

Entwurf und Implementierung eines SISO-FMCW-Radarsystems mit additiv gefertigten Antennen zur Winkelschätzung

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur

(Dr.-Ing.)

von **M.Sc. Jasmin Gabsteiger**

geb. am 26.11.1996 in Fürth

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Gutachter:

Prof. Dr.-Ing. Fabian Lurz

Prof. Dr.-Ing. habil. Alexander Kölpin

Promotionskolloquium am 05. Januar 2026

Res Electricae Magdeburgenses

Magdeburger Forum zur Elektrotechnik, Jg. 24, Band 106, 2026

<http://www.mafo.ovgu.de/>

IMPRESSUM

Herausgeber:

- Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann, Lehrstuhl für Leistungselektronik, Institut für Elektrische Energiesysteme
- Prof. Dr.-Ing. habil. Martin Wolter, Lehrstuhl für Elektrische Netze und Erneuerbare Energie, Institut für Elektrische Energiesysteme
- Prof. Dr. rer. nat. Georg Rose, Lehrstuhl für Medizinische Telematik/Medizintechnik, Institut für Medizintechnik
- Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit, Institut für Medizintechnik

Gründungsherausgeber:

- Prof. Dr. rer. nat. habil. Jürgen Nitsch
- Prof. Dr.-Ing. habil. Zbigniew Antoni Styczynski

alle: Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
Postfach 4120, 39016 Magdeburg

V. i. S. d. P.:

Dr.-Ing. Jasmin Gabsteiger

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Postfach 4120, 39016 Magdeburg

1. Auflage, Magdeburg, Otto-von-Guericke-Universität, 2026

Zugl.: Magdeburg, Univ., Diss., 2026

Auflage: 100

Redaktionsschluss: Januar 2026

ISSN: 1612-2526

ISBN: 978-3-948749-62-0

DOI: 10.24352/UB.OVGU-2026-024

© Copyright 2026 Jasmin Gabsteiger

Bezug über die Herausgeber

Druck: docupoint GmbH

Otto-von-Guericke-Allee 14, 39179 Barleben

Kurzfassung

Effiziente Informationsgewinnung mit möglichst geringem Ressourcenaufwand ist ein zentrales Ziel moderner Sensortechnologien. Während konventionelle Radarsysteme zur hochauflösenden Winkelbestimmung meist auf komplexe Mehrkanalararchitekturen zurückgreifen, eröffnet der gezielte Einsatz frequenzabhängiger Antennencharakteristiken neue Möglichkeiten zur Vereinfachung der Systemarchitektur. Die vorliegenden Untersuchungen verfolgen den Ansatz, mithilfe eines einkanalen frequenzmodulierten Dauerstrich-Radars bei 60 GHz eine gleichzeitige Entfernung- und Winkelbestimmung zu realisieren. Dabei kommen frequenzabhängig strahlende Leckwellenantennen zum Einsatz, deren Hauptstrahl sich kontinuierlich mit der Sendefrequenz schwenkt und somit eine Richtungsauflösung ermöglicht. Hierfür werden zwei additiv gefertigte Antennen implementiert und realisiert. Die erste ist eine Slow-Wave-Leckwellenantenne, die einen Strahlschwenk von $\pm 21^\circ$ im Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz realisiert, einen Gewinn von 9,5 dBi aufweist und eine lineare Abhängigkeit des Strahlwinkels von der Frequenz zeigt. Die zweite Antenne besitzt ein Serpentinendesign mit einem größeren Gesamtschwenk von etwa $\pm 38^\circ$ im Bereich von 58 GHz bis 63,5 GHz und besitzt einen Gewinn zwischen 10 dBi und 13 dBi. Das mit der Serpentinenantenne realisierte Gesamtsystem ermöglicht eine Winkelauflösung von bis zu 8° sowie eine Entfernungsauflösung von etwa 30 cm.

Die Strukturen werden mittels hochauflösendem Stereolithografie-3-D-Druck gefertigt und im Anschluss mit Silber beschichtet, wodurch eine kostengünstige, mechanisch präzise und verlustarme Antennenrealisierung im Millimeterwellenbereich möglich ist. Die Abstrahlrichtungen der Antennen variieren mit der Frequenz und erlauben so eine Winkelauflösung über die ausgewertete Empfangsfrequenz. Durch die Verwendung von zwei Ports mit entgegengesetztem Squint-Verhalten lässt sich ein größerer Raumwinkelbereich abdecken. Diese Kombination führt zu einer virtuellen Erweiterung der Bandbreite, die die Winkelauflösung und die Entfernungsauflösung verbessert. Das Gesamtsystem basiert auf einem kommerziell verfügbaren, hochintegrierten Radarchip. Die entwickelte Antenne ermöglicht dabei eine Winkelschätzung mit nur einem Empfangskanal. Die Anbindung erfolgt über einen speziell entworfenen Wellenleiterübergang von einer Patchstruktur auf eine Hohlleiterführung, der mechanisch modular aufgebaut, simulationsgestützt optimiert und mittels additiver Fertigung präzise realisiert wird. Zur Auswertung der empfangenen Signale wird ein segmentiertes Signalverarbeitungskonzept verwendet, das sowohl Entfernung als auch Winkel der reflektierten Signale analysiert. Die daraus resultierende Zuordnung zwischen Zielreflexion und Antennenabstrahlwinkel ermöglicht eine zweidimensionale Lokalisierung.

In umfangreichen Messungen wird das Gesamtsystem und seine Teilkomponenten charakterisiert. Eine Mehrzielmessung mit unterschiedlichen Reflektorpositionen bestätigt die Eignung zur gleichzeitigen Entfernungs- und Winkelbestimmung mit nur einem Kanal. Übergang, Signalverarbeitung und Antennen werden erfolgreich validiert. Das vorgestellte Konzept bietet einen vielversprechenden Ansatz, die Systemkomplexität von Radarsystemen im Millimeterwellenbereich zu reduzieren und gleichzeitig eine hohe Winkelauflösung zu ermöglichen. Die Abbildung der Richtungsinformation auf die Frequenzachse stellt eine alternative Kodierung der Raumdimension dar, die neben hardwareseitigen Einsparungen auch neue Designmöglichkeiten frequenzselektiv strahlender Antennen eröffnet.

Abstract

Efficient information acquisition with minimal resource expenditure is a central goal of modern sensor technologies. While conventional radar systems for high-resolution angle estimation typically rely on complex multi-channel architectures, the targeted use of frequency-dependent antenna characteristics opens new possibilities for simplifying system architectures. The present study follows the approach of realizing simultaneous range and angle estimation using a single-channel frequency-modulated continuous wave radar operating at 60 GHz. This is achieved by employing leaky-wave antennas with frequency-dependent beam steering, where the main lobe continuously scans with the transmit frequency, enabling angular resolution. Two additively manufactured antennas are implemented and realized for this purpose. The first is a slow-wave leaky-wave antenna, achieving a beam steering range of $\pm 21^\circ$ over the frequency band from 55 GHz to 65 GHz, exhibiting a gain of 9.5 dBi and a linear beam angle-to-frequency relationship. The second antenna features a serpentine design with a wider total beam steering range of approximately $\pm 38^\circ$ in the frequency range from 58 GHz to 63.5 GHz and a gain between 10 dBi and 13 dBi. The overall system realized with the serpentine antenna achieves an angular resolution of up to 8° as well as a range resolution of approximately 30 cm.

The antenna structures are fabricated using high-resolution stereolithography 3-D printing and subsequently silver-coated, enabling cost-effective, mechanically precise, and low-loss antenna realization in the millimeter-wave regime. The beam directions vary with frequency, thus allowing angular resolution over the evaluated received frequency band. By employing two ports with opposing squint characteristics, a larger angular coverage can be achieved. This configuration results in a virtual bandwidth extension that improves both angular and range resolution.

The overall system is based on a commercially available, highly integrated radar chip. The developed antenna enables angle estimation with only a single receive channel. The connection is established via a specially designed waveguide transition from a patch structure to a rectangular waveguide, which is mechanically modular, simulation-optimized, and precisely realized through additive manufacturing. For signal evaluation, a segmented signal processing scheme is used that analyzes both the range and angle of the reflected signals. The resulting association between target reflection and antenna beam angle enables two-dimensional localization. Extensive measurements characterize the entire system and its components. One multi-target measurement with varying reflector positions confirms the suitability for simultaneous range and angle estimation using only one channel. The transition, signal processing,

and antennas have been successfully validated. The presented concept offers a promising approach to reduce system complexity in millimeter-wave radar systems while enabling high angular resolution. Mapping directional information onto the frequency axis constitutes an alternative encoding of the spatial dimension, which not only allows hardware savings but also opens new design opportunities for frequency-selective radiating antennas.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Abstract	III
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Problemstellung	2
1.3 Aufbau der Arbeit	3
2 Grundlagen	5
2.1 Radarprinzipien	5
2.1.1 Funktionsweise eines FMCW-Radars	6
2.1.2 Signalverarbeitung im Radarsystem	8
2.2 Elektromagnetische Wellen und Wellenausbreitung	9
2.2.1 Parallelplattenleitungen	10
2.2.2 Rechteckhohlleiter und TE/TM-Moden	11
2.3 Antennen	13
2.3.1 Hornantennen	15
2.3.2 Leckwellenantennen	16
2.3.3 Patch-Antennen	18
3 Stand der Technik	21
3.1 Gesamtsystem	21
3.1.1 Gesamtsystem mit SIW-Leckwellenantenne im 60-GHz-Band	21
3.1.2 Gesamtsystem mit breitbandiger, verlustarmer Leckwellen- antenne im W-Band	23
3.1.3 Gesamtsystem mit mikrostreifenbasierter Leckwellenantenne	24
3.1.4 Gesamtsystem mit frequenzscannender Rampart-Antenne im Sub-10-GHz-Bereich	26
3.2 Leckwellenantennen	27
3.2.1 Zirkular polarisierte LWA im W-Band	28
3.2.2 Längsschlitzantenne auf Basis der Steg-Spalt-Hohlleiter- Technologie	29
3.2.3 Rillen-Spalt-Hohlleiter-LWA	30
3.2.4 3-D-gedruckte Schlitzwellenleiterantenne mit Leistungsteiler	31

3.2.5	Serpentinenförmige Hohlleiterantenne mit Einzelrippe und Doppelschlitz	32
3.3	Hohlleiterübergang	33
3.3.1	Übergang mit Vias	33
3.3.2	Direkter Übergang	34
3.3.3	Rod-zu-Horn-Antennenübergang	35
3.4	Forschungslücke	36
4	Entwurf des SISO Radars mit Entfernungsbestimmung und Winkelschätzung	39
4.1	Systembeschreibung des SISO Radars mit Entfernungsbestimmung und Winkelschätzung	39
4.1.1	Entfernungsauflösung	40
4.1.2	Winkelauflösung	41
4.1.3	Kompromiss zwischen Entfernungsbestimmung und Winkelauflösung	42
4.1.4	Simulative Validierung des Gesamtvorhabens	45
4.2	Anforderungen an den Radarsensor	49
4.2.1	Auswahl des FMCW-Radarsensors	51
4.3	Leckwellenantenne für das System	53
4.3.1	Entwurf der Slow-Wave-Leckwellenantenne	55
4.3.2	Entwurf der Serpentineantenne	56
4.4	Antennenübergang vom Radarsystem auf die Sendeleitung	60
4.5	Anforderungen an die Signalverarbeitung und Winkelschätzung	61
4.6	Spezifikation des Gesamtsystems	62
5	Implementierung	65
5.1	Radar	65
5.1.1	Größe und Substrat des BGT60TR13	65
5.1.2	Proximity-Feed	67
5.1.3	Validierung des Simulationsmodells anhand der Spezifikationen des Herstellers	68
5.2	Antennen	72
5.2.1	Auslegung einer Hornantenne bei 60 GHz	72
5.2.2	Auslegung der Slow-Wave-Leckwellenantenne bei 60 GHz	77
5.2.3	Auslegung der Serpentineantenne bei 60 GHz	88
5.3	SPDT Switch	102
5.4	Antennenübergang	104
5.4.1	Gesamter Patch-auf-Hohlleiter-Übergang	110
5.4.2	Fertigung und Metallisierung des Wellenleiter-Systems	111
5.4.3	Erweiterung des Übergangs für das Gesamtsystem	115
5.5	Signalverarbeitung und Winkelschätzung	116
5.6	Gesamtsystem	119

6	Validierung	127
6.1	Messszenarien	127
6.2	Messaufbau und Verlustbestimmung der Antennen	128
6.2.1	Hornantenne	130
6.2.2	Slow-Wave-Antenne	131
6.2.3	Serpentinenantenne	133
6.2.4	Winkelmessung mit der Serpentineantenne	137
6.3	Patch auf Antennen Übergang	139
6.3.1	Hohlleiterübergang	140
6.3.2	Patchantenne	142
6.3.3	Antennenübergang	144
6.4	Gesamtsystem	148
7	Diskussion	155
7.1	Bewertung der Ergebnisse	155
7.1.1	Antennen	155
7.1.2	Antennenübergang	158
7.1.3	Gesamtsystem	160
7.2	Einordnung in den Stand der Technik	161
7.2.1	Slow-Wave-Antenne und Serpentineantenne	161
7.2.2	Antennenübergang	163
7.2.3	Gesamtsystem	164
8	Zusammenfassung	167
	Literaturverzeichnis	169
	Abkürzungsverzeichnis	179

1.1 Motivation

In der Natur begegnen uns immer wieder erstaunliche Lösungen für komplexe Probleme. Lösungen, die nicht durch maximale Komplexität, sondern durch raffinierte Einfachheit überzeugen. Ein solches Beispiel ist das Chamäleon. Anders als viele Tiere, die zur räumlichen Orientierung auf stereoskopisches Sehen mit dauerhafter Bildfusion angewiesen sind, nutzt das Chamäleon ein vollkommen anderes Prinzip: Es verfügt über zwei unabhängig voneinander bewegliche Augen, mit denen es gleichzeitig in verschiedene Richtungen blicken kann (siehe Abbildung 1.1) [1]. Anstelle einer kontinuierlichen zentralen Bildintegration verarbeitet es visuelle Informationen zunächst monokular und kombiniert sie nur bei Bedarf, beispielsweise beim präzisen Erfassen einer Beuteentfernung. So gelingt es ihm, mit strategisch platzierter Redundanz gezielt auf Bewegungen zu reagieren und räumliche Informationen effektiv zu nutzen [2]. Diese Effizienz in der Informationsgewinnung kann auch für technische Systeme eine Inspiration sein, insbesondere in der Radartechnik, in welcher es nicht nur darum geht, Objekte zu detektieren, sondern auch ihre Entfernung und Richtung möglichst präzise zu bestimmen. Moderne Radarsysteme greifen dafür häufig auf komplexe Mehrkanal- (Multiple Input Multiple Output, MIMO) Architekturen zurück. Durch den parallelen Betrieb mehrerer Send- und Empfangskanäle wird eine hohe Winkelauflösung erzielt, allerdings um den Preis erheblicher Systemkomplexität, erhöhtem Energiebedarf und hohem Datenvolumen in der Signalverarbeitung. Doch muss es wirklich so kompliziert sein? Gibt es nicht auch technische Lösungen, die mit reduzierter Hardwarekomplexität dennoch eine gute Auflösung liefern, so wie es das Chamäleon praktiziert?

Die vorliegende Arbeit greift diese Frage auf und verfolgt das Ziel, mit einem vereinfachten Einkanal- (Single Input Single Output, SISO) Radarsystem räumliche Entfernungs- und Winkelauflösung zu ermöglichen. Dabei rückt eine Größe besonders in den Fokus: die Frequenz. In klassischen Systemen wird die Bandbreite zur Verbesserung der Entfernungsauflösung genutzt. Doch was wäre, wenn dieselbe Bandbreite auch zur Richtungsinformation beitragen könnte? Genau dieses Potenzial bietet die Leckwellenantenne. Eine Antennenstruktur, deren Abstrahlrichtung sich systematisch mit der Frequenz ändert. Statt starrer Richtwirkung entsteht eine kontinuierliche Strahlschwenkung. Durch eine geeignete geometrische Gestaltung lässt sich dieser

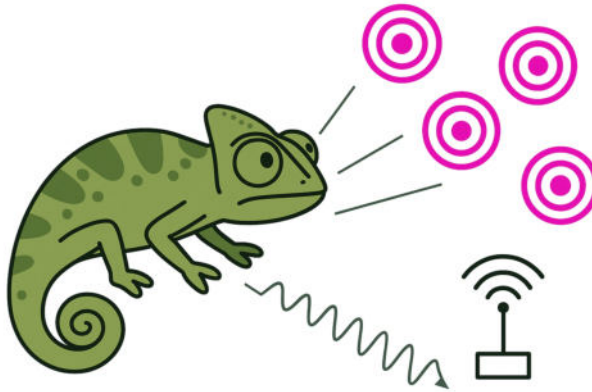


Abbildung 1.1: Wie das Chamäleon mit zwei Augen Richtungen trennt, soll das System frequenzabhängige Abstrahlung zur räumlichen Zielerfassung nutzen.

Effekt gezielt nutzen, um aus einem einzigen Empfangssignal nicht nur die Distanz, sondern auch die Richtung eines reflektierenden Objekts abzuleiten. Dieser Zusammenhang eröffnet neue Freiheitsgrade im Antennendesign, bringt jedoch auch neue Herausforderungen mit sich. Wird dieselbe Frequenz sowohl für die Entfernungsmessung als auch für die Winkelbestimmung verwendet, so bestimmt die verfügbare Bandbreite nicht mehr nur die Entfernungsauflösung, sondern zusätzlich auch die Winkelauflösung. Damit verliert die bisher übliche funktionale Trennung *Bandbreite für die Entfernung* und *Antenne für den Winkel* ihre Gültigkeit. Die Bandbreite wird zum zentralen Träger der gesamten räumlichen Auflösung. Dies erfordert eine Betrachtung des Antennendesigns, bei der mehrere Optimierungsziele in Einklang gebracht werden müssen. Die vorliegende Arbeit nimmt sich dieser Herausforderung an. Inspiriert vom Chamäleon, das mit zwei Blickrichtungen seine Umwelt erfasst, untersucht sie, wie auch ein Radarsystem mit minimalem Hardwareeinsatz räumlich *sehen* kann.

1.2 Problemstellung

Ziel dieser Arbeit ist der Entwurf, Aufbau sowie die detaillierte theoretische und experimentelle Untersuchung eines neuartigen Radarsystems, das mit nur einer Sendee- und einer Empfangsantenne eine Winkelauflösung ermöglicht. Da die physikalische Winkelauflösung konventioneller Radarsysteme üblicherweise durch die Anzahl der Empfangskanäle begrenzt ist, soll ein alternatives Konzept erarbeitet werden, bei dem die Winkelauflösung durch eine frequenzabhängige elektronische Strahlschwenkung im Sendesignal anstelle einer räumlichen Abtastung auf der Empfangsseite erzielt wird. Es ist ein Gesamtsystem zu implementieren, bei dem die spezifischen Eigenschaften der Hardware in die Algorithmen zur Signalauswertung einfließen, um

Ziele nach Winkel und Distanz zu trennen. Ziel ist ein flexibles und kostengünstiges Antennensystem, das keine komplexe elektronische Steuerung erfordert.

1.3 Aufbau der Arbeit

Diese Arbeit gliedert sich in acht Kapitel, die systematisch von den theoretischen Grundlagen über den Entwurf bis hin zur Umsetzung und Validierung eines winkelauflösenden SISO-Radarsystems führen. Kapitel 2 vermittelt die notwendigen theoretischen Grundlagen. Es behandelt die Prinzipien moderner Radarsysteme, relevante Antennenkonzepte sowie elektromagnetische Wellenausbreitung. Kapitel 3 untersucht den aktuellen Stand der Technik. Es werden existierende Konzepte für SISO-Radararchitekturen, Leckwellenantennen und Hohlleiterübergänge analysiert und mit Blick auf deren Eignung für 60-GHz-Anwendungen bewertet. Kapitel 4 beschreibt den Systementwurf. Es werden die Anforderungen an Entfernungs- und Winkelauflösung spezifiziert, simulative Voruntersuchungen präsentiert und die Auswahl geeigneter Komponenten begründet. Zudem werden die Antennen geometrie, der Hohlleiterübergang sowie das Gesamtkonzept der Signalverarbeitung ausgelegt. Kapitel 5 dokumentiert die praktische Umsetzung. Neben der additiv gefertigten Leckwellenantenne und der mechanischen Integration umfasst dies auch die Implementierung der segmentbasierten Signalverarbeitung und der virtuellen Bandbreitenerweiterung. Kapitel 6 stellt die Messergebnisse des Gesamtsystems vor. Es erfolgt eine Bewertung hinsichtlich Antennengewinn, Winkel- und Entfernungsauflösung sowie der Detektion mehrerer Ziele im Nahbereich. Kapitel 7 diskutiert die Ergebnisse und vergleicht sie mit bestehenden Ansätzen. Kapitel 8 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung der zentralen Erkenntnisse ab.

2.1 Radarprinzipien

Radarsysteme (von engl. Radar für Radio Detection and Ranging) ermöglichen die kontaktlose Erfassung, Lokalisierung und relative Geschwindigkeitsbestimmung von Objekten durch die Aussendung und den Empfang elektromagnetischer Wellen. Die grundlegende Funktionsweise basiert auf der Messung der Laufzeit zwischen ausgesendetem und reflektiertem Signal. Moderne Radarsysteme kombinieren dabei Antennentechnik, Hochfrequenztechnik und Signalverarbeitung in kompakten, oft integrierten Systemen. Die wesentlichen Bestandteile eines frequenzmodulierten Dauerstrich (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)-Radarsystems umfassen (siehe Abbildung 2.1):

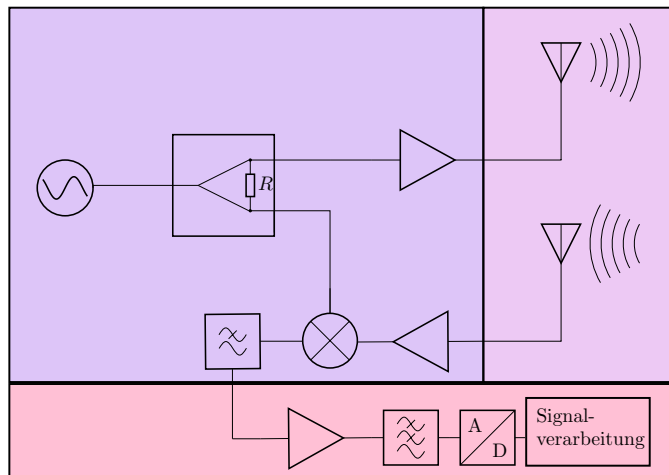


Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines typischen FMCW Radars.

- **Antennensystem:** Zur Abstrahlung und Aufnahme der elektromagnetischen Wellen. Integrierte oder externe Strukturen sind möglich.
- **Hochfrequenz-Frontend:** Sende- und Empfangspfad, bestehend aus einer Phasenregelschleife (Phase Locked Loop, PLL), Mischern, Verstärkern und ggf. Phasenschiebern.

- **Signalverarbeitungseinheit:** Digitalisierung, Steuerung und Konfiguration, Auswertung, Winkel-, Abstands und relative Geschwindigkeitsbestimmung.

Eine grundlegende Unterscheidung erfolgt nach der Architektur des Radarsystems:

- **SISO:** Ein einzelner Sende- und Empfangskanal, geringe Komplexität, keine Winkelauflösung.
- **MIMO:** Mehrere Sende- und Empfangskanäle erzeugen ein Array zur Winkelauflösung.

Moderne Chips integrieren oft alle erforderlichen Komponenten (Signalerzeugung, Mischer, Verstärker, Digitalisierung und Signalprozessor) auf einem Substrat. Die Miniaturisierung erlaubt kompakte und kostengünstige Radaranwendungen in Mobilgeräten, Fahrzeugen, Robotik und Industrie.

2.1.1 Funktionsweise eines FMCW-Radars

FMCW-Radare stellen eine besonders effiziente Methode zur simultanen Entfernung- und Geschwindigkeitsmessung dar. Im Gegensatz zu gepulsten Systemen sendet ein FMCW-Radar ein kontinuierliches Hochfrequenz- (High Frequency, HF) Signal aus, dessen Frequenz über eine definierte Zeitspanne T moduliert wird. Diese Modulation wird als *Chirp* bezeichnet. Je nach Anwendung können auch Wellenformen wie Sequenzen mit einer Folge sehr schneller Aufwärtssrampen verwendet werden [3, 4]. Abbildung 2.2 zeigt diesen linearen Frequenzanstieg grafisch durch eine diagonale Linie in einem Frequenz-Zeit-Diagramm. Das Sendesignal beginnt bei der Startfrequenz f_{start} und steigt innerhalb der Dauer T bis zur Endfrequenz f_{end} an, was der Bandbreite B entspricht. Das Sendesignal $s_t(t)$ kann im Basisband modellhaft durch

$$s_t(t) = \cos \left(2\pi \left(f_{\text{start}} t + \frac{S}{2} t^2 \right) \right) \quad (2.1)$$

beschrieben werden, wobei f_{start} die Startfrequenz und $S = \frac{f_{\text{end}} - f_{\text{start}}}{T}$ die sogenannte Sweep-Rate oder Frequenzänderung pro Zeiteinheit ist. Das reflektierte Signal $s_r(t)$ erreicht den Empfänger mit einer Laufzeitverzögerung τ , sodass beim Mischen von Sende- und Empfangssignal ein sogenanntes Beat-Signal entsteht. Dieses enthält die Beatfrequenz $f_b = S\tau$, die direkt proportional zur Laufzeitverzögerung und damit zur Zielentfernung R

$$R = \frac{c}{2S} \cdot f_b \quad (2.2)$$

ist, mit c als Lichtgeschwindigkeit im Medium. Im unteren Teil der Abbildung wird die zeitliche Form der Basisbandsignale dargestellt. Die beiden Signale $s_t(t)$ und $s_r(t)$ unterscheiden sich durch eine zeitliche Verschiebung τ und eine reduzierte Amplitude, was die Laufzeitverzögerung und die Dämpfung des reflektierten Signals visualisiert. Durch die zeitlich kontinuierliche Messung lässt sich somit die Entfernung mit hoher

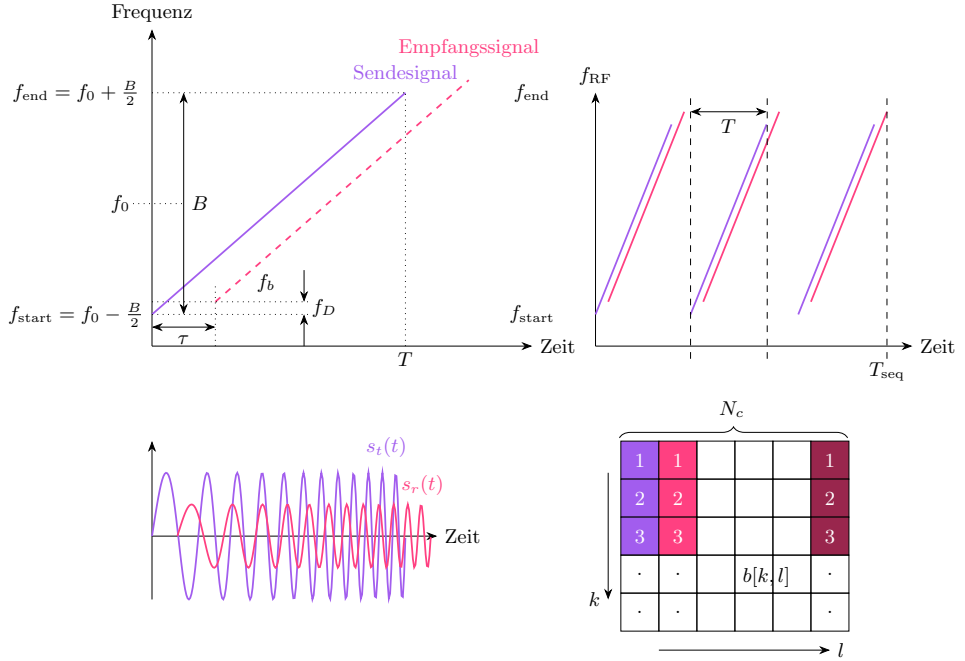


Abbildung 2.2: Schematische Darstellung der FMCW-Funktion: Lineare Frequenzrampe, reflektiertes Signal mit Zeitverzögerung und resultierendes Beat-Signal.

Genauigkeit bestimmen. Die maximale Entfernungsaufösung ist dabei durch die Bandbreite B des Chirps begrenzt und berechnet sich zu [5, 6]

$$\Delta R = \frac{c}{2B}. \quad (2.3)$$

Bewegt sich das Radarsystem und/oder das Ziel, überlagern sich die Effekte durch Laufzeit und Dopplerverschiebung. Zur Entkopplung von Entfernung- und Geschwindigkeitsinformation werden in FMCW-Systemen mehrere Chirps ausgesendet. In dieser Arbeit wird der sogenannte *fast Chirp mode* verwendet, bei dem mehrere Chirps mit geringem zeitlichem Abstand innerhalb eines Frames gesendet werden, um eine höhere zeitliche Auflösung zu ermöglichen. Neben diesem existiert auch der sogenannte *slow Chirp mode*, bei dem die Chirps mit deutlich größerem zeitlichen Abstand gesendet werden. Auf diesen wird im Rahmen dieser Arbeit nicht näher eingegangen, weiterführende Informationen finden sich jedoch in [7]. Die Darstellung rechts oben in Abbildung 2.2 zeigt eine Folge mehrerer aufeinanderfolgender Chirps, die jeweils leicht zeitlich versetzt reflektiert werden. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, Phasenänderungen von Chirp zu Chirp zu verfolgen. Diese Phasendifferenz von zwei aufeinanderfolgenden Chirps entspricht einer Dopplerfrequenz f_D , die aus der zeitlichen Phasenentwicklung bestimmt werden kann. Für zwei aufeinanderfolgende

Chirps mit einem zeitlichen Abstand T_c ergibt sich der Phaseninkrement zu

$$\Delta\varphi = 2\pi f_D T_c. \quad (2.4)$$

Allgemein kann die Dopplerfrequenz aus der Phasenänderung über mehrere Chirps bestimmt werden als

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{T_c}. \quad (2.5)$$

Aus der Dopplerfrequenz lässt sich anschließend die Radialgeschwindigkeit v des Ziels berechnen zu

$$v = \frac{f_D \cdot \lambda}{2}, \quad (2.6)$$

wobei $\lambda = \frac{c}{f_0}$ die Wellenlänge zur mittleren Trägerfrequenz f_0 bezeichnet. Rechts unten in Abbildung 2.2 ist eine Datenmatrix dargestellt, in der jede Zeile einem Chirp entspricht und jede Spalte einer Sample-Position innerhalb des Chirps. Die Matrixstruktur mit N_c Chirps (vertikal) und N_s Samples (horizontal) bildet die Grundlage für die nachfolgenden schnellen Fourier-Transformations- (Fast Fourier Transform, FFT) Schritte. Die FMCW-Methode ermöglicht so die gleichzeitige Ermittlung von Entfernung und Geschwindigkeit. Die Empfangsleistung

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.7)$$

hängt nach der Radargleichung dabei stark von der Entfernung R zum Ziel ab, wobei P_{Tx} die Sendeleistung, G_{Tx} und G_{Rx} Sende- und Empfangsgewinn der Antennen, λ die Wellenlänge und σ den Radarquerschnitt des Ziels beschreiben [3, 8].

2.1.2 Signalverarbeitung im Radarsystem

Nach der Mischung von Sende- und Empfangssignal im Basisband enthält das Beat-Signal Informationen über die Zielentfernung, die aus der Beat-Frequenz eines Chirps abgeleitet wird, sowie über die Radialgeschwindigkeit, die sich aus der Phasenänderung zwischen aufeinanderfolgenden Chirps ergibt. Zur weiteren Verarbeitung wird das analoge Signal mit einem Analog-Digital-Umsetzer (Analog Digital Converter, ADC) digitalisiert. Der ADC tastet das Signal mit einer geeigneten Abtastrate f_s über die Dauer jedes Chirps T ab. Die entstehende Datenmatrix besitzt typischerweise die Form $N_c \times N_s$, wobei N_c die Anzahl der Chirps pro Messung und N_s die Anzahl der Samples pro Chirp ist. Diese Matrix wird als Ausgangspunkt für die Frequenzanalyse genutzt. Zunächst erfolgt die Fensterung jeder Chirp-Zeile, z.B. mit einem Blackman-Harris- oder Hamming-Fenster, um Nebenkeulen zu unterdrücken. Anschließend wird für jede Zeile eine eindimensionale FFT der Länge N_s ausgeführt

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N_s-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi kn/N_s}, \quad (2.8)$$

mit $x[n]$ als Abtastwerte und $X[k]$ als Frequenzspektrum. Die Frequenzachse lässt sich direkt in Entfernung umrechnen. Um in einem weiteren Schritt eine Geschwindigkeitsbestimmung über eine zweite FFT entlang der Chirp-Achse durchzuführen, werden für jede gemessene Entfernung die zugehörigen Empfangssignale über N_c Chirps ausgewertet. Diese zweidimensionale Verarbeitung ergibt ein sogenanntes Entfernungs-Doppler-Diagramm. Die Kombination der beiden Frequenzdomänen erlaubt somit die gleichzeitige Detektion von Entfernung und Relativgeschwindigkeit der Ziele.

Die Winkelauflösung eines Radars beschreibt die Fähigkeit, zwei Ziele mit geringem Azimutwinkelabstand getrennt zu detektieren. Konventionell wird dies durch die Nutzung mehrerer Empfangsantennen erreicht, wodurch ein Antennenarray entsteht. Bei nur einem Sendepfad und mehreren Empfängern kann zwischen Zielen in verschiedenen Winkeln unterschieden werden. Durch die Anordnung mehrerer Antennenelemente entlang einer räumlichen Achse ergibt sich eine effektive Apertur, bei der eine richtungsabhängige Phasendifferenz zwischen den Antennenelementen ermittelt werden kann. Diese wird typischerweise über eine zusätzliche FFT zur Bestimmung des Einfallswinkels genutzt. In Kombination mit der zuvor durchgeführten Entfernungs- und Geschwindigkeitsbestimmung ergibt sich ein dreidimensionaler Datenwürfel (Entfernungs-Doppler-Antennen-Würfel). Dieser beinhaltet die empfangenen Signale über Entfernung, Dopplerfrequenz und Antennenposition. Eine explizite Winkelschätzung ist durch weitere Verarbeitungsschritte möglich.

2.2 Elektromagnetische Wellen und Wellenausbreitung

Elektromagnetische Wellen entstehen durch die gegenseitige Induktion elektrischer und magnetischer Felder. Diese Wechselwirkung wird durch die Maxwell-Gleichungen beschrieben [9, S. 93]. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v_p einer elektromagnetischen Welle in einem Medium mit relativer Permittivität ε_r ergibt sich zu $v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$, wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ist. Daraus folgt die frequenzabhängige Wellenlänge im Medium zu $\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}$. Im Vakuum gilt entsprechend $\lambda_0 = \frac{c_0}{f}$ [10]. Eine ebene Welle ist durch konstante Phasenflächen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung definiert und gilt in erster Näherung unter Fernfeldbedingungen. Die elektrische Feldstärke folgt der allgemeinen Form

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{E}_0 \cos(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t), \quad (2.9)$$

mit

$$\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} = k_x x + k_y y + k_z z, \quad (2.10)$$

dem Wellenvektor $|\mathbf{k}| = \frac{2\pi}{\lambda}$ und der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$. Das zugehörige magnetische Feld ergibt sich zu

$$\mathbf{H}_0 = \frac{\mathbf{k} \times \mathbf{E}_0}{c}, \quad (2.11)$$

was die Orthogonalität von elektrischem Feld $\mathbf{E}$, magnetischem Feld $\mathbf{H}$ und Ausbreitungsrichtung $\mathbf{k}$ kennzeichnet. Diese Geometrie entspricht der transversal-elektromagnetischen (TEM) Welle, wie in Abbildung 2.3 dargestellt [11]. Trifft eine elektromagnetische Welle auf eine leitende Oberfläche (z. B. Metall), wird sie reflektiert. Die Stärke der Reflexion hängt von der Impedanzfehlانpassung ab und wird durch den Reflexionskoeffizienten Γ beschrieben

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}, \quad (2.12)$$

wobei Z_0 die Wellenimpedanz des Mediums und Z_l die Impedanz der Last ist. Im Grenzfall eines Leerlaufs ($Z_l \rightarrow \infty$) ergibt sich eine phasengleiche Reflexion ($\Gamma = 1$), im Fall eines Kurzschlusses ($Z_l = 0$) eine Phasenumkehr ($\Gamma = -1$). Eine ideal leitende Metallwand wirkt somit wie ein Spiegel für elektromagnetische Wellen und bildet die Grundlage für Hohlleiterstrukturen.

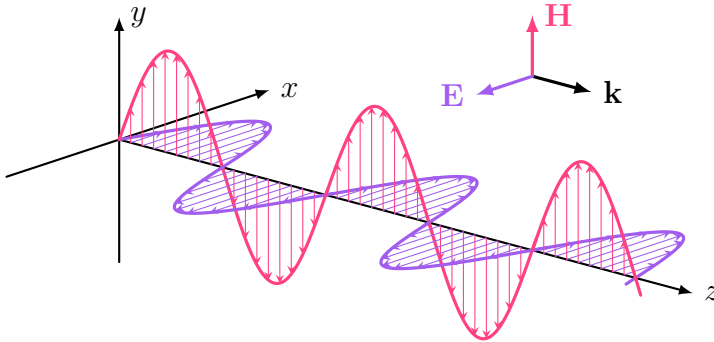


Abbildung 2.3: **Elektrisches Feld** und **magnetisches Feld** einer ebenen TEM-Welle entlang der z -Richtung [12].

2.2.1 Parallelplattenleitungen

In leitenden Strukturen wie Hohlleitern oder Parallelplattenleitungen können elektromagnetische Wellen geführt werden. Die Feldverteilung und auftretende Moden hängen dabei stark von der Geometrie ab. Eine besonders einfache Struktur ist die Parallelplattenleitung, bestehend aus zwei parallelen, ideal leitenden Platten im Abstand d , zwischen denen ein dielektrisches Medium liegt (siehe Abbildung 2.4). In dieser Struktur kann sich eine TEM-Welle ausbreiten, bei der das elektrische Feld $\vec{E}$ senkrecht zu den Platten steht, das magnetische Feld $\vec{H}$ parallel zur Plattenebene

verläuft und beide Felder orthogonal zur Ausbreitungsrichtung z sind, weshalb

$$\vec{E} \perp \vec{H} \perp \vec{k}$$

gilt [12]. Die Ausbreitung der TEM-Mode ist nicht durch eine Grenzfrequenz begrenzt. Ihre Phasengeschwindigkeit ergibt sich zu

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, \quad (2.13)$$

mit der relativen Permeabilität μ_r des Mediums. Der Wellenwiderstand (Impedanz) Z_0 der Leitung ergibt sich nach

$$Z_0 = \frac{E_y \cdot d}{H_x \cdot W}, \quad (2.14)$$

mit dem Plattenabstand d und der Breite W der Struktur. Da die TEM-Mode nicht dispersiv ist, bleibt ihre Phasengeschwindigkeit

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_r \epsilon_r}, \quad v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.15)$$

konstant und ihre Ausbreitung frequenzunabhängig.

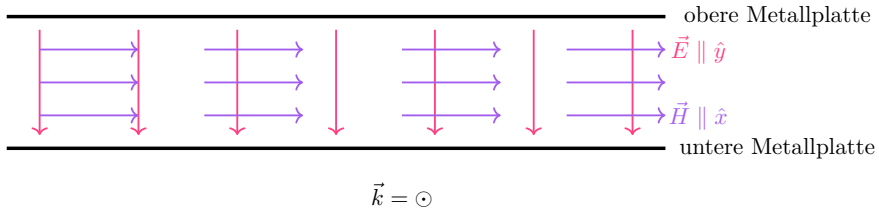


Abbildung 2.4: Feldverteilung der TEM-Mode in einer Parallelplattenleitung nach [13, S. 365].

2.2.2 Rechteckhohlleiter und TE/TM-Moden

Rechteckhohlleiter bestehen aus metallischen, leitenden Hohlprofilen, in denen sich keine TEM Wellen ausbreiten können. Stattdessen treten sogenannte transversal elektrische (TE) und transversal magnetische (TM) Moden auf. Bei TE-Moden verschwindet die elektrische Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung ($E_z = 0$), während bei TM-Moden die magnetische Feldkomponente in Längsrichtung entfällt ($H_z = 0$). Die dominierende Mode im rechteckigen Hohlleiter ist die TE_{10} -Mode. Ihre Grenzfrequenz f_c , also die unterste Frequenz, bei der eine Ausbreitung überhaupt möglich ist, hängt direkt von der Breite a des Hohlleiterquerschnitts ab und berechnet sich nach [14] zu

$$f_c = \frac{c_0}{2a}. \quad (2.16)$$

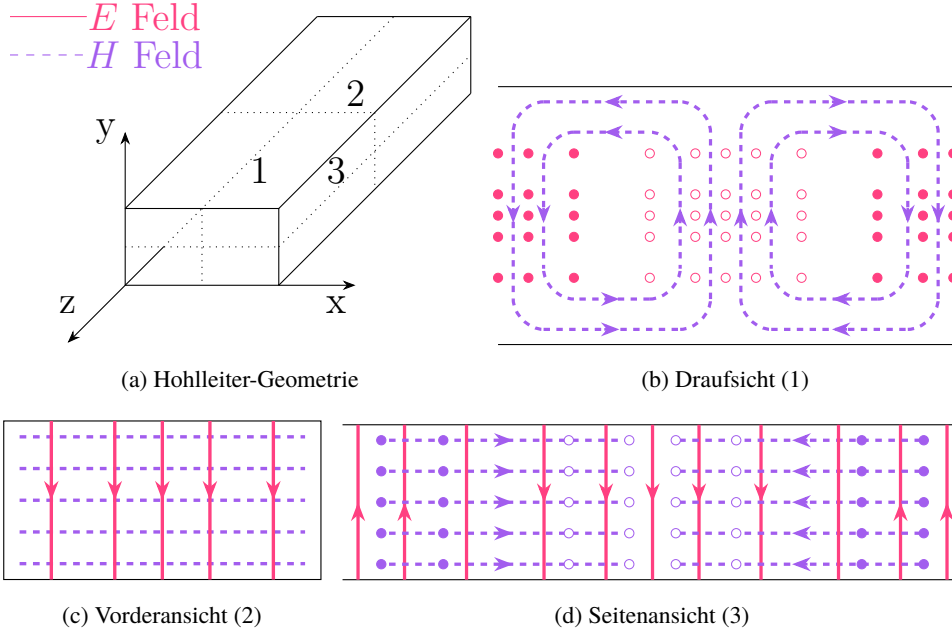


Abbildung 2.5: Elektrische und magnetische Feldverteilungen der TE_{10} -Mode in einem rechteckigen Hohlleiter aus verschiedenen geometrischen Perspektiven, angelehnt an [14, 15].

Die typische Feldverteilung dieser Mode zeigt eine sinusförmige Variation der elektrischen Feldstärke in der Breitenrichtung, wie in Abbildung 2.5 dargestellt. Im Gegensatz zur TEM-Welle ist die TE_{10} -Mode dispersiv, das heißt ihre Ausbreitungsgeschwindigkeit ist frequenzabhängig. Diese Eigenschaft wird durch die wellenabhängige Phasenkonstante $\beta(f)$ nach

$$\beta(f) = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c_0}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (2.17)$$

beschrieben. Daraus ergeben sich die frequenzabhängige Phasengeschwindigkeit $v_p(f)$ und Gruppengeschwindigkeit $v_g(f)$ zu

$$v_p(f) = \frac{c_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}, \quad v_g(f) = c_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}. \quad (2.18)$$

Die Dispersionsbeziehung zeigt, dass sich Phasen- und Gruppengeschwindigkeit mit zunehmender Frequenz einander annähern. Die Führungswellenlänge λ_g , also die Wellenlänge innerhalb des Hohlleiters, verlängert sich gegenüber der freien Raumwel-

Wellenlänge $\lambda_0 = c_0/f$ zu

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}. \quad (2.19)$$

Die vollständige Dispersionskurve dieser Beziehung ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Für eine störungsfreie Übertragung ist es erforderlich, dass der Hohlleiter im so-

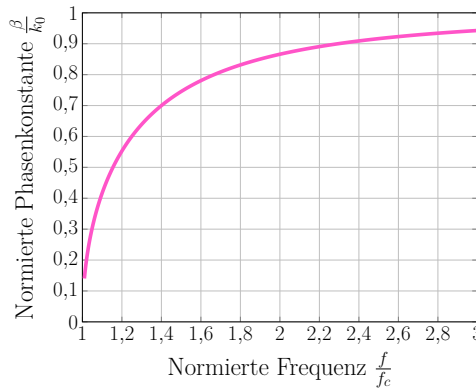


Abbildung 2.6: Dispersionskurve einer TE -Mode im Hohlleiter mit Cutoff-Frequenz f_c .

nannten Einmodenbereich betrieben wird. In diesem Frequenzbereich ist sichergestellt, dass ausschließlich die TE_{10} -Mode angeregt wird, während höhere Moden noch unterhalb ihrer jeweiligen Cutoff-Frequenz liegen. Der Einmodenbereich ist daher definiert durch

$$f_{c,10} < f < f_{c,20}, \quad (2.20)$$

wobei $f_{c,20}$ die Grenzfrequenz der nächsthöheren Mode (TE_{20}) bezeichnet. Der sichere Betrieb im Einmodenbereich minimiert Modeninterferenzen und sorgt für eine eindeutige Feldverteilung im Hohlleiter. Während sich elektromagnetische Wellen in leitungsgebundenen Strukturen wie Hohlleitern oder Parallelplattenleitungen gezielt führen und analysieren lassen, erfordert jede drahtlose Anwendung letztlich eine Übergabe dieser Wellen an den freien Raum. Die elektromagnetische Energie muss effizient aus der leitungsgeführten Struktur in eine freistrahkende Wellenform überführt werden. Dafür ist insbesondere eine Impedanzanpassung zwischen der Leitung und dem Freiraum notwendig, um Reflexionen zu minimieren und eine maximale Abstrahlung zu erzielen. Diese Schnittstelle zwischen leitungsgeführten Signalen und elektromagnetischer Ausbreitung im Raum stellen Antennen dar.

2.3 Antennen

Antennen sind zentrale Elemente in jedem Radarsystem: Sie wandeln leitungsgeführte elektromagnetische Wellen in freistrahkende Wellen um und ermöglichen somit die

drahtlose Übertragung von Informationen. Ihre Eigenschaften bestimmen maßgeblich Reichweite, Richtwirkung und Winkelauflösung eines Systems. Um Antennen hinsichtlich dieser Leistungsmerkmale zu charakterisieren, werden verschiedene Kenngrößen und Konzepte herangezogen. Die Umgebung einer Antenne lässt sich in unterschiedliche Bereiche einteilen, abhängig von der Entfernung zur Antenne und der Art der vorherrschenden elektromagnetischen Felder. Diese hängen vom Richtfaktor D ab [16–18]:

- **Reaktives Nahfeld:** $R < 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$, hier dominieren induktive und kapazitive Kopplungen.
- **Fresnel-Zone (strahlendes Nahfeld):** $0,62\sqrt{D^3/\lambda} < R < 2D^2/\lambda$, geprägt von Interferenzeffekten.
- **Fernfeld (Fraunhofer-Zone):** $R > 2D^2/\lambda$, mit näherungsweise ebenen Wellenfronten und stabiler Richtcharakteristik.

Im Fernfeld lässt sich die Strahlung einer Antenne durch das Antennendiagramm darstellen. Dieses gibt die normierte Feld- oder Leistungsdichte als Funktion der Raumwinkel θ und ϕ an. Die elektrische Feldverteilung wird häufig normiert dargestellt als

$$E_{\theta}^n(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}(\theta, \phi)}{E_{\theta, \max}}, \quad (2.21)$$

und die zugehörige Leistungsdichte durch

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{S_{\max}}, \quad S(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}(\theta, \phi)|^2}{Z_0}, \quad Z_0 = 376,7 \, \Omega, \quad (2.22)$$

wobei $\vec{E}$ das elektrische Feld und Z_0 der Wellenwiderstand des freien Raums ist. Typische Kenngrößen zur Beschreibung der Richtcharakteristik sind die Halbwertsbreite (Half Power Beam Width, HPBW), das Nebenkeulenlevel (Side Lobe Level, SLL) und der Nullstellenabstand (First Null Beam Width, FNBW). Der Richtfaktor D gibt außerdem an, wie stark eine Antenne Leistung in eine Vorzugsrichtung bündelt. Dieser berechnet sich über

$$D = \frac{4\pi S_{\max}}{P_{\text{rad}}}, \quad (2.23)$$

wobei P_{rad} die insgesamt abgestrahlte Leistung ist. Die Strahlungseffizienz

$$\eta = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} \quad (2.24)$$

gibt an, welcher Anteil der eingespeisten Leistung P_{in} abgestrahlt wird, woraus der Antennengewinn

$$G = \eta \cdot D \quad (2.25)$$

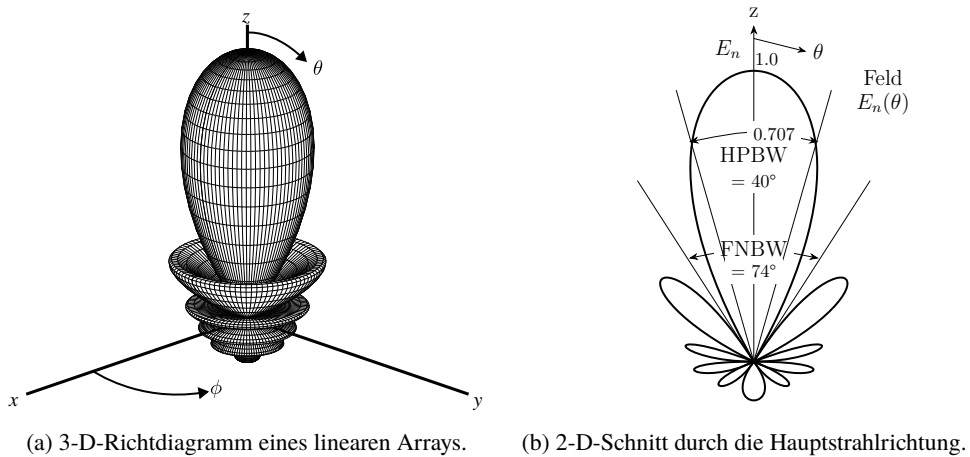


Abbildung 2.7: Normierte Fernfeldcharakteristik nach [16, 18].

resultiert. Zur Berechnung der empfangenen Leistung im Fernfeld wird die sogenannte Friis-Übertragungsgleichung

$$\frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_{Tx} G_{Rx} \quad (2.26)$$

verwendet [3]. Der Ausdruck

$$D_f = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (2.27)$$

wird als Freiraumdämpfung D_f bezeichnet und beschreibt den Dämpfungsfaktor bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im freien Raum. Er gilt für den Fall separater Sende- und Empfangsantennen, nicht jedoch für Radarsysteme, bei denen das Signal den Weg zum Ziel und zurück durchläuft. Nachdem die wichtigsten charakteristischen Größen von Antennen erläutert wurden, erfolgt darauf aufbauend eine gezielte Auswahl und Beschreibung jener Antennentypen, die im Kontext dieser Arbeit von besonderem Interesse sind.

2.3.1 Hornantennen

Ein klassisches Beispiel für eine Antenne mit gerichteter Abstrahlung und hohem Gewinn ist die Rechteck-Hornantenne. Sie entsteht durch die beidseitige Aufweitung eines rechteckigen Hohlleiters (Waveguide Rectangular, WR) und ermöglicht einen effizienten Übergang von der leitungsgeführten zur freistrahrenden Welle. In der Pyramidenform besitzt sie eine symmetrische Ausbreitung sowohl in der H-Ebene (xz) als auch in der E-Ebene (yz), wie in Abbildung 2.8 dargestellt. Für einen möglichst hohen Antennengewinn lassen sich optimale Aperturgrößen B und A in der H- bzw.

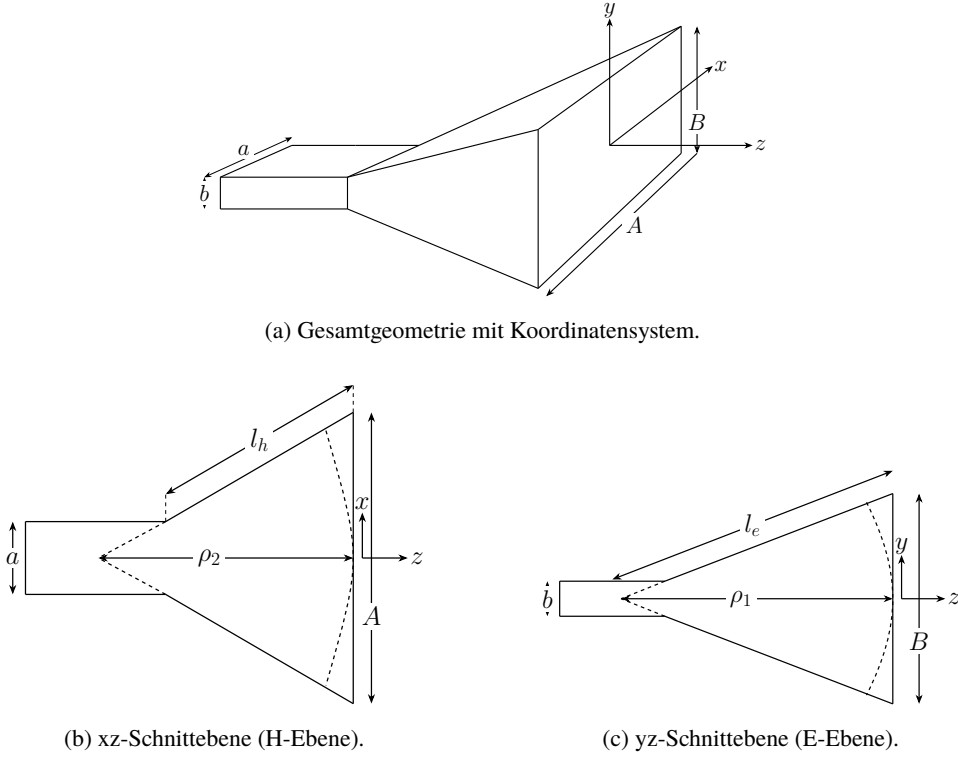


Abbildung 2.8: Pyramiden-Hornantenne mit Geometrieparametern nach [16].

E-Ebene durch

$$B = \sqrt{2\lambda_0\rho_1}, \quad A = \sqrt{3\lambda_0\rho_2}, \quad (2.28)$$

bestimmen, wobei ρ_1 bzw. ρ_2 die Phasenzentrenabstände von der Hohlleitermündung zur jeweiligen Apertur sind. Der maximale Gewinn G_0 ergibt sich damit näherungsweise zu

$$G_0 \approx \frac{2\pi}{\lambda_0^2} \sqrt{3\lambda_0 l_h} \sqrt{2\lambda_0 l_e}, \quad (2.29)$$

wobei l_h und l_e die Längen der Hornstruktur in H- bzw. E-Ebene darstellen.

2.3.2 Leckwellenantennen

Leckwellenantennen können auf einem wellengeführten Hohlleiter basieren, in dessen metallische Wand periodisch oder quasiperiodisch Schlitze eingebracht werden. Diese Schlitze ermöglichen es, dass elektromagnetische Energie kontrolliert aus dem Leitungsmodus austreten kann. Der Abstrahlwinkel $\theta_0(f)$ ist frequenzabhängig und

ergibt sich über die Beziehung

$$\theta_0(f) = \arccos\left(\frac{\beta(f)}{k_0}\right), \quad (2.30)$$

wobei $\beta(f)$ die frequenzabhängige Ausbreitungskonstante des Leitungsmodus und $k_0 = 2\pi/\lambda$ die Wellenzahl im Freiraum ist. Zur Strahlung kommt es, wenn ein Schlitz

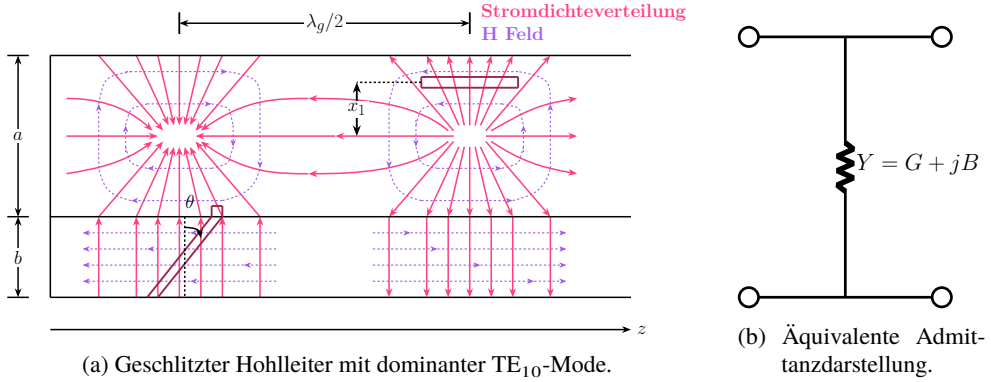


Abbildung 2.9: Rechteckhohlleiter mit Schlitz und äquivalenter Darstellung als Admittanz auf Zweidrahtleitung nach [19], [20].

die metallische Wand durchbricht und dabei in ein Strommaximum eingreift. In der dominanten TE_{10} -Mode verlaufen starke Ströme entlang der breiten Wand. Wird ein Schlitz quer dazu eingefügt, wird das Stromfeld gestört, was zu einer Abstrahlung führt. Die Orientierung und Position des Schlitzes beeinflussen das abgestrahlte Feld. Eine schräge oder asymmetrische Anordnung führt zu einer effektiven Feldkomponente im Schlitz, die wie ein Aperturstrahler wirkt. Die Wirkung eines einzelnen Schlitzes kann durch eine Admittanz Y beschrieben werden, die aus dem Reflexionsfaktor S_{11} zu

$$\frac{Y}{G_{\text{char}}} = -\frac{2S_{11}}{1 + S_{11}} \quad (2.31)$$

berechnet werden kann. wobei G_{char} die charakteristische Leitwertgröße der Leitung darstellt. Ein Schlitz ist resonant, wenn das Verhältnis Y/G_{char} reell ist. In einem Array von mehreren Schlitzten wird die Wechselwirkung mit benachbarten Elementen durch die sogenannte aktive Admittanz Y_n^a nach

$$Y_n^a = Y_{nn} + Y_n^b \quad (2.32)$$

beschrieben, wobei Y_{nn} die Selbstadmittanz des n -ten Schlitzes ist und Y_n^b die Summe der Kopplungen zu den übrigen Schlitzten darstellt [21]. Der Abstand d zwischen benachbarten Schlitzten beeinflusst die Phasenlage der abgestrahlten Wellen. Bei $d = \lambda_g/2$, wobei λ_g die Wellenlänge im Hohlleiter ist, spricht man von einem stehwellengespeisten Array. Hierbei befinden sich benachbarte Schlitzte in entgegengesetzten

Strommaxima. Um destruktive Interferenz zu vermeiden, werden die Schlitze abwechselnd auf unterschiedlichen Seiten der Mittenlinie platziert (siehe Abbildung 2.9a, Schlitz im Abstand x_1 von der Mittenlinie), wodurch sich eine 180° -Phasendrehung ergibt. Bei anderen Abständen ($d \neq \lambda_g/2$) entsteht ein wanderwellengespeistes Array. Der Phasenunterschied zwischen benachbarten Schlitzen hängt dann von der frequenzabhängigen Ausbreitungskonstante $\beta(f)$ ab. Der resultierende Abstrahlwinkel $\theta_0(f)$ ergibt sich näherungsweise zu

$$\theta_0(f) = \arccos \left(\frac{\beta(f)}{k_0} - \frac{\lambda}{2d} \right). \quad (2.33)$$

Da β die Phasenlage der abgestrahlten Felder bestimmt, ergibt sich eine stark frequenzabhängige Richtwirkung. Der Leckwellenkoeffizient α beschreibt den exponentiellen Abfall des Feldes entlang der Struktur

$$E(z) = E_0 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}, \quad (2.34)$$

wobei E_0 die Amplitude am Strukturanfang und z die Koordinate entlang der Ausbreitungsrichtung ist. Ein geeignetes Design erlaubt so eine gezielte Steuerung der Abstrahlcharakteristik durch Anpassung von Schlitzparametern und Frequenz.

2.3.3 Patch-Antennen

Patch-Antennen zeichnen sich durch ihren planaren Aufbau, ein flaches Profil und eine kostengünstige Herstellung aus. Sie bestehen typischerweise aus einem metallischen rechteckigen Patch, der über einer leitfähigen Bezugspotenzialfläche angebracht ist. Zwischen diesen beiden Ebenen befindet sich ein dielektrisches Substrat mit relativer Permittivität ϵ_r . Aufgrund ihrer kompakten Bauweise und Effizienz finden Patch-Antennen breite Anwendung in modernen Radarsystemen [22]. Die Struktur wirkt als resonante Kavität mit offenen Rändern, wobei elektromagnetische Energie in Form von Fransenfeldern austritt, die zur Strahlung beitragen. Die dominierende Modenform ist dabei die TM_{10} -Mode, bei der das elektrische Feld senkrecht zum Patch steht und das Magnetfeld tangential verläuft [23]. Abbildung 2.10 illustriert das Prinzip der Feldverteilung. Zur Auslegung einer Patch-Antenne werden verschiedene geometrische Parameter verwendet, die sich aus den elektromagnetischen Eigenschaften und der gewünschten Resonanzfrequenz f_r ableiten. Die Breite W_p des Patches ergibt sich zu

$$W_p = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}. \quad (2.35)$$

Da das elektrische Feld nicht vollständig im Substrat, sondern teilweise in der Luft verläuft, wird die effektive Permittivität ϵ_{eff} verwendet. Sie berechnet sich mit der Substrathöhe h zu

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W_p} \right)^{-1/2}. \quad (2.36)$$

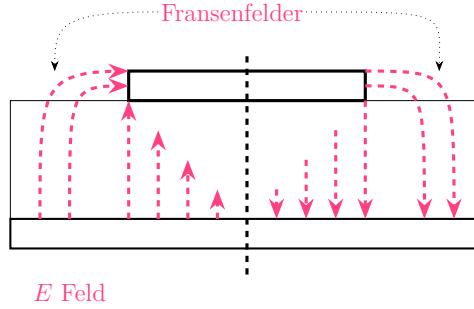


Abbildung 2.10: Feldverteilung mit Fransenfeldern an den Patchkanten.

Die effektive Länge L_{eff} der resonanten Kavität ergibt sich durch

$$L_{\text{eff}} = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}. \quad (2.37)$$

Da an den offenen Rändern Fransenfelder auftreten, wird eine Längenzugabe ΔL berücksichtigt, die nach

$$\Delta L = 0,412h \cdot \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0,3) \left(\frac{W_p}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0,258) \left(\frac{W_p}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.38)$$

zu berechnen ist. Daraus folgt die effektive Gesamtlänge L_p des Patches als

$$L_p = L_{\text{eff}} - 2\Delta L. \quad (2.39)$$

Das vorliegende Kapitel hat die wesentlichen physikalischen, systemtechnischen und antennentechnischen Grundlagen zusammengeführt, die für das Verständnis von Radarsystemen und deren Komponenten erforderlich sind. Darauf aufbauend erfolgt im nächsten Abschnitt eine Einordnung bestehender Konzepte, Technologien und aktueller Forschungsarbeiten im Kontext dieser Arbeit [24].

3.1 Gesamtsystem

Um die in Kapitel 1.2 formulierten Anforderungen an ein kompaktes, energieeffizientes und winkelauflösendes 60-GHz-Radarsystem mit minimaler Hardwarekomplexität zu erfüllen, ist ein ganzheitlicher Systemansatz erforderlich. Dabei kommt der Integration von Antenne, Systemarchitektur und Signalverarbeitung eine zentrale Bedeutung zu. In den folgenden Abschnitten wird der Stand der Technik hinsichtlich vollständig realisierter Radarsysteme mit frequenzabhängiger Strahlschwenkung zusammengefasst, um bestehende Lösungsansätze zu bewerten und potenzielle Abgrenzungen zu der in dieser Arbeit verfolgten Systemkonzeption aufzuzeigen.

3.1.1 Gesamtsystem mit SIW-Leckwellenantenne im 60-GHz-Band

Das in [25] und [26] vorgestellte Radarsystem adressiert die schnelle Detektion bewegter Ziele, insbesondere im Nahbereich, also in kurzen Entfernungen unmittelbar vor dem Sensor. Das Gesamtsystem basiert auf dem FMCW-Prinzip mit einem Frequenzhub von 57 GHz bis 63 GHz. Für die Umsetzung der winkelauflösenden Detektion wird eine frequenzscannende Leckwellenantenne (Leaky-Wave Antenna, LWA) verwendet, die auf der substratintegrierten Hohlleiter- (Substrate Integrated Waveguide, SIW) Technologie basiert und eine sogenannte Meander-Linien-Struktur aufweist (siehe Abbildung 3.1). Diese ist in [27] genauer aufgeführt. Der Einsatz dieser Antennen geometrie ermöglicht eine frequenzabhängige elektronische Strahlschwenkung, ohne dass mechanische Komponenten oder phasengesteuerte Arrays notwendig wären. Der konkrete Strahlschwenk, also das frequenzabhängige Verkippen der Hauptstrahlrichtung der Antenne liegt nach [27] bei ungefähr $\pm 20^\circ$. Das Gesamtsystem ist als kompakter Demonstrator aufgebaut, der neben dem Antennenfrontend auch eine vollständige digitale Signalverarbeitungseinheit beinhaltet. Die Auswertung erfolgt mittels FFT-basierter Methoden sowie zeitselektiver Analyseverfahren, wodurch sowohl Entfernungs- als auch Winkelinformationen aus dem empfangenen Signal extrahiert werden können. Die Winkelschätzung basiert dabei vollständig auf der frequenzabhängigen Antennencharakteristik. In einer Folgearbeit [28] wird eine ähnliche Antenne bei 77 GHz genutzt und über 20° geschwenkt. Zudem wird in jener Arbeit die Meanderstruktur in ein hybrides MIMO-FMCW-Radar integriert. Die frequenzgesteuerten SIW-Antennen dienen als Sendeeinheiten in einem linearen

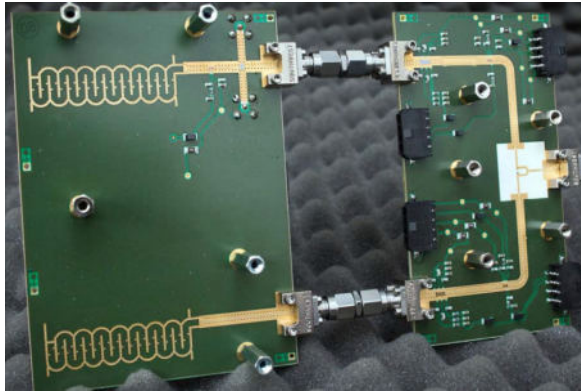


Abbildung 3.1: Radar-Frontend im Frequenzbereich von 57 GHz bis 63 GHz mit integrierter Meanderlinienantenne zur Strahlschwenkung [25].

MIMO-Array mit 48 virtuellen Kanälen. Die Elevationswinkelinformation wird erneut aus der frequenzabhängigen Hauptstrahlrichtung der Antenne gewonnen, wobei der Empfang durch breit strahlende Empfangs- (Receive, Rx) Antennen erfolgt. Im Vergleich zur in dieser Arbeit verfolgten Zielstellung lassen sich mehrere Unterschiede identifizieren:

- Die planar aufgebaute SIW-basierte Meanderstruktur ermöglicht eine geringe Bauhöhe, bietet jedoch nur begrenzte Flexibilität bei der Integration austauschbarer Antennenmodule. Dadurch wird ein Konzept erschwert, bei dem je nach Zielanwendung spezifisch angepasste Antennen auf einer identischen Systembasis genutzt werden können.
- Der Fokus liegt auf der Detektion einzelner Ziele mit Geschwindigkeiten über $500 \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Dafür kommt eine schnelle direkte digitale Frequenzsynthese-basierte Signalerzeugung zum Einsatz, kombiniert mit einer ADC-Abtastrate von $500 \frac{\text{MS}}{\text{s}}$ bei 15 bit Auflösung. Die Detektion mehrerer Objekte mit Winkelauflösung wird nicht adressiert.
- In [28] werden zwar mehrere Ziele detektiert, allerdings wird hier ein MIMO-System genutzt, bei welchem die Antennen mit Strahlschwenk zur Verbesserung der Winkelauflösung dienen und nicht zur Ermöglichung.

