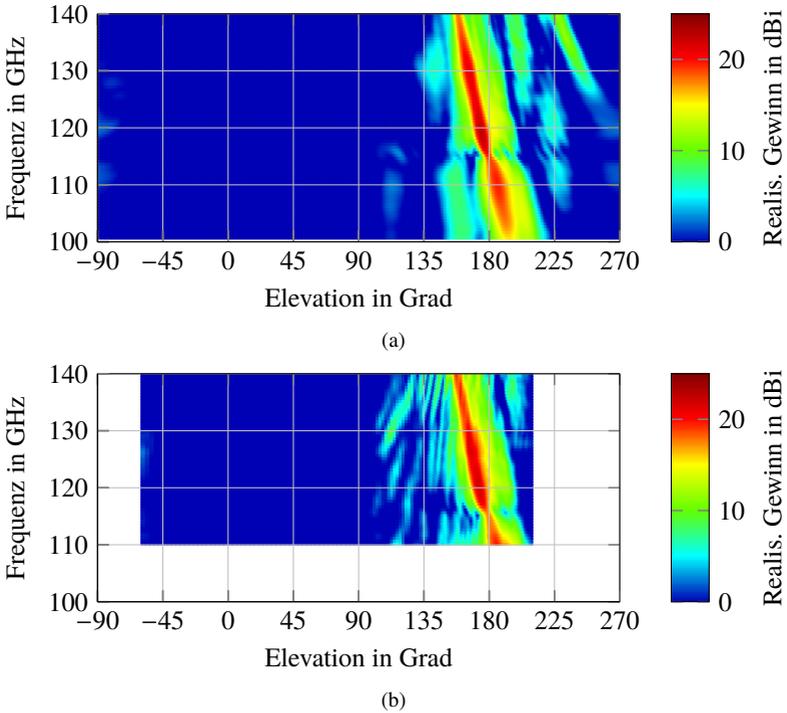
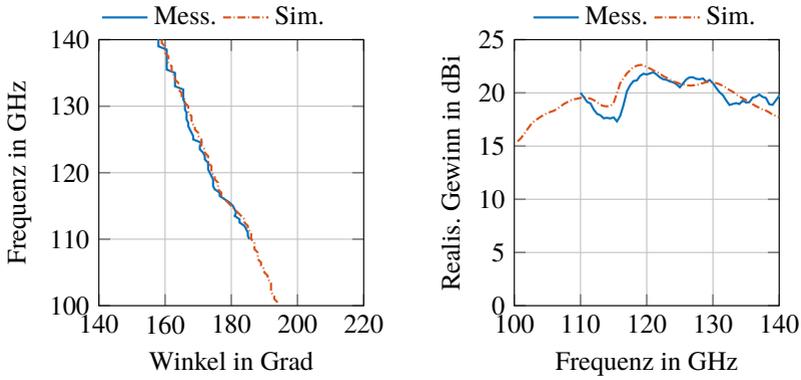
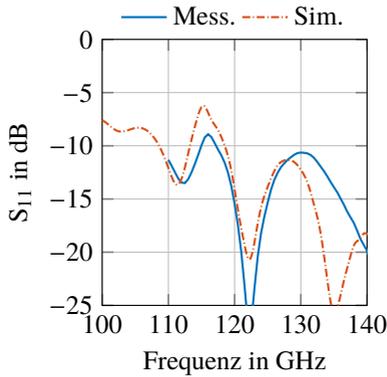


Abbildung 5.15: (a) Simulierter und (b) gemessener realisierter Gewinn der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz dargestellt.

Wieder ist vor allem im Bereich des Stopbandes eine Verbesserung gegenüber der Simulation zu erkennen, was zu den Beobachtungen beim Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger passt und höhere Verluste der Oberflächenwelle in der Messung nahelegt.



(a) Gemessener und simulierter Abstrahlwinkel der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger. (b) Gemessener und simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger.



(c) Gemessener und simulierter Reflexionsfaktor der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger.

Abbildung 5.16: Messergebnisse der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den simulierten Werten.

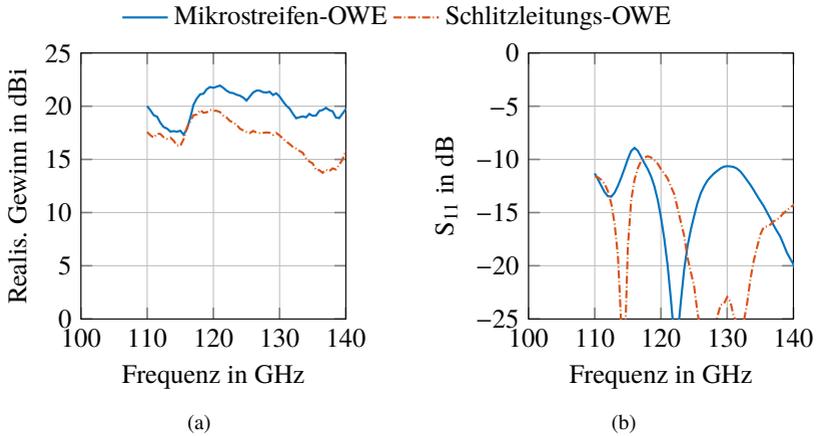


Abbildung 5.17: Messergebnisse der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den Messwerten der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger.

### 5.3.3 Vergleich der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger und der Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger

Ein Vergleich der Messwerte der beiden Antennen zeigt eine Verbesserung des realisierten Gewinns gegenüber der mit dem Schlitzstrahler gespeisten Antenne (Abbildung 5.17a). Die Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger hat abgesehen vom Bereich des Stopppandes einen um mindestens 2 dB höheren realisierten Gewinn. Insbesondere am oberen Ende des betrachteten Bereichs ist der Abfall des realisierten Gewinns geringer, was einer höheren Bandbreite des Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers entspricht. Die Anpassung in Abbildung 5.17b zeigt ein ähnliches Verhalten der beiden Antennen. Die Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger ist um 130 GHz besser angepasst als die Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger, was sich aber nicht in einer besseren Abstrahlung zeigt. Beide Antennen sind abgesehen vom Bereich des Stopppandes besser als  $-10$  dB angepasst. Die aus

der Simulation des Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers in Kapitel 5.3.1 entstandenen Erwartungen einer verbesserten Isolation zur Antennenrückseite und gleichzeitig einer stärkeren Antennenkeule können also von der Antenne erfüllt werden.

## 5.4 Schlussfolgerungen zu $TM_0$ -Oberflächenwellenerzeugern

Im unteren mmW-Bereich entsprechen Schlitzdipol-Oberflächenwellenerzeuger dem Stand der Technik, um eine  $TM_0$ -Mode in einem rückseitig metallisierten Substrat anzuregen. Die Untersuchungen dieses Kapitels zeigen, dass ein solcher Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger auch bei höheren mmW-Frequenzen geeignet ist, eine  $TM_0$ -Mode zu erzeugen, die als Speisung einer holografischen Antenne dienen kann.

Der Hauptnachteil solcher Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger ist die mangelnde Isolation der Hochfrequenzfelder zur Rückseite der Antenne, da die Rückseitenmetallisierung für den Oberflächenwellenerzeuger geöffnet werden muss. Um diesen Nachteil zu umgehen, wird ein neuartiger Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger vorgestellt und untersucht. Es wird gezeigt, dass dieser Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger eine sehr gute Abschirmung in den Bereich hinter der Antenne gewährleistet und zusätzlich eine verbesserte Abstrahlung ermöglicht. Dies manifestiert sich in einem höheren Pegel der Oberflächenwelle und einem höheren realisierten Gewinn einer holografischen Antenne, wenn diese mit dem Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger gespeist wird, anstatt mit dem Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger. Da die Anforderungen an die Auflösung des Herstellungsprozesses geringer sind, lässt sich der Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger zudem leichter bei höheren Frequenzen einsetzen. Demgegenüber steht seine hohe Eingangsimpedanz, die durch den hohen Abstand von Mikrostreifenleitung und Massefläche verursacht wird.

Es steht damit ein Oberflächenwellenerzeuger zur Verfügung, der sich wegen seiner hohen Rückseitenisolation sehr gut auf mehrlagigen Platinen integrieren lässt, ohne Durchkontaktierungen hergestellt werden kann und eine bessere Abstrahlung ermöglicht als bisherige Oberflächenwellenerzeuger unter diesen Randbedingungen.



## 6 Anwendungsbeispiel: 122-GHz-FMCW-Radar

Ein sehr interessanter Anwendungsfall für die präsentierten Oberflächenwellenerzeuger ist die Verwendung derselben in Radaren [MWM03, HSP14, YL14]. Da Leckwellenantennen intrinsisch die Eigenschaft besitzen, Signale unterschiedlicher Frequenz in unterschiedliche Richtungen abzustrahlen, bieten sie die Möglichkeit, in Kombination mit einem herkömmlichen FMCW-Radar, nicht nur die Entfernung zu einem Ziel zu bestimmen, sondern auch dessen Winkelposition. Dies wird möglich, da die Antenne mit der Frequenzrampe des FMCW-Radars gespeist wird, und sich dadurch über den Verlauf der Frequenzrampe die Abstrahlrichtung ändert. Wird das gesendete Signal an einem Ziel reflektiert, so wird es von der Antenne wieder empfangen und gemäß der üblichen Signalverarbeitung des FMCW-Radars mit dem Sendesignal in ein Basisbandsignal heruntergemischt. Dieses Basisbandsignal enthält nun weiterhin die Entfernungsinformation proportional zur Frequenz des Basisbandsignals. Zusätzlich kann jedoch auch auf die Winkelposition des Ziels geschlossen werden, wenn der zeitliche Verlauf der Empfangsleistung ausgewertet wird. Erreicht die Empfangsleistung ein Maximum, so kann die zu diesem Zeitpunkt gesendete Frequenz bestimmt werden. Mithilfe des Richtdiagramms der Antenne bei dieser Frequenz resultiert der Winkel der Hauptkeule und somit des Ziels.

Durch die planare Bauweise der Oberflächenwellenerzeuger und der Leckwellenantenne ist eine sehr gute Integrierbarkeit gegeben. Durch den Verzicht auf Durchkontaktierungen wird der Betrieb im mmW-Bereich ermöglicht, wodurch eine hohe Miniaturisierung der Antennen und der Hochfrequenzschaltung

erreicht wird. Da die Elemente der Antenne durch die Oberflächenwelle im Substrat gespeist werden, ist kein aufwändiges, phasenrichtiges Verteilnetzwerk nötig, wie dies beispielsweise bei Gruppenantennen aus Patchantennen der Fall ist. Ebenso werden keine Phasenschieber benötigt, welche den Schaltungsaufwand der Hochfrequenzschaltung erheblich komplexer machen. Diesen Vorteilen steht die Abhängigkeit von Winkel- und Entfernungsauflösung entgegen, welche im Gegensatz zur Verwendung von phasengesteuerten Gruppenantennen nicht unabhängig voneinander optimiert werden können.

Im Folgenden werden die Grundlagen des FMCW-Radars mit frequenzschwenkender Antenne erläutert und anschließend ein Prototyp eines solchen Radars mit einer Antenne nach Kapitel 5.3 vorgestellt. Mit diesem Prototypen werden Messungen durchgeführt und daran die Eignung der Antenne für den Einsatz in FMCW-Radaren gezeigt.

## 6.1 Grundlagen zu FMCW-Radaren mit frequenzschwenkender Antenne

Abbildung 6.1 zeigt schematisch die Funktionsweise dieser Radarstruktur. In Abbildung 6.1a ist ein Radarszenario mit zwei Zielen zu sehen, in dem die Antennenkeulen verschiedener Frequenzen angedeutet sind. In Abbildung 6.1b ist die Sendefrequenz über der Zeit aufgetragen. Zu sehen ist eine typische lineare Modulation der Sendefrequenz, die aufgrund der frequenzschwenkenden Antenne für eine Abstrahlung in unterschiedliche Richtungen sorgt. Beleuchtet nun die Antennenkeule ein Ziel, so steigt die Leistung im Empfangssignal und somit auch im heruntergemischten Basisbandsignal. Mit weiter steigender Frequenz verlässt die Antennenkeule das Ziel, es wird nicht mehr beleuchtet und die empfangene Leistung nimmt wieder ab. Der Signalverlauf des Beispielszenarios ist in Abbildung 6.1c dargestellt. Befinden sich mehrere Ziele im Schwenkbereich der Antenne, so besteht das Empfangssignal aus der Superposition der durch die einzelnen Ziele erzeugten Basisbandsignale.

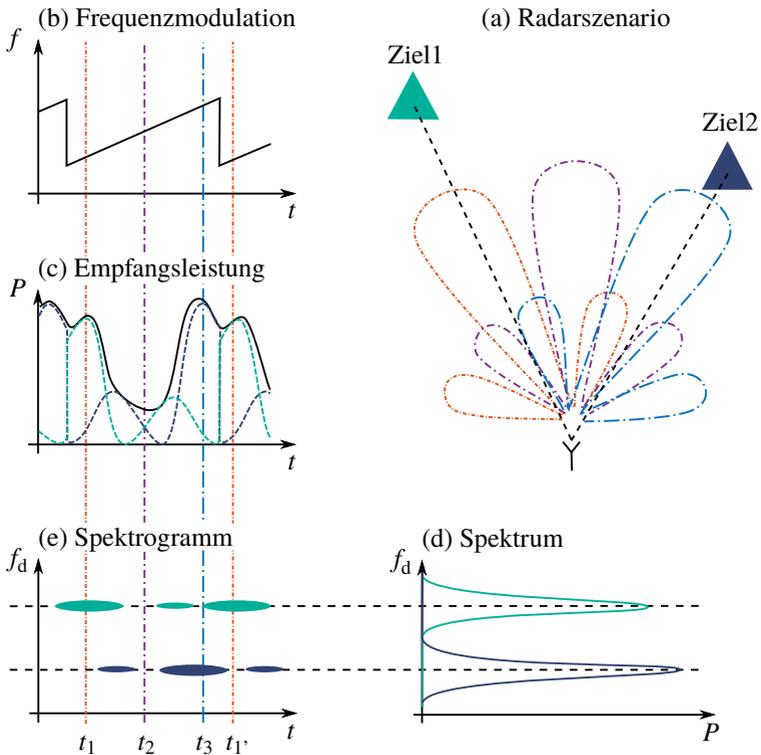


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung der Funktion eines FMCW Radars mit frequenzschwenkender Antenne.

Diese Superposition wieder zu trennen und auf die Position der einzelnen Ziele zu schließen, ist Aufgabe der Signalverarbeitung.

Wie auch beim konventionellen FMCW-Radar ist die Entfernung zum Ziel proportional zur Basisbandfrequenz, welche durch eine Fourier-Transformation des Basisbandsignals bestimmt und im Spektrum dargestellt werden kann (Abbildung 6.1d). Da zusätzlich aber auch bestimmt werden soll, wann die entsprechende Frequenz auftritt, muss ein Algorithmus der Zeitfrequenzanalyse

gewählt werden, um ein Spektrogramm zu ermitteln (Abbildung 6.1e). Hierfür können beispielsweise die Wavelet-Transformation, die Wigner-Ville-Verteilung oder die Kurzzeit-Fouriertransformation (STFT<sup>1</sup>) verwendet werden [Sch13].

Im Folgenden wird die STFT verwendet, da sie einerseits sehr anschaulich und einfach zu parametrieren ist und andererseits bei der Auswertung keine Geisterziele durch Kreuzterme entstehen. Bei der STFT wird das zu untersuchende Signal mithilfe einer Fensterfunktion in einzelne Abschnitte zerlegt. Jeder dieser Abschnitte enthält nun einen kurzen Teil des Signals, jeweils mit einer unterschiedlichen mittleren Zeit. Auf diese Abschnitte wird anschließend einzeln die Fourier-Transformation angewendet und die berechneten Spektren nebeneinander aufgetragen. Dadurch entsteht ein Spektrogramm, welches die Frequenzanteile des Signals über der Zeit darstellt. Da für jede Fourier-Transformation nur ein Teil der gesamten Signalleistung zur Verfügung steht, verschlechtert sich im Vergleich zur gewöhnlichen Fourier-Transformation über dem gesamten Signal die Frequenzauflösung: Je schmaler die Fensterfunktion gewählt wird, desto niedriger wird sie. Umgekehrt steigt durch eine schmalere Fensterfunktion die zeitliche Auflösung des Spektrogramms, da über weniger lange Zeiträume gemittelt wird. Somit steht im Fall des FMCW-Radars mit frequenzschwenkender Antenne mit der Fensterlänge ein Parameter zur Verfügung, mit dem eine Verschiebung des Entfernungs-Winkelkompromisses hin zu einer besseren Entfernungsauflösung oder hin zu einer verbesserten Winkelaufklärung erreicht werden kann.

### 6.1.1 Abstandsbestimmung und Abstandsaufklärung

Der Abstand eines Ziels vom Radar wird über die Differenzfrequenz des empfangenen und des zum Zeitpunkt des Empfangs gesendeten Signals berechnet. Durch die lineare Modulation des Sendesignals und die Laufzeit  $\Delta t = \frac{2R}{c_0}$  des Sendesignals zum Ziel im Abstand  $R$  und zurück ist die aktuelle Sendefrequenz

---

<sup>1</sup> Short Time Fourier Transform

zum Zeitpunkt des Empfangs um

$$f_d = \Delta t \cdot \frac{f_{\text{Stop}} - f_{\text{Start}}}{t_{\text{mod}}} \quad (6.1)$$

größer als die Empfangsfrequenz. Dabei sind  $f_{\text{Start}}$  und  $f_{\text{Stop}}$  die Anfangs- und Endfrequenz der Frequenzrampe und  $t_{\text{mod}}$  die Rampendauer. Setzt man hier nun die genannte Entfernungsabhängigkeit der Laufzeit ein und löst nach der Entfernung auf, so ergibt sich der gesuchte Zusammenhang zwischen Differenzfrequenz im Basisband und Entfernung zum Ziel:

$$R = \frac{c_0}{2B} f_d \cdot t_{\text{mod}} \cdot \quad (6.2)$$

Die Genauigkeit der Abstandsmessung hängt also von der Genauigkeit der Frequenzbestimmung ab und ist limitiert durch das verfügbare SNR<sup>2</sup>.

