

MASTERTHESIS  
Malte Müller

# Bildgebung verdeckter Strukturen mit automobiler Radartechnik

---

FACHHOCHSCHULE WESTKÜSTE  
Fachbereich Technik

FACHHOCHSCHULE WESTKÜSTE - UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES  
Faculty of Engineering

HOCHSCHULE FÜR ANGEWANDTE WISSENSCHAFTEN HAMBURG  
Fakultät Technik und Informatik  
Department Informations- und Elektrotechnik

HAMBURG UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES  
Faculty of Engineering and Computer Science  
Department of Information and Electrical Engineering

Malte Müller

# Bildgebung verdeckter Strukturen mit automobiler Radartechnik

Masterarbeit eingereicht im Rahmen der Masterprüfung  
im gemeinsamen Studiengang *Master of Science Mikroelektronische Systeme*  
am Fachbereich Technik  
der Fachhochschule Westküste  
und  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr. Henning Mextorf  
Zweitgutachter: Prof. Dr. Ralf Wendel

Eingereicht am: 15. Juni 2023

**Malte Müller**

**Thema der Arbeit**

Bildgebung verdeckter Strukturen mit automobiler Radartechnik

**Stichworte**

Millimeterwellen, Bildgebung, automobiles Radar, verdeckte Strukturen

**Kurzzusammenfassung**

Automobile Radarsysteme werden mit der fortlaufenden Entwicklung des assistenzgestützten Fahrens leistungsfähiger und kostengünstiger. Hochfrequente Radarsignale im Millimeterwellenbereich und komplexe Antennenkonfigurationen ermöglichen hochauflösende Bildgebung, die auch abseits der Automobilbranche Verwendung finden kann. Millimeterwellen durchdringen dielektrische Materialien, wodurch viele Anwendungsfelder, wie beispielsweise in der Sicherheitstechnik und Materialprüfung, entstehen. In dieser Arbeit wird die radarbasierte Bildgebung mithilfe eines typischen automobilen Radar-Evaluierungsmoduls untersucht. Dabei werden neue Erkenntnisse zur Bildqualität und zur Aufnahme industrierelevanter Anwendungsfälle gewonnen.

**Malte Müller**

**Title of Thesis**

Imaging of concealed structures with automotive radar technology

**Keywords**

millimeter wave, imaging, automotive radar, concealed structures

**Abstract**

Automotive radar systems are becoming more powerful and cost-effective with the ongoing development of assisted driving. High-frequency radar signals in the millimeter-wave range and complex antenna configurations enable high-resolution imaging that can be applied not only in the automotive sector. Millimeter waves penetrate dielectric materials, opening up many fields of application, such as security technology and materials testing. Using a typical automotive radar evaluation module, this work examines radar-based imaging. New insights into image quality and the imaging of industry-relevant use cases are gained.

# Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei denjenigen bedanken, die mich während des Studiums und besonders beim Schreiben dieser Masterthesis unterstützt haben.

Ein besonderen Dank gilt:

- Prof. Dr. Henning Mextorf für die Betreuung dieser Arbeit.
- Prof. Dr. Ralf Wendel für die Rolle als Zweitgutachter.
- Jens Dekarz für den täglichen Austausch und die ausgezeichnete Betreuung im Unternehmen.
- der Basler AG für die finanzielle Unterstützung.
- meiner Lerngruppe für die gute Zusammenarbeit während des gesamten Studiums.
- meiner Familie und meiner Freundin.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>viii</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>xi</b>
<b>Abkürzungen</b>	<b>xii</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Aufbau der Arbeit . . . . .	2
<b>2 Stand der Technik</b>	<b>3</b>
2.1 Historische Entwicklung der Radartechnik . . . . .	3
2.2 Automobiles Radar . . . . .	3
2.3 Radarbasierte Bildgebung abseits der Automobilindustrie . . . . .	4
2.4 Forschung zur Bildgebung mit Millimeterwellen . . . . .	6
<b>3 Technische Grundlagen</b>	<b>8</b>
3.1 Radarprinzip . . . . .	8
3.2 Automobile Radartechnik . . . . .	8
3.2.1 MIMO-Radar . . . . .	9
3.2.2 FMCW-Verfahren . . . . .	10
3.2.3 Automobile Signalverarbeitung . . . . .	12
3.3 Bildgebung mit Radar . . . . .	15
3.3.1 SAR-Verfahren . . . . .	16
3.3.2 Bildrekonstruktion mit Optimalfilter . . . . .	18
3.4 Bildgebung verdeckter Strukturen . . . . .	20
<b>4 Anforderungsanalyse industrieller Radarbildung</b>	<b>21</b>
4.1 Grundlegende Anforderungen . . . . .	21
4.2 Qualitätsmerkmale aus der Radartechnik . . . . .	22

4.3	Qualitätsmerkmale konventioneller Kamertechnik . . . . .	23
4.4	Qualitätsmerkmale radarbasierter Bildgebung . . . . .	24
4.5	Mindestanforderungen an die Bildqualität . . . . .	26
<b>5</b>	<b>Methodik zur Entwicklung eines Versuchsaufbaus</b>	<b>27</b>
<b>6</b>	<b>Konzeption eines Versuchsaufbaus</b>	<b>28</b>
<b>7</b>	<b>Vorgehensweise der Untersuchung</b>	<b>30</b>
<b>8</b>	<b>Evaluierung und Kalibrierung automobiler Radartechnik</b>	<b>32</b>
8.1	Charakterisierung durch Simulation . . . . .	33
8.2	Konfiguration des Evaluierungsmoduls . . . . .	35
8.3	Kalibrierung des MIMO-Frontends . . . . .	36
8.4	Evaluierung der Kalibrierung . . . . .	40
<b>9</b>	<b>Entwicklung des Aufnahmesystems</b>	<b>43</b>
9.1	SAR-Versuchsaufbau mit Linearachse . . . . .	43
9.2	Automatisierung der Messung . . . . .	44
9.3	Datenvorverarbeitung . . . . .	45
9.4	Rekonstruktionsalgorithmus . . . . .	46
9.5	Validierung der Funktionsweise . . . . .	47
9.6	Bildrekonstruktion mit Nahfeldkorrektur . . . . .	49
<b>10</b>	<b>Durchführung der Untersuchungen</b>	<b>52</b>
10.1	Qualitätsmerkmale . . . . .	52
10.1.1	Auflösung . . . . .	52
10.1.2	Sichtfeld . . . . .	57
10.1.3	Sensitivität und Dynamikumfang . . . . .	59
10.1.4	Bildqualität bei geringem Objektabstand . . . . .	60
10.1.5	Einfluss der FFT-Stützstellenanzahl . . . . .	61
10.2	Verdeckte Strukturen . . . . .	63
10.2.1	Transmission von Materialien . . . . .	63
10.2.2	Abbildung ebener verdeckter Strukturen . . . . .	68
10.2.3	Abbildung komplexer verdeckter Strukturen . . . . .	70
<b>11</b>	<b>Bewertung und Diskussion</b>	<b>72</b>
11.1	Auflösung . . . . .	72

11.2 Sichtfeld . . . . .	73
11.3 Sensitivität und Dynamikumfang . . . . .	74
11.4 Systemgröße . . . . .	74
11.5 Aufnahmevorgang und Rekonstruktion . . . . .	74
11.6 Abbildung verdeckter Objekte . . . . .	75
11.7 Typische Szenarien mit verdeckten Objekten . . . . .	77
11.8 Anwendungsfälle . . . . .	77
<b>12 Ausblick</b>	<b>79</b>
12.1 Optimierung des Versuchsaufbaus . . . . .	79
12.2 Offene Forschungsaspekte . . . . .	81
<b>13 Zusammenfassung</b>	<b>82</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>84</b>
<b>A Anhang</b>	<b>90</b>
A.1 Inhalte auf dem Datenträger . . . . .	90
A.2 Phasenkorrektur mittels GUI . . . . .	90
A.3 SAR-Versuchsaufbau mit Roboterarm . . . . .	91
A.3.1 Entwicklung der Messroutine . . . . .	92
A.3.2 Evaluierung . . . . .	93
A.4 Weitere Anhänge . . . . .	95
Selbstständigkeitserklärung . . . . .	98

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Anzahl der Veröffentlichungen zum Thema „Millimeter Wave Imaging“ auf IEEE Xplore [16] . . . . .	6
3.1	Schematische Darstellung des Radarprinzips . . . . .	8
3.2	Konzept der virtuellen Antenne (vgl. [10]) . . . . .	9
3.3	Zweidimensionales virtuelles Antennenarray . . . . .	10
3.4	Blockschaltbild eines FMCW-Transceiver . . . . .	11
3.5	Signalverarbeitungskette für automobiles Radar [24] . . . . .	12
3.6	Ideale Range-DFT eines Punktziels: Sende- und Empfangssignal (a), die Frequenz $f_{IF}(t)$ des Zwischenfrequenzsignals (b) und das Fourier-transformierte Zwischenfrequenzsignal $X_{IF}(f)$ (c) . . . . .	13
3.7	SAR- (a) und ISAR-Verfahren (b) . . . . .	16
3.8	Geometrische Darstellung des Abtastkriteriums [54] . . . . .	17
3.9	Darstellung des Optimalfilteralgorithmus . . . . .	19
3.10	Fehlerhafte Lokalisierung durch Materialübergang (vgl. [48]) . . . . .	20
4.1	Punktzielantwort (vgl. [33]) . . . . .	22
6.1	Konzeptskizze des Aufnahmesystems mit Linearachse (a) und Roboterarm (b) . . . . .	29
8.1	Frontend des Evaluierungskits [37] . . . . .	32
8.2	Simulation der virtuellen Antennen des Radarfrontends . . . . .	33
8.3	Simulation der horizontalen (a) und vertikalen (b) PZA . . . . .	34
8.4	Parameter eines Chirp-Profiles (vgl. [54]) . . . . .	35
8.5	Kalibrierszene (Reflektor beim roten Pfeil) (a) und Retroreflektor (b) . . . . .	37
8.6	Range-DFT der Kalibrier- und Referenzaufnahme eines Antennenpaars . . . . .	38
8.7	Verschiebung der interpolierten Frequenzstützstelle mit maximaler Amplitude . . . . .	39