Ein wesentlicher Aspekt ist zudem, dass die Arbeit eine umfassende Systemintegration vorstellt, die jedoch auf einer eher konventionellen SIW-Technologie basiert. Diese bietet Vorteile hinsichtlich Planarität und Integration auf Substratbasis, bringt jedoch auch signifikante Einschränkungen mit sich: So sind strukturelle Anpassungen schwer umzusetzen, insbesondere bei höheren Anforderungen an Antennengewinn, Strahlformung oder strukturelle Modularität. Weiterhin ist das Konzept in seiner Skalierung

beschränkt, da bei 60 GHz und erst recht bei höheren Frequenzen die dielektrischen Verluste im SIW den Gewinn der Antenne erheblich reduzieren. Auch die maximal mögliche Direktivität und die Symmetrie des Abstrahlverhaltens sind aus diesem Grund limitiert.

3.1.2 Gesamtsystem mit breitbandiger, verlustarmer Leckwellenantenne im W-Band

Das in [29] vorgestellte Antennensystem adressiert die Anforderungen hochauflösender Multikanalradarsysteme im Millimeterwellenbereich. Im Fokus steht eine leistungseffiziente LWA, die gezielt für Anwendungen mit hoher Bandbreite bei gleichzeitig niedrigen Verlusten entwickelt wurde. Die Antenne basiert auf einem luftgefüllten Rechteckhohlleiter mit nichtresonanten Schlitten an der schmalen Wand, wodurch eine frequenzabhängige Strahlschwenkung ermöglicht wird. Die Struktur kombiniert die Vorteile klassischer Leckwellenkonzepte mit einer neuartigen mechanischen Umsetzung, die auf gefrästen Metallschichten und der sogenannten Split-Block-Technologie basiert. Im Vergleich zu breitwandigen Slot-Arrays oder dielektrisch gefüllten SIW-Ansätzen erlaubt die verwendete Konfiguration ein präziseres Abstrahlverhalten, geringe Verluste und eine einfache Integration in dichtere Arrays. Der gemessene Strahlschwenkbereich beträgt rund 20° bei einer nutzbaren Bandbreite von 25 GHz. Das System demonstriert die Antennenfunktion innerhalb eines FMCW-Radar-Modells (siehe Abbildung 3.2). Der erzeugte Frequenzhub erstreckt sich über 85 GHz bis 105 GHz. Die Auswertung der empfangenen Daten des Modells erfolgt über eine zeitfrequenzbasierte Analyse mittels Gabor-Transformation, wobei Reichweiten- und Winkelinformationen aus einem einzigen Empfangskanal gewonnen werden. Damit stellt das Paper modellhaft eine vollständige Systemintegration vor. Im Vergleich zur vorliegenden Problemstellung ergeben sich folgende Abgrenzungen:

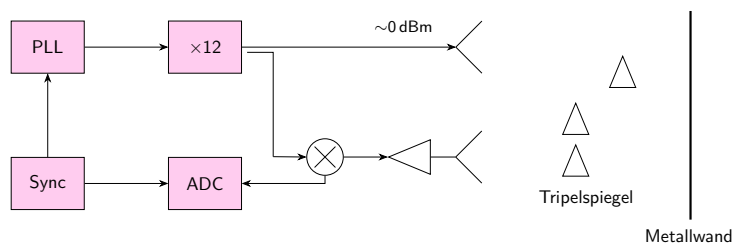


Abbildung 3.2: Aufbau zur Charakterisierung der frequenzabhängigen Strahlschwenkung einer Antenne im Rahmen eines FMCW-Radars [29].

- Das Antennendesign nutzt eine luftgefüllte Hohlleiterstruktur mit linear getapernten, nichtresonanten Schlitten, deren Leckverluste über die Slotbreite steuerbar sind.

- Die Herstellung der Antenne erfolgt über Fräsen und Laserschneiden von metallischen Strukturen mit zusätzlicher Goldbeschichtung, um Oberflächenverluste zu minimieren. Diese Fertigungsmethodik ist hochgenau, aber extrem aufwändig und nicht kosteneffizient.
- Der Strahlschwenk beträgt etwa 20° , was bei einer Bandbreite von 25 GHz einem sehr geringen Winkel-zu-Frequenz-Verhältnis entspricht.
- Die Antenne wurde in ein FMCW-Radarmodell eingebunden, allerdings nur in ein praxisnahes Demonstrationssystem mit Labormessgeräten und nicht in ein vollständig aufgebautes oder kommerzielles Radarmodul.

Insgesamt stellt [29] ein breitbandiges Radarmodell mit frequenzscannender LWA dar. Aufgrund des geringen Winkel-zu-Frequenz-Verhältnisses sowie der aufwendigen Fertigung ist dieses Konzept jedoch nicht geeignet, um die Zielsetzung der vorliegenden Arbeit zu erfüllen, sondern erfordert alternative Design- und Herstellungsansätze.

3.1.3 Gesamtsystem mit mikrostreifenbasierter Leckwellenantenne

In [30] wird ein Terahertz-Radarsystem vorgestellt, das auf einer periodischen Mikrostreifen-LWA basiert und eine frequenzabhängige Strahlschwenkung im Bereich von 235 GHz bis 325 GHz realisiert (siehe 3.3). Der realisierte Squint-Winkel, also die frequenzabhängige Verschiebung des Hauptstrahls, beträgt -23° bis 15° mit einer konstanten Strahlbreite von etwa 4° über die gesamte Bandbreite, was einer Gesamt-Squintweite von 38° entspricht. Die Bandbreite des Systems beträgt 90 GHz. Die Antenne ist als planare Mikrostreifenleitungsstruktur mit periodisch angebrachten Strahlungselementen aufgebaut. Ein Frequenzsweep führt zu einer gerichteten Abstrahlung, wobei der Winkel durch die Dispersionseigenschaften des Leiters bestimmt wird. Der Übergang zwischen dem rechteckigen WR-3-Wellenleiteranschluss und der mikrostreifenbasierten Antenne erfolgt über einen planaren Koppler auf Basis von metallisierten COP-Folien. Dieser erlaubt eine verlustarme Modenkonzersion bei gleichzeitig geringem Bauraum. Die Einfügedämpfung liegt laut Simulation bei etwa 1,2 dB bei 300 GHz, und die 3-dB-Übertragungsbandbreite beträgt mehr als 95 GHz. Das vorgestellte System ist nicht mit einem vollständigen FMCW-Radar-Frontend ausgestattet, sondern wird über einen Vektornetzwerkanalysator angeregt und ausgelesen. Die Signalverarbeitung erfolgt auf Basis der komplexen Streuparameter (S-Parameter), wobei sowohl Entfernungs- als auch Winkelinformation durch Inverse Fourier-Transformation bzw. Frequenzanalyse extrahiert werden. Durch die simultane Auswertung der Zeit- und Frequenzantwort des reflektierten Signals wird eine zweidimensionale Lokalisierung realisiert. Im Vergleich zur in dieser Arbeit verfolgten Zielstellung ergeben sich folgende Unterschiede:

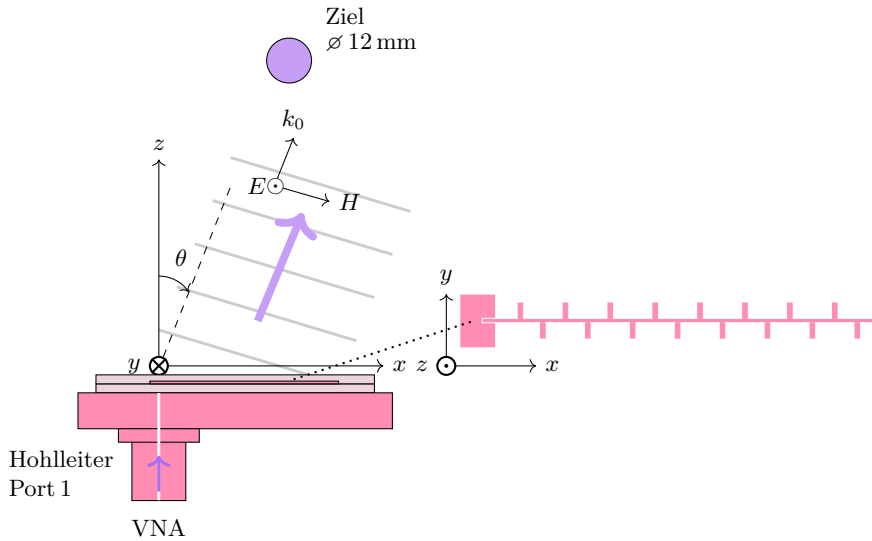


Abbildung 3.3: Aufbau des Gesamtsystems mit Antenne und VNA nach [30].

- Die verwendete Antenne basiert auf einer mikrostreifenbasierten LWA im THz-Bereich, was einen kompakten Aufbau ermöglicht. Allerdings führt die hohe dielektrische Verlustrate von Mikrostreifenleitungen bei diesen Frequenzen zu einer Reduktion des erzielbaren Antennengewinns.
- Der Demonstrator basiert ausschließlich auf Labormessequipment. Eine platinenbasierte Integration oder Systemumsetzung für eingebettete Anwendungen ist nicht Teil des Konzepts.
- Das System stellt einen Funktionsnachweis im Labor dar, ist jedoch nicht in ein vollständiges Radarfrontend mit aktiver Sende- und Empfangseinheit integriert.
- Die Betriebsfrequenz liegt außerhalb definierter Industrie-, Wissenschafts- und Medizin- (Industrial, Scientific, Medical, ISM) Bänder, sodass der Einsatz außerhalb abgeschirmter Laborumgebungen nur mit entsprechenden Frequenznutzungszulassungen möglich wäre.
- Der Strahlenschwenk beträgt etwa 38° , was durch die hohe Bandbreite einem sehr geringen Winkel-zu-Frequenz-Verhältnis entspricht.

Das in [30] beschriebene System liefert wertvolle Erkenntnisse zur hochfrequenten strahlenschwenkenden Radararchitektur mit mikrostreifenbasierten LWAs. Die Arbeit bleibt jedoch limitiert in Bezug auf Systemintegration, ressourcenschonender Umsetzung und die flexible Anpassbarkeit des Antennensubsystems an unterschiedliche Anwendungen.

3.1.4 Gesamtsystem mit frequenzscannender Rampart-Antenne im Sub-10-GHz-Bereich

In [31] wird ein vollständig implementiertes Radarsystem vorgestellt, das speziell für die Vitalzeichenerfassung und 2-D-Lokalisierung in Innenräumen konzipiert wurde. Das System basiert auf einer SISO-Architektur mit FMCW-Modulation und verwendet zwei Rampart-Line-Antennen zur frequenzabhängigen Strahlschwenkung. Abbildung 3.4 zeigt hierzu das Gesamtsystem. Die Betriebsfrequenz liegt bei 7,3 GHz mit einer Bandbreite von 1 GHz. Die Rampart-Antennen arbeiten als frequenzscannende Mikrostreifenstrahler mit zwei Ports, wobei durch Umschalten der Speisepunkte eine bidirektionale Strahlschwenkung erreicht wird. Deren zugehörige Antennengeometrie

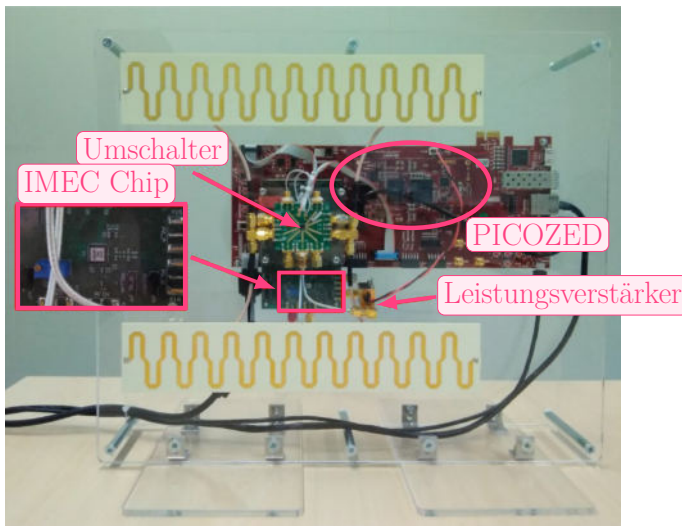


Abbildung 3.4: Aufbau des Radarsystems mit integrierter Rampart-Line-Antenne, die über zwei Ports betrieben wird [31].

basiert auf einer Mikrostreifenstruktur mit periodisch angeordneten Biegungen, die als abstrahlende Elemente wirken. Durch die frequenzabhängige Phasenverschiebung zwischen den Elementen ergibt sich ein kontinuierlicher Squint über einen Bereich von etwa 60° pro Richtung, woraus eine Gesamtabdeckung von 120° resultiert. Abhängig von der Frequenz variiert die Strahlbreite zwischen $8,5^\circ$ und $17,7^\circ$. Die Signalverarbeitung basiert auf einem FFT-Verfahren zur Entfernungsbestimmung sowie auf einer sektorbasierten Unterteilung des Radarbereichs in sogenannte Azimuth-Entfernungs-Zellen. Die Winkelschätzung wird durch Auswertung der Signalstärke in überlappenden Submatrizen erreicht, wobei eine Quantisierung von bis zu $7,5^\circ$ erzielt werden kann. Im Vergleich zur in dieser Arbeit angestrebten Zielstellung ergeben sich folgende wesentliche Unterschiede:

- Das System verwendet eine planar gefertigte Mikrostreifenantenne, deren Auf-

bau mit steigender Frequenz zu zunehmenden dielektrischen Verlusten führt. Zusätzlich wirken sich ohmsche Verluste aufgrund der Oberflächenrauheit der Leiterbahnen negativ aus, was insgesamt vor allem bei höheren Frequenzen zu einer merklichen Reduktion des erreichbaren Antennengewinns führt.

- Die Bandbreite von 1 GHz ist vergleichsweise gering und limitiert vor allem die Entfernungsauflösung. Für HF-Anwendungen (z.B. im 60-GHz-Band) mit größerer Bandbreite ergeben sich neue Herausforderungen in Bezug auf Toleranzen, Materialwahl und Antenneneffizienz.
- Zwar handelt es sich um ein funktional vollständiges Gesamtsystem mit 2-D-Lokalisierung, jedoch liegt der Fokus auf robustem, energieeffizientem Vitalzeichenmonitoring in typischen Wohnumgebungen und nicht auf Winkeltrennung in Radar-Szenarien mit Mehrzielkonstellationen.
- Die Rampart-Line-Antennen zeigen zwar gute Ergebnisse im einstelligen GHz-Bereich, sind jedoch nicht ohne Weiteres auf den mmWave-Bereich übertragbar, da dort andere Anforderungen an die Strukturgröße und Fertigungspräzision bestehen.

[31] stellt ein interessantes Gesamtkonzept zur winkelselektiven SISO-Lokalisierung im einstelligen GHz-Bereich dar. Es demonstriert die grundsätzliche Machbarkeit frequenzscannender Radararchitekturen mit geringer Komplexität. Für die vorliegende Arbeit, die auf ein hochauflösendes, mmWave-basiertes SISO-System mit additiv gefertigter LWA im 60-GHz-Bereich abzielt, bietet dieses Paper eine wertvolle Referenz. Das vorgestellte Konzept beschränkt sich jedoch auf planare Mikrostreifenlösungen mit begrenztem Frequenzbereich und eingeschränkter Anpassbarkeit der Antennenstruktur an verschiedene Anwendungen.

3.2 Leckwellenantennen

Um die in dieser Arbeit angestrebte winkelauflösende SISO-Radarsensorik bei 60 GHz mit minimalem Hardwareaufwand zu ermöglichen, bedarf es eines Antennendesigns, das sowohl frequenzabhängige Strahlschwenkung als auch eine kompakte, reproduzierbare und kostengünstige Realisierbarkeit bietet. Klassische planar gefertigte Antennenstrukturen sind dabei hinsichtlich der dielektrischen Verluste bei hohen Frequenzen sowie geometrischer Fertigungstoleranzen und Bandbreitennutzung limitiert. Daher wird in dieser Arbeit gezielt das Potenzial wellenleiterbasierter LWAs untersucht, die sich durch ihre luftgefüllte Struktur auszeichnen. Dies führt im Vergleich zu planaren, dielektrisch gefüllten Antennen zu deutlich geringeren Verlusten und damit zu einem höheren realisierbaren Antennengewinn. Zusätzlich bieten sie eine gute strukturelle Anpassbarkeit und prinzipielle Eignung für additive Fertigungsverfahren,

wodurch eine präzise und ressourceneffiziente Herstellung möglich wird. Im Folgenden werden bestehende Ansätze aus der Literatur analysiert und hinsichtlich ihrer Übertragbarkeit auf ein ressourcenlimitiertes 60-GHz-SISO-Gesamtsystem bewertet.

3.2.1 Zirkular polarisierte LWA im W-Band

In [32] wird eine zirkular polarisierte LWA auf Basis eines geschlitzten rechteckigen Hohlleiters vorgestellt (siehe Abbildung 3.5), die für Radar- und Bildgebungsanwendungen im W-Band (92 GHz bis 98 GHz) konzipiert ist. Zur Realisierung der Zirkularpolarisation wird oberhalb der longitudinal geschlitzten Hohlleiterstruktur eine dielektrische Schicht mit einem Dipolarray positioniert, das als Polarisationskonverter dient. Die Dipole sind schräg über den Schlitzen ausgerichtet und ermöglichen so die Umwandlung der linear polarisierten Wellen in zirkular polarisierte. Das Design setzt auf eine klassische linear periodische Schlitzstruktur entlang der breiten Wand eines WR-10-Hohlleiters mit 20 Slotpaaren und einem konstanten Schlitzabstand von $\lambda/2$. Im Hinblick auf das Frequenz-Scan-Verhalten zeigt die simulierte Antenne eine

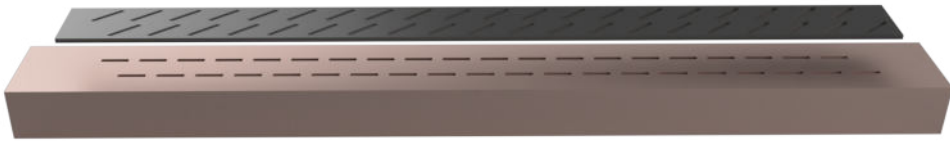
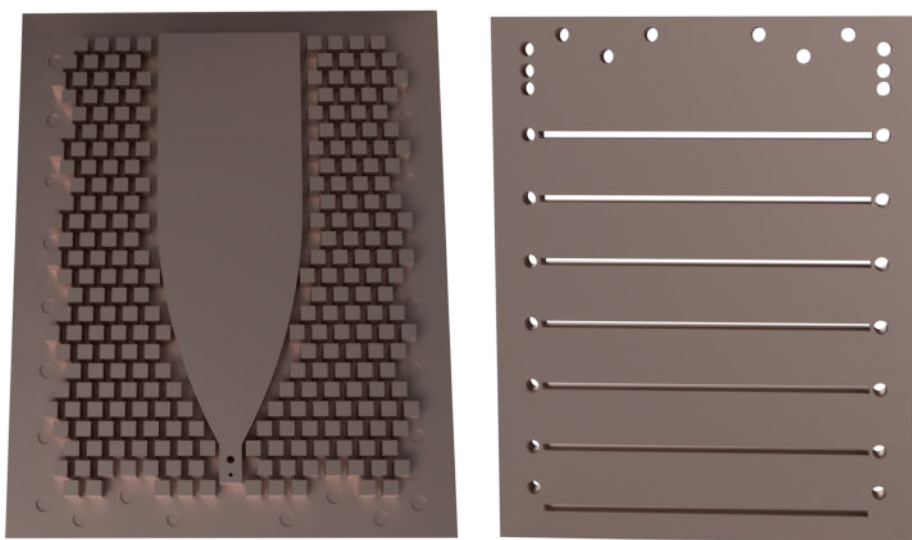


Abbildung 3.5: Entwurfsdarstellung der Seitenansicht der zirkular polarisierten LWA nach [32].

kontinuierliche Hauptkeulenverschiebung von nur etwa 7° , also eine relativ geringe Scanweite. Die maximale Strahlungsrichtung verschiebt sich bei Anregung über Port 1 im Bereich von $+9^\circ$ bis $+15^\circ$ und bei Anregung über Port 2 entsprechend von -9° bis -15° . Damit ergibt sich bei Nutzung beider Ports eine effektive Squintweite von insgesamt rund 12° mit einer Lücke von $+9^\circ$ bis -9° . Die simulierten Ergebnisse zeigen zudem einen konstanten Gewinn von etwa 17 dBi über das gesamte Band sowie eine sehr gute Rückflusdämpfung von über 20 dB. Obwohl die Antenne hinsichtlich Gewinn, Polarisationsreinheit und Impedanzanpassung sehr gute Ergebnisse liefert, ist sie aufgrund mehrerer Aspekte nicht auf das in dieser Arbeit verfolgte Ziel übertragbar. Die Strahlsteuerung erfolgt über eine klassische lineare Leckwellenstruktur, welche nur eine begrenzte Squintweite ermöglicht. Außerdem wird das Antennendesign ausschließlich simulativ betrachtet, jedoch ist die Fertigung der schmalen Schlitze mit erheblichen Herausforderungen verbunden. Für das angestrebte Ziel eines breit schwenkenden, frequenzselektiv abstrahlenden Antennensystems bei 60 GHz erweist sich diese Struktur daher als ungeeignet.

3.2.2 Längsschlitzantenne auf Basis der Steg-Spalt-Hohlleiter-Technologie

In [33] wird eine leistungseffiziente LWA auf Grundlage der Steg-Spalt-Hohlleiter-Technologie (Ridge-Gap-Waveguide-Technology) vorgestellt. Die Antenne besteht aus einer Hohlleiterstruktur mit einem zentral geführten metallischen Steg (Ridge) zwischen zwei leitfähigen Platten. Die seitlich angeordneten künstlichen magnetischen Leiter in Form periodischer Metallstifte unterdrücken unerwünschte parallele Plattenmoden und ermöglichen die wellengeleitete Ausbreitung entlang des Steges. Zur Realisierung der Abstrahlung werden in die obere leitfähige Platte sieben linear



(a) Unterseite der metallischen Long-Slot-Antenne mit einer Rippen-Spalt-Antennenstruktur. (b) Obere metallische Deckfläche mit sieben strahlenden Schlitzen.

Abbildung 3.6: Aufbau der Long-Slot-Antenne nach [33].

angeordnete, nichtresonante lange Schlitze eingebracht, die in einem konstanten Abstand von einer Wellenlänge platziert sind. Diese erzeugen einen frequenzabhängigen Scan der Hauptstrahlrichtung im E-Feld. Die Struktur der Antenne ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Im Frequenzbereich von 23,5 GHz bis 29,2 GHz wird ein Gesamtstrahlswenk von etwa 17° erreicht. Die Antenne zeigt dabei eine konstante Richtwirkung mit einem durchschnittlichen Gewinn von 14,5 dBi, welcher auf bis zu 18,5 dBi gesteigert werden konnte. Die Antenne zeichnet sich durch ihr robustes, metallbasiertes Design und geringe Verluste aus und ist vollständig gefertigt und messtechnisch validiert. Die Anwendung der Steg-Spalt-Hohlleiter-Technologie erlaubt eine effiziente Umsetzung im Ka-Band mit hohem Antennengewinn und kompakter Bauweise. Für die Anwendung in einem bei 60 GHz arbeitenden Radarsystem mit großem Squint-

Winkel stellt dieses Design jedoch nur eingeschränkt eine geeignete Basis dar. Zwar ist die Struktur prinzipiell skalierbar, allerdings erfordert die Realisierung der künstlichen magnetischen Leiter- (Artificial Magnetic Conductor, AMC) Struktur im Millimeterwellenbereich eine extrem hohe Fertigungsgenauigkeit im Sub-100- μm -Bereich, was die Herstellung stark erschwert. Zudem ist der maximal erreichte Schwenkwinkel von 17° relativ gering. Auch das Fehlen eines expliziten Ports limitiert die Flexibilität für die hier geplante Anwendung.

3.2.3 Rillen-Spalt-Hohlleiter-LWA

In [34] wird eine LWA auf Basis der Rillen-Spalt-Hohlleiter- (Groove Gap Waveguide) Technologie vorgestellt. Der Hauptvorteil dieser Technologie liegt in der Realisierbarkeit kontaktfreier metallischer Strukturen, was insbesondere bei hohen Frequenzen ($> 30\text{ GHz}$) eine mechanisch robuste und verlustarme Führung elektromagnetischer Wellen ermöglicht. Die Antenne ist vollständig in der Rillen-Spalt-Hohlleiter-Technologie umgesetzt und kombiniert somit sowohl die Zuleitung als auch das abstrahlende Element innerhalb eines einheitlichen Wellenleitersystems. Abbildung 3.7 veranschaulicht das Antennendesign. Dieses basiert auf einer schmalen Rille, die late-

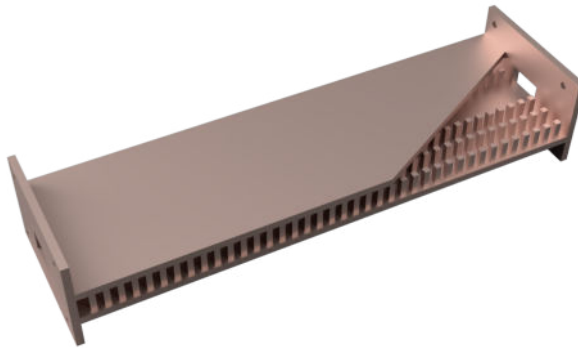


Abbildung 3.7: Perspektivische Darstellung der LWA in der Rillen-Spalt-Hohlleiter-Struktur nach [34].

ral von periodisch angeordneten metallischen Pins umgeben ist. Zur Realisierung der Leckwellenstrahlung wird auf einer Seite ein Teil der Pins entfernt und die verbleibenden Pins in ihrer Höhe reduziert. Dies erzeugt ein asymmetrisches E-Feld-Profil, das zur kontrollierten Abstrahlung entlang der Antennenstruktur führt. Durch eine gezielte Variation der Rillen-Breite von 22 mm auf 18,8 mm entlang der Ausbreitungsrichtung wird die Dämpfungskonstante α angepasst, um eine gleichmäßige Abstrahlung mit hohem Gesamtgewinn sicherzustellen. Die resultierende Antenne hat eine Länge von 39 cm und erzielt einen gemessenen Gewinn von bis zu 19 dBi. Die Hauptkeulenrichtung verschiebt sich im Frequenzbereich von 9,0 GHz bis 11,5 GHz kontinuierlich von 26° auf 45° . Der gesamte Squint-Winkel beträgt somit etwa 19° . Trotz des innovativen

Aufbaus bietet das gezeigte Design nur eine moderate Frequenzabhängigkeit der Hauptstrahlrichtung. Auch wenn die Rillen-Spalt-Hohlleiter-Technologie prinzipiell für Millimeterwellen geeignet ist, stellt die Fertigung fein strukturierter metallischer Pins in Kombination mit präzise kontrollierter Luftspaltbreite eine erhebliche Herausforderung dar. Deshalb ist das vorgestellte Design nicht auf das hier Vorgesehene übertragbar.

3.2.4 3-D-gedruckte Schlitzwellenleiterantenne mit Leistungsteiler

Die in [35] vorgestellte Antenne basiert auf einem klassischen geradlinigen Schlitzwellenleiter-Design. Die Struktur besteht aus einem rechteckigen Hohlleiter mit linear angeordneten Schlitzen entlang der oberen Wand, wobei die einzelnen Schlitze zur Erzeugung gerichteter Abstrahlung periodisch eingefräst sind (vgl. Abbildung 3.8). Diese Konfiguration entspricht dem Aufbau eines konventionellen Leckwellenstrahlers mit longitudinalen Schlitzen ohne Modifikation der Wellenausbreitung oder Slotführung. Die Antenne ist für das Ku-Band ausgelegt und arbeitet im Frequenzbereich von 13,75 GHz bis 14,5 GHz. Innerhalb dieses Bandes wird eine horizontale frequenzabhängige Strahlschwenkung von etwa 12° erzielt. Diese vergleichsweise geringe Abweichung des Hauptstrahls ist charakteristisch für lineare Schlitzantennen mit gleichmäßiger Periodizität und ohne gezielte Maßnahmen zur Dispersionsvergrößerung oder elektromagnetischen Verzögerung. Zur Versorgung des Antennensystems

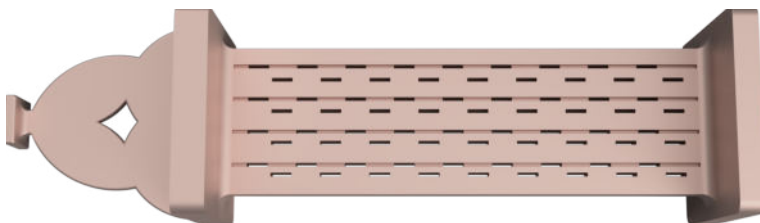


Abbildung 3.8: Ansicht der Schlitzwellenleiterantenne mit integriertem Leistungsteiler nach [35].

wird ein breitbandiger Leistungsteiler eingesetzt, der im 3-D-Druckverfahren gefertigt wurde. Dieser teilt das Eingangssignal gleichmäßig auf vier Ports auf, die anschließend jeweils einen identischen Abschnitt des Hohlleiters versorgen. Die Strahler werden damit elektrisch phasengleich gespeist. Da jedoch keine frequenzabhängige Phasenverzögerung zwischen den Ports eingebracht wird, trägt der Leistungsteiler selbst nicht zur Erhöhung des Squint-Winkels bei, sondern sorgt für eine homogene Energieverteilung entlang der Antennenstruktur. Die additive Fertigung der gesamten Struktur erfolgte mittels Stereolithografie- (Stereolithography, SLA) Druck mit anschließender Metallbeschichtung. Die erreichte Oberflächenqualität wird durch einen galvanischen Beschichtungsprozess verbessert, wobei die gemessene Leistung der Antenne gut mit

der Simulation übereinstimmt. Der erzielte Antennengewinn liegt bei über 10 dBi im betrachteten Frequenzbereich. Für Anwendungen im 60-GHz-Bereich mit dem Ziel eines möglichst großen Squint-Winkels ist das vorgestellte Design nur eingeschränkt geeignet. Die Arbeit zeigt den erfolgreichen Einsatz additiver Fertigung zur Realisierung klassischer Schlitzwellenleiter, geht jedoch nicht auf spezielle Designansätze zur gezielten Vergrößerung der frequenzabhängigen Strahlschwenkung ein. Für ein 60-GHz-System mit hohem Squint und begrenztem Platzbedarf wäre eine direkte Übertragung des Designs ohne umfassende Anpassungen nicht sinnvoll. Dennoch bietet der Einsatz additiver Fertigung ein vielversprechendes Potenzial.

3.2.5 Serpentinenförmige Hohlleiterantenne mit Einzelrippe und Doppelschlitz

In [36] wird ein Leckwellenantennentyp vorgestellt, der auf einem einseitig geschlitzten, mäanderförmigen Hohlleiter basiert. Die sogenannte einrillige Serpentin-Hohlleiter-Antenne mit doppelten Schlitzten wurde für eine einseitige elektronische Strahlschwenkung in Azimut bei konstanter Elevation ausgelegt und adressiert Anwendungen im X-Band (9,7 GHz bis 10,0 GHz). Das zentrale Konzept beruht auf einer periodischen Anordnung von Doppelschlitzten, die in die seitlichen Wände des Hohlleiters eingefräst sind (siehe Abbildung 3.9). Diese Doppelschlitzte sind jeweils paarweise gegenläufig geneigt, um Kreuzpolarisationen zu unterdrücken. Durch die geometrische Optimierung des einrilligen Profils sowie die gezielte Wahl der Schlitz-Winkel gelingt es, eine starke Asymmetrie in der Aperturverteilung zu realisieren, wodurch sowohl ein hoher Gewinn als auch eine Richtstrahlführung mit geringen Nebenkeulen erreicht wird. Die mechanische Verzögerung erfolgt über eine Slow-Wave-Struktur, wobei die

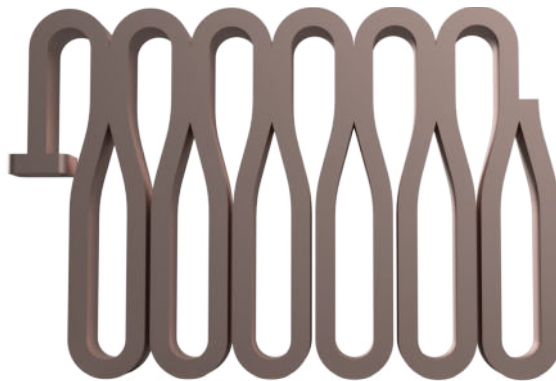


Abbildung 3.9: Schematische Darstellung der Serpentin-LWA mit sechs doppelt ausgeführten Strahlschlitzten nach [36].

Serpentinenführung des Hohlleiters die effektive Phasengeschwindigkeit senkt und damit eine frequenzabhängige Phasendifferenz zwischen benachbarten Strahlerelemen-

ten erzeugt. Dies ermöglicht eine kontinuierliche Richtungsänderung des abgestrahlten Hauptkeulenkante über die Frequenz. Innerhalb des betrachteten Bandes wird ein Squint von 39° realisiert. Die Hauptstrahlrichtung variiert hierbei von -23° bis $+16^\circ$. Die Seitenkeulenunterdrückung beträgt rund -21 dB, und die Kreuzpolarisation liegt über das gesamte Band hinweg bei unter -40 dB. Die grundlegende Betriebsfrequenz liegt mit 10 GHz deutlich unter dem hier angestrebten 60-GHz-Zielsystem. Da sich der Squint maßgeblich aus dem Verhältnis von Wellenlänge zu Strukturperiodizität ergibt, müsste das gesamte Hohlleiterdesign bei 60 GHz stark miniaturisiert und gleichzeitig angepasst werden, um vergleichbare Effekte zu erzielen. Zwar ist die prinzipielle Architektur mit serpentinenförmigen Wellenleitern und schräggestellten Slots für frequenzabhängige Abstrahlung sehr vielversprechend, jedoch steigen bei höheren Frequenzen die Anforderungen an Fertigungstoleranz und Verlustminimierung deutlich an. Zusätzlich wäre ein gleichmäßiger Metallisierungsvorgang in den langen, engen Serpentinbögen schwer umsetzbar.

3.3 Hohlleiterübergang

Die Integration wellenleiterbasierter Antennen in moderne Radarsysteme erfordert eine effiziente Übergangsstruktur, die elektromagnetische Energie verlustarm von planaren Strukturen in den Hohlleiter überträgt. Besonders bei hohen Frequenzen im mm-Wellenbereich sind präzise und reproduzierbare Übergänge entscheidend, da schon geringe Fertigungstoleranzen zu deutlichen Leistungsverlusten führen. In dieser Arbeit wird ein solches Übergangs-Konzept benötigt, um ein FMCW-Radarsystem mit einer LWA zu koppeln. Im Folgenden werden verschiedene Ansätze aus der Literatur analysiert und hinsichtlich ihrer Eignung für eine kostengünstige und mechanisch stabile Umsetzung im Gesamtsystem bewertet.

3.3.1 Übergang mit Vias

Ein möglicher Übergang von einer Mikrostreifenleitung zu einem Hohlleiter lässt sich über eine Apertur-gekoppelte Mikrostreifen-Patchantenne realisieren. Dabei befindet sich die Patchantenne auf einem Substrat, das unmittelbar unterhalb des monolithisch integrierten Mikrowellenschaltkreises (Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC) angeordnet ist, sodass die Energiezufuhr durch eine Speiseöffnung ohne Luftspalt erfolgt (siehe Abbildung 3.10). Um die Ausbreitung vom Patch zum rechteckigen Hohlleiter verlustarm zu gestalten, kann eine Hohlleiterverlängerung mittels metallisierter Via-Wände implementiert werden, wodurch Leckverluste effektiv reduziert werden [38, 39]. In handelsüblichen Millimeterwellenradarchips sind jedoch häufig integrierte Antennen im Gehäuse (Antenna in Package, AiP) verbaut. Da hierbei sowohl Gehäuse als auch Substrat werkseitig festgelegt und nicht veränderbar sind, lässt sich ein solcher Übergang mit kontrollierter Feldausbreitung und minimalen Verlusten in kommerziellen Radarmodulen in der Regel nicht umsetzen.

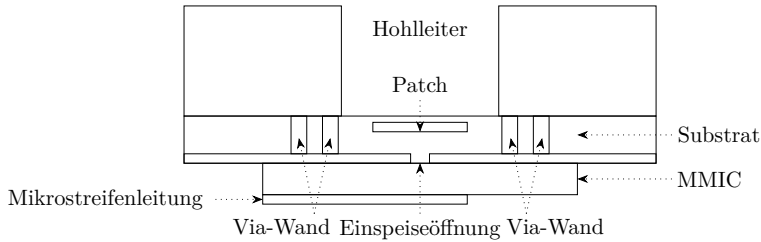


Abbildung 3.10: Schematische Querschnittsdarstellung des Übergangs mit Vias nach [37].

3.3.2 Direkter Übergang

Ein Beispiel für die Integration einer AiP-Struktur mit einem rechteckigen Hohlleiter zeigt die Ankopplung eines kompakten Dauerstrich-Radarchips im Frequenzbereich von 61 GHz bis 61,5 GHz mit einer Bandbreite von 0,5 GHz [40]. Die im Chip-Gehäuse integrierte AiP enthält jeweils eine differentiell gespeiste Patchantenne für den Sende- und Empfangspfad. Zur Kopplung an den rechteckigen Wellenleiter werden Hohlleiterstrukturen eingesetzt, die mithilfe von Freiform-3-D-Druck hergestellt und anschließend oberflächenmetallisiert werden, um eine exakte geometrische Ausgestaltung zu erreichen. Durch die zentrale Positionierung der Patchantenne in Bezug auf die Hohlleiteröffnung wird die Kopplungseffizienz verbessert. Die Verbindung erfolgt direkt, ohne zusätzliche Übergangselemente, um Verluste durch Leckstrahlung gering zu halten. Mechanisch wird der korrekte Abstand zwischen Hohlleiter und

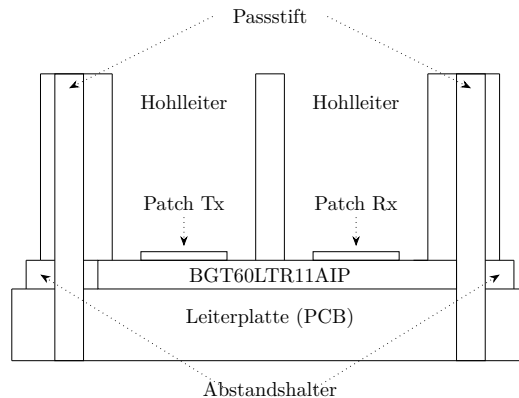


Abbildung 3.11: Schematischer Querschnitt des Übergangs vom BGT60LTR11AIP zum Hohlleiter mit Abstandshaltern und Passstift nach [40].

Leiterplatte (Printed Circuit Board, PCB) über Abstandshalter und einen Passstift sichergestellt, wodurch eine präzise und wiederholbare Positionierung ermöglicht wird. Zusätzlich wird zur Unterdrückung unerwünschter Moden, die durch die passivierte Chip-Oberfläche entstehen können, die Metallisierung an der Unterseite des

Hohlleiters gezielt partiell entfernt. Eine schematische Darstellung des Kopplungskonzepts ist in Abbildung 3.11 dargestellt. Für kompaktere Radarmodule ist eine zentrale Hohlleitermontage oft nicht realisierbar, da der Chipgehäusebereich kleiner ist und angrenzende Bauteile die direkte Ankopplung erschweren. Außerdem ist der Abstand zwischen Radarchip und Hohlleiter häufig durch Oberflächenrauheiten und mechanische Toleranzen größer, wodurch Spalte entstehen, die elektromagnetische Leakage begünstigen [41]. Während beim BGT60LTR11 dank der großen Abstände und des verfügbaren Bauraums eine effektive Unterdrückung der Leakage durch direkten Kontakt möglich ist, lässt sich diese Maßnahme bei den meisten Radarmodulen nicht in gleichem Maße umsetzen.

3.3.3 Rod-zu-Horn-Antennenübergang

Ein Übergangskonzept zur Ankopplung eines MMIC an einen rechteckigen Hohlleiter im Frequenzbereich von 140 GHz bis 220 GHz sieht eine mechanisch entkoppelte Struktur vor. Dabei wird die abstrahlende Einheit des MMIC als $\frac{\lambda}{4}$ -Patchantenne in der obersten Substratschicht realisiert, die über eine Mikrostreifenleitung gespeist und kurzgeschlossen wird. Diese koppelt auf eine $\lambda/2$ -Patchantenne, die auf einem Quarzglassträger positioniert ist und als Übergangselement zur dielektrischen Stabantenne dient. Die Stabantenne besteht aus einem zylindrischen Dielektrikum mit

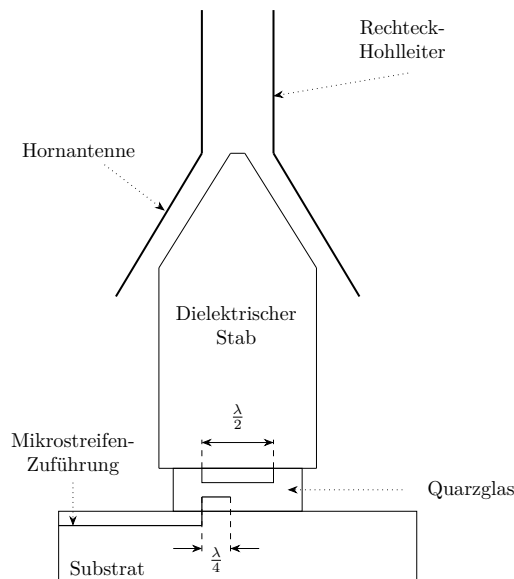


Abbildung 3.12: Schematischer Rod-zu-Horn-Antennenübergang: Eine $\frac{\lambda}{4}$ -Patch-Antenne unter Quarz koppelt auf eine $\frac{\lambda}{2}$ -Patch-Antenne, die eine dielektrische Stabantenne speist, welche das Feld in eine Hornantenne fokussiert, nach [42].

kegelartiger Erweiterung an der Spitze. Diese Geometrie mit kreisförmigem Quer-

schnitt ermöglicht die Anregung und Führung der TE_{11} -Mode, im Gegensatz zur TE_{10} -Mode im angeschlossenen rechteckigen Hohlleiter. Die gebündelte Strahlung wird in Richtung einer Hornstruktur gelenkt, die zur Impedanzanpassung beidseitig aufgeweitet (getapert) ist. Durch diese kontinuierliche Anpassung lassen sich Übergangsverluste reduzieren und der Antennengewinn erhöhen. Abbildung 3.12 zeigt einen schematischen Querschnitt des gesamten Aufbaus. Um eine effiziente Kopplung sicherzustellen, müssen die Geometrie der $\frac{\lambda}{4}$ -Patchantenne im MMIC sowie die Dicke des Quarzglassträgers exakt aufeinander abgestimmt werden. Voraussetzung dafür ist jedoch, dass die Antennengeometrie im Chipdesign frei wählbar ist. Diese Option, ist bei den meisten integrierten Millimeterwellenradarchips mit AiP-Struktur nicht gegeben. Hinzu kommt, dass die Stab- und Hornstruktur vergleichsweise große Abmessungen aufweisen. Im Vergleich zu typischen AiP-Lösungen mit mehreren integrierten Sende- und Empfangskanälen ist die Integration in kompakte Mehrkanalsysteme dadurch erschwert, da der Platzbedarf steigt und die Interkanalabschirmung beeinträchtigt werden kann.

3.4 Forschungslücke

Die dargestellte Analyse bestehender Gesamtsysteme zur winkelauflösenden Zielerfassung im Millimeterwellenbereich zeigt, dass bereits mehrere Arbeiten frequenzscannende Antennenkonzepte mit SISO-Radarstrukturen kombiniert haben, um auf klassische MIMO-Systeme zu verzichten. Dennoch weisen diese Ansätze signifikante Einschränkungen auf, die eine Übertragbarkeit auf ein kostengünstiges, ressourcenbegrenzt Gesamtsystem bei 60 GHz mit hoher Winkelauflösung verhindern. Ein zentrales Defizit besteht in der begrenzten Gestaltungsfreiheit und geringen Modularität der verwendeten Antennenplattformen. Insbesondere SIW-basierte Designs wie in [25] ermöglichen zwar eine planare und integrierte Umsetzung, sind jedoch auf festgelegte Substratmaterialien und flache Geometrien beschränkt und weisen signifikante dielektrische Verluste auf, was bei Wanderwellenantennen durch deren geometrische Ausdehnung ein kritischer Nachteil ist. Bei substratgestützten Leitungsstrukturen fallen hohe dielektrische Verluste an. Diese summieren sich entlang der Antenne und können die Amplitudenverteilung sowie die Strahlform beeinträchtigen. Moderne additive Fertigungstechnologien in Kombination mit gezielter Metallisierung ermöglichen hier neue Designfreiheiten für die Herstellung luftgefüllter, verlustarmer Hohlleiter. Sie erlauben es, komplexe Antennengeometrien bei gleichzeitig hoher Fertigungspräzision und geringem Gewicht zu realisieren. Insbesondere im Kontext frequenzscannender Antennensysteme eröffnet dies neue Möglichkeiten für individuell anpassbare, ressourcenschonende und kosteneffizient realisierbare Systeme, die über klassische SIW-Architekturen hinausgehen. [25] und die darauf aufbauenden Arbeiten [26, 28] leisten einen wichtigen Beitrag zur Realisierung frequenzscannender Radarsysteme im 60-GHz-Band, insbesondere im Hinblick auf kompakte Integration

und prinzipielle Funktionsfähigkeit. Die Ansätze richten sich jedoch vorrangig an spezielle Hochgeschwindigkeitsszenarien (z.B. Geschossverfolgung mit Abtastraten von $500 \frac{\text{MS}}{\text{s}}$). Aspekte wie die strukturelle Gestaltungsfreiheit der Antenne, ihre kostengünstige Realisierung sowie die flexible Anpassbarkeit an unterschiedliche Anwendungsszenarien werden zudem nicht adressiert. In der vorliegenden Arbeit sollen genau diese Aspekte vertieft untersucht und durch ein vollständig anpassbares, additiv gefertigtes Gesamtsystem mit verbesserter Winkelauflösung erweitert werden. Die in [29] und [30] beschriebenen Systeme basieren auf Hohlleiterantennen mit Rillen- und periodischen Schlitzstrukturen, die prinzipiell eine hohe Strahlschwenkung ermöglichen. Allerdings sind beide Ansätze bislang nicht vollständig implementiert. Zudem erfordern sie aufwendige, hochpräzise und teure Fertigungsverfahren, was die Materialkosten erhöht. Im Gegensatz dazu basiert die in dieser Arbeit verfolgte Herangehensweise auf einem gezielten gesamtheitlichen Co-Design, bei dem Antennencharakteristik, Signalverarbeitung und Frequenz-Winkel-Abbildung gemeinsam entworfen werden. Dadurch können die vorhandenen Freiheitsgrade systematisch genutzt werden, um eine optimierte und gleichzeitig hardwareeffiziente Lösung zu realisieren. Eine Auswertung, die gezielt die physikalischen Eigenschaften der Antenne in das Winkelabschätzungsverfahren einbezieht und mit geringer Hardwarekomplexität auskommt, wurde bislang nicht realisiert. Darüber hinaus findet sich keine Arbeit, die gezielt die simultane Optimierung von Entfernungs- und Winkelauflösung sowie maximalem Scan-Winkel optimiert. Ein weiteres zentrales Defizit betrifft die Integration und Realisierung der Gesamtsysteme. Während einzelne Arbeiten entweder die Antenne [30], das Signalverarbeitungskonzept [31] oder eine Teilsystem-Simulation adressieren, fehlt ein vollständig aufgebautes, evaluiertes Gesamtsystem mit hohlleiterbasierter, additiv gefertigter LWA im 60-GHz-Band. Insbesondere der Übergang von einem hochintegrierten, kostengünstigen FMCW-Radarchip auf eine hochauflösende, frequenzscannende Antenne wurde bislang kaum experimentell realisiert. Es existiert bisher kein vollständig realisiertes Radarsystem im 60-GHz-Bereich, das mit minimalem Hardwareaufwand, additiver Fertigung, frequenzabhängiger Strahlschwenkung und intelligenter, ressourcenschonender Signalverarbeitung eine simultane Winkel- und Reichweitenerkennung ohne klassische MIMO-Strukturen ermöglicht. Die vorliegende Arbeit adressiert dies, indem ein neuartiges Gesamtsystem auf Basis einer additiv gefertigten LWA mit virtueller Bandbreitenerweiterung und segmentbasierter Winkelauswertung realisiert wird.

Entwurf des SISO Radars mit Entfernungsbestimmung und Winkelschätzung

4

4.1 Systembeschreibung des SISO Radars mit Entfernungsbestimmung und Winkelschätzung

Um mit einem SISO-Radar zusätzlich zur inhärenten Abstandsmessung auch eine Winkelschätzung zu ermöglichen, kann die Systemarchitektur um eine Leckwellenantenne erweitert werden. Durch ihre besondere Strahlungseigenschaft lässt sich neben der Distanz auch die Winkelposition eines Objekts mit einer einzelnen Antenne bestimmen. Dies geschieht durch eine Analyse der Amplituden- und Frequenzverteilung, ohne eine mechanische Bewegung von Bauteilen oder der Antenne. Im Verlauf der Frequenzrampe ändert sich die Hauptstrahlrichtung der Antenne über den gesamten Winkelbereich, den das Radar abdecken kann. Das reflektierte Signal wird anschließend mit dem aktuellen Sendesignal gemischt, wodurch ein Basisbandsignal entsteht, dessen Frequenz der Entfernung der reflektierten Objekte proportional ist. Die Frequenz des Basisbandsignals ist somit als bestimmende Größe für die Entfernungsmessung belegt, weshalb für die Winkelschätzung eine andere Dimension genutzt werden muss. Da die Antenne je nach Frequenz nur einen begrenzten Winkelbereich beleuchtet, wird die empfangene Signalstärke in Abhängigkeit von den vorhandenen Zielen im Erfassungsbereich moduliert. Diese Leistungsmodulation bleibt im Basisbandfrequenzsignal nach dem Mischen erhalten und kann genutzt werden, um die Richtung der Ziele zu bestimmen. Abbildung 4.1 verdeutlicht dies schematisch: Die beiden oberen Diagramme auf der linken Seite zeigen den zeitlichen Verlauf der jeweils gesendeten Frequenzrampen. Im darunterliegenden Diagramm ist die empfangene Signalleistung dargestellt. Die gestrichelten Linien ordnen die einzelnen Echos den korrespondierenden Zielobjekten zu. Die Summe dieser Echos ergibt das empfangene Signal am Empfänger. In der rechten Abbildung ist ein Beispiel mit zwei Zielen dargestellt, wobei die Strahlungscharakteristik der Antenne zu verschiedenen Zeitpunkten angedeutet ist. Zu einem bestimmten Zeitpunkt erfasst die Hauptkeule das erste Objekt (gepunktet), was ein starkes Echo erzeugt. Zu einem anderen Zeitpunkt wird ein Bereich ohne Ziele bestrahlt, was zu einem schwächeren Signal führt. Am Ende der Frequenzrampe steigt die Signalstärke erneut an, da die Antenne nun das zweite Ziel (gestrichelt) erfasst. Die

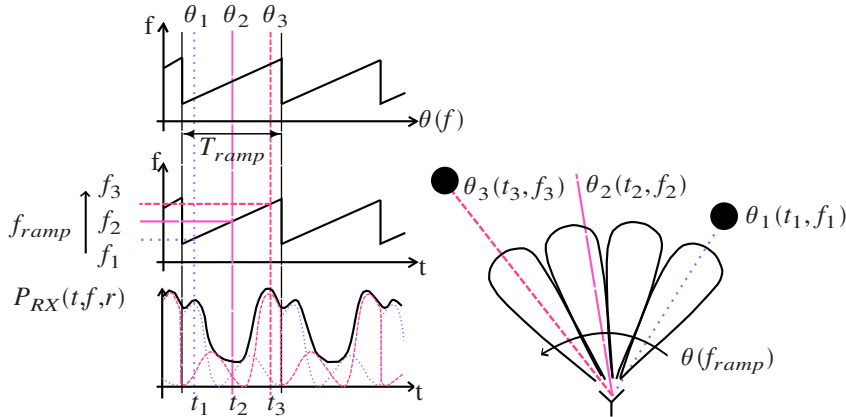


Abbildung 4.1: Darstellung der Funktionsweise eines FMCW-Radars mit frequenzgesteuerter Antenne nach [43].

zeitliche Modulation der Empfangsleistung in Verbindung mit dem zur Instantanfrequenz des Sendesignals dazugehörenden Winkel der Hauptstrahlrichtung stellt somit die zusätzliche benötigte Dimension im Empfangssignal dar. Aufbauend auf diesem theoretischen Modell werden im Folgenden zunächst die erreichbare Entfernungs- und Winkelauflösung analysiert sowie deren Wechselwirkungen untersucht. Im Anschluss daran erfolgt die simulative Validierung des beschriebenen Gesamtsystems [43].

4.1.1 Entfernungsauflösung

Beim Einsatz einer frequenzgeschwenkten LWA in einem FMCW-Radar hängt die erreichbare Entfernungsauflösung, wie auch in konventionellen Radarsystemen, von der Bandbreite ab, die einem Zielobjekt effektiv zur Verfügung steht. Im Unterschied zu herkömmlichen Systemen steht einem Ziel bei frequenzabhängiger Strahlschwenkung jedoch nicht die vollständige FMCW-Bandbreite B zur Verfügung, sondern nur der Frequenzbereich, in dem es innerhalb des jeweiligen Segments erfasst wird. Die resultierende Entfernungsauflösung ergibt sich somit zu

$$\Delta R = \frac{c}{2B'}, \quad (4.1)$$

wobei B' die effektiv nutzbare Bandbreite für ein Segment beschreibt. Die eigentliche Entfernungsbestimmung erfolgt jedoch weiterhin aus der Proportionalität der Beatfrequenz f_{beat} zur Entfernung R . Unter der Annahme einer linearen Frequenzmodulation ergibt sich wie bei klassischen FMCW-Systemen (vgl. Gleichung 2.2)

$$R = \frac{c}{2B} \cdot f_{beat} \cdot T. \quad (4.2)$$

Eine praktische Näherung für B' ergibt sich unter der Annahme, dass die 3 dB-Hauptkeule innerhalb des jeweiligen Winkelsegments ($\Delta\theta$) liegt. Dann gilt

$$B' = \theta_{3,\text{dB}} \cdot \left(\frac{df}{d\theta} \right), \quad (4.3)$$

wobei $\theta_{3,\text{dB}}$ die Keulenbreite und $\frac{df}{d\theta} = S$ das Frequenz-Schwenkverhältnis ist. Daraus folgt für die Entfernungsauflösung

$$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot \theta_{3,\text{dB}} \cdot S}. \quad (4.4)$$

Alternativ lässt sich das Verhältnis zwischen Gesamtbandbreite und effektiver Bandbreite auch als Verhältnis zwischen durchstrichenem Winkelbereich θ_s und Keulenbreite nach

$$\frac{B}{B'} = \frac{\theta_s}{\theta_{3,\text{dB}}} \Rightarrow \Delta R = \frac{c}{2B} \cdot \frac{\theta_s}{\theta_{3,\text{dB}}} \quad (4.5)$$

ausdrücken. Auch diese Formulierung ist jedoch nur gültig, wenn die Segmentierung exakt auf die Keulenbreite abgestimmt ist ($\theta_{3,\text{dB}} = \Delta\theta$) gilt. In allen anderen Fällen muss die allgemeine Definition nach Gleichung (4.1) verwendet werden.

4.1.2 Winkelauflösung

In klassischen FMCW-Radarsystemen mit rotierender Antenne ohne frequenzabhängige Raumabtastung wird die Winkelauflösung durch die 3 dB-Keulenbreite $\theta_{3,\text{dB}}$ (auch HPBW) der Antenne bestimmt. Diese stellt die fundamentale Grenze dar, unterhalb derer zwei Ziele nicht mehr sicher getrennt werden können. Bei Systemen mit frequenzabhängigem Antennenschwenk stellt sich die Frage, ob durch eine feinere Segmentierung des Sendebereichs eine bessere Winkelauflösung möglich ist oder ob auch hier die HPBW als Limit gilt. Zur Analyse wird angenommen, dass die Antennenkeule in jedem Frequenzsegment durch eine gaußförmige Funktion nach

$$G(\theta, f) = \exp \left(-\frac{(\theta - \theta(f))^2}{2\sigma^2} \right) \quad (4.6)$$

beschrieben werden kann, wobei $\theta(f)$ die frequenzabhängige Hauptstrahlrichtung und σ die Standardabweichung der Keule ist. Diese steht im direkten Zusammenhang zur 3 dB-Keulenbreite

$$\sigma = \frac{\theta_{3,\text{dB}}}{2\sqrt{2 \ln 2}}. \quad (4.7)$$

Die Hauptstrahlrichtung wird als linearer Verlauf zu

$$\theta(f) = \theta_0 + S \cdot (f - f_0) \quad (4.8)$$

modelliert, mit Schwenkgeschwindigkeit S , Startfrequenz f_0 und Anfangswinkel θ_0 . Ein Ziel bei Winkelposition θ_i erzeugt eine frequenzabhängige Amplitudenantwort

$$P(f_k, \theta_i) = \exp\left(-\frac{(\theta_i - \theta(f_k))^2}{2\sigma^2}\right), \quad (4.9)$$

die als Vektor

$$\mathbf{P}_i = \begin{bmatrix} P(f_1, \theta_i) \\ P(f_2, \theta_i) \\ \vdots \\ P(f_N, \theta_i) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

geschrieben werden kann. Zwei Ziele bei Winkeln θ_1 und θ_2 erzeugen unterschiedliche Vektoren $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2$, deren Abstand sich zu

$$D = \|\mathbf{P}_1 - \mathbf{P}_2\|_2 = \sqrt{\sum_{k=1}^N [P(f_k, \theta_1) - P(f_k, \theta_2)]^2} \quad (4.11)$$

berechnet. Eine Trennung ist möglich, wenn der Abstand über einem Schwellenwert ε

$$D > \varepsilon \quad (4.12)$$

liegt. Abbildung 4.2 zeigt die simulierten Leistungssignaturen zweier Ziele bei verschiedenen Segmentbreiten. In allen Fällen beträgt die HPBW $\theta_{3,\text{dB}} = 8^\circ$. Bei einem Zielabstand von 7° (siehe Abbildung 4.2a) ist trotz feiner Segmentierung keine klare Trennung möglich, da die Gesamtleistung nur ein Maximum aufweist. Erst bei einem Winkelabstand von 8° (siehe Abbildungen 4.2b und 4.2c) wird eine Trennung anhand der Leistungskurve erkennbar. Damit zeigt sich, dass die HPBW der Antenne auch bei frequenzschwenkenden FMCW-Systemen die effektive Winkelauflösung bestimmt. Eine feinere Segmentierung verbessert die Schätzgenauigkeit der Zielrichtung, aber nicht die grundlegende Trennschärfe zwischen zwei nahe beieinanderliegenden Zielen. Der Effekt ist analog zu Zero-Padding in der Spektralanalyse: Die Darstellung wird glatter, die Auflösung jedoch bleibt durch die 3 dB-Keulenbreite begrenzt.

4.1.3 Kompromiss zwischen Entfernung- und Winkelauflösung

Die erreichbare Entfernung- und Winkelauflösung eines frequenzschwenkenden FMCW-Radarsystems unterliegt einem grundlegenden Zielkonflikt. Beide Größen hängen über die effektive Bandbreite sowie das Schwenkverhalten der Antenne direkt miteinander zusammen. Die effektive Bandbreite B' , die einem Ziel innerhalb der Antennenkeule zur Verfügung steht, ergibt sich als Produkt aus der 3 dB-Keulenbreite $\theta_{3,\text{dB}}$ und dem Schwenkverhältnis $S = \frac{df}{d\theta}$ zu

$$B' = \theta_{3,\text{dB}} \cdot S. \quad (4.13)$$

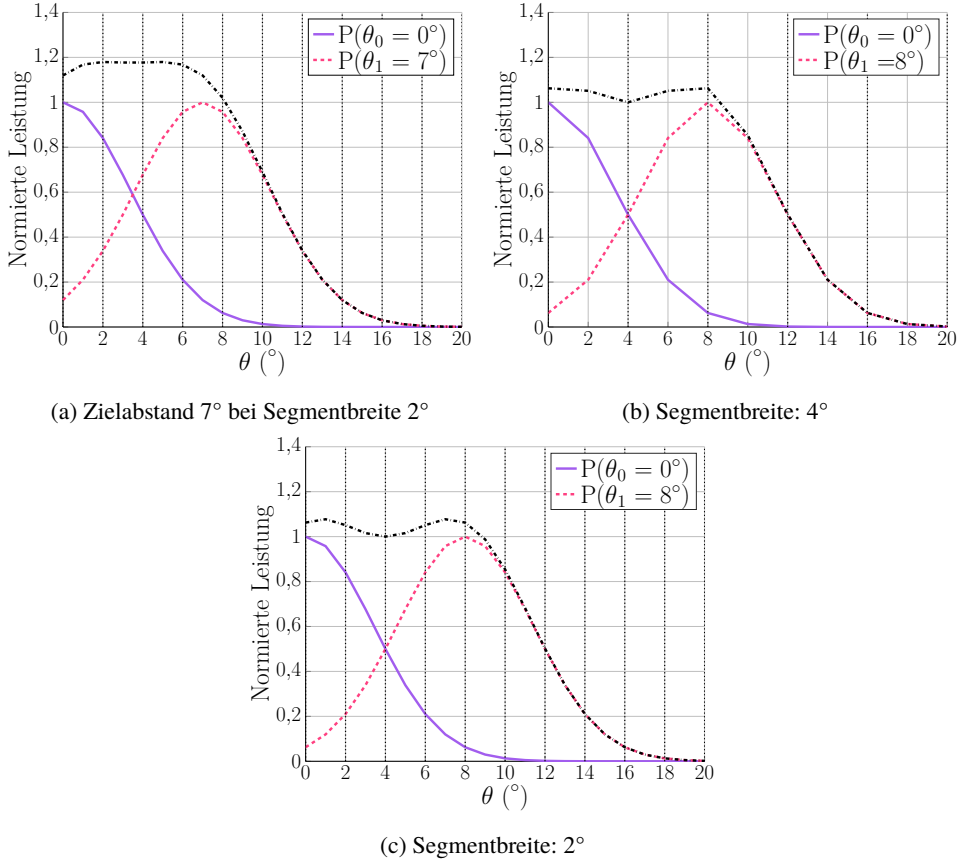


Abbildung 4.2: Winkelanantwort zweier Ziele bei verschiedenen Segmentierungen. Die gepunkteten Linien markieren die Segmentgrenzen, die gestrichelte Linie die Gesamtleistung.

Diese idealisierte Beschreibung gilt nur, solange die Antennenkeule vollständig innerhalb eines Frequenzsegments liegt ($\theta_{3,\text{dB}} \leq \Delta\theta$). Andernfalls bestimmt diese Bandbreite die Entfernungsauflösung gemäß Gleichung 4.1. Eine höhere Schwenkgeschwindigkeit S führt also zu einer größeren effektiven Bandbreite und damit zu einer besseren Distanzauflösung. Gleichzeitig beeinflusst S die Winkelabtastrung. Wird die FMCW-Gesamtbandbreite B in N gleich große Segmente unterteilt, so ergibt sich ein Frequenzschritt von

$$\Delta f = \frac{B}{N}, \quad (4.14)$$

der aufgrund der frequenzabhängigen Strahlschwenkung in einen Winkelschritt zu

$$\Delta\theta = S \cdot \Delta f = S \cdot \frac{B}{N} \quad (4.15)$$

überführt wird. Damit wächst der effektive Winkelschritt pro Segment linear mit dem

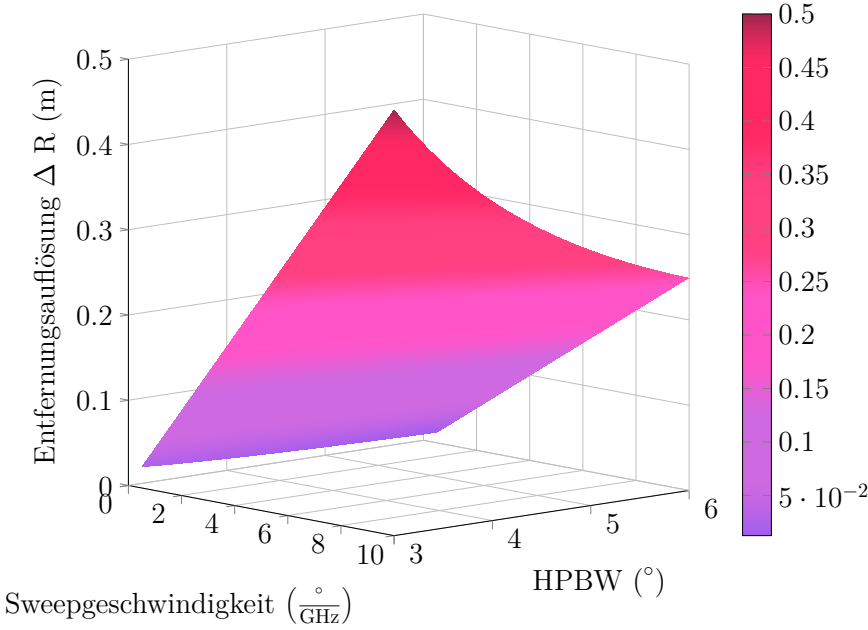


Abbildung 4.3: Winkel- und Entfernungsauflösung in Abhängigkeit der Sweepgeschwindigkeit und der HPBW

Schwenkverhältnis

$$\Delta\theta \propto S. \quad (4.16)$$

Ein größerer Winkelschritt bedeutet jedoch nicht zwangsläufig eine schlechtere Winkelauflösung. Die tatsächliche Trennschärfe zwischen zwei Zielen wird durch die HPBW begrenzt, welche die untere Schranke für die Winkelauflösung definiert. Die Segmentierung hingegen beeinflusst primär die Abtastgenauigkeit innerhalb dieser Grenze. Eine feinere Abtastung (kleineres $\Delta\theta$) führt zu glatteren Leistungskurven und ermöglicht eine präzisere Lokalisierung des Winkels. Sie verbessert jedoch nicht die Fähigkeit, zwei nahe beieinanderliegende Ziele physikalisch zu trennen, sofern ihr Winkelabstand kleiner ist als $\theta_{3,\text{dB}}$. Zusätzlich begrenzt eine feinere Winkelabtastung die nutzbare Bandbreite pro Segment. Kleinere $\Delta\theta$ führen zu kleineren Δf , was die effektive Bandbreite innerhalb eines Segments reduziert und somit die Distanzauflösung innerhalb eines Segments verschlechtert. Aus einer vorgegebenen Entfernungsauflösung ΔR lässt sich das notwendige Schwenkverhältnis zu

$$S = \frac{c}{2 \cdot \theta_{3,\text{dB}} \cdot \Delta R} \quad (4.17)$$

bestimmen. Eingesetzt in die Gleichung für den Winkelschritt ergibt sich eine untere Schranke für die Winkelabtastung

$$\Delta\theta_{\min} = \frac{c}{2 \cdot \theta_{3,\text{dB}} \cdot S \cdot \Delta R}, \quad (4.18)$$

für den Fall, dass $\Delta\theta = \theta_{3,\text{dB}}$. In der praktischen Systemauslegung ergibt sich somit ein Optimierungsproblem, was in Abbildung 4.3 verdeutlicht wird. Die Parameter Keulenbreite $\theta_{3,\text{dB}}$, Schwenkverhältnis S und Segmentanzahl N müssen durch das System- und Antennendesign so optimiert werden, dass die Anforderungen an Winkel- und Entfernungsaufösung erfüllt werden. Um das Gesamtsystem simulativ zu verifizieren, wird im Folgenden eine simulative Validierung des Gesamtsystems vorgestellt.

4.1.4 Simulative Validierung des Gesamtvorhabens

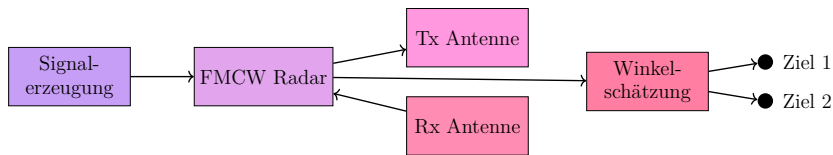


Abbildung 4.4: Blockdiagramm des Gesamtsystems mit FMCW-Radar, frequenzgesteuerter Antenne und Winkelschätzung.