Die Abstandsauflösung, also der Abstand in dem zwei hintereinander stehende Ziele noch voneinander getrennt werden können, ergibt sich aus folgender Formel [MWM03]:

$$\Delta R = \frac{c_0}{2B_{\text{eff}}(\theta)} \cdot \quad (6.3)$$

Dabei ist  $B_{\text{eff}}$  die effektive Bandbreite, welche je nach Winkelrichtung unterschiedlich sein kann. Je nachdem wie breit die Antennenkeule ist und wie schnell die Keule schwenkt, wird jede Winkelrichtung mit einer unterschiedlichen Bandbreite ausgeleuchtet. Ist die Schwenkgeschwindigkeit und die Keulbreite annähernd konstant über dem Schwenkbereich  $\theta_S$ , kann die effektive Bandbreite mit  $\theta_S$  und der Breite der Antennenkeule  $\theta_{3\text{dB}}$  als Bruchteil der Gesamtbandbreite für alle Winkelrichtungen gemittelt bestimmt werden:

$$B_{\text{eff}} = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{\theta_S} B \cdot \quad (6.4)$$

---

<sup>2</sup> Signal to Noise Ratio

## 6.1.2 Winkelbestimmung und Winkelauflösung

Die Bestimmung des Winkels geschieht über den Zeitpunkt des Empfangs eines Echos relativ zur gesendeten Frequenzrampe. Messung und Frequenzmodulation müssen also synchronisiert sein. Zudem muss der Zusammenhang von Abstrahlrichtung und Frequenz bekannt sein. Somit lässt sich über den Zeitpunkt des Empfangssignalmaximums die Sendefrequenz zu diesem Zeitpunkt bestimmen und daraus durch die bekannte frequenzabhängige Richtcharakteristik der Winkel, an dem sich das Ziel befindet. Durch die Laufzeit des Echos entsteht ein entfernungsabhängiger Winkelfehler, da das Echo zum Zeitpunkt  $t_0 + \Delta t$  eintrifft, das Ziel aber an einem Winkel proportional zur Frequenz  $f(t_0)$  steht. Dies lässt sich korrigieren, indem mithilfe der Differenzfrequenz die Entfernung bestimmt und daraus  $\Delta t$  berechnet wird. Allerdings ist der Fehler in typischen Anwendungsszenarien so gering, dass eine Korrektur nicht nötig ist und der Fehler vernachlässigt werden kann. Eine weitere Quelle für Winkelfehler ist die Position des Phasenzentrums der Antenne, die sich je nach Frequenz verändern kann. Daraus entsteht bei sehr genauen Messungen ein Parallaxefehler. Dieser kann korrigiert werden, wenn zuvor die Position des Phasenzentrums für alle Betriebsfrequenzen bestimmt wird. Hier ist die Verwendung eines mmW-Systems vorteilhaft, da die Antennenabmessungen bereits so gering sind, dass nur kleine Abweichungen des Phasenzentrums entstehen und der Parallaxefehler in typischen Anwendungsszenarien ebenfalls vernachlässigt werden kann.

Für die Winkelauflösung gilt derselbe Zusammenhang wie bei konventionellen Radaren: Befinden sich zwei Ziele nebeneinander in gleicher Entfernung, so lassen sie sich noch als unterschiedliche Ziele erkennen, wenn sie mindestens einen Abstand von  $\theta_{3\text{dB}}$  haben.

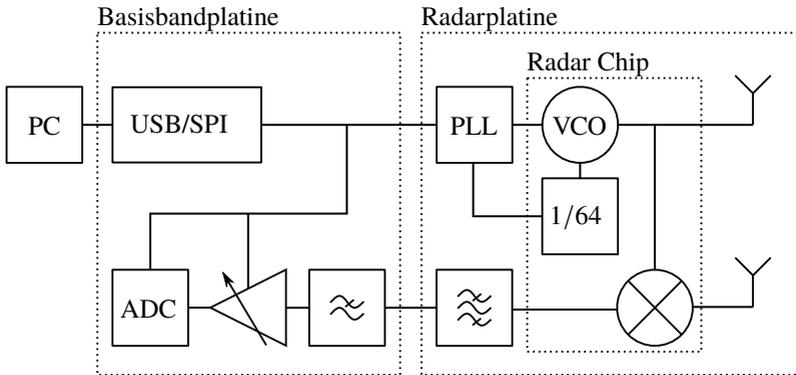


Abbildung 6.2: Schematische Übersicht des Radarsystems.

## 6.2 Systemübersicht

Alle mmW-Komponenten sind auf einem kommerziellen MMIC integriert. Verwendet wird ein ungehäuster TRX\_120\_001-MMIC von Silicon Radar [Sil18]. Darauf sind ein spannungsgesteuerter Oszillator mit nachgeschaltetem Sendeverstärker, ein 64-fach-Teiler als Rückführung für eine externe Phasenregelschleife, ein rauscharmer Empfangsverstärker sowie ein Quadraturmischer integriert (Abbildung 6.2). Der MMIC arbeitet in einem Frequenzbereich von 119 GHz bis 125,5 GHz mit einer Ausgangsleistung von  $-3$  dBm.

Die Sende- und Empfangssignale werden an getrennten Anschlüssen herausgeführt. Da Zirkulatoren im hohen mmW-Bereich nicht mehr auf konventionelle Weise mit Ferrit ausgeführt werden können und Quasi-Zirkulatorschaltungen mit Kopplern hohe Verluste haben, wird das Radar quasistatisch mit getrennter Sende- und Empfangsantenne aufgebaut.

Der Schaltplan der Basisbandhardware wird von einem vorhandenen FMCW-Radar übernommen und das Layout der Schaltung an die vorliegende Anwendung angepasst. Ebenso wird die Software zur Ansteuerung des Radars von

diesem FMCW-Radar benutzt und um die Zeitfrequenzanalyse der Basisbandsignale mit der STFT erweitert. Für die Frequenzmodulation des Radars wird ein Synthesizer mit Phasenregelschleife verwendet, der digital über SPI<sup>3</sup> angesteuert wird. Die empfangenen und heruntergemischten Basisbandsignale werden analog gefiltert, mit variablem Verstärkungsfaktor verstärkt und schließlich digitalisiert. Die abgetasteten Basisbandsignale werden dann über einen SPI-USB<sup>4</sup>-Baustein an einen Computer übertragen, auf dem die digitale Signalverarbeitung durchgeführt wird (Abbildung 6.2). Dabei werden die Baugruppen auf eine Radarplatine inklusive Antenne und eine Basisbandplatine aufgeteilt. Durch diese Trennung ergibt sich eine teilmodulare Plattform, auf der zukünftig unterschiedliche Kombinationen aus Radar und Antenne getestet werden können.

## 6.2.1 Entwurf der Antenne

Der Prototyp wird auf einer Mehrlagenplatine realisiert. Dies ist einfach möglich, da die Antenne nach hinten durch die vollflächige Rückseitenmetallisierung abgeschirmt ist. Somit kann eine einzelne Lage Hochfrequenzsubstrat für die Antenne direkt auf ein glasfaserverstärktes Standardsubstrat laminiert werden. Der genaue Lagenaufbau ist in Abbildung 6.3a dargestellt: Für die Antenne wird eine 127  $\mu\text{m}$  dicke Lage Rogers 3003 mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 3$  verwendet. Dies ist ein durch die Verwendung in Automobilradaren weit verbreitetes und dadurch leicht verfügbares HF<sup>5</sup>-Substratmaterial. Ober- und Unterseite des HF-Substrats sind mit je einer 18  $\mu\text{m}$  dicken Kupferschicht kaschiert. Die Oberseite ist zusätzlich vergoldet, um die Verluste zu verringern und eine Oxidation zu verhindern. Mit einem 110  $\mu\text{m}$  dicken Prepreg wird die Hochfrequenzplatine auf das darunter liegende 1 mm dicke FR4-Standardmaterial laminiert. Das FR4 ist beidseitig mit 35  $\mu\text{m}$  Kupfer kaschiert.

---

<sup>3</sup> Serial Peripheral Interface

<sup>4</sup> Universal Serial Bus

<sup>5</sup> Hochfrequenz

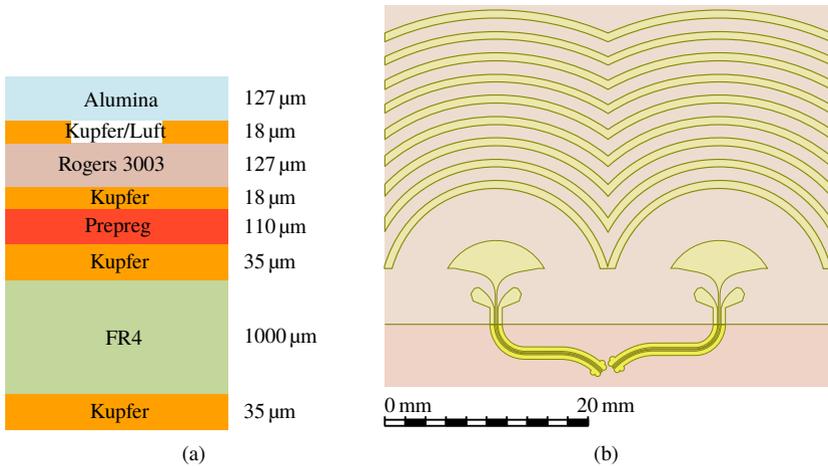


Abbildung 6.3: (a) Lagenaufbau, der für den Bau des Radarprototypen verwendet werden soll. (b) Simulationsmodell der Sende- und Empfangsantenne mit Zuleitungen.

Über die Antenne und den Oberflächenwellenerzeuger, die in der Metalllage auf dem Rogers-Substrat gefertigt sind, wird eine Lage 127  $\mu\text{m}$  dickes Alumina fixiert. Die dabei zwischen den Leiterbahnen des Hologramms verbleibende Luft wird beim Entwurf der Antenne berücksichtigt. Die Kombination der Rogers- und der Aluminasubstratlage ist so gewählt, dass die  $\text{TM}_0$ -Substratwelle nahezu die gleiche Dispersion erfährt wie bei der Verwendung des 381  $\mu\text{m}$  dicken Rogers-Substrats in Kapitel 5.2.2. Die Verwendung der Aluminallage hat den Vorteil, dass die  $\text{TM}_0$ -Mode in den Bereichen mit und ohne Alumina unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten hat und somit nur geringe Signalanteile in den Bereich ohne Alumina koppeln. Ebenso ist der Unterschied der Ausbreitungsgeschwindigkeiten der  $\text{TM}_0$ -Mode und der Quasi- $\text{TEM}^6$ -Mode auf der Zuleitung größer, wodurch weniger Abstrahlungsverluste auf der Zuleitung auftreten. Zudem ist die Impedanz der Zuleitung durch den niedrigeren Abstand der Mikrostreifenleitung zur Rückseitenmetallisierung niedriger, wodurch die

<sup>6</sup> transversal-elektromagnetisch

Anpassung zwischen Antenne und Sendehardware einfacher und breitbandiger wird. Abbildung 6.3b zeigt das Simulationsmodell der Antenne. Da von der für die spätere Messung verwendete Messspitze kein Modell vorhanden ist, wird die Antenne hier mit einem Hohlleiterport angeregt.

Wegen des quasimonostatischen Aufbaus ist eine relativ lange Zuleitung nötig, um die Antenne an den MMIC anschließen zu können. Dazu wird eine CPW-Leitung verwendet, die im Bereich ohne Aluminasubstrat verläuft, um die Verluste durch Substratwellenanregung zu minimieren. Dennoch verursacht sie eine Dämpfung von 1 dB bis 3 dB. Die Leitungsimpedanz in den beiden Bereichen ohne und mit Aluminasubstrat beträgt  $41 \Omega$  und  $77 \Omega$ , wodurch sich eine Fehlanpassung von  $-10$  dB erwarten lässt. Um die Anpassung zu verbessern, müsste die Leitungsgeometrie genau an der Grenzfläche zwischen dem Bereich ohne und dem Bereich mit Aluminasubstrat geändert werden. Dies würde eine sehr genaue Positionierung des Aluminasubstrats erfordern, da sich die Anpassung bei einem versetzt angebrachten Aluminasubstrat zusätzlich verschlechtern würde. Da eine sehr genaue Positionierung bei der manuellen Herstellungsweise des Prototypen nicht gewährleistet ist, wird der Impedanzsprung toleriert; die Leitungsgeometrie bleibt unverändert.

Die CPW-Leitung wird durch eine exponentielle Vergrößerung des Masseflächenabstands in eine Mikrostreifenleitung überführt, welche direkt in den Oberflächenwellenerzeuger übergeht. Der Oberflächenwellenerzeuger ist auf dieselbe Weise entworfen wie in Kapitel 5.3.1 vorgestellt. Er ist mit einer Länge von 6 mm vom Anfang der Verbreiterung bis zur kreisförmigen Apertur und einer Aperturbreite von 8,7 mm wesentlich größer, um eine gute Anpassung zu erreichen. Er speist ein Hologramm aus 9 Streifen mit je einer Breite von  $700 \mu\text{m}$  und einer Periode von 1,9 mm. Da die Kombination aus Rogers 3003 und Aluminasubstrat so gewählt wurde, dass die Phasenkonstante möglichst ähnlich zu der aus Kapitel 5.2.2 ist, ist auch das Hologramm nahezu identisch. Beide Antennen und deren Zuleitungen sind insgesamt  $34 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$  groß. Durch die nebeneinander liegenden Antennen koppelt ein Teil des Sendesignals über. Die simulierte Kopplung ist jedoch geringer als  $-25$  dB.

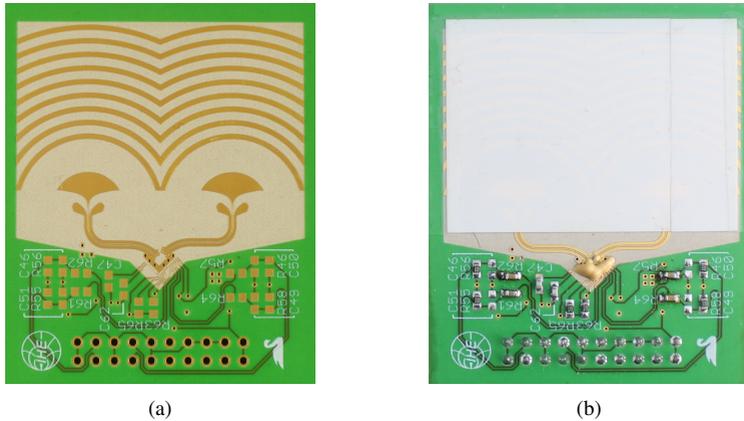


Abbildung 6.4: (a) Unbestückte Radarplatine nach deren Fertigung noch ohne Aluminasubstrat. (b) Bestückte und funktionsfähig aufgebaute Radarplatine inklusive Aluminasubstrat.

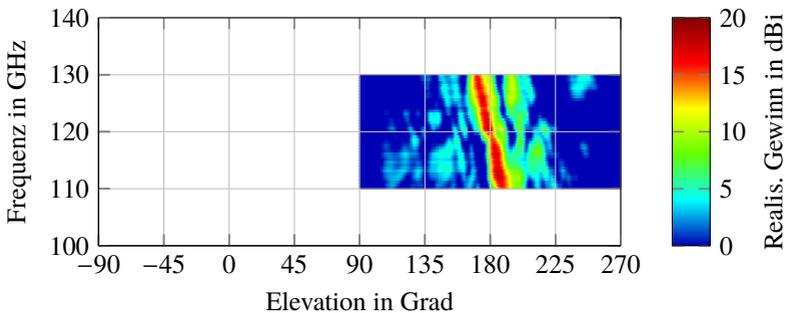


Abbildung 6.5: Gemessener realisierter Gewinn der Radarantenne in der x/z-Ebene über der Frequenz dargestellt.