---

8.8	Ausschnitt der unkorrigierten (a) und korrigierten (b) Range-DFT . . .	40
8.9	Vergleich der kalibrierten und unkalibrierten Phasen, $z = 5$ m . . . . .	41
8.10	Abstand-Azimut-Darstellung der unkalibrierten (a) und kalibrierten Mess- daten (b) . . . . .	42
9.1	Zweidimensionales virtuelles Antennenarray . . . . .	43
9.2	SAR-Verfahrenaufbau mit Linearachse . . . . .	44
9.3	Flussdiagramm des Aufnahmeprozesses . . . . .	45
9.4	Flussdiagramm des Optimalfilteralgorithmus . . . . .	46
9.5	PZA der Optimalfilterung im Abstand von 1,2 m Nahfeld-unkorrigiert linear (a) und logarithmisch (b) dargestellt . . . . .	47
9.6	PZA der Optimalfilterung im Abstand von 320 mm Nahfeld-unkorrigiert linear (a) und logarithmisch (b) dargestellt . . . . .	48
9.7	Korrektur der bistatischen Antennenposition (vgl. [53]) . . . . .	49
9.8	Ablaufdiagramm des Rekonstruktionsalgorithmus . . . . .	51
10.1	PZA kalibriert und Nahfeld-korrigiert mit $\Delta_{x,y} = \lambda/4$ und $D_{x,y}^S = 85 \cdot$ $\lambda/4$ linear (a) und logarithmisch (b) dargestellt . . . . .	52
10.2	Vergleich der PZA bei größeren Abtastschrittweiten $\Delta_{x,y}$ bei gleicher Aperturgröße $D_{x,y}^S = 85 \cdot \lambda/4$ . . . . .	54
10.3	Vergleich der PZA bei gleichen Abtastschrittweiten $\Delta_{x,y} = \lambda/4$ bei klei- neren Aperturgrößen $D_{x,y}^S$ . . . . .	55
10.4	Zwei Punktziele im horizontalen Abstand von $d_x = 10$ mm (a) und vertikalen Abstand von $d_y = 10$ mm (b) mit einer Distanz von 320 mm zum Antennenfrontend . . . . .	56
10.5	Zwei Punktziele mit einem Tiefenabstand von $d_z = 30$ mm zueinander linear (a) und logarithmisch (b) mit einer Distanz von 320 mm des vorderen Punktziels zum Antennenfrontend dargestellt . . . . .	57
10.6	Aufnahme diagonal positionierter Punktziele im Abstand von 50 mm zueinander zur Untersuchung des Sichtfelds . . . . .	58
10.7	Intensitätswert des Punktziels in Abhängigkeit des horizontalen Ab- stands zum Bildmittelpunkt . . . . .	59
10.8	Aufnahme des Nylonfadens zur Untersuchung der Sensitivität des Auf- nahmesystems . . . . .	60
10.9	Logarithmische Rekonstruktionsergebnisse mit N-FFT = 256 (a) und N-FFT = 1024 (b) . . . . .	62

10.10	Versuchsaufbau für die Materialuntersuchungen . . . . .	63
10.11	Fokussierung des Punktziels (a) und des Rahmens (b) . . . . .	64
10.12	Fokussierung des Punktziels mit unterschiedlicher Stärke der Wellpappe: $s = 4$ mm (a), $s = 8$ mm (b), $s = 12$ mm (c) und $s = 16$ mm (d). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen. . . . .	65
10.13	Fokussierung des Punktziels mit unterschiedlicher Stärke des Sperrholzes: $s = 4$ mm (a) und $s = 8$ mm (b). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen. . . . .	66
10.14	Punktzielaufnahme mit GFK- (a) und CFK-Materialprobe (b). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen. . . . .	67
10.15	Aufnahme mit GFK- (a) und CFK-Materialprobe (b) fokussiert auf das Material. . . . .	67
10.16	Fokussierung des Punktziels mit Verkippung der GFK-Materialprobe um $15^\circ$ (a) und $30^\circ$ (b). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen. . . . .	68
10.17	Testziel . . . . .	69
10.18	Aufnahme des Ziels mit sichtbarer (a) und verdeckter (b) Struktur . . .	69
10.19	Aufnahme der Basler dart (a), welche sich in einem Karton befindet (b)	70
10.20	Aufnahme der Basler ace (a), welche sich in einem Karton befindet (b) .	71
11.1	Richtcharakteristik in der horizontalen (violett) und vertikalen Richtung (rot) der Patch-Antennen [43] . . . . .	73
11.2	Range-DFT der CFK-, GFK- und Referenzmessung . . . . .	76
12.1	MIMO-Konfiguration für maximale eindimensionale Apertur . . . . .	79
12.2	Linescan-System in x-z-Schnittebene . . . . .	80
A.1	GUI zur Korrektur der Phasen . . . . .	91
A.2	xArm 6 Roboterarm [47] . . . . .	92
A.3	Verfahrweg des Roboterarms . . . . .	92
A.4	Versuchsaufbau mit Roboterarm . . . . .	93
A.5	Punktzielaufnahme mit dem Roboterarm . . . . .	94
A.6	Vergleich der PZA bei unterschiedlichen Objektabständen: 320 mm (a), 250 mm (b), 200 mm (c), 150 mm (d), 125 mm (e), 100 mm (f) . . . . .	95
A.7	Indizes der virtuellen Antennen des EVMs (1/2) . . . . .	96
A.8	Indizes der virtuellen Antennen des EVMs (2/2) . . . . .	97

# Tabellenverzeichnis

8.1	Chirp-Profil mit hoher Bandbreite . . . . .	36
10.1	Auflösung in Abhängigkeit der räumlichen Abtastung $\Delta_{x,y}$ . . . . .	53
10.2	Auflösung in Abhängigkeit der Aperturgröße $D_{x,y}^S$ . . . . .	54
10.3	Intensitätswerte diagonal positionierter Punktziele . . . . .	57
10.4	Untersuchung der Bildqualität bei geringem Abstand des Punktziels zum Antennenfrontend . . . . .	61
10.5	Rekonstruktionsdauer in Abhängigkeit der Anzahl an FFT-Stützstellen . .	62
10.6	Reflexionsintensität des Punktziels in Abhängigkeit der Stärke $s$ der Well- pappe . . . . .	65
10.7	Reflexionsintensität des Punktziels in Abhängigkeit der Stärke $s$ der Sperr- holzprobe . . . . .	66

# Abkürzungen

**ADAS** Advanced Driver Assistance Systems.

**ADC** Analog-to-digital Converter.

**BP** Bandpass.

**CAGR** Compound Annual Growth Rate.

**CFAR** Constant False Alarm Rate.

**CFK** Kohlefaserverstärkter Kunststoff.

**CSV** Comma-separated Values.

**DFT** Discrete Fourier Transform.

**DSP** Digital Signal Processor.

**EVM** Evaluation Module.

**FFT** Fast Fourier Transform.

**FMCW** Frequency Modulated Continuous Wave.

**GFK** Glasfaserverstärkter Kunststoff.

**GPR** Ground-penetrating Radar.

**GUI** Graphical User Interface.

**ISAR** Inverse Synthetic Aperture Radar.

**LO** Local Oscillator.

**LRR** Long-range Radar.

**MIMO** Multiple Input Multiple Output.

**MRR** Mid-range Radar.

**N-FFT** Stützstellenanzahl der FFT.

**NDE** Nondestructive Evaluation.

**PZA** Punktzielantwort.

**RCS** Radar Cross-section.

**RMA** Range Migration Algorithm.

**RVP** Residual Video Phase.

**RX** Receive Signal.

**SAR** Synthetic Aperture Radar.

**SNR** Signal-to-noise Ratio.

**SRR** Short-range Radar.

**TDM** Time-division Multiplexing.

**TX** Transmit Signal.

**VANT** Virtual Antenna.

# 1 Einführung

Die schnelle Weiterentwicklung der Fahrassistenzsysteme (ADAS) und der Sicherheitsbestimmungen für das autonome Fahren führen dazu, dass immer mehr und zuverlässige Sensoren benötigt werden. Neben optischen Kameras und Lidar-Systemen ist Radar eine Technologie, die maßgeblich für eine präzise und robuste Detektion von Objekten um das Fahrzeug sorgt. Der Markt der automobilen Radartechnik wird laut einer Marktstudie (2021) [58] bis 2027 mit einer jährlichen Wachstumsrate (CAGR) von 14 % stetig steigen. Entscheidend hierfür ist die bildgebende Radartechnik, welche 30 % des gesamten Radartechnik-Markts einnehmen wird. Mit der MIMO-Technik und leistungsfähigerer Signalverarbeitungstechnik werden immer größere Antennenaperturen zu einer geringeren Systemgröße realisiert, was zu einer feineren räumlichen Auflösung führt [58]. Die seit 20 Jahren fortlaufende Entwicklung automobiler Radartechnik ermöglicht kostengünstige Sensoren mit zugleich hoher Leistungsfähigkeit. Die Signalverarbeitung für bildgebende Algorithmen, wie zum Beispiel die Aufnahme mit synthetischer Apertur (SAR) und die Klassifikation von Objekten mittels künstlicher Intelligenz kann zukünftig direkt in Verarbeitungssystemen im Fahrzeug umgesetzt werden. Diese Entwicklung bietet zudem viele Chancen für Branchen abseits der Automobilindustrie [13].

## 1.1 Motivation

Radartechnik wird bereits seit längerer Zeit zur Bildgebung eingesetzt. Populäre Beispiele sind Luftaufnahmen von der Erdoberfläche, die bereits Mitte des 20. Jahrhunderts gemacht wurden, und Körperscanner, die zur Personenkontrolle im Flughafen Verwendung finden [24]. Die elektromagnetische Strahlung im Millimeterwellenbereich (30 GHz bis 300 GHz) durchdringt dielektrische Materialien und kann somit für die zerstörungsfreie Inspektion von verdeckten Strukturen verwendet werden. Hierbei bietet diese Technologie Vorteile gegenüber anderen bildgebenden Verfahren. Das elektromagnetische Spektrum

ist einerseits nicht ionisierend, wie Röntgenstrahlung, andererseits muss kein Koppelmedium, wie bei Ultraschall, verwendet werden [48]. Ein großer Nachteil der bisherigen bildgebenden Radarsystemen ist die Größe und der hohe Preis. Mit der aktuellen Entwicklung der automobilen Radartechnik im Millimeterwellenbereich können kostengünstige und kleine Systeme realisiert werden, die den Bildgebungsbedarf der Industrie abdecken und bereits etablierte Bildgebungsverfahren der zerstörungsfreien Inspektion (NDE) ergänzen [24, 48]. Das Ziel dieser Ausarbeitung ist zu untersuchen, inwiefern mit der aktuell verfügbaren automobilen Radartechnik im Millimeterwellenbereich Bildgebung realisiert werden kann und welche Herausforderungen und Einschränkungen besonders bei der Abbildung von verdeckten Strukturen auftreten. Es werden Kriterien zur Beurteilung der Bildqualität formuliert und auf Basis existierender Radarhardware aus dem Automobilbereich ein Versuchsaufbau realisiert, welches hinsichtlich der Minimalanforderungen untersucht wird.