Das Gesamtsystem in Abbildung 4.4 besteht aus einem Radar-Chip in der Simulationsumgebung mit einer einzelnen Sende- und Empfangsantenne. Die Empfangsantenne hat eine statische, frequenzunabhängige Hauptkeule, während sich die Abstrahlcharakteristik der Sendeantenne mit dem Frequenzsweep verändert, was zu einer frequenzabhängigen Verkipfung ihrer Hauptkeule führt. Die hierfür entworfene Simulationsumgebung analysiert die notwendigen Antenneneigenschaften, wie die frequenzabhängige Richtungsänderung der Sendeantenne [44]. In einem spezifischen Szenario des Modells, das sowohl dynamische Bewegungen des Radarsystems als auch die der Ziele berücksichtigt, werden zwei Objekte ausgewählt, die sich 1 m vom Radarsystem entfernt bei den Winkeln $\theta = \pm 20^\circ$ mit jeweils $2,77 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ bewegen. Diese besitzen einen Radarrückstreuquerschnitt von 1 m^2 bzw. $0,7 \text{ m}^2$. Um die Komplexität der Simulation zu verringern, wird der Schwenk der Hauptkeule durch Rotation einer Sende (Transmit, Tx)-Hornantenne über den gesamten Frequenzbereich emuliert. Für die Simulation wird die Bandbreite in 34 Segmente à 250 MHz unterteilt, wobei die Antenne innerhalb jedes Segments um 2° gedreht wird. Abbildung 4.5 veranschaulicht dies. Dadurch entsteht einen Gesamtscanbereich von 68° , dessen Start- und Endpunkte flexibel angepasst werden können. Abbildung 4.6a zeigt die Abstrahlcharakteristik der sendenden Hornantenne bei zwei verschiedenen Winkeln (hier beispielhaft 0° und 20°). Abbildung 4.6b zeigt die normierte Simulation der Abstrahlcharakteristik der Sende- und Empfangsantenne sowie das Zwei-Wege-Muster. In diesem Fall wird die Sendeantenne relativ zur Empfangsantenne um 20° verdreht, was zu einem Zwei-Wege-Muster bei 10° führt. Für die Modellierung wird die FMCW-Rampe als Signalform in MATLAB erzeugt. Die Sendeleistung wird zu 6 dBm eingestellt. Das

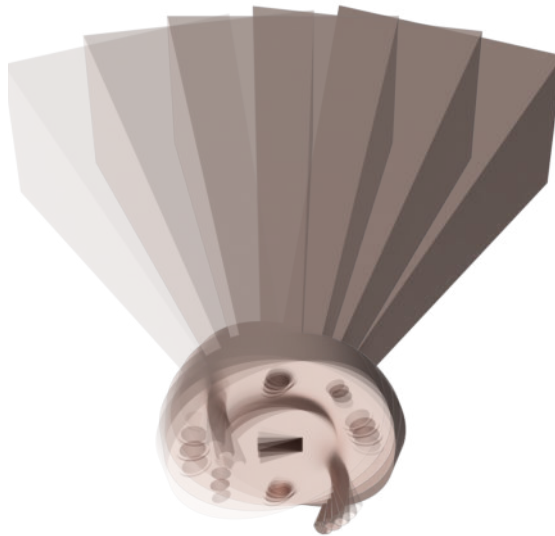


Abbildung 4.5: Darstellung der Rotation der Tx-Hornantenne zur Emulation der frequenzabhängigen Strahlschwenkung. Zur Veranschaulichung ist die Antenne hier exemplarisch sechsmal und in 10°-Rotations-Schritten dargestellt.

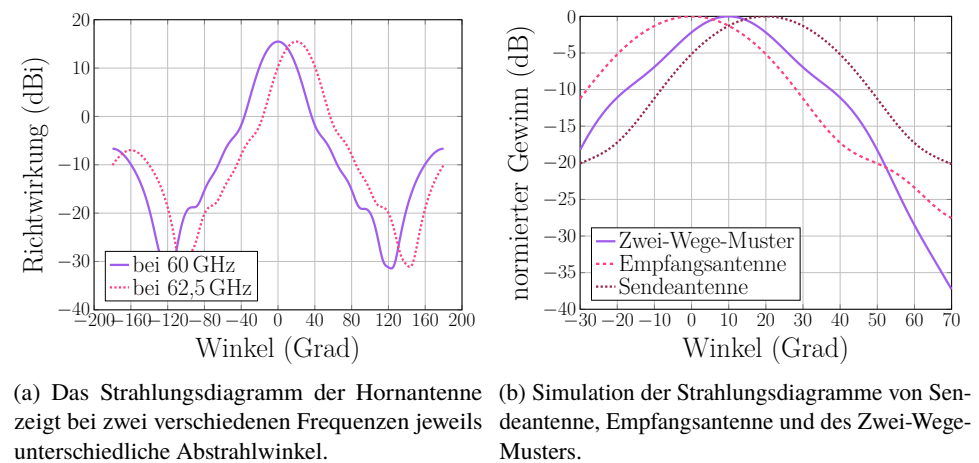


Abbildung 4.6: Zusammenhang zwischen frequenzabhängigem Abstrahlverhalten einer Hornantenne und dem sich daraus ergebenden Zwei-Wege-Muster.

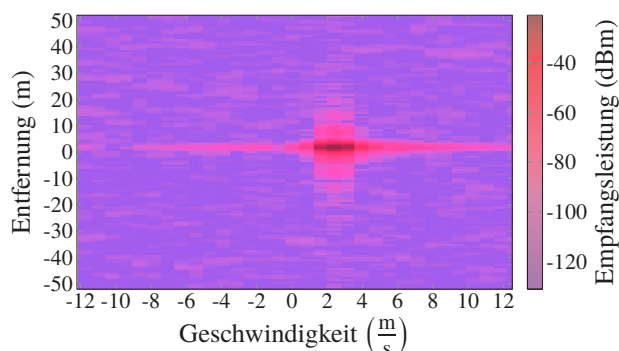


Abbildung 4.7: Entfernungs-Doppler-Diagramm eines Szenarios, in dem nur ein Ziel detektiert wird. Es befinden sich zwei Ziele in 1 m Entfernung mit einer Geschwindigkeit von $2,77 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ vor dem Radarsystem.

Signal breitet sich im unendlich großen Raum aus und trifft ohne weitere Reflexionen auf die Ziele, an denen es reflektiert wird. Durch diese Berechnungen kann für jedes Bandbreitensegment mithilfe der FFT und Hanning-Fenstern ein Entfernungs-Doppler-Diagramm erstellt werden. Abbildung 4.7 zeigt das Entfernungs-Doppler-Diagramm bei einer Mittenfrequenz von 62,5 GHz. Bei einer Entfernung von 1 m und einer Geschwindigkeit von $2,77 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ ist deutlich ein Ziel sichtbar. Es befinden sich jedoch zwei Ziele in derselben Entfernung und mit derselben Geschwindigkeit vor dem System. Wenn sich diese Ziele nur im Winkel differenzieren, können sie in einem Entfernungs-Doppler-Diagramm nicht unterschieden werden. Deshalb erfolgt die Ziel-trennung in zwei Schritten. Zunächst müssen die im Entfernungs-Doppler-Diagramm sichtbaren Peaks erkannt werden. Dies wird durch eine konstante Fehlalarmrate- (Constant False Alarm Rate, CFAR) Erkennungsmethode erreicht. Dabei handelt es sich um ein Verfahren zur adaptiven Schwellenwertsetzung, das eine konstante Wahrscheinlichkeit für Falschalarmereignisse gewährleistet, indem der Schwellenwert lokal an das Umgebungssignalrauschen angepasst wird. Ein zweidimensionaler CFAR-Algorithmus wird auf die logarithmischen Werte der Entfernungs-Doppler-Diagramme angewendet. In diesem Fall wird ein CFAR-Detektor mit Zellmittelung verwendet [45]. Wie in Abbildung 4.8a dargestellt, werden die Testzellen (Cells Under Test, CUT) untersucht, umgeben von Schutz- und Referenzzellen, die extrahiert werden. Zur Schwellenwertbildung werden sogenannte Trainingszellen herangezogen, aus denen das lokale Rausch- und Störniveau geschätzt wird. Zwischen der zu testenden Zelle und den Trainingszellen befinden sich Schutz- oder Pufferzellen, die verhindern, dass das Zielsignal selbst in die Rauschschätzung einfließt. Typischerweise wird eine gleiche Anzahl von führenden und nachfolgenden Trainingszellen verwendet, wobei Schutzzellen auf beiden Seiten der CUT positioniert sind, um zu verhindern, dass Signalanteile in die Trainingszelle eindringen und die Rauschschätzung verfälschen. Dieser Prozess ermöglicht die Erkennung des maximalen Peaks in den Entfernungs-

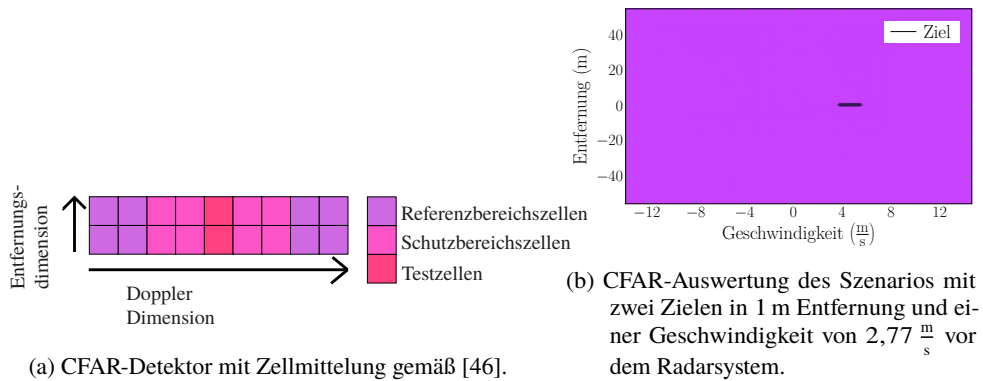


Abbildung 4.8: Darstellung des eingesetzten CFAR-Detektionsverfahrens und dessen Anwendung im Szenario.

Doppler-Diagrammen. In der Simulationsumgebung wurden sowohl die Größe der Schutz- als auch der Referenzzellen auf eins festgelegt. Abbildung 4.8b zeigt ein Beispiel für ein CFAR-Diagramm für das aktuelle Szenario bei einem exemplarischen Winkel der Sendeantenne. Die hier gewählte Konfiguration mit jeweils einer Schutz- und einer Referenzzelle pro Seite stellt einen Kompromiss zwischen Detektionsleistung und Rechenaufwand dar. In praktischen Anwendungen wird die Anzahl meist höher gewählt, etwa 8 bis 16 Referenzzellen, abhängig vom Signal-Rausch-Verhältnis und der erwarteten Zielverteilung. Da mehrere Werte in der Matrix detektiert werden, werden diese Werte gespeichert und eine Peak-Erkennung durchgeführt. Der Leistungswert im Entfernungs-Doppler-Diagramm an der Stelle der Peak-Erkennung wird dann in einem Array gespeichert. Dieses Array zeigt den maximal detektierten Wert für jeden Winkel der sendenden Antenne, also für jede 2-Grad-Inkrementierung des Tx-Antennenscannens. Wenn mehrere Peaks erkannt werden, werden sie nacheinander im Array gespeichert. Aus diesem Array wird eine Leistungskurve über den gesamten Winkelbereich der Sendeantenne erzeugt. Abbildung 4.9 veranschaulicht diese Kurve. Zu beachten ist, dass zwischen den einzelnen Winkelschritten eine Interpolation erfolgt, sodass anstelle eines Punktdiagramms eine kontinuierliche Linie dargestellt wird [47]. Es ist deutlich erkennbar, dass die Leistung über der Frequenz variiert. Wenn der Strahl der sendenden Antenne auf das Ziel gerichtet ist, steigt die Leistung an. Da der Strahl der sendenden Antenne von -35° bis 35° schwankt, während die Empfangsantenne auf 0° ausgerichtet ist und die Ziele sich bei -20° und 20° befinden, steigt die Leistung zunächst an, sinkt dann ab und steigt anschließend wieder an. Dies erzeugt, genauso wie die Theorie besagt, zwei Peaks in der Leistungskurve, die den Winkeln der beiden Ziele entsprechen.

Das vorgestellte Konzept der Winkeltrennung zeigt, dass eine Winkelbestimmung auch mit einem SISO-Radarsystem und einer frequenzgescannten Antenne möglich ist. Diese Methode ähnelt herkömmlichen SISO-FMCW-Radarsystemen, die eine me-

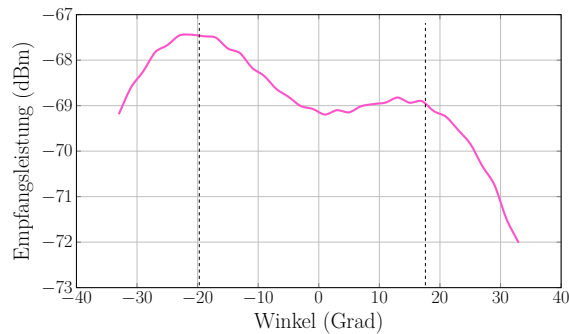


Abbildung 4.9: Peakerkennung über den gesamten Schwenkwinkelverlauf der Antenne. Die beiden Ziele sind durch die lokalen Maxima der Empfangsleistung zu erkennen.

chanisch oder elektronisch abgetastete Richtantenne nutzen. Ein wesentlicher Vorteil besteht jedoch darin, dass keine zusätzliche Steuerungskomplexität für die Abtastfunktion erforderlich ist, da hier eine inhärente Kopplung zwischen Winkel und Frequenz der Antenne genutzt wird.

4.2 Anforderungen an den Radarsensor

Wie in Kapitel 4.1.3 erklärt, geht die Winkelbestimmung mit einer Verschlechterung der Entfernungsauflösung einher. Um diesen Kompromiss optimal auszulegen, ist die Wahl eines geeigneten Radarchips entscheidend. Er legt die technischen Rahmenbedingungen fest und beeinflusst maßgeblich die erreichbare Entfernung- und Winkelauflösung. Dabei sind mehrere technische Anforderungen zu berücksichtigen, um zusätzlich eine geringe Systemkomplexität sicherzustellen. Das System soll für das weltweit lizenzfrei nutzbare 60-GHz-ISM-Band ausgelegt sein, um es später ohne spektrale Einschränkungen beispielsweise in Industrierobotern einsetzen zu können. Dieses Frequenzband zeichnet sich besonders durch seine große verfügbare Bandbreite aus, welche im Vergleich zu anderen ISM-Bändern deutlich höher ist. Eine große Bandbreite ist notwendig, um eine hohe Entfernungsauflösung zu erreichen und gleichzeitig einen großen Squint-Winkel zu ermöglichen. Eine zu geringe Bandbreite verschlechtert sowohl die Entfernungsauflösung als auch die Steuerungsmöglichkeiten für den Squint-Winkel. Ein weiterer Aspekt ist die geringe Anzahl an Kanälen, um den Hardware- und Rechenaufwand zu minimieren. Da das System als SISO-Radar betrieben wird, sind lediglich eine Sende- und eine Empfangsantenne erforderlich. Dies reduziert die Komplexität und ermöglicht eine effizientere Signalverarbeitung. Zudem sollte der Chip kommerziell verfügbar sein und das Fast-Chirp-Modulationsverfahren ermöglichen. Bezüglich der Antennenanordnung ist es unerheblich, ob die Antennen als AiP integriert sind oder extern angebunden werden. Damit bei 60 GHz eine effizien-

ente Auskopplung auf größere Antennen, wie beispielsweise Hohlleiter, gewährleistet ist, muss der Abstand zwischen zwei Patch-Antennen mindestens 2,7 mm betragen. Bei einer minimalen Wandstärke von jeweils 100 µm pro Seite verbleiben somit etwa 2,5 mm Innenbreite, die ausreichend ist, damit die Welle auf der Cutoff-Frequenz liegt und der Wellenleiterbetrieb bei 60 GHz möglich ist. Um diese Anforderungen zu erfüllen, werden in Tab. 4.1 kommerzielle Systeme verglichen. Basierend auf den gestellten Anforderungen erweist sich der BGT60TR13C als das am besten geeignete Radarmodul.

Dieser bietet mit einer Bandbreite von 5,5 GHz im Frequenzbereich von 58,0 GHz

Tabelle 4.1: Übersicht über kommerziell verfügbare Radarmodule mit deren jeweiligen Bandbreiten und Antennenkonfigurationen.

Firma	Produktnummer	Bandbreite	Antennen [integriert (i)/außerhalb(a)]	Dev-Kit	Typische Leistungsaufnahme (Betrieb mit 1Tx, 1Rx)	Mittenabstand der Antennen
Infineon ¹	BGT60UTR11AIP [48]	5,6 GHz: (57,4-63)	1 Tx / 1 Rx (i)	✓	0,4 W-0,7 W	1,69 mm
Infineon ¹	BGT60LTR11AIP [49]	0,5 GHz: (61-61,5)	1 Tx / 1 Rx (i)	✓	0,4 W-0,7 W	4,7 mm
Infineon ¹	BGT60ATR24C [50]	4 GHz: (58-62)	2 Tx / 4 Rx (a)	✓	0,3 W-0,7 W	2,6 mm
Infineon ¹	BGT60TR13C [51]	5,5 GHz: (58-63,5)	1 Tx / 3 Rx (i)	✓	0,4 W-0,7 W	3,5 mm
Ti ²	AWR6843AOP [52]	7 GHz: (57-64)	3 Tx / 4 Rx (i)	✓	1,2 W	2,5 mm
Ti ²	AWR6843 [53]	4 GHz: (60-64)	3 Tx / 4 Rx (a)	✓	1,2 W	2,5 mm
Ti ²	AWR6443 [54]	4 GHz: (60-64)	3 Tx / 4 Rx (a)	✓	-	2,5 mm
Ti ²	AWR6432 [55]	7 GHz: (57-64)	2 Tx / 3 Rx (a)	✓	-	2,5 mm
Ti ²	AWRL6844 [56]	7 GHz: (57-64)	4 Tx / 4 Rx (a)	✓	-	2,5 mm
Ti ²	IWR6843AOP [57]	4 GHz: (60-64)	3 Tx / 4 Rx (i)	✓	2,4 W	2,5 mm
Indie	TR2_060_095 [58]	9,9 GHz: (56,1-66) / 7 GHz: (57-64)	1 Tx / 2 Rx (a)	✗	0,6 W	✗
Indie	T4R4_060_096 [59]	10,5 GHz: (55,9-66,4) / 7 GHz: (57-64)	4 Tx / 4 Rx (a)	✗	-	✗
Socionext	SC1260AR3 [60]	6,8 GHz: (57,1-63,9)	2 Tx / 4 Rx (i)	✓	max. 0,25 W	ca. 2,5 mm
Socionext	SC1240AR3 [61]	6,8 GHz: (57,1-63,9)	1 Tx / 4 Rx (i)	✓	max. 0,25 W	ca. 3 mm
Socionext	SC1220AT2 [62]	6,8 GHz: (57,1-63,9)	2 Tx / 4 Rx (i)	✓	max. 0,31 W	ca. 3,5 mm
Socionext	SC1221AR3 [63]	60,025 - 61,475 GHz	2 Tx / 4 Rx (i)	✓	max. 0,37 W	ca. 2,7 mm

¹ Infineon Technologies AG, ² Texas Instruments Incorporated

bis 63,5 GHz ein sehr breites Frequenzspektrum, was entscheidend ist, um sowohl für die Anwendung ausreichende Entfernungsauflösung als auch Winkelauflösung zu erzielen. Im Vergleich dazu weisen Alternativen wie der BGT60LTR11AIP lediglich eine sehr geringe Bandbreite von 0,5 GHz bei 61,0 GHz bis 61,5 GHz auf. Der BGT60ATR24C erfüllt die Anforderungen nur bedingt. Zwar nutzt er Patch-Antennen, die 2,6 mm voneinander entfernt sind und sich, da diese zum Teil nach oben und unten nicht begrenzt sind, gut auskoppeln lassen, jedoch bietet er lediglich eine Bandbreite von 4 GHz (58,0 GHz bis 62,0 GHz). Ein weiterer wichtiger Entscheidungsfaktor ist die Leistungsaufnahme und der damit verbundene Energieverbrauch. Die Radarsysteme von Texas Instruments Incorporated beispielsweise, wie der AWR6843AOP, bieten zwar externe Patch-Antennen und 7 GHz Bandbreite, zeichnen sich jedoch

durch eine komplexere Architektur und eine deutlich höhere Leistungsaufnahme von 1,5 W bis 2,0 W aus. Ähnlich verhält es sich mit anderen Systemen des Herstellers Texas Instruments Incorporated (AWR6843, AWR6443, AWR6432 etc.), die auch teils eine große Bandbreite bieten, jedoch durch ihre Architektur und die daraus resultierende Komplexität weniger attraktiv sind. Der Fokus der vorliegenden Arbeit liegt auf der Kombination aus Radarchip, Antenne und Signalverarbeitung zu einem Gesamtsystem. Dabei soll der Aufwand im Bereich des Elektronikentwurfs für den Radarchip minimiert werden. Aus diesem Grund wird ein Radar-Chip verwendet, für den ein entsprechendes Development Kit verfügbar ist. Der BGT60UTR11AIP erfüllt die Anforderungen, mit Ausnahme des Antennenabstands, ähnlich gut wie der BGT60TR13C. Letzterer überzeugt jedoch in allen relevanten Aspekten wie Bandbreite, Leistungsaufnahme und Erweiterbarkeit gleichermaßen und bietet zudem einen deutlich vorteilhafteren Abstand der Patchantennen. Somit stehen dem Einsatz dieses Chips praktisch keine Nachteile entgegen, während er zusätzlich die Möglichkeit eröffnet, das System zukünftig auf ein SIMO-Konzept zu erweitern.

4.2.1 Auswahl des FMCW-Radarsensors

Aufgrund der zuvor beschriebenen Vorteile, sowie der Möglichkeit zur Erweiterung in ein SIMO-System, wird im Folgenden der 60-GHz-Radarsensor BGT60TR13C näher betrachtet. Dieser Sensor arbeitet im Frequenzbereich von 58 GHz bis 63,5 GHz mit einer Bandbreite von 5,5 GHz und verwendet ein FMCW-Signal, das über einen einzelnen Tx-Zweig ausgesendet und über drei separate Rx-Zweige (Rx1–Rx3) empfangen wird. Das Blockdiagramm des internen Takterzeugungssystems bis zur digitalen Weiterverarbeitung ist in Abbildung 4.10 dargestellt. Die Signalerzeugung

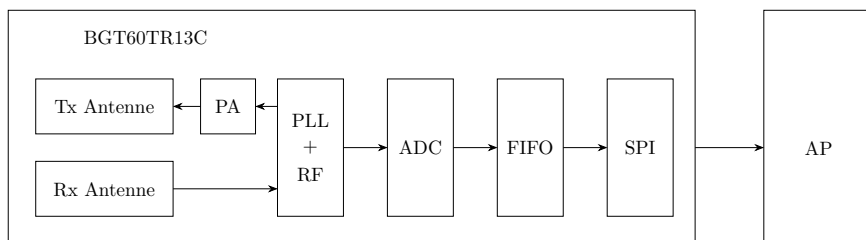


Abbildung 4.10: Blockdiagramm im BGT60TR13C und im Applikationsprozessor nach [51].

im Sendepfad basiert auf einer PLL, die den spannungsgesteuerten Oszillator (Voltage Controlled Oscillator, VCO) auf eine Referenzfrequenz von $f_{\text{ref}} = 80 \text{ MHz}$ synchronisiert. Diese Referenzfrequenz wird durch den internen Taktgeber (Clock Generator, CLK) bereitgestellt. Die PLL erzeugt lineare Chirpsignale mit aufsteigenden Rampen, die vor der Aussendung von einem Leistungsverstärker (Power Amplifier, PA) verstärkt und anschließend über die Tx-Antenne abgestrahlt werden. Jeder der drei Empfangszweige besitzt ein eigenes HF-Frontend, bestehend aus einem Mischer, analogem

Basisbandbereich (Analog Base Band, ABB) und einem 12-Bit-ADC. Die empfangenen Signale werden im jeweiligen Reihenspuffer (First In, First Out, FIFO)-Speicher zwischengespeichert und anschließend über eine serielle Peripherie- (Serial Peripheral Interface, SPI) Schnittstelle an den Applikationsprozessor (Application Processor, AP) zur weiteren Auswertung übergeben. Das HF-Frontend, das in Abbildung 4.11 dargestellt ist, enthält drei Rx-Kanäle und einen Tx-Kanal. Im Mischer wird das emp-

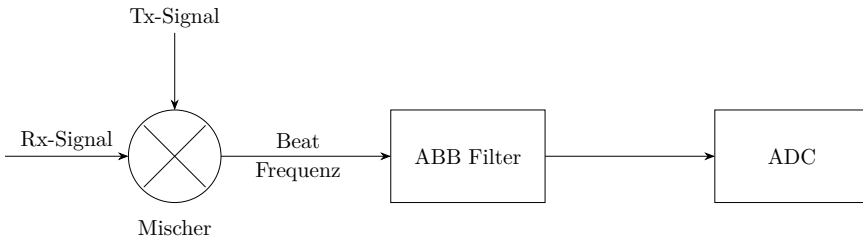


Abbildung 4.11: Schematischer Aufbau des HF-Frontends nach [64].

fangene HF-Signal mit dem aktuellen Tx-Signal überlagert. Dabei entstehen Summen- und Differenzfrequenzen. Das gewünschte Signal im Basisband (Beatfrequenz) wird anschließend weiterverarbeitet, während die unerwünschte Summenfrequenz herausgefiltert wird. Dies beschreibt die ABB, bestehend aus einem Hochpassfilter (High Pass Filter, HPF) zur Wechselstrom- (Alternating Current, AC) Kopplung, einem variablen Verstärker (Variable Gain Amplifier, VGA), einem Aliasing-Vermeidungsfilter (Anti Aliasing Filter, AAF) sowie einem Treiber für die nachgeschalteten ADCs. Abbildung 4.12 zeigt ein Blockdiagramm der ABB-Verarbeitungskette mit hervorgehobenen Filterstufen. Die Verstärkung des VGA kann je nach Konfiguration entweder

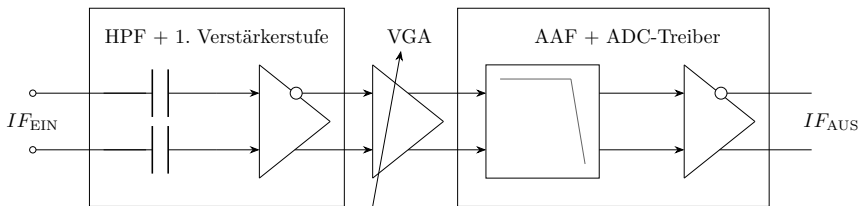


Abbildung 4.12: Vereinfachte Darstellung der ABB-Verarbeitung pro Kanal.

bis zu 18 dB oder bis zu 30 dB betragen. Innerhalb dieses Bereichs lässt sich diese in sechs diskreten Schritten zu 5 dB stufenweise einstellen, wobei der maximale Verstärkungsbereich 30 dB nicht überschreitet. Das nachfolgende zweistufige AAF besitzt vier Pole zur effektiven Unterdrückung unerwünschter Frequenzanteile. Die gesamte Zwischenfrequenz-Verstärkung kann bis zu 60 dB betragen. Abschließend wird das Signal mit einem ADC-Treiber mit Verstärkung 1 an den nachfolgenden Digitalisierungsblock (ADC) übergeben, wobei das Ausgangssignal als IF_{AUS} bezeichnet

wird. Der ADC-Block besteht aus drei differentiellen 12-Bit-Umsetzern, von denen jeder einem der drei Empfangskanäle zugeordnet ist. Diese ADCs setzen die analogen Beatfrequenzsignale in digitale Werte um und stellen sie für die Weiterverarbeitung bereit. Aufbauend auf dieser digitalen Schnittstelle ergibt sich die Anforderung an eine geeignete Antennenstruktur, die im nächsten Abschnitt adressiert wird.

4.3 Leckwellenantenne für das System

Für das in dieser Arbeit betrachtete Radarsystem wird eine Antenne benötigt, die sowohl kostengünstig als auch möglichst verlustarm ist. Dabei stehen insbesondere bei Millimeterwellenfrequenzen wie 60 GHz verschiedene Antennentechnologien zur Auswahl, die sich hinsichtlich Effizienz, Fertigungsaufwand und Integrationsfähigkeit deutlich unterscheiden. Um das Gesamtsystem kompakt zu halten, ist zudem eine maximale Antennenlänge von 10 cm anzustreben. Planare Antennenstrukturen (siehe Abbildung 4.13a), wie sie beispielsweise auf Leiterplatten realisiert werden, bieten den Vorteil einer einfachen Integration in bestehende elektronische Systeme. Jedoch weisen diese Strukturen, insbesondere bei hohen Frequenzen, signifikante Nachteile auf. Aufgrund von dielektrischen Verlusten des Substrats sowie ohmschen Verlusten der metallisierten Leiterbahnen kommt es zu einer erhöhten Dämpfung der geführten Welle. Darüber hinaus erfordern planare Leckwellenantennen in der Regel zusätzliche Phasenschieber oder sogenannte Delaylines, um eine gezielte Steuerung des Abstrahlwinkels zu ermöglichen. Diese werden häufig in Form multilagiger Leiterplatten umgesetzt, was die Fertigung deutlich komplexer macht. Insbesondere bei SIW-basierten Designs (siehe Abbildung 4.13c) führt das präzise Laminieren und Ausrichten mehrerer Substratlagen zu einer Akkumulation von Fertigungstoleranzen. Hinzu kommen teure HF-spezifische Fertigungsprozesse, beispielsweise der Einsatz von Prepreg-Materialien mit definierten dielektrischen Eigenschaften. Im Millimeterwellenbereich kann dies zu streuenden Ergebnissen führen, was sich direkt auf die Effizienz und Reproduzierbarkeit solcher Antennen auswirkt. Im Gegensatz dazu bieten Hohlleiterstrukturen (z.B. Hornantennen, vgl. Abbildung 4.13b) gerade im Millimeterwellenbereich eine äußerst verlustarme Signalführung, da in ihnen keine Abstrahlungsverluste auftreten und keine dielektrischen Verluste im Substrat entstehen. Die Wellen werden in einem vollständig metallischen Hohlraum geführt, wodurch ohmsche Verluste auf die Innenwände des Leiters beschränkt bleiben und durch eine geeignete Metallauswahl minimiert werden können. Neben der geringen Dämpfung zeichnen sich Hohlleiter durch ihre Flexibilität in der Gestaltung passiver Komponenten aus. Dadurch sind sie insbesondere für HF- und Radar-Anwendungen mit hohen Anforderungen an Signalqualität gut geeignet. Ein weiterer Vorteil gegenüber planaren Strukturen zeigt sich in der vergleichsweise unkritischen Reaktion auf Fertigungstoleranzen. Zwar erfordern auch Hohlleiter eine hohe Präzision (typischerweise im Bereich von wenigen Zehntel Millimetern), doch im Vergleich zu

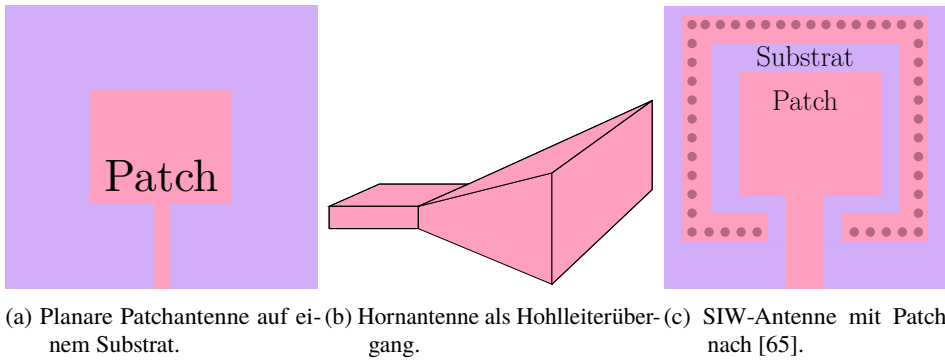


Abbildung 4.13: Vergleich typischer Antennenkonzepte.

planaren Multilagenstrukturen, bei denen bereits minimale Abweichungen zwischen den einzelnen Lagen zu erheblichen Leistungseinbußen führen können, lassen sich Hohlleiter mit konventionellen Fräs- oder additiven Verfahren insgesamt zuverlässiger und reproduzierbarer fertigen [66, 67].

Deshalb soll für das vorliegende System eine schlitzbasierte Leckwellenantenne gewählt werden, bei der die Steuerung des Abstrahlwinkels durch die frequenzabhängige Phasengeschwindigkeit der geführten Welle erfolgt. Der sogenannte Squint-Effekt ist bei solchen wanderwellengespeisten Arrays vorhanden. Bei der gewählten Konfiguration fällt dieser jedoch im Falle des BGT60TR13 Radarmoduls aufgrund der engen Frequenzspanne zwischen 58 GHz und 63,5 GHz sehr gering aus. Gemäß Gleichung 2.30 ergibt sich der Abstrahlwinkel einer einfach wanderwellengespeisten Array-Antenne aus dem Verhältnis $\frac{\beta}{k}$, wobei β die Wellenzahl im Hohlleiter und k die freie Raumwellenzahl ist. Mit $d = 2,38$ mm ergibt sich bei 58 GHz ein Abstrahlwinkel von $\theta_0 = 111,1^\circ$, während bei 63,5 GHz ein Winkel von $\theta_0 = 102,4^\circ$ resultiert. Daraus ergibt sich eine frequenzabhängige Strahlschwenkung von lediglich $8,7^\circ$ über den betrachteten Frequenzbereich bzw. eine Strahlschwenkung von maximal 17° in einem Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz. Daher wird im Folgenden untersucht, wie sich der Squint gezielt vergrößern lässt, um den nutzbaren Winkelbereich zu erweitern und eine präzisere Winkelauflösung zu ermöglichen. Ein zentrales Kriterium für die Eignung einer Leckwellenantenne zur Winkelauflösung ist die Linearität des Zusammenhangs zwischen Betriebsfrequenz f und Abstrahlwinkel θ . Nur wenn sich der Strahlungswinkel linear mit der Frequenz ändert, ist eine konstante Winkelauflösung über das gesamte Band möglich. Bei einer nichtlinearen Dispersionscharakteristik bleibt die Winkelauflösung durch die konstante HPBW gleich. Wenn man jedoch die Frequenzsegmente unverändert lässt, verschiebt sich der abgedeckte Winkelbereich pro Segment, was zu einer variierenden Winkelabdeckung führt. Passt man dagegen die Segmentgrößen an, verändert sich die Entfernungsauflösung, da sich die Bandbreite der einzelnen Segmente ändert. Beides erschwert die Interpretation der Messergebnisse erheblich und führt insbesondere bei segmentbasierter Auswertung in Echtzeit

zu erhöhtem Rechenaufwand [68]. Aus diesem Grund soll eine Antennen geometrie implementiert werden, die auf einer sogenannten *gerillten Parallelplattenstruktur* basiert. Ziel ist es, durch gezielte Dispersionseigenschaften eine gleichmäßige Abbildung von Frequenz auf Richtung zu erzielen, wobei ein möglichst großer Squint über eine gegebene Bandbreite erreicht werden soll.

4.3.1 Entwurf der Slow-Wave-Leckwellenantenne

Die Slow-Wave-Leckwellenantenne basiert auf einer Parallelplattenstruktur, bei der eine der beiden Leitflächen mit periodischen sogenannten *Rillen* versehen wird. Diese wirken als Impedanzdiskontinuitäten und modifizieren die Ausbreitungseigenschaften der elektromagnetischen Welle. Abbildung 4.14 veranschaulicht eine solche Parallelplattenstruktur mit Rillen und zusätzlichen Schlitten für die Abstrahlung. Die



Abbildung 4.14: Schematischer Aufbau einer periodischen Rillen-Leckwellenantenne in Parallelplattenstruktur.

resultierende Struktur weist eine reduzierte Phasengeschwindigkeit v_{ph} auf, was einer erhöhten Phasenkonstante β_0 entspricht und einen sogenannten Slow-Wave-Effekt erzeugt. Durch die Periodizität der Struktur ergibt sich eine Überlagerung von Raumharmonischen gemäß der Floquet-Theorie. Für eine gerichtete Abstrahlung wird üblicherweise die $n = -1$ Raumharmonische genutzt. Die Phasenkonstante dieser abstrahlenden Mode ergibt sich zu

$$\beta_{-1} = \beta_0 - \frac{2\pi}{d_u}, \quad (4.19)$$

wobei β_0 die Phasenkonstante der dominanten Wellenleitermode und d_u die Periodizität der Strukturelemente sind. Der zugehörige Abstrahlwinkel berechnet sich über

$$\theta(f) = \arcsin\left(\frac{\beta_{-1}}{k_0}\right) = \arcsin\left(\frac{\beta_0 - \frac{2\pi}{d_u}}{k_0}\right), \quad (4.20)$$

mit $k_0 = \frac{2\pi f}{c}$ als freie Raumwellenzahl [69, 70]. Im Gegensatz zu klassischen rechteckigen Hohlleitern, deren Dispersionsrelation $\beta(f)$ nahe der Cutoff-Frequenz starke Nichtlinearitäten aufweist, erlaubt die Parallelplattengeometrie mit Rillen eine deutlich linearere Abbildung von Frequenz auf Phasenkonstante. Dies ist entscheidend,

um einen möglichst gleichmäßigen Zusammenhang $\theta(f)$ zu realisieren. Abstrahlende Elemente, wie beispielsweise schmale Schlitzöffnungen entlang der Struktur, werden gezielt an Orten maximaler Oberflächenströme platziert. Diese wirken zusätzlich als Streuelemente, deren Rückwirkung auf die geführte Welle sich als lokale Modifikation der Phasenkonstante äußert. Dieser Effekt kann modellhaft als $\Delta\beta_{\text{slot}} < 0$ beschrieben werden, sodass sich lokal eine effektive Phasenkonstante

$$\beta_{\text{eff}} = \beta_0 + \Delta\beta_{\text{slot}} \quad (4.21)$$

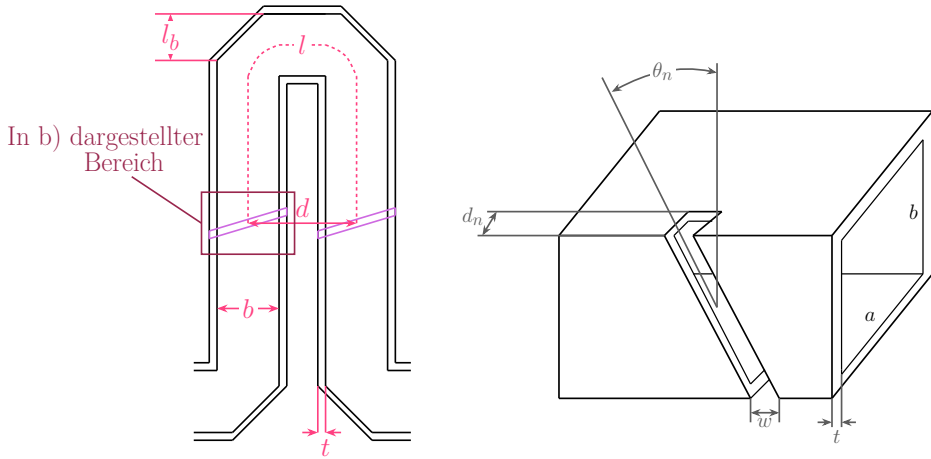
ergibt. Die Reduktion von β_{eff} führt zu einer Erhöhung des Abstrahlwinkels und trägt somit zu einer gezielten Erweiterung des Squint-Bereichs bei. Durch die Kombination aus Parallelplattenstruktur, Slow-Wave-Modifikation durch Rillen und gezielten Strahlern kann eine Phasenkonstante mit weitgehend linearer Dispersionscharakteristik realisiert werden. Dies ermöglicht eine kontrollierte und nahezu lineare Abbildung von Frequenz auf Abstrahlwinkel über den gesamten Betriebsbereich.

4.3.2 Entwurf der Serpentinenantenne

Ein alternativer Ansatz zur Erhöhung des Phasenverzugs besteht im sogenannten *Serpentines Design*. Dabei wird der Signalweg durch eine gezielt gewundene oder gefaltete Linienführung innerhalb des Leiters künstlich verlängert. Die elektromagnetische Welle legt dadurch eine größere physikalische Strecke zurück, was bei konstanter Frequenz zu einem erhöhten Phasenverzug entlang der Apertur führt [71]. Abbildung 4.15 zeigt eine Windung einer Einheizelle eines Wellenleiters im Serpentinendesign sowie dessen Schlitz. Der Effekt entspricht einer effektiven Vergrößerung der Wellenleiterlänge pro Strahlerelement. Ohne zusätzliche Moden einzuführen, lässt sich so der Beam Squint erheblich steigern. Um eine große Strahlschwenkung bei gleichzeitig niedrigen Nebenkeulen und einer Schwankung der HPBW von höchstens 2° zu erzielen, soll die klassische geschlitzte Hohlleiterarray-Antenne (Slotted Waveguide Array Antenna, SWGAA) zu einer Serpentinstruktur erweitert werden. Der verlängerte Weg $l > d$ zwischen zwei Schlitzstrahlern im Abstand d führt zu einer stärkeren Veränderung der Phasenkonstanten β über der Frequenz. Durch die daraus resultierende größere Dynamik von β lässt sich die Strahlschwenkung im betrachteten Frequenzbereich signifikant erhöhen. Der Abstrahlwinkel θ_0 einer SWGAA in Serpentinstruktur ergibt sich mit [73, S. 479] zu

$$\theta_0 = \arccos \left(\frac{\beta l - 2\pi \left(m + \frac{1}{2} \right)}{kd} \right), \quad (4.22)$$

wobei l der physikalische Weg der Welle zwischen zwei Strahlerelementen und m eine ganzzahlige Ordnungszahl ist, die die Anzahl der vollständigen Wellenlängenphasen entlang l beschreibt. Wird m beispielsweise von 1 auf 2 erhöht, so muss die Länge l um eine Hohlleiterwellenlänge λ_g verlängert werden, um denselben Abstrahlwinkel



(a) Einheitszelle des Wellenleiters.

(b) Schlitz auf der schmalen Hohlleiterseite nach [72].

Abbildung 4.15: Übersicht der relevanten Geometrie Größen des Wellenleiters im Serpentinendesign und der entsprechenden Schlitzze.

θ_0 beizubehalten. Der Term $2\pi m$ gewährleistet eine phasenkohärente Feldverteilung entlang der Apertur. Im Sonderfall ohne Serpentinstruktur ($m = 0, l = d$) reduziert sich die Gleichung auf den klassischen Fall einer SWGAA gemäß Gleichung 2.33. Basierend auf zwei vielversprechenden Entwurfsansätzen, die jeweils spezifische Stärken und Einschränkungen aufweisen, werden im Rahmen dieser Arbeit zwei komplementäre Leckwellenantennenkonzepte implementiert. Beide Varianten basieren auf frequenzgesteuerten, passiven Leckwellenstrukturen, die eine winkelabhängige Abstrahlung ermöglichen und durch segmentierte Frequenzzuordnung eine präzise zweidimensionale Zielortung erlauben. Während Design 1 auf der Parallelplattenstruktur mit Rillen basiert und eine besonders hohe Linearität der Frequenz-Winkel-Abbildung ermöglicht, hat die serpentinartige Leckwellenstruktur in Design 2 eine größere Raumwinkelabdeckung bei reduzierter Bandbreite zum Ziel. Dabei soll die Länge so gewählt werden, dass die Nebenkeulen gering bleiben und die HPBW nicht zu stark über die Frequenz variiert. Aufgrund ihrer jeweils unterschiedlichen Charakteristika sind beide Antennendesigns potenziell gut auf verschiedene Anwendungsszenarien übertragbar und stellen komplementäre Lösungsansätze dar.

Design 1 – Linearität und Entfernungsauflösung mit breiter Bandbreite

Das erste Antennendesign basiert auf einer modifizierten Parallelplattenstruktur mit Rillen und richtet sich primär an Anwendungen, die eine hohe Entfernungsauflösung und linearen Strahlswenk erfordern. Außerdem soll dieses Design eine optimierte Broadside-Abstrahlung realisieren. Durch gezielte Anpassung der Antennenstruk-

tur soll dieses Design eine gleichmäßige, lineare Abstrahlung ermöglichen. Ziel ist ein symmetrischer Strahlschwenk von mindestens $\theta_s = \pm 20^\circ$, also ein Gesamtabdeckungsbereich von 40° , bei gleichzeitig möglichst hoher Entfernungsauflösung. Dies wird durch eine effektive Bandbreite von $B = 20$ GHz erreicht, die über zwei symmetrisch gespeiste Ports zur Verfügung gestellt wird. Für eine differenzierte Zieltrennung im Winkel wird eine Quantisierung von $\Delta\theta = 3,5^\circ$ angestrebt. Die tatsächliche Winkeltrennung entspricht der HPBW der Hauptkeule und soll im Bereich von 7° bis 8° liegen. Dadurch wird gewährleistet, dass jede Keule etwa zwei Frequenzsegmente überlappt, was einer Überabtastung gleichkommt und sich eine gleichmäßige Leistungskurve ergibt. Der gesamte Schwenkbereich von 40° lässt sich bei einem Segmentwinkel von $3,5^\circ$ in

$$N = \frac{\theta_s \times 2}{\Delta\theta} = \frac{40^\circ}{3,5^\circ} \approx 12 \quad (4.23)$$

einzelne Segmente aufteilen. Daraus ergibt sich eine notwendige Segmentbandbreite von

$$\Delta f_{\text{seg}} = \frac{B}{N} = \frac{20 \text{ GHz}}{12} \approx 1,66 \text{ GHz}, \quad (4.24)$$

woraus sich wiederum eine Entfernungsauflösung von

$$\Delta R = \frac{c}{2 \cdot \Delta f_{\text{seg}}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 1,66 \cdot 10^9 \text{ Hz}} \approx 9 \text{ cm} \quad (4.25)$$

ergibt. Obwohl der Radarchip, der für diese Arbeit genutzt werden soll, lediglich eine Bandbreite von 5,5 GHz unterstützt, existieren kommerzielle Alternativen wie z.B. ein Chip von Indie mit bis zu 10,5 GHz Bandbreite. Dieser wurde jedoch aus in Kapitel 4.2.1 genannten Gründen im Rahmen dieser Arbeit nicht verwendet. Für ein Design mit größeren Bandbreiten und linearer Frequenz- zu Winkel-Abdeckung wäre er hingegen eine technisch passende Wahl. Ein zentraler Vorteil dieses Antennenkonzepts liegt in der Nutzung zweier symmetrisch gespeister Ports. Die von den Ports ausgehenden Leckwellen breiten sich in entgegengesetzte Richtungen aus, wodurch sich zwei spiegelbildliche Strahlschwenkbereiche ergeben. Durch sequentielles Umschalten der Ports kann die nutzbare Bandbreite somit effektiv verdoppelt werden, ohne zusätzliche Hardwarekomplexität oder Modifikation des Radarfrontends. So lässt sich trotz real verfügbarer Bandbreite von 10 GHz eine virtuelle Gesamtbandbreite von 20 GHz erschließen. Zudem verhindert die hohe Linearität der verwendeten Slow-Wave-Struktur unerwünschte Dispersionseffekte, wie sie insbesondere bei anderen Antennenkonzepten bei großer Bandbreite auftreten. Dadurch bleiben sowohl Winkel- als auch Entfernungsauflösung konsistent über das gesamte Frequenzband erhalten. Als Herausforderung gelten die erhöhten Anforderungen an das Radarfrontend hinsichtlich der Bandbreite sowie der begrenzte Gesamtschwenkbereich von $\pm 20^\circ$, der sich technologiebedingt nur schwer erweitern lässt. Weitere Details hierzu folgen im Implementierungskapitel.

Design 2 – Großer Schwenkbereich mit handelsüblichem FMCW-Radar

Das zweite Antennendesign adressiert Anwendungen mit großem Abdeckbereich wie Umfeldüberwachung oder Roboternavigation. Durch eine serpentinartige Leckwellenstruktur kann auch bei geringerer Bandbreite ein großer Squint realisiert werden. Das hier spezifizierte System soll einen Squint von $\theta_s = 75^\circ$ bei einer nutzbaren Bandbreite von $B = 11$ GHz, durch die Nutzung beider Antennenseiten als Tore segmentiert in 500 MHz-Schritten ermöglichen. Somit ergibt sich die Entfernungsauflösung zu

$$\Delta R = \frac{c}{2B} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 500 \cdot 10^6} \approx 30 \text{ cm} \quad (4.26)$$

bei einer Winkelabdeckung von

$$\Delta\theta = \frac{80^\circ}{22} \approx 3,64^\circ \quad (4.27)$$

mit $N = 22$ Segmenten. Die tatsächliche Winkeltrennung entspricht der HPBW der Hauptkeule und soll wie im ersten Design zwischen 7° und 8° liegen. Dieses System erlaubt eine Realisierung mit dem bestehenden FMCW-Sensor *BGT60TR13C*. Die geringere Entfernungsauflösung ist bei großflächiger Überwachung tolerierbar. Für den symmetrischen Aufbau ist eine Steuerung und Synchronisation beider Antennenports erforderlich. Außerdem müssen die Übergänge zwischen Radar-Chip und Antennenelement impedanzangepasst und verlustarm gestaltet werden, um den vollen Bandbreitennutzen der Antenne auszuschöpfen. Neben der Antennenauslegung selbst stellt somit auch die elektrische Ankopplung eine entscheidende Systemkomponente dar, insbesondere bei hohen Frequenzen und großen Bandbreiten. Tabelle 4.2 gibt einen zusammenfassenden Überblick über die Vor- und Nachteile der beiden Antennendesigns und stellt die jeweiligen Kenngrößen gegenüber.

Tabelle 4.2: Vergleich der beiden Antennendesigns

Kriterium	Design 1: Hohe Entfernungsauflösung und Linearität	Design 2: Großer Schwenkbereich
Strahlschwenkbereich	40° mit Slow-Wave-Struktur	75° mit serpentinenförmiger Struktur
Effektive Bandbreite	10 GHz (virtuell 20 GHz)	5,5 GHz (11 GHz virtuell)
Entfernungsauflösung	15 cm	30 cm
Winkelauflösung (HPBW)	$\leq 8^\circ$	$\leq 8^\circ$
Vorteil	hohe Linearität über große Bandbreite, hohe Entfernungsauflösung	Großer Schwenkbereich, mit Standard-FMCW-Radar realisierbar
Nachteil	System mit großer Bandbreite erforderlich, außerhalb der ISM-Limits	Geringere Entfernungsauflösung

4.4 Antennenübergang vom Radarsystem auf die Sendeantenne

Ein zentraler Aspekt bei der Umsetzung des Gesamtsystems ist die effiziente Ankopplung der On-Chip-Antennen des Radarchips an die Hohlleiterstruktur. Dabei muss das vom Radarchip *BGT60TR13C* erzeugte HF-Signal möglichst verlustfrei in die Hohlleiterführung der Leckwellenantenne und wieder zurück auf die Empfangsantenne überführt werden. Die Herausforderung besteht insbesondere darin, dass die integrierten Patch-Antennen des Chips bei einer Frequenz von 60 GHz sehr geringe Abmessungen aufweisen und dicht nebeneinander angeordnet sind. Der begrenzte Platz und die hohe Packungsdichte erschweren eine direkte, modenreine Kopplung an die Hohlleiteröffnung. Abbildung 4.16 veranschaulicht die Abmessungen der jeweiligen Struktur. Um die Signalauskopplung mit minimalem Leistungsverlust und ohne Anregung unerwünschter Moden wie TE_{20} oder TM_{11} zu realisieren, muss die geometrische Ausführung so gewählt werden, dass keine Störungen durch benachbarte Patches auftreten, welche das Abstrahlverhalten der Hohlleiterantenne beeinflussen könnten.

In der Literatur sind verschiedene Übergangsstrukturen zwischen MMIC und rechteckigem Hohlleiter dokumentiert [37, 40, 42]. Aufgrund der in Kapitel 3.3 dargelegten Einschränkungen erweisen sich diese Ansätze jedoch für die vorliegende Arbeit als nicht zielführend. Stattdessen wird in dieser Arbeit ein alternativer Übergang auf Basis einer Rillen-Struktur verwendet, wie sie in [74] beschrieben ist. Diese Methode wurde bislang ausschließlich auf simulativer Ebene untersucht. Hierbei wird um die Hohllei-

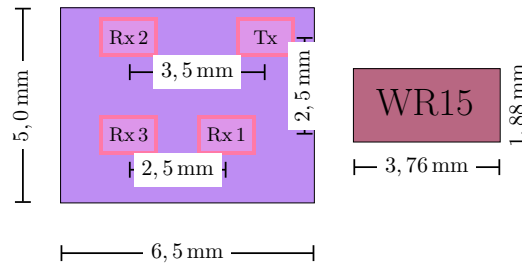


Abbildung 4.16: Größenvergleich zwischen Hohlleiteröffnung und Patch-Antennenstruktur mit 3 Rx-Antennen und 1 Tx-Antenne, gemäß [51].

teröffnung eine ringförmige Nut angebracht, die in einem Abstand von $\lambda/4$ zur Kante des Hohlleiters liegt (siehe Abbildung 4.17). Diese Nut erzeugt eine offene Leitung, welche wie ein Kurzschluss wirkt und somit Leckstrahlung unterdrückt. Diese Struktur verhindert effektiv die Ausbreitung von Oberflächenströmen im Übergangsbereich und unterdrückt gleichzeitig unerwünschte Moden, ohne die Hauptmode TE_{10} zu beeinflussen [75, 76]. Die Rillen-Struktur ermöglicht eine verbesserte Isolation zwischen benachbarten Strahlern, reduziert Rückflüsse zum Chip und erhöht die Effizienz der Übergabestelle signifikant. Zudem lässt sie sich kompakt integrieren und eignet sich für die additive Fertigung mittels SLA-Druck, da sich die Geometrie präzise herstellen lässt. Aus diesen Gründen soll der Übergang von der Platine zum Hohlleiter in dieser Arbeit mithilfe einer Rillen-Struktur realisiert werden.

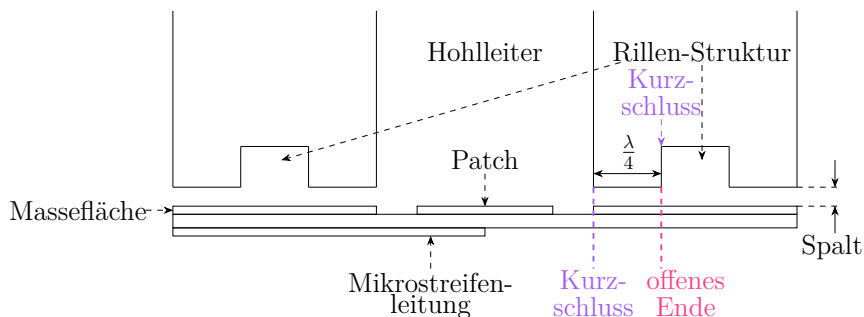


Abbildung 4.17: Darstellung der Seitenansicht der Rillen-Struktur im Übergangsbereich.

4.5 Anforderungen an die Signalverarbeitung und Winkelschätzung

Die Signalverarbeitung des Gesamtsystems muss sowohl die Entfernung als auch die Einfallsrichtung mehrerer Ziele zuverlässig aus den empfangenen FMCW-Signalen

extrahieren. Für eine präzise Winkelbestimmung ist ein abgestimmtes Konzept notwendig, das die Charakteristika der eingesetzten Leckwellenantenne gezielt nutzt und gleichzeitig die begrenzte Systembandbreite effizient berücksichtigt. Das empfangene Signal wird in N_{seg} gleich große Frequenzsegmente unterteilt, deren Breite in engem Zusammenhang mit der HPBW der Antenne steht, welche die Winkelauflösung bestimmt. Die HPBW bildet die grundlegende Maßeinheit für die frequenzbasierte Winkelschätzung anhand des Antennencharakteristikverlaufs. Die Breite dieser Segmente wird dabei so gewählt, dass sie zur HPBW der Antenne passt, welche die Winkelauflösung definiert und als Maßstab für die frequenzbasierte Winkelschätzung anhand der Antennencharakteristik dient. Zur zuverlässigen Erfassung aller Winkelbereiche ist es wichtig, die Segmentbreite so zu wählen, dass keine Unterabtastung des Winkelbereichs erfolgt. Hierfür soll die Segmentbreite auf etwa die Hälfte der HPBW

$$\Delta f_{\text{seg}} \approx \frac{\text{HPBW}}{2} \quad (4.28)$$

gesetzt werden. Dies gewährleistet eine ausreichende Abtastung des Winkelbereichs und ermöglicht eine glatte Leistungsdarstellung. Die Entfernungsmessung erfolgt durch eine Entfernungs-FFT, welche die Frequenzverschiebung des Beat-Signals analysiert. Die erzielbare Entfernungsauflösung ist durch die effektive Bandbreite eines einzelnen Segments begrenzt. Um eine simultane Optimierung von Winkel- und Entfernungsauflösung zu ermöglichen und somit die Systemperformance zu verbessern, soll im Rahmen dieser Arbeit eine virtuelle Bandbreitverdoppelung realisiert werden. Der Fokus dieser Dissertation liegt auf dem grundlegenden Systemkonzept, insbesondere den Antennen, Übergängen und Fertigungsverfahren. Für den Konzeptdemonstrator soll eine einfache und effiziente, segmentbasierte Signalverarbeitung implementiert werden, die eine zuverlässige Zielerkennung in Entfernung und Winkel erlaubt. Komplexere Verfahren, beispielsweise basierend auf maschinellem Lernen, sind denkbare Erweiterungen für zukünftige Arbeiten, jedoch nicht Gegenstand dieser Arbeit.

4.6 Spezifikation des Gesamtsystems

Die Konzeption des Gesamtsystems basiert auf der Zielsetzung, ein kompaktes, energieeffizientes und hochauflösendes Radarsystem im 60-GHz-Band zu realisieren. Dabei sollen sowohl die Einzelkomponenten als auch das mechanische Gesamtkonzept so ausgelegt werden, dass ein präziser Betrieb unter praxisnahen Bedingungen möglich ist. Die folgenden Anforderungen ergeben sich aus den funktionalen und anwendungsspezifischen Zielsetzungen des Systems. Zunächst ist eine hohe räumliche Auflösung unerlässlich. Um Objekte differenziert erfassen zu können, soll die Entfernungsauflösung mindestens 30 cm betragen. Ergänzend hierzu ist eine Winkelauflösung von mindestens 8° erforderlich, um die laterale Position von Objekten zuverlässig bestimmen zu können, was durch die Antennengeometrie bestimmt wird.

Für die Zielerkennung ist eine maximale Detektionsreichweite von 5 m spezifiziert. Ein Tripelspiegel mit Kantenlänge $a = 4$ cm soll innerhalb dieses Bereichs zuverlässig detektiert werden können. Darüber hinaus soll das System in der Lage sein, mehrere Ziele simultan zu erfassen und deren jeweilige Entfernung sowie Einfallswinkel unabhängig zu bestimmen. Das Gesamtsystem nutzt ein FMCW SISO-Radarmodul (BGT60TR13C). Die präzise Ausrichtung und der mechanisch stabile Übergang von den Patchantennen in das Wellenleitsystem stellt hierbei einen kritischen Entwurfsaspekt dar. Das Gesamtsystem soll eine maximale Baugröße von $20\text{ cm} \times 20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$ nicht überschreiten, um eine Integration in unterschiedliche Plattformen wie Fahrzeuge, Drohnen oder tragbare Geräte zu ermöglichen. Innerhalb dieses begrenzten Volumens müssen sämtliche Komponenten, vom Radarsensor über den Hohlleiterübergang bis hin zum Wellenleiterschalter zur Ansteuerung der beiden gegenüberliegenden Antennentore, untergebracht und präzise positioniert werden. Dies erfordert ein detailliertes Konzept zur mechanischen Verschraubung, Abstandsjustierung und Entkopplung empfindlicher Strukturen. Insbesondere dürfen 3-D-gedruckte Antennenelemente nicht durch das Gewicht angrenzender Bauteile belastet werden. Das mechanische Gesamtsystem muss die einzelnen Komponenten nicht nur zuverlässig verbinden, sondern auch sicherstellen, dass an den Schnittstellen möglichst geringe elektromagnetische Verluste auftreten. Zudem soll es strukturelle Stabilität gewährleisten und reproduzierbare Messergebnisse ermöglichen. Für eine vollständige Charakterisierung sind geeignete Halterungen vorzusehen, die sowohl die Ausrichtung der Antennen zu den Reflektoren gewährleisten als auch die Anforderungen an das Messumfeld in der Kammer erfüllen. Diese Anforderungen bilden die Grundlage für die Umsetzung des Gesamtsystems.

5.1 Radar

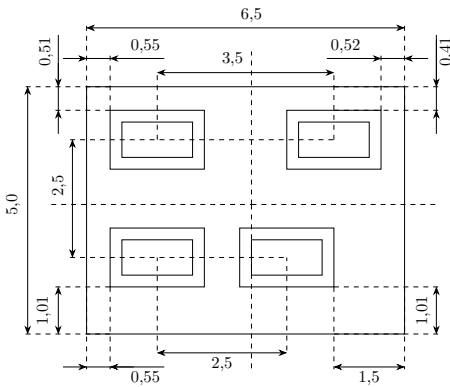
In dieser Arbeit wird der BGT60TR13C Radar-Chip genutzt. Da der Übergang von den integrierten Patchantennen auf einen Hohlleiter entworfen, simuliert und evaluiert werden soll, ist zuerst ein entsprechendes Antennenmodell der Patchantennen erforderlich. Leider stellt der Hersteller des BGT60TR13C (Infineon) weder im Datenblatt noch auf direkte Anfrage Informationen zur Designkonfiguration, den Patchabmessungen, Materialeigenschaften, Struktur oder Speisungstechnik zur Verfügung. Lediglich Abstrahlcharakteristiken und Frequenzangaben sind im Datenblatt enthalten. Aufgrund fehlender sichtbarer Leitungsstrukturen wird angenommen, dass eine Proximity Feed Ankopplung vorliegt. Ziel ist es daher, ein passendes Simulationsmodell der Antennen incl. Speisung zu erstellen, das als Grundlage für die Entwicklung des Hohlleiterübergangs dient.

5.1.1 Größe und Substrat des BGT60TR13

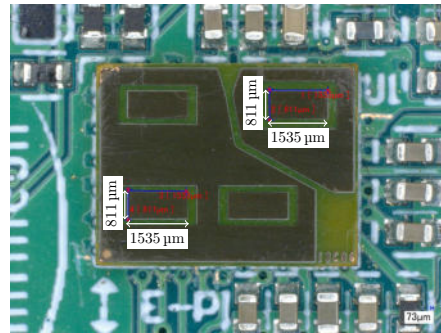
Wie bereits im Abschnitt 4.2.1 beschrieben, verfügt das BGT60TR13C-Radarsystem über eine Tx-Antenne sowie drei Rx-Antennen, die gemeinsam in einem kompakten Chipgehäuse untergebracht sind. Die Gehäuseabmessungen betragen $6,5 \text{ mm} \times 5,0 \text{ mm} \times 0,9 \text{ mm}$. Die Antennen sind als rechteckige Patchstrukturen ausgeführt, wobei es sich im Fall des BGT60TR13C um ein AiP Design handelt. Bei AiP-Strukturen liegen die Strahlungselemente nicht auf einer offenen Leiterplatte, sondern sind in das Chipgehäuse integriert, wodurch benachbarte Erdungsflächen, interne Schichten und das Dielektrikum des Chips die Feldverteilung und Resonanzbedingungen beeinflussen [77, 78]. Für die Auslegung eines 3-D-Übergangs vom Hohlleiter zu den Patchantennen (Tx und Rx) ist es erforderlich, deren Abstrahleigenschaften zu analysieren, auch wenn diese aufgrund der AiP-Bauform nur näherungsweise mit klassischen Patch-Formeln übereinstimmen. Die wesentlichen elektrischen Antenneneigenschaften sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Aus den bekannten Gehäuseinformationen lassen sich die äußeren Abmessungen des gesamten Radarsystems ableiten, wie sie in Abbildung 5.1a dargestellt sind. Die genauen Größen der einzelnen Patchantennen sind dabei nicht spezifiziert. Daher werden zusätzliche Untersuchungen zur genauen Geometrie der Antennen durchgeführt. Hierzu wird das BGT60TR13C-Modul unter

Tabelle 5.1: Spezifikationen der Antennen im Chipgehäuse.

Spezifikation	Wert			Bezeichnung
Parameter	Min	Typ	Max	
f_{Rx}, f_{Tx}	58,0 GHz		63,5 GHz	Sende-/ Empfangsfrequenz
G_{Tx}	2,0 dBi	3,5 dBi	5,0 dBi	Antennengewinn einer einzelnen Tx-Antenne
G_{Rx}	2,0 dBi	3,5 dBi	5,0 dBi	Antennengewinn einer einzelnen Rx-Antenne
$HPBW_{Rx,E}$	50°	65°	80°	Halbwertsbreite einer einzelnen Rx-Antenne in E-Richtung
$HPBW_{Tx,E}$	50°	65°	80°	Halbwertsbreite einer einzelnen Tx-Antenne in E-Richtung



(a) Abmessungen des BGT60TR13C-Radarsystems.



(b) Mikroskopisch bestimmte Abmessungen der Tx- und Rx3-Patchantennen.

dem Mikroskop analysiert. Die dabei bestimmten Abmessungen für die Patchstrukturen betragen 1,535 mm in der Breite und 0,811 mm in der Länge (vgl. Abbildung 5.1b). Mithilfe dieser Messwerte lässt sich die effektive Permittivität ϵ_r des Substrats ermitteln, wobei dieser Wert hier als effektive Permittivität des gesamten Chip-Aufbaus zu verstehen ist und nicht zwingend dem reinen Materialwert entspricht. Unter Verwendung der Mittenfrequenz $f_0 = 60,75$ GHz sowie der Lichtgeschwindigkeit c_0 ergibt sich unter Anwendung der Formel

$$\epsilon_r = 2 \left(\frac{c}{2f_0 W_{\text{patch}}} \right)^2 - 1 = 4,4. \quad (5.1)$$

Für die Simulation wird dieser effektive Wert als Zielgröße gewählt, um ein nachbildbares Modell zu erzeugen, dessen Abstrahlverhalten in etwa den im Datenblatt angegebenen Werten entspricht. Als Substrat wird FR4 angenommen, da dessen Nenn-Dielektrizitätskonstante im Bereich dieses Werts liegt [79]. Dies ist in der Realität für AiP zwar nicht exakt zutreffend, erfüllt jedoch die Anforderungen an ein Näherungsmodell für die weitere Entwicklung des Hohlleiter-Übergangs. In Anlehn-

nung an die Gehäusemaße ergibt sich für die verfügbare Substratfläche ein Wert von $6,5 \text{ mm} \times 5,0 \text{ mm}$. Für die Bestimmung einer sinnvollen Substrathöhe kann nach [80] der Bereich

$$0,003 \frac{c}{f_0} \leq h \leq 0,05 \frac{c}{f_0} = 14,8 \mu\text{m} \leq h \leq 246,5 \mu\text{m}. \quad (5.2)$$

herangezogen werden. Unter den verfügbaren Standarddicken entspricht lediglich eine Höhe von $0,254 \text{ mm}$ diesem Bereich. Daher wird dieser Wert als Substrathöhe für die weitere Nachbildung der Patchantennen verwendet. Es ist jedoch zu beachten, dass AiP-Antennen aufgrund der engen metallischen Umgebungen und der vertikalen Package-Stackups eine andere effektive Höhe und Feldführung besitzen können, sodass diese Werte primär als Anhaltspunkte für das vereinfachte Simulationsmodell dienen.

5.1.2 Proximity-Feed

Um die Patchantennen simulieren zu können, ist eine geeignete Anregung erforderlich. Da im Gehäuse des Radarchips keine sichtbaren Zuleitungen vorhanden sind, wird die Verwendung eines Proximity-Feeds vermutet. Eine ausführliche Diskussion verschiedener Speisetechniken findet sich in [81, 82]. Bei einer Proximity-Feed-Konfiguration ist die Speiseleitung zwischen zwei dielektrischen Substraten positioniert, wie in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Höhen dieser Substrate werden mit H_1 und H_2 bezeichnet. Am unteren Ende der Struktur befindet sich die Massefläche.