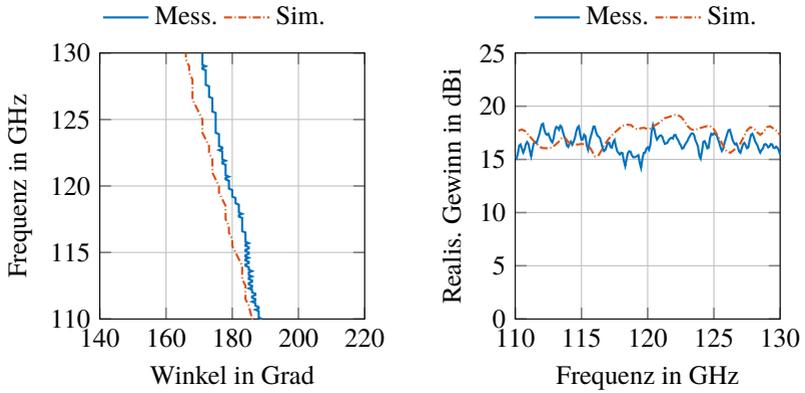
## 6.2.2 Aufbau und Messung der Antenne

Abbildung 6.4a zeigt ein Foto des für die messtechnische Verifikation hergestellten Prototyps noch ohne Aluminasubstrat. Die Messung der Antenne wird an den Kontaktflächen vorgenommen, an denen später der MMIC angebondet

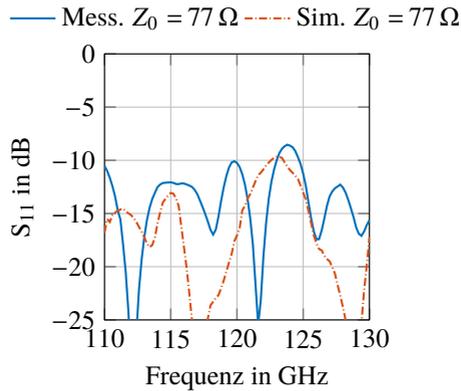
wird. Da durch die zusätzliche Lage Alumina nur wenig Energie in Bereiche außerhalb der Antenne dringt, haben die Komponenten auf der Vorderseite keinen Einfluss auf die Antenne.

Das Alumina wird wie zuvor simuliert auf die Metalllage aufgelegt und mit Klebeband am Rand fixiert. Da für den Prototypen nur Aluminaplättchen mit einer maximalen Kantenlänge von 3 cm zur Verfügung stehen, wird die Aluminaschicht aus einem 3 cm × 3 cm großen Plättchen und einem 0,9 cm × 3 cm großen Plättchen zusammengesetzt (Abbildung 6.4b). Die Nahtstelle ist dabei mittig über Oberflächenwellenerzeuger und Antenne platziert. Dadurch existieren nur E-Feldkomponenten entlang des Schlitzes wodurch der Einfluss auf die Antenne gering ist. Die Simulationsergebnisse einer Antenne mit 100 µm Luftspalt zwischen den Aluminaplättchen und einer Antenne mit durchgehendem Alumina bestätigen den vernachlässigbaren Einfluss auf Anpassung und Abstrahlung.

Die Antenne wird auf dem bereits zuvor verwendeten messspitzenbasierten Antennenmessplatz gemessen (Anhang A.7). Abbildung 6.5 zeigt den gemessenen realisierten Gewinn in der  $x/z$ -Ebene im frequenzabhängigen Richtdiagramm. Der daraus extrahierte Abstrahlwinkel der Hauptkeule in Abbildung 6.6a zeigt eine etwas stärkere Steigung und einen Frequenzoffset von 3,7 GHz. Dies kann an einem Unterschied der Periode des Hologramms, der Substratdicke oder der effektiven Permittivität des Substrats liegen. Da das Aluminasubstrat nur aufgelegt ist, ist ein Unterschied zwischen simuliertem und realem Luftspalt naheliegend. Dadurch verändert sich die effektive Permittivität und somit die Phasenkonstante der Oberflächenwelle. Mit dieser Erklärung lässt sich auch die Verschiebung des realisierten Gewinns der Hauptkeule in Abbildung 6.6b begründen. Im Mittel ist der gemessene realisierte Gewinn mit 16,5 dBi um 0,6 dB niedriger als der gemittelte simulierte. Die Welligkeit des realisierten Gewinns kann auf eine Mehrfachreflexion zwischen Referenzantenne und Rückseitenmetallisierung der Testantenne zurückgeführt werden.



(a) Gemessener und simulierter Abstrahlwinkel der Hauptkeule der Radarantenne. (b) Gemessener und simulierter realisierter Gewinn der Hauptkeule der Radarantenne.



(c) Gemessener und simulierter Reflexionsfaktor der Radarantenne normiert auf die  $77 \Omega$  Leitungsimpedanz der Zuleitung.

Abbildung 6.6: Messergebnisse der für den Radarprototypen verwendeten Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger im Vergleich zu den simulierten Werten.

Da die CPW-Leitung mit minimal  $77 \Omega$  Leitungsimpedanz gefertigt werden konnte, wird die Anpassung von Simulation und Messung in Abbildung 6.6c auf  $77 \Omega$  normiert dargestellt. Abgesehen vom Bereich zwischen 123 GHz und 125 GHz, in dem die Anpassung auf  $-8,5$  dB ansteigt, ist sie im übrigen Bereich

stets besser als  $-10$  dB. Die Abweichung zur Simulation liegt zum einen an der Anregung mit einem Hohlleiterport, zum anderen an dem nicht genau platzierbaren Aluminaplättchen und der Verschiebung des Stopbandes.

Wird die Antenne mit dem Radarchip verwendet, so überstreicht die Antenne während der Frequenzrampe von 119 GHz bis 125,5 GHz den Winkelbereich von  $180^\circ$  bis  $171^\circ$ . Die 3-dB-Keulenbreite der Antenne beträgt im Mittel  $7^\circ$ , was gleichzeitig der Winkelauflösung entspricht. Daraus ergibt sich ein Keulenbreite-zu-Schwenkbereich-Verhältnis von 0,78 und eine effektive Bandbreite von 5,1 GHz. Die theoretische Entfernungsauflösung kann dann mit Formel 6.3 zu 29 mm berechnet werden.

### 6.2.3 Integration des Radar-MMIC

Die Integration des Radar-MMIC ist neben dem Antennenentwurf eine der Hauptherausforderungen bei der miniaturisierten Radartechnik im mmW-Bereich. Um den Chip mit dem Rest der Schaltung zu verbinden, werden Bonddrähte eingesetzt, da die minimalen Strukturgrößen in Standard-Leiterplattenprozessen zu groß sind, um Flip-Chip-Verbindungen zu ermöglichen. Die Bondverbindung hat des Weiteren den Vorteil, dass der Chip mit der Rückseite auf die Platine geklebt wird. Somit besteht eine gute thermische Anbindung, damit die Verlustleistung des Chips an das Substrat abgegeben werden kann. Als Kleber wird Polytec TC 430-T [Pol18] verwendet. Für eine effektive Wärmeabfuhr sind nahe des Chips Durchkontaktierungen angebracht, welche die Wärme auf mehrere Kupferlagen verteilen.

Auf dem Chip ist keine Kompensation implementiert und auf der Leiterplatte ist eine Kompensationsschaltung mit den gegebenen minimalen Strukturgrößen nur schwer zu erreichen. Die kürzest möglichen Bonddrähte sind aufgrund der Chiphöhe von  $200\ \mu\text{m}$  und der nach innen versetzten Kontaktstellen am Chip mindestens  $250\ \mu\text{m}$  lang. Dies entspricht einer elektrischen Länge von  $0,1\ \lambda$

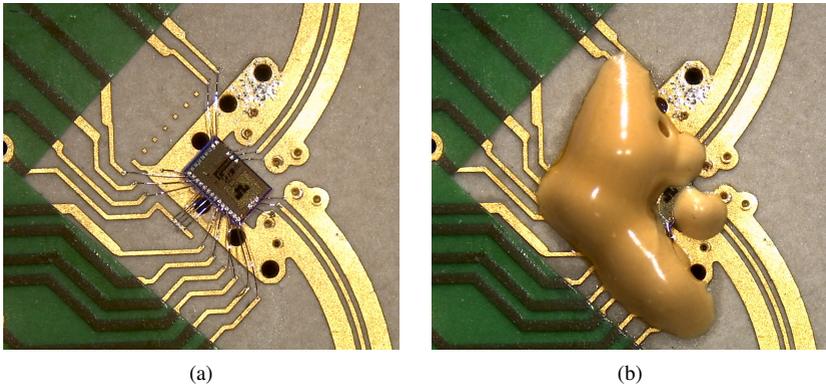


Abbildung 6.7: Aufgeklebter und mit Aluminiumbonddrähten angebondeter Radar-MMIC (a) vor und (b) nach dem Verguss mit Polytec TC 430-T.

und würde laut Abschätzung aus Kapitel 3.1 unkompensiert eine Dämpfung von 3,4 dB hervorrufen. Für die Hochfrequenzverbindung wird daher die  $\lambda/2$ -Kompensation gewählt.

Bei der Mittenfrequenz von 122 GHz beträgt die halbe Wellenlänge  $1230 \mu\text{m}$ . Da die Bonddrähte mechanisch sehr empfindlich sind, sollen sie durch einen Verguss geschützt werden. Dafür hat sich derselbe Kleber von Polytec bewährt, der auch zur Montage des Chips verwendet wird. Durch die Permittivität des Klebers von  $\epsilon_r = 3,2$  ist die Wellenlänge im Kleber kürzer, weshalb die Bonddrähte ebenfalls verkürzt werden müssen. Da die Zuleitung eine Leitungsimpedanz von  $77 \Omega$  hat und die Kontaktflächen am Chip  $50 \Omega$ , wird die Bonddrahtlänge mithilfe von EM-Simulationen ausgehend von  $\lambda/2 = 720 \mu\text{m}$  optimiert und schließlich zu  $770 \mu\text{m}$  gewählt. Die Verbindung wird mit einem  $25 \mu\text{m}$  dickem Aluminiumbonddraht gefertigt. Abbildung 6.7 zeigt den aufgeklebten und mit Bonddrähten verbundenen Chip vor und nach dem Verguss.

Die Hochfrequenzplatine mit rückseitiger Spannungsversorgung und Synthesizer ist durch einen Pfostenstecker mit der Basisbandplatine verbunden und gleichzeitig mechanisch befestigt (Abbildung 6.8). Die Stromversorgung des

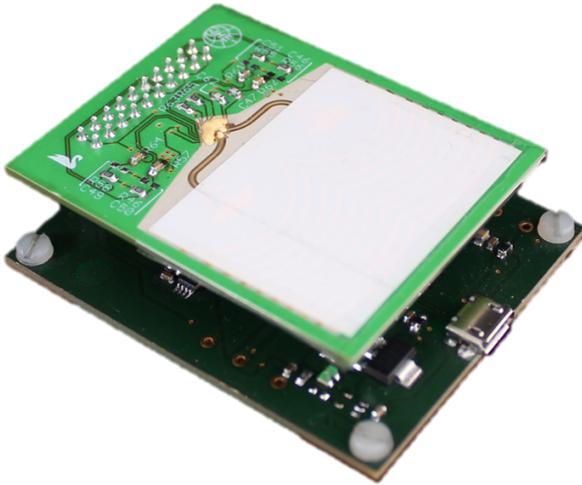


Abbildung 6.8: Funktionsfähig aufgebauter Radarprototyp aus Radarplatine (oben) und Basisbandplatine (unten).

Radars ist wie auch die Datenverbindung ebenfalls über USB realisiert, sodass lediglich eine USB-Verbindung nötig ist, um das Radar zu betreiben. Der gesamte Radarsensor aus beiden Platinen ist  $6\text{ cm} \times 5\text{ cm} \times 1,5\text{ cm}$  groß.

### 6.3 Messungen mit dem Radarprototypen

Um die Funktionsfähigkeit des Radars zu testen und seine Eigenschaften zu ermitteln, werden mit dem Radar verschiedene Testmessungen durchgeführt. Dazu wird es, wie in Abbildung 6.9 gezeigt, an einer Seite einer Aluminiumschiene auf einem Präzisionsrotationsmotor befestigt. Auf der anderen Seite werden verschiedene Ziele auf einem Präzisionslinearmotor platziert. Das Radar ist dabei  $13\text{ cm}$  über der Schiene montiert, um den Einfluss von Reflexionen an der Aluminiumschiene gering zu halten. Des Weiteren sind die Aluminiumschiene, der Linearmotor und der Hintergrund des Messszenarios mit absorbierendem Schaumstoff abgedeckt.

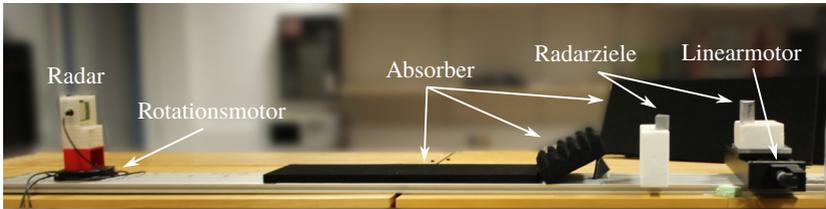
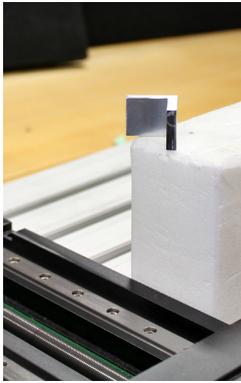


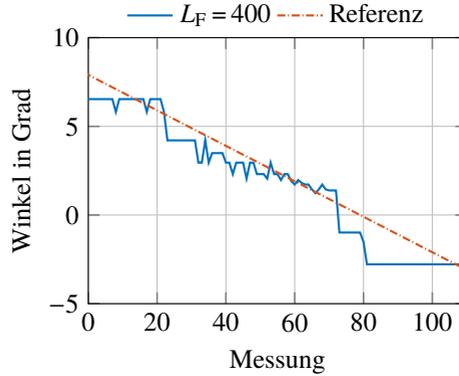
Abbildung 6.9: Für die Radarmessungen verwendeter Messaufbau.

Die Radarziele werden auf Schaumstoffblöcken platziert, die für das Radarsignal nahezu transparent sind, sodass entstehende Reflexionen eindeutig dem Ziel zugeordnet werden können.

Um den maximalen Ausleuchtbereich und die maximale Entfernungsaufösung zu erreichen, wird das Radar mit der gesamten zur Verfügung stehenden Bandbreite von 6,5 GHz betrieben. Die Abtastrate des Analog-Digitalwandlers ist 100 kHz. Mit der Puffergröße von 2000 Messpunkten ergibt sich eine Rampendauer von 20 ms, um die maximale Anzahl an Messpunkten aufnehmen zu können. Dadurch wird die Rauschunterdrückung bei der Berechnung der STFT maximiert, vor allem stehen aber auch mehr Punkte für die Einteilung des Gesamtsignals in Teilabschnitte der STFT zur Verfügung, wodurch eine bessere zeitliche Rasterung des Spektrogramms möglich wird. Für die Berechnung der Fourier-Transformationen der STFT werden die gefensterten Teilvektoren mit Nullen auf eine Länge von  $2^{12}$  verlängert (Zero-Padding), um eine genauere Frequenzablesung zu ermöglichen. Ein Zero-Padding auf deutlich längere Vektoren wäre für die Messgenauigkeit wünschenswert, lässt aber mit dem verwendeten Aufbau keine Echtzeitmessungen mehr zu. Für die Fensterung wird ein Hanningfenster der Länge 400 verwendet. Jedes Fenster überlappt um 50 % mit dem vorhergehenden Fenster. Dadurch verbessert sich die Abtastgenauigkeit im Zeitbereich und eine genauere Winkelbestimmung ist möglich. Gleichzeitig wird der Energiegehalt des Spektrogramms verfälscht, was bei der Bestimmung des Maximums jedoch nicht relevant ist.



(a)



(b)

Abbildung 6.10: (a) Foto des zur Bestimmung der Winkelgenauigkeit eingesetzten Ziels. (b) Mit dem Radar gemessener Winkel und Referenzwinkel des Stellmotors.

### 6.3.1 Messgenauigkeit

Zunächst werden mit einem Ziel die Winkel und die Abstandsgenauigkeit bestimmt. Für die Winkelgenauigkeit wird ein Ziel in fester Entfernung positioniert und das Radar mit dem Rotationsmotor gedreht. Dadurch wird eine konstante Entfernung erreicht. Als Ziel dient ein dihedraler Reflektor mit einer Kantenlänge von  $2\text{ cm} \times 2\text{ cm}$  (Abbildung 6.10a). Die Winkelposition wird bestimmt, indem das Maximum aus dem Spektrogramm ausgelesen wird. Das heißt eine genaue Winkelbestimmung ist nur dann möglich, wenn auf beiden Seiten des Maximums ein Messpunkt mit niedrigerer Empfangsleistung liegt. Im Randbereich (ab der halben Antennenkeulenbreite) können Ziele zwar noch erkannt werden, es ist aber nicht mehr möglich, dem Streuzentrum einen genauen Winkel zuzuordnen, da nicht bestimmt werden kann, ob die Leistung im Zentrum oder am Rand der Hauptkeule empfangen wurde. In Abbildung 6.10b ist das zu sehen. Im mittleren Bereich, in dem eine eindeutige Winkelbestimmung möglich ist, liegt die Winkelgenauigkeit bei  $\pm 2^\circ$ .

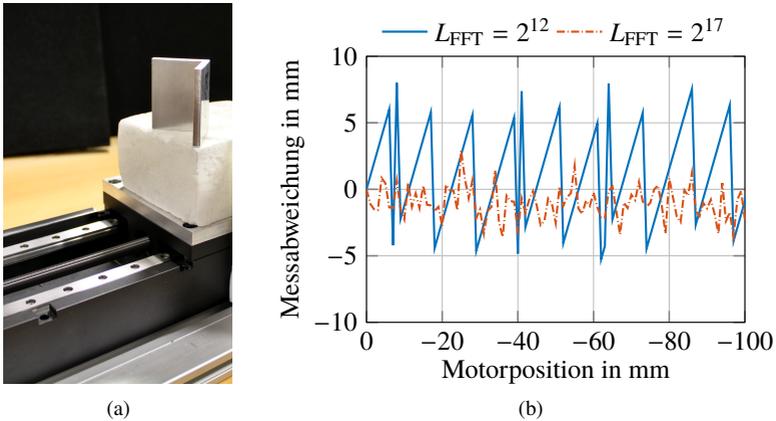


Abbildung 6.11: (a) Foto des zur Bestimmung der Abstandsgenauigkeit eingesetzten Ziels. (b) Messabweichung des mit dem Radar gemessenen Abstands bei unterschiedlich langem Zero-Padding.