### 1.2 Aufbau der Arbeit

Im folgenden Kapitel wird der Stand der Technik beschrieben. Ausgehend von der automobilen Radartechnik wird die radarbasierte Bildgebung in der Industrie und der Forschungsstand der Bildgebung mit Radar beleuchtet. In Kapitel 3 werden die technischen Grundlagen vermittelt. Dies beginnt mit einer Einführung des Radarprinzips. Anschließend werden die automobilen Radartechnik und die Bildgebung mit Radar erläutert. Des Weiteren wird auf die Herausforderungen der Abbildung verdeckter Strukturen eingegangen. In Kapitel 4 werden Qualitätsmerkmale der radarbasierten Bildgebung analysiert und industrielle Mindestanforderungen definiert, damit diese fortlaufend untersucht und bewertet werden können. Daraufhin wird die Methodik zur Entwicklung eines Messaufbaus zur Evaluierung der radarbasierten Bildgebung festgelegt (Kap. 5). Im sechsten Kapitel wird ein Versuchsaufbau konzipiert und anschließend die Vorgehensweise der Untersuchung beschrieben (Kap. 7). In Kapitel 8 wird ein typisches automobiles Radarsystem, welches die Basis des Versuchsaufbaus darstellt, evaluiert und kalibriert. Der Versuchsaufbau wird im neunten Kapitel realisiert. Die Entwicklung erstreckt sich von dem hardwareseitigem Aufbau bis zur Rekonstruktionssoftware. In Kapitel 10 wird das Aufnahmesystem mit vielseitigen Experimenten nach der beschriebenen Vorgehensweise untersucht. Anschließend wird die Bildgebung automobiler Radartechnik anhand der durchgeführten Experimente bewertet (Kap. 11). Verbesserungen des Systems und die fortführenden Forschungsaspekte werden in Kapitel 12 beschrieben.

## 2 Stand der Technik

### 2.1 Historische Entwicklung der Radartechnik

Radar (engl. „Radio Detection and Ranging“) ist ein Verfahren zum Detektieren und Messen von Abständen zu einem Objekt mit elektromagnetischen Wellen. Der deutsche Ingenieur Christian Hülsmeyer entwickelte 1904 das erste Radarsystem für die amerikanische Marineschifffahrt. Fortlaufende Forschung führte in den 1920er Jahre zur erfolgreichen Detektion von Schiffen und Flugzeugen. Besonders während des zweiten Weltkriegs gewann die Technologie an Bedeutung. Luftüberwachungssysteme wurden errichtet, von denen sich der entscheidende Vorteil im Kriegsgeschehen erhofft wurde [23]. In den 1950er Jahren wurde die Radaraufnahme mit synthetischer Apertur (SAR) entwickelt. Dieses Aufnahmeverfahren mit der zugehörigen Signalverarbeitung ermöglicht hochauflösende Bilder, insbesondere für Aufklärungssysteme zur Observation der Erdoberfläche [22] und wird bis heute für die Aufnahme von Luftbildern verwendet. In den letzten Jahrzehnten wurden immer leistungsfähigere Verarbeitungstechniken und komplexere Antennenkonzepte vorgestellt, wie beispielsweise das MIMO-Radar („Multiple Input Multiple Output“) [23].

### 2.2 Automobiles Radar

Seit den späten 1990er Jahren findet die Radartechnik Anwendung in der Automobilindustrie [35]. In einem Kraftfahrzeug ergänzt Radar andere Sensorik, wie zum Beispiel Lidarsensoren, Ultraschallsensoren und Kameratechnik. Radar soll somit zur Bestimmung der Position und der Geschwindigkeit von Hindernissen im Straßenverkehr beitragen. Ein modernes automobiles Radarsystem vermisst die Umgebung üblicherweise in vier Dimensionen: Abstand, Geschwindigkeit, horizontale und vertikale Ausrichtung. In der Literatur wird dies oftmals als „4D Radar Imaging“ bezeichnet. Typischerweise sind Kraftfahrzeuge

mit mehreren Radarsystemen ausgestattet, um die Umgebung des Fahrzeugs vollständig bei allen Sichtbedingungen zu überwachen [36]. Die einzelnen Radarsysteme sind für unterschiedliche Sicherheits- und Assistenzfunktionen des autonomen Fahrens konfiguriert. Nahbereichsradarsysteme (SRR) haben eine geringe Reichweite von wenigen Metern, ein großes Sichtfeld und werden für den Parkassistenten und die Erkennung von Hindernissen im direkten Umfeld des Fahrzeugs verwendet. Mittelbereichsradarsystem (MRR) weisen eine Reichweite von rund 100 m auf und haben ein geringeres Sichtfeld. Diese Radarsysteme sind typischerweise an Front und Heck des Kraftfahrzeugs installiert und dienen beispielsweise zur Erkennung der Fahrspur, zur Überwachung des Totwinkels und zur Kollisionswarnung. Das Fernbereichsradar (LRR) hat eine Reichweite von mehreren hundert Metern und ein sehr enges horizontales Sichtfeld, welches zur automatischen Distanz- und Geschwindigkeitsregelung dient [30]. Automobile Radare sollen einen kleinen Formfaktor und eine geringe Leistungsaufnahme aufweisen. Trotzdem müssen diese hochauflösend die Umgebung abtasten können, damit eine präzise Punktwolke, die zur Detektion und Klassifikation von Hindernissen verwendet wird, erzeugt werden kann. Notwendig sind hierfür große Signal-Bandbreiten und eine große Antennenapertur in der Horizontalen und Vertikalen [35]. Außerdem werden eine Vielzahl an Antennen benötigt, um eine ausreichend große Winkelauflösung zu erreichen. Deshalb basieren diese häufig auf statischen MIMO-Konfigurationen, was bedeutet, dass ein Radarsystem aus mehreren Sende- und Empfangsantennen besteht. In der aktuellen automobilen Radartechnik werden FMCW-Signale (vgl. Abschnitt 3.2.2) im Millimeterwellenbereich genutzt [35]. Funkanwendungen für Verkehrstelematik sind im Frequenzplan der Bundesnetzagentur einem Frequenzbereich von 76 bis 81 GHz zugeschrieben [7]. Des Weiteren werden für In-Cabin-Anwendungen die Frequenzbereiche um 60 GHz und 24 GHz genutzt [18, 39].

### 2.3 Radarbasierte Bildgebung abseits der Automobilindustrie

Radarbasierte Bildgebung findet zudem Anwendung in anderen Einsatzfeldern. Beispielsweise zur Untersuchung der Erdoberfläche mittels Bodenradar (engl. „Ground-penetrating Radar“, GPR). Diese Systeme sind vielseitig einsetzbar und ermöglichen beispielsweise die zerstörungsfreie Detektion von Versorgungsleitungen, die Analyse des Grundwassers und das Lokalisieren von archäologischen Funden. Diese Aufnahmesysteme arbeiten mit Frequenzen im MHz- oder unteren GHz-Bereich, die in der Regel ein eindimensionales

Abbild des Untergrundes aufnehmen [34]. Zur Vermessung der Schichtdicken des Straßenbelags werden GPR-Systeme verwendet, die an ein KFZ befestigt werden und bei Autobahngeschwindigkeit die Messungen durchführen können. Das RoadScan 30 System des Herstellers GSSI besteht aus bis zu vier Antennen, die mit 1 GHz oder 2 GHz abstrahlen. Die maximale Eindringtiefe beträgt rund 90 cm unter dem Straßenbelag [12]. Ein weiterer Anwendungsfall für die Analyse verdeckter Strukturen sind Gegenstände, die äußerlich von einer nicht-metallischen Verpackung umschlossen sind. So wurden bereits Scannersysteme vorgestellt, die mittels Mikrowellen im K-Band (23 GHz bis 26,6 GHz) dreidimensionale Bildgebung dieser Gegenstände realisieren. Das Antennenfrontend ist 650 mm x 160 mm groß und weist 48 Sende- und 48 Empfangsantennen auf. Mit dieser Konfiguration wird eine räumliche Tiefenauflösung von 20,4 mm, eine horizontale Auflösung von 4,3 mm und eine vertikale Auflösung von 8,4 mm erreicht. Diese Scannersysteme können beispielsweise zur Erkennung von Anomalien und zur Lokalisation von Hohlräumen in Kartonagen verwendet werden [31]. Verdeckte Gegenstände stellen besonders im Flugverkehr ein großes Risiko dar. Zur Detektion von Objekten, die Personen am Körper tragen, werden Körperscanner verwendet. Ein weit verbreitetes Produkt ist der Personenscanner ProVision 2 des Unternehmens L-3. Dieser besteht aus zwei gegenüberliegenden Säulen mit jeweils rund 200 Sende- und Empfangsantennen. Die Sendesignale sind gepulste Chirps im Frequenzbereich von 24 GHz bis 30 GHz mit einer Ausgangsleistung von 10  $\mu$ W bis 100  $\mu$ W. Durch die Rotation des Antennenfrontends kann ein Abbild der Person und der mitgeführten Gegenstände rekonstruiert werden. Die Aufnahme der Daten dauert ungefähr 1,3 Sekunden und ermöglicht so eine sehr effiziente Personenkontrolle [27]. Ein weiterer Ansatz für die Bildgebung mit Radar ist die Kombination einer Kamera mit einem Radarfrontend. Anwendungsfälle sind die Überwachung und Steuerung von komplexen Verkehrsführungen mit vielen Verkehrsteilnehmern [19].

Es gibt somit bereits viele Produkte, die radarbasierte Bildgebung umsetzen, oftmals auch im Spektrum der Millimeterwellen. Allerdings sind die Signalfrequenzen deutlich unter dem Frequenzbereich des typischen automobilen Radars (76 GHz bis 81 GHz) und weisen somit eine deutlich geringere Auflösung auf. Hochauflösende Systeme, wie der Personenscanner, sind sehr groß und kostenintensiv. Die automobilen Radartechnik bietet großes Potenzial eine hohe Auflösung zu einer geringen Systemgröße und geringen Kosten zu ermöglichen.

## 2.4 Forschung zur Bildgebung mit Millimeterwellen

Wie die Abbildung 2.1 zeigt, sind die Veröffentlichungen zum Thema „Millimeter Wave Imaging“ in den letzten Jahren kontinuierlich gestiegen [16]. Durch die Weiterentwicklung der automobilen Radartechnik und der Offenbarung neuer Anwendungsfelder wird die radarbasierte Bildgebung im Millimeterwellenbereich und insbesondere im Feld der Abbildung verdeckter Strukturen in einer Vielzahl von Aspekten erforscht.