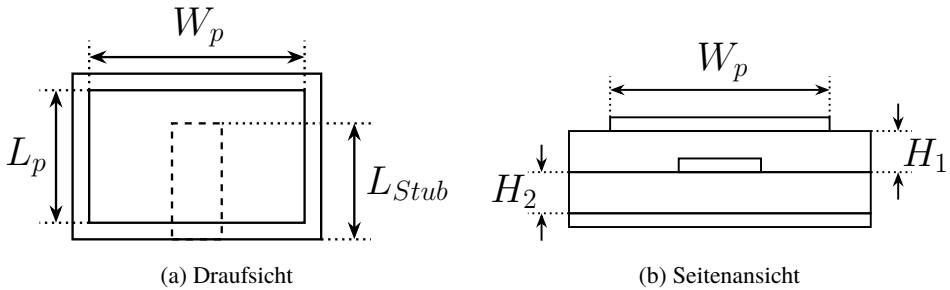


Abbildung 5.2: Schematische Darstellung einer Proximity-Feed-Patchantenne nach [81].

Die Leistungsübertragung erfolgt vom Speiseleiter zum Patch durch elektromagnetische Feldkopplung. Das Impedanzmatching wird durch Anpassung der Länge des Stubs (L_{Stub}) der Mikrostreifenleitung an der Stelle realisiert, an der der Eingangswellenwiderstand der Antenne 50Ω beträgt [81, p. 29]. Die Länge L_{Stub} kann über

$$L_{Stub} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.3)$$

berechnet werden [83]. Diese Konfiguration ergibt eine Substrathöhe von insgesamt $0,254 \text{ mm}$ mit je $0,127 \text{ mm}$ pro Schicht. Gemäß Abschnitt 5.1.2 und dem Leistungs-

anpassungstheorem ergibt sich die Länge der Einspeiseleitung zu

$$L_q = L_{Stub} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_r}} = 0,6 \text{ mm.} \quad (5.4)$$

Tabelle 5.2 zeigt die theoretischen Simulationsparameter des BGT60TR13C-Radarsystems.

Tabelle 5.2: Simulationsparameter des BGT60TR13C.

Parameter	Wert (mm)	Beschreibung
W_{patch}	1,535	Breite des Patches
L_{patch}	0,811	Länge des Patches
$W_{\text{substrate}}$	6,5	Breite des Substrats
$L_{\text{substrate}}$	5,0	Länge des Substrats
$h_{\text{substrate}}$	0,254	Gesamthöhe des Substrats
h_1	0,127	Obere Substratschicht
h_2	0,127	Untere Substratschicht
L_{Stub}	0,6	Länge der Einspeiseleitung

Darauf basierend wird das Simulationsmodell analysiert und optimiert. Tabelle 5.3 enthält die Parameter, die im Zuge der Optimierung gegenüber Tabelle 5.2 verändert werden. Anschließend wird überprüft, inwieweit die Simulationsergebnisse die in

Tabelle 5.3: Optimierte Simulationsparameter des BGT60TR13C.

Parameter	Wert (mm)	Beschreibung
L_{patch}	0,925	Länge des Patches
$h_{\text{substrate}}$	0,2413	Gesamthöhe des Substrats
h_2	0,1143	Untere Substratschicht
L_{Stub}	0,61	Länge der Einspeiseleitung

Tabelle 5.1 definierten Spezifikationen erfüllen.

5.1.3 Validierung des Simulationsmodells anhand der Spezifikationen des Herstellers

Zur Bewertung der Impedanzanpassung des BGT60TR13C-Radarsystems wird der simulierte Reflexionsfaktor S_{11} am Eingangsport betrachtet (vgl. Abbildung 5.3). Im spezifizierten Betriebsfrequenzbereich von 58 GHz bis 63,5 GHz liegt S_{11} in weiten Teilen unter -10 dB, was eine gute Anpassung anzeigt. Ein globales Minimum von $-29,08$ dB wird bei 60,22 GHz erreicht. Lediglich am oberen Rand des Frequenzbereichs steigt der Reflexionsfaktor auf $-7,15$ dB an. Da unklar ist, ob die im Datenblatt angegebenen Grenzwerte auf Messungen oder Simulationen beruhen, wird dieser Wert als akzeptabel gewertet. Die Simulationsergebnisse der Antennen (vgl. Abbildung 5.4 und 5.5) zeigen in nahezu allen Punkten gute Übereinstimmung mit den Datenblattwerten. Die geringfügigen Über- oder Unterschreitungen an den Randfrequenzen

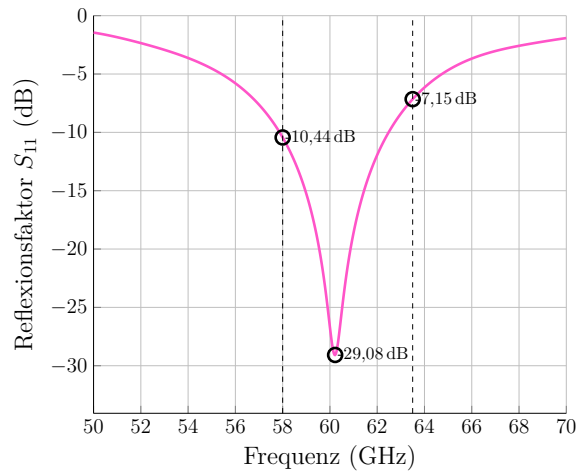


Abbildung 5.3: Simulation des Reflexionsfaktors S_{11} in Abhängigkeit von der Frequenz von 50 GHz bis 70 GHz.

lassen sich durch Toleranzen in der Fertigung, Simulationsmodellierung oder nicht näher spezifizierte Messbedingungen im Datenblatt erklären. Tabelle 5.4 fasst die wesentlichen Antennenparameter aus Simulationen im Vergleich zu den Datenblattwerten zusammen. Zusätzlich wird beurteilt, ob die Abweichung kritisch ist und, falls relevant, eine Ursache benannt. Damit bietet das entwickelte Antennenmodell eine solide Grundlage für die weitere Systemimplementierung. Im folgenden Kapitel wird darauf aufbauend die Implementierung der frequenzscannenden Leckwellenantennen beschrieben.

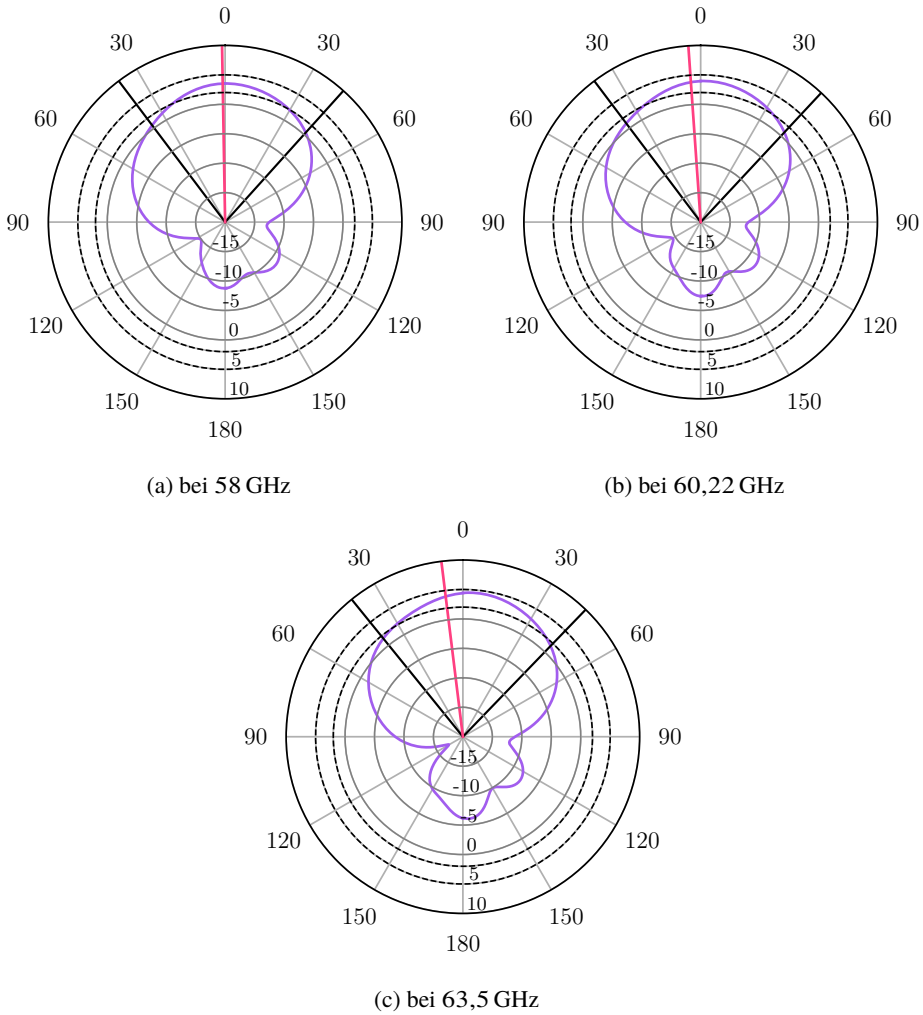


Abbildung 5.4: Fernfeldrichtcharakteristik (θ (°) vs. Verstärkung (dBi)) bei verschiedenen Frequenzen für die Tx-Antenne.

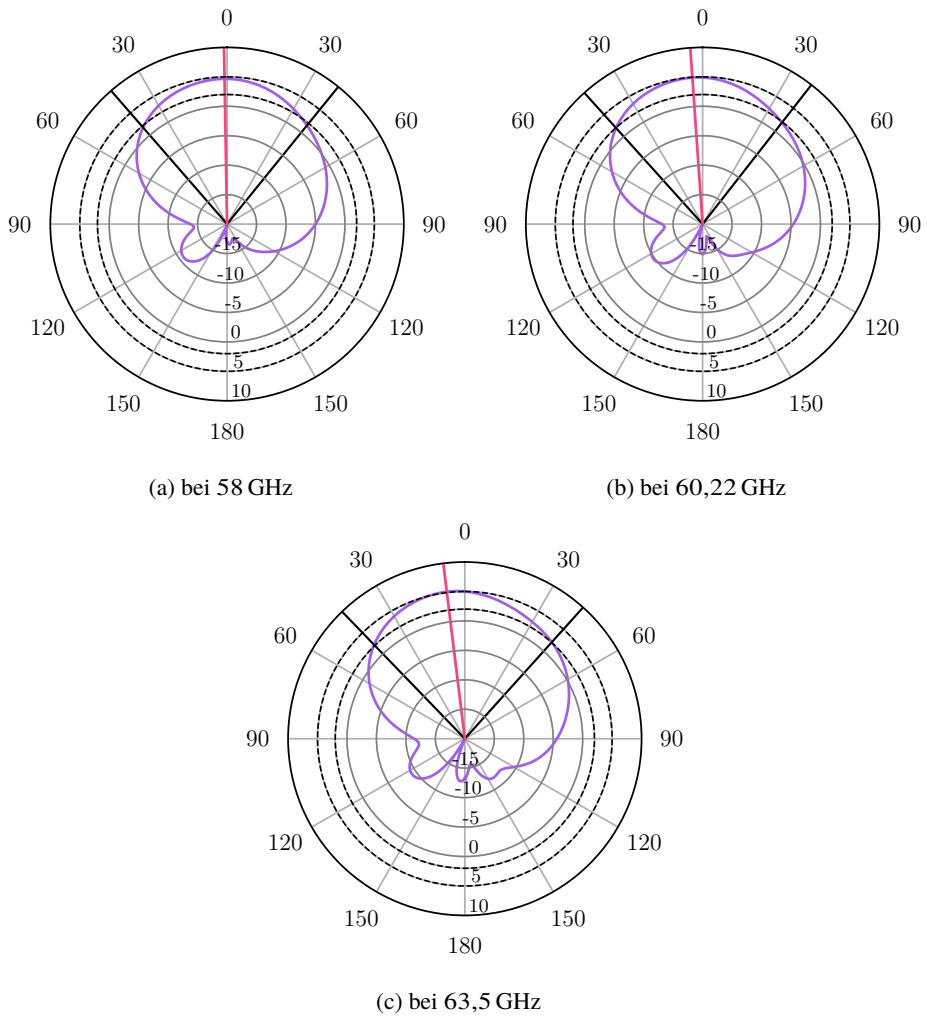


Abbildung 5.5: Fernfeldrichtcharakteristik (θ ($^\circ$) vs. Verstärkung (dBi)) bei verschiedenen Frequenzen für die Rx-Antenne.

Tabelle 5.4: Vergleich der simulierten Antennenparameter (Tx und Rx) mit den Spezifikationen aus dem Datenblatt.

Frequenz (GHz)	Parameter	Datenblatt	Simulation	Bewertung
Sendeantenne				
58,0	Gewinn (dBi)	2...5	3,50	Im Bereich
	HPBW (°)	50...80	79	Im Bereich
	Hauptkeule (°)	–	1	Nicht spezifiziert
60,22	Gewinn (dBi)	2...5	3,97	Im Bereich
	HPBW (°)	50...80	80	Grenzwertig
	Hauptkeule (°)	–	4	Nicht spezifiziert
63,5	Gewinn (dBi)	2...5	4,50	Im Bereich
	HPBW (°)	50...80	83	+3°, tolerierbar
	Hauptkeule (°)	–	7	Nicht spezifiziert
Empfangsantenne				
58,0	Gewinn (dBi)	2...5	4,67	Im Bereich
	HPBW (°)	50...80	80	Grenzwertig
	Hauptkeule (°)	–	1	Nicht spezifiziert
60,22	Gewinn (dBi)	2...5	4,93	Im Bereich
	HPBW (°)	50...80	80,5	+0,5°, vernachl.
	Hauptkeule (°)	–	4	Nicht spezifiziert
63,5	Gewinn (dBi)	2...5	5,15	+0,15 dB, tolerierbar
	HPBW (°)	50...80	85,5	+5,5°, tolerierbar
	Hauptkeule (°)	–	7	Nicht spezifiziert

5.2 Antennen

Wie in Kapitel 4.3 dargelegt, werden zwei unterschiedliche Leckwellenantennen implementiert, die jeweils auf spezifische Systemanforderungen zugeschnitten sind. Während ein Design eine besonders große Bandbreite und damit hohe Entfernungsauflösung adressiert, fokussiert sich das zweite Konzept auf die Vergrößerung des Winkelbereichs. Im Folgenden werden diese beiden Antennenkonzepte im Detail entworfen und hinsichtlich ihrer Simulationsparameter, Geometrien und Strahlschwenkcharakteristik analysiert. Zusätzlich wird eine Hornantenne entworfen, um das Fertigungsverfahren verifizieren zu können.

5.2.1 Auslegung einer Hornantenne bei 60 GHz

Zur Überprüfung der additiven Fertigungstechnologie wird eine pyramidenförmige Hornantenne mit einem Gewinn von $G_0 = 20$ dBi bei $f = 60$ GHz implementiert. Aufgrund ihrer vergleichsweise einfachen Geometrie und gut bekannten elektromagnetischen Eigenschaften eignet sich die Hornantenne besonders, um die mechanische Präzision und elektrische Leistungsfähigkeit zu validieren. Die gewonnenen Erkennt-

nisse lassen sich anschließend auf komplexere Antennendesigns übertragen. Basierend auf einem WR-15 Hohlleiter ($a = 3,76 \text{ mm}$, $b = 1,88 \text{ mm}$) und der Entwurfsgleichung gemäß [16] ergibt sich ein theoretisches Design mit einer Aperturgröße von $A = 22,3 \text{ mm}$, $B = 17,4 \text{ mm}$ und einer Aperturlänge von $l_h = 26,0 \text{ mm}$. Zur Verifikation wird die Hornantenne in CST Studio Suite aufgebaut und simuliert. Abbildung 5.6 zeigt die entsprechenden Simulationsergebnisse. Der Zielgewinn wird erreicht, die

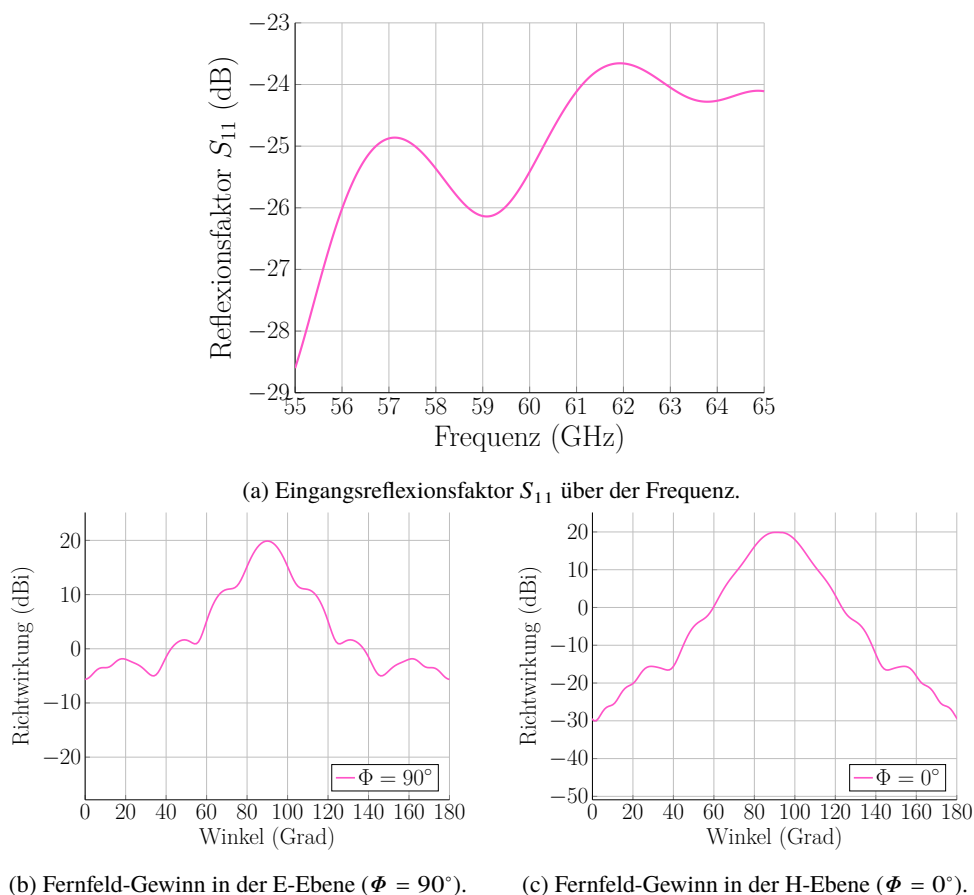


Abbildung 5.6: Simulationsergebnisse der 20 dBi-Hornantenne.

Reflexion liegt bei $S_{11} = -25,4 \text{ dB}$ bei 60 GHz. Die simulierten Antennendiagramme zeigen ein gutes Richtverhalten mit symmetrischer Hauptkeule und geringer Seitenkeulenstruktur. Die HPBW beträgt 20° . Abbildung 5.7 zeigt das erstellte Modell der Hornantenne.

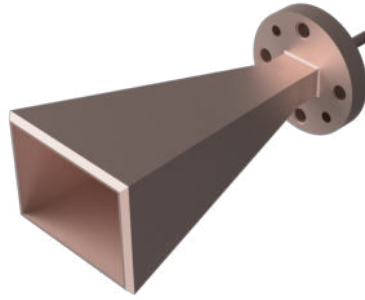


Abbildung 5.7: Modell der 20 dBi-Hornantenne.

Fertigung und Metallisierung der Hornantenne

Da metallischer 3-D-Druck für Millimeterwellenanwendungen einerseits sehr rau und andererseits mit hohen Kosten verbunden ist, soll hier Kunststoff als Basismaterial verwendet werden, der anschließend metallisiert wird. Additive Fertigungsverfahren, insbesondere das SLA-Verfahren, bieten eine präzise und reproduzierbare Lösung [84, 85]. Die gedruckten Kunststoffstrukturen können durch chemische Silberbeschichtung leitfähig gemacht werden. Da die Fertigung und Metallisierung für hochfrequente Antennen sehr komplex und herausfordernd ist, wird zunächst die vergleichsweise einfache Hornantenne gefertigt und vermessen. Dies dient der Verifikation und Validierung des Fertigungsverfahrens, um das Verfahren anschließend für die komplexeren, additiv gefertigten Antennenstrukturen nutzen zu können. Die Antennen werden mittels des *Form 3+* SLA-3-D-Druckers von *Formlabs* gefertigt. Dieses Verfahren beruht auf der selektiven Aushärtung eines flüssigen Photopolymerharzes durch präzise Laserbelichtung. Dabei wird das Harz in einem transparenten Harztank schichtweise polymerisiert. Nach der Belichtung jeder Schicht bewegt sich die Bauplattform vertikal, sodass das Bauteil schrittweise aufgebaut wird. Das SLA-Verfahren ist insbesondere für hochfrequente Antennenstrukturen geeignet, da es eine hohe Maßhaltigkeit und sehr feine, glatte Oberflächen ermöglicht [86]. Es stellt damit eine vielversprechende Alternative zu etablierten Fertigungsverfahren dar, die in diesem Frequenzbereich klare Nachteile aufweisen. Metall-3-D-Druck bietet zwar eine hohe mechanische Stabilität, jedoch führt die vergleichsweise hohe Oberflächenrauigkeit zu unkontrollierter Streuung und Verlusten im HF-Betrieb [87]. Außerdem sind die Kosten für metallische additive Fertigungstechnologien, etwa das selektive Laserschmelzen, erheblich höher, da sie aufwendig temperierte Maschinen und Nachbearbeitungen erfordern. Auch klassische subtraktive Methoden, wie etwa das Einprägen der Struktur in Metall durch einen Stempel, sind aufgrund der kleinen Abmessungen der Antennengeometrie technisch nicht praktikabel. Für einfache Kunststoffe ist das Schmelzschichtverfahren (Fused Deposition Modeling) weit verbreitet, liefert aber aufgrund des schichtweisen Auftrags von geschmolzenem Material keine ausreichende Strukturgenauigkeit im

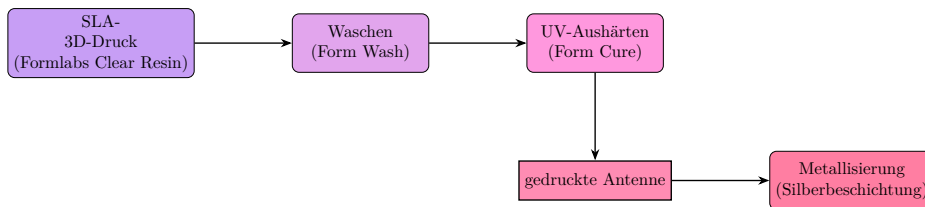


Abbildung 5.8: Ablaufschema des additiven Fertigungsprozesses mittels SLA-Druck.

Bereich weniger $100\text{ }\mu\text{m}$ [88]. Für den vorliegenden Aufbau wird daher transparentes *Formlabs Clear Resin* in Kombination mit einer Schichtdicke von $25\text{ }\mu\text{m}$ verwendet [89]. Nach dem Waschen des Bauteils in der *Form Wash* Waschstation mit Isopropanol, werden die Bauteile in einer UV-Aushärtestation (*Form Cure*) final ausgehärtet (vgl. Abbildung 5.8). Um tatsächlich als abstrahlende Antenne funktionieren zu können, muss die aus Kunstharz gedruckte Antenne im Anschluss metallisiert werden. Zum Metallisieren wird die Tollens-Probe verwendet. Diese bietet den Vorteil, dass die Antennen nicht initial leitfähig sein müssen, wie es beispielsweise bei der Galvanisierung der Fall ist. Noch vor der eigentlichen Reaktion werden die Antennen mit demineralisiertem Wasser gereinigt. Um die Haftung der metallischen Silberschicht auf der Oberfläche der kunstharzbasierten Antennenstrukturen zu verbessern, wird vor der Tollens-Probe eine Aktivierungsschicht durch eine Zinnsensibilisierung aufgebracht. Der additiv gefertigte Kunststoff besitzt von Natur aus eine vergleichsweise glatte und chemisch inerte Oberfläche, wodurch sich metallische Keime nur unzureichend anlagern können. Durch das Eintauchen in eine Zinnchlorid-Lösung wird die Oberfläche chemisch vorbehandelt, sodass Zinnionen auf der Harzstruktur adsorbiert werden. Diese wirken im anschließenden Tollens-Prozess als Reduktionskeime für die selektive Silberabscheidung. Für die Herstellung von 200 ml Sensibilisierungslösung werden 6 g Zinnchlorid (SnCl_2), 25 ml konzentrierte Salzsäure ($32\text{ }\%$) und 175 ml demineralisiertes Wasser gemischt. Die Antennen werden darin für etwa 10 Minuten vollständig getaucht und anschließend mit demineralisiertem Wasser gespült, um überschüssige Ionen zu entfernen und eine gleichmäßige Keimbildung zu ermöglichen. Nach [90] wird die Tollens-Probe zum Metallisieren dann in folgenden Schritten durchgeführt:

1. Zur Herstellung der Reduktionsmittellösung werden $1,5\text{ g}$ Dextrose ($\text{C}_6\text{H}_{12}\text{O}_6$) in 30 ml demineralisiertem Wasser vollständig gelöst.
2. Im nächsten Schritt wird das Tollens-Reagenz vorbereitet. Hierzu werden $1,5\text{ g}$ Silbernitrat (AgNO_3) in 75 ml demineralisiertem Wasser gelöst. Anschließend wird eine $30\text{ }\%$ ige Ammoniumhydroxid-Lösung (NH_4OH) tropfenweise zugegeben, bis sich die Lösung zunächst braun färbt. Die Zugabe wird fortgesetzt, bis die Lösung erneut klar erscheint. Danach wird eine Lösung aus $0,3\text{ g}$ Natrium-

hydroxid (NaOH) in 75 ml demineralisiertem Wasser hinzugeben, wodurch erneut eine Braunfärbung eintritt. Auch in diesem Fall wird NH_4OH so lange ergänzt, bis die Lösung wieder klar ist.

3. Die zu beschichtenden Antennen werden in das fertiggestellte Tollens-Reagenz eingebracht. Eine kontinuierliche Bewegung mithilfe eines Magnetrührers sorgt dabei für das Entweichen eingeschlossener Luftblasen aus der Struktur.
4. Unter moderater Rührbewegung wird nun die zuvor hergestellte Dextrose-Lösung zugegeben. Dadurch setzt sich eine dünne Schicht metallischen Silbers auf allen benetzten Oberflächen ab. Die Abscheidung dauert typischerweise zwischen einer und fünf Minuten.
5. Nach Abschluss der Reaktion werden die Antennen entnommen und gründlich mit demineralisiertem Wasser gespült. Zur sicheren Deaktivierung des verbleibenden Tollens-Reagenzes wird dieses durch Zugabe von Vitamin C reduziert.

Die Reaktion wird in Gänze unter einem Abzug durchgeführt. Der Versilberungsprozess wird mindestens dreimal wiederholt, um die Schichtdicke zu erhöhen, eine gleichmäßige Metallisierung zu gewährleisten und damit Verluste zu verringern. Abbildung 5.9 zeigt die gedruckte und metallisierte Hornantenne. Nachdem die Hornantenne



Abbildung 5.9: Additiv gefertigte Hornantenne mit einem simulierten Gewinn von 20 dBi nach dem chemischen Versilberungsprozess.

erfolgreich entworfen, gefertigt und metallisiert wurde, folgt im nächsten Abschnitt die detaillierte Auslegung der frequenzscannenden Leckwellenantennen, die das zentrale Element für die winkelselektive Abstrahlung im Gesamtsystem bilden.

5.2.2 Auslegung der Slow-Wave-Leckwellenantenne bei 60 GHz

Ziel ist die Entwicklung einer kompakten, frequenzscannenden Leckwellenantenne im Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz, die eine möglichst lineare Frequenz-Winkel-Abhängigkeit aufweist und einen Strahlschwenk von mindestens $\pm 20^\circ$ um die Hauptstrahlrichtung (insgesamt 40°) ermöglicht. Die Umsetzung erfolgt mittels eines Parallelplattenwellenleiters (Parallel Plate Waveguide, PPW), in die periodisch strahlende Slots integriert werden [91]. Der Abstand b zwischen den beiden metallischen Platten des PPW beeinflusst maßgeblich die elektromagnetische Modenstruktur sowie die effektive Phasenkonstante $\beta_0(f)$ der geführten Mode. In einer idealisierten, unendlichen PPW tritt die TEM-Mode auf, die dispersionsfrei und ohne Cutoff-Frequenz ist. In realen Strukturen können höhere transversale Moden wie TE_1 oder TM_1 auftreten, deren Anregung vermieden werden muss. Die Cutoff-Frequenz der ersten höheren Mode ergibt sich aus der Wellenausbreitung im PPW zu

$$f_c^{(TE_1)} = \frac{c_0}{2b}. \quad (5.5)$$

Um eine Einmodenführung im gesamten Arbeitsbereich $f \leq 65$ GHz zu garantieren, muss $f_c^{(TE_1)}$ größer als die maximale Betriebsfrequenz sein [16, 68]. Setzt man als Frequenzpuffer $f_c^{(TE_1)} = 90$ GHz an, folgt aus Gleichung 5.5

$$b \leq \frac{c_0}{2f_c} = 1,67 \text{ mm}. \quad (5.6)$$

Da $\lambda_0 = \frac{c_0}{f}$ gilt, folgt für $b \leq 1,67$ mm bei $f = 60$ GHz

$$b \leq 0,334 \lambda_0. \quad (5.7)$$

Für eine zusätzliche Reduktion ohmscher Verluste und mechanische Stabilität kann b kleiner gewählt werden. Wird b auf $0,10\lambda_0 \leq b \leq 0,15\lambda_0$ beschränkt, so ergibt sich bei $\lambda_0 = 5$ mm

$$b \in [0,5 \text{ mm}, 0,75 \text{ mm}]. \quad (5.8)$$

Zur Realisierung des Slow-Wave-Effekts wird eine der beiden Platten mit periodischen, rechteckigen Rillen versehen, die die effektive Phasengeschwindigkeit v_p reduzieren [92]. Die Rillenstruktur lässt sich (für $p \ll \lambda$) als homogenisierte, kapazitive Impedanzfläche modellieren. Für den ungestört glatten PPW gilt $C'_0 = \epsilon_0/b$ und $L'_0 = \mu_0 b$, sodass $v_p = c_0$. Die Rillen führen zu einer Zusatzkapazität $\Delta C'$ pro Längeneinheit, die skaliert wie $\Delta C'/C'_0 \propto (h_s/b)(w_s/p)$. Für kleine Störungen ($\Delta C'/C'_0 \ll 1$) ergibt eine Taylor-Entwicklung von $v_p = 1/\sqrt{L'(C'_0 + \Delta C')}$

$$v_p \approx c_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C'}{C'_0} \right) \approx c_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{h_s}{b} \cdot \frac{w_s}{p} \right), \quad (5.9)$$

wobei h_s die Tiefe, w_s die Breite und p die Periodizität der Rillen ist. In [93, 94] werden für kapazitiv strukturierte Impedanzflächen ähnliche Näherungsmodelle hergeleitet. Abbildung 5.10 zeigt eine Darstellung einer Slow-Wave-Leckwellenantenne mit den genannten Geometrieparametern. Aus Gleichung 5.9 ist zu erkennen, dass v_p mit

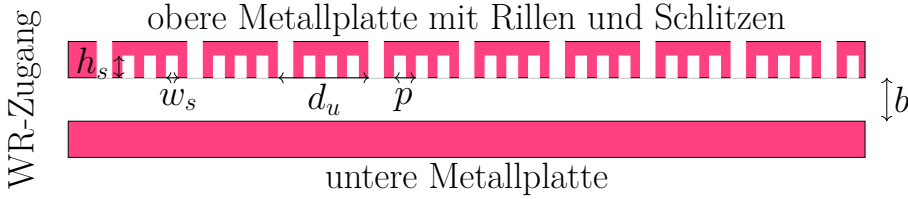


Abbildung 5.10: Schematische Darstellung einer Slow-Wave-Leckwellenantenne mit allen relevanten Geometrieparametern.

h_s abnimmt. Damit $\beta_0(f) = \frac{\omega}{v_p}$ deutlich oberhalb von $k_0 = \frac{\omega}{c_0}$ bleibt, muss h_s hinreichend groß sein. Gleichzeitig darf $h_s \leq b$ gelten, um das Auftreten lokaler Hohlleitermoden in den Rillen zu verhindern. Aus diesen beiden Randbedingungen folgt

$$0,9 b \leq h_s \leq 1,2 b. \quad (5.10)$$

Die Bragg-Bedingung für die erste Floquet-Resonanz lautet

$$\beta_0(f) \pm \frac{2\pi}{p} \approx k_0. \quad (5.11)$$

Damit die erste Bragg-Resonanz [95] oberhalb des Betriebsfrequenzbereichs liegt, muss p so gewählt werden, dass

$$\frac{2\pi}{p} \gg k_0 - \beta_0. \quad (5.12)$$

Setzt man $\beta_0 \approx \frac{\omega}{v_p}$ und $v_p < c_0$, so erhält man als hinreichende Bedingung

$$p \leq \frac{\lambda_0}{6}. \quad (5.13)$$

Für $\lambda_0 = 5 \text{ mm}$ ergibt sich $p \leq 0,85 \text{ mm}$. Die Abstrahlung erfolgt über die $n = -1$ -Raumharmonische nach [70]

$$\beta_{-1}(f) = \beta_0(f) - \frac{2\pi}{d_u}. \quad (5.14)$$

Daraus folgt für den Abstrahlwinkel

$$\theta(f) = \arcsin\left(\frac{\beta_{-1}(f)}{k_0}\right) = \arcsin\left(\frac{c_0}{v_p} - \frac{c_0}{f d_u}\right). \quad (5.15)$$

Damit keine physikalisch unrealistischen Abstrahlwinkel entstehen, muss

$$\left| \frac{c_0}{v_p} - \frac{c_0}{f d_u} \right| \leq 1 \quad \text{für alle } f \in [55 \text{ GHz}, 65 \text{ GHz}] \quad (5.16)$$

gelten. Eine geringe Phasengeschwindigkeit v_p vergrößert den Squint, daher ist d_u so zu wählen, dass sowohl die Bedingung für Gleichung 5.15 als auch die mechanischen Randbedingungen erfüllt sind [96]. Abbildung 5.11 zeigt den zulässigen Bereich. Die

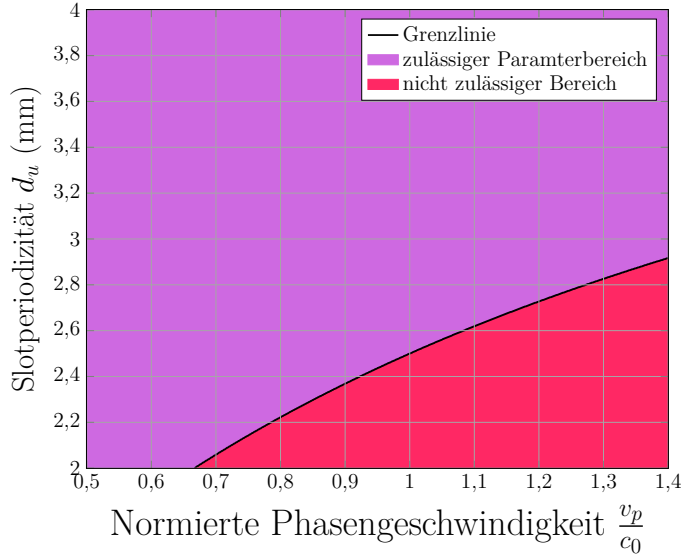


Abbildung 5.11: Zulässiger Parameterbereich für v_p und d_u , der nach Gl. 5.15 reale Abstrahlwinkel liefert.

Winkelgleichung 5.15 wurde über alle gültigen Kombinationen von v_p und d_u berechnet. Abbildung 5.12 zeigt die resultierenden Squint-Winkel $\Delta\theta$. Hierbei wird deutlich, dass der maximale Squint am Rand des Gültigkeitsbereichs liegt und theoretisch Werte nahe 50° erreicht. Zur quantitativen Bewertung wird ein MATLAB-Modell implementiert. Mittels Gleichung 5.9 wird v_p in Abhängigkeit der Parameter b , h_s , w_s , p berechnet und mit d_u in Gleichung 5.15 eingesetzt. Ein multidimensionaler Parameter-Sweep erfolgt über:

- $b \in [0,4 \text{ mm}, 0,8 \text{ mm}]$ in Schritten von $0,05 \text{ mm}$
- $h_s \in [0,3 \text{ mm}, 1,0 \text{ mm}]$ in Schritten von $0,05 \text{ mm}$
- $w_s \in [0,2 \text{ mm}, 1,8 \text{ mm}]$ in Schritten von $0,05 \text{ mm}$
- $p \in [0,4 \text{ mm}, 1,0 \text{ mm}]$ in Schritten von $0,05 \text{ mm}$
- $d_u \in [3,0 \text{ mm}, 4,5 \text{ mm}]$ in Schritten von $0,05 \text{ mm}$

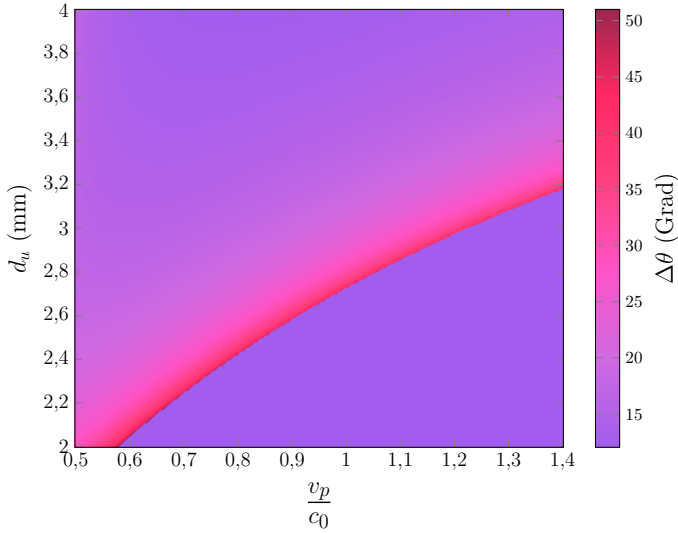


Abbildung 5.12: Erreichbarer Strahlschwenk $\Delta\theta$ über v_p und d_u zwischen 55 GHz und 65 GHz.

Für jede Kombination werden $\theta(55 \text{ GHz})$, $\theta(65 \text{ GHz})$ und $\Delta\theta$ berechnet. Nur gültige Kombinationen mit realem Winkel werden gespeichert. Die besten Resultate sind in Tabelle 5.5 aufgeführt. Daraus geht hervor:

- Der maximale berechnete Squint liegt bei $19,7^\circ$ bei Einspeisung über einen Port und tritt ausschließlich bei $d_u = 3,0 \text{ mm}$ auf.
- Größere d_u -Werte würden zu kleineren Squints führen, da sie den zweiten Term in Gleichung 5.15 reduzieren.
- Um dennoch einen Gesamtsquint von $\geq 40^\circ$ zu erreichen, wird die Antenne so ausgelegt, dass zwei Ports mit entgegengesetztem Squint verwendet werden.
- Betrachtet man zusätzlich die Randbedingungen gemäß Gleichungen 5.8, 5.10 und 5.13, erfüllt nur **Version 15** aus Tabelle 5.5 alle Bedingungen.

Deshalb wird **Version 15** für das Simulationsmodell genutzt. Es werden pro Periodenzelle zwei rechteckige Schlitzöffnungen in die strukturierte obere Platte eingefügt, damit die Strahlungsverteilung gleichmäßig erfolgt und um den Strahlschwenk weiter zu vergrößern. Abbildung 5.13 zeigt die erweiterte Geometrie mit unterschiedlich breiten Schlitten. Die Kombination zweier unterschiedlich breiter Slots pro Periode erfüllt zudem mehrere zentrale Funktionen:

Tabelle 5.5: Optimale Geometrieparameter für maximalen Squint $\Delta\theta$.

$\Delta\theta$ (°)	b (mm)	h_s (mm)	w_s (mm)	p (mm)	d_u (mm)	$\frac{V_P}{c_0}$
19,70	0,4	0,4	0,2	1,0	3,0	0,9
19,70	0,5	0,3	0,2	0,6	3,0	0,9
19,70	0,5	0,3	0,3	0,9	3,0	0,9
19,70	0,5	0,4	0,2	0,8	3,0	0,9
19,70	0,5	0,5	0,2	1,0	3,0	0,9
19,70	0,6	0,3	0,2	0,5	3,0	0,9
19,70	0,6	0,3	0,4	1,0	3,0	0,9
19,70	0,6	0,4	0,3	1,0	3,0	0,9
19,70	0,6	0,6	0,2	1,0	3,0	0,9
19,70	0,7	0,7	0,2	1,0	3,0	0,9
19,70	0,8	0,4	0,2	0,5	3,0	0,9
19,70	0,8	0,4	0,4	1,0	3,0	0,9
19,70	0,8	0,8	0,2	1,0	3,0	0,9
19,65	0,7	0,5	0,2	0,7	3,0	0,898
19,61	0,6	0,5	0,2	0,8	3,0	0,896
19,61	0,8	0,3	0,5	0,9	3,0	0,896
19,61	0,8	0,5	0,2	0,6	3,0	0,896
19,61	0,8	0,5	0,3	0,9	3,0	0,896
19,54	0,4	0,3	0,2	0,7	3,0	0,893
19,54	0,6	0,3	0,3	0,7	3,0	0,893

1. Eine perfekte Periodizität führt in Leckwellenantennen oft zu einem sogenannten Open-Stopband im Bereich von Broadside-Abstrahlung ($\theta \approx 90^\circ$). Dieses bewirkt, dass nahe $\theta = 90^\circ$ kaum Strahlung auftritt. Durch asymmetrische Anordnung und unterschiedliche Kopplungsstärke der Slots wird die Spiegelungssymmetrie gebrochen, was dieses unerwünschte Verhalten effektiv unterdrückt [16, 68].
2. Der breitere Slot (w_1) koppelt stärker in den Freiraum und strahlt somit mehr Energie ab. Der schmalere Slot (w_2) dient primär der symmetriebrechenden Modenkopplung. Gemeinsam erzeugen sie eine gerichtete, frequenzabhängige Leckstrahlung.
3. Durch die Kombination wird das Seitenkeulenniveau reduziert.

Hierfür werden folgende Parameter gewählt:

- Breite des stärker strahlenden Slots:

$$w_1 = 0,85 \text{ mm} \quad (5.17)$$

- Breite des schwächer gekoppelten Slots:

$$w_2 = 0,30 \text{ mm} \quad (5.18)$$



Abbildung 5.13: Modifizierte Geometrie der Slow-Wave-Leckwellenantenne mit unterschiedlich breiten Schlitten zur Unterdrückung des Open-Stopbands.

Anzahl der Perioden und effektive Antennenlänge

Nachdem die Parameter der Rillen und Schlitten bestimmt wurden, wird noch die Länge und Anzahl der Perioden N bestimmt. N beeinflusst maßgeblich die Leckrate α und damit sowohl den erreichbaren Antennengewinn als auch die Form der Hauptkeule. Der Gewinn G lässt sich näherungsweise über die effektive abstrahlende Länge L_{eff} , die freie Wellenlänge λ_0 und die Strahlungseffizienz η zu

$$G \approx 10 \log_{10} \left(\frac{L_{\text{eff}}}{\lambda_0} \cdot \eta \right). \quad (5.19)$$

berechnen. Für $L_{\text{eff}} < 30$ mm und eine Effizienz $\eta > 85\%$ ergibt sich ein Gewinn von etwa 10 dBi. Daraus entsteht sich für die Antenne bei 60 GHz eine Anzahl von

$$N = 9 \quad \Rightarrow \quad L_{\text{radiating}} = N \cdot d_u = 9 \cdot 3 \text{ mm} = 27 \text{ mm}. \quad (5.20)$$

Die gewählte Periodenzahl gewährleistet eine effiziente Energieauskopplung bei gleichzeitig kompaktem Antennendesign. Mit zunehmender Antennenlänge steigt zwar der Gewinn, jedoch nimmt auch die Fertigungskomplexität deutlich zu. Längere Bauteile neigen im 3-D-Druck zu Verformungen. Außerdem führen größere Längen zu erhöhten ohmschen Verlusten und stellen höhere Anforderungen an die präzise und reproduzierbare additive Fertigung. Die Antenne wird über einen WR-15-Hohlleiter gespeist, dessen Innenhöhe $b_{\text{wg}} = 1,88$ mm beträgt. Um eine reflexionsarme Ankopplung des Hohlleiters an die Parallelplattenstruktur mit einem Plattenabstand $b = 0,6$ mm zu gewährleisten, wird ein linear konischer Taper eingesetzt. Der Taper minimiert Modenkonvertierungen und Reflexionen an der Übergangsstelle. Ein Öffnungswinkel von $\varphi = 7^\circ$ stellt dabei einen guten Kompromiss zwischen Übergangslänge und elektrischer Performance dar. Die geometrische Länge des Übergangs ergibt sich zu

$$L_{\text{taper}} = \frac{b_{\text{wg}} - b}{2 \cdot \tan(\varphi)} = \frac{1,88 \text{ mm} - 0,6 \text{ mm}}{2 \cdot \tan(7^\circ)} \approx 5,2 \text{ mm}. \quad (5.21)$$

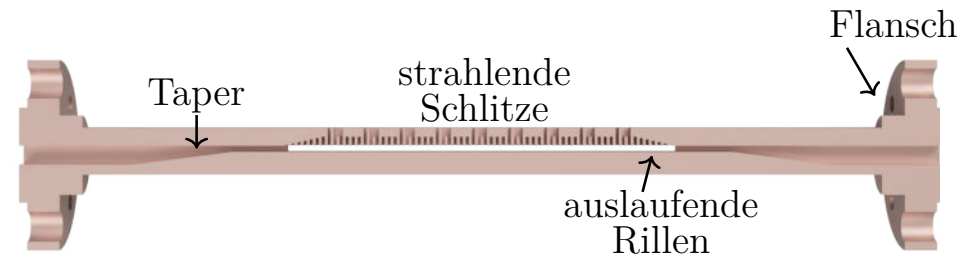


Abbildung 5.14: Darstellung eines Querschnitts der Antennenstruktur mit Kennzeichnung der einzelnen Bereiche.

Im Anschluss an die strahlende Zone werden die Rillen kontinuierlich ausgeschlichen. Dies bedeutet, dass die Rillentiefe über mehrere Rillen sukzessive reduziert wird, bis die Rillen vollständig auslaufen. Dadurch wird eine saubere, ans Feld angepasste Beendigung der Struktur erreicht und rücklaufende Wellen werden minimiert. Die Gesamtlänge der Antenne setzt sich aus zwei Übergängen, der strahlenden Zone, dem Bereich der auslaufenden Rillen und den beiden WR-15-Flanschen zu

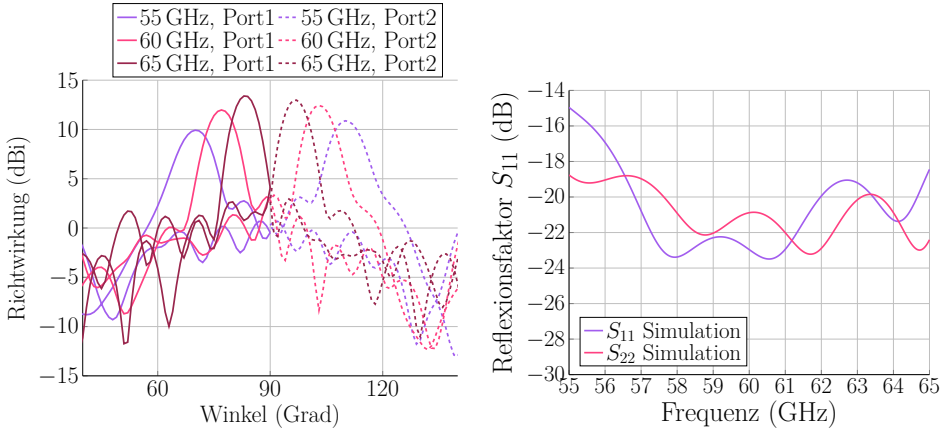
$$\begin{aligned} L_{\text{gesamt}} &= 2 \cdot L_{\text{taper}} + L_{\text{radiating}} + 2 \cdot L_{\text{auslaufendeRillen}} + 2 \cdot L_{\text{Flansch}} \\ &= 2 \cdot 5,2 \text{ mm} + 30,6 \text{ mm} + 2 \cdot 7,2 \text{ mm} + 2 \cdot 6,35 \text{ mm} = 68,1 \text{ mm} \end{aligned} \tag{5.22}$$

zusammen. Der Querschnitt der Antenne ist zur besseren Veranschaulichung in Abbildung 5.14 dargestellt. Die vollständigen Entwurfsparameter sind in Tabelle 5.6 zusammengefasst. Nach Festlegung der optimalen Parameterkombination basierend auf

Tabelle 5.6: Entwurfsparameter der 60-GHz-Slow-Wave-Leckwellenantenne

Parameter	Symbol	Wert
Mittenfrequenz	f_0	60 GHz
Wellenlänge	λ_0	5,0 mm
Plattenabstand	b	0,6 mm
Rillen-Tiefe	h_s	0,5 mm
Rillen-Periodizität	p	0,8 mm
Schlitz-Periodizität	d_u	3,0 mm
Schlitzbreite (stark)	w_1	0,85 mm
Schlitzbreite (schwach)	w_2	0,30 mm
Anzahl Perioden	N	9
Gesamtlänge	L	68,1 mm

analytischer Auslegung und parametrischem Sweep wird die Antenne als 3-D-CAD-Modell aufgebaut. Im Anschluss daran erfolgt die elektromagnetische Simulation der vollständigen Struktur mit CST Microwave Studio. Die Simulation umfasst das Fernfeldverhalten und die S-Parameter der Antenne, wobei die beiden symmetrisch angeordneten Ports gespeist werden. Abbildung 5.15a zeigt das simulierte Fernfeld



(a) Fernfeld-Simulation der Antenne bei Anregung an beiden Ports über der Frequenz. (b) Simulierte S-Parameter beider Ports über der Frequenz.

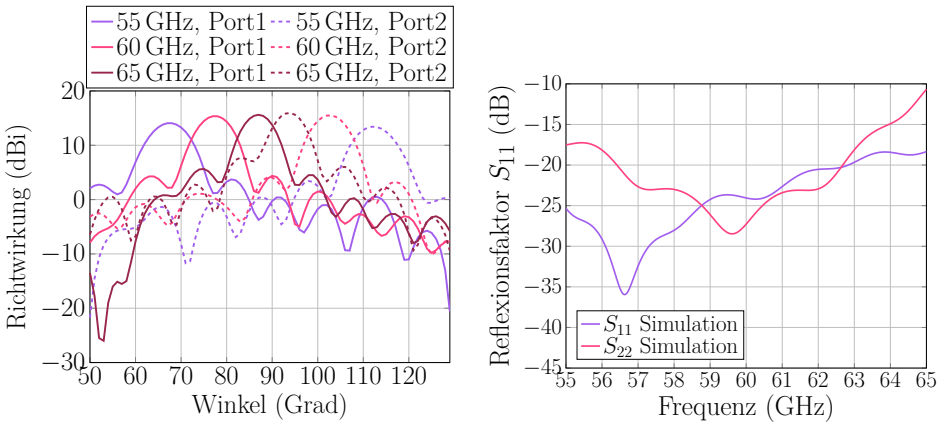
Abbildung 5.15: Simulationsergebnisse der Slow-Wave-Leckwellenantenne.

bei Anregung beider Ports im Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz, während Abbildung 5.15b die zugehörigen S-Parameter darstellt. Die Auswertung ergibt zunächst einen Strahlschwenk von etwa 13° pro Port statt der berechneten 19° , also insgesamt ca. 26° beim Betrieb beider Ports. Dieser Wert bleibt unterhalb der gewünschten Anforderung von mindestens 40° Gesamtsquint. Die Rückflussdämpfung S_{11} liegt über der gesamten Bandbreite unter -14 dB. Der simulierte Gewinn liegt im Bereich zwischen 10 dBi und 13,3 dBi, abhängig von der Frequenz. Die HPBW beträgt 15° bis 12° . Diese Werte weichen deutlich von den theoretisch berechneten ab, da die Theorie keine vollständige Beschreibung des Modells liefert, sondern lediglich einzelne Parameter erfasst. Diese Parameter stehen jedoch wiederum in Wechselwirkung zueinander, was in der vereinfachten Betrachtung nicht vollständig berücksichtigt wird. Das in Gleichung 5.9 verwendete Modell für die Phasengeschwindigkeit basiert auf dem Ansatz $v_p = \frac{1}{\sqrt{L' \cdot C'}}$ und stellt somit eine stark vereinfachte Näherung dar, die lediglich als grobe Ausgangsbasis dient. Darüber hinaus handelt es sich um ein mehrdimensionales Optimierungsproblem, bei dem eine vollständige elektromagnetische Feldsimulation unerlässlich ist. Deshalb wird ein multidimensionaler Parameter-Sweep durchgeführt, um den Strahlschwenk weiter zu maximieren. Ziel ist die Erhöhung des Frequenz-Winkel-Verlaufs durch gezielte Variation der geometrischen Schlüsselparmeter wie Plattenabstand b , Rillentiefe h_s , Corrugation-Breite w_s , Corrugation-Periodizität p , Slot-Breiten w_1 und w_2 sowie Slot-Periodizität d_u . Die besten Ergebnisse dieses Optimierungsprozesses ergeben eine modifizierte Antennenengeometrie, wie sie in Tabelle 5.7 zu sehen ist. Die entsprechende Simulation unter Berücksichtigung der neuen Parameterkombination (Tabelle 5.7) ergibt schließlich einen Gesamtsquint von 42° ($\pm 21^\circ$) im Bereich von 55 GHz bis 65 GHz (siehe 5.16). Der Gewinn steigt auf

13 dBi bis 15 dBi an. Abbildung 5.17 zeigt das CAD-Modell der optimierten Antenne. Abbildung 5.18 zeigt den linearen Frequenz-Winkel-Zusammenhang mit einer Richtungsänderung von etwa $2,1^\circ$ pro 1 GHz. Die HPBW liegen zwischen 7° und 8° und sind durch Rechtecke gekennzeichnet. Außerdem ist durch die Überschneidung der beiden Rechtecke bei 90° klar erkennbar, dass eine gute Broadside Abdeckung gewährleistet ist.

Tabelle 5.7: Designparameter des optimierten Antennendesigns.

Parameter	Symbol	Wert
Betriebsfrequenz	f_0	60 GHz
Wellenlänge	λ_0	5,0 mm
Plattenabstand	b	0,6 mm
Corrugation-Tiefe	h_s	0,9 mm
Corrugation-Periodizität	p	0,6 mm
Slot-Periodizität	d_u	3,6 mm
Slotbreite (stark)	w_1	0,9 mm
Slotbreite (schwach)	w_2	0,30 mm
Anzahl Perioden	N	9
Gesamtlänge	L	80 mm



(a) Fernfeld-Simulation der Antenne bei Anregung an beiden Ports. (b) S-Parameter der Simulation an beiden Ports über den Frequenzbereich.

Abbildung 5.16: Simulationsergebnisse der optimierten Slow-Wave-Leckwellenantenne im Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz.

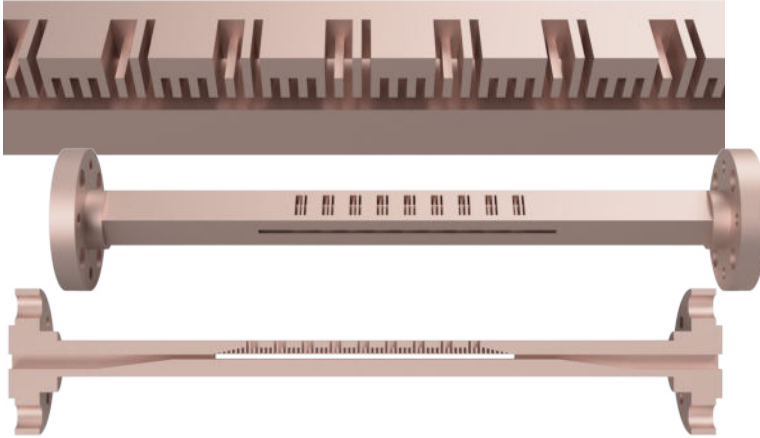


Abbildung 5.17: Antennendesign in Detailansicht, Gesamtansicht und Querschnittsansicht.

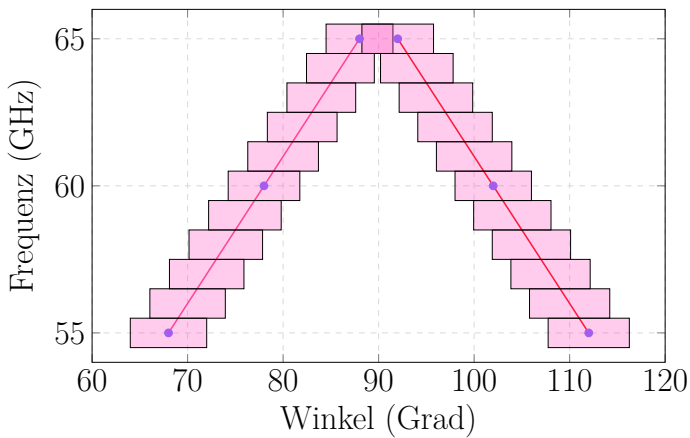


Abbildung 5.18: Frequenz-Winkel-Zusammenhang der simulierten Slow-Wave-Antenne.

Fertigung der Slow-Wave-Antenne

Die Fertigung der Slow-Wave-Leckwellenantenne erfolgt analog zum Verfahren in Abschnitt 5.2.1, wobei die Antenne mittels SLA-Druck gefertigt und anschließend metallisiert wird. Nach Abschluss des Druckvorgangs wird das Bauteil zunächst manuell mit Isopropanol und Druckluft gespült, um überschüssiges Harz aus den Rillen und Schlitzen zu entfernen. Während dieses Prozesses zeigt sich jedoch, dass die ursprünglich entworfenen Schlitzabmessungen bedingt durch das Druckverfahren zu hohe Toleranzen aufweisen. Die gedruckten Stege zwischen den Schlitzen sind zu breit, sodass die vorgesehene Geometrie nicht korrekt umgesetzt werden kann.

Infolgedessen werden die Schlitzte im CAD-Modell schrittweise vergrößert und die Stege reduziert. Dieser iterative Anpassungsprozess wird so lange wiederholt, bis die hergestellten Strukturen die gewünschten Abmessungen und Toleranzen erreichen. Zur weiteren Optimierung der Druckqualität wird der Einfluss des Neigungswinkels

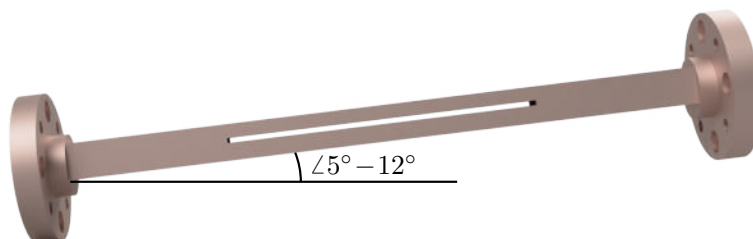


Abbildung 5.19: Untersucher Winkelbereich zwischen Antennenbodenplatte und Druckplattform.

der Antenne zur Bauplattform untersucht. Der sogenannte Aufkippwinkel ist beim SLA-Druck entscheidend für die Maßhaltigkeit, die Oberflächenqualität sowie die mechanische Stabilität des Bauteils. Bei nahezu horizontaler Orientierung kann der sogenannte *Suction Cup Effect* auftreten, bei dem ein Unterdruck zwischen Bauteil und der fluorierten Ethylen-Propylen-Folie entsteht. Dies kann während des Abhebens jeder einzelnen Schicht zu Vibrationen, Schichtverschiebungen und Mikrorissen führen. Gleichzeitig wird bei flacher Ausrichtung eine größere Fläche gleichzeitig belichtet, was die Aushärtung beeinträchtigen und mechanische Belastungen während des Abziehens erhöhen kann. Demgegenüber verschlechtern sich bei zu steilen Winkeln (größer als 20°) die Kantenschärfe und es treten verstärkte Stufeneffekte auf. Eine geeignete Balance zwischen Prozessstabilität und Druckgenauigkeit wurde im Winkelbereich zwischen 5° und 12° gefunden, wie in Abbildung 5.19 dargestellt [97, 98].



(a) Verschmolzene Schlitzte zwischen den Ridges (b) Geöffnete Schlitzstruktur nach Trennung, Reinigung und Aushärten der Antenne in zwei Teilen.

Abbildung 5.20: Vergleich zwischen verschmolzenen und freigelegten Schlitzstrukturen.



Abbildung 5.21: Oben: Querschnitt der mit SLA-Druck hergestellten und versilberten Antenne. Unten: Zusammengebaute Antenne mit Wellenleiterübergängen an beiden Enden.

Trotz sorgfältiger Nachbehandlung mit Isopropanol können nicht alle Harzrückstände aus den schmalen Schlitten und Rillen entfernt werden. Beim anschließenden UV-Aushärten kommt es dadurch zu einem partiellen Verschmelzen der Schlitzstrukturen, wie in Abbildung 5.20a zu erkennen ist. Um dennoch eine einwandfreie Funktion sicherzustellen, wird die Antennenstruktur im CAD-Modell mittig getrennt, sodass die Rillen von beiden Seiten zugänglich sind. Anschließend erfolgt erneut eine intensive Reinigung mit Isopropanol und Druckluft. Abbildung 5.20b zeigt den Zustand nach der erfolgreichen Reinigung und Aushärtung. Nach Abschluss dieser Schritte werden die beiden Gehäusehälften mechanisch präzise verschraubt, um eine Rekonstruktion der Struktur zu erreichen, die dem klassischen Splitblock-Prinzip ähnelt. Die finale, vollständig gereinigte und anschließend versilberte Antenne ist in Abbildung 5.21 dargestellt. Die obere Darstellung zeigt einen Querschnitt der SLA-gedruckten Struktur, während die untere Ansicht die zusammengebaute Antenne mit beidseitigen WR-15-Wellenleiterflanschen zeigt.

5.2.3 Auslegung der Serpentinenantenne bei 60 GHz

Nach erfolgreicher Umsetzung der ersten linear frequenzscannenden Slow-Wave-Leckwellenantenne wird im nächsten Schritt ein alternatives Antennenkonzept mit serpentinenförmiger Geometrie konzipiert [99]. Ein Teil der in diesem Kapitel behandelten Inhalte wurde im Rahmen der studentischen Arbeit [114] entwickelt. Ziel ist es, die Länge l der Serpentinstruktur so zu bestimmen, dass sich auf Basis von Gleichung 4.22 ein großer frequenzabhängiger Abstrahlwinkel ergibt. Gleichzeitig muss l so begrenzt werden, dass Nebenkeulen niedrig bleiben und die HPBW über den Frequenzbereich hinweg kaum variiert, da größere Längen diese Eigenschaften negativ beeinflussen. Ausgehend von einem Startwinkel $\theta_0 = 86^\circ$, also in unmittelbarer Nähe zur Broadside-Richtung (90°), soll der Strahl mit zunehmender Frequenz zunehmend von Broadside weg schwenken. Dabei ist zu beachten, dass ein Abstrahlwinkel von genau 90° vermieden werden sollte, da in diesem Fall die von den Schlitten reflektier-

ten Wellen in Phase zueinander stehen. Dies führt zu einer konstruktiven Interferenz, wodurch ein erheblicher Anteil der eingekoppelten Leistung in Richtung Quelle zurückreflektiert wird. Deshalb ist zu beachten, dass die Antenne so ausgelegt wird, dass

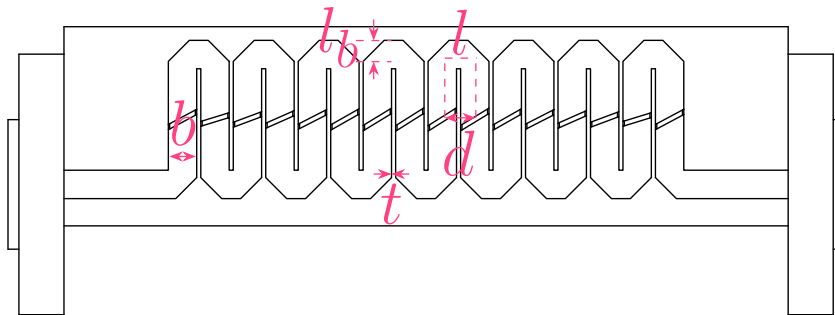


Abbildung 5.22: Skizze der Leckwellenantenne im Serpentinendesign.

sich die HPBW bei 58 GHz überdecken, damit auch ein Ziel direkt vor dem System detektiert werden kann. Im ersten Schritt wird der Schlitzabstand d festgelegt. Um Gitterkeulen im Strahlungsdiagramm zu vermeiden, muss die Bedingung $d < \lambda_0/2$ für die höchste Betriebsfrequenz erfüllt sein [100]. Bei einer maximalen Frequenz von $f_{\max} = 63,5$ GHz ergibt sich damit eine obere Schranke von $d < 2,36$ mm. Die effektive Distanz d ergibt sich aus der Summe der Hohlleiterbreite b , zweier Wandstärken t sowie eines dazwischenliegenden Luftspalts (vgl. Abbildung 5.22). Um die additive Fertigung zu gewährleisten, muss der Abstand zwischen den Wandungen mindestens 0,5 mm betragen, was in Kombination mit b zu einem Schlitzabstand von $d = b + 0,5$ mm = 2,38 mm führt. Diese geringe Abweichung von der eigentlichen Gitterkeulenbedingung hat, wie im Fortgang dieses Kapitels gezeigt, keinen signifikanten Einfluss auf das Antennendiagramm. Bei einer Wandstärke von $t = 0,1$ mm verbleibt ein Luftspalt von 0,3 mm zwischen benachbarten Serpentinarmen. Mit dem zuvor bestimmten Schlitzabstand d , einem Modenindex $m = 1$, einem Startwinkel $\theta_0 = 86^\circ$ sowie einer Frequenz von $f = 58$ GHz ergibt sich aus Gleichung 4.22 eine Serpentinlänge von $l = 10,9$ mm. Die resultierende Struktur ist in Abbildung 5.22 dargestellt. Wird diese Länge in Kombination mit $f = 63,5$ GHz in dieselbe Gleichung eingesetzt, so resultiert ein Abstrahlwinkel von $\theta_0 = 53,8^\circ$. Die Antenne weist damit eine Strahlschwenkung von $32,2^\circ$ auf. Eine Erhöhung des Modenindex auf $m = 2$ würde diese Schwenkung weiter vergrößern, jedoch gleichzeitig das Risiko für Gitterkeulen erhöhen. Erste Anzeichen dieser Effekte lassen sich bereits bei $m = 1$ in der späteren Simulation erkennen. Ein weiterer Nachteil eines größeren m liegt in der resultierenden Erhöhung der Serpentinlänge. Für $m = 2$ wäre die Länge um eine Gitterperiode, also $\lambda_g(@58 \text{ GHz}) = 7,1$ mm länger, was zu einer Gesamtlänge

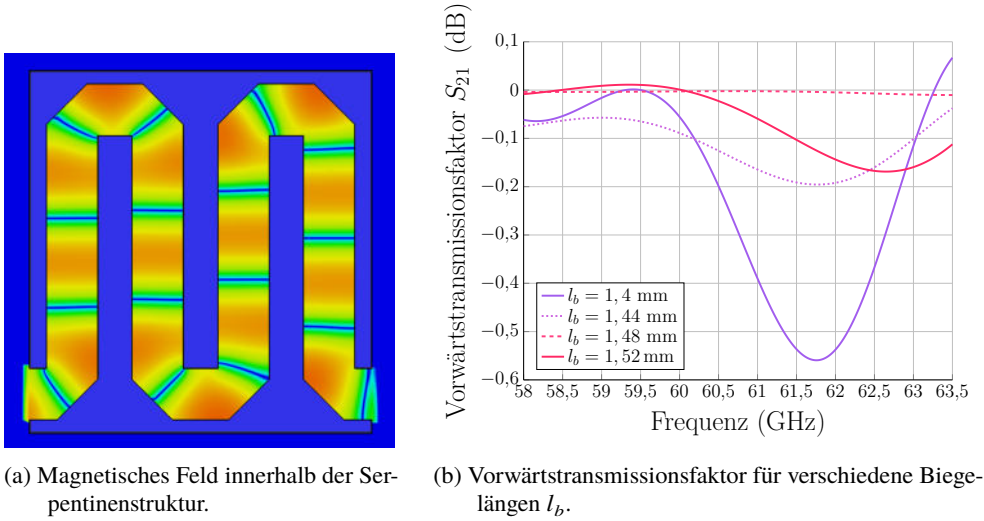


Abbildung 5.23: Simulationsergebnisse der Biegelänge mit zwei Einheitszellen der Serpentinstruktur.

von $l = 18$ mm führen würde. Diese längere Struktur stellt höhere Anforderungen an den Metallisierungsprozess, da das Innenvolumen vollständig von der Beschichtungslösung durchflossen werden muss. Aus diesen beiden Gründen wird der Modenindex auf $m = 1$ festgelegt. Wird die Antenne zusätzlich von der gegenüberliegenden Seite gespeist, also über einen zweiten Port, so ergibt sich durch symmetrisches Strahlungsverhalten eine Richtcharakteristik, die an Broadside gespiegelt ist. Infolgedessen lässt sich die effektive Strahlschwenkung verdoppeln. Es entsteht ein theoretischer Abstrahlbereich von $53,8^\circ$ bis $126,2^\circ$. Für die elektromagnetische Simulation des wellenleitenden Serpentinpfads ist die genaue Länge der Biegungen l_b erforderlich. Diese Länge beeinflusst wesentlich die Ausbreitungsbedingungen innerhalb der Struktur. Eine nicht optimal gewählte Biegelänge kann zu Reflexionen führen, welche die Effizienz der Leistungsübertragung innerhalb der Antenne stark beeinträchtigen. Zur Bestimmung eines geeigneten Werts wurde ein vereinfachter Aufbau bestehend aus zwei Serpentin-Einheitszellen ohne Schlitz in CST Studio Suite modelliert. Ein Parameter-Sweep über die Biegelänge l_b wurde durchgeführt. Abbildung 5.23 zeigt sowohl das Simulationsmodell als auch den resultierenden Vorwärtstransmissionsfaktor S_{21} . Für eine Biegelänge von $l_b = 1,48$ mm erreicht S_{21} nahezu 0 dB, was auf eine nahezu verlustfreie Ausbreitung der elektromagnetischen Welle innerhalb der Struktur hinweist.