Um die Abstandsgenauigkeit zu bestimmen, wird das Radar auf einer festen Winkelposition gehalten, sodass das Ziel mitten im Winkelmessbereich liegt. Ein dihedraler Reflektor mit einer Kantenlänge von  $35 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$  wird mit dem Linearmotor schrittweise näher an das Radar gefahren. Abbildung 6.11 zeigt die mit einer FFT<sup>7</sup>-Länge von  $L_{\text{FFT}} = 2^{12}$  Punkten erreichte Genauigkeit von  $\pm 9 \text{ mm}$ . Dies kann mit einem auf  $L_{\text{FFT}} = 2^{17}$  erhöhten Zero-Padding auf  $\pm 4 \text{ mm}$  verbessert werden. Auf Kosten der Winkelauflösung kann auch die Länge des Fensters erhöht werden. Die höchste Abstandsgenauigkeit lässt sich im Grenzfall erreichen, bei dem anstatt der STFT eine Fouriertransformation über den gesamten, ungefensterten Messvektor mit einem Zero-Padding von  $L_{\text{FFT}} = 2^{18}$  durchgeführt wird. Dann ist die Genauigkeit durch das vorhandene SNR beschränkt und die Abstandsgenauigkeit beträgt  $\pm 0,8 \text{ mm}$ . Allerdings dauert dann nicht nur die Berechnung lange, sondern es steht auch keinerlei Winkelinformation mehr zur Verfügung.

<sup>7</sup> Fast Fourier Transform

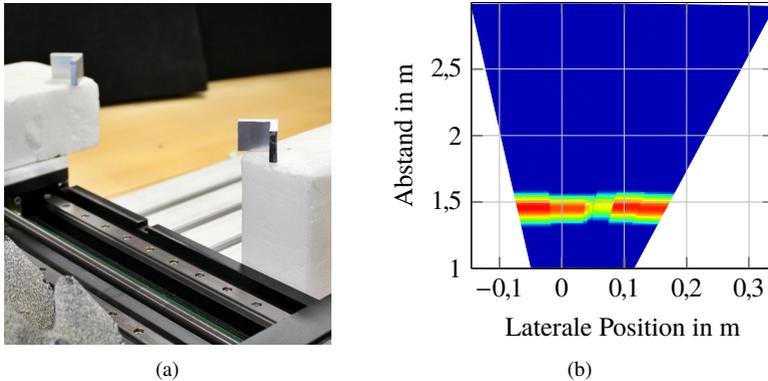


Abbildung 6.12: (a) Foto der zur Bestimmung der Winkelauflösung eingesetzten Ziele. (b) Radaraufnahme bei einer Winkeldifferenz von  $7^\circ$ , bei der die beiden Ziele gerade getrennt wahrgenommen werden können. Die Ergebnisse sind genauso skaliert wie in Abbildung 6.15.

### 6.3.2 Messauflösung

Um die Winkelauflösung zu bestimmen, werden zwei gleiche, dihedrale Winkelreflektoren mit einer Kantenlänge von 20 mm nebeneinander positioniert. Der erste befindet sich fix am positiven Rand des Messbereichs, während der zweite Schritt für Schritt quer zur Messrichtung vom ersten weggefahren wird. Abbildung 6.12b zeigt die Radaraufnahme, bei der die beiden Ziele gerade getrennt wahrgenommen werden können. Dies ist bei einer Winkeldifferenz von  $7^\circ$  der Fall und entspricht dem durch die Halbwertsbreite der Antenne erwarteten Wert. Da der Wert durch die Antennenkeule beschränkt ist, kann er nicht durch eine Verringerung der Fensterlänge bei der Berechnung der STFT verbessert werden. Sind die Ziele gleich groß und ungefähr gleich weit vom Radar entfernt, kann es zu niederfrequenten Schwabungen im Zeitbereich kommen, welche die Winkelgenauigkeit und die Winkelauflösung negativ beeinträchtigen [Sch13].

Die Messung der Abstandsauflösung verläuft ähnlich. Hier werden zwei dihedrale Winkelreflektoren mit einer Kantenlänge von  $35 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$  nebeneinander positioniert. Der erste ist wieder fix positioniert und der zweite wird

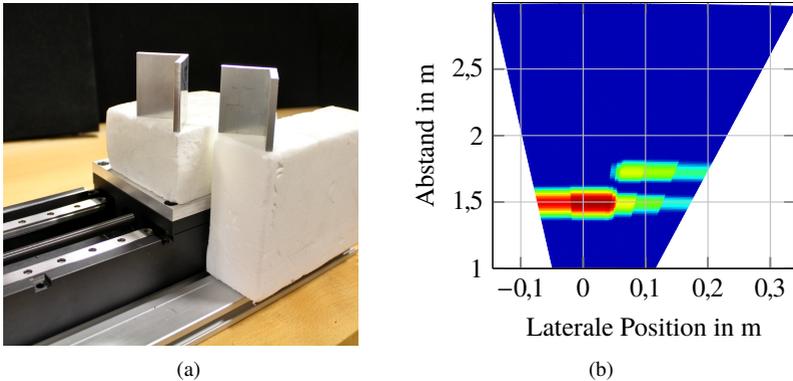


Abbildung 6.13: (a) Foto der zur Bestimmung der Abstandsauflösung eingesetzten Ziele. (b) Radaraufnahme bei einem Abstand von 110 mm, bei dem die beiden Ziele gerade getrennt wahrgenommen werden können. Die Ergebnisse sind genauso skaliert wie in Abbildung 6.15.

auf einem Linearmotor schrittweise näher zum Radar gefahrend. Im Echtzeitbetrieb mit einem Zero-Padding von  $L_{\text{FFT}} = 2^{12}$  ist eine zuverlässige Trennung der beiden Ziele ab einem Abstand von 110 mm möglich, wie in Abbildung 6.13b gezeigt. Sind beide Ziele nahe beieinander, so verschlechtert sich die Positionsgenauigkeit durch den Einfluss des zweiten Ziels. Dieser Effekt wird in [Sch13] genauer beschrieben. Wird die Fensterlänge vergrößert, so steigt die Entfernungsauflösung bis zum Grenzfall, bei dem der gesamte Messvektor für eine einzige Fourier-Transformation verwendet wird. In diesem Fall steigt die Auflösung auf 30 mm. Allerdings ist dann keine Aussage über den Winkel möglich.

Diese Untersuchungen zu Messgenauigkeit und Messauflösung zeigen anschaulich die Abhängigkeit zwischen Winkel- und Abstandsauflösung sowie die Möglichkeit der nachträglichen Einflussnahme durch die Parametrierung der Signalverarbeitung. Sie zeigen aber auch die vorgegebenen Grenzen durch die Wahl der Antenne.

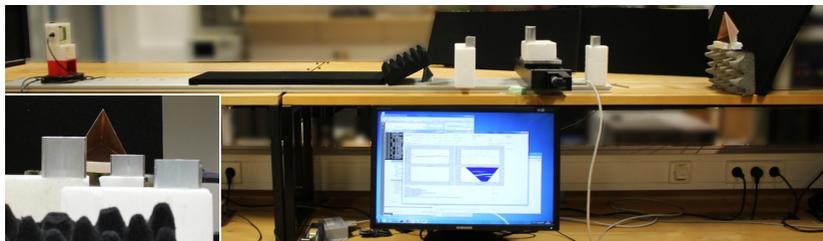


Abbildung 6.14: Seitliches und frontales Foto des Mehrzielszenarios mit vier Zielen.

### 6.3.3 Mehrzielszenario

Um die Fähigkeit zu demonstrieren, auch mehrere Ziele getrennt auflösen zu können, wird ein Vier-Ziel-Szenario vermessen. Abbildung 6.14 zeigt das Szenario aus zwei dihedralen Winkelreflektoren mit 30 mm langen Kanten, einem dihedralen Winkelreflektor mit 35 mm  $\times$  50 mm langen Kanten und einem trihedralen Winkelreflektor mit 75 mm langen Kanten. Alle vier Ziele sind in unterschiedlichen Entfernungen und Winkeln positioniert. In Abbildung 6.15 ist das Radarbild des Szenarios dargestellt. Alle vier Ziele lassen sich voneinander trennen und Winkel bzw. Entfernung jedes Ziels können einzeln abgelesen werden. Eine entfernungsabhängige Verstärkung, um gleich große Ziele unabhängig von der Entfernung mit der gleichen Amplitude darzustellen, ist nicht implementiert und wird durch unterschiedlich große Ziele kompensiert.

## 6.4 Schlussfolgerungen zum Anwendungsbeispiel

Die Eigenschaft von Leckwellenantennen, Signale verschiedener Frequenz in unterschiedliche Richtungen abzustrahlen, ermöglicht eine sehr einfache Radarstruktur zur gleichzeitigen Erfassung von Entfernungs- und Winkelinformationen. Ein konventionelles FMCW-Radar kann direkt an die Antenne angeschlossen werden; Änderungen sind nur an den Auswertalgorithmen nötig.

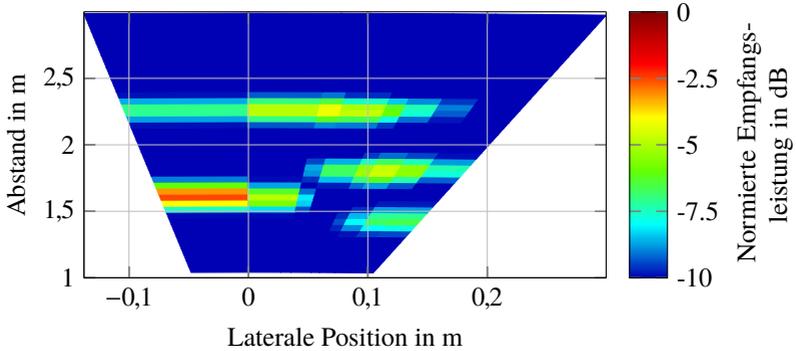


Abbildung 6.15: Radarbild des Mehrzielszenarios aus Abbildung 6.14.

Die Vorteile einer holografischen Leckwellenantenne mit einem Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger werden anhand eines solchen Radars gezeigt. Dazu wird eine holografische Antenne basierend auf der  $TM_0$ -Mode entworfen und mit einem kommerziell verfügbaren 122-GHz-FMCW-Radar-MMIC ein Radarprototyp aufgebaut. Durch die einlagige, planare Antenne mit durchgehender Rückseitenmetallisierung ist ein hoher Grad an Miniaturisierung und Integration möglich. Antenne und Radarschaltung können unabhängig voneinander entworfen werden, da die durchgehende Rückseitenmetallisierung eine hohe Isolation der Hochfrequenzsignale gewährleistet.

Messungen mit dem aufgebauten Radarprototypen bestätigen die Eignung der Antenne. Abhängig von der Parametrierung liegt die Entfernungsgenauigkeit bei  $\pm 1$  mm bis  $\pm 9$  mm und die Entfernungsauflösung bei 30 mm bis 110 mm. Winkel können mit einer Genauigkeit von  $\pm 2^\circ$  bestimmt werden; die Winkelauflösung beträgt  $7^\circ$  über einem Messbereich von  $9^\circ$ .

Im Rahmen der durch die Hardware vorgegebenen Grenzen, kann der Auswertalgorithmus im laufenden Betrieb so parametrierbar werden, dass entweder eine höhere Entfernungs- oder eine höhere Winkelauflösung erreicht wird.



## 7 Schlussfolgerungen

In dieser Arbeit wurden Oberflächenwellenerzeuger für den Einsatz in Millimeterwellen-Leckwellenantennen nach dem holografischen Prinzip untersucht und Konzepte zur Verbesserung ihrer Effizienz vorgestellt.

Aufgrund der Größe von diesen Leckwellenantennen ist es nicht sinnvoll, sie auf dem Halbleiter einer Hochfrequenzschaltung zu integrieren – es wird eine Hochfrequenzverbindung zwischen Schaltung und Antenne nötig. Daher wird zunächst gezeigt, dass auch im oberen mmW-Bereich eine Anbindung der Antenne an die Hochfrequenzschaltung mit Bonddrähten möglich ist. Anhand von Simulationen und Messungen an Bondverbindungen bei 240 GHz zeigt sich eine Verlängerung der Bonddrähte auf  $\lambda/2$  als besonders geeignet, um die Verbindungsverluste zu minimieren. Zudem ist eine solche Verbindung vorteilhaft, da damit ein seitlicher Versatz und ein Höhenversatz zwischen den Kontaktflächen der Bonddrähte ausgeglichen werden kann. Die Länge der Bonddrähte muss dazu auf wenige Prozent genau einstellbar sein und die Drähte müssen möglichst parallel gezogen werden. Ein Verguss der Bonddrähte mit Epoxidharz zu deren mechanischem Schutz ist möglich, erhöht die Bandbreite der Verbindung, aber auch die Verluste.

Der Aufwand, Bonddrähte zu ziehen, und die damit verbundenen Verluste können ganz vermieden werden, wenn das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept einer hybriden holografischen Antenne mit einem On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger und einem Off-Chip-Hologramm eingesetzt wird. Wenn der On-Chip-Oberflächenwellenerzeuger auf dem Halbleitersubstrat des Senders integriert wird und von dort eine Off-Chip-Oberflächenwelle erzeugt, ist keine Hochfrequenzverbindung mehr nötig. Es resultiert ein planarer Aufbau, bei dem

nur eine moderate Chipfläche benötigt wird und dennoch ein hoher Antennengewinn erzielt werden kann. Im Laufe dieser Arbeit wurden sowohl eine hybride Antenne als auch eine konventionelle Antenne basierend auf einer  $TE_0$ -Mode mit einer Mittenfrequenz von 240 GHz entworfen und aufgebaut. Der messtechnische Vergleich bestätigt, dass die Eigenschaften der konventionellen Antenne von dem hybriden Konzept in vielen Bereichen übertroffen werden.

Für die Erhöhung der Integrationsdichte sind holografische Antennen basierend auf der  $TM_0$ -Mode besonders interessant, da diese auch auf Substraten mit rückseitiger Metallisierung ausbreitungsfähig ist. Damit kann eine Abschirmung der hinter der Antenne befindlichen Hardware erreicht werden. Allerdings sind derzeit Schlitzantennen in der Massefläche Stand der Technik für die Erzeugung von  $TM_0$ -Oberflächenwellen. Durch die Schlitzantenne wird die durchgängige Metallisierung aufgetrennt und Teile des Hochfrequenzsignals werden auch nach hinten abgestrahlt bzw. gestreut. Mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger kann dieser Nachteil vermieden und eine hohe Isolation zur Rückseite erreicht werden. Der Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger regt die Oberflächenwelle zudem effizienter an, was sich durch einen höheren Gewinn der Antenne zeigt. Er hat gegenüber Schlitzstrahlern geringere Anforderungen an die minimal herstellbare Strukturgröße, was den Einsatz bei hohen mmW-Frequenzen erleichtert. Für eine Mittenfrequenz von 120 GHz wurde eine konventionelle Antenne mit Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeuger und eine mit dem neu vorgestellten Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger entworfen und aufgebaut. Der Vergleich der Messergebnisse bestätigt die bessere Abstrahlung der Antenne mit Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger.

Mit dem Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeuger und einem kommerziell verfügbaren 122-GHz-FMCW-Radar-MMIC wurde ein Radarprototyp aufgebaut und die positiven Eigenschaften des Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers demonstriert. Die durchgängige Rückseitenmetallisierung ermöglicht die Herstellung der Antenne auf einer Mehrlagenplatine, auf deren Rückseite Teile der Basisbandschaltung platziert werden können. Mit dem Radar wurden verschiedene Testszenarien vermessen und damit dessen Funktion verifiziert.

Durch diese Arbeit stehen somit für die  $TE_0$ -Mode und die  $TM_0$ -Mode neuartige Konzepte zur Verfügung, welche die bisherigen Möglichkeiten der Oberflächenwellenerzeugung erweitern und gegenüber dem bisherigen Stand der Technik Vorteile hinsichtlich der Systemintegration aufweisen.



# A Anhang

## A.1 Lagenaufbau des verwendeten Fraunhofer-IAF-Halbleiterprozesses

Es stehen zwei Metalllagen zur Verfügung: Gold1 mit einer Dicke von  $0,3\ \mu\text{m}$  und Gold2 mit einer Dicke von  $2,7\ \mu\text{m}$ . Diese sind durch eine  $0,35\ \mu\text{m}$  dicke Schicht BCB<sup>1</sup> mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 2,65$  vom GaAs getrennt, welches wiederum eine Permittivität von  $\epsilon_r = 12,9$  besitzt. In den Bereichen ohne Gold2 ist auf dem BCB eine  $0,25\ \mu\text{m}$  dicke Schicht SiN<sup>2</sup> mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 6,35$  aufgebracht. Zusätzlich besteht die Möglichkeit in der oberen Metalllage Luftbrücken mit einem Abstand von  $1,85\ \mu\text{m}$  zur unteren Metalllage zu verwenden.