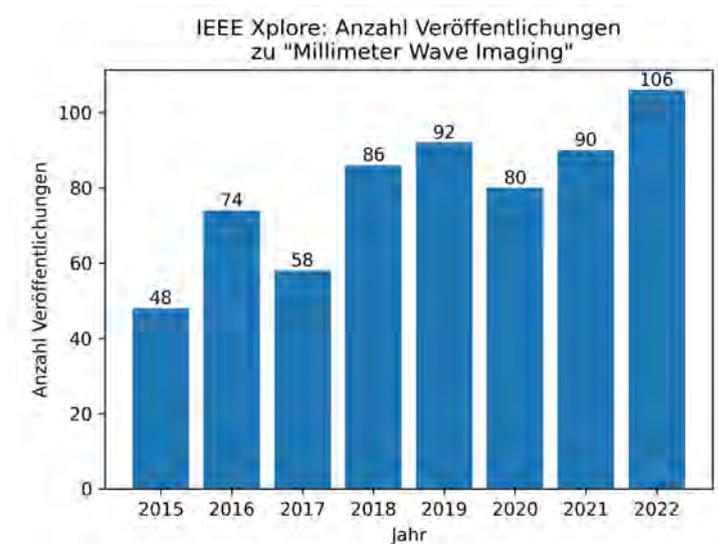


Abbildung 2.1: Anzahl der Veröffentlichungen zum Thema „Millimeter Wave Imaging“ auf IEEE Xplore [16]

Ein Forschungsaspekt ist die Entwicklung von Verfahren zur hochauflösenden Abbildung und Evaluierung innerer Strukturen ohne Vorwissen über das Testobjekt. Dies ist besonders von Bedeutung, da klassische Rekonstruktionsmethoden die Eigenschaften von durchdringbaren Materialien (bspw. Permittivität und Form) nicht berücksichtigen und das Abbild somit verfälscht wird [48]. Darüber hinaus werden Methoden entwickelt, um Materialfehler in den rekonstruierten Abbildungen zu lokalisieren und mithilfe künstlicher Intelligenz zu klassifizieren [48]. Geforscht wird zudem an effizienten Rekonstruktionsverfahren, die die Rechenzeit und Speicherkapazität mindern, sodass diese Algorithmen auf leistungsschwächerer Hardware implementiert werden können [60, 56]. Außerdem werden Sensorfusion-Konzepte untersucht, wie beispielsweise die Kompensation von Reflexionen an Grenzschichten durch die Verwendung eines Ultraschallsensors

[48]. Es werden bereits Versuche unternommen, kostengünstige radarbasierte Bildgebung im Frequenzbereich um die 77 GHz zu betreiben, um verdeckte Strukturen abzubilden. Üblicherweise wird hier auf spärlich besetzte MIMO-Antennenkonfigurationen mit der Virtualisierung von den physisch vorhandenen Antennen gesetzt. Die Herausforderung ist die Rekonstruktion von Szenen im Nahfeld mit großen Antennenaperturen. Das primäre Ziel besteht darin, Lösungen für die Personenkontrolle zu entwickeln [59, 54, 56]. Ein weiterer Aspekt ist die Entwicklung kompakter, tragbarer Aufnahmesysteme, die ein Millimeterwellen-Antennenfrontend, die Hardware für die Datenverarbeitung und ein Bildschirm zur Visualisierung der Aufnahme in einem Gehäuse beinhalten [14]. Außerdem wird die Bildgebung mit höheren Frequenzen untersucht. Strahlung im unterem Terahertzbereich (0,1 THz - 1 THz) bietet einen guten Kompromiss zwischen räumlicher Auflösung und Eindringtiefe. Ein Anwendungsfall ist die zerstörungsfreie Inspektion von Verbundwerkstoffen [1, 15]. Die Wellenlängen sind gering genug, um kleine Materialfehler zu erkennen. Auch im Terahertz-Bereich wird die MIMO-Konfiguration verwendet, um mittels weniger physischer Antennen den Aufwand der Datenverarbeitung möglichst zu minimieren. Das Fraunhofer-Institut für Hochfrequenztechnik und Radartechnik (FHR) konzipiert und entwickelt Halbleiterkomponenten für den Frequenzbereich um 140 GHz, 240 GHz und 390 GHz bei einer Bandbreite über 30 GHz, die für zukünftige Terahertz-Zeilenszenarien Verwendung finden könnten. Herausforderungen bestehen bei der Produktion der Aufnahmesysteme, die durch die geringen Wellenlängen schwierig und kostenintensiv zu realisieren sind [29].

Im Themenbereich der Bildgebung im Millimeterwellenbereich wird umfangreich und aktiv Forschung betrieben. Diese Arbeit baut auf den Untersuchungen zur Bildgebung mit kostengünstiger Radartechnik [54, 56] auf. Diese zeigen, dass die Bildgebung mit der Radarhardware funktioniert, allerdings bleiben Erkenntnisse zur Abbildungsqualität in Abhängigkeit der Systemparameter und möglichen Aufnahmeszenarien weitestgehend unerforscht. Das Ziel dieser Arbeit ist es, mögliche Anwendungsfälle und Grenzen der Technik durch eine vielseitige Evaluierung aufzuzeigen.

## 3 Technische Grundlagen

### 3.1 Radarprinzip

Ein Radarsystem sendet ein Signal aus, ein Teil der Signalenergie reflektiert an einem Objekt und trifft zeitverzögert an der Empfangsantenne ein.

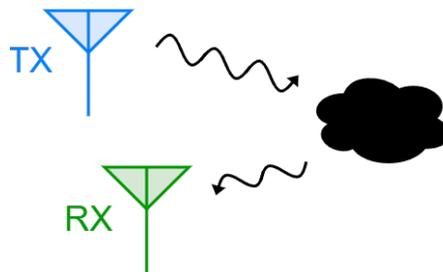


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung des Radarprinzips

Der Abstand zu einem Objekt wird mittels der Signallaufzeit  $\tau$  der elektromagnetischen Welle von der Sendeantenne (TX) zur Empfangsantenne (RX) bestimmt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  entspricht der Lichtgeschwindigkeit in der Luft. Somit kann der Abstand  $r$  folgendermaßen definiert werden [32]:

$$r = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (3.1)$$

### 3.2 Automobile Radartechnik

In folgenden Abschnitten werden die Grundlagen typischer automobiler Radarsysteme aufgezeigt. Dies beginnt mit dem Radarfrontend, welches üblicherweise in einer spärlichen MIMO-Konfiguration vorkommt. Des Weiteren wird die Transceiver-Einheit vorgestellt,

die mit dem FMCW-Verfahren, die Radar-Datenaufnahme ermöglicht. Zuletzt wird die typische Signalverarbeitung erläutert.

### 3.2.1 MIMO-Radar

Die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen ist kugelförmig. Mit zunehmenden Abstand der Wellenfront zur Antenne nähert sich diese einer ebenen Wellenfront an. Der räumliche Bereich in dem diese Näherung getroffen werden kann, wird Fernfeld bezeichnet. Der Abstand zum Fernfeld  $r_{fern}$  wird in Abhängigkeit der Antennenapertur  $L$  und der Wellenlänge  $\lambda$  bestimmt [22].

$$r_{fern} = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (3.2)$$

Durch das mathematische Modell der virtuellen Antennen kann der Flächenbedarf durch die Reduzierung der Antennen in einer MIMO-Konfiguration verringert werden. Aus jedem Sende- und Empfangsantennenpaar (bistatische Antennen) kann geometrisch eine Position einer nicht-realn monostatischen Antenne bestimmt werden, die sich in der räumlichen Mitte zwischen der Sende- und Empfangsantenne befindet. Wenn das Ziel im Fernfeld liegt, ist die Strecke  $R_{mono}$  von der virtuellen Antenne zum Ziel und zurück genauso groß wie die Strecke  $R_{bi}$  der Sendeantenne zum Ziel und zurück zur Empfangsantenne [10].

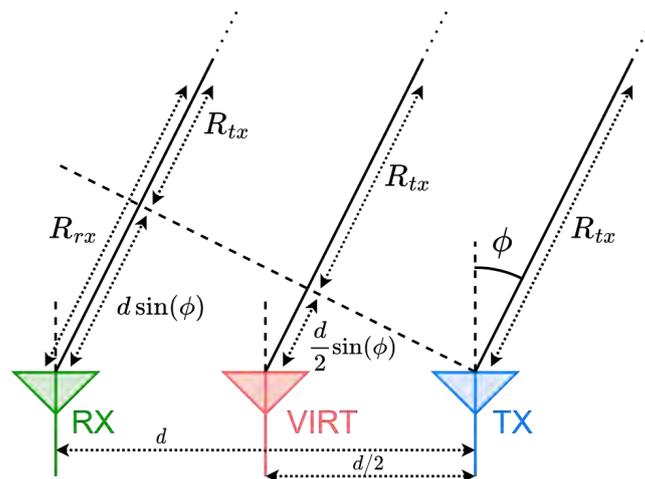


Abbildung 3.2: Konzept der virtuellen Antenne (vgl. [10])

Aus der geometrischen Darstellung (vgl. Abb. 3.2) kann eine mathematische Gleichung abgeleitet werden:

$$R_{bi} = R_{tx} + R_{rx} = 2 \cdot R_{tx} + d \sin(\phi) = 2(R_{tx} + \frac{d}{2} \sin(\phi)) = R_{mono} \quad (3.3)$$

Mit diesem Prinzip können sehr große virtuelle Antennenarrays erzeugt werden, die nur aus einer spärlichen Anzahl an tatsächlich verbauten physikalischen Sende- und Empfangsantennen bestehen (vgl. Abb. 3.3). In der dargestellten Anordnung entsteht ein lineares Array aus  $N_{TX} \cdot N_{RX}$  virtuellen Antennen.

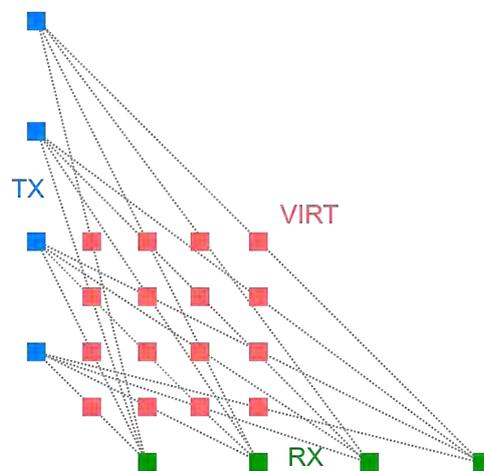


Abbildung 3.3: Zweidimensionales virtuelles Antennenarray

Diese Annahme setzt voraus, dass die Sendeantennen zeitlich versetzt senden oder die Sendesignale derartig kodiert sind, dass die einzelnen Empfangsantennen den Ursprung des Signals bestimmen können. Das sequenzielle Senden (engl. „Time-division Multiplexing“, TDM) wird aufgrund der einfachen Umsetzung und der geringen Kosten häufig implementiert [24].

#### 3.2.2 FMCW-Verfahren

Das Ausgangssignal ist üblicherweise ein FMCW-Signal („Frequency Modulated Continuous Wave“), dessen Momentanfrequenz sich linear mit der Zeit ändert.