Modellierung der Schlitze

Ausgehend von den geometrischen Parametern der Serpentinstruktur erfolgt im Folgenden die Auslegung der einzelnen Schlitze. Im Serpentinendesign sind alle Schlitze auf einer gemeinsamen geometrischen Achse angeordnet, wodurch ein lineares Array entsteht. Der Abstand d zwischen benachbarten Strahlungselementen ist dabei für alle Schlitze konstant. Die Amplitudenanregung der Schlitze wird jedoch durch ein sogenanntes Tapering gewichtet, um gewünschte Strahlungseigenschaften zu erzielen. Für den Fall einer geraden Anzahl N an Schlitzten mit symmetrischer Amplitudenverteilung um den Array-Mittelpunkt lässt sich der normierte Array-Faktor mit der Variable $u = \psi/2$ nach [16]

$$(\text{AF})_N = (\text{AF})_{2M} = \sum_{n=1}^M a_n \cos \left[(2n-1) \frac{\psi}{2} \right] = \sum_{n=1}^M a_n \cos [(2n-1)u] \quad (5.23)$$

formulieren. Im Fall der Serpentinstruktur gemäß Abbildung 4.15a setzt sich der Phasenwinkel ψ aus

$$\psi = kd \cos(\theta) - \beta l \quad (5.24)$$

zusammen, wobei k der freie Wellenzahl, β der Phasenverschiebung entlang der Serpentine und l die Länge eines Serpentinelements entspricht. Die Koeffizienten a_n im Array-Faktor repräsentieren die Amplitudenanregung der einzelnen Schlitze und bieten einen Freiheitsgrad zur Gestaltung des Strahlungsmusters, insbesondere zur Reduzierung von Nebenkeulen. Für die vorliegende Antenne werden die Anregungskoeffizienten nach der Dolph-Chebyshev-Verteilung gewählt, da diese für eine vorgegebene Nebenkeulenbreite eine maximale Nebenkeulendämpfung gewährleistet. Die Dolph-Chebyshev-Array-Formulierung drückt den Array-Faktor durch Chebyshev-Polynome aus. Dabei lässt sich der Array-Faktor als Summe von M Kosinustermen mit Argumenten als ganzzahlige Vielfache einer Grundfrequenz darstellen. Durch die Substitution

$$z = z_0 \cos u \quad (5.25)$$

können diese Kosinusreihen als Chebyshev-Polynome der Form

$$T_m(z) = \cos \left[m \cos^{-1}(z) \right], \quad -1 \leq z \leq 1 \quad (5.26)$$

$$T_m(z) = \cosh \left[m \cosh^{-1}(z) \right], \quad |z| > 1 \quad (5.27)$$

ausgedrückt werden. Die Ordnung m des Polynoms ist um eins kleiner als die Gesamtzahl der Array-Elemente. Der Parameter z_0 für die Substitution lässt sich aus dem gewünschten Spannungsverhältnis des SLL zu

$$z_0 = \cosh \left[\frac{1}{P} \cosh^{-1}(SLL(VR)) \right] \quad (5.28)$$

mit

$$SLL(VR) = 10^{SLL(\text{dB})/20}, \quad P = N - 1 \quad (5.29)$$

ableiten, wobei N die Anzahl der Array-Elemente darstellt. Die Anregungskoeffizienten a_n können dann entweder aus der Darstellung des Array-Faktors mittels Chebyshev-Polynomen gewonnen oder direkt über die geschlossene Formel

$$a_n = \sum_{q=n}^M (-1)^{M-q} (z_0)^{2q-1} \frac{(q+M-2)!(2M-1)}{(q-n)!(q+n-1)!(M-q)!} \quad (5.30)$$

berechnet werden. Dabei gilt $2M = N$. Für die vorliegende Antenne erfolgt die Berechnung der Koeffizienten in Matlab unter Verwendung der Klasse *sigwin.chebwin*, welche die Chebyshev-Polynome implementiert und aus der vorgegebenen Anzahl an Elementen sowie der Nebenkeulendämpfung automatisch die Koeffizienten generiert. Für $N = 16$ Schlitze und eine Nebenkeulendämpfung von 20 dB sind die ermittelten Koeffizienten in der zweiten Spalte von Tabelle 5.8 aufgeführt [16]. Die Anzahl der

Tabelle 5.8: Übersicht der Schlitzparameter.

Schlitz n	Anregungskoeffizient a_n	Leitwert g_n	Verkipfungswinkel θ_n (Grad)	Schlitztiefe d_n (mm)
1	0,8668	0,0696	18,7318	0,2965
2	0,5043	0,0235	11,3326	0,3612
3	0,6217	0,0358	13,6560	0,3381
4	0,7334	0,0498	15,9478	0,3193
5	0,8327	0,0642	18,0178	0,3025
6	0,9135	0,0773	19,7109	0,2879
7	0,9705	0,0872	20,9075	0,2768
8	1,0000	0,0926	21,5264	0,2709
9	1,0000	0,0926	21,5264	0,2709
10	0,9705	0,0872	20,9075	0,2768
11	0,9135	0,0773	19,7109	0,2879
12	0,8327	0,0642	18,0178	0,3025
13	0,7334	0,0498	15,9478	0,3193
14	0,6217	0,0358	13,6560	0,3381
15	0,5043	0,0235	11,3326	0,3612
16	0,8668	0,0696	18,7318	0,2965

Schlitz stellt einen Kompromiss zwischen verbesserten Strahleigenschaften und Fertigungsaufwand dar. Eine höhere Anzahl erhöht den Antennengewinn sowie die Nebenkeulendämpfung durch feinere Abstufung der Anregungsamplituden, erschwert jedoch den Metallisierungsprozess im Inneren des Hohlleiters. Für SWGAAs besteht ein direkter Zusammenhang zwischen dem resonanten Leitwert g_n beziehungsweise

der abgestrahlten Leistung P_n des n -ten Schlitzes und den Anregungskoeffizienten a_n [101, 102] nach

$$g_n = \frac{a_n^2}{\sum_{i=1}^N a_i^2} = \frac{P_n}{1 - \sum_{i=1}^{n-1} P_i}. \quad (5.31)$$

Die hieraus berechneten Leitwerte sind in der dritten Spalte von Tabelle 5.8 dargestellt. Die eigentliche Auslegung der Schlitzte erfolgt durch Zuordnung eines Verkipfungswinkels θ_n (vgl. Abbildung 4.15b) zu jedem Leitwert g_n , sodass dieser als äquivalente Admittanz Y_n^a in der äquivalenten Schaltung (Abbildung 2.9b) abgebildet wird. Die Resonanzbedingung, definiert durch das Verschwinden des Blindanteils, wird durch die Schlitztiefe d_n sichergestellt. Zur Ermittlung des Zusammenhangs zwischen Leit-

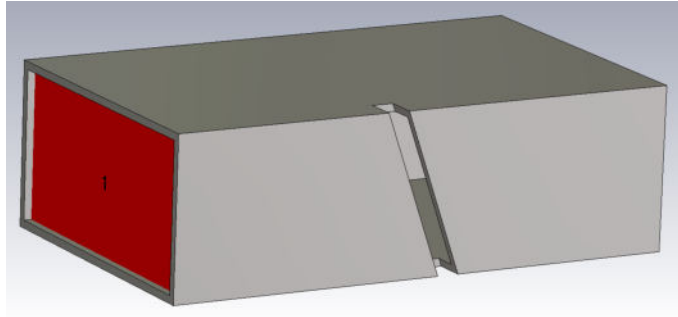


Abbildung 5.24: Simulationsmodell zur Bestimmung der Parameter eines resonanten Schlitzes.

wert g_n , Verkipfungswinkel θ_n und Schlitztiefe d_n wird eine einzelne Schlitzstruktur in einem Hohlleiter mit entsprechenden Abmessungen in CST Studio Suite simuliert. Dabei wird der Frequency Domain Solver verwendet. Die Simulation erfolgt bei der Mittenfrequenz $f = 60,75$ GHz des interessierenden Frequenzbereichs. Um Effekte der Kopplung zwischen mehreren Schlitzten zu berücksichtigen, werden periodische Randbedingungen angewendet. Das Simulationsmodell ist in Abbildung 5.24 dargestellt. Ausgehend von Gleichung 2.31, die den Zusammenhang zwischen dem Eingangsreflexionsfaktor S_{11} und der Admittanz Y_n^a herstellt, wird eine iterative Simulation durchgeführt: Für einen vorgegebenen Verkipfungswinkel wird ein Parameter-Sweep der Schlitztiefe d_n gefahren, um den Wert zu finden, bei dem S_{11} rein reell wird, was der Resonanzbedingung entspricht. Die so ermittelte reelle Größe von S_{11} wird wiederum in Gleichung 2.31 eingesetzt, um den zugehörigen Leitwert g_n zu bestimmen. Dieser Prozess wird für verschiedene Verkipfungswinkel wiederholt, sodass eine Menge von Datenpunkten entsteht, die den funktionalen Zusammenhang zwischen Leitwert, Verkipfungswinkel und Schlitztiefe beschreiben. Diese Daten werden anschließend mittels Polynomfit vierter Ordnung approximiert (siehe Abbildung

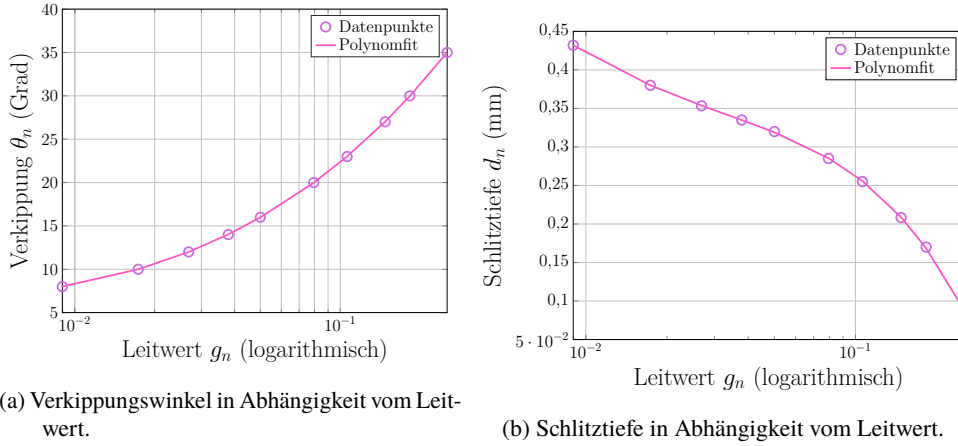


Abbildung 5.25: Simulationsdaten und Polynomfit zur Beschreibung der Beziehungen zwischen Leitwert g_n , Verkipfungswinkel θ_n und Schlitztiefe d_n .

5.25). Die dabei verwendeten Matlab-Polynome lauten

$$\begin{aligned} \theta_n(g_n) = & 0,020(\log g_n)^4 + 0,479(\log g_n)^3 + 5,353(\log g_n)^2 \\ & + 28,877(\log g_n) + 65,765, \end{aligned} \quad (5.32)$$

für den Verkipfungswinkel und

$$\begin{aligned} d_n(g_n) = & -0,003(\log g_n)^4 - 0,047(\log g_n)^3 - 0,302(\log g_n)^2 \\ & - 0,877(\log g_n) - 0,660, \end{aligned} \quad (5.33)$$

für die Schlitztiefe. Durch Einsetzen der Leitwerte aus Tabelle 5.8 in die Polynome können die zugehörigen Verkipfungswinkel θ_n sowie Schlitztiefen d_n direkt bestimmt werden. Die Schlitzbreite w wird gemäß der Relation

$$w = \frac{1}{16} \cdot \frac{a}{0,9} \quad (5.34)$$

bestimmt, wobei a die Breite des Hohlleiters bezeichnet [20]. Daraus ergibt sich ein Wert von $w = 0,261$ mm. Zunächst wird das Antennendesign basierend auf den in den Kapiteln 5.2.3 ermittelten Parametern in der CST Studio Suite umgesetzt. Das resultierende dreidimensionale Modell der Leckwellenantenne ist in Abbildung 5.26 dargestellt. Zur Sicherstellung ausreichender mechanischer Stabilität für den anschließenden 3-D-Druck wird der geformte Wellenleiter auf einer Bodenplatte positioniert. An beiden Antennenenden sind WR-15-Flansche angebracht, welche die Montage der passenden WR-15-Koaxial-Hohlleiter-Übergänge ermöglichen. Die Simulation der Antennenleistung erfolgt mittels des *Time Domain Solvers*, wobei der Antennengewinn im Fernfeld für verschiedene Frequenzen analysiert wird. Die Definition von

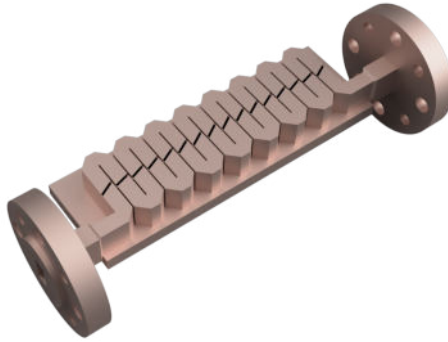
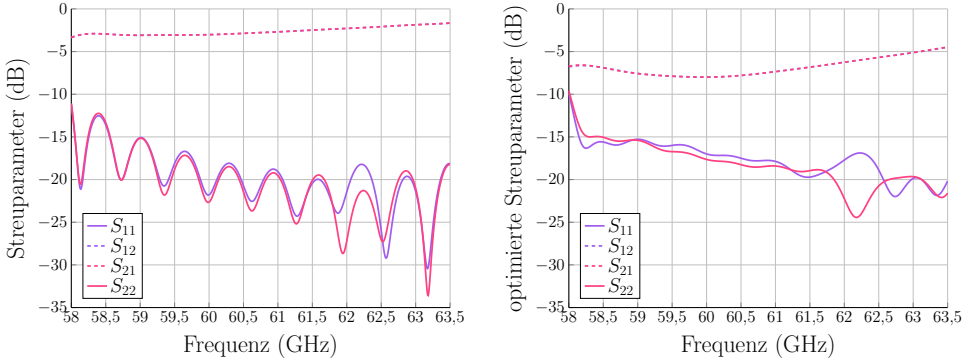


Abbildung 5.26: 3-D-Simulationsmodell der Leckwellenantenne.

Port 1 erfolgt aus der Sicht von Abbildung 5.26 auf der linken Seite der Struktur, Port 2 entsprechend perspektivisch auf der rechten Seite. Bei einer Einspeisung über Port 1 liegt die Hauptkeule der Strahlung für die Frequenz $f = 58$ GHz bei einem Winkel $\theta = 86^\circ$, während sie für $f = 63,5$ GHz bei $\theta = 52^\circ$ positioniert ist. Dies entspricht einer Strahlschwenkung von etwa 34° , was mit den theoretischen Vorhersagen gut übereinstimmt. Die simulierte Gesamteffizienz der Antenne bewegt sich im Frequenzbereich zwischen $-5,2$ dB und $-3,1$ dB, was vergleichsweise gering ist, da eine höhere Effizienz einem Wert näher bei 0 dB entspricht und somit aus Sicht der Antennenleistung erstrebenswert ist. Die reduzierte Effizienz lässt sich anhand des simulierten Vorwärtstransmissionsparameters S_{21} (siehe Abbildung 5.27a) erklären: Ein S_{21} von 0 dB würde bedeuten, dass keine Energie abgestrahlt wird und die gesamte eingekoppelte Leistung am gegenüberliegenden Port ankommt. Die aktuelle Auslegung weist einen Wert von etwa $S_{21} \approx -3$ dB auf, was bereits auf eine teilweise Abstrahlung der Energie in den freien Raum hinweist. Ziel der weiteren Optimierung ist deshalb eine Reduktion von S_{21} , um die Abstrahlungseffizienz zu steigern. Die abgestrahlte Leistung eines einzelnen Schlitzes kann, wie in Kapitel 2.3.2 erläutert, über dessen Verkipfungswinkel θ_n beziehungsweise die seitliche Verschiebung x_n von der Wellenleitermitte gesteuert werden. Ein bekannter Ansatz besteht darin, den letzten Schlitz so zu verschieben, dass ein maximaler Versatz $x_{\max}$ erreicht wird, womit sichergestellt wird, dass der Großteil der Leistung vor Antennenende abgestrahlt wird [103]. Für die vorliegende Serpentina-Leckwellenantenne ist diese Methode jedoch ungeeignet, da sie eine speiseseitige Belegung nur auf einer Antennenseite zulässt. Eine Einspeisung an der Seite mit dem verschobenen Schlitz würde primär zu einer Abstrahlung an diesem ersten Schlitz führen, was die Nutzung beider Ports einschränkt und die ursprüngliche Dolph-Chebyshev-Taperung beeinträchtigt. Daher wird für das vorliegende Design ein alternativer Ansatz gewählt: Zunächst werden die zuvor berechneten Verkipfungswinkel θ_n mit einem Faktor von 1,5 multipliziert, sodass die modifizierten Winkel $\theta_{n,adj} = 1,5 \cdot \theta_n$ entstehen. Dieser Schritt bewirkt,



(a) S-Parameter des ersten Simulationsmodells (Tabelle 5.8). (b) S-Parameter des optimierten Simulationsmodells (Tabelle 5.9).

Abbildung 5.27: S-Parameter Simulationsergebnisse der Serpentinenantenne.

dass durch jeden Schlitz insgesamt etwas mehr Leistung abgestrahlt wird, während das Verhältnis der Winkel zueinander, welches die Taperung repräsentiert, erhalten bleibt. Um die Resonanzbedingung bei den modifizierten Winkeln zu erfüllen, werden anschließend die zugehörigen Schlitztiefen $d_{n,adj}$ bestimmt. Hierzu werden erneut die in Kapitel 5.2.3 gewonnenen Simulationsergebnisse herangezogen, wobei nicht mehr der Leitwert als Funktion von Verkippungswinkel bzw. Schlitztiefe betrachtet wird, sondern direkt die Schlitztiefe als Funktion des resonanten Verkippungswinkels θ_n .

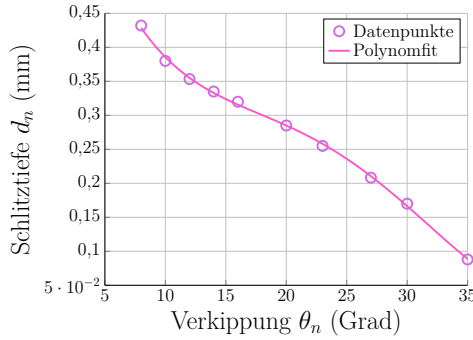


Abbildung 5.28: Datenpunkte und Polynomfit zum Zusammenhang zwischen Schlitztiefe d_n und Verkippungswinkel θ_n .

Die in Abbildung 5.28 dargestellten Datenpunkte werden mit einem Polynom vierten Grades approximiert. Die durch Anwendung der Matlab-Funktion *polyfit* bestimmte Approximation lautet

$$d_n(\theta_n) = 1,5 \times 10^{-6} \theta_n^4 - 1,508 \times 10^{-4} \theta_n^3 + 5,1532 \times 10^{-3} \theta_n^2 - 8,19125 \times 10^{-2} \theta_n + 0,8250823, \quad (5.35)$$

wobei d_n in Millimetern und θ_n in Grad angegeben ist. Die so ermittelten angepassten Schlitztiefen $d_{n,adj}$ sowie die zugehörigen modifizierten Verkippungswinkel $\theta_{n,adj}$ sind in Tabelle 5.9 zusammengefasst. Zusätzlich wird die Schlitzbreite angepasst, da

Tabelle 5.9: Übersicht der angepassten Schlitzparameter.

Schlitz n	Verkippungswinkel $\theta_{n,adj}$ (Grad)	Schlitztiefe $d_{n,adj}$ (mm)
1	28,098	0,195
2	16,999	0,308
3	20,484	0,281
4	23,922	0,248
5	27,027	0,210
6	29,566	0,173
7	31,361	0,145
8	32,290	0,130
9	32,290	0,130
10	31,361	0,145
11	29,566	0,173
12	27,027	0,210
13	23,922	0,248
14	20,484	0,281
15	16,999	0,308
16	28,098	0,195

bei einem ersten 3-D-Druckversuch festgestellt wurde, dass einzelne Schlitzte nicht vollständig offen waren. Die ursprüngliche Breite von $w = 0,261$ mm wird daher auf $w_{adj} = 0,34$ mm erhöht. Mit diesen Modifikationen (Index „adj“) wird die Antenne erneut simuliert. Die daraus resultierenden S-Parameter sind in Abbildung 5.27b dargestellt. Der Vorwärtstransmissionsfaktor S_{21} sinkt durch die Anpassungen von etwa -3 dB auf circa $-6,5$ dB, was eine deutlich gesteigerte Leistungsabstrahlung zur Folge hat. Gleichzeitig verbleibt der Eingangsreflexionsfaktor S_{11} mit Werten unter -15 dB im zufriedenstellenden Bereich. Die Gesamteffizienz der Antenne verbessert sich nach der Anpassung auf Werte zwischen $-2,4$ dB und $-0,87$ dB. Das Fernfeld der modifizierten Antenne ist in Abbildung 5.29 für verschiedene Frequenzen dargestellt. Die Modifikationen beeinflussen das Strahlverhalten nur geringfügig, sodass die angestrebte Strahlschwenkung weiterhin erhalten bleibt. Die Strahlschwenkung $\Delta\theta_0$ beträgt dabei $\theta_0(58 \text{ GHz}) - \theta_0(63,5 \text{ GHz}) = 86^\circ - 52^\circ = 34^\circ$, wie aus Abbildung 5.29a ersichtlich ist. Die Abbildung 5.29b verdeutlicht, dass durch die Nutzung beider Ports ein Winkelbereich von etwa 52° bis 128° abgedeckt wird. Daraus resultiert eine effektive Strahlschwenkung von ca. 76° .

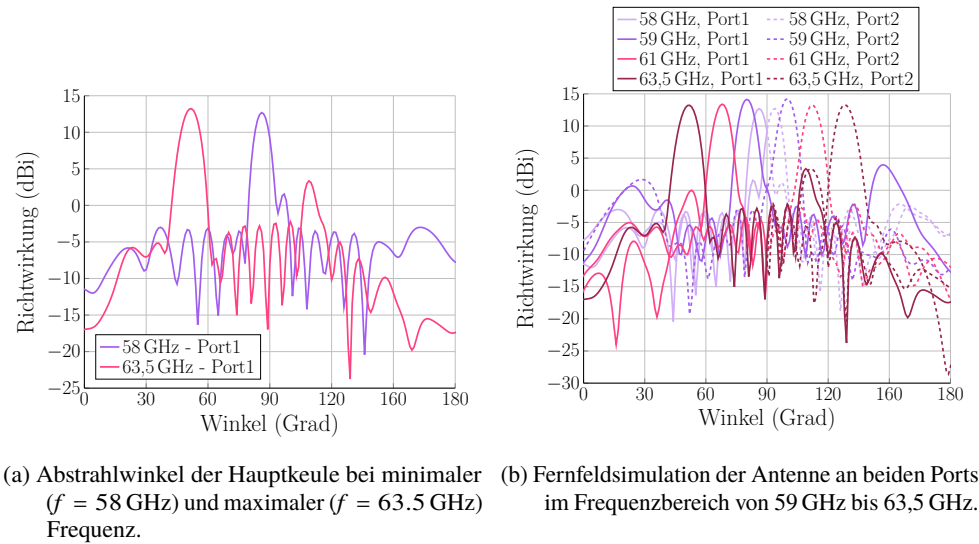


Abbildung 5.29: Fernfeld Simulationsergebnisse der Serpentinaantenne.

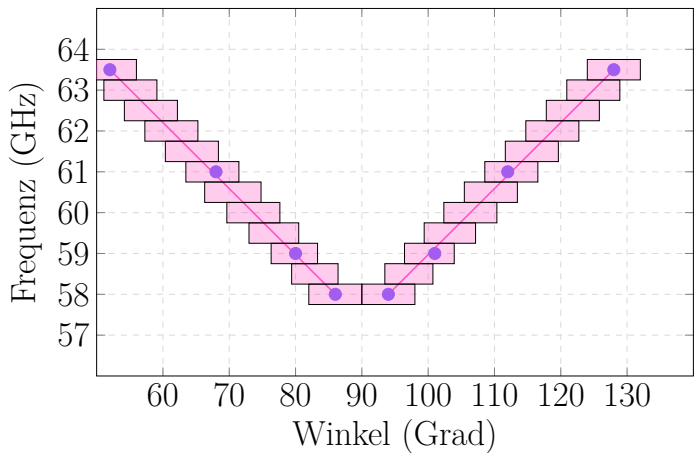
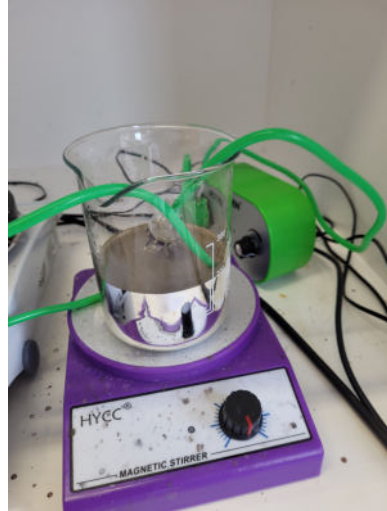
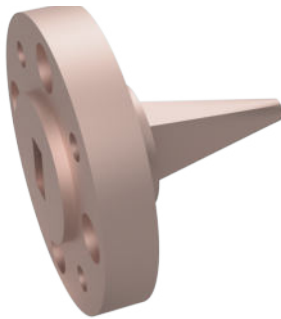


Abbildung 5.30: Frequenz-Winkel-Zusammenhang der simulierten Serpentinaantenne.

Abbildung 5.30 zeigt die Beziehung zwischen Frequenz und Abstrahlwinkel sowie die HPBW der Serpentinaantenne. Im Unterschied zur Slow-Wave-Antenne tritt hierbei keine Überlappung der Hauptkeulen im Bereich von Broadside auf. Die HPBW liegt konstant zwischen 7° und 8° , wodurch sich die Hauptstrahlkeulen bei etwa 90° berühren, ohne sich zu überlappen. Am Rand der HPBW (bei Broadside, 90°) wird ein Antennengewinn von 9 dBi erreicht, was eine zuverlässige Zielerfassung direkt vor dem System sicherstellt. Zudem zeigt sich eine nahezu lineare Frequenz-zu-

Winkel-Charakteristik. Die Simulationsergebnisse erfüllen die Anforderungen an die Serpentinenantenne und bilden die Grundlage für die anschließende Fertigung.

Fertigung und Metallisierung der Serpentinenantenne



(a) Adapterflansch zur Verbindung des Schlauchs (b) Durchflussbasierte Versilberung mithilfe einer Peristaltikpumpe.

Abbildung 5.31: Aufbau zur Versilberung leitfähiger Strukturen mit einer Peristaltikpumpe.

Auch die Serpentinenantenne wird nach dem Verfahren von Kap. 5.2.1 in einem Druckwinkel von 5° hergestellt. Auch diese wird vor dem Aushärten mit Isopropanol und Druckluft gereinigt, kann aber in einem Stück gefertigt werden. Bei der Metallisierung der Serpentinenantenne werden zwei voneinander verschiedene Ansätze miteinander verglichen. In einem ersten Durchgang wird die Antenne exakt nach dem Vorgehen von 5.2.1 metallisiert. Die Antennen werden also einfach in das Tollens-Reagenz eingetaucht, während mit einem Magnetrührer für etwas Bewegung im Reagenzglas gesorgt wird. Dieses Rühren soll dafür sorgen, dass auch das Innere des Wellenleiters mit der Reagenz in Verbindung kommt und sich folglich eine Silberschicht absetzt.

In einem zweiten Durchgang soll das Tollens-Reagenz durch den Wellenleiter gepumpt werden, statt die Antenne einfach hineinzulegen. Bei diesem Vorgehen unterscheidet sich also der vierte Schritt im Versilberungsprozess. Um die Antennen mit der Reagenz durchzuspülen, kommt eine Peristaltikpumpe zum Einsatz. Die Pumpe saugt das flüssige Reagenz durch einen kleinen Kunststoffschlauch an und pumpt es auf einer Seite in den Wellenleiter der Antenne. Auf der anderen Seite der Antenne sowie durch die Schlitzte tritt das Reagenz wieder aus und landet im Reagenzglas, wodurch ein Kreislauf entsteht.

Um die Flüssigkeit von dem zylindrischen Pumpschlauch in den quaderförmigen Hohlleiter zu pumpen, wird in *Autodesk Fusion* ein Flansch-Adapter entworfen. Auf diesen Adapter (siehe Abbildung 5.31a) kann der Kunststoffschlauch angebracht werden. Abbildung 5.31b zeigt die Silberabscheidung im Reagenzglas mit der Peristaltikpumpe. Die metallisierte Leckwellenantenne ist in Abbildung 5.32 zu sehen. Im Vergleich von

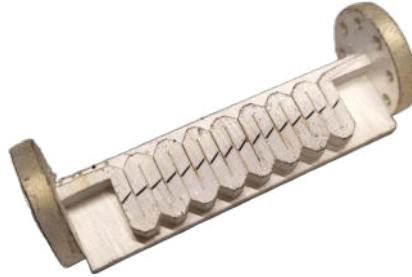
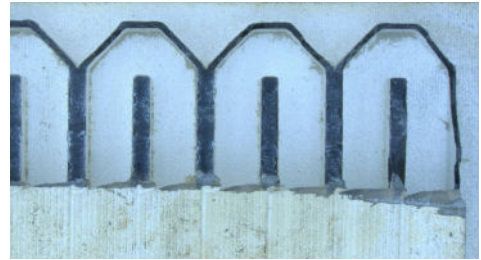


Abbildung 5.32: Foto der gefertigten serpentinenförmigen Leckwellenantenne nach dem Versilbern.

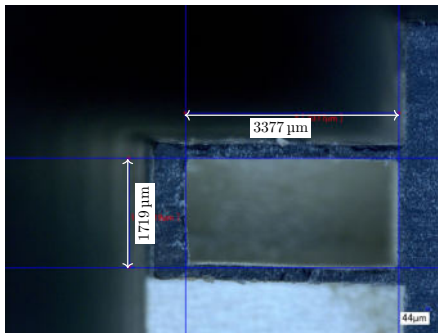
Abbildung 5.33a mit Abbildung 5.33b wird deutlich, dass der Einsatz einer Peristaltikpumpe im Metallisierungsprozess zu erheblich weniger Verunreinigungen innerhalb der Serpentinstruktur führt. Die Verunreinigungen sammeln sich vorwiegend in den Biegungen des Wellenleiters und verringern damit effektiv die Serpentinlänge l . Abbildungen 5.33c und 5.33d demonstrieren die Druckqualität. Zunächst lässt sich festhalten, dass der Luftspalt zwischen den Serpentinbögen nicht vorhanden ist. Abbildung 5.33c zeigt die mit einem Mikroskop gemessenen Hohlleiterdimensionen ($a = 3,38 \text{ mm}$ und $b = 1,72 \text{ mm}$). Letztere sind maßgeblich kleiner als die im 3-D-Modell vorgegebenen WR-15-Dimensionen von $a = 3,76 \text{ mm}$ und $b = 1,88 \text{ mm}$. Abbildung 5.33d bestätigt dieses Bild, indem die schmale Hohlleiterseite in einer zweiten Mikroskopaufnahme mit $b = 1,76 \text{ mm}$ deutlich unter der Modellvorlage liegt. Aus diesem Grund wird die Geometrie der Antenne gezielt angepasst. Dabei wird die Öffnung des Hohlleiters in beiden Richtungen (a und b) jeweils um $100 \mu\text{m}$ erweitert, um die im Druckprozess systematisch zu kleinen Abmessungen zu kompensieren. Durch diese Vergrößerung verringert sich jedoch die Wandstärke zwischen den Serpentinbögen, was zu einer erhöhten mechanischen Instabilität führt. Um dem entgegenzuwirken, werden zusätzlich zwei Querstreben integriert, die zur Verstärkung des Aufbaus beitragen. Darüber hinaus werden die Serpentinbögen selbst um $400 \mu\text{m}$ verlängert, um auch hier die durch den Fertigungsprozess bedingten Dimensionsabweichungen auszugleichen. Abbildung 5.34 zeigt das finale, mittels Peristaltikpumpe versilberte Antennenmodell mit den beschriebenen geometrischen Anpassungen.



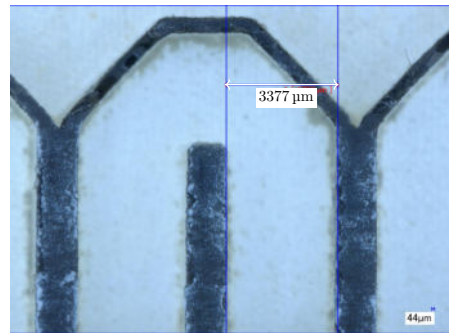
(a) Metallisierung ohne Einsatz einer Peristaltikpumpe.



(b) Metallisierung mit Einsatz einer Peristaltikpumpe.



(c) Maß der Hohlleiterdimension der gedruckten Antenne.



(d) Maß der schmalen Hohlleiterseite der gedruckten Antenne.

Abbildung 5.33: Mikroskopaufnahmen der Leckwellenantenne in verschiedenen Querschnitten.



Abbildung 5.34: Foto der finalen serpentinenförmigen Antenne mit vergrößerter Hohlleiteröffnung und Versilberung mittels Peristaltikpumpe.

5.3 SPDT Switch

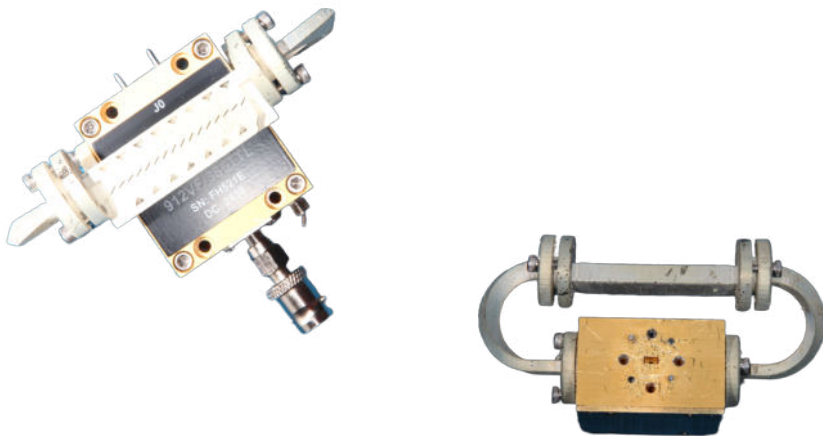
Zur Umschaltung zwischen den beiden Einspeisepfaden der Leckwellenantenne kommt ein hochfrequenzgeeigneter SPDT-Wellenleiterschalter zum Einsatz. Es handelt sich dabei um das Modell *912VF/385TTL* der Firma *Millimeter Wave Products Inc.* [104], das speziell für den Frequenzbereich von 50 GHz bis 75 GHz ausgelegt ist. Der Schalter besitzt drei WR-15-Hohlleiteranschlüsse: einen Eingang (Common Port) sowie zwei Ausgänge (Port 1 und Port 2), zwischen denen elektronisch umgeschaltet werden kann. Der Schalter ist dabei nicht bidirektional ausgelegt, das heißt, die Signalrichtung ist nur vom Eingang zu den Ausgängen möglich. Der jeweils nicht aktive Port wird dabei intern mit $50\ \Omega$ terminiert. Die zeitliche Umschaltverzögerung beträgt 50 ns. Für den Betrieb ist eine Gleichspannungsversorgung von 8 V erforderlich. Die Auswahl des aktiven Pfades erfolgt über ein digitales Steuersignal (TTL-kompatibel), wobei eine High- bzw. Low-Pegelsteuerung (TTL High/Low) den gewünschten Ausgangsport definiert. Im vorliegenden System wird der Schalter über ein STM32-Nucleo-F767ZI Mikrocontrollerboard angesteuert. Die Software wurde so programmiert, dass das Senden eines ASCII-Zeichens „H“ den Schalter in den Zustand *High* versetzt, wodurch der Eingang mit Port 1 verbunden wird. Ein Zeichen „L“ stellt den *Low*-Zustand her, sodass der Eingang mit Port 2 gekoppelt wird. Dadurch kann der Schaltzustand flexibel und automatisiert im zeitlichen Ablauf des Radarbetriebs verändert werden. Diese ASCII-Kommandos sind im Steuerungsskript enthalten, sodass die Umschaltung automatisch und direkt vom Radarsystem nach jeder Chirp-Sequenz durchgeführt wird. Für die mechanische Integration des Schalters in das Gesamtsystem wurden zusätzlich zwei bogenförmige Hohlleiterstücke entworfen, die auf die Antennenports abgestimmt sind und mittels SLA-Druck gefertigt und anschließend metallisiert wurden. Die Bögen dienen der exakten Positionierung und Befestigung des Schalters zwischen den beiden Antennenflanschen. Der Krümmungsradius der Bögen wurde dabei gezielt größer als $2 \cdot \lambda$ gewählt, um zusätzliche Verluste zu vermeiden. Darüber hinaus wurde eine Drehung des Hohlleiters um 90° realisiert, um sowohl die Kopplungsebene zum Schalterausgang als auch die Abstrahlrichtung der Leckwellenantenne korrekt auszurichten. Abbildung 5.35 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Systems mit integriertem Schalter. Die Hohlleiterübergänge wurden so ausgelegt, dass der Schalter mechanisch exakt zwischen die beiden Flansche montiert werden kann, ohne zusätzliche Übergangsverluste zu verursachen. Durch die Umschaltung der Einspeiserichtung und die frequenzabhängige Abstrahlung der Leckwellenantenne ergibt sich eine virtuelle Bandbreitenerweiterung. Obwohl physikalisch nur eine Bandbreite von 5,5 GHz pro Port zur Verfügung steht, kann durch sequentielles Umschalten zwischen den beiden Ports eine effektive Gesamtbandbreite von 11 GHz genutzt werden. Dies führt zu einer signifikant verbesserten Reichweitenauflösung. Zudem kann, wie in Kapitel 5.2 erläutert, durch die gegenläufige Squint-Charakteristik beider Antennenports der gesamte Winkelbereich von 76° bzw. 42° vollständig ausgeschöpft werden.



(a) Gesamtsystem mit integriertem SPDT-Schalter.

(b) Detailansicht des Übergangsbereichs.

Abbildung 5.35: Gesamtsystem mit integrierter Umschaltlogik und 3-D-gedruckten Wellenleiterbögen zur mechanischen Anbindung.



(a) Reales Gesamtsystem mit integriertem SPDT-Schalter von vorne.

(b) Reales Gesamtsystem mit integriertem SPDT-Schalter von oben.

Abbildung 5.36: Reales Gesamtsystem mit SPDT-Switch und 3-D-gedruckten Wellenleiterbögen zur mechanischen Anbindung.

5.4 Antennenübergang

Nachdem zwei geeignete Antennendesigns entworfen wurden, wird im Folgenden der notwendige Übergang betrachtet, um diese Antennen in das Gesamtsystem zu integrieren und eine effiziente Anbindung an das Radarchipmodul zu ermöglichen. Ein Teil der in diesem Kapitel behandelten Inhalte wurde im Rahmen der studentischen Arbeit [115] entwickelt. Da der WR-15-Hohlleiter aufgrund des engen Patch-Antennen-Abstands im betrachteten Radarsystem (siehe Abbildung 5.1a) nicht direkt auf die Patches aufgesetzt werden kann, ist ein kompakteres Design erforderlich. Deshalb besteht die gesamte Übergangsstruktur aus mehreren Teilen (siehe Abbildung 5.37). Die Abmessungen rechteckiger Hohlleiter hängen von der Grenzfrequenz ab. Für minimale Verluste wird die Grundmode TE_{10} genutzt. Aus der Formel für die Grenzfrequenz

$$f_c = \frac{c_0}{2a\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (5.36)$$

ergibt sich die erforderliche Hohlleiterbreite a zu

$$a = \frac{c_0}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (5.37)$$

Die untere Betriebsfrequenz des BGT60TR13C beträgt 58 GHz. Um Toleranzen direkt entgegenzuwirken, wird mit 55 GHz gerechnet, woraus eine minimale Breite von $a = 2,73$ mm resultiert. Um eine Funktionalität trotz Fertigungstoleranzen zu gewährleisten, wird für die Auslegung $a = 2,8$ mm gewählt. Zur Bandbreitenmaximierung wird die Höhe $b = 1,4$ mm üblicherweise auf die Hälfte von a gesetzt [105, p. 2].

Aufgrund fertigungstechnischer Gegebenheiten lässt sich der gedruckte Hohlleiter nicht vollständig luftdicht auf das PCB aufsetzen. Selbst bei sorgfältiger Fertigung bleibt ein minimaler Luftspalt bestehen, beispielsweise durch Unebenheiten im 3-D-Druck oder auf der Leiterplattenoberfläche. Dieser physikalische Spalt muss im Design entsprechend berücksichtigt und kompensiert werden. Wie in Abschnitt 4.4 beschrieben, minimiert eine Rillen-Struktur Leckverluste durch den Spalt effektiv. Dafür wird der Abstand vom Hohlleiterende bis zur Rille und die Breite der Rille

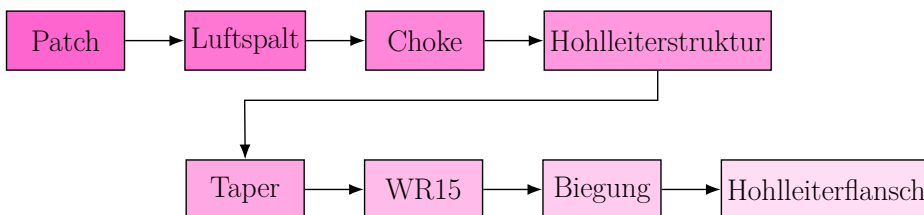


Abbildung 5.37: Blockdiagramm über die gesamte Übergangsstruktur mit allen Teilkomponenten.

jeweils auf ein Viertel der Wellenlänge gesetzt. Aus Gleichung 5.4 ergibt sich der Abstand $L_q = 0,6 \text{ mm}$. Der Abstand zwischen Tx- und Rx3-Patch beträgt $3,5 \text{ mm}$ (vgl. Abbildung 5.1a). Bei zentrierter Ausrichtung des Hohlleiters und beidseitiger Rillen-Struktur mit innerer Wand, Rille und äußerer Wand ergibt sich

$$3 \cdot L_q = 1,8 \text{ mm.} \quad (5.38)$$

Zuzüglich der halben Breite beider Hohlleiter

$$2 \cdot \frac{b}{2} = 2,8 \text{ mm} \quad (5.39)$$

ergibt sich insgesamt

$$1,8 \text{ mm} + 2,8 \text{ mm} = 4,6 \text{ mm.} \quad (5.40)$$

Da $4,6 \text{ mm} > 3,5 \text{ mm}$, ist eine zentrierte Ausrichtung nicht möglich, sodass der Hohlleiter seitlich verschoben werden muss. Die erforderliche Verschiebung pro Patch ergibt sich zu

$$\text{Verschiebung}_{\text{lateral}} = \frac{3,5 \text{ mm} - 3 \cdot L_q - 2 \cdot D_{\text{C-E}}}{2} = 0,44 \text{ mm.} \quad (5.41)$$

Abbildung 5.38 zeigt die Hohlleiter über dem BGT60TR13C mit integrierter Rillen-Struktur und der Verschiebung. Wie ersichtlich, ragt der Hohlleiter durch die Verschie-

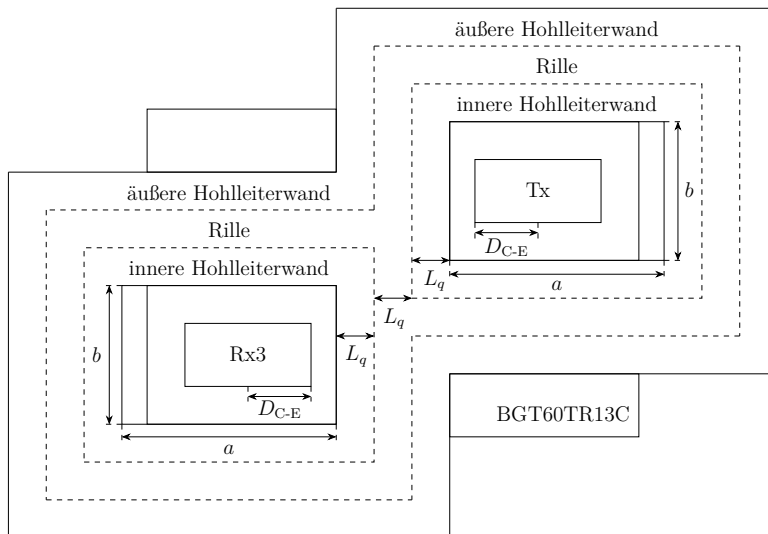


Abbildung 5.38: Draufsicht-Schemadarstellung der Rillen-Struktur innerhalb des BGT60TR13C Radarsystems.

bung über das Substrat hinaus. Eine Kupferfläche auf gleicher Höhe dient daher zur Abschirmung. In der Simulation wird ein Spalt von $0,05 \text{ mm}$ zwischen Hohlleiter und

Chip angenommen. Das Modell integriert die Rillen-Struktur gemäß Abbildung 5.38. Eine Rillen-Tiefe von 1,8 mm ergibt die besten Resultate. Da das Tx- und Rx3-Patch eine nahezu identische Richtcharakteristik aufweisen (vgl. Abschnitt 5.1), wird nur die Tx-Antenne analysiert. Abbildung 5.39 zeigt den Übergangsverlust in Abhängigkeit von der Frequenz. Die Bandbreite (gestrichelt markiert) reicht von 58 GHz bis

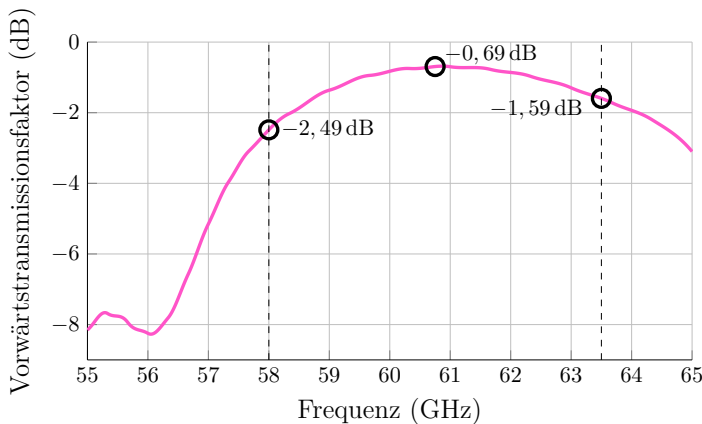


Abbildung 5.39: Simulierter Übergangsverlust von der Patch-Antenne zum Hohlleiter über der Frequenz.

63,5 GHz, mit einem maximalen Übergangsverlust von 2,49 dB bei 58 GHz. Abbildung 5.40 visualisiert das elektrische Feld an der Rillen-Struktur. Die Rille wirkt als Kurzschluss ($Z_l = 0$), was zu vollständiger Reflexion zurück in den Hohlleiter führt und Leckverluste reduziert. Die Pfeile außerhalb des Hohlleiters in Abbildung 5.40 zeigen, dass trotz der Rillen-Struktur ein Teil des elektromagnetischen Feldes über den Hohlleiter hinaus abstrahlt, was zu Übergangsverlusten führt. Wie in Abschnitt 2.2 erläutert, bleibt ein Kurzschluss am Hohlleiterende auch bei ganzzahligen Vielfachen von $\frac{\lambda}{4}$ wirksam. Daher kann ein zweiter Kurzschluss im Abstand von $\frac{\lambda}{2}$ positioniert werden. Dies ermöglicht die Integration einer zweiten Rillen-Stufe, also einer weiteren Rille, zur verbesserten Unterdrückung von Leckverlusten. Diese gesamte Rillen-Struktur besteht folglich aus einer inneren Wand, einer ersten Rille, einer mittleren Wand, einer zweiten Rille sowie einer äußeren Wand, wie schematisch in Abbildung 5.41 dargestellt. Zur besseren Veranschaulichung zeigt Abbildung 5.42 zusätzlich eine Schnittansicht der Struktur. Die Abstände sind durch L_q charakterisiert.

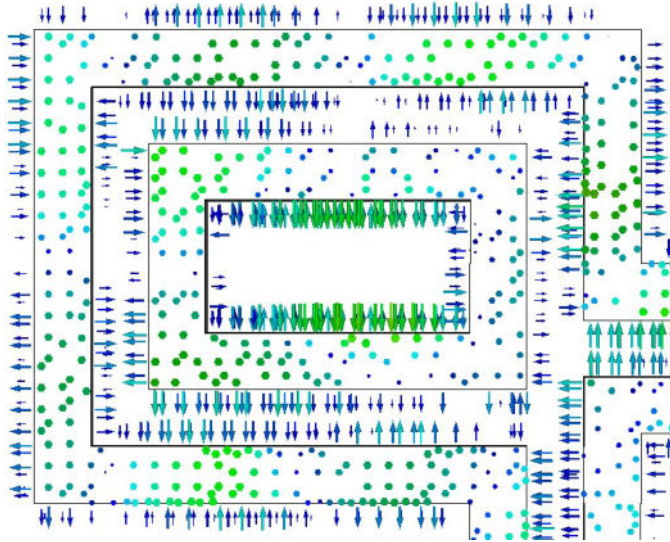


Abbildung 5.40: Richtung des elektromagnetischen Feldes, dargestellt durch Pfeile. Die Größe und Farbe der Pfeile repräsentieren die Feldstärke: Blau zeigt eine geringe Feldstärke an, während Grün eine hohe Feldstärke darstellt.

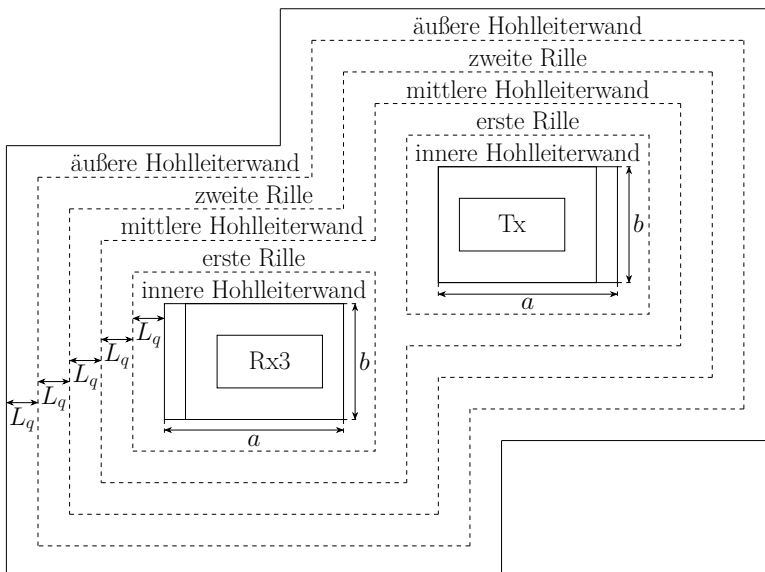


Abbildung 5.41: Draufsicht-Schemadarstellung einer Rillen-Struktur mit zwei Rillen.

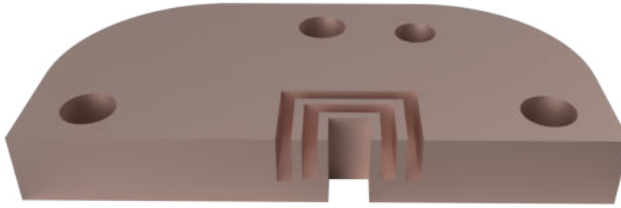


Abbildung 5.42: Schnittansicht der Rillen-Struktur mit zwei Rillen und einem umgebenden Flansch.

Simulationen zeigen die besten Ergebnisse bei $L_q = 0,49$ mm und einer Hohlleiterbreite von $b = 1,5$ mm. Die Ergebnisse der Doppel-Rillen-Struktur mit optimierten Parametern werden in Abbildung 5.43 den Resultaten der Ein-Rillen-Struktur gegenübergestellt. Die gestrichelten Linien markieren die Bandbreite von 58 GHz bis 63,5 GHz.

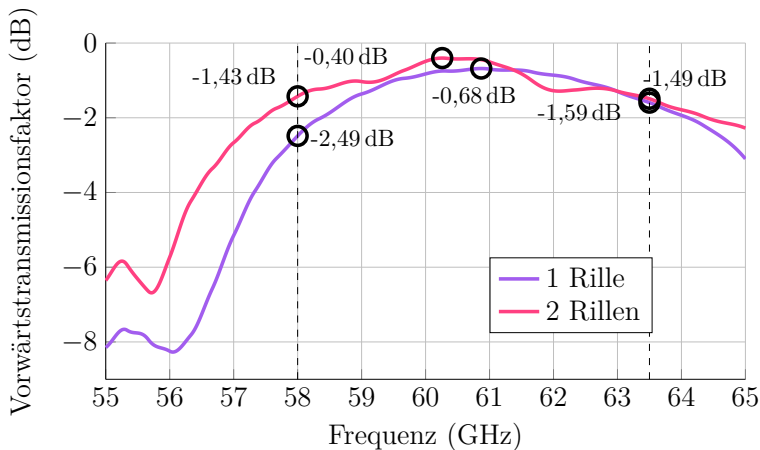


Abbildung 5.43: Vergleich der Übergangsverluste der Ein- und Doppel-Rillen-Strukturen.

Die Ergebnisse zeigen, dass die Doppel-Rillen-Struktur insbesondere bei 58 GHz zu einer geringeren Übergangsverlustleistung führt. Der maximale Übergangsverlust verbessert sich von 2,49 dB auf 1,49 dB. Bei 63,5 GHz weist die Konfiguration mit zwei Rillen eine geringfügige Verbesserung gegenüber dem Einzel-Rillen-Design auf. Darüber hinaus zeigt die Doppel-Rillen-Struktur über das gesamte Betriebsfrequenzband hinweg eine höhere Stabilität, mit geringeren Schwankungen zwischen maximalem und minimalem Übergangsgewinn im Vergleich zur Einzel-Rillen-Struktur. Wie in Abbildung 5.44 dargestellt, ermöglicht die Doppel-Rillen-Struktur zudem eine verbesserte Unterdrückung von Leckstrahlung. Im Vergleich zu Abbildung 5.40 ist

eine Abschwächung der elektrischen Feldstärke erkennbar, was auf eine geringere elektromagnetische Leckstrahlung hinweist.

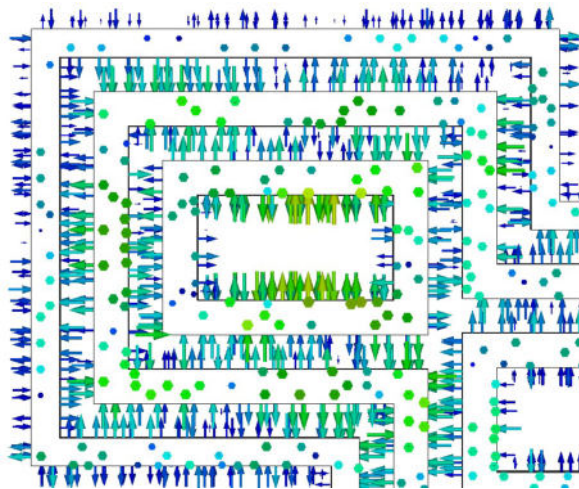


Abbildung 5.44: Die Richtung des elektromagnetischen Feldes ist durch Pfeile dargestellt, die entsprechend der Darstellung in Abbildung 5.40 gewählt sind.

Um nun herauszufinden, welche Luftspalthöhe die besten Ergebnisse bzw. die beste Unterdrückung von Leckageverlusten liefert, wird das Modell der Doppel-Rillen-Struktur bei Spalthöhen zwischen 0 mm und 0,15 mm in 0,05 mm-Schritten simuliert. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.45 dargestellt. Die Bandbreite von 58 GHz bis 63,5 GHz ist durch gestrichelte Linien markiert.

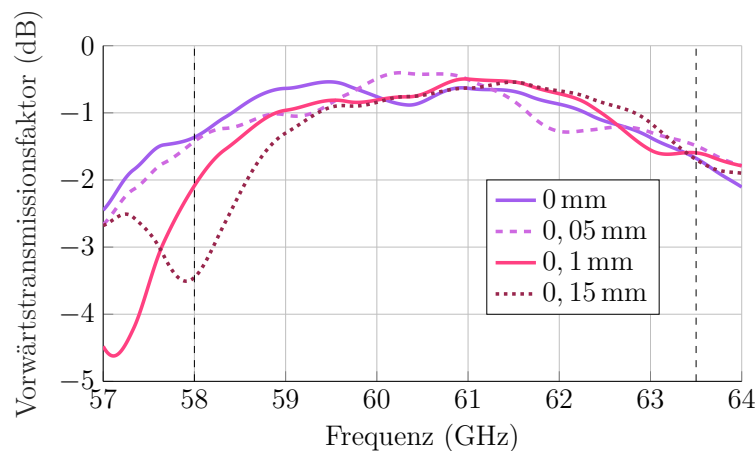


Abbildung 5.45: Simulierte Übergangsverluste bei variierender Spalthöhe von 0 mm, 0,05 mm, 0,1 mm und 0,15 mm.

Die Übergangsverluste variieren insbesondere bei 58 GHz deutlich. Über die gesamte Bandbreite zeigt ein Spalt von 0 mm die geringste Schwankung. Mit zunehmender Spalthöhe nimmt jedoch die Varianz der Verluste zu. Ein geringer Spalt um die Mittenfrequenz von 60,75 GHz liefert bessere Resultate als der vollständig geschlossene Übergang. Grund dafür ist, dass bei $d = 0$ mm die Rillen-Struktur aufgrund fehlender Feldausbreitung im Spalt kaum wirkt. Die Rillen-Struktur ist jedoch für einen $\lambda/4$ -Abstand zur Wellenleiterkante bei 60,75 GHz optimiert und wirkt dort als offener Schaltkreis. Daher ist bei dieser Frequenz die Leistung mit Spalt besser als ohne. Außerhalb der Mittenfrequenz steigt die Sensitivität gegenüber der Spalthöhe. Ab einer Höhe von 0,1 mm steigen die Verluste deutlich an und überschreiten 2 dB bzw. 3 dB. Da jedoch ein Luftspalt von 0 mm real nicht gelöst werden kann, bietet eine Spalthöhe von 0,05 mm den besten Kompromiss: minimale Verluste bei der Mittenfrequenz, stabile Leistung über die Bandbreite und gute Werte auch bei 58 GHz.

5.4.1 Gesamter Patch-auf-Hohlleiter-Übergang

Zur Systemintegration wird der verkleinerte Hohlleiter mit den Abmessungen 2,8 mm $\times$ 1,5 mm linear auf die Standardgröße des WR-15-Hohlleiters (3,76 mm $\times$ 1,88 mm) getapert. Ziel ist eine kompakte Bauweise bei gleichzeitig guter Impedanzanpassung und geringen Übertragungsverlusten im Frequenzbereich von 58 GHz bis 63,5 GHz. Eine Optimierung der Taperlänge ergab, dass 9 mm den besten Kompromiss zwischen Kompaktheit und minimalem Verlust bietet, mit einem maximalen Übertragungsverlust von etwa 0,05 dB bei 58 GHz. Damit Antennen an den Hohlleitern befestigt werden kön-

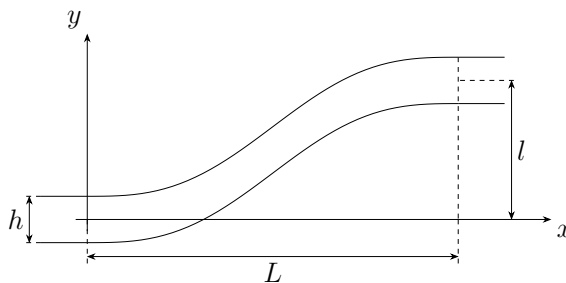


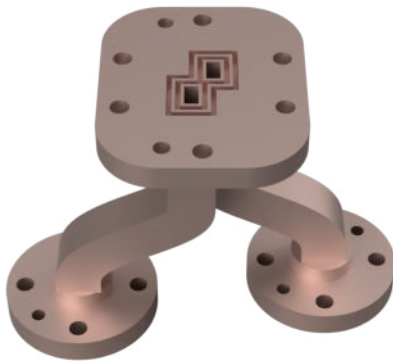
Abbildung 5.46: Schematische Darstellung der Geometrie des S-förmigen rechteckigen Waveguides, nach [106].

nen, muss der Abstand zwischen den Hohlleitern vergrößert werden. Da der Übergang vor der Einbettung ins Gesamtsystem mit Referenzantennen vermessen werden soll, wird eine sinusförmige Biegung mit Länge L und seitlicher Verschiebung l eingesetzt, um WR-15-Standard-Hornantennen mit Abmessungen bis zu 37,5 mm $\times$ 28,9 mm im Bereich 50 GHz bis 75 GHz (laut [107]) anschließen zu können. Die Biegung wird

nach

$$y(x) = \frac{x l}{L} - \frac{l}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi x}{L}\right) \quad (5.42)$$

beschrieben. Die resultierende Geometrie zeigt Abbildung 5.46, wobei L die Biege-
länge ist. Für eine kompakte Bauweise mit geringen Verlusten erfolgt die Biegung in
der Höhenrichtung, da die Höhe (28,9 mm) kleiner ist als die Breite. Die Wahl der
Biege- L änge wurde simulativ optimiert, wobei $L=14$ mm eine gute Balance zwischen
Kompaktheit und minimalen Verlusten ($<0,1$ dB) im relevanten Frequenzband darstellt.
Die Rillen-Struktur, der Wellleitertaper und die Wellleiterbiegung werden zu einem



(a) Orthogonale Ansicht des Wellenleiter-
Systems



(b) Untersicht des integrierten Wellenleiter-
Systems

Abbildung 5.47: Integriertes Wellenleiter-System (CAD-Modell) aus verschiedenen Perspektiven.

vollständigen Wellenleiter-System integriert. Dieses ist als CAD-Modell aus verschie-
denen Perspektiven in Abbildung 5.47 dargestellt und zeigt die zwei Rillen-Strukturen
für die Tx- und Rx3-Antennen einschließlich Taper und S-Biegung. An den Enden sind
Standard-WR-15-Flansche montiert, welche die Schnittstelle zu externen Antennen
bereitstellen. Der simulierte Übergangsverlust von der Patch-Antenne durch die Zwei-
Rillen-Struktur bis zu den Wellenleiterflanschen im Frequenzbereich von 58 GHz
bis 63,5 GHz ist in Abbildung 5.48 dargestellt. Die Einfügedämpfung erreicht einen
minimalen Wert von $-0,54$ dB, wobei der Übergangsverlust bei 58 GHz $-1,47$ dB und
bei 63,5 GHz $-0,62$ dB beträgt. Da das Design der Struktur speziell für die Mittenfre-
quenz berechnet wurde, ist die Isolation der beiden Patch-Antennen-Einkopplungen
bei der Mittenfrequenz am effektivsten.

5.4.2 Fertigung und Metallisierung des Wellenleiter-Systems

Nach erfolgreicher Simulation wird das Wellenleiter-System gefertigt, um die tatsäch-
liche Leistungsfähigkeit experimentell zu überprüfen (siehe Kapitel 6). Die Fertigung
erfolgt wie in 5.2.2 beschrieben. Der erste Druck basiert auf den aus den Simulationen
abgeleiteten Abmessungen. Dieses Modell wird anschließend unter dem Mikroskop

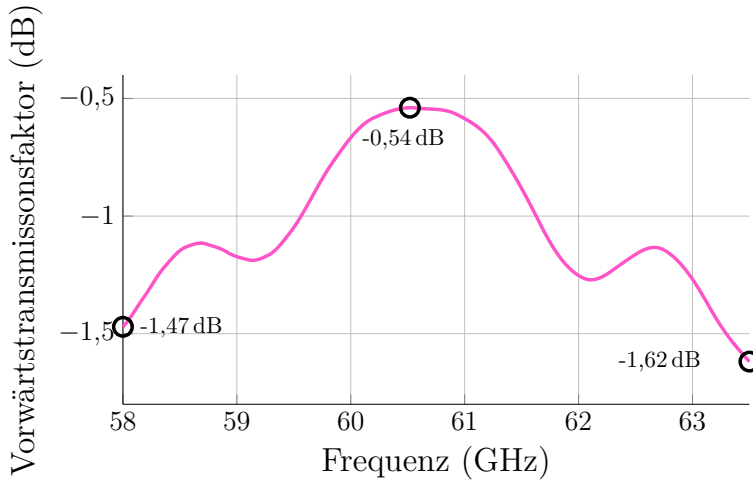
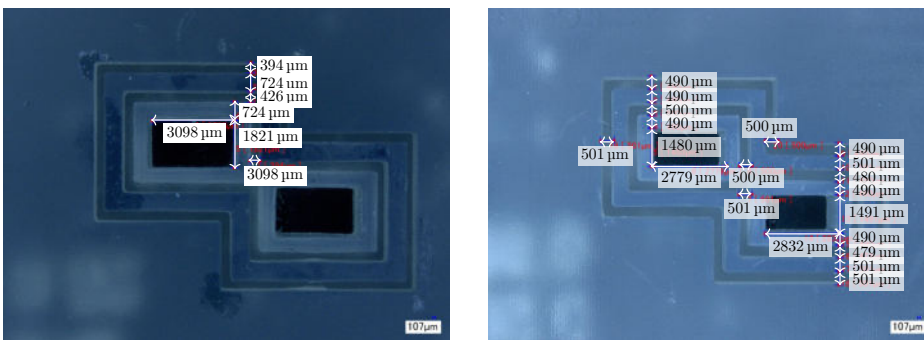


Abbildung 5.48: Simulierter Übergangsverlust von der Patch-Antenne durch die Zwei-Rillen-Struktur bis zu den Wellenleiterflanschen.

untersucht und vermessen. Abbildung 5.49a zeigt die Messergebnisse, die Breite der Rille, den Abstand der mittleren Wellenleiterwände sowie die Länge und Breite des rechteckigen Wellenleiters. Es zeigt sich, dass die Maße der mittleren und inneren



(a) Erster Druck mit simulierten Abmessungen. (b) Optimierter Druck größeren Abmessungen.

Abbildung 5.49: Abmessungen der optimierten 3-D-gedruckten Rillen-Struktur unter dem Mikroskop.