## A.2 Simulationsumgebung

Zur Simulation der Strukturen wird die 3D-EM-Simulationsumgebung von CST<sup>3</sup> verwendet. Es wird der Frequenzbereichsalgorithmus verwendet, der auf der Lösung der Maxwell-Gleichungen im Frequenzbereich beruht. Die Diskretisierung des Simulationsmodells wird bei der maximalen Frequenz

---

<sup>1</sup> Benzocyclobuten

<sup>2</sup> Siliziumnitrid

<sup>3</sup> Computer Simulation Technology

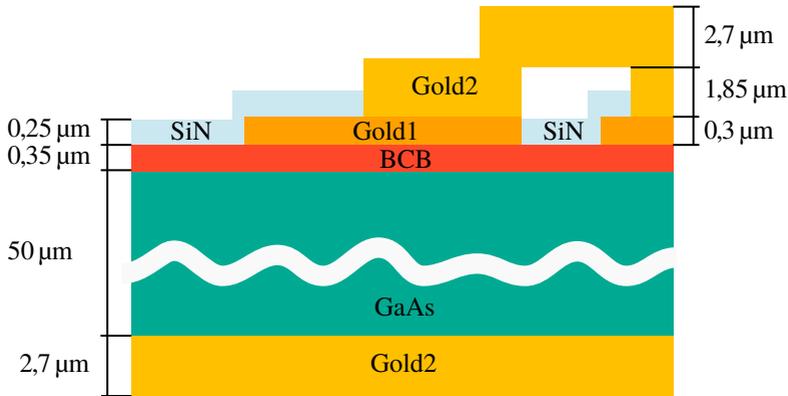


Abbildung A.1: Lagenaufbau des verwendeten Fraunhofer IAF Halbleiterprozesses.

des simulierten Frequenzbereichs iterativ verbessert, bis der Absolutwert der komplexen Differenz zweier aufeinanderfolgender S-Parameter-Ergebnisse unterhalb von 0,02 liegt.

Zur Simulation von Strukturen ohne Messspitze werden Hohlleiterports direkt an der anzuregenden Struktur eingesetzt. Sie werden zweidimensional definiert und regen die Simulation mit einer Mode entsprechend den Randbedingungen innerhalb ihres Definitionsbereichs an. Signale, die durch Transmission oder Reflexion wieder am Port eintreffen, werden, wenn sie der anregenden Mode entsprechen, in die S-Parameter-Berechnung einbezogen. Signale mit einer anderen Feldverteilung werden lediglich absorbiert.

Die Anregung von CPW-Leitungsumgebungen mit einem Hohlleiterport ist dann sinnvoll, wenn zu erwarten ist, dass sich auf der Leitung eine reine Mode ausbreitet. Insbesondere bei den Kontaktflächen zur Kontaktierung mit Messspitzen oder Bonddrähten ist dies nicht gegeben, da durch den Übergang von einer Ausbreitung auf der CPW-Leitung zur Ausbreitung im Bonddraht oder der Messspitze Streufelder entstehen, die lokal höhere Moden anregen und dadurch das Mess- bzw. Simulationsergebnis beeinflussen. Die Messspitze sollte daher in der Simulation berücksichtigt werden.

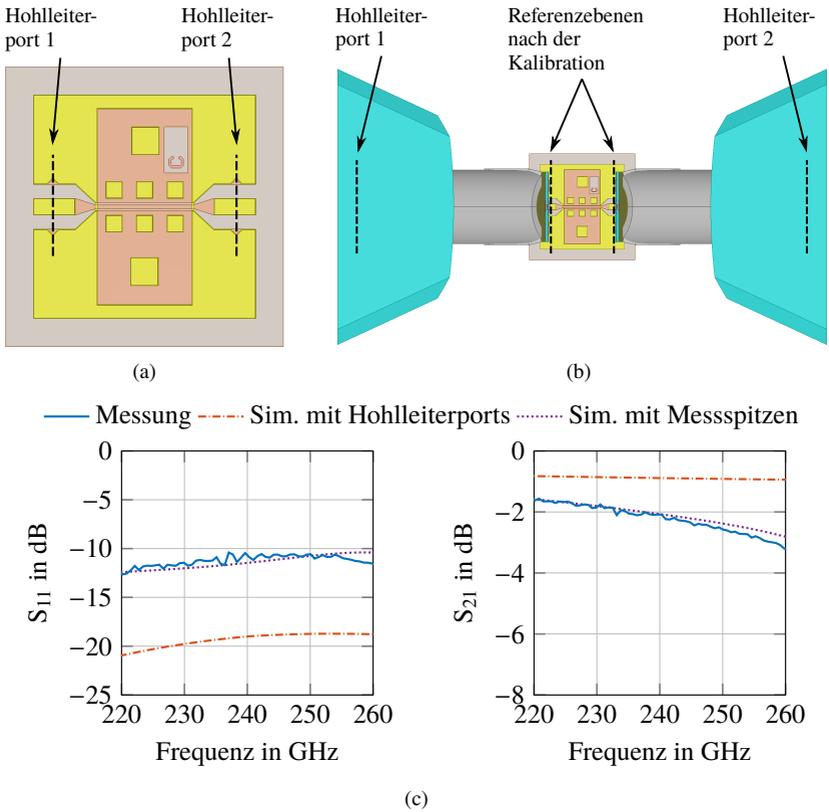


Abbildung A.2: (a) Simulationsmodell des Leitungschips mit Hohlleiterports. (b) Simulationsmodell des Leitungschips mit Messspitzen. (c) Vergleich zwischen den Messergebnissen, den Simulationsergebnissen mit Hohlleiterports und den Simulationsergebnissen mit kalibrierten Messspitzenmodellen.

Da die Messspitzen aber im mmW-Bereich um mehrere Größenordnungen größer sind als die zu simulierenden Strukturen, ist eine solche Simulation praktisch nicht möglich oder zumindest nicht sinnvoll, da die Berechnung selbst mit aktuellster Hardware zu lange dauern würde. In [9] wird eine Methode vorgeschlagen, um dennoch eine möglichst realitätsnahe Simulation zu ermöglichen: Es wird nicht die gesamte Messspitze simuliert, sondern nur der Teil, der sich im Einflussbereich der parasitären Streufelder befindet. Das Ende des Messspitzenmodells liegt im Bereich ihres Koaxialkabels. Hier kann mit einem Hohlleiterport eine reine Koaxialmode angeregt werden, ohne dass es zu unerwünschten Streufeldern kommt. Da die Referenzebene der Simulation durch den Hohlleiterport definiert ist und diese mitten im Koaxialkabel der Messspitze liegt, ergibt sich das Problem, dass die Referenzebenen zwischen Messung und Simulation nicht übereinstimmen und somit kein sinnvoller Vergleich möglich ist. Das wird dadurch gelöst, dass auch mit den simulierten Messspitzen eine Kalibration durchgeführt wird, um die Referenzebene auf die Kontakte der Messspitze zu legen. Um dies zu erreichen, werden mit den verkleinerten Messspitzen Simulationen auf Kalibrationsstandards durchgeführt, mit deren Ergebnissen die Fehlerterme einer TRL<sup>4</sup>-Kalibration [EH79] berechnet werden können. Werden diese Fehlerterme auf die Simulationsergebnisse angewandt, so kann die Referenzebene an dieselbe Stelle verschoben werden wie später bei der Messung, bei der dieselbe Kalibration mit gemessene Kalibrationsstandards berechnet wird. Dadurch können deutlich realistischere S-Parameter berechnet werden, wie in Abbildung A.2 gezeigt.

---

<sup>4</sup>Through-Reflect-Line

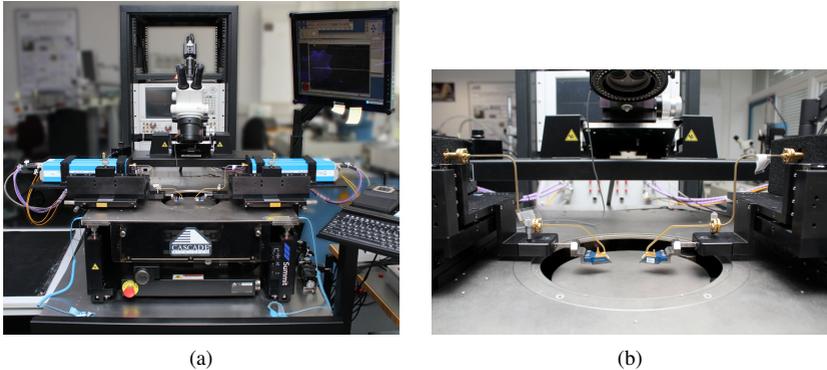


Abbildung A.3: (a) Für die S-Parameter-Messungen verwendeter Messaufbau. Hier für 220 GHz bis 325 GHz. (b) Nahaufnahme der Messspitzen und Hohlleiterverbindungsstücke.

### A.3 Messspitzenbasierter Netzwerkanalysatormessplatz

Die S-Parameter-Messungen werden auf einer Summit-12000-Probestation von Cascade Microtech durchgeführt (Abbildung A.3). Diese ist mit einem PNA-X-Netzwerkanalysator N5247A mit N5262A-Millimeterwellenmodultreiber von Keysight und V06VNA2-T/R-A-Millimeterwellenmodulen von Oleson Microwave Labs im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz und V03VNA2-T/R-A-Millimeterwellenmodulen im Frequenzbereich von 220 GHz bis 325 GHz ausgestattet. Es werden 170-GSG-100-BT-M- und I325-T-GSG-100-BT-Infinity-Messspitzen von Cascade Microtech mit einem Kontaktabstand von  $100\ \mu\text{m}$  verwendet, die auf den dazugehörigen 138-357-Kalibrationssubstraten kalibriert werden. Als Algorithmus wird die LRRM-Kalibration verwendet [Hay06, DJS90]. Die Fehlerterme werden mit der Software WinCal von Cascade Microtech berechnet, anschließend in den Netzwerkanalysator geladen und von diesem auf die Messungen angewendet.

## **A.4 Abschätzung der Verluste von Polytec TC 430-T zwischen 220 GHz und 325 GHz**

Das Bornitrit gefüllte Epoxidharz Polytec TC 430-T ist ein thermisch leitender und elektrisch isolierender Kleber. Seine relative Permittivität und sein  $\tan(\delta)$  sind zwischen 110 GHz und 170 GHz vermessen und liegen bei  $\epsilon_r = 3,2$  und  $\tan(\delta) \leq 0,025$  [GWB<sup>+</sup>18]. Für höhere Frequenzen, insbesondere für den verwendeten Frequenzbereich von 220 GHz bis 325 GHz, wurden in der Literatur keine Werte gefunden. Aufgrund des im Mittel weitgehend konstanten Verlaufs zwischen 110 GHz und 170 GHz, ist für den Bereich von 220 GHz bis 325 GHz nicht von einer starken Änderung auszugehen. Daher wurde von einer genauen Charakterisierung abgesehen. Um eine Abschätzung treffen zu können, ob diese Annahme stimmt, wird ein 15 mm langes WR-3 Hohlleiterstück mit Polytec TC 430-T gefüllt, ausgehärtet und vermessen (Abbildung A.4a). Um Luftblasen im Kleber ausschließen zu können, werden diese aus dem noch flüssigen Kleber in einer Vakuumkammer ausgetrieben. An den Hohlleiteranschlüssen wird der überstehende Kleber plan geschliffen, damit ein definierter flacher Übergang entsteht und der Hohlleiter auch mit Kleberfüllung zuverlässig an die Millimeterwellenmodule angeschlossen werden kann. Das Messergebnis ist in Abbildung A.4b gemeinsam mit dem Simulationsergebnis abgebildet. Der Vergleich der Ergebnisse legt nahe, dass die Annahme einer Permittivität von  $\epsilon_r = 3,2$  und Verlusten von  $0,025 \leq \tan(\delta) \leq 0,03$  im Frequenzbereich von 220 GHz bis 325 GHz gerechtfertigt ist und sich Polytec TC 430-T auch in diesem Frequenzbereich als Kleber eignet.

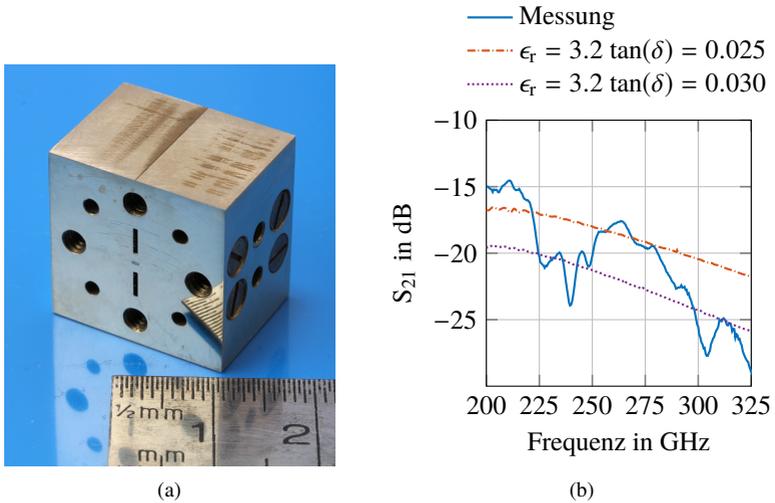


Abbildung A.4: (a) Foto des mit Polytec TC 430-T gefüllten 15 mm langen WR-3 Hohlleiters und (b) dessen gemessene und simulierte Transmissionsparameter.

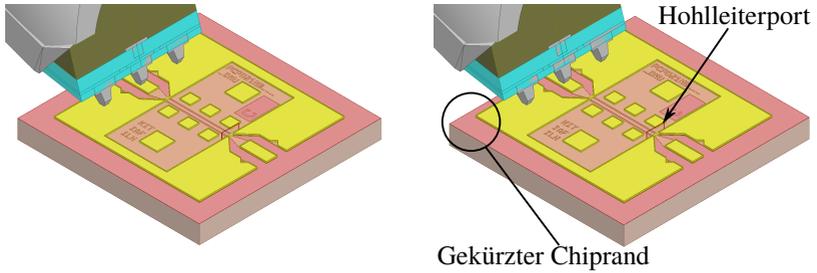
## A.5 Simulative Abschätzung der Bondverbindungsverluste

Wären alle Referenzebenen gleich und im Bereich einer reinen Mode, so könnte der Einfluss der Leitungschips anhand der Einzelmessung einfach herausgerechnet werden. Aufgrund der verwendeten Kontaktflächen ist dies nicht der Fall. Unterhalb der Kontaktflächen befindet sich ein Bereich ohne Durchkontaktierungen, der so groß ist, dass sich bei ca. 300 GHz eine Resonanz ausbildet. Der Einfluss dieser Resonanz wird ab 260 GHz so stark, dass keine sinnvollen Aussagen mehr über die Struktur hinter der Kontaktfläche (im vorliegenden Fall die Leitung und die Bonddrähte) getroffen werden kann. Wird die Simulation mit Hohlleiterports in den Kontaktflächen angeregt, so wird eine Resonanz unter der Kontaktfläche unterdrückt, da das Resonanzvolumen durch den Hohlleiterport verkleinert wird bzw. am Leitungschip reflektierte Signale vom Hohlleiterport absorbiert werden und somit keine Resonanz aufschwingen

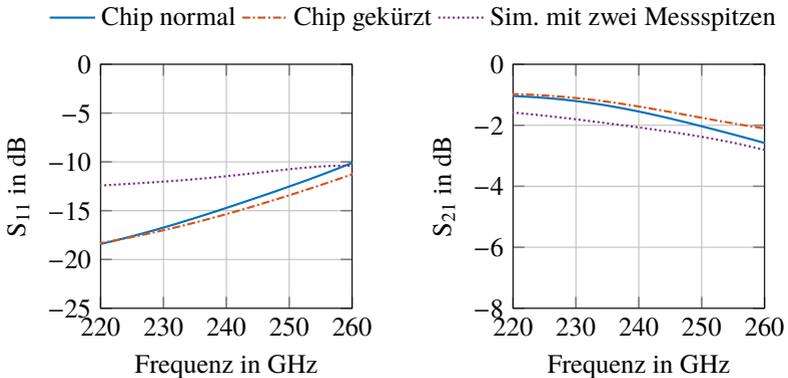
kann (vgl. Simulation in Abbildung A.2). Wird der Leitungschip mit einer Messspitze oder einem Bonddraht kontaktiert, so kann unter der Kontaktfläche eine Resonanz aufschwingen. Das Resonanzvolumen ist auf einer Seite durch den Chiprand begrenzt. Durch diese dielektrische Grenzfläche entstehen Streufelder, die je nach Kontaktierung mit Messspitze oder Bonddrähten unterschiedlich beeinflusst werden, wodurch sich wiederum die Eigenschaften der Resonanz ändern. Zudem ist die Resonanz stark abhängig von den Abmessungen des Chips, da diese direkt das Resonanzvolumen beeinflussen. Dieser Effekt wird in [2] im Detail untersucht.

Aufgrund dieses Resonanzeffekts und der daraus entstehenden undefinierten Referenzebenen ergeben sich bei der rechnerischen Kompensation der Leitungschips negative Verluste für die Bonddrähte, was keine sinnvolle Aussage über die Bonddrahtverluste zulässt. Um dennoch zumindest anhand von Simulationen eine Abschätzung der Bonddrahtverluste treffen zu können, wird ein Leitungschip auf der einen Seite mit einer Messspitze und auf der anderen Seite mit einem Hohlleiterport angeregt. Der Hohlleiterport ist dabei direkt hinter der Kontaktfläche positioniert (Abbildung A.5a). Durch die Simulation werden alle Verluste an der ersten Kontaktfläche und in der Leitung erfasst; die Referenzebene liegt aber dennoch innerhalb der CPW-Leitung und damit in einem Bereich mit einer definierten Ausbreitung und außerhalb des Resonanzvolumens.