Jede Sendeantenne sendet sequenziell ein linearen FMCW-Chirp aus. Das Sendesignal  $x_T(t)$  kann mathematisch mit der Startfrequenz  $f_c$  und dem Frequenzanstieg  $S$  beschrieben werden:

$$x_T(t) = \cos(2\pi f_c t + \pi S t^2) \quad (3.4)$$

Dieses Signal wird mittels eines Oszillators (LO) erzeugt und für eine Dauer  $T_S$  ausgesendet. Es hat somit eine Bandbreite  $B = S \cdot T_S$ . Die Empfangsantennen lesen die reflektierten elektromagnetischen Wellen aller Sendeantennen ein.

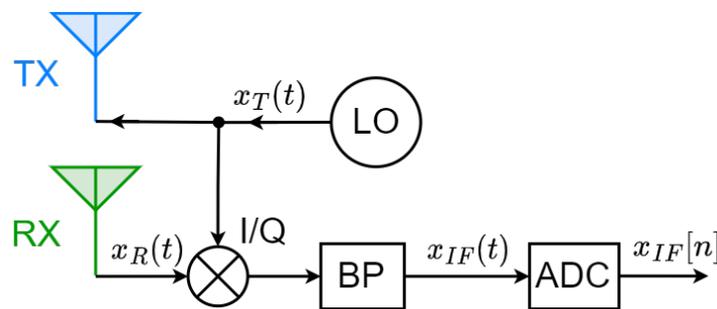


Abbildung 3.4: Blockschaltbild eines FMCW-Transceiver

Das empfangende Signal  $x_R(t)$  wird mit dem Sendesignal  $x_T(t)$  komplex gemischt und ein Bandpass (BP) filtert das gewünschte Zwischenfrequenzsignal  $x_{IF}(t)$  (vgl. Abb. 3.4).

$$x_{IF}(t) = A \cdot e^{j(2\pi f_{IF} t + \phi_{IF})} \quad (3.5)$$

Durch die Zeitverzögerung der Signale unterscheiden sich die Momentanfrequenzen  $f_T(t)$  und  $f_R(t)$ . Die Differenz der Frequenzen entspricht der Momentanfrequenz  $f_{IF}(t)$  des Zwischenfrequenzsignals. Zudem ist die Steigung des FMCW-Chirps  $S$  multipliziert mit der Signallaufzeit  $\tau$  aus Gl. 3.1 die Momentanfrequenz  $f_{IF}$ .

$$f_{IF} = f_T(t) - f_R(t) = S\tau = \frac{2Sr}{c} \quad (3.6)$$

Die Phasenverschiebung  $\phi_{IF}$  des Zwischenfrequenzsignals wird folgendermaßen beschrieben:

$$\phi_{IF} = 2\pi f_c \tau + \pi S \tau^2 \quad (3.7)$$

Diese kann durch die Vernachlässigung des deutlich kleineren RVP-Terms  $\pi S \tau^2$  vereinfacht werden [51, 24]:

$$\phi_{IF} \approx 2\pi f_c \tau = \frac{4\pi r}{\lambda} \quad (3.8)$$

Das komplexe Signal wird nach dem Mischvorgang mittels eines Analog-Digital-Wandlers (ADC) abgetastet. Dieser Vorgang wiederholt sich für alle Sende- und Empfangsantennenkombinationen  $i$ . Die daraus folgenden diskreten Zwischenfrequenzsignale  $x_{IF}^{(i)}[n]$  werden nun zur Ermittlung des Abstands, der Geschwindigkeit und der Ausrichtung von Objekten verwendet.

### 3.2.3 Automobile Signalverarbeitung

Typischerweise besteht die Signalverarbeitung aus drei diskreten Fouriertransformationen (DFT) der Radardaten (vgl. Abb. 3.5) [24].

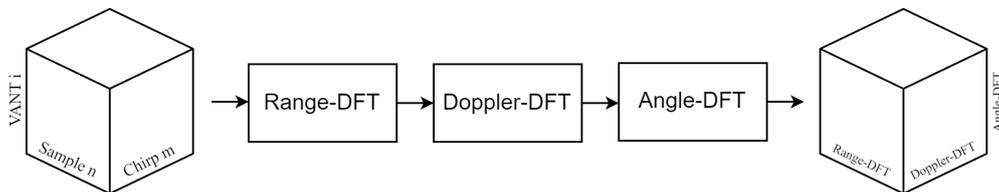


Abbildung 3.5: Signalverarbeitungskette für automobiles Radar [24]

#### Range-DFT

Der erste Schritt ist die Berechnung des Abstands mittels der diskreten Fouriertransformation (Range-DFT) des Zwischenfrequenzsignals  $x_{IF}(t)$  eines Antennenpaares. Man nutzt die Eigenschaft des FMCW-Transceivers, dass die Frequenzanteile des Zwischenfrequenzsignals proportional zu den Abständen der reflektierenden Objekte sind (vgl. Gl. 3.6). Der vereinfachte Zusammenhang der Signale, die aufgrund eines idealen Punktziels entstehen, ist in Abb. 3.6 dargestellt. Mit dieser Annahme wird das ausgesendete

Chirp-Signal  $x_T(t)$  mit einer Zeitverzögerung  $\tau$  zur Empfangsantenne reflektiert (Abb. 3.6a). Durch die Mischung von  $x_T(t)$  und  $x_R(t)$  und der Bandpassfilterung entsteht ein Zwischenfrequenzsignal  $x_{IF}(t)$  mit einer konstanten Frequenz  $f_0$  (Abb. 3.6b). Das Ergebnis der Fourier-Transformation  $X_{IF}(f)$  dieses Signals ist ein Dirac-Delta-Impuls bei der Frequenz  $f_0$ , aus dem der Abstand zu dem ideal angenommenen Punktziel berechnet werden kann (Abb. 3.6c).

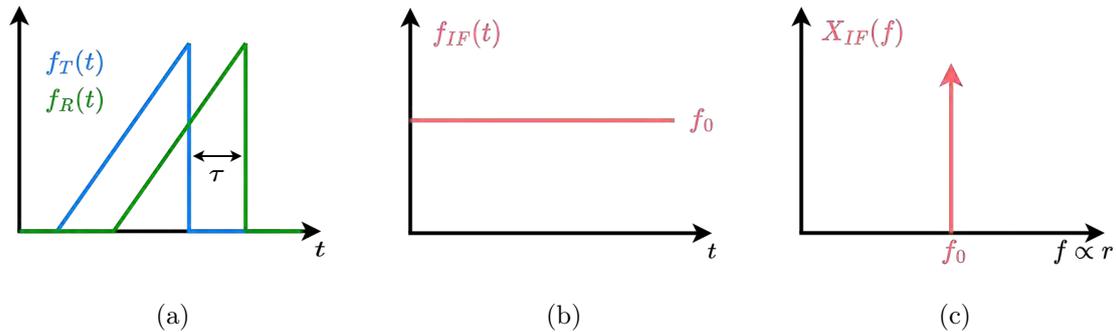


Abbildung 3.6: Ideale Range-DFT eines Punktziels: Sende- und Empfangssignal (a), die Frequenz  $f_{IF}(t)$  des Zwischenfrequenzsignals (b) und das Fourier-transformierte Zwischenfrequenzsignal  $X_{IF}(f)$  (c)

Es besteht ein allgemeiner Zusammenhang zwischen der Frequenz  $f$  und dem Abstand  $r$ , welcher mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit  $c$  der elektromagnetischen Welle und der Frequenzsteigung  $S$  des Chirpsignals bestimmt werden kann.

$$r = f \cdot \frac{c}{2S} \quad (3.9)$$

Die diskrete Range-DFT hat eine bestimmte Anzahl an Frequenzstützstellen  $f_k = kF_s/N_s$  mit der Abtastfrequenz  $F_s$  und der Anzahl an Abtastungen  $N_s$ . Somit lässt sich folgender Zusammenhang aus der Frequenz-Abstands-Relation ableiten:

$$r_k = f_k \cdot \frac{c}{2S} \quad (3.10)$$

Für die genaue Bestimmung von Abständen und die Unterscheidung mehrerer Ziele ist die maximale Abstandsauflösung  $r_{res}$  des diskreten Zwischenfrequenzsignals ein wichtiges Merkmal, welches von der Bandbreite  $B$  des Chirps abhängt.

$$r_{res} = \frac{c}{2B} \quad (3.11)$$

Die Range-DFT wird für alle virtuellen Antennen  $i$  durchgeführt:

$$X^{(i)}[k] = \text{DFT}\{x_{IF}^{(i)}[n]\} \quad (3.12)$$

### Doppler-DFT

Zur Bestimmung der Geschwindigkeit von Objekten werden die Messungen jedes Antennenpaars periodisch wiederholt. Wenn sich ein beobachtetes Objekt in Richtung des Radarsystems bewegt oder es sich entfernt ist eine Phasendifferenz  $\Delta\phi$  zwischen den zeitlich versetzten Messungen eines Antennenpaars wahrzunehmen, mit der sich geringe Bewegungsänderungen  $\Delta r$  im Millimeterbereich feststellen lassen [24].

$$\Delta\phi = \frac{4\pi\Delta r}{\lambda} \quad (3.13)$$

Um die Geschwindigkeit eines Objekts zu ermitteln, wird eine Fourier-Transformation über die einzelnen Range-DFT-Signalepunkte der sequenziell abgetasteten Zwischenfrequenzsignale  $m$  durchgeführt.

$$Y_k^{(i)}[l] = \text{DFT}\{y_k^{(i)}[m]\} \quad \text{mit} \quad y_k^{(i)}[m] = X_m^{(i)}[k] \quad (3.14)$$

Die Frequenzstützstellen  $l$  der Doppler-DFT sind proportional zur Geschwindigkeit der reflektierenden Objekte. Die Geschwindigkeit  $v_l$  der entsprechenden Frequenzstützstelle kann mittels des zeitlichen Chirpabstands  $T_C$ , der Anzahl an Chirps  $N_C$  und der Wellenlänge  $\lambda$  bestimmt werden.

$$v_l = l \frac{\lambda}{2N_C T_C} \quad (3.15)$$

Analog zur maximalen Tiefenaufösung ist auch die Auflösung der detektierbaren Geschwindigkeit begrenzt. Bestimmt wird diese durch den zeitlichen Chirpabstand  $T_C$  und der Anzahl der Chirps  $N_C$  eines Antennenpaars [24].

$$v_{res} = \frac{\lambda}{2N_C T_C} \quad (3.16)$$

### Angle-DFT

Der letzte Verarbeitungsschritt stellt die Bestimmung der Auslenkung  $\Theta$  der reflektierenden Objekte relativ zu dem Antennenarray dar. Hierzu wird erneut eine DFT - die Angle-DFT - durchgeführt. Für die Winkelbestimmung wird diese über die äquidistant positionierten virtuellen Antennen  $i$  der Doppler-DFT angewendet.

$$Z_{k,l}[\eta] = \text{DFT}\{z_{k,l}[i]\} \quad \text{mit} \quad z_{k,l}[i] = Y_k^{(i)}[l] \quad (3.17)$$

Die Auslenkung  $\Theta$  kann unter Berücksichtigung des Abstands  $d$  zwischen den virtuellen Antennen, der Anzahl  $N$  an Frequenzstützstellen der Angle-DFT und der Wellenlänge  $\lambda$  bestimmt werden [24].

$$\Theta_\eta = \sin^{-1}\left(\eta \frac{\lambda}{Nd}\right) \quad (3.18)$$

Typischerweise wird die Angle-DFT nicht auf den gesamten Datensatz ausgeführt. Vorher wird ein Objekterkennungsalgorithmus (bspw. CFAR) auf die Daten im zweidimensionalen Range-Doppler-Bereich angewendet, um die Angle-DFT nur für relevante Datenpunkte zu berechnen [24].