Wellenleiterwand sowie die Höhe und Breite des rechteckigen Wellenleiters die simulierten Werte überschreiten. Im Gegensatz dazu fallen die Rillen schmäler aus als erwartet. Tabelle 5.10 zeigt den Vergleich zwischen den Simulationswerten und den gemessenen Abmessungen des Drucks. Weitere Drucke werden mit angepassten Abmessungen durchgeführt. Außerdem ist die zuvor als optimal beschriebene Druck-

ausrichtung der Antennen im aufgekippten Winkel (vgl. Abbildung 5.19) in diesem Fall nicht vorteilhaft. Da die Rillen-Struktur sehr klein ist, kann sie direkt auf dem Druckbett gefertigt werden. Dies ist besonders entscheidend, da die Rillen-Oberfläche absolut glatt ausgeführt werden muss und keine merklichen Schichtstufen aufweisen darf, da die Seite mit den Rillen äußerst empfindlich gegenüber elektromagnetischer Verluste ist. Der restliche Bereich der Struktur ist diesbezüglich deutlich unkritischer. Grundsätzlich hängt die Wahl der Fertigungsstrategie immer stark vom jeweiligen Modell ab. Insbesondere bei HF-Komponenten müssen zunächst die kritischsten Bereiche hinsichtlich Maßhaltigkeit und Oberflächenqualität identifiziert werden, bevor die Druck- und Stützstrategie festgelegt wird, was bei jedem Design eine sorgfältige und individuelle Prüfung erfordert. Die besten Ergebnisse werden hier erzielt, indem

Parameter	3-D- Druck (mm)	Simulations- modell (mm)
Wellenleiterbreite	3,098	2,8
Wellenleiterhöhe	1,821	1,5
Breite der mittleren Wellenleiterwand	0,724	0,49
Breite der inneren Wellenleiterwand	0,724	0,49
Breite der ersten Rille	0,426	0,49
Breite der zweiten Rille	0,394	0,49

Tabelle 5.10: Vergleich der Wellenleiterparameter zwischen 3-D-Druck und Simulationsmodell.

die Breite der Rillen um 100 µm vergrößert und die mittlere sowie die innere Wellenleiterwand jeweils um 100 µm verschmälert werden. Diese Änderungen führen zu verbesserten Abmessungen im gedruckten Endergebnis, die den Simulationswerten näherkommen, wie in Abbildung 5.49b dargestellt. Sowohl die Rillen als auch die inneren und mittleren Wellenleiterwände weisen nun Breiten im Bereich von etwa 490 µm bis 500 µm auf. Der rechteckige Wellenleiter selbst besitzt eine gemessene Breite von etwa 2,8 mm und eine Höhe von 1,48 mm. Dabei ist zu beachten, dass geringe Abweichungen durch Messungenauigkeiten und die drucktechnisch bedingten Toleranzen entstehen können, da jeder Druck leichte Maßabweichungen aufweisen kann. Deshalb werden kritische Komponenten wie die Flansche des Wellenleiter-Systems mit feinem Schleifpapier nass geschliffen. Dieser Arbeitsschritt dient der Reduktion der Oberflächenrauigkeit und gewährleistet eine optimale Passung und Kontaktierung. Nachdem der Druck und die Nachbearbeitung fertiggestellt wurde, wurden diese gemäß Kapitel 5.2.2 metallisiert. Abbildung 5.50 zeigt das gefertigte Hohlleitersystem nach Abschluss des Metallisierungsprozesses. Besonders hervorzuheben ist, wie in Abbildung 5.50c dargestellt, dass auch die Innenwände der Rillen-Struktur ordnungsgemäß mit Silber beschichtet sind.



(a) Orthogonale Ansicht des Hohlleitersystems.



(b) Untere Ansicht des Hohlleitersystems.

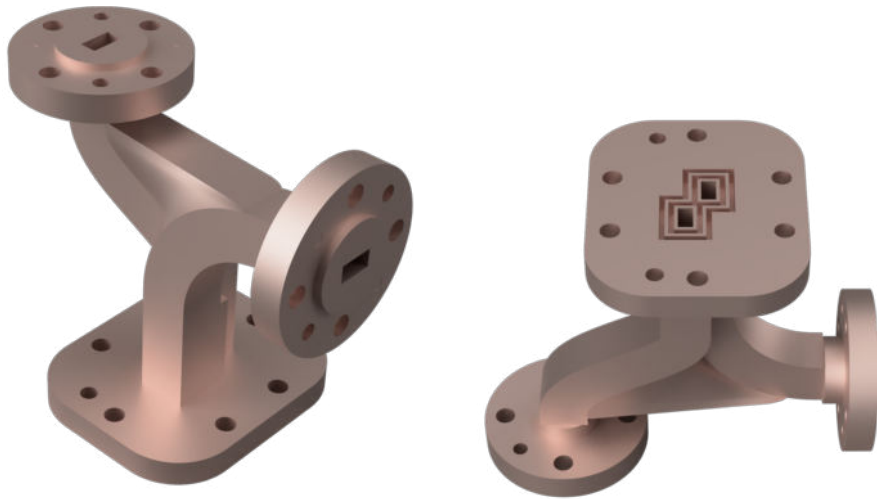


(c) Querschnittsansicht des Hohlleitersystems.

Abbildung 5.50: Silberbeschichtetes Hohlleitersystem nach dem Metallisierungsprozess.

5.4.3 Erweiterung des Übergangs für das Gesamtsystem

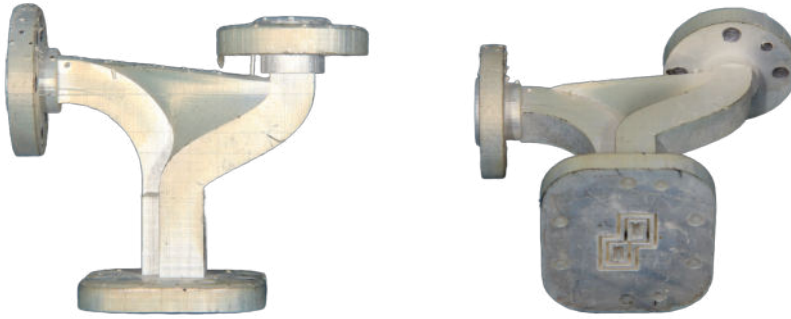
Für das finale Gesamtsystem, das für deterministische Messungen zur Evaluation ausgelegt wird, muss der Hohlleiterübergang so angepasst werden, dass er einerseits mit einem Hornstrahler auf der Rx-Seite und andererseits mit der Leckwellenantenne beziehungsweise dem Hohlleiter-Switch (Tx-Seite) verbunden werden kann. Dies erfordert ein modifiziertes Design des Übergangsbereichs. Da beide Pfade identische



(a) Ansicht von vorne auf das CAD-Modell des erweiterten Übergangs. (b) Ansicht von unten auf das CAD-Modell mit sichtbarer Rillenstruktur.

Abbildung 5.51: CAD-Modell des erweiterten Übergangs für den Anschluss von Hornstrahler und Leckwellenantenne.

elektrische Längen aufweisen sollen, um Phasendifferenzen zwischen Tx und Rx zu vermeiden, wird die ursprüngliche Länge des Hohlleiterabschnitts beibehalten. Die interne Biegung des Hohlleiters muss jedoch neu gestaltet werden, um die räumliche Anordnung der Komponenten zu ermöglichen. Zusätzlich wird im Hohlleiter eine Drehung um 90° integriert, sodass sowohl die Leckwellenantenne als auch das Horn in dieselbe Richtung abstrahlen und eine korrekte Ausrichtung mit dem Switch gewährleistet ist. Abbildung 5.51 zeigt das CAD-Modell des modifizierten Übergangs. Die Fertigung und Metallisierung erfolgt analog zur Beschreibung in Abschnitt 5.4.2. In Abbildung 5.52 ist die realisierte, additiv gefertigte und metallisierte Struktur dargestellt, die mit dem Switch sowie der Hornantenne kompatibel ist. Nachdem die Antennen sowie der Hohlleiterübergang erfolgreich entworfen und gefertigt wurden, richtet sich der Fokus nun auf die anschließende Signalverarbeitung, um die Radarsignale erfassen zu können.



(a) Vorderansicht des gedruckten und versilber- (b) Unteransicht des realisierten Übergangs mit
ten Übergangs. sichtbarer Rillenstruktur.

Abbildung 5.52: Additiv gefertigter und versilberter Übergang für den Anschluss von Hornstrahler und Leckwellenantenne.

5.5 Signalverarbeitung und Winkelschätzung

Die Signalverarbeitung des Radarsystems erfolgt in mehreren aufeinanderfolgenden Schritten, beginnend bei der Erfassung der Rohdaten durch die internen ADCs des Sensors bis hin zur finalen Schätzung des Azimutwinkels einzelner Ziele. Die gesamte Datenverarbeitung wird auf einem AP realisiert, welcher die Steuerung des Sensors, die Vorverarbeitung der Daten und die segmentbasierte Zielauswertung übernimmt. Ein schematischer Überblick über den Datenfluss innerhalb des AP ist in Abbildung 5.53 dargestellt. Die Rohdaten im Zeitbereich werden aus dem Sensor über eine serielle SPI-Verbindung ausgelesen und anschließend einer digitalen Vorverarbeitung unterzogen. Zunächst erfolgt die Mittelwertentfernung zur Eliminierung des Gleichstrom- (Direct Current, DC) Anteils. Obwohl der Sensor intern AC-gekoppelt ist und dadurch tieffrequente Anteile im analogen Signalpfad unterdrückt werden, kann im digitalen Signal dennoch ein konstanter Offset auftreten.

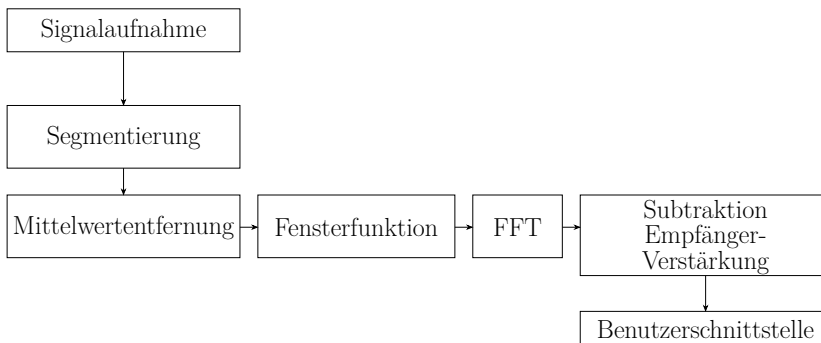


Abbildung 5.53: Datenfluss im Applikationsprozessor, angelehnt an [51].

Dieser setzt sich vor allem aus systematischen Versätzen, wie einem Kopplungssignal zwischen Sende- und Empfangspfad, sowie möglichen Offsetspannungen im ADC zusammen. Quantisierungsbedingte Fehler tragen zudem minimal zum Offset bei. Der resultierende numerische DC-Anteil wird vor der weiteren Verarbeitung entfernt, um eine Beeinflussung der Detektion zu vermeiden. Anschließend wird eine Fensterfunktion (Blackman-Harris) angewendet, um spektrales Leckverhalten bei der folgenden Fourier-Transformation zu unterdrücken [108]. Die Umwandlung in den Frequenzbereich erfolgt durch eine FFT, wobei der Betrag der komplexen Ausgangsgröße $X(f)$ anschließend logarithmiert und mit den bekannten Verstärkungswerten der analogen Empfangskette korrigiert wird. Dadurch erhält man den Empfangspegel am Eingang der Empfangskette (dB) nach

$$P_{\text{Rx}}|_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10}(|X(f)|) - \text{RF-Gain}|_{\text{dB}} - \text{IF-Gain}|_{\text{dB}} \quad (5.43)$$

relativ zu einem geeigneten Bezugspunkt. Für die eigentliche Entfernungs- und Winkelauswertung wird ein Up-Chirp im Bereich von $f_{\text{start}} = 58 \text{ GHz}$ bis $f_{\text{end}} = 63,5 \text{ GHz}$ ausgesendet. Die reflektierten Echsignale werden im Sensor gemischt und als Beat-Signal weiterverarbeitet. Dessen Frequenzanteile

$$f_b = S \cdot \tau = \frac{f_{\text{end}} - f_{\text{start}}}{T} \cdot \frac{2R}{c} \quad R = \frac{c_0}{2S} \cdot f_b \quad (5.44)$$

sind proportional zur Objektentfernung R , mit Sweep-Steigung S und Lichtgeschwindigkeit c_0 . Zur späteren Winkelauflösung wird die gesamte Frequenzrampe in N_{seg} Segmente unterteilt. Für jedes Segment s_i wird ein Zeitbereichssignal extrahiert, mit einem Fenster $w[n]$ gewichtet und auf die FFT-Länge N_R aufgefüllt, was

$$X_i(k, m) = \sum_{n=0}^{N_R-1} w[n] s_i(k, n) e^{-j2\pi \frac{nm}{N_R}}, \quad \text{für } i \in \{1, \dots, N_{\text{seg}}\}, m \in \{0, \dots, N_R - 1\} \quad (5.45)$$

ergibt. Anschließend wird zur Doppleranalyse über die Chirps k für jedes Range-Bin m eine weitere FFT berechnet. Hierzu wird der Mittelwert $\overline{X_i}(:, m)$ subtrahiert und eine Fensterfunktion $v[k]$ nach

$$Y_i(p, m) = \sum_{k=0}^{N_D-1} v[k] (X_i(k, m) - \overline{X_i}(:, m)) e^{-j2\pi \frac{kp}{N_D}}, \quad (5.46)$$

für $i \in \{1, \dots, N_{\text{seg}}\}, m \in \{0, \dots, N_R - 1\}, p \in \{0, \dots, N_D - 1\}$

angewendet. Die resultierenden Dopplerindizes p lassen sich in Radialgeschwindigkeiten umrechnen

$$v_p = \frac{p}{N_D} \cdot f_{\text{PRF}} \cdot \frac{\lambda}{2}, \quad (5.47)$$

mit f_{PRF} als Pulswiederholrate und der Wellenlänge λ .

2-D-Zielerkennung und Winkelschätzung über Leistungsverlauf

Für jedes Segment i entsteht so eine Entfernungs-Doppler-Matrix $|Y_i(p,m)|$. Abbildung 5.54 veranschaulicht die Range-Doppler Plots der einzelnen Segmente beispielhaft. Innerhalb dieser Matrizen werden lokale Maxima ermittelt. Dazu wird die Matrix

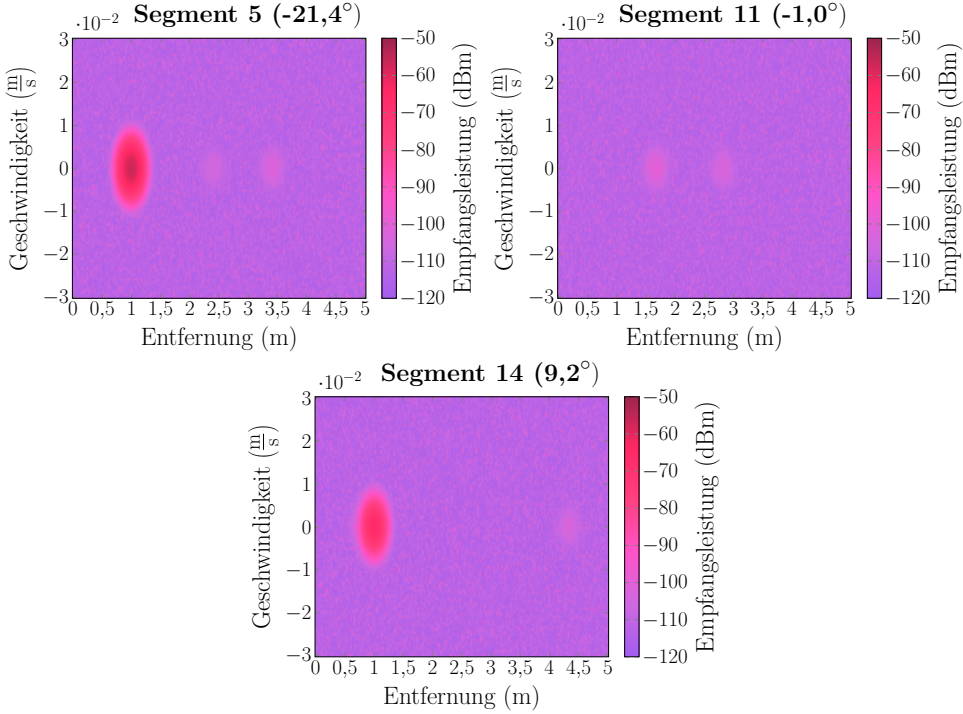


Abbildung 5.54: Range-Doppler-Darstellung von Segment 5, 11 und 14 zur Illustration der frequenzabhängigen Winkeltrennung.

zunächst durch Dilatation verarbeitet und anschließend mit der Originalmatrix verglichen, um eine Maske zu erzeugen, die nur lokale Maxima hervorhebt. Anschließend erfolgt eine Schwellenwertprüfung, bei der nur Maxima mit einer Mindestempfangsleistung von z.B. -80 dBm berücksichtigt werden. Diese Schwelle ist jedoch nicht fix, sondern wird szenarioabhängig angepasst, ähnlich wie bei einem CFAR-Verfahren, um die Erkennung an unterschiedliche Umgebungsbedingungen und Störpegel anzupassen. Die verbleibenden Punkte mit Koordinaten (m_j, p_j) markieren Zielreflexionen im Entfernungs-Geschwindigkeits-Raum. Die zugehörige Winkelinformation ergibt sich aus dem Segmentindex

$$\theta_i = \theta_0 + (i - 1) \cdot \Delta\theta, \quad (5.48)$$

wobei $\Delta\theta$ die Quantisierung pro Segment ist (z.B. 4°). Die erkannten Peaks aller Segmente werden anhand ihrer ähnlichen Entfernung und Geschwindigkeit zu Clustern

zusammengefasst. Dabei handelt es sich um Reflexionen desselben Objekts, die sich in mehreren Segmenten widerspiegeln. Für jeden dieser Cluster wird nun die gemessene

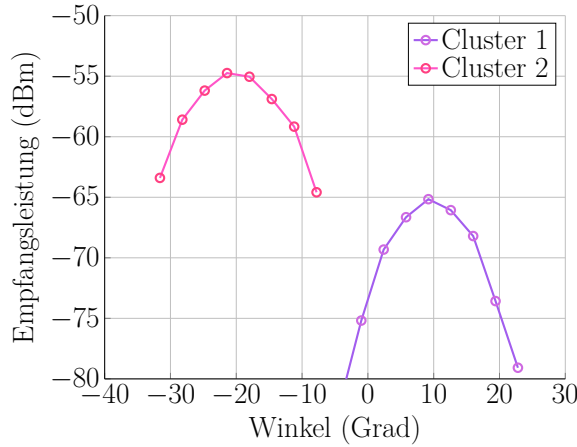


Abbildung 5.55: Clusterbildung über mehrere Segmente von zwei Zielen.

Peakleistung über alle zugehörigen Winkel θ_i aufgezeichnet. Die resultierende Winkel-Leistungskurve

$$P(\theta) = \max_{j \in \text{Cluster}} |Y_i(p_j, m_j)| \quad (5.49)$$

weist typischerweise ein deutliches Maximum auf, was in Abbildung 5.55 beispielhaft zu sehen ist. Die zugehörige Winkelposition markiert die geschätzte Einfallsrichtung des Ziels

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} P(\theta). \quad (5.50)$$

Durch diesen segmentbasierten Ansatz ist es möglich, eine einfache SISO-Radarstruktur mit einer frequenzabhängigen Leckwellenantenne zur Winkelmessung zu nutzen.

5.6 Gesamtsystem

Basierend auf den in Abschnitt 4.6 definierten Anforderungen wird ein Gesamtsystem realisiert, das sämtliche Teilkomponenten integriert. Dabei liegt ein besonderer Fokus auf der Minimierung elektromagnetischer Verluste. Ziel der Integration ist ein mechanisch stabiles Gesamtsystem und gleichzeitig verlustarme Systemfunktion sicherzustellen. Ziel ist die Realisierung eines hochauflösenden FMCW-Radarsystems bei 60 GHz, welches sowohl eine präzise Winkel- als auch Reichweitendetektion innerhalb eines kompakten Gehäuses ermöglicht. Von den zwei entworfenen Leckwellenantennen wird in dieser Arbeit ausschließlich die zweite Antenne im Gesamtsystem evaluiert, da sie in Bauform und Spezifikation optimal auf das verwendete Radarmodul BGT60TR13C abgestimmt ist. Die erste Antenne weist zwar eine größere

Bandbreite auf, ist jedoch durch die eingeschränkte Bandbreite des Radarchips nicht ideal mit dem Radarsystem kompatibel bzw. nur mit einem daraus resultierenden Strahlschwenk von maximal $\pm 11^\circ$ im Frequenzbereich von 58 GHz bis 63,5 GHz und würde für die gesamte Bandbreitennutzung ein separates System, das außerhalb der ISM-Spezifikationen arbeiten würde, erfordern. Für die Empfangsantenne wird ein Hornstrahler genutzt, der eine breite Hauptkeule besitzt. Obwohl der Gewinn des Hornstrahlers an den Rändern des Schwenkbereichs der Sendeantenne leicht abnimmt, ist seine Hauptkeule dennoch breit genug, um das gesamte Signal zuverlässig zu erfassen und damit die Funktionsfähigkeit des Gesamtsystems zu verifizieren [109]. Als Alternative hätte sich die Verwendung derselben Leckwellenantenne für Sende- und Empfangspfad angeboten. Dies hätte jedoch den Einsatz eines bidirektionalen Switches erforderlich gemacht. Zudem wären durch eine zweite Leckwellenantenne zusätzliche Fertigungstoleranzen entstanden, die den Mehrwert für die Evaluation des Gesamtsystems nicht erhöht hätten. Die finale Antennenengeometrie der Sendeantenne ermöglicht durch die Nutzung beider Ports eine Gesamtstrahlschwenkung von 76° . Dabei wird die Gesamtbandbreite von 5,5 GHz in einzelne Frequenzsegmente unterteilt, wodurch sich eine virtuelle Bandbreite von 11 GHz ergibt. Die HPBW der Serpentinantenne liegt bei 7° bis 8° , was dementsprechend einer Winkelauflösung von 7° bis 8° entspricht, womit die spezifizierte Zielauflösung zuverlässig erreicht wird. Die Quantisierung der Winkel, liegt dabei bei $3,4^\circ$. Die Reichweitenauflösung ergibt sich aus Gl. 4.1 zu 30 cm, wenn die Signalverarbeitung in Schritten von 500 MHz erfolgt. Wird auf die Überabtastung verzichtet ($\Delta\theta \approx \text{HPBW}$), kann die Entfernungsauflösung nominell auf etwa 15 cm verbessert werden. In diesem Fall läge jedoch eine geringere Abtastdichte vor, wodurch das resultierende Amplitudenprofil weniger geglättet erscheint und die Interpolation zwischen den Stützstellen entfällt. Das System ist auf eine maximale Detektionsreichweite von 5 m ausgelegt. Für die vollständige Abdeckung des definierten Messbereichs soll die gesamte horizontale Strahlschwenkung von 76° genutzt werden. Um die gesamten Teilsysteme mechanisch und elektromagnetisch zu vereinen, wird ein spezifischer Radaraufbau entwickelt. Dieser dient als Grundlage für die Umsetzung und Evaluation des Gesamtsystems in einer Antennenmesskammer. Abbildung 5.56 zeigt diesen Radaraufbau ohne Antennen und Halterungen.

Die Baugruppe besteht aus einem Basis-Träger ①, der Radar-Trägerplatine ④, einer speziellen Halterung ⑦ für die auf die Trägerplatine aufsteckbare Tochterplatine des BGT60TR13C-Radarsensors, dem Radarsensorsystem BGT60TR13C ⑥ selbst, einer Kupferfläche ⑧, Abstandshaltern aus Kunststoffolie ⑨, dem Hohlleiterübergang ⑩ sowie einer Flanschhalterung ⑪. Die Flanschhalterung ist mechanisch über eine seitliche Stütze ② mit dem Basis-Träger ① verbunden. Mehrere Abstandshalter sind strategisch zwischen den Komponenten positioniert, um die strukturelle Integrität aufrechtzuerhalten und eine präzise Ausrichtung sicherzustellen. Die Komponenten des Systems sind in einer bestimmten Konfiguration zur Vermessung des Gesamtaufbaus in der Antennenmesskammer angeordnet. Tabelle 5.11 gibt einen Überblick

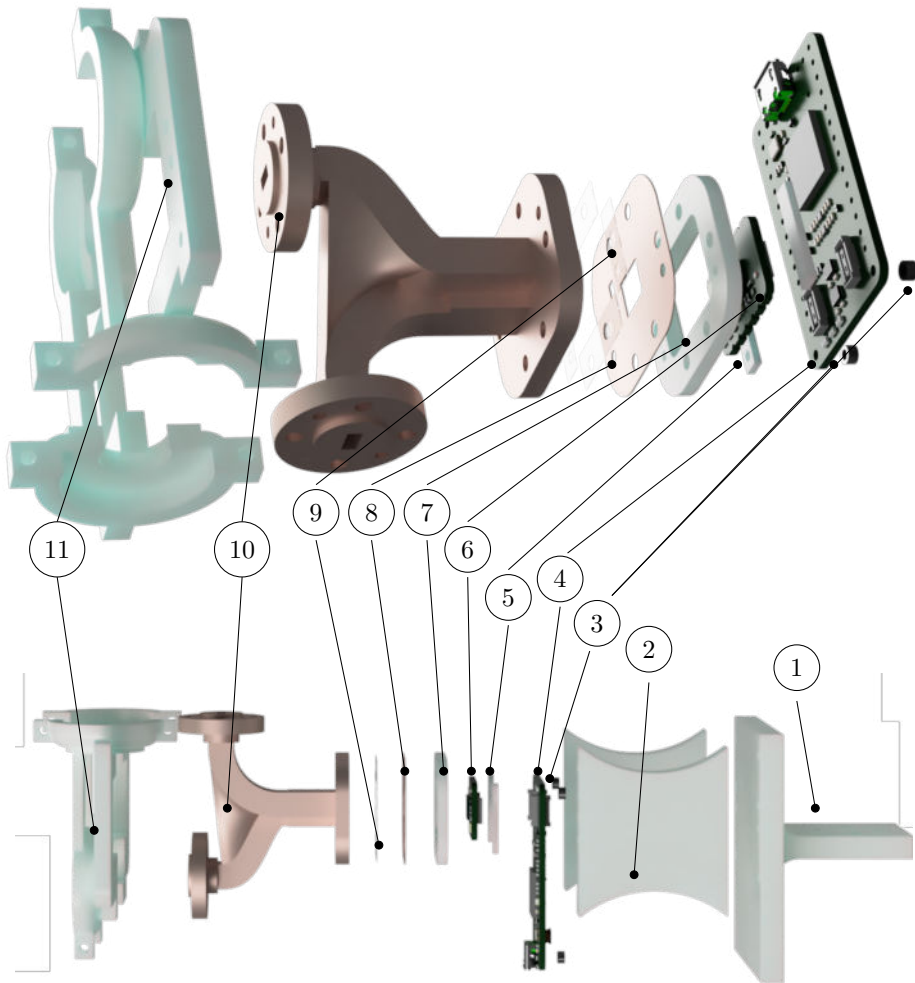


Abbildung 5.56: Radaraufbau, zerlegt in seine Komponenten: oben – diagonale Perspektive; unten – Seitenansicht.

über die spezifischen Baugruppen und deren Funktion. Der Basis-Träger ① dient als strukturelle Grundlage der Baugruppe und stellt die mechanische Unterstützung sowie die Ausrichtungsreferenz für das Radarsystem bereit. Mit Hilfe des Basis-Trägers ① ist das Radargesamtsystem mit dem Drehtisch in der Absorberkammer verbunden. Die Radar-Trägerplatine ④ fungiert als zentrale Evaluationsplattform für den Radarsensor BGT60TR13C ⑥. Um den Basis-Träger ① mit der Radar-Trägerplatine ④ zu verbinden, werden Abstandshalter ③ eingesetzt, die einen präzisen Abstand gewährleisten

Marker	Komponente	Funktion
①	Basis-Träger	Verbindung des Sendesystems mit dem Drehtisch in der Absorberkammer
②	Seitliche Stütze	Erhöht die Stabilität und verbindet die Halterung für das Hohlleitersystem mit dem Basis-Träger
③	Abstandshalter	Hält den festen Abstand zwischen Basis-Träger und Radar-Trägerplatine aufrecht
④	Radar-Trägerplatine	Evaluationsplattform für den Radarsensor BGT60TR13C
⑤	Abstandshalter für Radarsensor	Erhöht die Stabilität, gewährleistet korrekte Ausrichtung und verringert die Belastung auf die Steckverbinder
⑥	BGT60TR13C	Radarsensor
⑦	Halterung für Radarsensor	Ermöglicht Montage sowie feste Ausrichtung und Orientierung auf dem Hohlleitersystem
⑧	Kupferfläche	Elektrische Abschirmung und Reduktion von Leckfeldern
⑨	Abstandshalter aus Kunststoffolie	Sicherstellung des Abstands zwischen Radar und Hohlleitersystem
⑩	Hohlleiterübergang	Ermöglicht die Führung elektromagnetischer Wellen zu den Flanschen
⑪	Halterung für Hohlleitersystem	Erhöht die Stabilität und verbindet die Flansche mit dem Basis-Träger

Tabelle 5.11: Transceiver-Komponenten und ihre Funktion.

und eine gleichmäßige Ausrichtung sicherstellen. Diese kompensieren gleichzeitig Fertigungstoleranzen der Radar-Trägerplatte. Der Radarsensor BGT60TR13C ⑥ ist in einer wannenartigen Halterung ⑦ eingebettet und anschließend mit der Radar-Trägerplatine ④ verbunden. Um unterhalb des Sensors ausreichend Platz für die Halterung zu schaffen, müssen die herstellenseitig verwendeten Steckverbinder auf der Radar-Trägerplatine durch höhere Versionen ersetzt werden. Dies führt zu einer Erhöhung der Gesamthöhe, lässt jedoch ausreichend Raum zur Aufnahme der Halterung. Um Stabilitätsprobleme infolge der erhöhten Steckverbinder zu vermeiden und die korrekte Ausrichtung des Radarsensors zu gewährleisten, werden Abstandshalter ⑤ beidseitig neben den Steckverbindern angebracht. Wie in Abschnitt 5.4 beschrieben, wird eine Kupferfläche ⑧ eingesetzt, um elektromagnetische Leckströme zu minimieren. Ein elektrisch abschirmendes Klebeband wird auf der Unterseite des Objekts, also der dem Radarsensor zugewandten Seite, appliziert. Um die Kupferfläche auf die Höhe des Antennengehäuses auszurichten, wird das Band mehrfach übereinander aufgetragen. Die Kupferfläche wird gezielt ausgeschnitten, um Platz für das Antennengehäuse und den Quarzblock zu schaffen, wobei Letzterer über die Höhe des Antennengehäuses hinausragt. Außerdem werden dadurch die anderen Komponenten auf der Platine elektromagnetisch abgeschirmt. Weitere Aussparungen ermöglichen

das Anbringen von Schrauben. Eine Kunststoffolie ⑨ wird verwendet, um einen präzisen Abstand zwischen Antennengehäuse und Hohlleitersystem aufrechtzuerhalten und damit die Funktion der Rillen in der Übergangsstruktur zu ermöglichen. Da die Folie ein elektrischer Isolator ist, stört sie weder die Ausbreitung noch die Verteilung des elektromagnetischen Feldes innerhalb des Systems [110]. Die Kunststoffolie wird so angebracht, dass sie das Antennengehäuse nicht überdeckt, sondern ausschließlich als Abstandshalter im Bereich der Schraubenlöcher fungiert. Wie in Abschnitt 5.4 aufgeführt, ermöglicht der entworfene Hohlleiterübergang ⑩ den Transfer elektromagnetischer Energie von den Patchantennen des Radars in den Hohlleiter, welcher das elektromagnetische Feld zu den Flanschen führt. Die Flansche sind in eine Halterung ⑪ integriert, die nicht nur zur Erhöhung der mechanischen Stabilität beiträgt und die Last der Antennen auf die Flansche reduziert, sondern auch die Minimierung elektromagnetischer Leckstrahlung an den Flanschverbindungen sicherstellt. Aufgrund der Zugkräfte der Antennen kann es sonst zu minimalen Luftspalten kommen, die elektromagnetische Leckströme verursachen würden. Die Halterungen sind über seitliche Verstreben fest mit dem Basis-Träger ① verbunden und gewährleisten so sowohl mechanische Festigkeit als auch eine dichte elektromechanische Verbindung. Die Antennen werden an den Flanschen montiert.

Da der SPDT-Hohlleiterschalter ein vergleichsweise hohes Gewicht aufweist, sollte dieses dem Hohlleiterübergang nicht direkt beaufschlagt werden. Um Beschädigungen vorzubeugen, wurde eine zusätzliche Halterung entworfen, die den Schalter trägt und ihn gleichzeitig präzise in der korrekten Position fixiert. Dabei ist die Halterung so ausgelegt, dass der Ausgangsflansch des Hohlleiterübergangs exakt mit der Position des Eingangsflansch des Wellenleiterschalters übereinstimmt, wodurch eine verlustarme Kopplung der elektromagnetischen Energie zwischen den Komponenten sichergestellt wird. Für die Charakterisierung des Gesamtsystems werden zusätzlich drei Reflektoren verwendet, um kontrollierte und reproduzierbare Rückstreusignale breitzustellen und die Winkelauflösung zu verifizieren. Hierfür werden Tripelspiegel eingesetzt, die in definierten Winkeln im Strahlungsbereich der Antennen positioniert sind. Die Reflektoren bestehen aus drei rechtwinklig zueinander angeordneten, leitenden Flächen und reflektieren das Signal nahezu unabhängig vom Einfallswinkel zurück zum Sensor. Sie sind auf einer stabilen Halterung fixiert. Die Radarquerschnitte der eingesetzten Reflektoren betragen nach

$$\sigma = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \quad (5.51)$$

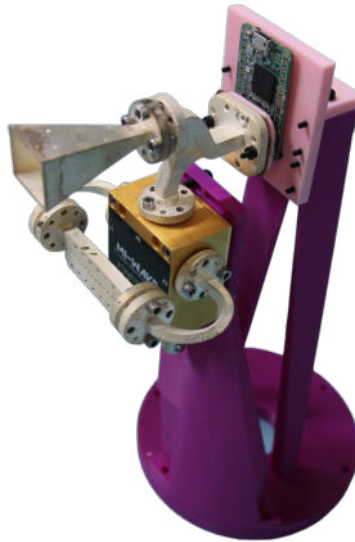
ungefähr $1,5 \text{ m}^2$, 4 m^2 und $21,1 \text{ m}^2$ [111]. Da die auf 60 GHz spezifizierte Antennenmesskammer nicht ausreichend Platz für den vollständigen Versuchsaufbau inklusive der drei Tripelspiegel in unterschiedlichen Winkeln bietet, wird das Halterungssystem modular ausgelegt. Es ermöglicht die Platzierung der gesamten Antennenstruktur, einschließlich Einpol-Zweifach-Umschalter (Single Pole Double Throw, SPDT)-Schalter und zugehöriger Halterungen, gemeinsam mit den Tripelspiegel auf einer gemeinsa-

men ebenen Unterlage, beispielsweise einem Labortisch oder dem Boden. Dadurch befinden sich die Reflektoren im Hauptstrahlbereich der Antenne und sind so ausgerichtet, dass ihr geometrisches Zentrum je nach Winkel möglichst nahe am effektiven Abstrahlort der Antenne liegt. Abbildung 5.57 zeigt den vollständigen mechanischen Aufbau des Gesamtsystems mit befestigter Serpentinenantenne am Wellenleiterschalter, zusätzlich ergänzt um die Hornantenne und alle benötigten Halteelemente. Der finale Messaufbau mit allen drei Tripelspiegel ist in Abbildung 5.58 dargestellt. Die mechanische Integration aller Radarkomponenten erfolgt innerhalb eines kompakten Volumens von $20\text{ cm} \times 10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$, sodass das System problemlos in mobile Plattformen wie Fahrzeuge, Drohnen oder tragbare Geräte integrierbar ist.



(a) Gesamtansicht des Radarsystems mit allen Komponenten.

(b) Explosionsansicht zur Veranschaulichung der Einzelteile.



(c) Gesamtansicht des realen Radarsystems mit allen Komponenten.

Abbildung 5.57: Gesamtsystem des Radars inklusive Radarchip, Hohlleiterübergang, Hornantenne, Leckwellenantenne, Halterungen und SPDT-Switch.

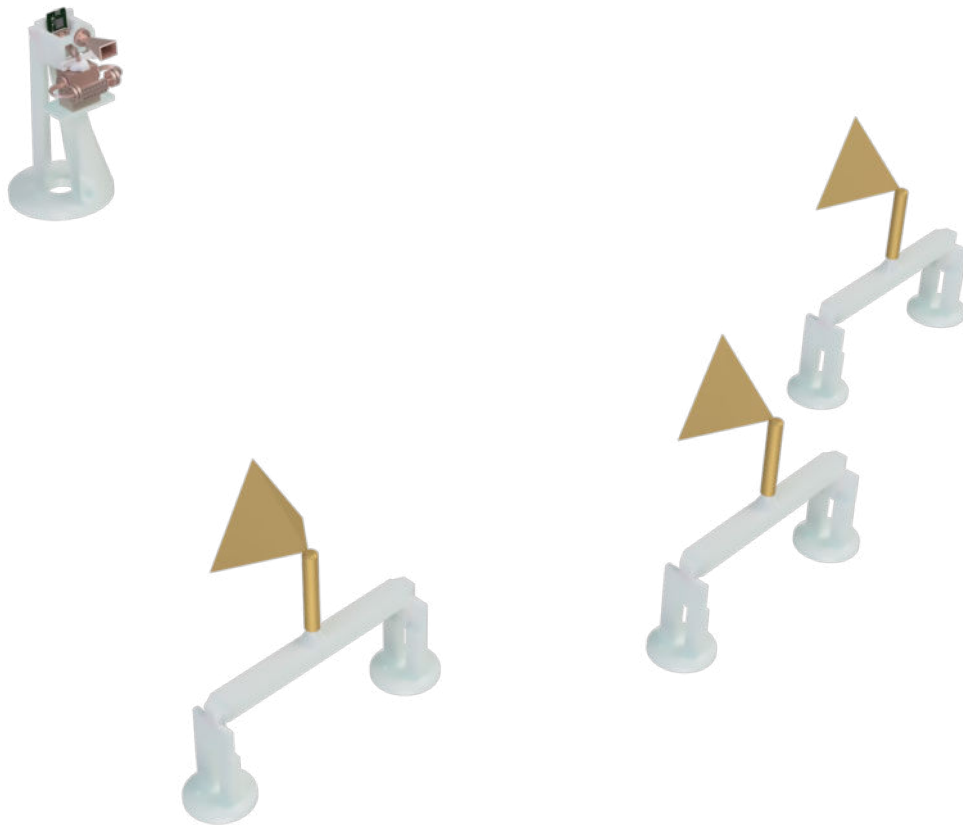


Abbildung 5.58: Gesamtsystem des Radars mit Radarchip, Hohlleiterübergang, Horn- und Leckwellenantenne, Halterungen, SPDT-Switch sowie drei Reflektoren für die Messung des Gesamtsystems.

6.1 Messszenarien

Zur Validierung der entwickelten Komponenten und des Gesamtsystems werden Messungen in mehreren Szenarien durchgeführt, die sowohl einzeln auf Komponentenebene als auch im Zusammenspiel des Gesamtsystems erfolgen.

Referenzmessungen Zuerst werden zwei Referenzmessungen für die Antennencharakterisierung durchgeführt. Einerseits erfolgt eine Messung mit einer Referenzhornantenne, um ein Vergleichsniveau für die Effizienz und Genauigkeit der entworfenen Antennen zu erhalten. Andererseits wird das kommerzielle Radarsystem unter Nutzung der integrierten AiP ohne externe Antennen ebenfalls vermessen, um das Gesamtsystem bzw. den Antennenübergang zu charakterisieren.

Charakterisierung der Hornantenne Des weiteren wird das Abstrahlverhalten der gedruckten und metallisierten Hornantenne charakterisiert.

Charakterisierung der Leckwellenantennen Danach werden die beiden entworfenen Leckwellenantennen unabhängig voneinander hinsichtlich ihrer Fernfeld Eigenschaften und Rückflussdämpfung vermessen. Die Messung des Fernfeldes erfolgt in einer Antennenmesskammer, wobei das Abstrahlverhalten über den vollständigen Winkelscanbereich erfasst wird.

Untersuchung der Winkelauflösung Ein weiterer wichtiger Bestandteil ist die Untersuchung der Winkelauflösung der Leckwellenantenne. Hierbei wird gezielt eine Winkelmessung mit einer der entworfenen Antennen durchgeführt, um die Fähigkeit zur Richtungsbestimmung zu validieren.

Charakterisierung der Rillen-Struktur Zudem wird der Übergang zwischen Patchantennen und Hohlleiter mit der Rillen-Struktur vermessen sowie eine zusätzliche Vergleichsmessung zu einem lediglich getaperten Hohlleiter, um den Einfluss der Rillen-Struktur zu bestimmen.

Systemintegration und Zieltrennung Im abschließenden Messszenario wird das vollständige Radarsystem in Betrieb genommen, bestehend aus der Leckwellenantenne sowie einer Hornantenne, dem SPDT-Wellenleitchalter sowie der Signalverarbeitungskette inklusive Zieltrennung und Winkelschätzung. Ziel dieser Messung ist es, drei reflektierende Ziele, die sich in einem definierten Abstand von 1 m bzw. 1,5 m und unterschiedlichen Winkeln befinden, zu detektieren und räumlich zu trennen. Diese umfassenden Messszenarien dienen der Bewertung der Einzelkomponenten und der Systemintegration unter realitätsnahen Bedingungen und ermöglichen eine gezielte Analyse der Leistungsfähigkeit und Systemgrenzen des entwickelten Radarsystems.

6.2 Messaufbau und Verlustbestimmung der Antennen

Um den Gewinn der konstruierten Antennen zu bestimmen, wird eine Messung mit einem Netzwerkanalysator (PNA-X, Firma Keysight) und einer Referenzempfangsantenne aufgebaut. Abbildung 6.1 veranschaulicht den Messaufbau. Am PNA-X werden eine Ausgangsleistung von $P_{Tx} = 0 \text{ dBm}$, eine Messbandbreite von 1 kHz sowie 2002 Messpunkte eingestellt. Am ersten Port des PNA-X wird das zu vermessende Prüfobjekt (hier die Antenne, Device Under Test, DUT) angeschlossen, am zweiten Port die Referenzempfangsantenne. Die Referenzantenne ist eine *standard gain* Hornantenne für das V-Band mit einem Antennengewinn von $G_{0Tx} = G_{Referenz} = 24 \text{ dBi}$. Beide Antennen befinden sich in einem Abstand von $R = 1 \text{ m}$ zueinander in einer Antennenmesskammer mit Absorberelementen an den Wänden, um Reflexionen zu vermeiden. Vor allen Messungen erfolgt die Kalibrierung der 1,85-mm-Kabel jeweils an den Kabelenden der Ports des PNA-X mit dem elektronischen Kalibrier-Set N4694-60001, Firma Agilent. Gemessen werden daraufhin der Vorwärtstransmissionsfaktor S_{21} zwischen Port 1 und Port 2 sowie der Eingangsreflexionsfaktor S_{11} des DUT. S_{21} entspricht dabei der am zweiten Port empfangenen Leistung P_{Rx} und dient zur Bestimmung des Antennengewinns, während S_{11} Rückschlüsse auf die Anpassung der Antenne erlaubt. In Abbildung 6.2 und 6.3 sind Fotos des Messaufbaus und der Messung zusammengestellt. Die zu vermessende Antenne ist an einem drehbaren Gestell angebracht, welches durch einen Motor kontrolliert angesteuert wird. Die Drehung erfolgt im Horizontalwinkel (Azimut). In einem Messdurchgang wird der Winkel in $0,5^\circ$ -Schritten geändert und für jede Winkelstellung swept der PNA-X durch einen eingestellten Frequenzbereich. Für die Hornantennen sowie für die Slow-Wave-Leckwellenantenne wird die Frequenz von 55 GHz bis 65 GHz variiert. Die Serpentinantenne wird wie in der Simulation nur im Bereich von 58 GHz bis 63,5 GHz gemessen. Folglich ergibt sich für jeden Winkel eine Reihe an Messwerten, die den Frequenzen im ausgewählten Frequenzbereich entsprechen. Das Speichern und Extrahieren der Daten des PNA-X sowie das Ansteuern des Drehgestells wird mit einem Matlab-Skript realisiert. Mit der Übertragungsgleichung 2.26 kann dann der gesuchte Antennengewinn des DUT $G_{0Tx} = G_{DUT}$ ermittelt werden. Konkret ergibt

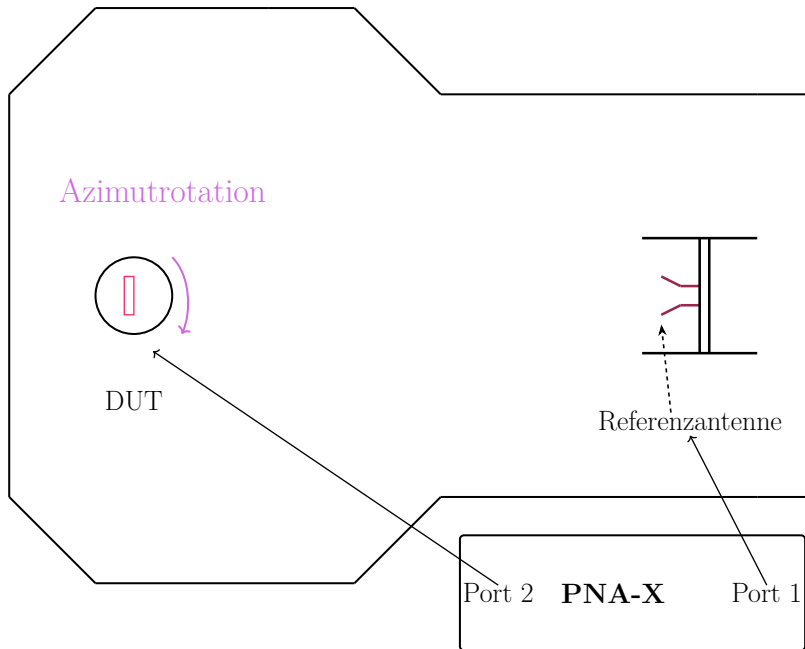


Abbildung 6.1: Skizze des Messaufbaus.

sich unter Berücksichtigung der Freiraumdämpfung in Gleichung 2.27

$$D_f = 10 \log_{10} \left(\frac{5 \text{ mm}}{4\pi 1 \text{ m}} \right)^2 \approx -68 \text{ dB} \quad (6.1)$$

ein Gewinn von

$$\begin{aligned} G_{\text{DUT}} &= \frac{P_{\text{Rx}}}{P_{\text{Tx}} \cdot D_f \cdot G_{\text{Referenz}}} \\ &= \frac{P_{\text{Rx}}}{10^{-3} \text{ W} \cdot 10^{-6,8} \cdot 10^{2,4}} \\ &= \frac{P_{\text{Rx}}}{10^{-7,4} \text{ W}}. \end{aligned} \quad (6.2)$$

Um eine Aussage über die Verluste im Messaufbau zu treffen, wird vor der Vermessung des ersten DUT eine Referenzmessung durchgeführt. Dazu wird auf dem Drehgestell eine zur Empfangsantenne identische Referenzantenne mit $G_0 = 24 \text{ dBi}$ angebracht (siehe Abbildung 6.3a). Die Messung erfolgt nach obigem Prinzip und das Ergebnis ist in Abbildung 6.3b dargestellt. Die Winkel-Achse ist so angepasst, dass die Antennen bei einem Azimutwinkel von $\theta = 0^\circ$ direkt aufeinander ausgerichtet sind und der Gewinn maximal wird. Die Messung liefert einen maximalen Gewinn von 22 dBi. Mit dem Wissen um den tatsächlichen Gewinn der Referenzantenne lässt sich auf Verluste

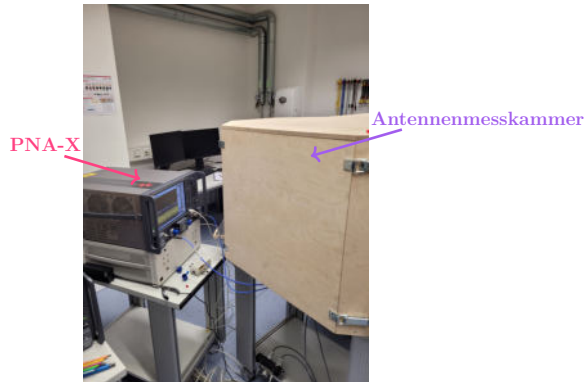
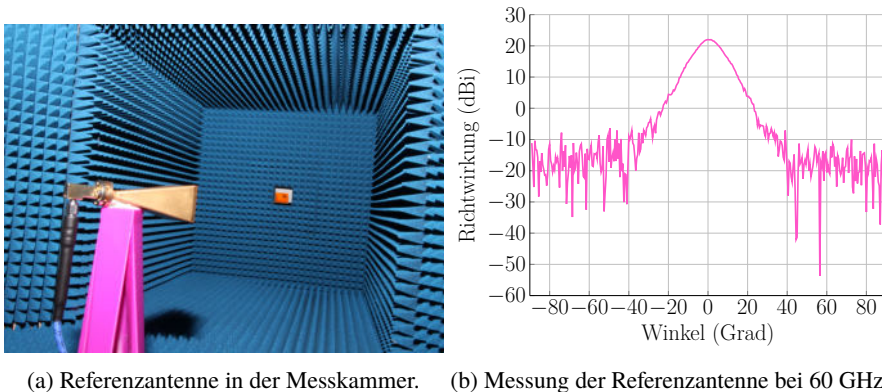


Abbildung 6.2: Netzwerkanalysator PNA-X neben der hölzernen Antennenmesskammer.



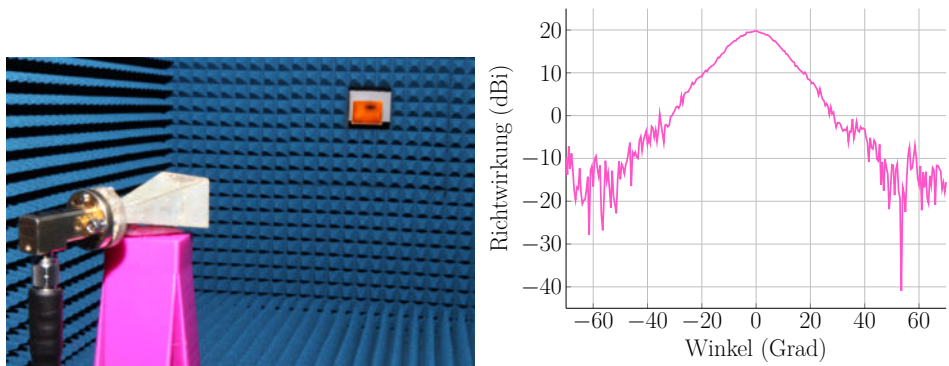
(a) Referenzantenne in der Messkammer. (b) Messung der Referenzantenne bei 60 GHz.

Abbildung 6.3: Foto des Messaufbaus und Messung der Referenzantenne.

im Messaufbau in Höhe von 2 dB schließen. Da keine Möglichkeit besteht, direkt hinter den Wellenleiterübergängen zu kalibrieren, kann die Kalibrierung nur bis zum Ende der Kabel erfolgen. Die verbleibende Diskrepanz wird daher den Übergängen von Koaxial- zu Rechteckhohlleitern zugeschrieben. Eine nicht ideale Ausrichtung von Sende- und Empfangsantenne, insbesondere in der Elevation, könnte ebenfalls einen kleinen Beitrag zu den Verlusten geleistet haben. Die ermittelten Verluste im Messaufbau werden in der Auswertung der Ergebnisse berücksichtigt.

6.2.1 Hornantenne

Abbildung 6.4 zeigt den Messaufbau mit der gefertigten Hornantenne, die vollständig 3-D-gedruckt und anschließend metallisiert wurde sowie die Ergebnisse der Gewinnmessung dieser Antenne. Die Messungen werden nach dem in Kapitel 6.2 vorgestellten Prinzip durchgeführt. Da nur der Azimutwinkel mit dem Drehgestell variiert wird, entspricht der gemessene Antennengewinn nur der H-Ebene ($\phi = 0$). Die ermittelten



(a) 3-D gedruckte und metallisierte Hornantenne in der Messkammer. (b) Messung der 20 dBi-Gewinn-Hornantennen bei 60 GHz.

Abbildung 6.4: Messaufbau und Messwerte der Hornantenne.

Verluste im Messaufbau in Höhe von 2 dBi sind in den Abbildungen bereits berücksichtigt. Die Winkel-Achse ist analog zur Referenzmessung angepasst, die Antennen sind also bei $\theta = 0^\circ$ direkt aufeinander ausgerichtet. Abbildung 6.4 zeigt, dass die Antenne einen maximalen Gewinn von $G_0 = 19,7$ dBi erreicht.

6.2.2 Slow-Wave-Antenne

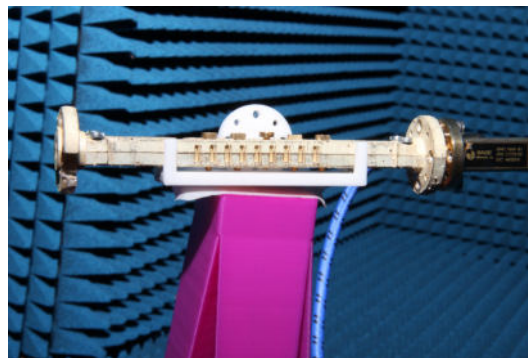


Abbildung 6.5: 3-D gedruckte und metallisierte Slow-Wave-Antenne in der Messkammer. Für die Messungen zeigt sich kein nennenswerter Unterschied, ob Port 2 mit 50Ω abgeschlossen wird oder nicht.

Die slow-wave-basierte Leckwellenantenne wird gemäß dem in Kapitel 6.2 beschriebenen Messprinzip vermessen. Abbildung 6.5 zeigt die Slow-Wave-Antenne in der Antennenmesskammer. Der Fokus der Messung liegt insbesondere auf dem erreichbaren Strahlschwenk sowie dem maximalen Antennengewinn im betrachteten Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz. Zur Erfassung des frequenzabhängigen

Strahlwinkels wird die Antenne mechanisch um die vertikale Achse gedreht, während für jeden festen Winkelpunkt die Frequenz kontinuierlich durchgesweept wird. So kann der effektive Strahlschwenk über das gesamte Band bestimmt werden. Abbildung 6.6a und Abbildung 6.6b zeigen die Messergebnisse des Fernfelds und der S-Parameter der Antenne. Bei Verwendung von Port 1 liegt die Hauptstrahlrichtung der Antenne bei

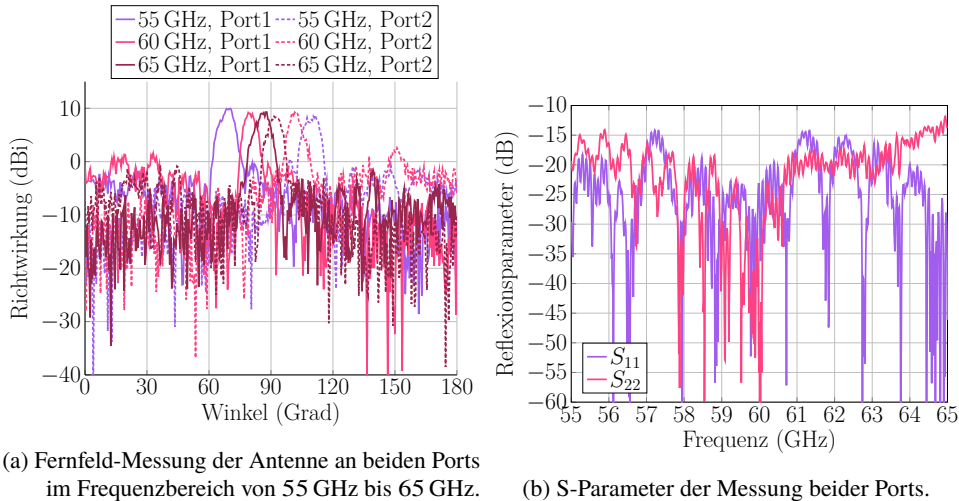


Abbildung 6.6: Messung der Slow-Wave-Leckwellenantenne.

einer Frequenz von 55 GHz bei einem Abstrahlwinkel von $\theta = 69^\circ$. Für dieselbe Frequenz ergibt sich bei Anregung über Port 2 eine Hauptstrahlung in Richtung $\theta = 111^\circ$. Der kombinierte Strahlschwenk über beide Ports hinweg beträgt somit $\Delta\theta = 42^\circ$. Die Antenne zeigt über das betrachtete Frequenzband ein lineares Strahlungsverhalten, wobei die Hauptkeule kontinuierlich von $\theta = 69,5^\circ$ auf $\theta = 88,5^\circ$ wandert (Port 1) bzw. von $\theta = 111,5^\circ$ auf $\theta = 91,5^\circ$ (Port 2). Abbildung 6.7 veranschaulicht dies. Die HPBW ist über die Winkel und Frequenzen als gleitendes Fenster dargestellt. Die Punkte zeigen die Winkel der Hauptstrahlenmaxima bei den jeweiligen Frequenzen an. Die Gerade visualisiert die lineare Abhängigkeit zwischen Frequenz und Strahlwinkel. Außerdem ist eine klare Überlappung der HPBW bei Broadside zu sehen. Der gemessene Antennengewinn beträgt etwa 9,5 dBi. Die HPBW liegt zwischen $6,5^\circ$ und 8° . Die Reflexion am jeweiligen Antenneneingang wird über die Parameter S_{11} bzw. S_{22} erfasst, die im gesamten gemessenen Frequenzbereich unter -10 dB liegen. Die Verluste im Messaufbau in Höhe von 2 dBi sind in den Diagrammen bereits berücksichtigt.

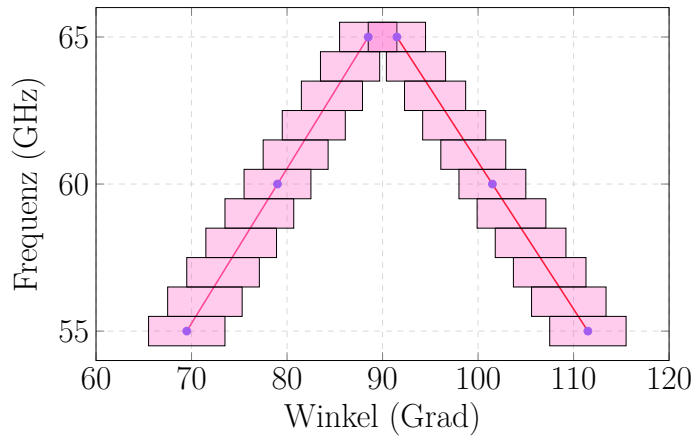


Abbildung 6.7: Frequenz-Winkel-Zusammenhang der gemessenen Slow-Wave-Antenne.

6.2.3 Serpentinenantenne

Auch diese Antenne wird entsprechend des in Kapitel 6.2 beschriebenen Messverfahrens charakterisiert. Abbildung 6.8 zeigt den Messaufbau der Messung dieser Antenne.

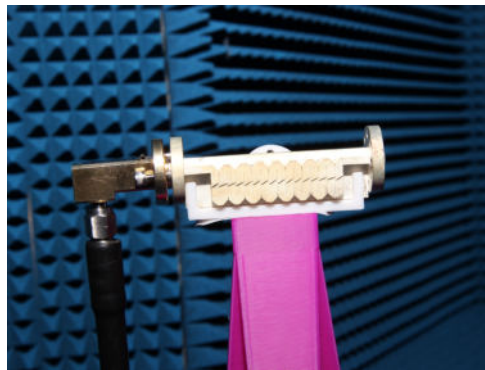
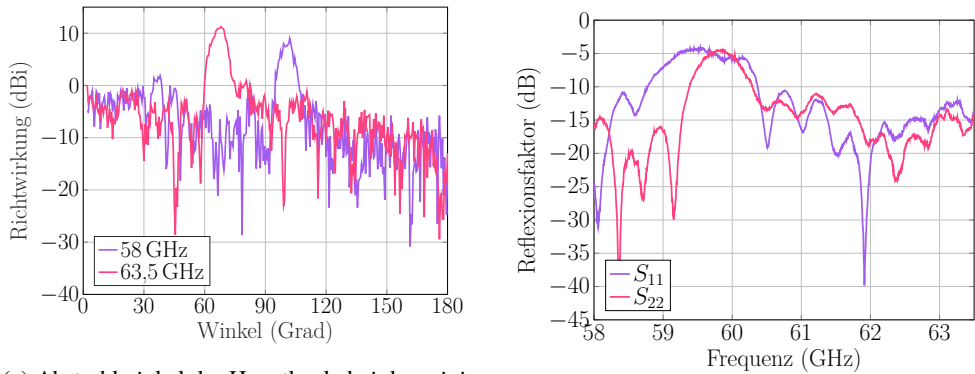


Abbildung 6.8: 3-D gedruckte und metallisierte Serpentinenantenne in der Messkammer.

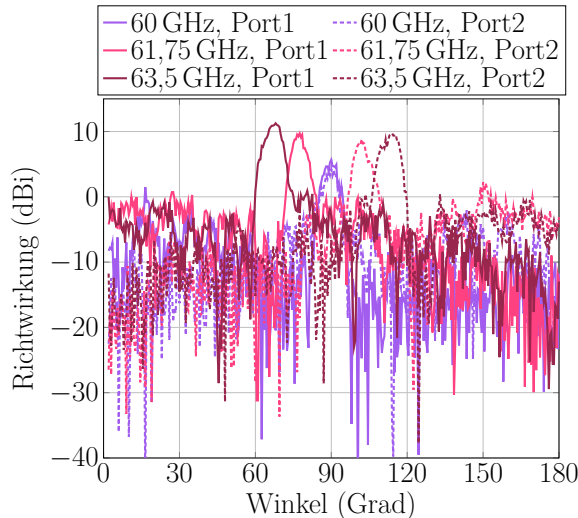
Dabei erfolgt eine Unterscheidung zwischen zwei unterschiedlichen Herangehensweisen bei der Metallisierung, wie in Kapitel 5.2.3 erläutert. Zunächst zeigt Abbildung 6.9 die Messergebnisse einer Antenne, die ohne den Einsatz einer Peristaltikpumpe metallisiert wurde. Die systematische Untersuchung von drei unterschiedlich metallisierten Antennenvarianten ermöglicht es, den Einfluss der Beschichtungsqualität und -methode auf das Strahlungsverhalten präzise zu untersuchen. Dadurch wird nicht nur die Reproduzierbarkeit der additiv gefertigten Leckwellenantenne sichergestellt, sondern auch die Bedeutung einer optimierten Metallisierung für die Leistungsfähigkeit klar herausgearbeitet. Dies ist essentiell, da geringfügige Unterschiede in der

Metallbeschichtung die elektromagnetischen Eigenschaften maßgeblich beeinflussen können. Aus Abbildung 6.9a geht hervor, dass sich die Hauptkeule bei einer Frequenz



(a) Abstrahlwinkel der Hauptkeule bei der minimalen ($f = 58 \text{ GHz}$) und maximalen ($f = 63,5 \text{ GHz}$) Frequenz.

(b) Eingangsreflexionsfaktoren der beiden Antennenports.

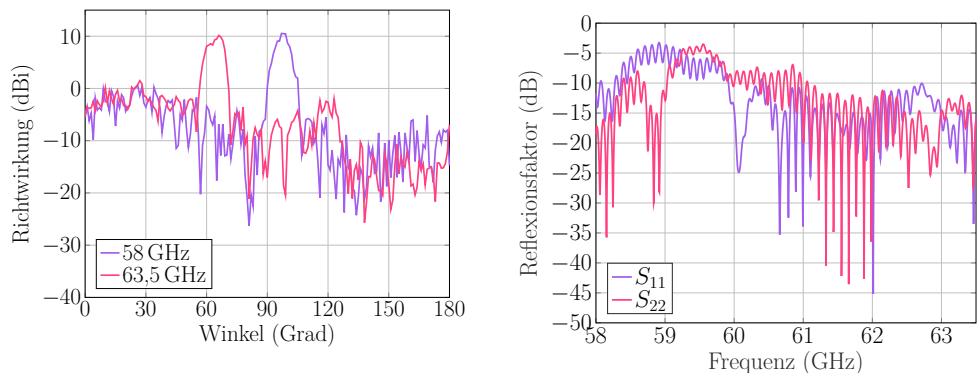


(c) Linear aufgetragene Darstellung des Fernfeldes unter Verwendung beider Ports bei verschiedenen Frequenzen.

Abbildung 6.9: Messergebnisse der ohne Peristaltikpumpe metallisierten Leckwellenantenne.

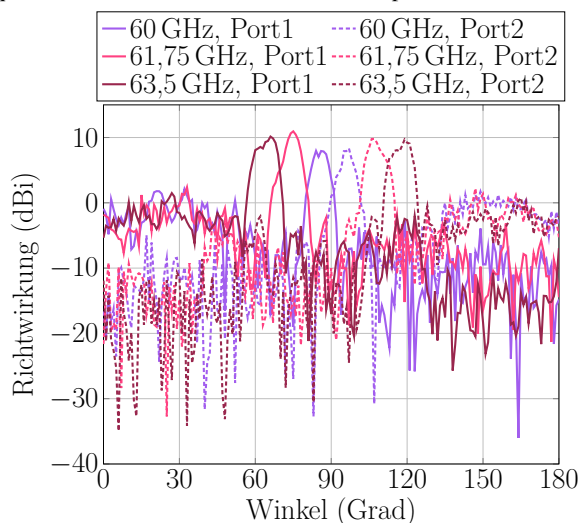
von $f = 58 \text{ GHz}$ im Winkel $\theta = 102^\circ$ befindet. Bei $f = 63,5 \text{ GHz}$ liegt die Hauptkeule hingegen bei $\theta = 68^\circ$, woraus sich eine frequenzabhängige Strahlschwenkung von 34° unter Verwendung von Port 1 ergibt. Abbildung 6.9c stellt die Strahlungsdiagramme für unterschiedliche Frequenzen unter Nutzung beider Einspeisepunkte dar. Da der Strahlschwenk bereits ab 60 GHz zusammenführt und niedrigere Frequenzen keinen Mehrwert zum Gesamtstrahlschwenk liefern, sind hier die Messergebnisse ab 60 GHz aufgetragen. Hierbei ergibt sich eine gesamte Strahlschwenkung über einen Bereich

von $\theta = 68^\circ$ bis $\theta = 115^\circ$, was einer Differenz von 47° entspricht. Die HPBW liegt im Bereich von $6,5^\circ$ bis $8,5^\circ$. Die Messung zeigt zudem, dass keine Abstrahlung



(a) Abstrahlwinkel der Hauptkeule bei der minimalen ($f = 58$ GHz) und maximalen ($f = 63,5$ GHz) Frequenz.

(b) Eingangsreflexionsfaktoren der beiden Antennenports.



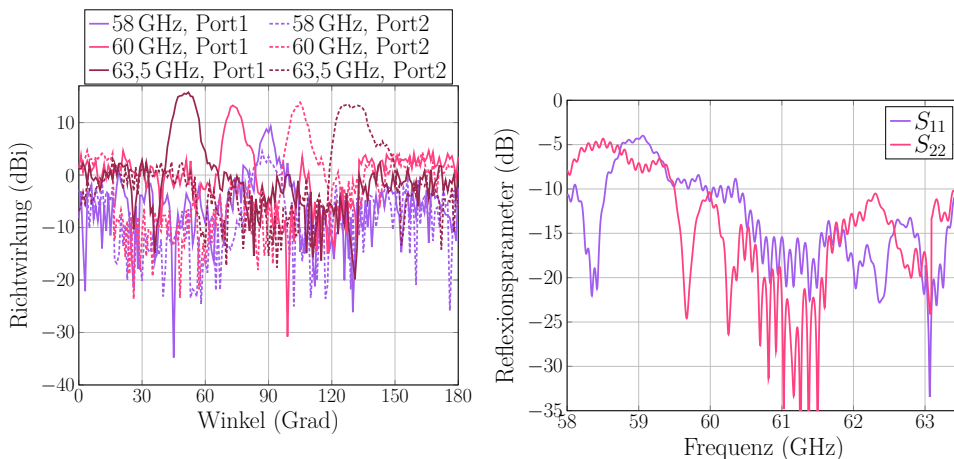
(c) Linear aufgetragene Darstellung des Fernfeldes unter Verwendung beider Ports bei verschiedenen Frequenzen.