Diese Simulationsergebnisse können genutzt werden, um die unkalibrierten Simulationsergebnisse der unterschiedlichen Bondverbindungen auf die Referenzebene des Hohlleiterports zu kalibrieren. Dadurch wird ein Großteil der nicht durch die Bondverbindung verursachten Verluste herausgerechnet und es resultiert eine Abschätzung der tatsächlichen Bonddrahtverluste. Da die Chipgröße einen großen Einfluss auf die Eigenschaften der Kontaktfläche hat, werden zwei Modelle berechnet: Ein Chip mit erwartetem GaAs-Überstand hinter der Kontaktfläche wie in Abbildung A.5a und ein Chip mit einem um  $30\ \mu\text{m}$  gekürzten GaAs-Überstand wie in Abbildung A.5b. Die Simulationsergebnisse beider Simulationen sind in Abbildung A.5c im Vergleich zu der Simulation des ungekürzten Leitungschips mit Messspitzen an beiden Ports gezeigt.



- (a) Simulationsmodell mit einer Messspitze auf den Kontaktflächen einer Seite des Leitungschips und einem Hohlleiterport am Ende der CPW-Leitung.
- (b) Wie (a), jedoch mit gekürztem Chiprand, um den Abbrand, der an manchen der hergestellten Chips beim Laserzuschnitt entstanden ist, zu berücksichtigen.



- (c) Simulationsergebnisse der Modelle aus (a) und (b) sowie des mit zwei Messspitzen kontaktierten Leitungschips. Die Messspitzen sind bei allen drei Simulationen herauskalibriert.

Abbildung A.5

Bei allen drei Simulationen sind die Messspitzen herauskalibriert. Die Verluste der Simulationen mit nur einer Messspitze sind wie erwartet niedriger als die Verluste des gesamten Leitungschips. Der Einfluss der Chipgröße zeigt sich an einem bis zu 0,5 dB großen Unterschied zwischen den Verlusten der ungekürzten und der gekürzten Variante. Daher werden die Simulationsergebnisse der angepassten Modelle (Abbildung 3.15) für die Abschätzung der Bonddrahtverluste jeweils mit der entsprechenden Variante kalibriert: Ist an den Kontaktflächen der

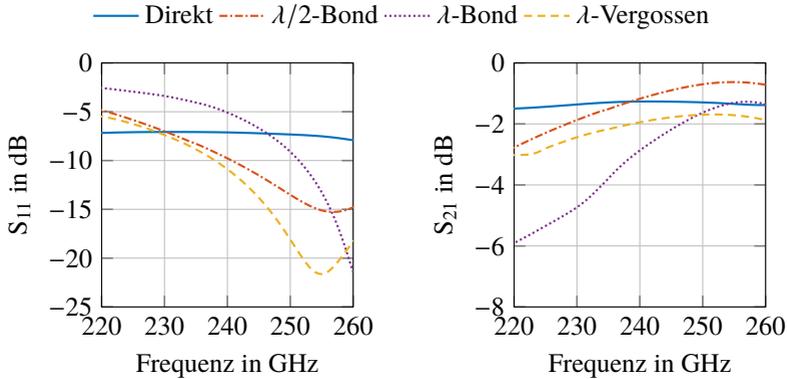


Abbildung A.6: Mit den Simulationsergebnissen der Modelle aus Abbildung A.5 kalibrierte Simulationsergebnisse der Modelle aus Abbildung 3.15 zur Abschätzung der Bonddrahtverluste.

Messspitze ein normaler Rand, werden die Simulationsergebnisse des Modells aus Abbildung A.5a verwendet, bei einem verkürzten Rand die des Modells aus Abbildung A.5b.

Die so kalibrierten Simulationsergebnisse sind in Abbildung A.6 dargestellt. Da nur der Einfluss einer Kontaktfläche ausgeglichen wurde, liegt die Mittenfrequenz für alle Varianten nun bei 255 GHz und ist damit um ca. 15 GHz nach oben verschoben. Die Transmissionsdämpfung der direkten Verbindung ist weiterhin sehr breitbandig und erfährt die deutlichste Verbesserung mit 1,3 GHz bis 1,5 GHz. Die Anpassung ist mit  $-7$  dB zwar größtenteils besser, erreicht aber nicht den angestrebten Wert von mindestens  $-10$  dB. Die Anpassung der verlängerten Verbindungen bleibt abgesehen von der Frequenzverschiebung näherungsweise gleich. Die Transmissionsverluste der  $\lambda/2$ -Verbindung mit minimal 0,7 dB sind weiterhin die niedrigsten. Die  $\lambda$ -Verbindung erreicht wie auch die direkte Verbindung minimal 1,3 dB, die vergossenen  $\lambda$ -Verbindung minimal 1,7 dB.

## A.6 Abmessungen der vorgestellten Strukturen

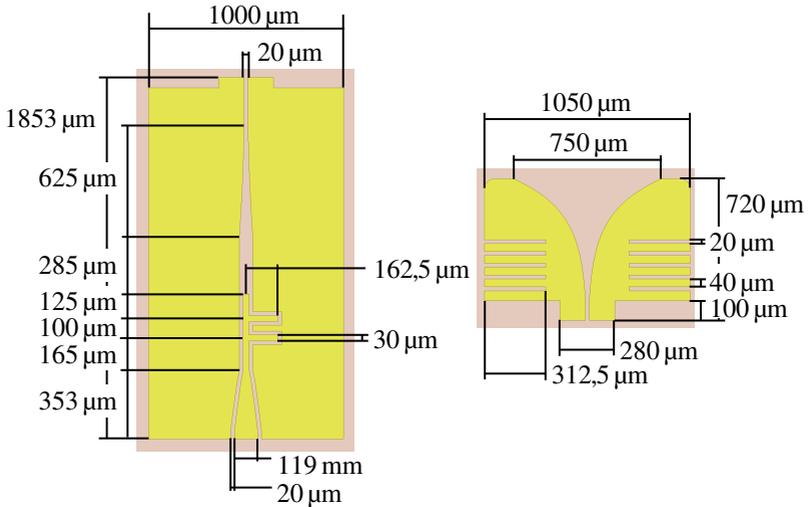


Abbildung A.7: Abmessungen des Symmetrierglieds und des Vivaldi-Oberflächenwellenerzeugers. Abgesehen von den Korngationen unterscheiden sich die Abmessungen des Oberflächenwellenerzeugers mit und ohne Korngationen nicht.

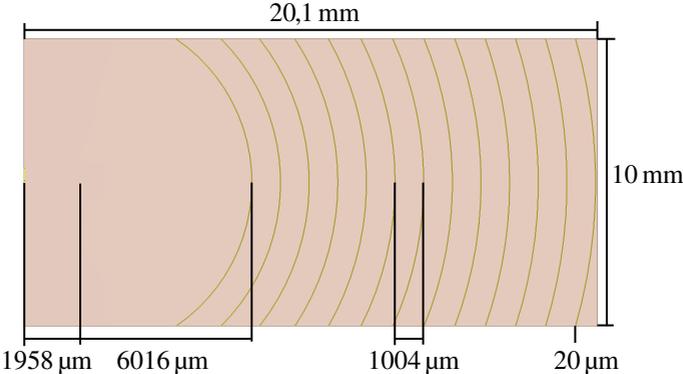


Abbildung A.8: Abmessungen des Hologramms für die beiden TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger.

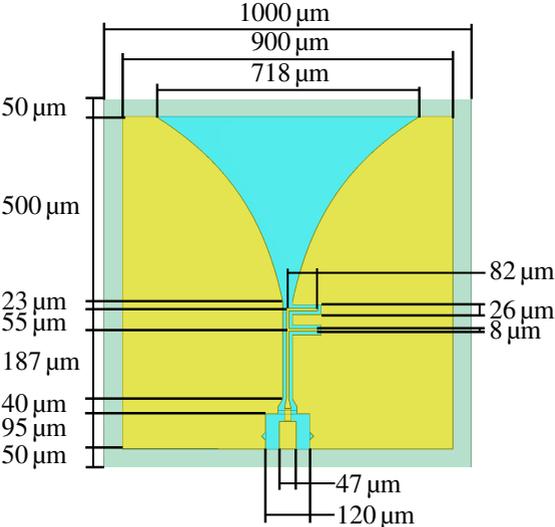


Abbildung A.9: Abmessungen des On-Chip-Oberflächenwellenerzeugers auf GaAs.

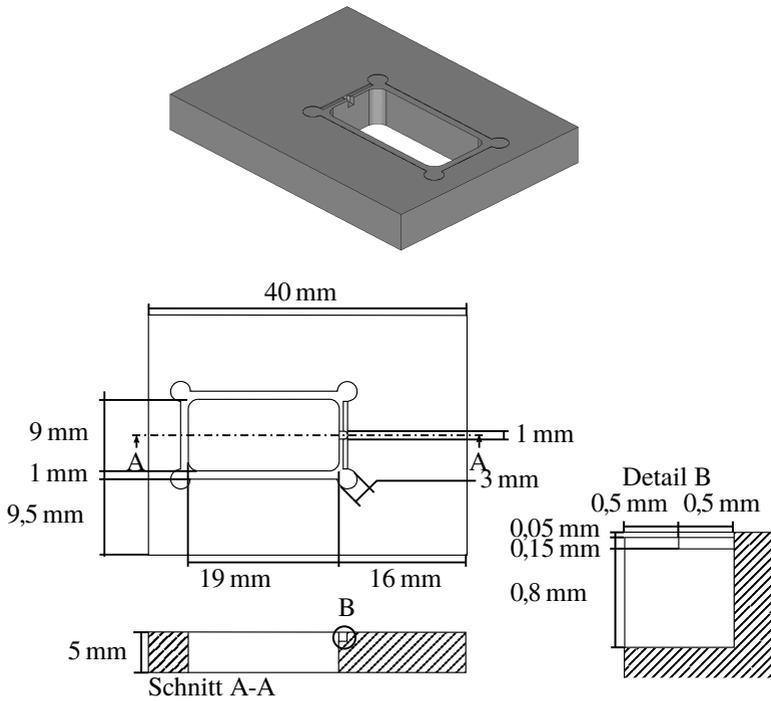


Abbildung A.10: Abmessungen des Rahmens zur Montage der 240-GHz-Antennen.

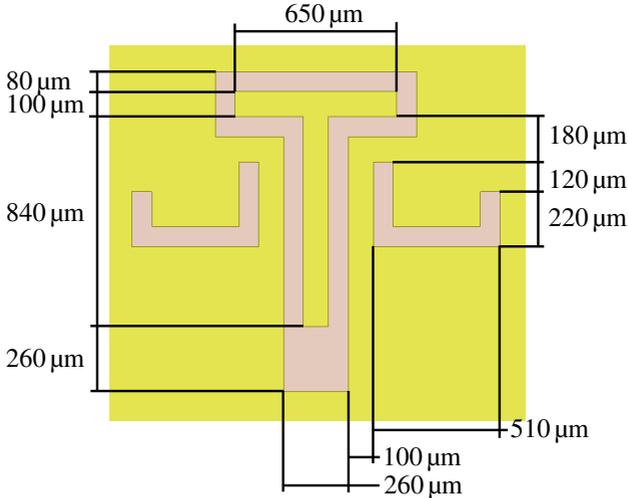


Abbildung A.11: Abmessungen des Schlitzleitungs-Oberflächenwellenerzeugers.

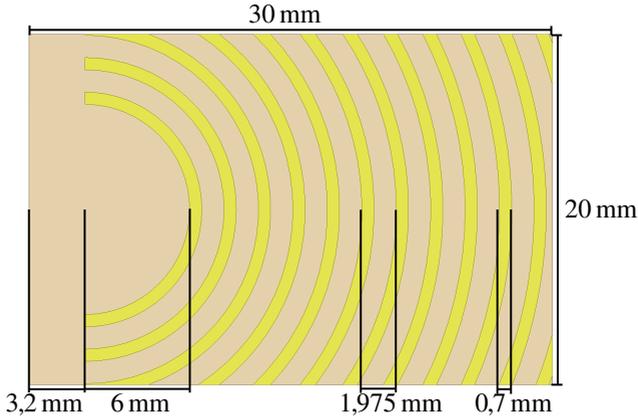


Abbildung A.12: Abmessungen des Hologramms für die beiden  $\text{TM}_0$ -Oberflächenwellenerzeuger.

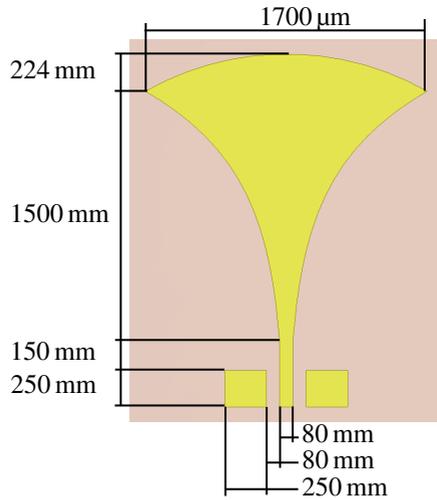


Abbildung A.13: Abmessungen des Mikrostreifen-Oberflächenwellenerzeugers.

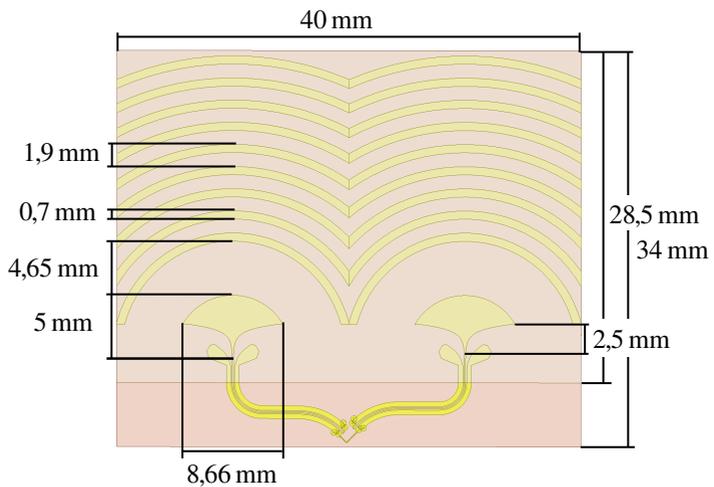
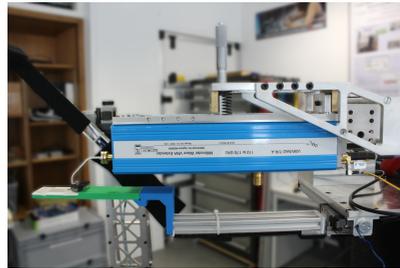


Abbildung A.14: Abmessungen der Radarantenne. Sende- und Empfangsantenne sind identisch.



(a)



(b)

Abbildung A.15: (a) Für die Antennenmessungen verwendeter messspitzenbasierter Antennenmessplatz. Hier für 110 GHz bis 170 GHz. (b) Nahaufnahme des Millimeterwellenmoduls mit der Messspitze und der Antennenhalterung.

## A.7 Messspitzenbasierter Antennenmessplatz

Die Vermessung der Antennen wird auf dem institutseigenen messspitzenbasierten Antennenmessplatz durchgeführt [GBD<sup>+</sup> 13, BAZ09]. Während der elektrische Aufbau der gleiche ist, wird im Vergleich zu den Referenzen ein etwas modifizierter mechanischer Aufbau verwendet, wie er in Abbildung A.15 zu sehen ist. Die Empfangsantenne ist an einem kürzeren Messarm mit einer Länge von 40 cm montiert, was bei den hohen mmW-Frequenzen ausreicht, um im Fernfeld zu messen, aber eine verbesserte Dynamik ermöglicht. Des Weiteren ist das Millimeterwellenmodul nun hängend montiert, was zum einen eine bessere Planarisierung der Messspitze und somit einen zuverlässigeren Kontakt zur Antenne ermöglicht und zum anderen den Verzicht auf eine Hohlleiterverlängerung, was die Dynamik erhöht.

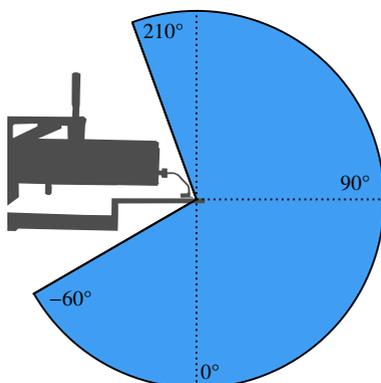


Abbildung A.16: Messbereich des messspitzenbasierten Antennenmessplatzes in der  $x/z$ -Ebene.

Die Hohlleiterverlängerung dient bei wenig gerichteten Antennen dazu, das Millimeterwellenmodul weit von der Antenne entfernt zu montieren, um einen Einfluss auf das Richtdiagramm zu vermeiden. Bei den vermessenen Antennen mit hohem Gewinn und damit starker Richtwirkung ist der Einfluss des Millimeterwellenmoduls auf das Richtdiagramm jedoch auch ohne Hohlleiterverlängerung gering. Der Messbereich ist aufgrund des Millimeterwellenmoduls und der Kontaktierung mit der Messspitze in der  $x/z$ -Ebene eingeschränkt auf  $-60^\circ$  bis  $210^\circ$  (siehe Abbildung A.16).