## 3.3 Bildgebung mit Radar

Das Detektieren im dreidimensionalen Raum sowie das Messen der Geschwindigkeit von Objekten reicht für Anwendungen der Fahrassistenzsysteme aus. Für zweidimensionale Bildgebung, wie man sie von klassischen Kameras gewohnt ist, sind Aufnahmetechniken notwendig, die in folgenden Abschnitten erläutert werden.

### 3.3.1 SAR-Verfahren

Unter „Synthetic Aperture Radar“ (SAR) wird das Konzept der künstlichen Vergrößerung einer Antenne mittels der Durchführung einer Vielzahl von Radarmessungen an unterschiedlichen, aber bekannten Positionen über die Zeit verstanden. Mit diesem Verfahren können hochauflösende zweidimensionale Aufnahmen mittels entsprechender Signalverarbeitungsalgorithmik generiert werden. Wie bereits in Kapitel 2.1 beschrieben, wurde SAR anfänglich zur Observation der Erdoberfläche genutzt. Hierzu wurden Flugzeuge und Satelliten mit Radarsystemen ausgestattet, welche senkrecht zur Bewegungsrichtung kontinuierlich Radarsignale aussenden und das von der Erdoberfläche reflektierte Signal empfangen (vgl. Abb. 3.7a). Aus diesen Einzelmessungen konnte anschließend ein Abbild der abgetasteten Szene rekonstruiert werden [8].

Neben des klassischen Verfahrens des bewegten Aufnahmesystems mit der statisch zu beobachtenden Szene, wird auch die umgekehrte Variante angewendet. Das inverse SAR (ISAR) bedarf einer statischen Antenne und ein bewegendes Objekt (vgl. Abb. 3.7b).

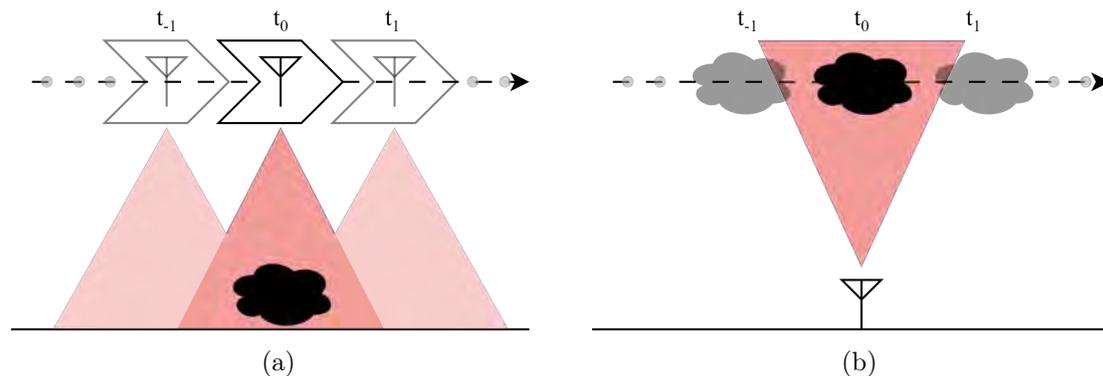


Abbildung 3.7: SAR- (a) und ISAR-Verfahren (b)

Ein Nachteil des SAR-Verfahrens, besonders wenn dieses in zwei Dimensionen durchgeführt wird, ist der lange Aufnahmevorgang. Durch die Kombination von SAR und MIMO kann diese deutlich verringert werden. Wie eine einzelne monostatische Antenne, kann auch das virtuelle Antennenarray eines MIMO-Frontends verschoben werden und in bestimmten Abständen Messungen durchführen [50].

Für die Rekonstruktion eines Abbilds mit dem SAR-Verfahren müssen Aufnahmeparameter gewählt werden, die das räumliche Abtastkriterium erfüllen und die gewünschte Auflösung der Szenen realisieren.

### Abtastkriterium

Die räumliche Abtastung muss derart durchgeführt werden, dass das Nyquist-Kriterium eingehalten wird. Folgen einer zu geringen Abtastung sind Aliasing-Effekte, die sich bei der Bildrekonstruktion in Form von Artefakten darstellen, welche die Bildqualität stark mindern. Eine hinreichende Abtastung ist sichergestellt, wenn die maximale Phasenverschiebung  $\Phi_x$  zweier benachbarter Abtastpunkte kleiner als  $\pi$  ist. Wie in dem vereinfachten Aufnahmeszenario (vgl. Abb. 3.8) dargestellt, tritt die größte Phasenverschiebung zwischen den am äußersten Rand liegenden Abtastpunkten und der gegenüberliegenden Kante des abzubildenden Objekts auf.  $R_1$  und  $R_2$  sind die Abstände der beiden äußeren Abtastpunkte zur gegenüberliegenden Objektkante [54].

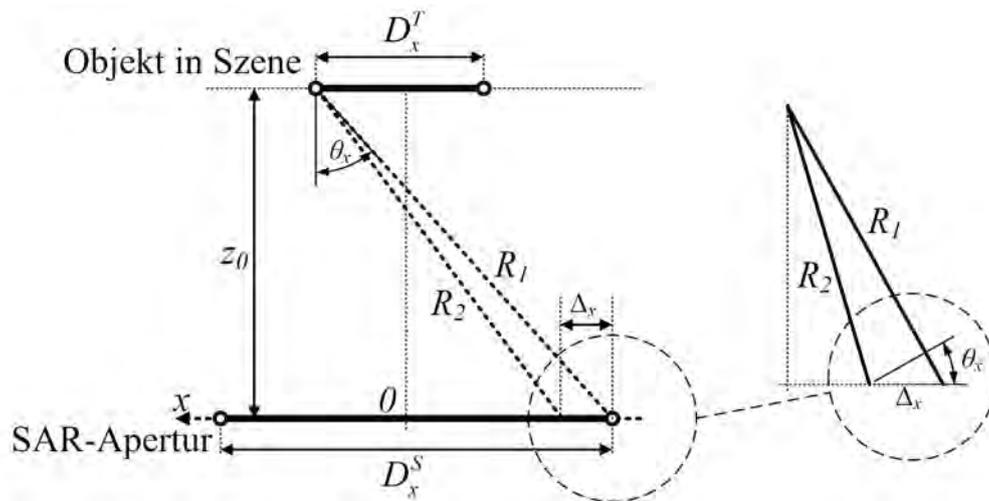


Abbildung 3.8: Geometrische Darstellung des Abtastkriteriums [54]

Das Abtasttheorem für eine monostatische Antennenkonfiguration ist erfüllt, wenn folgende Gleichung gilt:

$$\frac{4\pi}{\lambda} |R_1 - R_2| \leq \pi \quad (3.19)$$

Allgemein kann die maximal zulässige Abtastschrittweite  $\Delta_x$  in Abhängigkeit der SAR-Aperturgröße  $D_x^S$ , der Größe des abzubildenden Objekts  $D_x^T$  und des Abstands zum Objekt  $z_0$  bestimmt werden [54]:

$$\Delta_x \leq \frac{\lambda \sqrt{(D_x^S + D_x^T)^2/4 + z_0^2}}{2(D_x^S + D_x^T)} \quad (3.20)$$

Für die Grenzfälle  $z_0 \rightarrow 0$  und  $D_x^S, D_x^T \rightarrow \infty$  ergibt sich somit eine Abtastbedingung von  $\Delta_x \leq \lambda/4$ , welche unabhängig vom Aufnahmeszenario das Abtastkriterium erfüllt. Diese Bedingung gilt analog für den vertikalen Abtastabstand  $\Delta_y$ .

### Räumliche Auflösung

Die räumliche Auflösung  $\delta$  in der horizontalen und vertikalen Richtung kann durch eine Approximation in Abhängigkeit der Wellenlänge  $\lambda$ , des Abstands zum Objekt  $z_0$  und der Größe der Antennenapertur  $D^S$  bestimmt werden. Diese Annahme gilt für die Mitte der abzubildenden Szene [54]:

$$\delta_x \approx \frac{\lambda z_0}{2D_x^S}, \quad \delta_y \approx \frac{\lambda z_0}{2D_y^S} \quad (3.21)$$

### 3.3.2 Bildrekonstruktion mit Optimalfilter

Die einfachste Methode aus SAR-Rohdaten ein zwei- oder dreidimensionales Bild zu rekonstruieren, ist die Optimalfilterung (engl. „Matched Filter“). Hierzu wird der Bildbereich gerastert und in einzelne Bildpunkte  $p_{bp} = (x, y, z)$  unterteilt (vgl. Abb. 3.9). Die theoretischen Abstände  $R$  zwischen jeder Antennenposition  $p_{ant}$  und jedem Bildpunkt  $p_{bp}$  werden berechnet. Somit kann für jede Antennen-Bildpunkt-Kombination ein optimales komplex-konjugiertes Zwischenfrequenzsignal  $x_{IF,ref}^*$  erzeugt werden, welches einen idealen Punktrefektor in diesem Bildpunkt beschreibt.

Für jeden Bildpunkt  $p_{bp}$  wird getestet, ob die gemessenen Zwischenfrequenzsignale jeder Antenne mit den berechneten Zwischenfrequenzsignalen übereinstimmen. Tritt tatsächlich eine Reflexion durch ein Objekt in der Szene auf, bewirkt die Optimalfilterung einen hohen Intensitätswert für diesen Bildpunkt [25, 9].