Abbildung 6.10: Messergebnisse der mit Peristaltikpumpe metallisierten Leckwellenantenne.

exakt in Broadside-Richtung erfolgt. Dieser Effekt lässt sich zusätzlich in Abbildung 6.9b insbesondere im Frequenzbereich um $f = 60$ GHz beobachten. Die tatsächliche Abstrahlung in Broadside-Richtung wird im optimierten Design näher untersucht. Die in der Messumgebung auftretenden systembedingten Verluste in Höhe von 2 dB sind in allen dargestellten Diagrammen bereits berücksichtigt. Die Messergebnisse der Variante mit Peristaltikpumpe sind in Abbildung 6.10 dargestellt. Beim Vergleich mit der vorherigen Konfiguration ergibt sich unter Verwendung von Port 1 eine um

etwa 3° verschobene Strahlungsrichtung. Der Frequenzbereich zwischen $\theta = 65^\circ$ und $\theta = 99^\circ$ wird abgedeckt, wie aus Abbildung 6.10a hervorgeht. Die zusätzliche Einspeisung über Port 2 (vgl. Abbildung 6.10c) bewirkt eine annähernde Spiegelung der Strahlungscharakteristik an der Broadside-Richtung. Daraus ergibt sich eine gesamte Strahlschwenkung von $\theta = 65^\circ$ bis $\theta = 120^\circ$. Da der Strahlschwenk bereits ab 60 GHz zusammenführt und niedrigere Frequenzen keinen Mehrwert zum Gesamtstrahlschwenk liefern, sind hier die Messergebnisse ab 60 GHz aufgetragen. Die Einspeisung über Port 2 erweitert somit den Scanbereich um weitere 5° , sodass eine Gesamtschwenkung von 55° erreicht wird. Die zugehörigen Eingangsreflexionsfaktoren in Abbildung 6.10b zeigen, dass eine Abstrahlung in Richtung Broadside bei Frequenzen um $f = 59$ GHz theoretisch möglich wäre. Der Gewinn außerhalb der Broadside-Richtung beträgt etwa 10 dBi.

Im dritten Messfall wird eine Variante der Antenne mit vergrößerten Hohlleiterabmessungen untersucht, die ebenfalls mit einer Peristaltikpumpe versilbert wurde. Die Messergebnisse zeigen hier eine deutlich verbesserte Performance. Der erreichbare Strahlschwenkbereich beträgt nun 76° . Auch der maximale Gewinn konnte geringfügig erhöht werden und liegt im Bereich zwischen 13 dBi und 15 dBi. Wie bei den vorangegangenen Konfigurationen zeigt sich jedoch auch hier ein lokaler Gewinnabfall in der Nähe der Broadside-Richtung (siehe Abbildung 6.11). Bei 58 GHz besitzt Port 1 einen Gewinn von 9,2 dBi und Port 2 einen Gewinn von 4,5 dBi. Die Antenne zeigt



(a) Abstrahlwinkel der Hauptkeule bei der minimalen ($f = 58$ GHz), nominellen ($f = 60$ GHz) und maximalen ($f = 63,5$ GHz) Frequenz. (b) Eingangsreflexionsfaktoren der beiden Antennenports.

Abbildung 6.11: Messergebnisse der Antenne mit vergrößertem Schlitzabstand, hergestellt und metallisiert unter Verwendung einer Peristaltikpumpe.

über das betrachtete Frequenzband ein fast lineares Strahlungsverhalten, das maximal um 3° abweicht, wobei die Hauptkeule von $\theta = 91^\circ$ auf $\theta = 52^\circ$ wandert (Port 1) bzw. von $\theta = 87^\circ$ auf $\theta = 133^\circ$ (Port 2). Abbildung 6.12 veranschaulicht dies. Auch hier

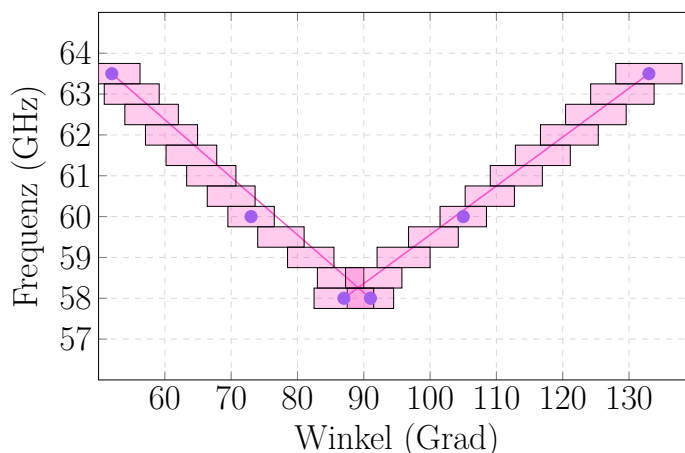
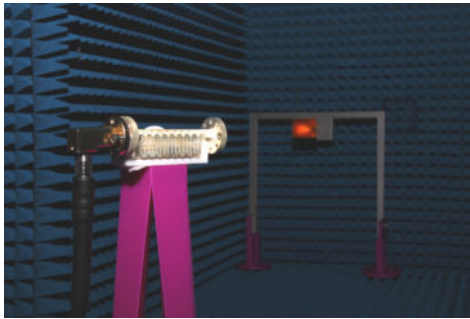


Abbildung 6.12: Frequenz-Winkel-Zusammenhang der gemessenen Serpentinaantenne.

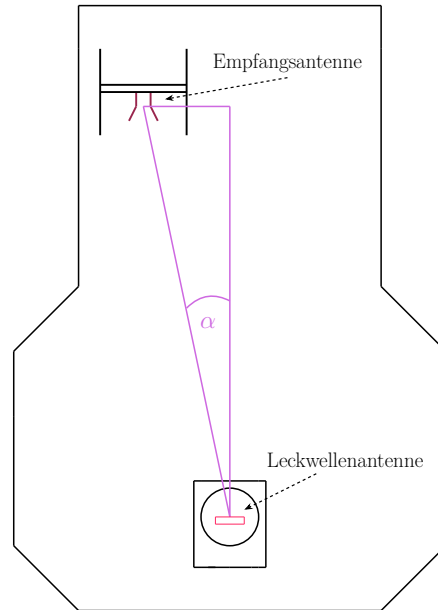
ist die HPBW als gleitendes Fenster über den Winkeln und Frequenzen dargestellt. Die **Markierungen** zeigen die Winkel der Hauptstrahlenmaxima bei den jeweiligen Frequenzen an. Die Gerade visualisiert die Abhängigkeit zwischen Frequenz und Strahlwinkel.

6.2.4 Winkelmessung mit der Serpentinaantenne

Im Rahmen der Validierung wird zusätzlich das Prinzip der Winkelbestimmung demonstriert, welches die Leckwellenantenne in Kombination mit einer Empfangsantenne nutzt. Wie bereits in der vorangegangenen Messreihe wird die Leckwellenantenne mittig in der Antennenmesskammer auf einem Drehgestell positioniert und mit Port 1 des Vektornetzwerkanalysators PNA-X verbunden. Im Unterschied zur vorherigen Konfiguration wird die Hornantenne mit einem Gewinn von 24 dBi, die wieder als Empfangsantenne fungiert, nun nicht mehr direkt in gerader Linie vor der Sendeantenne platziert, sondern um einen festen Winkel α seitlich versetzt. Diese Empfangsantenne ist, wie bisher, mit Port 2 des PNA-X verbunden. Der gewählte Winkel α beträgt 10° . Abbildung 6.13 zeigt sowohl ein Foto als auch eine schematische Darstellung des Versuchsaufbaus. Die Leckwellenantenne ist dabei für die Messung so ausgerichtet, dass die Ebene der strahlenden Schlitze senkrecht zur Richtung $\theta = 90^\circ$ steht. Für die Durchführung der Messung bleibt die Leckwellenantenne in fester Position auf dem Drehgestell, das lediglich als Halterung dient und nicht aktiv gedreht wird. Die Leistung wird über Port 1 eingespeist, während die Frequenz kontinuierlich von $f = 58$ GHz bis $f = 63,5$ GHz variiert wird. Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 6.14a dargestellt. Die maximale empfangene Signalstärke und damit der höchste Gewinn an der Empfangsantenne tritt bei einer Frequenz von



(a) Blick in die Messkammer. Die Antenne ist für das Foto nach rechts gedreht, damit sie gut sichtbar ist. Für die Messung ist sie jedoch gerade nach vorne (0°) ausgerichtet.



(b) Skizze des Versuchsaufbaus.

Abbildung 6.13: Winkelmessung mit der Leckwellenantenne.

$f = 60,75$ GHz auf. Bei einer Verschiebung der Hornantenne um etwa 10° von der zentralen Ausrichtung reduziert sich der Antennengewinn um rund 4 dBi. Dadurch liegt der gemessene Gewinn in diesem Fall etwa 5 dBi unter den vorherigen Messwerten. Die zusätzliche Abweichung von 1 dB ist auf die suboptimale Ausrichtung zwischen Sende- und Empfangsantenne zurückzuführen (siehe Abbildung 6.13). Auf Basis der bekannten frequenzabhängigen Abstrahlcharakteristik der Leckwellenantenne kann nun der resultierende Winkel bestimmt werden. Die Auswertung erfolgt mithilfe der in Abbildung 6.10c dargestellten Fernfeldverläufe bei $f = 60,75$ GHz. Dort ergibt sich ein Hauptstrahlungswinkel von $\theta = 81^\circ$. Daraus ergibt sich ein gemessener Winkel zwischen Sende- und Empfangsantenne von $\alpha_{\text{Messung}} = 90^\circ - 81^\circ = 9^\circ$. Da der reale Versatzwinkel auf $\alpha = 10^\circ$ festgelegt wurde, ergibt sich nur eine geringe Abweichung von 1° . Im Anschluss an die Charakterisierung der Antenneneigenschaften erfolgt die messtechnische Analyse des Übergangs vom Radarfrontend zur Leckwellenantenne. Diese Untersuchung ist notwendig, um die Integrationsfähigkeit der Antenne im Gesamtsystem und deren Eignung für radargestützte Anwendungen abschließend zu bewerten.

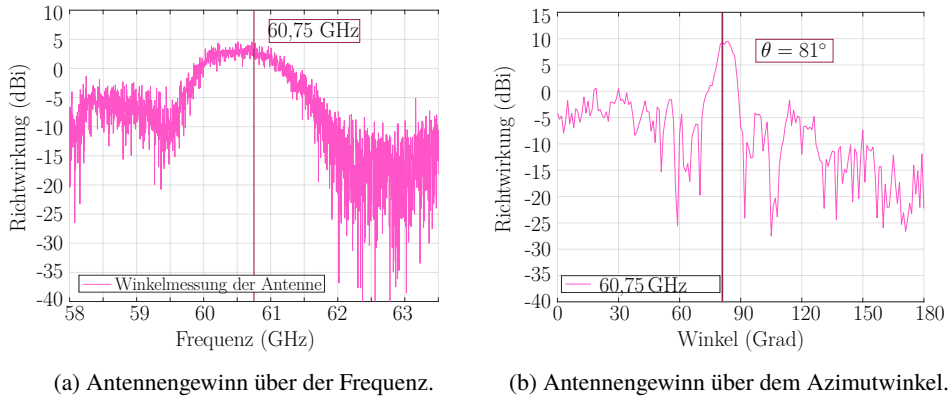


Abbildung 6.14: Winkelmessung mit der Leckwellenantenne.

6.3 Patch auf Antennen Übergang

Da die Effizienz des Antennenübergangs mit der Rillen-Struktur nicht einfach isoliert gemessen werden kann, muss das gesamte Messsetup mit möglichst wenigen unbekannten Komponenten vermessen werden, um auf den Antennenübergang zu schließen. Dafür wird in der Antennenmesskammer ein FMCW-Signal von dem BGT60TR13C-Radarchip über den Hohlleiterübergang mit bzw. ohne Rillen-Struktur und den beiden standardisierten Hornantennen auf einen Tripelspiegel gerichtet. Die Gesamtleistung wird erfasst, um die Effizienz des Hohlleiterübergangs zu quantifizieren. Der gesamte empfangene Leistungsanteil setzt sich aus dem Sendesignal sowie den Gewinnen und Verlusten entlang des Send- und Empfangspfads zusammen. Die Abstrahlung erfolgt über die bereits vermessenen Referenzhornantennen, deren Gewinn sowohl beim Senden als auch beim Empfangen berücksichtigt wird. Leistungsverluste entstehen primär an folgenden Stellen: dem getaperten Übergang von der Patchantenne in den Wellenleiter, der S-förmigen Wellenleiterführung und den Übergängen zwischen Patchantenne und Hohlleiterstruktur. Diese Verluste beeinflussen beide Signalpfade gleichermaßen. Darüber hinaus treten auch zusätzliche Verluste an den Flanschverbindungen auf, insbesondere an den Übergängen zwischen zwei mechanisch verschraubten WR-15-Flanschen. Diese Kopplungsverluste lassen sich in der Praxis nur schwer isoliert messen und sind daher nicht separat quantifiziert. Dadurch ergibt sich der Gewinn des Sendepfads zu

$$G_{Tx} \text{ |dB} = G_{\text{Patch, Tx}} \text{ |dB} + G_{\text{horn, Tx}} \text{ |dB} - IL_{\text{waveguide}} \text{ |dB} - IL_{\text{transition}} \text{ |dB} \quad (6.3)$$

und analog dazu der Gewinn des Empfangspfads zu

$$G_{Rx} \text{ |dB} = G_{\text{Patch, Rx}} \text{ |dB} + G_{\text{horn, Rx}} \text{ |dB} - IL_{\text{waveguide}} \text{ |dB} - IL_{\text{transition}} \text{ |dB} \quad (6.4)$$

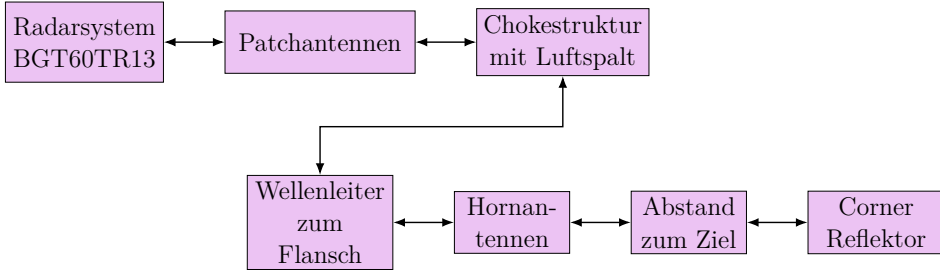


Abbildung 6.15: Schematische Darstellung des Signalpfads mit Angabe der relevanten Verluststellen im Gesamtsystem.

Setzt man die Gleichungen 6.3 und 6.4 in die Übertragungsgleichung 2.26 ein, ergibt sich die empfangene Leistung im Radarsystem zu

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} \cdot 10^{\frac{G_{Patch, Tx} + G_{horn, Tx} - IL_{waveguide} - IL_{transition}}{10}}}{(4\pi)^3 R^4} \cdot 10^{\frac{G_{Patch, Rx} + G_{horn, Rx} - IL_{waveguide} - IL_{transition}}{10}} \cdot \lambda^2 \sigma. \quad (6.5)$$

Unter der Annahme, dass jeweils identische Patchantennen ($G_{Patch, Tx} = G_{Patch, Rx}$) und identische Hornantennen ($G_{horn, Tx} = G_{horn, Rx}$) verwendet werden sowie symmetrische Wellenleiterstrukturen ($IL_{waveguide}$) vorliegen, vereinfacht sich die Berechnung. Auch die Übergangsverluste werden für beide Richtungen als gleich angenommen ($IL_{transition}$). Zur Bestimmung der Übergangsverluste kann Gleichung 6.5 nach $IL_{transition}$ umgestellt werden, woraus

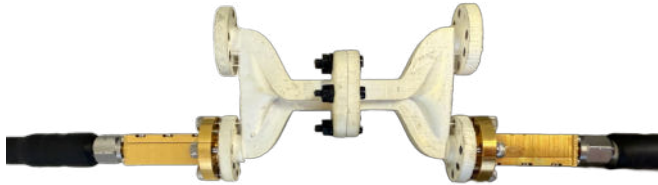
$$IL_{transition} |_{dB} = G_{Patch} |_{dB} + G_{horn} |_{dB} - IL_{waveguide} |_{dB} - 10 \log_{10} \left(\sqrt{\frac{(4\pi)^3 P_{Rx} R^4}{\lambda^2 \sigma P_{Tx}}} \right) \quad (6.6)$$

entsteht. Für eine präzise Bewertung sind daher folgende Größen erforderlich: Gewinne der Patchantennen und der bereits vermessenen Hornantennen, die Wellenleiterverluste, der Radarrückstreuquerschnitt des Reflektors und die gesendete sowie empfangene Leistung. Abbildung 6.15 gibt einen Überblick über den Signalpfad, der im folgenden berechnet oder gemessen wird.

6.3.1 Hohlleiterübergang

Zur Bestimmung der Verluste im Hohlleiterübergang wird ebenfalls der Netzwerkanalysator PNA-X eingesetzt. Zur Durchführung der S_{21} -Messung werden zwei 1,85 mm-zu-Hohlleiter-Adapter verwendet, um die Hohlleiterstrukturen mit Port1 und Port2

des PNA-X zu verbinden (siehe Abbildung 6.16a). Da eine direkte Ankopplung der Adapter an die Rillen-Struktur nicht möglich ist, wird das Hohlleitersystem mit einem gespiegelten Pendant gekoppelt. Zur fundierten Bewertung der Wirksamkeit der Rillen-Struktur werden zwei Wellenleiterkonfigurationen miteinander verglichen: eine Konfiguration mit integrierter Rillen-Struktur und eine Referenzkonfiguration mit planarer Abschlussebene. Abbildung 6.16b und Abbildung 6.16c zeigen die Rillen-Struktur und die planare Struktur im Übergangsbereich. Die beiden Hohllei-



(a) Fest verbundene Hohlleiterstruktur mit Adaptern im Messaufbau am PNA-X.



(b) Rillen-Struktur: Hohlleitersystem (rechts) und (c) Ebene Struktur: Hohlleitersystem (rechts) und gespiegelte Kopie (links).

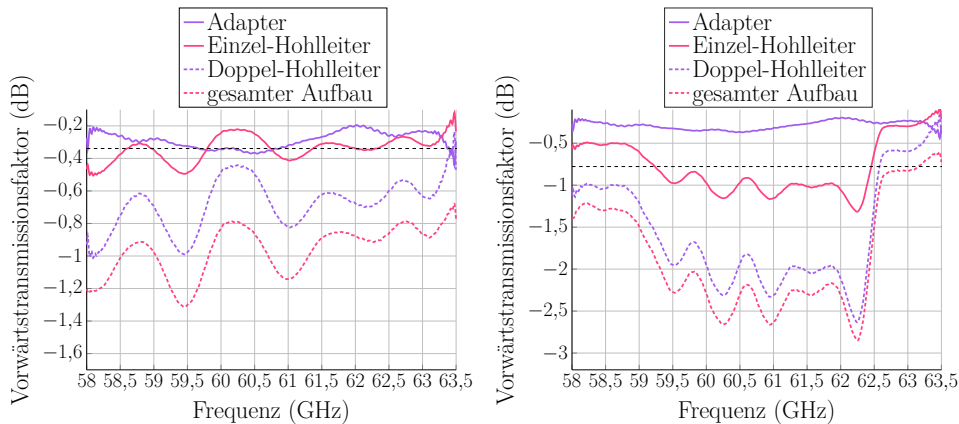
Abbildung 6.16: Messaufbau zur Ermittlung der Übergangsverluste im Hohlleitersystem.

tersysteme werden präzise miteinander verbunden, um Leckverluste zu vermeiden. Da das Signal zwei identische Hohlleiterabschnitte durchläuft, entspricht die gemessene Gesamtdämpfung dem doppelten Verlust eines einzelnen Systems, unter der Annahme identischer Übergangsverluste in beiden Abschnitten. Zusätzlich sind die Verluste durch die verwendeten Adapter zu berücksichtigen. Daraus ergibt sich die Bestimmung der Hohlleiterverluste nach

$$IL_{\text{Hohlleiter}} \big|_{\text{dB}} = \frac{S_{21, \text{PNA-X}} \big|_{\text{dB}} - IL_{\text{Adapter-Port 1}} \big|_{\text{dB}}}{2} - \frac{IL_{\text{Adapter-Port 2}} \big|_{\text{dB}}}{2}. \quad (6.7)$$

Abbildung 6.17 zeigt den gemessenen Übertragungsverlust des Wellenleitersaufbaus, bestehend aus zwei Wellenleitern und zwei Adaptern (siehe Abbildung 6.16a), in

Abhängigkeit von der Frequenz. Es sind die Übertragungsverluste sowohl des Wellenleiters als auch der Adapter aufgeführt. Eine Kalibrierung auf Wellenleiterebene ist aufgrund fehlenden Equipments nicht möglich. Der Übertragungsverlust des einzelnen Wellenleiters wird mittels Gleichung 6.7 berechnet. Für die ebene Struktur wurde ein Wellenleiter-Propagationverlust von $IL_{\text{plane, waveguide}} |_{\text{dB}} = -0,4 \text{ dB}$ gemessen (siehe Abbildung 6.17a). Wie in Abbildung 6.17b gezeigt, ergibt sich für die Rillen-Struktur ein Mittelwert von $IL_{\text{Rillenstruktur, waveguide}} |_{\text{dB}} = -0,78 \text{ dB}$.



(a) Übertragungsverlust des Wellenleiters der ebenen Struktur (b) Übertragungsverlust des Wellenleiters der Rillen-Struktur.

Abbildung 6.17: Übertragungsverlust in Abhängigkeit von der Frequenz für gemessene Daten, geglättete Adapterdaten, Wellenleitersaufbau, Einzelwellenleiter und deren Mittelwert.

6.3.2 Patchantenne

Die Bestimmung des Gewinns der Patchantennen wird über das Radarsystem ermittelt. Das Radarsystem BGT60TR13C sendet ein kontinuierliches Signal mit einer Ausgangsleistung von $P_{\text{Tx}} = 5 \text{ dBm}$ in Richtung eines Tripelspiegels. Anschließend wird die Leistung des empfangenen Echsignals gemessen. Das erfasste Echsignal wird über die in Abschnitt 5.5 beschriebene Signalverarbeitungskette ausgewertet, welche in MATLAB implementiert ist. Dabei sind ein IF-Gewinn $|_{\text{dB}} = 23 \text{ dB}$ sowie ein Verstärker-Gewinn des Basisband-Pfades $|_{\text{dB}} = 14 \text{ dB}$ zu berücksichtigen. Alle hier angegebenen Werte entsprechen den typischen Angaben aus dem Datenblatt und können in der Praxis innerhalb bestimmter Toleranzen variieren. Da die nachfolgenden Berechnungen relativ zu den gemessenen Daten durchgeführt werden, hat diese Variation keinen wesentlichen Einfluss auf die Auswertung der Ergebnisse. Unter der Annahme, dass der Gewinn der Sendeantenne dem der Empfangsantenne Rx3 entspricht, lässt sich der Antennengewinn aus der Empfangsleistung unter Verwendung

des kleinen Tripelspiegels durch Umstellen von Gleichung 2.7 nach

$$G_{\text{Patch}} \text{ dB} = 10 \log 10 \left(\sqrt{\frac{P_{\text{Rx}} (4\pi)^3 R^4}{P_{\text{Tx}} \sigma \lambda^2}} \right) \quad (6.8)$$

berechnen. Für die Messung wird das Radarmodul auf einem Drehteller montiert, wie in Abbildung 6.18 dargestellt. Der Tripelspiegel befindet sich in einem Abstand von 1 m zum Radarsystem. Die Rotation erfolgt in 1° -Schritten, wobei bei jeder Winkelposition die Empfangsleistung aufgezeichnet wird. Abbildung 6.19 zeigt die empfangene

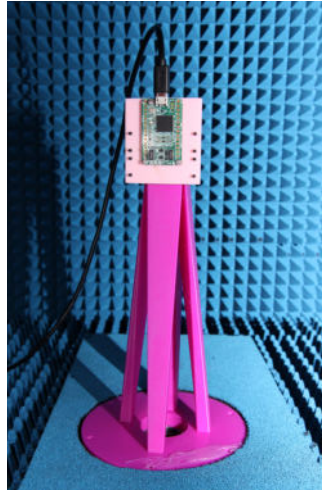


Abbildung 6.18: BGT60TR13C-Radarsystem mit Grundhalterung auf einem Drehteller montiert.

Leistung des BGT60TR13C-Radarmoduls. Die Winkelachse wird dabei so angepasst, dass die maximale Empfangsleistung bei $\theta = 0^\circ$ auftritt. Der betrachtete Winkelbereich erstreckt sich von -30° bis 30° . Wie in Abbildung 6.19 zu erkennen ist, tritt die

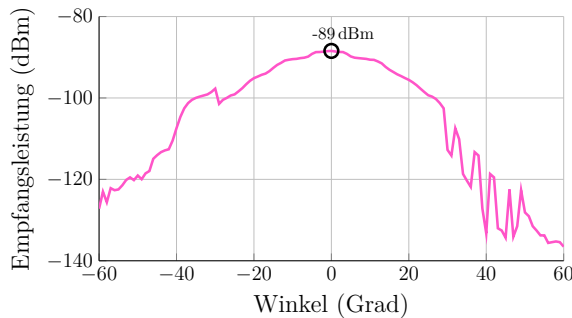


Abbildung 6.19: Messung der Empfangsleistung des BGT60TR13C im Bereich von -60° bis 60° .

maximale Empfangsleistung bei $\theta = 0^\circ$ mit einem Messwert von $P_{\text{Rx}} = -89 \text{ dBm}$

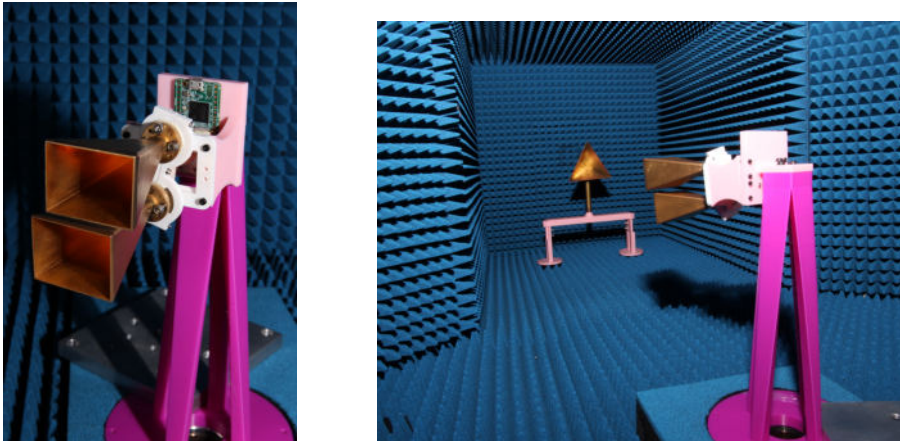
auf. Dabei ist zu beachten, dass der dargestellte Wert bereits den IF $\text{Gain}|_{\text{dB}} = 23 \text{ dB}$ sowie den RC $\text{Gain}|_{\text{dB}} = 14 \text{ dB}$ berücksichtigt. Gemäß Gleichung 6.8 lässt sich daraus der Antennengewinn des BGT60TR13C-Radarmoduls mit

$$G_{\text{Patch}} = \sqrt{P_{R\text{x},\text{linear}} \cdot 10^{\frac{98}{10}}} = \sqrt{1,2589 \cdot 10^{-9} \text{mW} \cdot 6,3098 \cdot 10^9} \approx 4,5 \text{ dB} \quad (6.9)$$

berechnen. Dieses Ergebnis liegt zudem im spezifizierten Bereich des Antennengewinns, der vom Hersteller (siehe Tabelle 5.1) angegeben ist.

6.3.3 Antennenübergang

Da alle relevanten Parameter bekannt sind, wird die Empfangsleistung des Radarsystems mit dem Hohlleiterübergang und Hornantennen experimentell bestimmt. Der Versuchsaufbau erfolgt gemäß Abschnitt 5.5. Das gesamte Radarsystem wird auf einem Drehtisch installiert, wie in Abbildung 6.20a dargestellt. Das Setup der Messung ist sonst zu dem der Patchantenne (vgl. Kapitel 6.3.2) identisch mit dem Unterschied, dass hier zwei Referenzhornantennen sowie der entworfene Übergang verwendet werden. Das reflektierte Echosignal wird aufgenommen (siehe Abbildung 6.20b). Die Auswertung des empfangenen Signals erfolgt mithilfe eines MATLAB-Skripts.



(a) Auf dem Drehtisch montiertes Radarsystem. (b) Messaufbau mit Radarsystem und Tripelspiegel.

Abbildung 6.20: Messaufbau in der Absorberkammer zur Bestimmung der Empfangsleistung mit Radarsystem und trihedralem Eckreflektor.

Wie bereits in Abschnitt 5.4 diskutiert, hat die Spalthöhe der Koppelstruktur von Radarchip zum Wellenleiter einen erheblichen Einfluss auf die Übergangsleistung von der Patchantenne zur Hohlleiterstruktur. Daher wird das Messverfahren mehrfach mit unterschiedlichen Spalthöhen durchgeführt, die durch den Einsatz dünner Kunststofffolien variiert werden. Die verwendete Kunststofffolie weist eine Dicke von

50 μm auf. Wie bereits in Kapitel 5.6 gezeigt, sind die Kunststoffstreifen ausschließlich am Rand positioniert, sodass sie das Antennengehäuse nicht überdecken und die elektromagnetische Abstrahlung der Antenne nicht beeinflussen. Durch das Stapeln mehrerer Folienlagen lässt sich die Spalthöhe zu

$$h_{\text{gap}} = n \cdot 50 \mu\text{m} \quad (6.10)$$

einstellen, wobei n die Anzahl der Folienlagen bezeichnet. Für jede gewählte Spalthöhe wird die jeweilige Empfangsleistung erfasst. Abbildung 6.21 zeigt jeweils die gemessene Empfangsleistung des Radarsystems mit planarer Struktur sowie der Rillen-Struktur, das gemäß der Konfiguration in Abbildung 5.56 aufgebaut wird. Die Messungen werden für verschiedene Spalthöhen durchgeführt. Die minimale Empfangsleistung aller Konfigurationen wird bei einer Spalthöhe von 0 μm (entsprechend 0 Lagen) gemessen und beträgt –62,6 dBm mit Rillen-Struktur und –68,6 dBm ohne. Bei Verwendung einer einzelnen Lage wird eine Empfangsleistung von –61,0 dBm erreicht, was 1,6 dB höher ist als bei der 0-Lagen-Konfiguration, was auf das Vorhandensein des Spalts zurückzuführen ist. Die Einführung eines 50 μm großen Spalts ermöglicht es der Rillen-Struktur, elektromagnetische Leckstrahlung zu unterdrücken. Mit der planaren Struktur liegt die empfangene Leistung mit einer Schicht bei –68,8 dBm. Mit Rillen-Struktur wird die beste Leistung bei drei Lagen mit –59,9 dBm beobachtet, gefolgt von zwei Lagen mit –60,0 dBm und vier Lagen mit –60,6 dBm. Eine Erhöhung der Spalthöhe auf 250 μm (entsprechend fünf Lagen) führt zu einer Empfangsleistung von –61,4 dBm, während bei sechs Lagen ein Wert von –61,2 dBm erreicht wird. Ohne Rillen-Struktur wird die maximale empfangene Leistung bei einer Spalthöhe von 4 Schichten (200 μm) mit –63,1 dBm gemessen. Für Spalthöhen von 3, 5 und 6 Schichten stabilisiert sich die Leistung bei etwa –63,5 dBm, was auf eine relativ konstante Performance in diesem Bereich hinweist. Bei 2 Schichten (100 μm) liegt die empfangene Leistung bei –64,7 dBm. Die Ergebnisse zeigen eindeutig, dass die Rillen-Struktur für alle betrachteten Spalthöhen eine höhere Empfangsleistung als die planare Struktur erzielt. Im direkten Vergleich der maximalen Empfangsleistung der Radar-Konfiguration mit planarer Struktur bei einer Spalthöhe von 4 Schichten und der Konfiguration mit Rillen-Struktur bei 3 Schichten beträgt die Differenz der maximalen Empfangsleistung beider Konfigurationen

$$\Delta P_{\text{Rx, max}} \text{ dB} = |P_{\text{Rx-plane, max}} \text{ dBm} - P_{\text{Rx-Rillen-Struktur, max}} \text{ dBm}| = 3,2 \text{ dB}, \quad (6.11)$$

was ungefähr einem Faktor von 2 entspricht, d.h. durch die Rillen-Struktur kommt die doppelte Leistung bei der Empfangsantenne an. Tabelle 6.1 bietet eine Übersicht über alle berechneten und gemessenen Werte.

Parameter	Wert	Bedingung
λ	4,9 mm	Wellenlänge bei 61 GHz
Spalthöhe	200 μm	Optimale Folienstärke, 4 Schichten
$P_{\text{Rx,max}}$ (mit Rillen)	66,3 dBm	Max. Leistung bei Struktur mit Rillen bei 3 Schichten
$P_{\text{Rx,max}}$ (ohne Rillen)	63,1 dBm	Max. Leistung bei Struktur ohne Rillen bei 4 Schichten
$\Delta P_{\text{Rx,max}}$	3,2 dB	Differenz der Maxima (mit Rillen vs. ohne Rillen)

Tabelle 6.1: Übersicht der gemessenen und berechneten Werte zur Empfangsleistung.

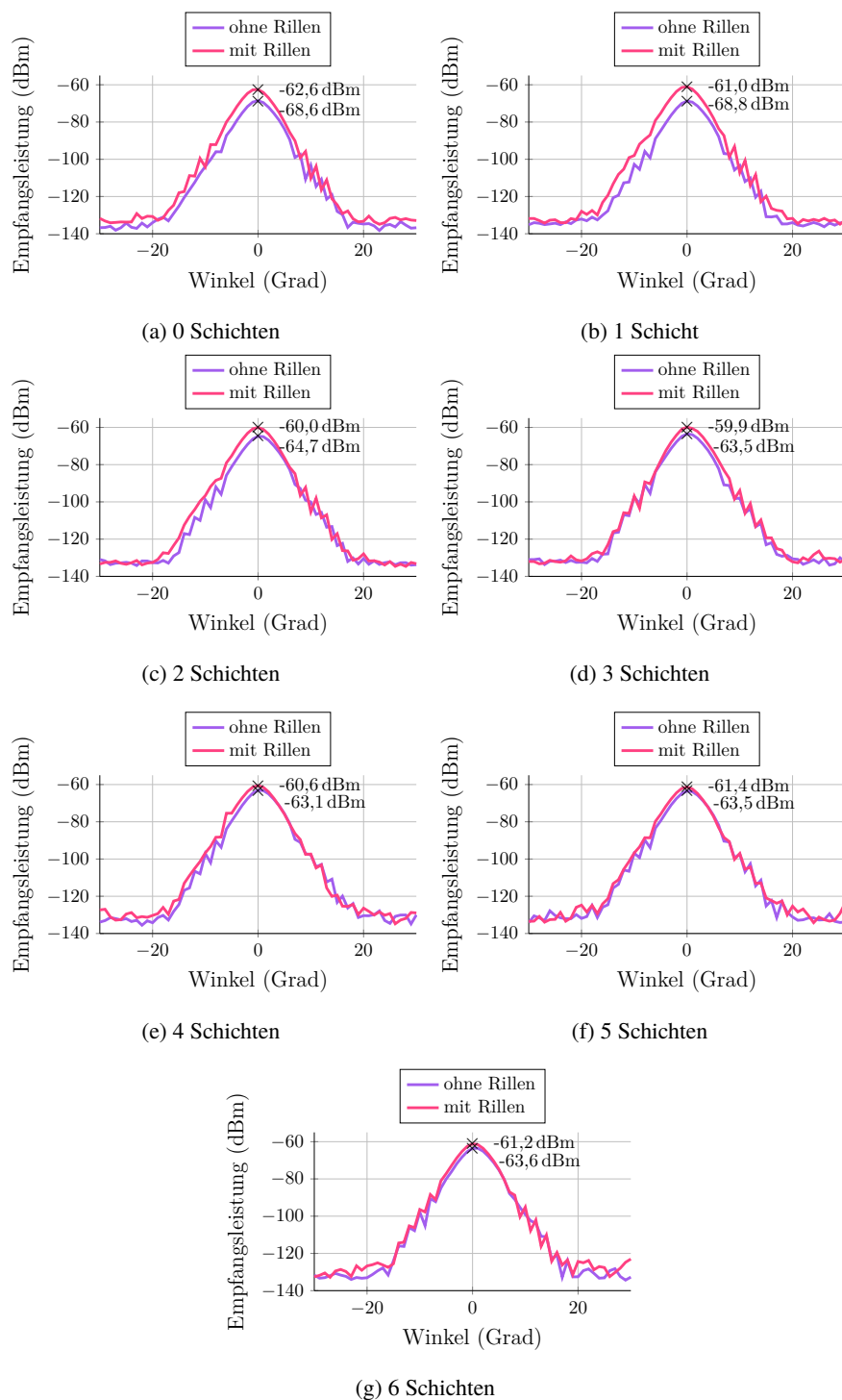


Abbildung 6.21: Messung der empfangenen Leistung der planaren Struktur im Vergleich zur Rillen-Struktur im Winkelbereich -30° bis 30° .

6.4 Gesamtsystem

Nach erfolgreicher Validierung der beiden Leckwellenantennenkonzepte sowie des entwickelten Hohlleiterübergangs erfolgt die Validierung des vollständigen Gesamtsystems. Ziel ist die experimentelle Bestätigung der Funktionalität unter realen Messbedingungen sowie die Validierung der simultanen Entfernung- und Winkelauflösung unter Verwendung des Radarsensors. Zur Realisierung wird die in Kapitel 5.6 beschriebene Systemarchitektur umgesetzt, die in Abbildung 6.22 in der Antennenmesskammer zu sehen ist. Dabei kommt die entworfene Serpentina-Leckwellenantenne mit zwei

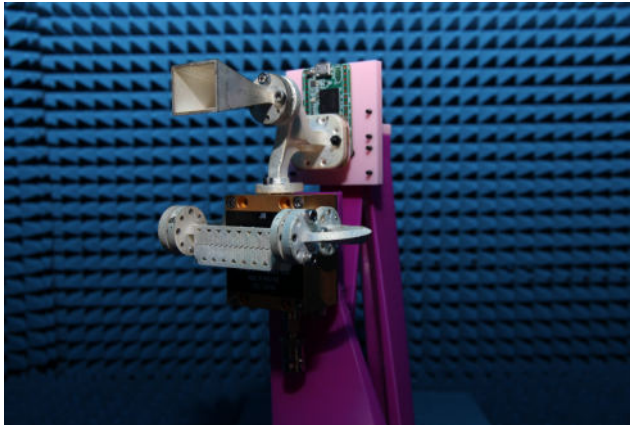


Abbildung 6.22: Gesamtansicht des realen Radarsystems in der Antennenmesskammer.

gegenüberliegenden Speiseports zum Einsatz, die über den SPDT-Wellenleiterschalter alternierend angeregt werden. Der Schalter wird über ein STM32-Entwicklungsboard angesteuert. Die Konfiguration verwendet direkt die Variante mit drei Kunststofffolien, die bei der Validierung des Übergangs die besten Ergebnisse erzielt hat. Der Antennenübergang, der speziell zur Anbindung der Leckwellenantenne an den Hohlleiterschalter entwickelt wurde, wird in dieser Konfiguration verwendet. Damit die Hornantenne als Empfangsantenne alle Ziele zuverlässig empfangen kann, wird für die Gesamtmessungen eine Hornantenne genutzt, die eine HPBW von 32° in der H-Ebene, sowie 41° in der E-Ebene besitzt wie [109]. Bei den für die Messungen relevanten Winkeln beträgt der Gewinn der Hornantenne $G_{RX,0^\circ} \approx 15$ dBi, $G_{RX,\pm 20^\circ} \approx 10$ dBi und $G_{RX,\pm 30^\circ} \approx 5$ dBi. Zur Bewertung des Gesamtsystems wird zunächst die Empfangsleistung bei einem definierten Zielabstand von 1 m überprüft. Die Referenzmessung mit zwei kommerziellen WR-15-Hornantennen mit je 23 dBi gemessenem Gewinn ergab eine Empfangsleistung von $P_{RX,ref} = -59,9$ dBm bei Nutzung dreier Kunststofffolien (vgl. Abbildung 6.21d). Durch den Austausch der beiden ursprünglich verwendeten Hornantennen mit jeweils 23 dBi Gewinn gegen die Hornantenne mit 15 dBi und breiter Hauptkeule sowie eine Serpentinaantenne mit ca. 4 dBi Broadside-Gesamtgewinn, reduziert sich der kombinierte Antennengewinn. Konkret ergibt sich dadurch eine Ver-

ringierung des Antennengesamtgewinns von etwa 19 dBi bei der Serpentineantenne und etwa 8 dBi bei der Hornantenne im Vergleich zur Ausgangssituation. Zusätzlich führt die Einfügedämpfung durch den Schalter mit etwa 4,5 dB zu einer weiteren Abschwächung des empfangenen Signals. Auf der anderen Seite kann der Einsatz eines größeren Reflektors mit 4 m² Fläche gegenüber dem ursprünglich kleineren 1,5 m² Reflektor einen Gewinnzuwachs bewirken, der die Differenz teilweise kompensiert. Unter Berücksichtigung all dieser Effekte ergibt sich somit eine erwartete Empfangsleistung von etwa -87 dBm. Abbildung 6.23 veranschaulicht die Messergebnisse des finalen Systems, welche mit etwa -88 dBm nahe an der erwarteten Empfangsleistung liegen. Zur systematischen Untersuchung der Winkelauflösungsfähigkeit werden drei

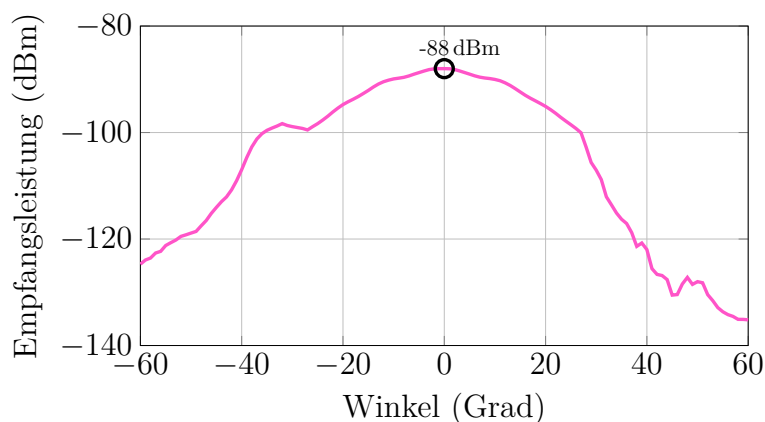


Abbildung 6.23: Gemessene Empfangsleistung des Gesamtsystems mit Leckwellenantenne und 3-D-gedruckter Hornantenne.

definierte Testszenarien mit gezielt positionierten Tripelspiegel aufgebaut. Die Reflektoren weisen bekannte Radarrückstreuquerschnitte auf (vgl. Abschnitt 5.6) und ermöglichen so eine Auswertung der gemessenen Signalantwort. Abbildung 6.24 zeigt die räumliche Anordnung der Reflektoren in den einzelnen Testfällen. Unter Verwendung von Gleichung 2.7 werden die erwarteten Empfangsleistungen für die Testszenarios berechnet. Die drei Testszenarios werden wie folgt beschrieben.

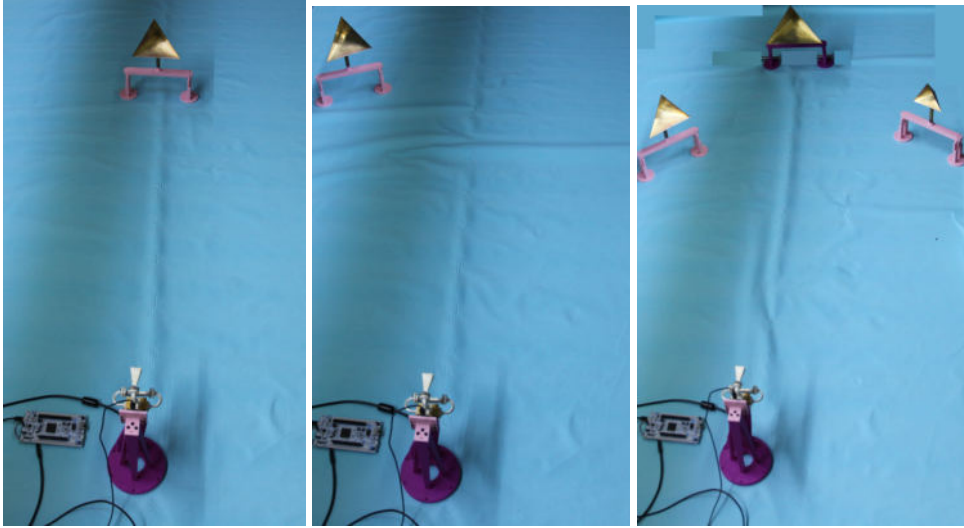
(a) Einzelziel bei $\theta = 0^\circ$ (b) Einzelziel bei $\theta = 20^\circ$ (c) Ziele bei $\theta = 0^\circ, 20^\circ, -30^\circ$

Abbildung 6.24: Testaufbauten zur Validierung der Winkeltrennung mit definierten Zielpositionen.

- **Szenario 1:** Einzelziel bei $\theta = 0^\circ$, Entfernung $r = 1$ m, Reflektor: mittelgroß ($\sigma = 4 \text{ m}^2$), Gewinn Sendeantenne $G_{TX} = 4 \text{ dBi}$, Gewinn Empfangsantenne $G_{RX} = 15 \text{ dBi}$, 4,5 dB Verluste durch den Switch, erwartete Empfangsleistung $P_{RX} \approx -87 \text{ dBm}$.
- **Szenario 2:** Einzelziel bei $\theta = 20^\circ$, Entfernung $r = 1,5$ m, Reflektor: mittelgroß ($\sigma = 4 \text{ m}^2$), Gewinn Sendeantenne $G_{TX} = 11 \text{ dBi}$, Gewinn Empfangsantenne $G_{RX} = 10 \text{ dBi}$, 4,5dB Verluste durch den Switch, erwartete Empfangsleistung $P_{RX} \approx -92 \text{ dBm}$.
- **Szenario 3:** Drei Ziele:
 - $\theta = 0^\circ$, $r = 1,5$ m, großer Reflektor ($\sigma \approx 21,15 \text{ m}^2$), Gewinn Sendeantenne $G_{TX} \approx 4 \text{ dBi}$, Gewinn Empfangsantenne $G_{RX} = 15 \text{ dBi}$, 4,5dB Verluste den durch Switch, $P_{RX} \approx -87 \text{ dBm}$,
 - $\theta = 20^\circ$, $r = 1$ m, mittelgroßer Reflektor ($\sigma \approx 4 \text{ m}^2$), Gewinn Sendeantenne $G_{TX} \approx 11 \text{ dBi}$, Gewinn Empfangsantenne $G_{RX} = 10 \text{ dBi}$, 4,5dB Verluste durch den Switch, $P_{RX} \approx -85 \text{ dBm}$,
 - $\theta = -30^\circ$, $r = 1$ m, kleiner Reflektor ($\sigma \approx 1,5 \text{ m}^2$), Gewinn Sendeantenne $G_{TX} \approx 13 \text{ dBi}$, Gewinn Empfangsantenne $G_{RX} \approx 5 \text{ dBi}$, 4,5dB Verluste durch den Switch, $P_{RX} \approx -93 \text{ dBm}$.

Für jedes Testszenario wird eine vollständige FMCW-Messreihe durchgeführt. Die Rohdaten werden segmentiert (vgl. Abschnitt 5.5) und anschließend mithilfe einer

Entfernungs-Doppler-Auswertung verarbeitet. Aufgrund der frequenzabhängigen Abstrahlcharakteristik der Leckwellenantenne lassen sich die empfangenen Signale segmentweise bestimmten Winkeln zuordnen. Danach dient eine Clusterbildung der Lokalisierung der Ziele im Raum. Die resultierenden Messergebnisse der Segment-

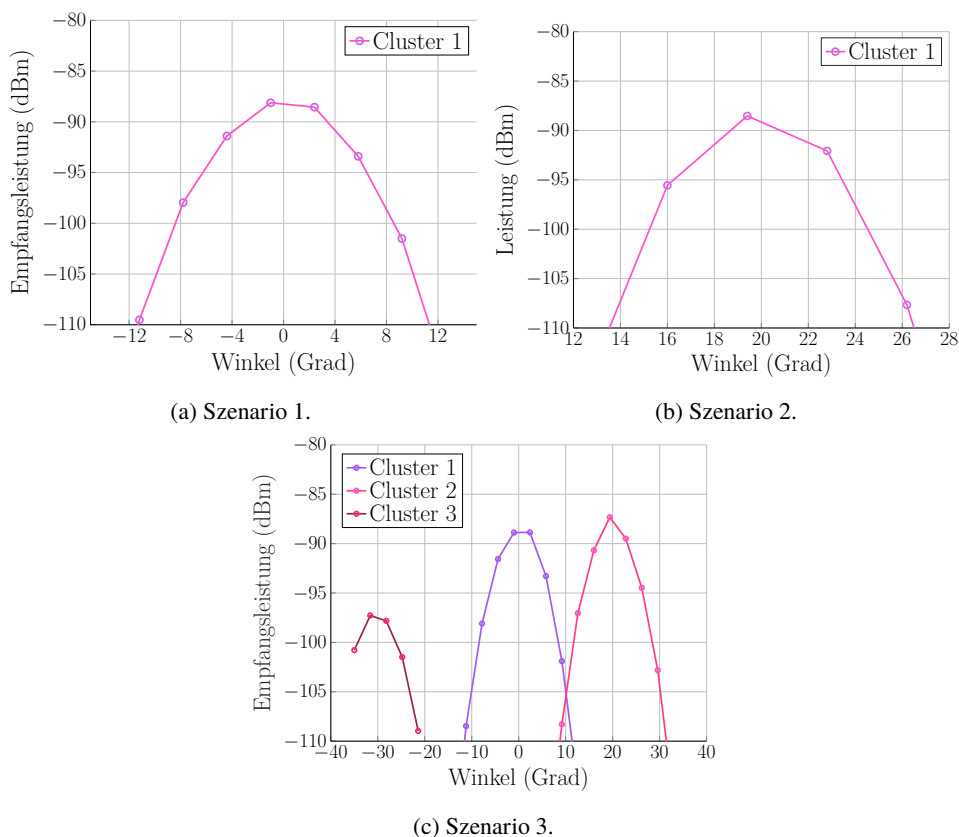


Abbildung 6.25: Winkelerkennung durch Clusterbildung über einzelne Segmente für verschiedene Testszenarien

Cluster-Zuordnung sind in Abbildung 6.25 dargestellt. Für Szenario 1 und 2 lassen sich jeweils eindeutige Ziele bei 0° bzw. 20° detektieren. In Szenario 3 werden drei Ziele im Winkelbereich bei ca. -30° , 0° und 20° klar unterschieden. Die zugehörigen Entfernungs-Doppler-Diagramme des dritten Testszenarios sind in Abbildung 6.26 dargestellt. Es werden insgesamt 21 Frequenzsegmente mit einer Schrittweite von etwa $3,4^\circ$ ausgewertet, sodass sich eine nahezu kontinuierliche Abdeckung des gesamten Raumwinkelbereichs ergibt. Die Darstellung zeigt eine klare Zuordnung der Ziele zu einzelnen Frequenzsegmenten, was eine eindeutige Winkeltrennung erlaubt. Die beobachteten Signalmaxima treten in den Segmenten 2–3 (ca. -30°), 11–12 (ca. 0°) sowie 17–18 (ca. 20°) auf und stimmen mit den zuvor definierten Zielpositionen

überein. Die berechneten Empfangsleistungen weichen wie folgt von der Berechnung ab:

- **Szenario 1:** erwartete Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -87$ dBm, gemessene Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -88$ dBm
- **Szenario 2:** erwartete Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -92$ dBm, gemessene Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -94,5$ dBm
- **Szenario 3:** Drei Ziele:
 - erwartete Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -87$ dBm, gemessene Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -88$ dBm
 - erwartete Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -85$ dBm, gemessene Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -88$ dBm
 - erwartete Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -93$ dBm, gemessene Empfangsleistung $P_{\text{Rx}} \approx -97$ dBm.

Darüber hinaus ist ersichtlich, dass sich die Zielobjekte im Raumwinkel mit hoher Trennschärfe differenzieren lassen. Somit kann die Funktionalität aller Einzelkomponenten im Labor und praxisnahen Aufbauten erfolgreich messtechnisch validiert werden. Ob mit diesen Ergebnissen auch die Problemstellung dieser Arbeit erfolgreich gelöst werden kann, wird im folgenden Kapitel diskutiert.

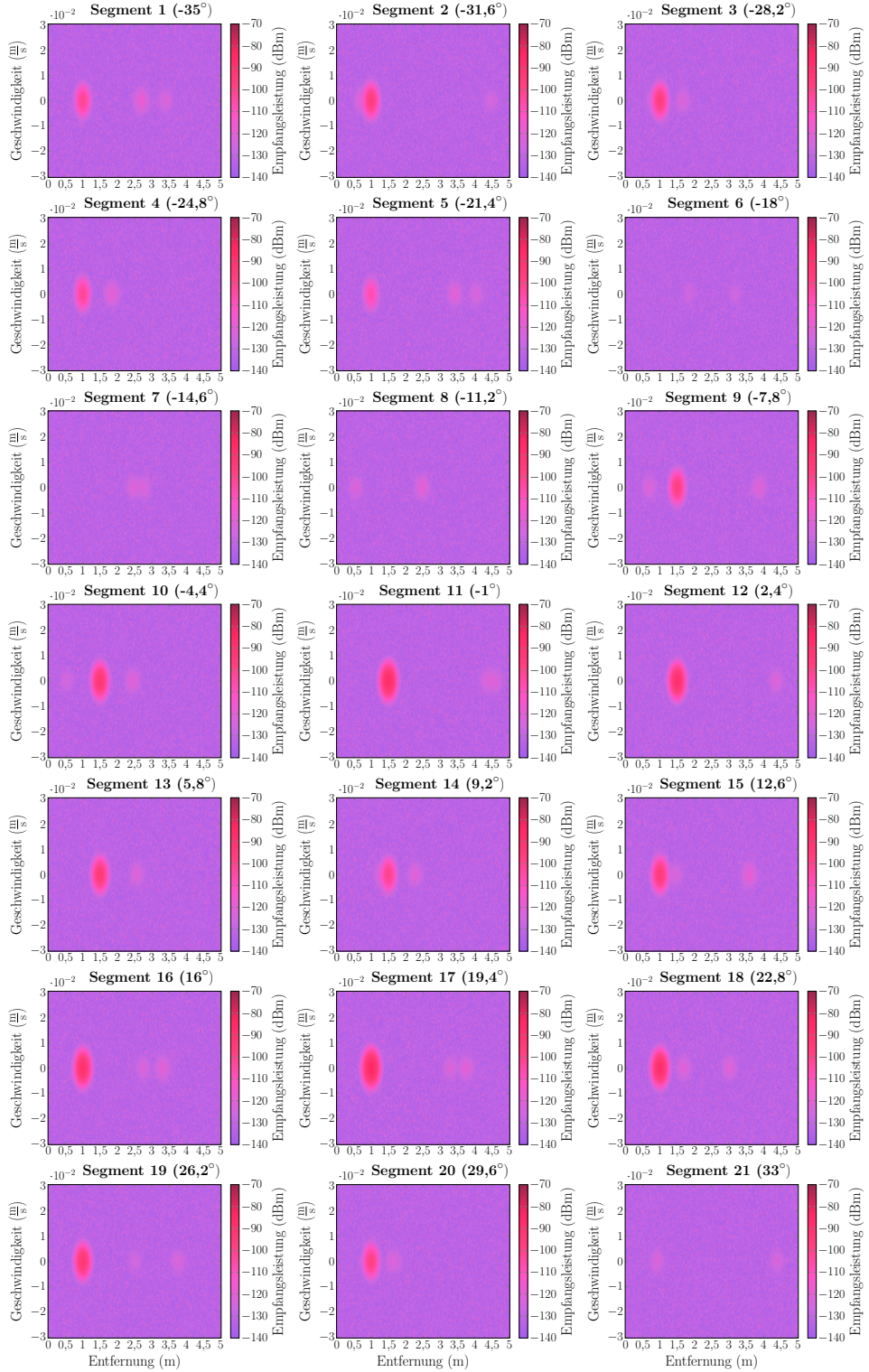


Abbildung 6.26: Range-Doppler-Darstellung der einzelnen Segmente für Szenario mit drei Zielen. Die x-Achse gibt die Entfernung (m) an.

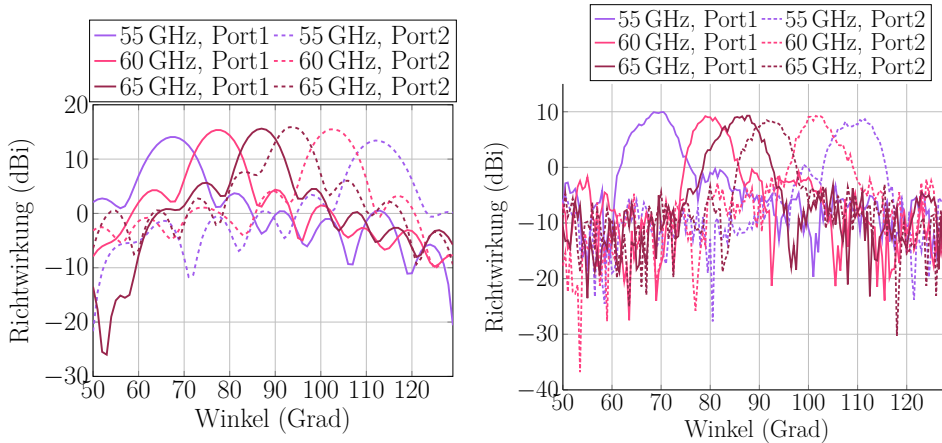
7.1 Bewertung der Ergebnisse

Im Folgenden werden die erzielten Messergebnisse der entworfenen Komponenten mit den entsprechenden Simulationen verglichen und das System hinsichtlich der definierten Anforderungen bewertet. Dabei liegt der Fokus zunächst auf der Leckwellenantenne, anschließend auf dem Übergang und dem Gesamtsystem.

7.1.1 Antennen

Zur Validierung des additiven Fertigungsprozesses incl. Metallisierung für V-Band-Antennen wurde zunächst eine klassische Hornantenne gefertigt. Diese diente als Referenzstruktur, um die Eignung des SLA-3D-Druckverfahrens in Kombination mit der Silberspiegelprobe zur Metallisierung zu untersuchen. Die gemessenen Ergebnisse bestätigten die Machbarkeit: Der erzielte Antennengewinn liegt mit einer Abweichung von nur 0,3 dB sehr nahe am theoretischen Entwurfsziel. Die Fertigungskosten wurden durch den 3D-Druck erheblich reduziert im Vergleich zur industriell etablierten Herstellung aus Messing mit Goldbeschichtung. Kleinere Abweichungen im Gewinn werden auf geometrische Ungenauigkeiten im SLA-Druck sowie auf lokale Inhomogenitäten in der Versilberung zurückgeführt. Die Messungen konnten die theoretisch bestimmten und simulierten Eigenschaften bestätigen.

Im Anschluss daran wurde die erste Leckwellenantenne implementiert, deren Design auf einen möglichst breiten Frequenzbereich und damit auf eine hohe Reichweitenauflösung sowie eine Frequenz-Winkel-Linearität und verbesserte Broadside Abstrahlung ausgelegt war. Diese Antenne nutzt zwei getrennte Ports, die jeweils einen Squint-Winkel von etwa 21° erzeugen, was zu einem Gesamtsquint von 42° im Bereich von 55 GHz bis 65 GHz führt. Erste Druckversuche zeigten jedoch, dass die schlitzförmigen Strahlungsöffnungen im Inneren der Struktur nach der Fertigung verschlossen blieben, unabhängig vom gewählten Druckwinkel. Eine Reinigung mittels Isopropanol und Druckluft konnte die engen Kanäle nicht ausreichend freilegen. Um dieses Problem zu beheben, wurde die Antenne in zwei Hälften geteilt, die nach sorgfältiger Reinigung verschraubt wurden. Mit diesem Ansatz konnten offenliegende Schlitzte und konsistente Messergebnisse erzielt werden. Die Simulation sagte einen Antennengewinn zwischen 13 dBi und 15 dBi voraus, während in der Messung ein Gewinn von etwa 9,5 dBi erreicht wurde (siehe Abbildung 7.1). Diese Differenz lässt sich

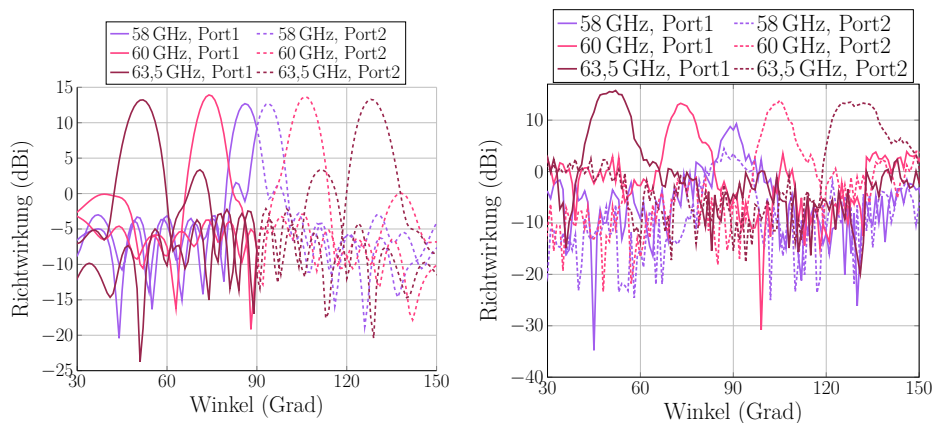


(a) Fernfeld-Simulation der Slow-Wave-LWA an beiden Ports im Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz. (b) Fernfeld-Messung der Slow-Wave-LWA an beiden Ports im Frequenzbereich von 55 GHz bis 65 GHz.

Abbildung 7.1: Vergleich von Simulationsergebnissen mit Messergebnissen der Slow-Wave-Leckwellenantenne.

auf Fertigungstoleranzen, nicht ideale Metallisierung und vor allem mögliche Ungenauigkeiten beim Zusammenschrauben der beiden Hälften zurückführen. Sowohl in Simulation als auch Messung blieb die Rückflusdämpfung S_{11} über den gesamten Frequenzbereich unter -10 dB, was auf eine gute Anpassung hinweist. Die HPBW liegen in der Simulation zwischen 7° und 8° und in der Messung zwischen $6,5^\circ$ und 8° und decken sich somit sehr gut. Wie auch in der Simulation treten keine Nichtlinearitäten im Winkelsweep auf. Außerdem können sowohl in der Simulation als auch in der Messung Ziele vor dem System sehr gut detektiert werden (Broadside), da der Gewinn der Hauptkeulenmaxima maximal um 2 dBi abweicht. Die messtechnisch nachgewiesenen Werte entsprechen somit den Anforderungen aus der Problemstellung. Eine Herausforderung ist die Fertigungstechnologie der extrem kleinen Strukturen, obwohl dies durch Optimieren der Struktur erfolgreich abgeschlossen werden konnte. Die zweite Leckwellenantenne verfolgt ein alternatives Konzept mit Fokus auf einem größeren Gesamt-Squint-Winkel bei geringerer realer Bandbreite, um eine an die Spezifikationen des verwendeten FMCW-Radarsensors angepasste Systemintegration zu ermöglichen. Die Geometrie basiert auf einem Serpentinverlauf des Hohlleiters, durch den sich der Strahl bei Frequenzsweep azimuthal über einen breiten Winkelbereich verschiebt. Insgesamt wurde diese Antenne dreimal gefertigt und vermessen. In der ersten Version ohne Pumpunterstützung bei der Metallisierung und ohne geometrische Korrekturen stimmt der Betrag der Strahlschwenkung pro Ports mit der Simulation (Abbildung 5.29a) überein. Im Vergleich mit der Simulation fällt allerdings auf, dass der durchlaufene Winkelbereich im Diagramm um 16° nach rechts verscho-

ben ist. Die Antenne scannt dadurch nicht bis zu den theoretischen $\theta = 86^\circ$, sondern bis $\theta = 102^\circ$ und damit über Broadside ($\theta = 90^\circ$). Dadurch erreichte die Antenne eine Gesamtstrahlsschwenkung von 47° im Frequenzbereich von 58 GHz bis 63,5 GHz an beiden Ports. Durch den Einsatz einer Peristaltikpumpe konnte die Metallisierung verbessert werden, was in einer Erhöhung des Squint-Winkels auf 55° resultierte. Nach gezielter Korrektur der Druckgeometrie, Vergrößerung der Hohlleiterabmessungen um $100\text{ }\mu\text{m}$ sowie Verlängerung einer Serpentinbiegung um $400\text{ }\mu\text{m}$, stimmte der gemessene Squint-Winkel schließlich mit dem Simulationsergebnis von 76° überein (siehe Abbildung 7.2). Für diese Antenne ergab die Simulation einen Antennenge-



(a) Fernfeld-Simulation der Serpentin-LWA an beiden Ports im Frequenzbereich von 59 GHz bis 63,5 GHz.

(b) Fernfeld-Messung der Serpentin-LWA an beiden Ports im Frequenzbereich von 58 GHz bis 63,5 GHz.

Abbildung 7.2: Vergleich von Simulationsergebnissen mit Messergebnissen der Serpentin-Leckwellenantenne.

winn im Bereich von etwa 13 dBi bis 15 dBi, wobei die Messwerte sehr gut diesen Werten entsprachen. Bei einem Winkel von genau 90° ist jedoch ein signifikanter Einbruch des Gewinns auf etwa 4 dBi beziehungsweise 8 dBi zu verzeichnen. Diese Charakteristik entspricht der in Kapitel 5.2 erläuterten typischen Richtungsnulllage der SWGAA. Trotz dieses Einbruchs lässt sich ein Ziel direkt vor der Antenne detektieren, weshalb sich das Antennendesign für das Gesamtsystem als geeignet erweist, sofern diese Eigenschaft bei der Systemauslegung berücksichtigt wird. Nichtsdestotrotz stellt dieser Effekt einen Nachteil gegenüber dem Slow-Wave-Antennen-Design dar. Die Rückflussdämpfung S_{11} wurde in der Simulation über den gesamten Frequenzbereich mit Werten unter -10 dB bestimmt. Diese Ergebnisse konnten in den Messungen weitgehend bestätigt werden. Lediglich im Frequenzbereich, in denen die Hauptabstrahlrichtung exakt auf die Broadside-Achse fällt, traten erhöhte S_{11} -Werte auf. Dieses Phänomen ist auf destruktive Interferenzen innerhalb der Antennenstruktur zurückzuführen, welche in der Simulation nicht abgebildet sind, da sich die Haupt-

strahlkeule bei $f = 58$ GHz nicht exakt auf der Broadside-Richtung befindet. Die HPBW liegt in der Simulation zwischen 7° und 8° , während die Messungen Werte zwischen 7° und 9° sowie eine Keulenbreite ab Rand der Frequenz von bis zu 10° zeigten. Der Frequenz-Winkel-Zusammenhang ist in der Simulation nahezu linear, mit einer maximalen Abweichung von $0,9^\circ$, in der Messung betrug die maximale Abweichung $3,7^\circ$. Die Abweichungen zwischen Simulation und Messung sind auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen, beispielsweise auf leicht veränderte Abmessungen oder auf Abweichungen bei der Ausrichtung beziehungsweise Maßhaltigkeit der Schlitze am Rand der Antenne. Darüber hinaus wurde eine Winkelmessung mit der Serpentineantenne unter Verwendung des PNA-X und eines Reflektors durchgeführt, bei der das Ziel mit einer Abweichung von lediglich 1° detektiert werden konnte. Die 3-D-gedruckten Leckwellenantennen stellen einen neuartigen Ansatz für Leckwellenantennen im V-Band dar. Nach Optimierungen stimmen bei beiden Antennen die gemessenen Strahlschwenkbereiche mit der Simulation überein. Die Analyse zeigt, dass selbst kleine Abweichungen deutlichen Einfluss auf die Strahlrichtung haben. Die finalen Antennen erfüllen mit einem horizontalen Strahlschwenkbereich von 42° bzw. 76° und einem stabilen Gewinn um 10 dBi bzw. 13 dBi die Anforderungen, um in einem kompakten, ressourcenlimitierten SISO-Radarsystem verwendet zu werden. Der zweite Port ermöglicht zudem die Nutzung einer virtuellen Bandbreite von 20 GHz bzw. 11 GHz, während nur 10 GHz bzw. 5,5 GHz reale Bandbreite erforderlich sind. Zusammenfassend zeigen alle drei Antennen die Machbarkeit und das Potenzial additiv gefertigter HF-Komponenten im V-Band. Während die Hornantenne eine stabile Referenz bietet, demonstrieren die beiden Leckwellenantennen, wie gezielte Geometrieanpassungen und Prozessoptimierungen komplexe Funktionalitäten wie einen breiten Squint und virtuelle Bandbreitennutzung ermöglichen. Beide Leckwellenantennen bieten somit flexible, kosteneffiziente und leistungsfähige Lösungen für das SISO Radarsystem und erfüllen auch in der praktischen Validierung die für die Problemstellung notwendigen Anforderungen.