## A.8 Aufbau der $TE_0$ -Antenne vor einem Reflektor

Die Abstrahlung mit zwei Hauptstrahlrichtungen ist oft nicht erwünscht, bei der Verwendung von holografischen Antennen mit  $TE_0$ -Mode jedoch zunächst nicht vermeidbar. Eine Möglichkeit, dennoch eine unidirektionale Abstrahlung zu erreichen, ist die Verwendung eines Reflektors [Rus14]. Um mit einem metallischen Reflektor eine phasenrichtige Überlagerung des direkten und des reflektierten Signals zu erreichen, muss der Reflektor in einem Abstand von  $\lambda/4 + n\lambda/2$  mit  $n = 0, 1, \dots$  angebracht werden. Typischerweise wird

dabei die kürzeste Entfernung von  $\lambda/4$  gewählt, da dies den Bauraum der Antenne minimiert und die Bandbreite maximiert. In Simulationen zeigt sich jedoch, dass ein so nahe an der Antenne angebrachter Reflektor die Ausbreitung der Oberflächenwelle stark beeinflusst. Es breitet sich dann keine reine  $TE_0$ -Mode mehr aus, sondern eine Hybridmode aus TE- und TM-Moden. Bei der nächstgrößeren Entfernung von  $3\lambda/4$  tritt dieser Effekt nicht mehr auf und eine unidirektionale Abstrahlung wird erreicht. Die Schwenkeigenschaften gleichen denen der Antenne ohne Reflektor. Um den Reflektor zu realisieren, wird genauso verfahren wie beim Aufbau in einem Rahmen, dementsprechend gelten auch die in Anhang A.6 angegebenen Maße. Allerdings wird hier anstatt eines Lochs nur eine Vertiefung mit einer Tiefe von  $800\ \mu\text{m}$  zur Unterkante der Antenne gefräst. Abbildung A.17 zeigt zwei Reflektoren, einmal ohne und einmal mit der montierten Antenne. Auch hier wird für die Fixierung während der Messung an den Ecken und der Stirnseite der Antenne Klebeband verwendet.

Abbildung A.18 zeigt, dass das Ziel einer unidirektionalen Abstrahlung erreicht wird und nur in den Winkelbereich oberhalb des Reflektors abgestrahlt wird. Die Schwenkeigenschaften werden durch die Verwendung des Reflektors nicht verändert, was in Abbildung A.19a deutlich wird. Der Gewinn der Hauptkeule kann über den gesamten gewünschten Frequenzbereich bis 260 GHz im Mittel um 3 dB gesteigert werden. Es fällt auf, dass aufgrund der Frequenzabhängigkeit der konstruktiven Überlagerung von direkter und reflektierter Abstrahlung oberhalb des Stoppbandes keine Steigerung des Gewinns möglich ist, sondern im Gegenteil eine Absenkung eintritt. Die Anpassung verschlechtert sich etwas, hat aber weiterhin den überwiegend gleichen Verlauf (Abbildung A.19c). Somit ist gezeigt, dass mit diesem Aufbau eine unidirektionale Abstrahlung der Leckwellenantenne auf Basis der  $TE_0$ -Mode möglich ist und die Schwenkeigenschaften nicht beeinflusst werden.

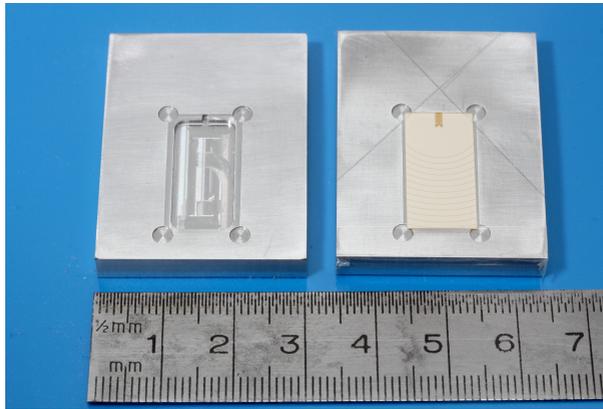


Abbildung A.17: Foto eines Reflektors ohne Antenne und eines Reflektors mit angeklebter Antenne.

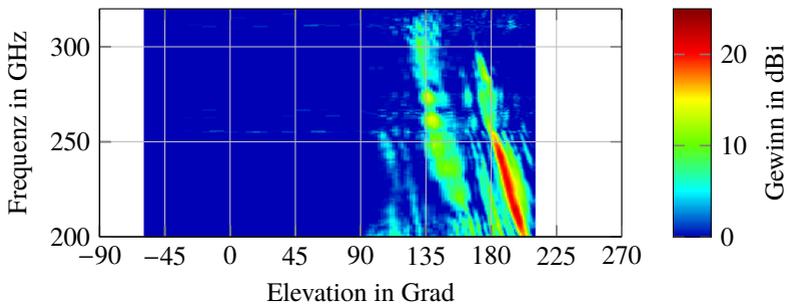
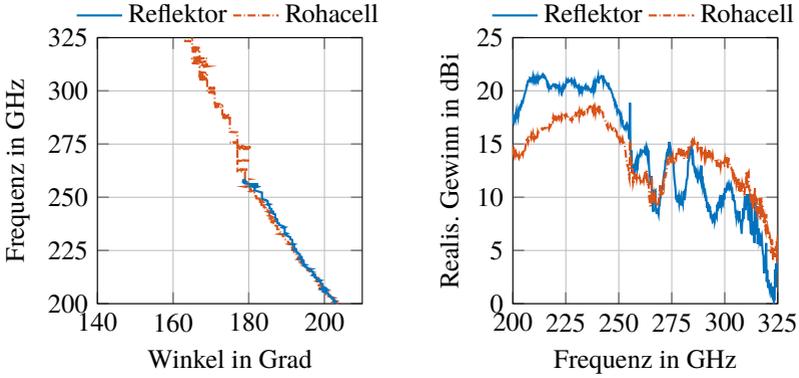
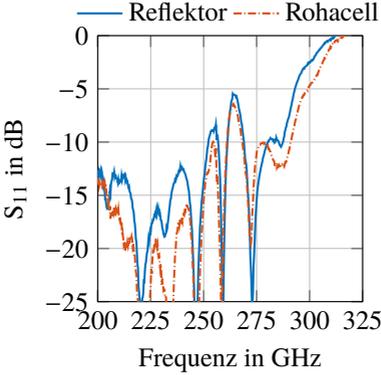


Abbildung A.18: Gemessener realisierter Gewinn der Antenne vor einem Reflektor in der  $x/z$ -Ebene über der Frequenz dargestellt.



(a) Gemessener Abstrahlwinkel der Hauptkeule der Antenne vor einem Reflektor und der Antenne auf Rohacell. (b) Gemessener realisierter Gewinn der Hauptkeule der Antenne vor einem Reflektor und der Antenne auf Rohacell.



(c) Gemessene Anpassung der Antenne vor einem Reflektor und der Antenne auf Rohacell.

Abbildung A.19: Messergebnisse der Antenne mit Off-Chip- $TE_0$ -Oberflächenwellenerzeuger vor einem Reflektor im Vergleich zu den Messwerten der Antenne auf Rohacell.

## A.9 Aufbau der $TE_0$ -Antenne in einem Rahmen

Eine Integration der Antenne in ein System lässt sich mit dem beschriebenen Aufbau auf Rohacell nur schwer umsetzen. Zwar kann das Rohacell direkt als Radom dienen, allerdings ist es nicht geeignet um den MMIC zu montieren und mit der Antenne zu verbinden. Daher wird als Alternative ein Metallrahmen als stützendes Element untersucht. Simulationen zeigen, dass aufgrund der hohen Richtwirkung und der quasi-optischen Ausbreitung ein am Rand der Antenne angebrachter Metallrahmen nur geringen Einfluss auf die Antennencharakteristik nimmt. Der verwendete Rahmen ist in Abbildung A.20 abgebildet und in Anhang A.6 bemaßt. Er ist aus 5 mm dickem Aluminium gefertigt. Die Antenne steht an allen Seiten 500  $\mu\text{m}$  über.

Um einen MMIC mit möglichst kurzen Bonddrähten mit der Antenne verbinden zu können, ist für die Antenne eine Vertiefung von 50  $\mu\text{m}$  in die Basisplatte gefräst. Somit befindet sich die Antennenoberfläche der 100  $\mu\text{m}$  dicken Antenne auf gleicher Höhe mit der Oberfläche des 50  $\mu\text{m}$  dicken MMIC. Der Oberflächenwellenerzeuger befindet sich im Bereich außerhalb der Überlappung von Rahmen und Antenne. Die Kontaktstellen für die Messspitze bzw. die Bonddrähte sowie die koplanare Zuleitung und Teile des Symmetrierglieds verlaufen jedoch über dem Metallrahmen. Durch das dünne Substrat und die verhältnismäßig hohe Spaltbreite der Koplanarleitung wäre eine ungestörte Ausbreitung nicht möglich. Daher wird unterhalb der Zuleitungselemente eine 1 mm breite und 1 mm tiefe Aussparung gefräst. Um beim Bonden die nötige Kraft übertragen zu können, kann die Vertiefung mit Polytec-Kleber verfüllt werden. Die Antenne wird für die Vermessung auf die gleiche Weise an den Ecken und der Stirnseite mit Klebestreifen fixiert wie bei der Messung auf Schaumstoff. Die Messergebnisse sind in den Abbildungen A.21 und A.22 im Vergleich zu der Messung auf Schaumstoff dargestellt. Anpassung und Abstrahlwinkel sind sehr ähnlich, der Gewinn ist etwa 1 dB niedriger als bei der Messung mit Schaumstoff. Es kommt also nur zu einer geringen Beeinflussung der Abstrahlung durch die Befestigung der Antenne in einem Metallrahmen.

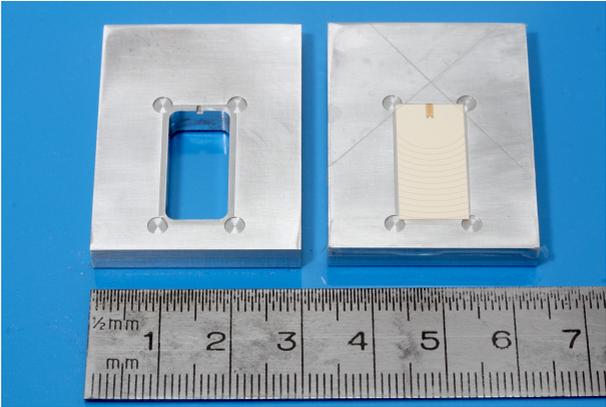


Abbildung A.20: Foto eines Rahmens ohne Antenne und eines Rahmens mit angeklebter Antenne.

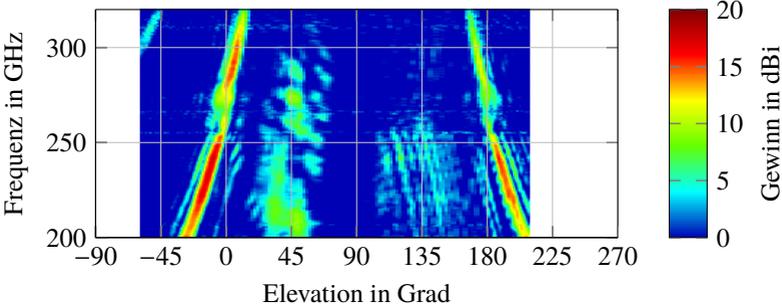
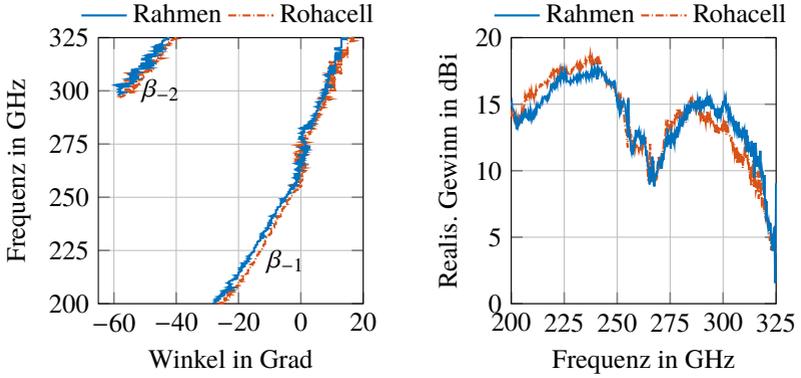
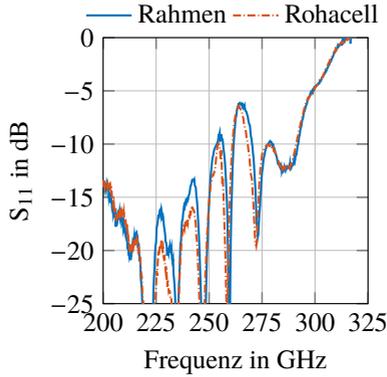


Abbildung A.21: Gemessener realisierter Gewinn der Antenne in einem Rahmen in der x/z-Ebene über der Frequenz dargestellt.



(a) Gemessener Abstrahlwinkel der Hauptkeule der Antenne in einem Rahmen und der Antenne auf Rohacell. (b) Gemessener realisierter Gewinn der Hauptkeule der Antenne in einem Rahmen und der Antenne auf Rohacell.



(c) Gemessene Anpassung der Antenne in einem Rahmen und der Antenne auf Rohacell.

Abbildung A.22: Messergebnisse der Antenne mit Off-Chip-TE<sub>0</sub>-Oberflächenwellenerzeuger in einem Rahmen im Vergleich zu den Messwerten der Antenne auf Rohacell.



# Literaturverzeichnis

- [AZJS16] B. B. Adela, P. T. M. van Zeijl, U. Johannsen, and A. B. Smolders. On-Chip Antenna Integration for Millimeter-Wave Single-Chip FMCW Radar, Providing High Efficiency and Isolation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(8):3281–3291, Aug 2016.
- [Bal97] C. A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley and Sons, Inc., Second edition, 1997.
- [BAZ09] S. Beer, G. Adamiuk, and T. Zwick. Design and Probe Based Measurement of 77 GHz Antennas for Antenna in Package Applications. In *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, pages 524 – 527, 11 2009.
- [BAZ10] S. Beer, G. Adamiuk, and T. Zwick. Planar Yagi-Uda Antenna Array for W-Band Automotive Radar Applications. In *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, July 2010.
- [BGS<sup>+</sup>16] A. Bhutani, B. Goettel, T. Streitz, S. Scherr, W. Winkler, and T. Zwick. Low-Cost Antenna-in-Package Solution for 122 GHz Radar Module. In *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1469–1472, Oct 2016.
- [BPGGT17] V. G. G. Buendia, S. K. Podilchak, G. Goussetis, and J. L. Gomez-Tornero. A TM<sub>0</sub> Surface Wave Launcher by Microstrip and Substrate Integrated Waveguide Technology. In *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 3859–3862, March 2017.

- [BRG<sup>+</sup>13] S. Beer, C. Rusch, B. Göttel, H. Gulan, T. Zwick, M. Zwysig, and G. Kunkel. A Self-Compensating 130-GHz Wire Bond Interconnect with 13Bandwidth. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 2133–2134, July 2013.
- [CGL<sup>+</sup>12] H. Chu, Y. Guo, T. Lim, Y. M. Khoo, and X. Shi. 135-GHz Micromachined On-Chip Antenna and Antenna Array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(10):4582–4588, Oct 2012.
- [CHK<sup>+</sup>17] E. R. Castillo, P. Harati, I. Kallfass, P. Hügler, C. Waldschmidt, and S. Shiba. Spatial-Frequency-Scanning Data Transmission for mmW Multi-User Wireless Communication Systems. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 220–223, Oct 2017.
- [CRS70] P. Checcacci, V. Russo, and A. Scheggi. Holographic Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 18(6):811–813, November 1970.
- [DJS90] A. Davidson, K. Jones, and E. Strid. LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 36th*, volume 18, pages 57–63, 1990. 1.
- [DKS<sup>+</sup>00] W. R. Deal, N. Kaneda, J. Sor, Y. Qian, and T. Itoh. A New Quasi-Yagi Antenna for Planar Active Antenna Arrays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(6):910–918, Jun 2000.
- [EH79] G. F. Engen and C. A. Hoer. Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 27(12):987–993, 1979. 1.

- [GAM<sup>+</sup>04] B. Ghosh, Y. M. M. Antar, S. F. Mahmoud, A. Petosa, and A. Ittipiboon. CPW Fed Leaky Wave Antenna Using Resonance Gain. In *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, volume 3, pages 3225–3228 Vol.3, June 2004.
- [GBD<sup>+</sup>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, March 2013.
- [Gib79] P. J. Gibson. The Vivaldi Aerial. In *1979 9th European Microwave Conference*, pages 101–105, Sept 1979.
- [GWB<sup>+</sup>18] B. Goettel, W. Winkler, A. Bhutani, F. Boes, M. Pauli, and T. Zwick. Packaging Solution for a Millimeter-Wave System-On-Chip Radar. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 8(1):73–81, Jan 2018.
- [HAFM03] H. F. Hammad, Y. M. M. Antar, A. P. Freundorfer, and S. F. Mahmoud. Uni-Planar CPW-Fed Slot Launchers for Efficient TM<sub>0</sub> Surface-Wave Excitation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(4):1234–1240, Apr 2003.
- [Hay06] L. Hayden. An Enhanced Line-Reflect-Reflect-Match Calibration. In *ARFTG Conference, 2006 67th*, pages 143–149, 2006.
- [HHC<sup>+</sup>17] D. Hou, W. Hong, J. Chen, Z. Song, P. Yan, and Y. Xiong. 130 GHz On-Chip Dielectric Resonator Antenna Array in CMOS Technology. In *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, pages 1–3, Oct 2017.
- [HSP14] A. Hommes, A. Shoykhetbrod, and N. Pohl. A Fast Tracking 60 GHz Radar Using a Frequency Scanning Antenna. In *Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 2014 39th International Conference on*, pages 1–2, Sept 2014.