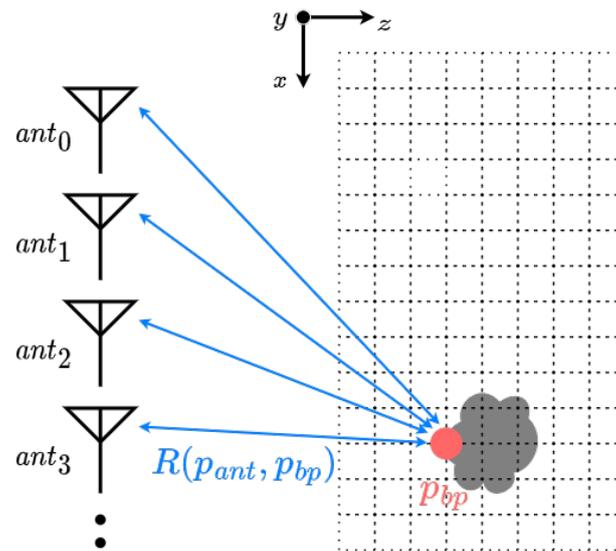


Abbildung 3.9: Darstellung des Optimalfilteralgorithmus

Mathematisch betrachtet wird das gemessene Zwischenfrequenzsignal  $x_{IF}$  einer Antenne mit dem optimalen komplex-konjugierten Zwischenfrequenzsignal  $x_{IF,ref}^*$  einer Antennen-Bildpunkt-Kombination multipliziert. Dieser Vorgang wird für alle Antennen, aber dem selben Bildpunkt  $p_{bp}$  wiederholt und anschließend die Summe der Produkte gebildet, welche dem Intensitätswert des Bildpunkts  $p_{bp}$  entspricht. Dieser Vorgang wird für jeden Bildpunkt  $p_{bp}$  durchgeführt. Das Ergebnis ist ein Abbild  $I$ , welches die Intensitätsverteilung der Reflexionen in der gerasterten Szene darstellt.

$$I[p_{bp}] = \sum_{ant} \sum_n x_{IF}[ant, n] \cdot x_{IF,ref}^*[p_{bp}, p_{ant}, n] \quad (3.22)$$

Dieser Algorithmus ist zwar sehr flexibel, allerdings ist der Rechenaufwand entsprechend hoch. Vergleichbare DFT-basierte Algorithmen, wie beispielsweise der Range-Migration-Algorithmus (RMA), ermöglichen geringere Rechenzeiten [9].

### 3.4 Bildgebung verdeckter Strukturen

Verdeckte Strukturen kommen in einer Vielzahl von Variationen vor. Diese können als Objekte verstanden werden, welche von Materialien umschlossen oder verdeckt sind und somit für das menschliche Auge nur teilweise oder gar nicht sichtbar sind. Ein einfaches Beispiel ist ein Gegenstand, der in einer Kartonage verpackt ist. Verdeckte Strukturen können aber auch Materialfehler wie Einschlüsse von Fremdkörpern oder Hohlräume umfassen. Alle diese Szenarien weisen Materialien mit unterschiedlichen relativen Permittivitäten  $\varepsilon_r$  auf, die die Radarsignale durchdringen müssen. Somit entstehen an den Materialübergängen Brechungseffekte, die für elektromagnetische Wellen mit geometrischer Optik beschrieben werden können [48].

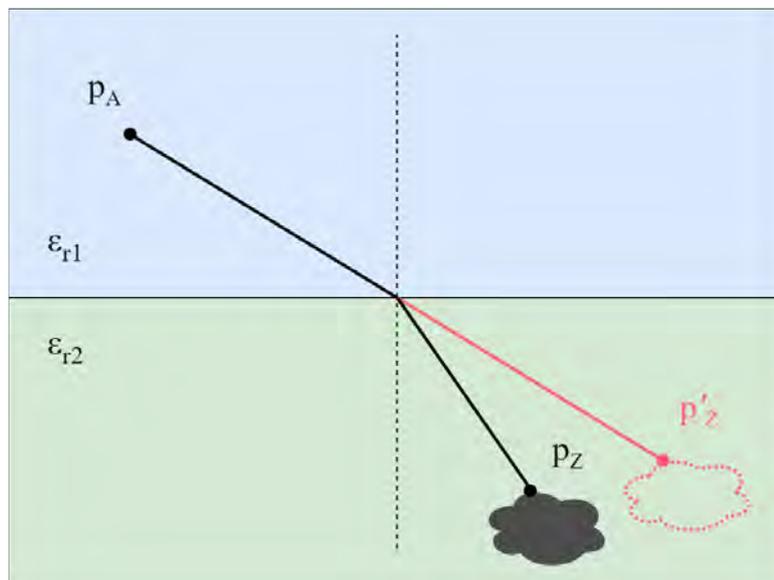


Abbildung 3.10: Fehlerhafte Lokalisierung durch Materialübergang (vgl. [48])

Geläufige Rekonstruktionsalgorithmen nehmen eine Freiraumausbreitung an und berücksichtigen somit keine Materialübergänge. Dies führt zu einer fälschlichen Lokalisierung, wie die Abb. 3.10 vereinfacht mit der angenommenen Position  $p'_z$  und der tatsächlichen Position  $p_z$  zeigt. Realistische Szenen bestehen aus vielschichtigen Medien mit unebenen Grenzschichten, die in der resultierenden Abbildung Bildfehler hervorrufen, die die Qualität der Aufnahme mindern können [15].

# 4 Anforderungsanalyse industrieller Radarbildgebung

In diesem Kapitel werden die Anforderungen der Industrie an ein radarbasiertes Bildgebungssystem definiert. Hierzu werden zuerst grundlegende Anforderungen herausgearbeitet. Anschließend werden auf Basis von Qualitätsmerkmalen der Radar- und Kameratechnik Mindestanforderungen an die Bildqualität radarbasierter Bildgebungssysteme gestellt.

## 4.1 Grundlegende Anforderungen

Ein generisches radarbasiertes Aufnahmesystem für die Industrie soll ein zweidimensionales Abbild einer Szene erzeugen. Im Vergleich zu anderen Abbildungsformen, wie der dreidimensionalen Darstellung oder der Abstand-Azimut-Darstellung, ist die Industrie mit der konventionellen zweidimensionalen Abbildung vertraut. Daher soll das Aufnahmesysteme eine zur Sensorebene parallele Schnittebene der Szene fokussieren und Objekte, die nicht im Fokus liegen, ausblenden. Diese fokussierte Bildebene soll im Abstand variabel einzustellen sein. Der Abstand der Aufnahmevorrichtung zum zu untersuchenden Objekt soll möglichst gering sein, damit eine kompakte Inspektionssystemgröße realisiert werden kann. Mit dem Aufnahmesystem sollen Objekte identifiziert werden, die durch typische Materialien der Industrie, wie Verpackungen und Werkstoffe, verdeckt oder umschlossen sind. Das System soll günstiger als bereits im Markt etablierte Mikrowelleninspektionssysteme und Aufnahmesysteme ähnlicher Technologie, wie Röntgen, sein. Die Aufnahmegeschwindigkeit hat geringere Priorität. Es ist keine Echtzeitdarstellung der Aufnahme notwendig, trotzdem sollte die Rekonstruktion der Abbildung schnellstmöglich erfolgen.

Die Qualität dieser Bilder soll Mindestanforderungen genügen. Um diese definieren zu können, werden zunächst geeignete Kriterien benötigt.

## 4.2 Qualitätsmerkmale aus der Radartechnik

Radarsensoren weisen Kriterien auf, anhand derer die Messgenauigkeit bewertet werden kann. Eines der wichtigsten Werkzeuge zur Beurteilung eines Radarsystems ist die Punktzielantwort (PZA). Diese ist das Äquivalent zur Impulsantwort in der klassischen Signalverarbeitung und gibt Aufschluss über die Qualität des Aufnahmesystems. Theoretisch erzeugt die Faltung einer realen Szene mit der Punktzielantwort, das Abbild der Szene (vgl. Abb. 4.1). Die ideale Intensitätsverteilung der PZA zeichnet sich durch eine möglichst schmale Hauptkeule mit großem Nebenkeulenabstand aus. Weist das System eine ungenügende PZA auf, ist die Fähigkeit des bildgebenden Systems eine Szene realitätsgetreu abzubilden mangelhaft [33].

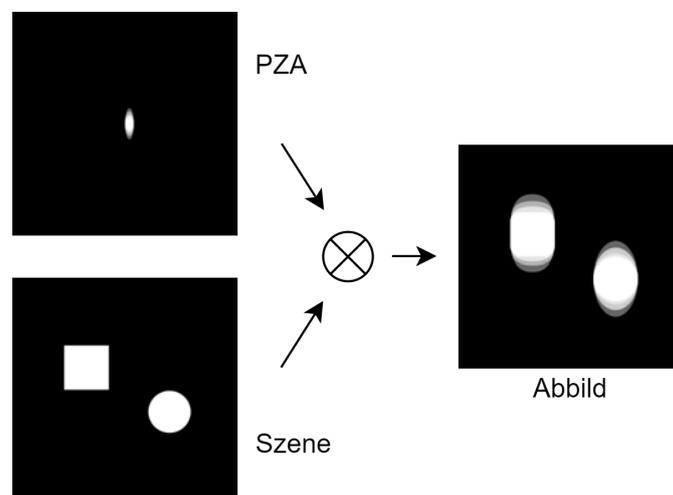


Abbildung 4.1: Punktzielantwort (vgl. [33])

Eines der Qualitätsmerkmale ist die Winkelauflösung. Diese gibt an, mit welchem Winkelabstand mehrere Objekte voneinander unterschieden werden können. Als Metrik wird die Halbwertsbreite der Hauptkeule der PZA verwendet [48].

Ein weiteres Merkmal ist die Tiefenauflösung, die in Abschnitt 3.2.2 beschrieben ist. Das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis (SNR) dient zur Bewertung der Empfangsqualität und gibt das Verhältnis der mittleren Signalleistung zur mittleren Rauschleistung an. Einflussfaktoren für das SNR sind die Messzeit, der Frequenzbereich, die Sende- und

Empfangsleistung, die Entfernung zum Objekt und weitere Rauschquellen in der Hardware [20, 52].

Für die zweidimensionale Bildgebung mit Radartechnik reichen diese Kriterien zur Bewertung eines Abbilds nicht aus. Somit werden zunächst Kriterien der konventionellen Kameratechnik herausgearbeitet, um diese für die radarbasierte Bildgebung in angepasster Form zu übernehmen.

### 4.3 Qualitätsmerkmale konventioneller Kameratechnik

Ein optimales Bildaufnahmesystem zeichnet sich grundlegend dadurch aus, die sich im dreidimensionalen Raum befindlichen Objekte zu lokalisieren und weitere geometrische Eigenschaften zu bestimmen, beispielsweise die Größe und die Ausrichtung. Des Weiteren ist das Ziel der Abbildung weitere vielfältige Eigenschaften des Objekts, zum Beispiel das Material oder Defekte, je nach Anwendungsfall zu ermitteln [21]. Bildgebende Systeme weisen eine Vielzahl an Qualitätsmerkmalen auf, anhand derer die Eignung für den jeweiligen Anwendungsfall bestimmt werden kann und sie sich mit anderen Systemen vergleichen lassen. In diesem Kapitel wird eine Auswahl dieser Merkmale aufgeführt.