7.1.2 Antennenübergang

Die simulierte Übergangsstruktur des Hohlleitersystems, einschließlich der Rillen-Struktur ermöglichen die Übertragung des Radarsignals von der Patchantenne über den Hohlleiter bis hin zum angeschlossenen Antennensystem. Die Ergebnisse der messtechnischen Validierung belegen, dass sowohl die simulierte als auch die gemessene Konfiguration den gesamten Frequenzbereich des Radars unterstützen. Der Messaufbau weist einen Übergangsverlust von 7 dB auf, während der simulierte Übergangsverlust der Rillen-Struktur 0,54 dB beträgt. Es ergibt sich somit eine Abweichung von 6,46 dB. Eine mögliche Ursache für diese Abweichung liegt darin, dass das Simulationsmodell des Radars auf begrenzten Informationen basiert, die vom Hersteller bereitgestellt wurden. Infolgedessen sind Abweichungen in Geometrie und Abmessungen zwischen dem simulierten Radar und dem realen Gerät wahrscheinlich, was wiederum zu Unterschieden

den in deren jeweiligen Abstrahleigenschaften führt. Daher entspricht das simulierte Strahlungsdiagramm des elektromagnetischen Feldes möglicherweise nicht exakt dem des realen Radars, was zu unterschiedlichen Feldverteilungen an der Übergangsstelle und damit zu divergierenden Ergebnissen führt. Wie in Abschnitt 5.4.2 erläutert, weist der SLA-Druck bestimmte Abweichungen auf. Um die Ungenauigkeiten des Druckmodells zu kompensieren, wurden durch Anpassung der Modellabmessungen genaue Ergebnisse erzielt. Dennoch bestehen druckbedingte Schwankungen von Modell zu Modell. Weiterhin wurden die gedruckten Hohlleiterstrukturen vor der Metallisierung einem Nachbearbeitungsprozess unterzogen. Insbesondere die durch den Druckprozess nicht plan ausgeformten Flanschflächen wurden manuell geschliffen, um die Ebenheit der Oberfläche und die Passgenauigkeit zu verbessern. Allerdings führt das manuelle Schleifen selbst zu Ungenauigkeiten, sodass keine perfekte Flanschfläche erzielt werden kann. Infolgedessen konnten die Hornantennen nicht vollständig eben mit den Hohlleiterflanschen verbunden werden, wodurch geringfügige Spalte an der Schnittstelle entstanden, die zu zusätzlichen Übertragungsverlusten beitragen. Zudem ist das im SLA-Druck eingesetzte, ausgehärtete Harz spröde. Dies begrenzt die mechanische Belastbarkeit durch Schraubverbindungen, da ein Überdrehen der Schrauben das Gewinde beschädigen oder herausreißen kann. Diese mechanische Einschränkung erschwert eine robuste und stabile Flanschverbindung erheblich, wodurch sich der Spalt zwischen Hohlleiter- und Hornschnittstelle vergrößert. Dies wiederum führt zu elektromagnetischer Leckage und daraus resultierender Dämpfung. Auch die Oberfläche des Drucks weist eine gewisse Rauheit auf, welche die Übertragungsverluste im Hohlleiter beeinflussen kann. Ein weiterer Einflussfaktor für die beobachteten Abweichungen ist die Unvollkommenheit des Metallisierungsprozesses, bei dem, wie in Abschnitt 5.4.2 beschrieben, nicht alle Oberflächen gleichmäßig beschichtet werden. Diese ungleichmäßige Metallisierung erhöht die Oberflächenrauheit und führt zu zusätzlicher Dämpfung. Diese Effekte spiegeln sich in der Abweichung zwischen simulierten und gemessenen Hohlleiterübertragungsverlusten wieder. Während der simulierte Übertragungsverlust bei etwa 0,07 dB liegt, beträgt der gemessene Übertragungsverlust 0,4 dB für die planare Struktur und 0,78 dB für die Rillen-Struktur, wie in Abbildung 6.17a bzw. Abbildung 6.17b dargestellt. Aus diesen Gründen unterscheiden sich das Simulationsmodell und der Messaufbau mit integrierter Rillen-Struktur hinsichtlich ihrer Übergangseffizienz. Der Einfluss beziehungsweise das Ausmaß dieser Abweichungen sowie deren Einfluss auf den Gesamtübergangsverlust lassen sich, abgesehen vom Hohlleiterübertragungsverlust gemäß Abschnitt 6.3.1, nur schwer quantifizieren. Eine zuverlässigere Vergleichsgrundlage ergibt sich durch die Bewertung der Rillen-Struktur im Vergleich zur planaren Struktur. Da beide Systeme unter identischen Bedingungen vermessen wurden, wirken sich sämtliche zuvor genannten Ungenauigkeiten nahezu gleichermaßen auf beide Konfigurationen aus. Beide Übergangsstrukturen entstammen demselben Fertigungsprozess und wurden im selben Messaufbau getestet. Somit werden externe Einflussgrößen minimiert, was eine aussagekräftigere und direktere Bewertung der elektromagnetischen Eigenschaften der

beiden Hohlleiterübergänge ermöglicht. Die minimale Empfangsleistung der beiden Konfigurationen (mit und ohne Rillen) wird bei einer Spalthöhe von $0\text{ }\mu\text{m}$ gemessen, was mit den Simulationsergebnissen in Kapitel 5.4 übereinstimmt. Die beobachtete Verbesserung des Übergangsverlusts der Rillen-Struktur gegenüber der planaren Struktur beträgt $3,22\text{ dB}$. Die planare Struktur besitzt keine spezielle Maßnahme zur Reduktion von Leakage. Die Integration der Rillen-Struktur hingegen führt zu einer Verbesserung und bestätigt damit die Wirksamkeit des Leckunterdrückungsmechanismus. Insgesamt erfüllt der Hohlleiterübergang mit der Rillen-Struktur und den genutzten Folien als Abstandshalter voll die Anforderungen, ein System zu entwerfen, womit (ohne die Platine des Referenzsystems zu verändern) das Radarsystem im Sinne der Problemstellung mit externen Antennen betrieben werden kann.

7.1.3 Gesamtsystem

Das vorgestellte Gesamtsystem verfolgt einen kompakten und kosteneffizienten Ansatz zur azimutalen Winkelauflösung unter Nutzung nur eines einzigen Sendempfangspfads. Durch die Kombination einer frequenzscannenden Leckwellenantenne mit einem portumschaltbaren Aufbau auf Basis eines SPDT-Wellenleiterschalters konnte die physikalisch nutzbare Bandbreite des Systems virtuell verdoppelt werden. Diese Architektur ermöglicht eine elektronische Strahlschwenkung im Sendepfad, ohne dass eine aufwendige MIMO-Struktur erforderlich ist. Für die segmentbasierte Auswertung wurde die gesamte nutzbare Bandbreite von 11 GHz in insgesamt 22 Segmente mit einer Bandbreite von jeweils 500 MHz unterteilt. Daraus ergibt sich eine Reichweitenauflösung von 30 cm . Gleichzeitig resultiert aus der Geometrie der Leckwellenantenne eine Frequenz-Winkel-Abbildung mit einem Winkelabstand von ca. $3,4^\circ$ pro Segment. Somit ergibt sich eine Gesamtabdeckung des Raumwinkels von rund $3,4^\circ \times 22 = 74,8^\circ$, welche mit der gemessenen Winkelabdeckung der Antenne übereinstimmt. Die Winkelauflösung dabei liegt im Bereich der HPBW der Antenne und beträgt zwischen 7° und 9° . Die Validierung unter realen Messbedingungen belegt, dass die Zielwinkel zuverlässig bestimmt werden konnten. Auch bei der Betrachtung der Empfangsleistung zeigen die Messergebnisse insgesamt eine Übereinstimmung mit den theoretischen Vorhersagen. Im ersten Szenario wurde eine erwartete Empfangsleistung von etwa -87 dBm berechnet, während die Messung -88 dBm ergab. Im zweiten Szenario lag der gemessene Wert bei $-94,5\text{ dBm}$ gegenüber einer Erwartung von -92 dBm . Die Abweichung von $2,5\text{ dB}$ kann durch leichte horizontale Fehlausrichtung zum Ziel sowie einen möglicherweise reduzierten Antennengewinn des Hornstrahlers im Randbereich des Hauptkeulenprofils erklärt werden. Im dritten Szenario wurden drei Ziele betrachtet. Für das erste Ziel betrug die erwartete Empfangsleistung -87 dBm bei einem gemessenen Wert von -88 dBm , was erneut eine gute Übereinstimmung darstellt. Das zweite Ziel zeigte hingegen eine Abweichung von 3 dB (-85 dBm erwartet, -88 dBm gemessen), was wie im zweiten Szenario auf nicht ideale Ausrichtung oder geringeren Antennengewinn in diesem Abstrahlwinkel zurückzuführen sein könnte.

Für das dritte Ziel lag die Abweichung bei 4 dB (-93 dBm erwartet, -97 dBm gemessen). Hier ist anzunehmen, dass zusätzlich zu den zuvor genannten Ursachen auch der Antennengewinn der Serpentineantenne eine geringfügige Dämpfung beigetragen haben könnte. Zusätzlich kann hier eine verschobene Ausrichtung des kleinen Tripelspiegels zu Verlusten beigetragen haben. Insgesamt belegt die erfolgreiche Trennung mehrerer Ziele bei unterschiedlichen Raumwinkeln, dass das Antennenkonzept über eine ausreichend lineare Frequenz-Winkel-Abbildung verfügt und der gewählte segmentbasierte Auswertalgorithmus eine Winkelschätzung erlaubt. Dies ist insbesondere bemerkenswert, da Teile des Signalpfades (inklusive Antenne, Übergang und Hohlleiterstruktur) auf additiv gefertigten Bauteilen mit begrenzter geometrischer Präzision basiert. Neben der technischen Leistungsfähigkeit bietet das System durch seinen modularen Aufbau auch Vorteile in Bezug auf Integration und Anpassbarkeit. Die Verwendung eines universell ansteuerbaren Schalters sowie die symmetrische Auslegung der Leckwellenantenne ermöglichen eine einfache Erweiterung des Konzepts auf weitere Anwendungsfälle oder Frequenzbereiche. Diese Ergebnisse belegen die erfolgreiche Umsetzung des SISO-Radarsystems mit Winkelschätzung im 60-GHz-Bereich und bestätigen die Funktionsfähigkeit des Gesamtsystems in allen geprüften Szenarien.

7.2 Einordnung in den Stand der Technik

Nach der Bewertung der eigenen Ergebnisse erfolgt eine Einordnung der entwickelten Lösung in den Kontext bestehender Ansätze. Dazu werden ausgewählte Arbeiten aus dem Stand der Technik hinsichtlich Antennenkonzept, Aufbaukomplexität und Systemintegration gegenübergestellt.

7.2.1 Slow-Wave-Antenne und Serpentineantenne

Bis heute wurden wellenleiterbasierte Leaky-Wave-Antennen vorwiegend für niedrigere Frequenzen zwischen 9 GHz und 40 GHz entwickelt, da die größeren physischen Abmessungen solcher Antennen die Herstellung erleichtern [33–36, 70]. Tabelle 7.1 bietet einen Überblick über relevante Veröffentlichungen, in denen Leaky-Wave-Antennen mit unterschiedlichen Frequenzbereichen, Bandbreiten und Squint-Winkeln präsentiert werden. Es wird dabei deutlich, dass höhere Frequenzen wie 60 GHz oder gar 95 GHz bisher kaum realisiert wurden, insbesondere nicht mit physisch gefertigten wellenleiterbasierten Strukturen. Die Antenne aus [32] arbeitet bei einer sehr hohen Frequenz von 95 GHz, jedoch basieren die Ergebnisse ausschließlich auf Simulationen. Hierbei wurde ein Squint-Winkel von lediglich 7° bei einer Bandbreite von 7 GHz erzielt. Die relative Bandbreite beträgt 7,4%. Mit zunehmender Frequenz nimmt der Squint-Winkel typischerweise ab, was die Nutzung für die Winkelschätzung erschwert. Die Antennen aus [33], [34] und [35] operieren bei deutlich niedrigeren Frequenzen

Tabelle 7.1: Vergleich mit Leaky-Wave-Antennen aus anderen Veröffentlichungen.

Publikation	Squint-Winkel	relative Bandbreite	Frequenzbereich
[70]	48°	35,3%	28 GHz – 40 GHz
[32]	12°	7,41%	91 GHz – 98 GHz
[33]	17°	18,9%	24 GHz – 29 GHz
[34]	19°	24,4%	9 GHz – 11,5 GHz
[35]	30,6°	40%	12 GHz – 18 GHz
[36]	39°	6%	9,7 GHz – 10,3 GHz
diese Arbeit	42°	16,7%	55 GHz – 65 GHz
diese Arbeit	76°	9,05%	58 GHz – 63,5 GHz

zwischen 9 GHz und 29 GHz. Sie erreichen Squint-Winkel von 17°, 19° bzw. 30,6°. Letztere wurde mittels FDM-Metalldruck gefertigt, was bei 60 GHz aufgrund der Oberflächenrauheit und daraus resultierender Verluste nicht praktikabel ist. Die Antenne aus [36] fällt durch einen hohen Squint-Winkel von 39° bei einer sehr geringen relativen Bandbreite von 6% auf. Die absolute Bandbreite beträgt nur 600 MHz. Dies belegt, dass hohe Squint-Winkel auch bei geringer Bandbreite erreichbar sind. Die hierfür verwendete Serpentinstruktur wäre jedoch bei höheren Frequenzen schwer umzusetzen, da enge Fertigungstoleranzen erforderlich wären. Ein weiteres Beispiel stellt die Antenne in [70] dar, welche im Frequenzbereich von 28 GHz bis 40 GHz bei einer Bandbreite von 12 GHz einen Squint-Winkel von 48° erreicht. Dieses Design bietet ein gutes Verhältnis zwischen Bandbreite und Strahlablenkung, bleibt aber deutlich unterhalb des 60-GHz-Bereichs. Die in dieser Arbeit entwickelte Antenne adressiert genau diese Lücke. Die erste Antenne ist auf eine große Bandbreite ausgelegt, was eine hohe Distanzauflösung ermöglicht. Sie nutzt zwei getrennte Ports zur Erregung und erreicht eine effektive virtuelle Bandbreite von 20 GHz (reale Bandbreite 10 GHz) bei einem Gesamt-Squint-Winkel von 42°. Der Squint-Winkel zeigt hierbei über die Frequenz eine weitgehend lineare Charakteristik. Die zweite Antenne legt den Fokus auf einen größeren Strahlschwenk bei geringerer Bandbreite, wodurch der Squint-Winkel über den Frequenzbereich konstant bleibt. Auch hier werden zwei Ports eingesetzt, wodurch eine virtuelle Bandbreite von 11 GHz (reale Bandbreite 5,5 GHz) mit einem resultierenden Gesamt-Squint von 76° erzielt wird. Beide Antennen sind additiv aus Kunstharz gefertigt und mit Silber beschichtet, was eine kosteneffiziente und reproduzierbare Herstellung erlaubt. Die relative Bandbreite von 9,05% erlaubt eine sehr große Strahlablenkung bei vergleichsweise geringem Frequenzumfang. Durch die duale Port-Erregung und das damit verbundene virtuelle Bandbreitenkonzept kann bei beiden Antennen eine hohe Squint-Reichweite erzielt werden, ohne dass der Squint-Winkel pro tatsächlicher Bandbreite übermäßig anwächst. Diese Eigenschaft ist besonders vorteilhaft für präzise Winkelabschätzungen in kompakten, ressourcenlimitierten SISO-Radarsystemen bei 60 GHz. Insgesamt zeigt der Vergleich in Tabelle 7.1 die zentralen Herausforderungen bei der Implementierung von Leaky-

Wave-Antennen für hohe Frequenzen: Fertigungspräzision, Oberflächenqualität und das Erreichen eines hohen Squint-Winkels. Während einige existierende Designs hohe Squint-Winkel erzielen, scheitern diese Konzepte häufig bei hoher Betriebsfrequenz oder an einer praktikablen Fertigungstechnologie. Die hier präsentierte Antenne vereint diese Eigenschaften als ideale Lösung für die adressierte Problemstellung und ist damit besonders gut für kompakte, kostensensitive 60 GHz-SISO-Radaranwendungen geeignet.

7.2.2 Antennenübergang

Wie in Abschnitt 3.3 beschrieben, befassen sich weitere Arbeiten mit dem Übergang von einer Patchantenne zu einem Hohlleiter. Die in den entsprechenden Arbeiten [37], [112], [42] sowie in der vorliegenden Arbeit ermittelten Simulationsergebnisse dieses Übergangs sind in Tabelle 7.2 zusammengefasst. [40] wurde in diesen Vergleich

Tabelle 7.2: Vergleich der Simulationsergebnisse: Vorgeschlagenes Design im Vergleich zu [37], [112] und [42].

Designansatz	Frequenzbereich	Mittenfrequenz	Übergangs- dämpfung
Vorliegende Arbeit	58 GHz bis 63,5 GHz	60 GHz	0,54 dB
[37]	75 GHz bis 102 GHz	88,5 GHz	0,5 dB
[112]	76 GHz bis 82 GHz	79 GHz	1 dB
[42]	140 GHz bis 180 GHz	160 GHz	3 dB

nicht aufgenommen, da weder Simulations- noch Messergebnisse für den Übergang angegeben sind. Die geringste simulierte Übergangsdämpfung wird in [37] mit 0,5 dB erzielt. Dieser geringe Verlust wird auf die spezifische Umsetzung der Patchantenne und die Erweiterung des Hohlleiters durch VIA-Wände zurückgeführt. Der Übergang wird in einem Frequenzbereich von 75 GHz bis 102 GHz mit einer Mittenfrequenz von 88,5 GHz analysiert. Diese Herangehensweise erfordert jedoch eine Modifikation der antennentragenden Struktur, hier des Radarchip-Gehäuses, zur Integration von VIA-Wänden, was mit einem kommerziellen Radarsystem nur schwer umsetzbar ist. Im Vergleich dazu liegt die in der vorliegenden Arbeit erreichte Übergangsdämpfung mit 0,54 dB geringfügig höher, innerhalb eines Frequenzbereichs von 58 GHz bis 63,5 GHz und einer Mittenfrequenz von 60,75 GHz. Das in [112] simulierte Übergangsmodell weist mit rund 1 dB eine etwa doppelt so hohe Dämpfung wie das Modell der vorliegenden Arbeit auf. Der betrachtete Frequenzbereich liegt zwischen 76 GHz bis 82 GHz bei einer Mittenfrequenz von 79 GHz. Die Konfiguration verwendet eine Rillen-Struktur mit einer einzigen Nut. Darüber hinaus zeigt der mechanisch entkoppelte Übergang in [42], welcher eine Stabantenne auf einem Quarzglasblock in Kombination mit einer $\frac{\lambda}{2}$ -Patchstruktur und einer Hornantenne verwendet, eine Übergangsdämpfung von 3 dB. Dieses System arbeitet im Frequenzbereich von 140 GHz bis 180 GHz mit

Tabelle 7.3: Vergleich gemessener Ergebnisse: Vorgeschlagenes Design im Vergleich zu [42].

Designansatz	Frequenzbereich	Mittenfrequenz	Übergangs- dämpfung
diese Arbeit	58 GHz bis 63,5 GHz	60,75 GHz	7 dB
[42]	140,7 GHz bis 162,6 GHz	147,1 GHz	3,1 dB

einer Mittenfrequenz von 160 GHz und weist somit eine etwa fünf- bis sechsfach höhere Übergangsdämpfung als das in der vorliegenden Arbeit entwickelte System auf. Da die Arbeiten [112] und [37] ausschließlich Simulationsergebnisse beinhalten, ist ein direkter Vergleich mit den Messergebnissen der vorliegenden Arbeit nicht möglich. Daher werden für einen Vergleich auf Basis gemessener Daten lediglich die Ergebnisse in [42] herangezogen. Der entsprechende Vergleich ist in Tabelle 7.3 dargestellt. Der in [42] untersuchte Frequenzbereich von 140,7 GHz bis 162,6 GHz mit einer Mittenfrequenz bei 147,1 GHz liegt rund 12 GHz unterhalb des simulierten Bereichs und wird auf ungenau angenommene Materialparameter zurückgeführt. Die dort durchgeführte hochpräzise Waferprober-Messung eignet sich hervorragend zur Charakterisierung des Übergangsverhaltens im HF-Bereich [113], was den geringen Unterschied von lediglich 0,1 dB zwischen Simulation und Messung erklärt. Im Gegensatz dazu kann in dieser Arbeit aufgrund des fehlenden messtechnischen Zugangs zur Antenne des AiP-Radarchips nur das Gesamtsystem betrachtet werden, was eine direkte Bewertung der Übergangsdämpfung erschwert. Die beobachtete Abweichung von 6,46 dB ist daher nur eingeschränkt mit den Ergebnissen aus [42] vergleichbar. Die ausschließlich simulierten Ergebnisse in [112] und [37] verdeutlichen zusätzlich die Komplexität der experimentellen Validierung. Trotz dieser Einschränkungen zeigt das entwickelte Simulationsmodell eine geringe Übergangsdämpfung, die die Resultate von [112] und [42] übertrifft und mit [37] vergleichbar ist. Die verfügbaren Messdaten deuten jedoch darauf hin, dass der in [42] vorgestellte Übergang geringere Verluste aufweist als der in dieser Arbeit realisierte. Aus Sicht des Gesamtsystems für die adressierte Problemstellung sind diese leicht erhöhten Verluste allerdings vertretbar, da nur so die Reproduzierbarkeit und Fertigbarkeit für die Lösung der Problemstellung im Gesamtsystem sinnvoll realisierbar ist.

7.2.3 Gesamtsystem

Tabelle 7.4 fasst die in Kapitel 3 analysierten Gesamtsysteme nochmal zusammen. Diese zeigen, dass bereits unterschiedliche Konzepte zur Winkelauflösung mit frequenzscannenden Antennen existieren. Dennoch erfüllt keines dieser Systeme alle Anforderungen, die in der vorliegenden Arbeit im Hinblick auf Ressourcenlimitierung, Winkelauflösung und Systemintegration gestellt wurden. Die hier entworfene Lösung schließt diese Lücke. Im Unterschied zu [25], das auf einer starren SIW-Antenne

basiert, wurde in dieser Arbeit eine verlustarme, additiv gefertigte Leckwellenantenne implementiert. Diese erlaubt nicht nur die Realisierung komplexer Geometrien wie Serpentinendurchführungen, sondern reduziert durch das gewählte Fertigungsverfahren auch Herstellungskosten und Gewicht. Damit wird eine der zentralen Forderungen der Problemstellung erfüllt: ein kosteneffizientes, flexibel anpassbares Antennensystem ohne externe Ansteuerung. Die in [29] und [30] gezeigten Konzepte fokussieren stark auf verlustarme HF-Strukturen, jedoch bleibt die Systemintegration unvollständig. Es fehlen sowohl vollständige Signalverarbeitungspfade als auch eine experimentelle Demonstration mit realem Radarchip, was insbesondere bei Millimeterwellenfrequenzen mit Blick auf kommerziell verfügbare Komponenten eine erhebliche Unsicherheit bzgl. der Ankopplung des Chips an die Antenne ergibt. Das in dieser Arbeit vorgestellte Gesamtsystem hingegen ist vollständig realisiert und umfasst neben der additiv gefertigten Antenne auch einen vollständigen Hardwareaufbau mit Radarchip, Übergang auf Antenne, SPDT-Wellenleiterschalter, mechanischer Stabilisierung und einem validierten Signalverarbeitungspfad mit segmentierter Entfernung-Doppler-Analyse und Clustering. Im Vergleich zu [31], das mit einem Planararray bei niedrigen Frequenzen arbeitet, demonstriert das hier entworfene System die mögliche Winkelauflösung im 60-GHz-Bereich unter Verwendung einer effektiven virtuellen Bandbreite von 11 GHz, die durch sequenzielle Umschaltung zweier Antennenports erzeugt wird. In dieser Form ist das vorgestellte Gesamtsystem das erste, das eine winkelauflösende Zielerkennung mit einer vollständig 3D-gedruckten hohlleiterbasierten Leckwellenantenne im 60-GHz-Bereich experimentell demonstriert und sowohl Hardware, Steuerung, Signalverarbeitung und praxisnahe Evaluierung des Gesamtsystems untersucht.

Tabelle 7.4: Vergleich verschiedener SISO-Gesamtsysteme mit frequenzscannenden Antennen

Publikation	Antennentechnologie	Frequenzband / Bandbreite	Squint bzw. Abdeckung	Besonderheiten / Einschränkungen
[25]	SIW, Meander-Leckwellenantenne	57 GHz–63 GHz / 6 GHz	$> 60^\circ$ (nicht exakt angegeben)	Komplettes System, Fokus auf schnelle Ziele; eingeschränkte Antennenflexibilität durch SIW
[29]	Steg-Spalt-Hohlleiter-Leckwellenantenne	78 GHz–84 GHz / 6 GHz	65° in Simulation	Sehr geringe Verluste, nicht vollständig realisiert; keine vollständige Signalverarbeitung gezeigt
[30]	Periodisch geschlitzter Rillen-Spalt-Hohlleiter	90 GHz–110 GHz / 20 GHz	60° theoretisch	Sehr hohes Frequenzband, experimentell; keine vollständige Systemintegration; hoher Fertigungsaufwand
[31]	Rampart-Line-Antenne (planar, Mikrostreifen)	7,3 GHz / 1 GHz	120° gesamt mit 2 Ports	Sehr energieeffizient, geeignet für stationäre Vitalzeichenerfassung; nicht übertragbar auf mmWave
Diese Arbeit	Additiv gefertigte Leckwellenantenne (SLA + Silberbeschichtung)	58 GHz bis 63,5 GHz / 5,5 GHz (virtuell 11 GHz)	76° durch zwei Ports	Erstes vollständig realisiertes SISO-Radarsystem mit 3D-gedruckter hohlleiterbasierter Leckwellenantenne, hohe Flexibilität, kosteneffizient

Chamäleons gehören zu den faszinierendsten Strategen der Natur. Mit zwei unabhängig beweglichen Augen erfassen sie ihre Umgebung in mehreren Richtungen – effizient, minimalistisch, zielgerichtet. Inspiriert von diesem Prinzip wurde in dieser Arbeit ein Radarsystem im 60-GHz-Band entworfen, das nach einem ähnlichen Grundprinzip arbeitet: Anstatt wie bei klassischen MIMO-Systemen räumliche Information durch viele Sende- und Empfangskanäle zu gewinnen, nutzt das hier vorgestellte Konzept die frequenzabhängige Strahlschwenkung von speziell konstruierten Leckwellenantennen und erlaubt so eine vollständige Winkelerfassung mit nur einem Sende- und Empfangskanal. Im Gegensatz zu klassischen Architekturen wie MIMO-Systemen basiert das aufgebaute System auf einem simplen, aber effektiven Ansatz. Die Richtungsinformation wird über die Sendecharakteristik und nicht über das Empfangsarray erschlossen. Dabei gelingt es, sowohl Entfernung- als auch Winkelinformationen über denselben FMCW-Chirp zu extrahieren, wodurch die Bandbreite des Systems in der Doppelfunktion zur Zieltrennung in der Distanz wie auch Winkelauflösung besonders wichtig wird. Zwar existieren in der Literatur Ansätze, die eine winkelaufgelöste Messung mit frequenzabhängigen Antennenstrukturen und SISO-Systemen mit SIW-Antennen demonstrieren. Auch ein additiv gefertigtes Konzept wurde bereits veröffentlicht, jedoch ohne vollständige Integration in ein funktionsfähiges Radarsystem, ohne reale Messdaten und mit begrenztem Squint-Winkel von 20° bei 25 GHz Bandbreite. Die vorliegende Arbeit geht allerdings entscheidend darüber hinaus: Sie präsentiert das erste vollständig realisierte **SISO-Radarsystem mit einer additiv gefertigten, hohlleiterbasierten Leckwellenantenne im 60-GHz-Band**, das sowohl eine hohe Entfernungsauflösung als auch eine winkelaufgelöste Zielerfassung erlaubt. Durch die gezielte geometrische Auslegung der Antenne und die alternierende Nutzung beider strukturbedingter Antennentore mittels eines Wellenleiterschalters wird eine **virtuelle Bandbreitenverdopplung** für die Winkelschätzung erreicht. Dieses zentrale Konzept ermöglicht es, den klassischen Zielkonflikt zwischen Winkel- und Entfernungsauflösung deutlich abzuschwächen. In Verbindung mit einer segmentierten, wenig rechenintensiven Signalverarbeitung gelingt so ein vollständig integriertes Gesamtsystem, das sich besonders durch eine einfache Struktur, hohe Präzision und kostengünstige Herstellbarkeit auszeichnet. Die zwei entworfenen Leckwellenantennensysteme, eine linear aufgebaute Slow-Wave-Antenne mit hoher Bandbreite und eine kompakte Serpentinstruktur mit besonders großer Winkelabdeckung, belegen

die technische Vielseitigkeit der Methodik. Die Kombination aus additiver Fertigung, hohlleiterbasiertem Design und elektronischer Strahlschwenkung eröffnet neue Spielräume für präzise und zugleich einfache Radarsensorik zur Erfassung komplexer dreidimensionaler Umgebungen.

Zusammenfassend stellt die vorliegende Arbeit den ersten vollständigen Systemnachweis einer SISO-basierten Winkelschätzung mit additiv gefertigter Leckwellenantenne im 60-GHz-Band dar. Inspiriert vom Chamäleon, das mit zwei Augen unabhängig in unterschiedliche Richtungen blickt, nutzt das entwickelte System zwei Ports und eine intelligente Geometrie, um maximale Information zu erfassen. Ein technisches Chamäleon, das neue Perspektiven für kostengünstige, kompakte und präzise Radarsensorik eröffnet.

Literaturverzeichnis

- [1] V. Nityananda und J. C. A. Read, „Stereopsis in animals: evolution, function and mechanisms“, *The Journal of Experimental Biology*, Bd. 220 (Pt 14), S. 2502–2512, 2017. doi: 10.1242/JEB.143883.
- [2] H. Ketter-Katz, T. Lev-Ari und G. Katzir, „Vision in chameleons—A model for non-mammalian vertebrates“, *Seminars in Cell & Developmental Biology*, Bd. 106, S. 94–105, 2020, issn: 1084-9521. doi: [HTTPS://DOI.ORG/10.1016/J.SEMCDB.2020.05.009](https://doi.org/10.1016/J.SEMCDB.2020.05.009). <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S108495211930240X>, Vertebrate vision: Lessons from non-model species.
- [3] M. A. Richards, J. Scheer, W. A. Holm und W. L. Melvin, „Principles of modern radar“, Citeseer, 2010.
- [4] C. Waldschmidt, C. Bonfert und T. Grebner, „Millimeter Wave Radar: Hardware and Signal Processing“, 1. Aufl. Springer Cham, 2025, ISBN: 978-3-031-89118-2. doi: 10.1007/978-3-031-89118-2. <https://doi.org/10.1007/978-3-031-89118-2>.
- [5] S. Neemat, F. Uysal, O. Krasnov und A. Yarovoy, „Reconfigurable Range-Doppler Processing and Range Resolution Improvement for FMCW Radar“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 19 (20), S. 9294–9303, 2019. doi: 10.1109/JSEN.2019.2923053.
- [6] N. F. M. Ariffin, F. N. M. Isa und A. F. Ismail, „FMCW radar for slow moving target detection: Design and performance analysis“, in *2016 International Conference on Computer and Communication Engineering*, IEEE, 2016, S. 396–399.
- [7] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel und C. Waldschmidt, „Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 60 (3), S. 845–860, 2012. doi: 10.1109/TMTT.2011.2178427.
- [8] S. Neemat, O. Krasnov, F. van der Zwan und A. Yarovoy, „Decoupling the Doppler Ambiguity Interval From the Maximum Operational Range and Range-Resolution in FMCW Radars“, *IEEE Sensors Journal*, Bd. 20 (11), S. 5992–6003, 2020. doi: 10.1109/JSEN.2020.2972152.
- [9] M. Hennecke und B. Skrotzki, „HÜTTE Band 3: Elektro-und informationstechnische Grundlagen für Ingenieure“. Springer, 2022.
- [10] L. Stiny, „Passive elektronische Bauelemente“. Springer, 2015.
- [11] R. B. Keller, „Frequency and Wavelength“, in *Design for Electromagnetic Compatibility—In a Nutshell: Theory and Practice*. Cham: Springer International Publishing, 2023, S. 33–40, ISBN: 978-3-031-14186-7. doi: 10.1007/978-3-031-14186-7_4. https://doi.org/10.1007/978-3-031-14186-7_4.

- [12] P. Schmüser, „Theoretische Physik für Studierende des Lehramts 2: Elektrodynamik und Spezielle Relativitätstheorie“. Springer-Verlag, 2012.
- [13] Y. H. Lee, „Introduction to Engineering Electromagnetics“, 2nd. Cham, Switzerland: Springer, 2024, ISBN: 978-3-031-28659-9. DOI: 10.1007/978-3-031-28659-9.
- [14] C. A. Balanis, „Advanced engineering electromagnetics“. John Wiley & Sons, 2012.
- [15] K. Kark, „Antennen und Strahlungsfelder“. Springer, 2006, Bd. 2.
- [16] C. A. Balanis, „Antenna Theory: Analysis and Design“, third edition. USA: Wiley-Interscience, 2005, ISBN: 0471714623.
- [17] W. Stutzman und G. Thiele, „Antenna Theory and Design“, Ser. Antenna Theory and Design. Wiley, 2012, ISBN: 9780470576649. <https://books.google.de/books?id=xhZRA1K57wIC>.
- [18] J. Kraus und R. Marhefka, „Antennas for All Applications“, third edition, Ser. McGraw-Hill series in electrical engineering. McGraw-Hill, 2002, ISBN: 9780071232012. <https://books.google.de/books?id=V6pSPgAACAAJ>.
- [19] C. Balanis, „Advanced Engineering Electromagnetics“, second edition. Wiley, 2012, ISBN: 9781118213483. <https://books.google.de/books?id=2eMbAAAAQBAJ>.
- [20] S. Alhuwaimel, „Fully Polarimetric Slotted Waveguide Antenna Array“, Dissertation, University College London, 2018. <https://discovery.ucl.ac.uk/id/eprint/10041045>.
- [21] R. Elliott, „An improved design procedure for small arrays of shunt slots“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. 31 (1), S. 48–53, 1983. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143002.
- [22] R. Roges und P. K. Malik, „Planar and printed antennas for Internet of Things-enabled environment: Opportunities and challenges“, *International Journal of Communication Systems*, Wiley Online Library, Bd. 34 (15), e4940, 2021. DOI: 10.1002/DAC.4940.
- [23] H. Santos, P. Pinho und H. Salgado, „Patch antenna-in-package for 5G communications with dual polarization and high isolation“, *Electronics*, MDPI, Bd. 9 (8), S. 1223, 2020. DOI: 10.3390/ELECTRONICS9081223.
- [24] R. B. Waterhouse, „Microstrip Patch Antennas: A Designer’s Guide“. New York, NY: Springer, 2003, ISBN: 978-1-4020-7373-1. DOI: 10.1007/978-1-4757-3791-2. <https://doi.org/10.1007/978-1-4757-3791-2>, Springer Book Archive, Springer Science+Business Media.
- [25] A. Hommes, A. Shoykhetbrod und N. Pohl, „A fast tracking 60 GHz Radar using a frequency scanning antenna“, in *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves*, 2014, S. 1–2. DOI: 10.1109/IRMMW-THZ.2014.6956052.
- [26] A. Shoykhetbrod, T. Geibig, A. Hommes, R. Herschel und N. Pohl, „Concept for a fast tracking 60 GHz 3D-radar using frequency scanning antennas“, in *2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves*, 2016, S. 1–3. DOI: 10.1109/IRMMW-THZ.2016.7758541.
- [27] A. Shoykhetbrod, D. Nussler und A. Hommes, „Design of a SIW meander antenna for 60 GHz applications“, in *2012 The 7th German Microwave Conference*, 2012, S. 1–3.

-
- [28] P. Kwiatkowski, A. Orth und N. Pohl, „Combining 77–81 GHz MIMO FMCW radar with frequency-steered antennas: a case study for 3D target localization“, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Bd. 16, S. 1–9, März 2024. doi: 10.1017/S1759078724000254.
 - [29] D. A. Schneider, M. Rösch, A. Tessmann und T. Zwick, „A Low-Loss W-Band Frequency-Scanning Antenna for Wideband Multichannel Radar Applications“, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Bd. 18 (4), S. 806–810, 2019. doi: 10.1109/LAWP.2019.2904170.
 - [30] K. Murano, I. Watanabe, A. Kasamatsu, S. Suzuki, M. Asada, W. Withayachumnankul, T. Tanaka und Y. Monnai, „Low-Profile Terahertz Radar Based on Broadband Leaky-Wave Beam Steering“, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, Bd. 7 (1), S. 60–69, 2017. doi: 10.1109/TTHZ.2016.2624514.
 - [31] M. Mercuri, G. Sacco, R. Hornung, P. Zhang, H. J. Visser, M. Hijdra, Y.-H. Liu, S. Pisa, B. van Liempd und T. Torfs, „2-D Localization, Angular Separation and Vital Signs Monitoring Using a SISO FMCW Radar for Smart Long-Term Health Monitoring Environments“, *IEEE Internet of Things Journal*, Bd. 8 (14), S. 11 065–11 077, 2021. doi: 10.1109/JIOT.2021.3051580.
 - [32] S. Singh und A. Basu, „Circularly Polarized Slotted Waveguide Leaky Wave Antenna at W Band for Radar Application“, in *2022 International Symposium on Antennas and Propagation*, 2022, S. 403–404. doi: 10.1109/ISAP53582.2022.9998854.
 - [33] M. Al Sharkawy und A. A. Kishk, „Long Slots Array Antenna Based on Ridge Gap Waveguide Technology“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. 62 (10), S. 5399–5403, 2014. doi: 10.1109/TAP.2014.2345411.
 - [34] M. Vukomanovic, J.-L. Vazquez-Roy, O. Quevedo-Teruel, E. Rajo-Iglesias und Z. Sipus, „Gap Waveguide Leaky-Wave Antenna“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. 64 (5), S. 2055–2060, 2016. doi: 10.1109/TAP.2016.2539376.
 - [35] K. Zhao, G. Senger und N. Ghalichechian, „3D-Printed Frequency Scanning Slotted Waveguide Array with Wide Band Power Divider“, in *2019 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting*, 2019, S. 1–2. doi: 10.23919/USNC-URSI-NRSM.2019.8712999.
 - [36] W. Yin, A. Chen, X. Liang, L. Shi, F. Guan, X. Liu und J. Zi, „Frequency Scanning Single-Ridge Serpentine Dual-Slot-Waveguide Array Antenna“, *IEEE Access*, Bd. 8, S. 77 245–77 254, 2020. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2989318.
 - [37] J. Svedin, T. Pellikka und L.-G. Huss, „A direct transition from microstrip to waveguide for millimeter-wave MMICs using LTCC“, in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, IEEE, 2011, S. 102–105.
 - [38] B. Scheiner, S. Mann, F. Lurz, F. Michler, S. Erhardt, S. Lindner, R. Weigel und A. Koelpin, „Microstrip-to-waveguide transition in planar form using a substrate integrated waveguide“, in *2018 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2018, S. 18–20. doi: 10.1109/RWS.2018.8304934.
 - [39] E. Hassan, B. Scheiner, F. Michler, M. Berggren, E. Wadbro, F. Röhr, S. Zorn, R. Weigel und F. Lurz, „Multilayer Topology Optimization of Wideband SIW-to-Waveguide Transitions“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 68 (4), S. 1326–1339, 2020. doi: 10.1109/TMTT.2019.2959759.

- [40] D. Langer, N. C. Albrecht, F. Bartels, B. Tegowski und A. Koelpin, „Integration Approach for Radar Transceiver MMICs with Integrated Antennas Enabling Adaptability to Customized Passive Frontend Design“, in *2024 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS 2024*, IEEE, 2024, S. 406–409.
- [41] L. Hedayatifar, A. Masoudi und S. V. Farahani, „Scaling properties of surface growth on rough substrates generated by standard models“, *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, Elsevier, Bd. 391 (16), S. 4159–4164, 2012.
- [42] M. Geiger, M. Hitzler und C. Waldschmidt, „Mechanically decoupled transitions from MMIC to rectangular and dielectric waveguides at G-band“, in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, IEEE, 2020, S. 964–967.
- [43] W. Mayer, M. Wetzel und W. Menzel, „A novel direct-imaging radar sensor with frequency scanned antenna“, in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, Bd. 3, 2003, 1941–1944 vol.3. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210538.
- [44] J. Gabsteiger, T. Kurin, C. Dorn, A. Koelpin und F. Lurz, „Antenna Model and Simulation Platform for Angle Estimation with a SISO Radar System“, in *2024 21st European Radar Conference*, 2024, S. 192–195. doi: 10.23919/EURAD61604.2024.10734874.
- [45] W. Wang, R. Wang, R. Jiang, H. Yang und X. Wang, „Modified reference window for two-dimensional CFAR in radar target detection“, *The Journal of Engineering*, Bd. 2019, S. 7924–7927, 21 2019. doi: 10.1049/JOE.2019.0687. <https://digital-library.theiet.org/doi/abs/10.1049/joe.2019.0687>.
- [46] C. Kuang, C. Wang, B. Wen, Y. Hou und Y. Lai, „An Improved CA-CFAR Method for Ship Target Detection in Strong Clutter Using UHF Radar“, *IEEE Signal Processing Letters*, Bd. 27, S. 1445–1449, 2020. doi: 10.1109/LSP.2020.3015682.
- [47] H. Rohling, „Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations“, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. AES-19 (4), S. 608–621, 1983. doi: 10.1109/TAES.1983.309350.
- [48] Infineon Technologies AG, „BGT60UTR11AIP Radar Sensor Device Datasheet“, <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-bgt60utr11aip-datasheet-en.pdf>, 2025.
- [49] Infineon Technologies AG, „BGT60LTR11SAIP Radar Sensor Device Datasheet“, <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-bgt60ltr11saip-datasheet-en.pdf>, 2024.
- [50] Infineon Technologies AG, „UG142044 BGT60ATR24C Evaluation Shield User Manual“, <https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/44/infineon-ug142044-bgt60atr24c-es-shield-usermanual-en.pdf?fileId=8ac78c8c7ff9f022017ffe75d2490868>, Apr. 2025.
- [51] Infineon Technologies AG, „BGT60TR13C Datasheet“, Accessed: 2025-04-23, 2023. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BGT60TR13C-DataSheet-v02_49-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7d718a49017d94bac88e5d43.
- [52] T. Instruments, „AWR6843AOP Single-Chip 60 to 64 GHz mmWave Sensor Antennas-On-Package (AOP), Datenblatt (Rev. D, Version SWRS246D)“, Techn. Ber., Datenblatt SWRS246D, November 2020 – überarbeitet Mai 2025, Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/awr6843aop.pdf?ts=1754685435>

- 870&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FAWR6843AOP.
- [53] T. Instruments, „60GHz mmWave Sensor EVMs: Benutzerhandbuch für xWR6843ISK, IWR6843ISK-ODS und AWR6843AOPEVM“, Techn. Ber., Benutzerhandbuch SWRU546E, Oktober 2018, überarbeitet Mai 2022, Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/ug/swru546e/swru546e.pdf>.
 - [54] T. Instruments, „AWR6443 Single-Chip 60 to 64 GHz mmWave Sensor“, Techn. Ber., Datenblatt SWRS248E, April 2020 – überarbeitet April 2025, Texas Instruments. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/awr6443.pdf?ts=1754730519278&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FAWR6443.
 - [55] T. Instruments, „IWR6432BOOST/AWRL6432BOOST EVM: FR4-Based Low Power 60 GHz mm-Wave Sensor EVM User Guide“, Techn. Ber., User Guide SWRU596, Dezember 2022, Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/ug/swru596/swru596.pdf>.
 - [56] T. Instruments, „xWRL6844 EVM Benutzerhandbuch“, Techn. Ber., Benutzerhandbuch SWRU630, Dezember 2024, Texas Instruments. <https://www.ti.com/lit/ug/swru630/swru630.pdf?ts=1754685250084>.
 - [57] T. Instruments, „IWR6843AOP Single-Chip 60 to 64 GHz mmWave Sensor Antennas-On-Package (AOP), Datasheet (Rev. C, Version SWRS237C)“, Techn. Ber., Revision C, April 2020 – revised June 2025, Texas Instruments. https://www.ti.com/lit/ds/symlink/iwr6843aop.pdf?ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FIWR6843AOP.
 - [58] indie Semiconductor FFO GmbH, „60-GHz Highly Integrated IQ Transceiver TR2_060_095 — Preliminary Data Sheet, Version 0.3“, Techn. Ber., Data Sheet Version 0.3, published 10 July 2023, indie Semiconductor FFO GmbH. https://downloads.ffe.indiesemi.com/datasheets/Datasheet_TR2_060_095_V0.3.pdf.
 - [59] I. Semiconductor, „T4R4_060_096 – Präzisions-FMCW-Radarlösung mit 60 GHz“, Techn. Ber., Datenblatt V0.4, Februar 2024, Indie Semiconductor. https://www.mrf.co.jp/wp-content/uploads/2024/02/Datasheet_T4R4_060_096_V0.4.pdf.
 - [60] S. Inc., „Automotive 60 GHz Radio-wave Sensor for In-Cabin Sensing SC1260AR3, Catalog (AD04-00148-1E)“, Techn. Ber., Catalog No. AD04-00148-1E, edited by Smart Sensor Solution Team, May 2023, Socionext Inc. <https://www.socionext.com/en/download/catalog/AD04-00148-1E.pdf>.
 - [61] S. Inc., „60 GHz Radio-wave Ranging Sensor 3D Detection Model SC1240AR3 (Catalog AD04-00144-1E)“, Techn. Ber., Catalog No. AD04-00144-1E, edited by Smart Sensor Solution Team, June 2022, Socionext Inc. <https://www.socionext.com/en/download/catalog/AD04-00144-1E.pdf>.
 - [62] S. Inc., „60 GHz Radio-wave Ranging Sensor 3 D Detection Model SC1220AT2 (Catalog AD04-00134-2E)“, Techn. Ber., Catalog No. AD04-00134-2E, edited by Smart Sensor Solution Team, December 2023, Socionext Inc. <https://www.socionext.com/en/download/catalog/AD04-00134-2E.pdf>.

- [63] S. Inc., „60 GHz Radio-wave Ranging Sensor 2D Detection Model SC1221AR3 (Catalog AD04-00133-2E)“, Techn. Ber., Catalog No. AD04-00133-2E, edited by Smart Sensor Solution Team, December 2023, Socionext Inc. <https://www.socionext.com/en/download/catalog/AD04-00133-2E.pdf>.
- [64] Infineon Technologies AG, „Distance estimation solution using XENSIV™ KIT CSK BGT60TR13C 60 GHz radar“, Accessed: 2025-04-24, 2024. https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN080949_Distance_estimation_solution_using_XENSIV_KIT_CSK_BGT60TR13C_60_GHz_radar-ApplicationNotes-v01_10-EN.pdf?fileId=8ac78c8c8900bb5701890257117a1aa4.
- [65] M. Alibakhshikenari, B. S. Virdee, S. Salekzamankhani, S. Aïssa, C. H. See et al., „High-isolation antenna array using SIW and realized with a graphene layer for sub-terahertz wireless applications“, *Scientific Reports*, Bd. 11 (1), S. 10 218, 2021, ISSN: 2045-2322. DOI: 10.1038/S41598-021-87712-Y. <https://doi.org/10.1038/s41598-021-87712-y>.
- [66] M. Bozzi, L. Perregrini und K. Wu, „Modeling of Conductor, Dielectric, and Radiation Losses in Substrate Integrated Waveguide by the Boundary Integral-Resonant Mode Expansion Method“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 56 (12), S. 3153–3161, 2008. DOI: 10.1109/TMTT.2008.2007140.
- [67] M. Bozzi, M. Pasian, L. Perregrini und K. Wu, „On the losses in substrate-integrated waveguides and cavities“, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Bd. 1 (5), S. 395–401, 2009. DOI: 10.1017/S1759078709990493.
- [68] D. M. Pozar, „Microwave Engineering“, 4. Aufl. Hoboken, NJ: Wiley, 2011, ISBN: 978-0-470-63155-3.
- [69] F. Monticone und A. Alù, „Leaky-Wave Theory, Techniques, and Applications: From Microwaves to Visible Frequencies“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 103 (5), S. 793–821, 2015. DOI: 10.1109/JPROC.2015.2399419.
- [70] Z. Liu, H. Lu, J. Liu, S. Yang, Y. Liu und X. Lv, „Compact Fully Metallic Millimeter-Wave Waveguide-Fed Periodic Leaky-Wave Antenna Based on Corrugated Parallel-Plate Waveguides“, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Bd. 19 (5), S. 806–810, 2020. DOI: 10.1109/LAWP.2020.2980993.
- [71] W.-D. Guo, G.-H. Shiue, C.-M. Lin und R.-B. Wu, „Comparisons between serpentine and flat spiral delay lines on transient reflection/transmission waveforms and eye diagrams“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Bd. 54 (4), S. 1379–1387, 2006. DOI: 10.1109/TMTT.2002.871913.
- [72] R. Enjiu und M. Perotoni, „Slotted Waveguide Antenna Design Using 3D EM Simulation“, *Microwave Journal*, Bd. 56, Aug. 2013.
- [73] R. Elliot, „Antenna Theory and Design, Revised Edition“. Wiley-Interscience, 2003, ISBN: 9780470544174. <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5265564>.
- [74] Y. Mizuno, K. Sakakibara und N. Kikuma, „Loss reduction of microstrip-to-waveguide transition suppressing leakage from gap between substrate and waveguide by choke structure“, in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation*, 2016, S. 374–375.

-
- [75] R. Knöchel und B. Schiek, „Microwave Engineering: Passive Circuits“. Springer, 2005, ISBN: 978-3-540-23045-0.
 - [76] R. E. Collin, „Foundations for Microwave Engineering“, 2nd. Wiley-IEEE Press, 2001, ISBN: 978-0-7803-5384-2.
 - [77] X. Gu, D. Liu und B. Sadhu, „Packaging and Antenna Integration for Silicon-Based Millimeter-Wave Phased Arrays: 5G and Beyond“, *IEEE Journal of Microwaves*, Bd. 1 (1), S. 123–134, 2021. DOI: 10.1109/JMW.2020.3032891.
 - [78] S. Noghianian und L. Shafai, „Effects of finite ground plane and substrate dimensions on the radiation pattern of a circular microstrip antenna“, in *1996 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, 1996, S. 383–386.
 - [79] A. Paghi, G. Trupiano, C. Puglia, H. Burgaud, G. De Simoni, A. Greco und F. Giazotto, „Estimation of the FR4 Microwave Dielectric Properties at Cryogenic Temperature for Quantum-Chip-Interface PCBs Design“, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Bd. 73, S. 1–7, 2024. DOI: 10.1109/TIM.2024.3372217.
 - [80] N. R. Ccoillo-Ramos, N. Aboserwal, Z. Qamar und J. L. Salazar-Cerreno, „Improved analytical model for a proximity coupled microstrip patch antenna (PC-MSPA)“, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, Bd. 69 (10), S. 6244–6252, 2021.
 - [81] J. KThe gain of an antenna is defined as its capacity to radiate or receive energy in a specific direction relative to an isotropic source.rivák, „Analysis of feeding techniques of a patch antenna array for 5G NR“, Dissertation, Wien, 2021.
 - [82] S. Sibi Chakravarthy, N. Sarveshwaran, S. Sriharini und M. Shanmugapriya, „Comparative study on different feeding techniques of rectangular patch antenna“, in *2016 Thirteenth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks*, IEEE, 2016, S. 1–6.
 - [83] J. Deepika, M. Mathivanan, A. Muruganandham und R. Vivek, „Parametrical variation and its effects on characteristics of microstrip rectangular patch antenna“, in *2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies*, IEEE, 2017, S. 1–6.
 - [84] M. Prioyavin, A. Fedotov, D. Sobolev, A. Orlovskiy und V. Kotomina, „Study of microwave components fabricated by SLA 3D-printing and metallization“, in *2023 24th International Vacuum Electronics Conference*, 2023, S. 1–2. DOI: 10.1109/IVEC56627.2023.10157304.
 - [85] V. Fiorese, C. B. Gonçalves, C. del Rio Bocio, D. Titz, F. Giancesello, C. Luxey, G. Ducournau, E. Dubois, C. Gaquière und D. Gloria, „Evaluation of Micro Laser Sintering Metal 3D-Printing Technology for the Development of Waveguide Passive Devices up to 325 GHz“, in *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2020, S. 1168–1171. DOI: 10.1109/IMS30576.2020.9224102.
 - [86] H. Quan, T. Zhang, H. Xu, S. Luo, J. Nie und X. Zhu, „Photo-curing 3D printing technique and its challenges“, *Bioactive Materials*, Bd. 5 (1), S. 110–115, 2020, ISSN: 2452-199X. DOI: HTTPS://DOI.ORG/10.1016/J.BIOACTMAT.2019.12.003. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2452199X19300714>.

- [87] L. Zhu, S.-H. Shin, R. Payapulli, I. Rossuck, N. Klein, N. Ridler und S. Lucyszyn, „3-D Printed THz Waveguide Components“, *IEEE Access*, Bd. 11, S. 79 073–79 086, Aug. 2023. doi: 10.1109/ACCESS.2023.3297271.
- [88] S.-H. Shin, R. Payapulli, L. Zhu, M. Stanley, X. Shang, N. M. Ridler und S. Lucyszyn, „3-D Printed Plug and Play Prototyping for Low-Cost Sub-THz Subsystems“, *IEEE Access*, Bd. 10, S. 41 708–41 719, 2022. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3167437.
- [89] D. Langer, B. Tegowski, N. C. Albrecht, M. Wenzel und A. Koelpin, „The Design Process for Monolithically Manufactured Millimeter-Wave Antenna Arrays Using Stereolithography 3D Printing“, in *2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2023*, 2023, S. 339–342. doi: 10.1109/IMS37964.2023.10188155.
- [90] J. Shen, M. Aiken, C. Ladd, M. D. Dickey und D. S. Ricketts, „A simple electroless plating solution for 3D printed microwave components“, in *2016 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2016, S. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2016.7931434.
- [91] J. Gabsteiger, D. Langer, C. Dorn, A. Koelpin und F. Lurz, „60GHz Leaky-Wave Antenna Design for SISO Radar Systems with Angle Estimation“, in *2025 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2025, S. 21–24. doi: 10.1109/RWS62086.2025.10904842.
- [92] R. E. Collin, „Foundations for Microwave Engineering“, 2nd Edition (Classic Reissue), Ser. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2001, ISBN: 0-7803-6031-1. doi: 10.1109/9780470544662.
- [93] „IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 64, No. 4“, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Bd. 64 (4), Apr. 2016.
- [94] M. K. Ng, „Moment method analysis of plane wave scattering from planar corrugated surfaces using parallel-plate cavity Green’s functions and derivation of analytic reflection-phase formulas for both polarizations and oblique azimuth planes“, *Radio Sci.*, Bd. 47, RS3008, 2012. doi: 10.1029/2011RS004938.
- [95] D. L. Jaggard und G. A. Evans, „Coupled Waves and Floquet Approach to Periodic Structures“, Technical Report 73, Southern Methodist University, Antenna Laboratory, 1970s?
- [96] D. Sánchez-Escuderos, M. Ferrando-Bataller, J. I. Herranz und M. Cabedo-Fabrés, „Periodic Leaky-Wave Antenna on Planar Goubau Line at Millimeter-Wave Frequencies“, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Bd. 12, S. 1006–1009, 2013. doi: 10.1109/LAWP.2013.2278035.
- [97] F. Cosmi und A. Dal Maso, „A mechanical characterization of SLA 3D-printed specimens for low-budget applications“, *Materials Today: Proceedings*, Bd. 32, S. 194–201, 2020, ISSN: 2214-7853. doi: [HTTPS://DOI.ORG/10.1016/J.MATPR.2020.04.602](https://doi.org/10.1016/j.matpr.2020.04.602). <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214785320332247>, DAS2019.
- [98] M. Hu, H. Cheng und Y. Feng, „Rotation-Assisted Separation Model of Constrained-Surface Stereolithography“, *3D Printing and Additive Manufacturing*, Bd. 10 (1), S. 146–155, 2023. doi: 10.1089/3DP.2021.0001. <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC10049864/>.

-
- [99] J. Gabsteiger, C. Robisch, A. Koelpin und F. Lurz, „Advancing 60 GHz SISO Radar: Additively Manufactured Leaky-Wave Antenna with Enhanced Beam Steering“, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2025, in Review.
 - [100] Á. Jaque Jiménez, G. Zamora und J. Bonache, „Frequency-Scanning Leaky-Wave Slot Antenna Array Based on Serpentine Waveguide With Open Stopband Suppression“, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Bd. 23 (1), S. 344–348, 2024. doi: 10.1109/LAWP.2023.3324063.
 - [101] M. A. K. S. Lubis, C. Apriono, F. Y. Zulkifli und E. T. Rahardjo, „Design of narrow wall slotted waveguide antenna for X-band application“, in *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall*, 2017, S. 2625–2628. doi: 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293579.
 - [102] K.-R. Chou, H.-N. Lin, W. Lu, H.-W. Chang und K. Tiong, „Design and operation of an edge-wall slotted waveguide array antenna with ultralow side lobes for application of off-shore radar“, *Journal of Marine Science and Technology*, Bd. 23, S. 620–627, Okt. 2015. doi: 10.6119/JMST-015-0226-2.
 - [103] A. Raniszewski, „A non-resonant slotted corrugated waveguide array antenna with extended frequency scanning“, in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference*, 2018, S. 416–419. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405242.
 - [104] Millimeter Wave Products Inc., „912VF/385TTL SP2T Waveguide Switch Test Data Sheet“, <https://www.miwv.com/drawings/912/912VF-385TTL.pdf>, Okt. 2020.
 - [105] J. A. Jargon, J. A. Jargon, D. F. Williams, A. C. Stelson, C. J. Long, A. M. Hagerstrom, P. D. Hale, J. R. Stoup, E. S. Stanfield und W. Ren, „Physical models and dimensional traceability of WR15 rectangular waveguide standards for determining systematic uncertainties of calibrated scattering-parameters“. US Department of Commerce, National Institute of Standards und Technology, 2020.
 - [106] A. Syahriar, N. R. Syahriar, J. S. Djamal und R. R. Saleh, „A general S-bend approximation by cascading multiple sections of uniformly curved waveguides“, in *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, Bd. 1196, 2019, S. 012 030.
 - [107] Pasternack Enterprises, „WR-15 Waveguide Standard Gain Horn Antenna Operating from 50 GHz to 75 GHz - Product-ID: PE9881-24 Data Sheet“, Accessed: 2025-05-05, 2024. <https://www.pasternack.com/images/ProductPDF/PE9881-24.pdf>.
 - [108] P. Parmar, R. Dubey und K. Markam, „Improvement in side lobe reduction in FIR filter design using proposed hybrid Blackman window“, in *International Conference on Sustainable and Innovative Solutions for Current Challenges in Engineering & Technology*, Springer, 2019, S. 1–11.
 - [109] Eravant, „SAR-1532-15-S2 V-Band Pyramidal Horn Antenna Datasheet“, <https://sftp.eravant.com/content/datasheets/SAR-1532-15-S2.pdf>, Final Rev 1.4; Frequency range: 50–75 GHz; Gain: 15 dBi; E-Plane: 41°, H-Plane: 32°, 2023.
 - [110] D. d. Leeuw, „Plastic electronics“, *Physics World*, Bd. 12 (3), S. 31, März 1999. doi: 10.1088/2058-7058/12/3/27. <https://dx.doi.org/10.1088/2058-7058/12/3/27>.
 - [111] A. Zürich und T.-T. C. Schweiz, „Entwicklung eines Radarreflektors für Zweiräder“,

- [112] Y. Mizuno, K. Sakakibara und N. Kikuma, „Loss reduction of microstrip-to-waveguide transition suppressing leakage from gap between substrate and waveguide by choke structure“, in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation*, IEEE, 2016, S. 374–375.
- [113] W. Yeo, Y.-C. Chang, L.-C. Chen und K.-H. Chang, „A Novel Out-of-Control Action Plan (OCAP) for Optimizing Efficiency and Quality in the Wafer Probing Process for Semiconductor Manufacturing“, *Sensors (Basel, Switzerland)*, Bd. 24 (16), S. 5116, 2024.

Studentische Arbeiten

- [114] C. Robisch, „Design und additive Fertigung einer Leckwellenantenne mit Strahlschwenkung bei 60 GHz“, Bachelorarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, März 2025.
- [115] A. Klooß, „Design and manufacture of a 3D transition from patch antennas to waveguides“, Masterarbeit, Universität Erlangen-Nürnberg, Mai 2025.

Abkürzungsverzeichnis

FMCW frequenzmoduliertes Dauerstrich (Frequency Modulated Continuous Wave)

SISO Einkanalssystem, Single Input Single Output

MIMO Mehrkanalsystem, Multiple Input Multiple Output

LWA Leckwellenantenne, Leaky-Wave Antenna

SLL Nebenkeulenlevel, Side Lobe Level

HPBW Halbwertsbreite, Half Power Beam Width

FNBW Nullstellenabstand, First Null Beam Width

SWGAA geschlitzte Hohlleiterarray-Antenne, Slotted Waveguide Array Antenna

TEM transversal-elektromagnetisch

AiP integrierte Antenne im Gehäuse, Antenna in Package

SIW substratintegrierter Hohlleiter, Substrate Integrated Waveguide

DUT Prüfobjekt, Device Under Test

SLA Stereolithografie, Stereolithography

PPW Parallelplattenwellenleiter, Parallel Plate Waveguide

PCB Leiterplatte, Printed Circuit Board

AMC künstlicher magnetischer Leiter, Artificial Magnetic Conductor

MMIC monolithisch integrierter Mikrowellenschaltkreis, Monolithic Microwave Integrated Circuit

ISM Industrie-, Wissenschafts- und Medizinband, Industrial, Scientific, Medical

CUT Testzellen, Cells Under Test

FIFO Reihenspuffer, First In, First Out

SPI serielle Peripherieschnittstelle, Serial Peripheral Interface

- VGA** variabler Verstärker, Variable Gain Amplifier
- AP** Applikationsprozessor, Application Processor
- WR** rechteckiger Hohlleiter, Waveguide Rectangular
- ABB** analoger Basisbandbereich, Analog Base Band
- AC** Wechselstrom, Alternating Current
- DC** Gleichstrom, Direct Current
- CFAR** konstante Fehlalarmrate, Constant False Alarm Rate
- HPF** Hochpassfilter, High Pass Filter
- Tx** Sendepfad, Transmit Path
- Rx** Empfangspfad, Receive Path
- AAF** Aliasing-Vermeidungsfilter, Anti Aliasing Filter
- SPDT** Einpol-Zweifach-Umschalter, Single Pole Double Throw
- FFT** schnelle Fourier-Transformation, Fast Fourier Transform
- VCO** spannungsgesteuerter Oszillator, Voltage Controlled Oscillator
- ADC** Analog-Digital-Umsetzer, Analog Digital Converter
- CLK** Taktgeber, Clock Generator
- S-Parameter** Streuparameter
- PLL** Phasenregelschleife, Phase Locked Loop
- HF** Hochfrequenz, High Frequency
- PA** Leistungsverstärker, Power Amplifier
- TE** transversal elektrisch
- TM** transversal magnetisch

Eigene Veröffentlichungen

Begutachtete Zeitschriften- und Konferenzbeiträge

- C. Dorn, C. Pfannenmüller, J. Gabsteiger, T. Kurin, F. Lurz und A. Hagelauer, „Dynamic Antenna Impedance Tuning for Sub-GHz Systems“, in *2025 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, 2025, S. 43–45. doi: 10.1109/WISNET63956.2025.10905013.
- J. Gabsteiger, A. Koelpin und F. Lurz, „Chameleon Radar Antenna: Seeing More with a Smart Concept“, in *IEEE Microwave Magazine*, 2025. doi: 10.1109/MMM.2025.3588096, accepted.
- J. Gabsteiger, D. Langer, C. Dorn, A. Koelpin und F. Lurz, „60GHz Leaky-Wave Antenna Design for SISO Radar Systems with Angle Estimation“, in *2025 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2025, S. 21–24. doi: 10.1109/RWS62086.2025.10904842.
- J. Gabsteiger, C. Robisch, A. Koelpin und F. Lurz, „Advancing 60 GHz SISO Radar: Additively Manufactured Leaky-Wave Antenna with Enhanced Beam Steering“, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2025, in Review.
- J. Gabsteiger, T. Kurin, C. Dorn, A. Koelpin und F. Lurz, „Antenna Model and Simulation Platform for Angle Estimation with a SISO Radar System“, in *2024 21st European Radar Conference*, 2024, S. 192–195. doi: 10.23919/EURAD61604.2024.10734874.
- J. Gabsteiger, T. Maiwald, T. Kurin, C. Dorn, R. Weigel und F. Lurz, „Deep Learning-based Person Detection on a Moving Robot“, in *2024 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, 2024, S. 41–44. doi: 10.1109/WISNET59910.2024.10438538.
- T. Maiwald, J. Gabsteiger, R. Weigel und F. Lurz, „Gesture Recognition to Control a Moving Robot With FMCW Radar“, in *2024 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2024, S. 105–108. doi: 10.1109/RWS56914.2024.10438564.
- C. Dorn, T. Kurin, J. Gabsteiger, F. Lurz und A. Hagelauer, „Low-Cost, High-Stability Arbitrary Clock Source Using Software GNSS Drift Correction“, in *2023 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference*, 2023, S. 61–64. doi: 10.1109/LAMC59011.2023.10375610.
- J. Gabsteiger, T. Maiwald, S. Wünsche, R. Weigel und F. Lurz, „Automated Radar Data Labeling through Computer Vision“, in *2023 IEEE Wireless and Microwave Technology Conference*, 2023, S. 77–80. doi: 10.1109/WAMICON57636.2023.10124886.
- T. Maiwald, J. Gabsteiger, R. Weigel und F. Lurz, „Automated Radar Data Labeling using MoveNet for Human Gesture Recognition“, in *2023 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2023, S. 820–822. doi: 10.1109/APMC57107.2023.10439908.

- J. Gabsteiger, C. Beck, M. Dietz, R. Weigel und F. Lurz, „Circular Gysel Divider for the Frequency Range from 18 GHz to 26 GHz“, in *2022 52nd European Microwave Conference*, 2022, S. 624–627. doi: 10.23919/EUMC54642.2022.9924309.
- C. Beck, J. Gabsteiger, C. Scheitler, M. Dietz, A. Hagelauer und R. Weigel, „An additive manufactured K-Band Waveguide Coupler and K-Band Antennas in SLM-Technology“, in *2020 23rd International Microwave and Radar Conference*, 2020, S. 274–277. doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253796.

Preise und Auszeichnungen

- „RWW Student Paper Contest 1st Place“, IEEE Microwave Theory und Technology Society (MTT-S), Jan. 2025.
- „RWW2025 Student Sponsorship“, IEEE Microwave Theory und Technology Society (MTT-S), Jan. 2025.
- „EuRAD Grant“, European Microwave Association, 2024.
- „IEEE MTT-S International Microwave Symposium Student Design Competition 2nd Place Award for ”Tunable Impedance Matching Network”“, IEEE Microwave Theory und Technology Society (MTT-S), 2024.
- „MTT-S Graduate Fellowship 2024 Award“, IEEE Microwave Theory und Technology Society (MTT-S), 2024.
- „Best Pitch and Poster Award 3rd Place“, Machine Learning in Engineering Conference @ TUHH, 2023.
- „Best Pitch Award - Summer School for Machine Learning in Engineering“, Hamburg University of Technology, 2022.
- „IEEE MTT-S International Microwave Symposium Student Design Competition 2nd Place Award for ”Design of a Self-Interference Cancellation Coupler”“, IEEE, 2022.
- „IMS2022 PhD Student Sponsorship“, IEEE Microwave Theory und Technology Society (MTT-S), 2022.

Patente

- W. Haas, M. Wagner, O. Dippold, J. Schäfer, D. Ströhle, T. Bimüller und J. Gabsteiger, „Bistabile schaltbare Riemenscheibe, Kupplungssystem und Zugmitteltrieb“, DE102019113965A1. <https://worldwide.espacenet.com/patent/search/family/065539368/publication/DE102019113965A1>.