- [HWGH10] J. Hasch, U. Wostradowski, S. Gaier, and T. Hansen. 77 GHz Radar Transceiver with Dual Integrated Antenna Elements. In *German Microwave Conference Digest of Papers*, pages 280–283, March 2010.
- [IMUU75] K. Iizuka, M. Mizusawa, S. Urasaki, and H. Ushigome. Volume-Type Holographic Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(6):807–810, Nov 1975.
- [JDJ<sup>+</sup>05] JuHwan Lim, DaeHan Kwon, Jae-Sung Rieh, Soo-Won Kim, and SungWoo Hwang. RF Characterization and Modeling of Various Wire Bond Transitions. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 28(4):772–778, Nov 2005.
- [Joh93] R. C. Johnson. *Antenna Engineering Handbook, Third Edition*. McGraw-Hill Professional, 1993.
- [KHMR96] T. Krems, W. Haydl, H. Massler, and J. Rudiger. Millimeter-Wave Performance of Chip Interconnections Using Wire Bonding and Flip Chip. In *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 1, pages 247–250 vol.1, June 1996.
- [LTM<sup>+</sup>08] A. Leuther, A. Tessmann, H. Massler, R. Losch, M. Schlechtweg, M. Mikulla, and O. Ambacher. 35 nm Metamorphic HEMT MMIC Technology. In *2008 20th International Conference on Indium Phosphide and Related Materials*, pages 1–4, May 2008.
- [LWD04] Z. Li, K. Wu, and T. A. Denidni. A New Approach to Integrated Horn Antenna. In *2004 10th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and URSI Conference*, pages 1–3, July 2004.
- [LZL18] J. Liu, W. Zhou, and Y. Long. A Simple Technique for Open-Stopband Suppression in Periodic Leaky-Wave Antennas Using Two Nonidentical Elements per Unit Cell. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(6):2741–2751, June 2018.

- [MCNJ17] Z. L. Ma, C. H. Chan, K. B. Ng, and L. J. Jiang. A Collimated Surface-Wave-Excited High-Impedance Surface Leaky-Wave Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16:2082–2085, 2017.
- [MQI99] K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh. Analysis and Applications of a New CPW-Slotline Transition. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(4):426–432, Apr 1999.
- [MWM03] W. Mayer, M. Wetzel, and W. Menzel. A Novel Direct-Imaging Radar Sensor With Frequency Scanned Antenna. In *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, volume 3, pages 1941–1944 vol.3, June 2003.
- [OABR<sup>+</sup>14] S. Otto, A. Al-Bassam, A. Rennings, K. Solbach, and C. Caloz. Transversal Asymmetry in Periodic Leaky-Wave Antennas for Bloch Impedance and Radiation Efficiency Equalization Through Broadside. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(10):5037–5054, Oct 2014.
- [PFA09] S. K. Podilchak, A. P. Freundorfer, and Y. M. M. Antar. Surface-Wave Launchers for Beam Steering and Application to Planar Leaky-Wave Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(2):355–363, Feb 2009.
- [PI96] A. R. Perkons and T. Itoh. Surface Wave Excitation of a Dielectric Slab by a Yagi-Uda Slot Array Antenna. In *1996 26th European Microwave Conference*, volume 2, pages 625–628, Sept 1996.
- [Pol18] Polytec PT GmbH. <https://www.polytec-pt.com/int/products/epoxy-adhesives/thermally-conductive-adhesives/>, abgerufen am 03. Aug. 2018.
- [Poz12] D. M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition*. John Wiley and Sons Inc., 2012.
- [PTLI04] A. Petosa, S. Thirakoune, K. Levis, and A. Ittipiboon. Microwave Holographic Antenna with Integrated Printed Dipole Feed. *Electronics Letters*, 40(19):1162–1163, Sept 2004.

- [Rus14] C. Rusch. Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip, 2014.
- [Sch13] J. Schäfer. Zeit-Frequenz-Analyseverfahren für FMCW-Radare mit frequenzschwenkenden Antennen. Masterarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [SEM96] G. Strauss, P. Ehret, and W. Menzel. On-Wafer Measurement of Microstrip-Based MIMICs Without Via Holes. In *1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 3, pages 1399–1402 vol.3, June 1996.
- [Sil18] Silicon Radar GmbH. [www.siliconradar.com](http://www.siliconradar.com), abgerufen am 03. Aug. 2018.
- [SKK<sup>+</sup>85] D. Schaubert, E. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson, and K. Yngvesson. Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33(12):1392–1400, December 1985.
- [SMA<sup>+</sup>97] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, and K. Mizuno. A mm-Wave Tapered Slot Antenna with Improved Radiation Pattern. In *1997 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 2, pages 959–962 vol.2, June 1997.
- [SMA<sup>+</sup>98] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, and K. Mizuno. Characteristics of a mm-Wave Tapered Slot Antenna with Corrugated Edges. In *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.98CH36192)*, volume 2, pages 533–536 vol.2, June 1998.
- [SQI00] J. Sor, Yongxi Qian, and T. Itoh. Coplanar Waveguide Fed Quasi-Yagi Antenna. *Electronics Letters*, 36(1):1–2, Jan 2000.
- [SWS<sup>+</sup>17] Y. Song, Y. Wu, M. Sun, G. Yang, X. Zhang, C. Zhao, Y. Ban, X. Tang, and K. Kang. An On-Chip Antenna Integrated with a Transceiver in 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS Technology. *IEICE Electronics Express*, 14(19):20170836–20170836, 2017.

- [TIPS02] S. R. Thingvold, A. Ittipiboon, A. Petosa, and A. Sebak. The Linear Tapered Slot Antenna as a Holographic Antenna Feed. In *2002 9th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, pages 1–4, July 2002.
- [WFZC10] H. Wang, D. G. Fang, B. Zhang, and W. Q. Che. Dielectric Loaded Substrate Integrated Waveguide (SIW) *H*-Plane Horn Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(3):640–647, March 2010.
- [Wie75] W. Wiesbeck. Dipol- und Yagi-Antennen für die Mikrowellen-Streifenleitungstechnik. *Mikrowellen Journal*, 03 1975.
- [WKP09] R. Willmot, D. Kim, and D. Peroulis. A Yagi-Uda Array of High-Efficiency Wire-Bond Antennas for On-Chip Radio Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(12):3315–3321, Dec 2009.
- [XW05] F. Xu and K. Wu. Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(1):66–73, Jan 2005.
- [YKK<sup>+</sup>89] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y. Kim, E. L. Kollberg, and J. F. Johansson. The Tapered Slot Antenna-A New Integrated Element for Millimeter-Wave Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37(2):365–374, Feb 1989.
- [YL14] S.-T. Yang and H. Ling. Combining a Frequency-Scanned Antenna and a Short-Pulse Radar for 2-D Imaging. In *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014 IEEE*, pages 137–138, July 2014.
- [YRSK05] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, and A. Kishk. A Novel Surface Wave Antenna With a Monopole Type Pattern: A Thin Periodically Loaded Slab Excited by a Circular Disk. In *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 1A, pages 742–745 Vol. 1A, July 2005.

- [ZKGY04] G. Zheng, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and A. B. Yakovlev. Simplified Feed for Modified Printed Yagi Antenna. *Electronics Letters*, 40(8):464–466, April 2004.

# Eigene Veröffentlichungen

## Journalartikel

- [1] A. Dyck, M. Rösch, A. Tessmann, A. Leuther, M. Kuri, S. Wagner, B. Gashi, **J. Schäfer**, and O. Ambacher. A Transmitter System-in-Package at 300 GHz with an Off-Chip Antenna and GaAs-Based MMICs. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 9(3):335–344, May 2019.
- [2] D. Müller, **J. Schäfer**, H. Massler, M. Ohlrogge, T. Zwick, and I. Kallfass. Impact of Ground Via Placement in On-Wafer Contact Pad Design up to 325 GHz. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 8(8):1440–1450, Aug 2018.
- [3] C. Rusch, **J. Schäfer**, H. Gulan, P. Pahl, and T. Zwick. Holographic mmW-Antennas with TE<sub>0</sub> and TM<sub>0</sub> Surface Wave Launchers for Frequency-Scanning FMCW-Radars. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(4):1603–1613, April 2015.
- [4] S. Ummethala, T. Harter, K. Koehnle, Z. Li, S. Muehlbrandt, Y. Kutuvantavida, J. Kemal, P. Marin-Palomo, **J. Schäfer**, A. Tessmann, S. K. Garlapati, A. Bacher, L. Hahn, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, W. Freude, and C. Koos. Thz-to-optical conversion in wireless communications using an ultra-broadband plasmonic modulator. *Nature Photonics*, 13(8):519–524, August 2019.

## Konferenzbeiträge

- [5] A. Bhutani, B. Goettel, **J. Schäfer**, and T. Zwick. Partially Molded Antenna-in-Package Concept for 122 GHz SiGe Radar Sensor. In *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, pages 1–4, April 2018.
- [6] A. Bhutani, **J. Schäfer**, M. Pauli, S. Scherr, B. Göttel, M. Nierlich, and T. Zwick. 3D Metal Printed Ku/Ka Band Modified Turnstile Junction Orthomode Transducer. In *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 1–4, Dec 2016.
- [7] B. Göttel, **J. Schäfer**, A. Bhutani, H. Gulan, and T. Zwick. In-Antenna Power-Combining Methods. In *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 2776–2730, March 2017.
- [8] B. Göttel, **J. Schäfer**, H. Gulan, W. Winkler, and T. Zwick. Double Circularly Polarized On-Chip Antenna for a 120-130 GHz Amplitude Monopulse Radar. In *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1556–1559, Oct 2016.
- [9] D. Müller, **J. Schäfer**, D. Geenen, H. Massler, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. Electromagnetic Field Simulation of MMICs Including RF Probe Tips. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 900–903, Oct 2017.
- [10] D. Müller, **J. Schäfer**, A. Lipp, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. A High-Efficiency Broadband WR3 Bond Wire On-Chip Antenna. In *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, pages 1–5, April 2018.
- [11] C. Rusch, **J. Schäfer**, S. Beer, and T. Zwick. W-Band Short Distance CW-Radar Antenna Optimized by Housing Design. In *Antenna Technology (iWAT), 2012 IEEE International Workshop on*, pages 104–107, March 2012.

- 
- [12] C. Rusch, **J. Schäfer**, H. Gulan, and T. Zwick. 2D-Scanning Holographic Antenna System with Rotman-Lens at 60 GHz. In *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, pages 196–199, April 2014.
- [13] C. Rusch, **J. Schäfer**, T. Kleiny, S. Beer, and T. Zwick. W-Band Vivaldi Antenna in LTCC for CW-Radar Nearfield Distance Measurements. In *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 2124–2128, April 2011.
- [14] **J. Schäfer**, M. Dittrich, H. Gulan, and T. Zwick. Planar Frequency Scanning Holographic Antenna for FMCW-Radar Applications at 240 GHz. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pages 1401–1402, June 2016.
- [15] **J. Schäfer**, B. Göttel, H. Gulan, and T. Zwick. Integrated Planar 122 GHz FMCW Radar with Frequency Scanning Antenna. In *2018 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, pages 41–43, Jan 2018.
- [16] **J. Schäfer**, H. Gulan, B. Göttel, and T. Zwick. Novel TM<sub>0</sub> Surface Wave Launcher For Integrated Planar Leaky Wave Antennas. In *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1309–1312, Oct 2017.
- [17] **J. Schäfer**, H. Gulan, D. Müller, and T. Zwick. On-Chip Millimeter Wave Surface Wave Launcher for Off-Chip Leaky Wave Antennas. In *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1113–1116, Sep. 2018.
- [18] **J. Schäfer**, D. Müller, T. Zwick, G. Eren, and I. Kallfass. Tx Front End Concept for FMCW Radar with Frequency Scanning Antenna at 240 GHz. In *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 1–4, March 2018.
- [19] S. Ummethala, T. Harter, K. Koehnle, Z. Li, S. Muehlbrandt, Y. Kutuvan-tavida, J. N. Kemal, **J. Schäfer**, H. Massler, A. Tessmann, S. K. Garlapati, A. Bacher, L. Hahn, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, W. Freude, and

- C. Koos. Wireless Transmission at 0.3 THz Using Direct THz-to-Optical Conversion at the Receiver. In *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, pages 1–3, Sep. 2018.
- [20] S. Ummethala, T. Harter, K. Köhnle, S. Muehlbrandt, Y. Kutuvantavida, J. N. Kemal, **J. Schäfer**, H. Massler, A. Tessmann, S. K. Garlapati, A. Bacher, L. Hahn, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, W. Freude, and C. Koos. Terahertz-to-Optical Conversion Using a Plasmonic Modulator. In *Conference on Lasers and Electro-Optics*, page STu3D.4. Optical Society of America, 2018.





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

(ISSN 0942-2935)

---

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck

Die Bände 1 (1992) bis 55 (2008) der Schriftenreihe können über das Institut Hochfrequenztechnik und Elektronik bestellt werden (<https://www.ihe.kit.edu>).

Fortführung als:

## **Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik**

(ISSN 1868-4696)

---

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

- Band 55 Sandra Knörzer  
**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen (2009)**  
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen  
**Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten (2009)**  
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera  
**Strategies for Time Domain Characterization of UWB Components and Systems (2009)**  
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann  
**Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung (2010)**  
ISBN 978-3-86644-460-7

- Band 59     Juan Pontes  
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas  
for Urban Communication (2010)**  
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60     Andreas Lambrecht  
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige  
Systeme hoher Leistung (2010)**  
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61     Grzegorz Adamiuk  
**Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear  
polarisierten Antennen für die UWB-Technik (2010)**  
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62     Jutta Kühn  
**AlGaN/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized  
Power-Added Efficiency for X-Band Applications (2011)**  
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63     Małgorzata Janson  
**Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige  
MIMO-Systeme (2011)**  
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64     Mario Pauli  
**Dekontaminierung verseuchter Böden durch  
Mikrowellenheizung (2011)**  
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65     Thorsten Kayser  
**Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung  
mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)**  
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66     Christian Andreas Sturm  
**Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und  
Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)**  
ISBN 978-3-86644-879-7

- Band 67     Huaming Wu  
**Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)**  
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68     Friederike Brendel  
**Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)**  
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69     Lars Reichardt  
**Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)**  
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70     Stefan Beer  
**Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)**  
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71     Łukasz Zwirekło  
**Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)**  
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72     Xuyang Li  
**Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)**  
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73     Sebastian Diebold  
**Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)**  
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74     Christian Rusch  
**Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)**  
ISBN 978-3-7315-0234-0

- Band 75     Marlene Harter  
**Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)**  
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76     Michael A. Baldauf  
**Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung (2015)**  
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77     Alicja Ossowska  
**Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering (2015)**  
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78     Małgorzata Dominika Brzeska  
**RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems (2015)**  
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79     Ulrich Lewark  
**Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)**  
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80     Kai-Philipp Walter Pahl  
**Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers (2015)**  
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81     Serdal Ayhan  
**Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung (2016)**  
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82     Yoke Leen Sit  
**MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation (2017)**  
ISBN 978-3-7315-0599-0

- Band 83     Steffen Scherr  
**FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit (2017)**  
ISBN 978-3-7315-0607-2
- Band 84     Tom Schipper  
**Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren (2017)**  
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85     Malyhe Jalilvand  
**Application-Specific Broadband Antennas for Microwave Medical Imaging (2017)**  
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86     Benjamin Göttel  
**Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen (2017)**  
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87     Christian Arnold  
**Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer (2017)**  
ISBN 978-3-7315-0722-2
- Band 88     Tobias Mahler  
**Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation (2018)**  
ISBN 978-3-7315-0737-6
- Band 89     Daniel Müller  
**RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range (2018)**  
ISBN 978-3-7315-0822-9
- Band 90     Tristan Visentin  
**Polarimetric Radar for Automotive Applications (2019)**  
ISBN 978-3-7315-0888-5

- Band 91 Christian von Vangerow  
**Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit  
variabilem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien (2019)**  
ISBN 978-3-7315-0910-3
- Band 92 Mekdes Girma  
**Concepts for Short Range Millimeter-wave Miniaturized  
Radar Systems with Built-in Self-Test (2019)**  
ISBN 978-3-7315-0938-7
- Band 93 Akanksha Bhutani  
**Low Temperature Co-fired Ceramics for  
System-in-Package Applications at 122 GHz (2019)**  
ISBN 978-3-7315-0945-5
- Band 94 Jochen Schäfer  
**Oberflächenwellenerzeuger für  
Millimeterwellen-Leckwellenantennen (2019)**  
ISBN 978-3-7315-0962-2





Karlsruher Forschungsberichte aus dem  
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

In dieser Arbeit werden Methoden zur Erzeugung von  $TE_0$ - und  $TM_0$ -Oberflächenwellen für die Anwendung in mmW-Leckwellenantennen nach dem holografischen Prinzip vorgestellt und untersucht. Ziel ist dabei, die Integrierbarkeit der Oberflächenwellenerzeuger in mmW-Systeme zu vereinfachen und gleichzeitig die Abstrahleigenschaften der Leckwellenantennen zu verbessern. Anhand von Simulationen und Messungen werden bei 240 GHz bzw. bei 120 GHz neue Methoden vorgestellt und untersucht. Die Ergebnisse zeigen, dass diese eine vorteilhafte Alternative zu konventionellen Oberflächenwellenerzeugern darstellen.

Jochen Schäfer schloss sein Studium der Elektro- und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) im Jahr 2013 als Master of Science ab. Im selben Jahr begann er seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des KIT. Der Schwerpunkt seiner Forschung liegt auf dem Gebiet der Millimeterwellenantennen, -systeme und -messtechnik.

ISSN 1868-4696  
ISBN 978-3-7315-0962-2