Die Auflösung bestimmt die Trennbarkeit von Strukturen der Szene und ist je nach Anwendungsfall von Bedeutung. In der Kameratechnik ist die Auflösung begrenzt durch den Sensor, die Optik und dem Abstand zum Objekt. Oftmals wird als Metrik für die Auflösung die Anzahl der Pixel des Sensors verwendet, allerdings muss eine Optik diese Pixelgröße auch auflösen können. Die Auflösung einer Optik wird in Linienpaaren pro Millimeter (lp/mm) beschrieben und gibt an, wie viele getrennte Linienpaare in einem Bereich von einem Millimeter wahrgenommen werden können [4]. Von Bedeutung ist zusätzlich die Sensitivität eines Kamerasensors, die in Form der Quanteneffizienz gemessen wird. Diese gibt das Verhältnis der in elektrische Ladung umgewandelte Photonen zu der gesamten Anzahl Photonen, die auf den Kamerasensor treffen, an [4]. Der Dynamikumfang oder auch Kontrast einer Kamera beschreibt in der Kameratechnik die Spanne zwischen dem dunkelsten und hellsten Bereich einer Szene, der abgebildet werden kann [5]. Ein weiteres Merkmal ist das Sichtfeld, welches von dem Kamerasensor gleichmäßig und ohne Abschattungen zum Rand erfasst werden kann. Dieser Bereich wird üblicherweise mittels des Bildwinkels beschrieben [4]. Weitere Merkmale sind das Bildrauschen, welches wie in der Radartechnik mittels des SNR bewertet wird [4] und das Auftreten

von Abbildungsfehlern, die in der konventionellen Kameratechnik sehr vielschichtig auftreten. Asymmetriefehler, sphärische Aberrationen und Verzeichnung sind beispielsweise Ursachen für Artefakte, die die Bildqualität mindern [46].

### 4.4 Qualitätsmerkmale radarbasierter Bildgebung

Aus den aufgeführten Merkmalen der Radar- und Kameratechnik werden in diesem Kapitel Qualitätsmerkmale für die radarbasierte Bildgebung entwickelt.

#### **Auflösung**

Die Auflösung ist für die konventionelle Bildgebung gleichermaßen wichtig wie für eine Radarmessung. Als Metrik zur Bewertung der Auflösung wird die Halbwertsbreite der Hauptkeule einer Punktzielaufnahme angeführt. Zur praktischen Verifizierung bietet sich die Messung des geringsten Abstands zwischen trennbaren Objekten an. Diese werden in dieser Arbeit als solche definiert, die zwischen sich einen Störabstand von mindestens 3 dB aufweisen.

#### **Sichtfeld**

Der Bereich, in dem das Radarfrontend Objekte detektieren kann und Raumpunkte eindeutig abgebildet werden können, ist das Sichtfeld. In der Kameratechnik ist dieser eindeutig durch den Bildkreis begrenzt. In der Radartechnik kann dieser Bereich nicht derartig bestimmt werden, da die Richtcharakteristik einer Antenne in der Regel Inhomogenitäten aufweist. Als Metrik für das Sichtfeld wird der Bereich definiert, in dem ein bestimmtes Objekt mindestens die halbe Leistung des in der Bildebene zentrierten Objekts reflektiert.

#### **Sensitivität**

Sensitivität bedeutet in der Radartechnik die Fähigkeit schwache Signale zu empfangen, also dass Objekte abgebildet werden können, die einen geringen Radarquerschnitt aufweisen. Zur Bewertung der Sensitivität wird das SNR verwendet.

### Dynamikumfang

Der Dynamikumfang wird aus der Kamertechnik für die bildgebende Radartechnik übernommen. Diese wird als die Fähigkeit definiert, die die Abbildung schwach und stark reflektierender Objekte in einer Szene ermöglicht. Er beschreibt somit die Fähigkeit vielfältige Szenen abzubilden, ohne dass stark reflektierende Gegenstände die Qualität weniger stark reflektierender Objekte mindert.

### Homogenität

Ein homogenes Abbild zeichnet sich durch die gleichmäßige Reflexion unabhängig von der Position eines Objekts im Sichtfeld aus. Diese Eigenschaft wird anhand der Abweichungen der Intensitäten im Sichtfeld und der Gleichheit der Punktzielantwort in der horizontalen und vertikalen Achse bewertet. Im Idealfall weist die Hauptkeule der PZA in horizontaler und vertikaler Richtung die gleiche Halbwertsbreite  $\delta$  auf. Zur Bewertung der Gleichheit der Hauptkeulenbreiten  $\delta_x$  und  $\delta_y$  wird eine Metrik  $e_\delta$  eingeführt. Die Abweichung zum Mittelwert  $\mu_\delta$  der beiden Halbwertsbreiten im Verhältnis zu  $\mu_\delta$  muss geringer als 20 % sein, damit die PZA als homogen gilt:

$$e_\delta = \frac{|\delta_x - \mu_\delta|}{\mu_\delta} < 20\% \quad \text{mit} \quad \mu_\delta = \frac{\delta_x + \delta_y}{2} \quad (4.1)$$

Analog wird eine Metrik  $e_S$  zur Bewertung der Abweichung der minimalen Störabstände  $S_{min,x}$  und  $S_{min,y}$  zueinander eingeführt. Auch hier muss das Ergebnis der Metrik geringer als 20 % sein, damit die PZA als homogen gilt:

$$e_S = \frac{|S_{min,x} - \mu_S|}{\mu_S} < 20\% \quad \text{mit} \quad \mu_S = \frac{S_{min,x} + S_{min,y}}{2} \quad (4.2)$$

### Bildfehler

Artefakte entstehen beispielsweise bei der Rekonstruktion der Bilddaten und hängen von den gewählten Systemparametern sowie den Hardwareunterschieden ab. Diese Unterschiede können oftmals durch Kalibrierverfahren minimiert werden. Als Metrik zur Bewertung der radarbasierten Bildgebung dient in dieser Ausarbeitung der Störabstand.

## 4.5 Mindestanforderungen an die Bildqualität

Die zuvor aufgeführten Qualitätsmerkmale sollen in einem ausreichendem Maß erfüllt werden. Da die Anforderungen für die Bildqualität aus keinem spezifischen Anwendungsfall entspringen, werden diese vergleichsweise weit gefasst:

1. Eine räumliche Auflösung in der Bildebene im Millimeterbereich soll erreicht werden. Die Trennbarkeit von Objekten in der Tiefe soll mit einem möglichst geringen Abstand zueinander möglich sein.
2. Das Sichtfeld soll möglichst groß und zugleich homogen sein, aber zumindest der Größe der Antennenapertur entsprechen. Die Metrik zur Bestimmung des Sichtfelds ist in Abs. 4.4 beschrieben.
3. Das System soll schwache Reflexionen abbilden können. Dies bedeutet, dass die Abbildung von nichtmetallischen Objekten und Strukturen, die kleiner als ein Millimeter sind, möglich ist.
4. Das Aufnahmesystem soll einen großen Dynamikbereich ermöglichen, also stark und schwach reflektierende Objekte in einer Szene darstellen können.
5. Die Distanz vom Antennenfrontend zum abzubildenden Objekt soll möglichst gering sein, damit eine kleine Systemgröße realisiert werden kann. Als zulässiger Objektabstand gilt derjenige, bei dem das Punktziel der PZA eindeutig identifizierbar ist und die eingeführten Metriken zur Bewertung der Homogenität weniger als 20 % betragen (vgl. Gl. 4.1 und Gl. 4.2).
6. Bildfehler sollen möglichst vermieden werden, sodass Objekte - auch im verdeckten Zustand - realitätsgetreu rekonstruiert werden können.

## 5 Methodik zur Entwicklung eines Versuchsaufbaus

Das Ziel dieser Ausarbeitung ist die Untersuchung der Bildgebung mit automobiler Radartechnik im Millimeterwellenbereich anhand der zuvor definierten Anforderungen an die Bildqualität (vgl. Abs. 4.4). Hierzu wird ein Versuchsaufbau konzipiert (vgl. Kap. 6), welcher zur Evaluierung der Technik dienen soll. Das Konzept des Aufnahmesystems entspringt den zuvor definierten grundlegenden Anforderungen (vgl. Abs. 4.1). Das Ergebnis der Konzeption ist die Auswahl einer geeigneten automobilen Radarkomponente und weiterer Peripherie für den Versuchsaufbau. Mit dem Aufbau sollen die Anforderungen an die Qualitätsmerkmale untersucht und bewertet werden. Dazu werden Experimente durchgeführt, die in Kapitel 7 beschrieben sind.

Vor der Entwicklung des Versuchsaufbaus mit der automobilen Radartechnik wird diese zunächst evaluiert und kalibriert (vgl. Kap. 8). Das Ziel der Evaluierung besteht darin, ein grundlegendes Verständnis der zugrunde liegenden Radartechnik zu erlangen, um eine solide Basis für die anschließende Entwicklung zu schaffen. Die Kalibrierung der Radarhardware ist notwendig, damit die Messergebnisse der anschließende Experimente nicht durch produktionsbedingte Differenzen der Hardware verfälscht werden.

## 6 Konzeption eines Versuchsaufbaus

Zur Untersuchung der Bildgebung mit Millimeterwellen wird ein Versuchsaufbau anhand der industriellen Mindestanforderungen konzipiert. Günstige Radarkomponenten und -systeme können, wie in Kap. 2.2 beschrieben, aus der Automobilindustrie bezogen werden. Für eine schnelle und unkomplizierte Untersuchung bieten sich Evaluierungskits, wie beispielsweise [37], [28] und [17], an. Diese bestehen aus einem Antennenfrontend, der Verarbeitungshardware und der Software zur Auswertung. Radarsysteme weisen unterschiedliche Eigenschaften auf, die Auswirkungen auf die bildgebenden Qualitätsmerkmale haben. Es sollte eine möglichst geringe Wellenlänge abgestrahlt werden, um eine hohe Tiefenauflösung zu erhalten. Im Automobilbereich werden Frequenzbereiche um 24 GHz, 60 GHz und 77 GHz verwendet. Somit wird der Frequenzbereich für die automobilen Telematikanwendungen von 76 GHz bis 81 GHz ausgewählt. Um eine möglichst hohe horizontale und vertikale Auflösung und ein großes Sichtfeld zu erhalten, muss mit der Radarhardware eine möglichst große zweidimensionale Apertur realisiert werden. Automobile Transceiver-Chips bestehen oftmals aus nur wenigen Sende- und Empfangskanälen und können somit keine große Antennenapertur bilden. Manche bieten die Möglichkeit, sich mit weiteren Transceivern zu synchronisieren, um ein größeres MIMO-Antennenfrontend zu realisieren [38]. Für eine ausreichende Auflösung würde die Kaskadierung der Transceiver trotzdem nicht ausreichen. Vorteilhaft ist deshalb die TDM-MIMO-Konfiguration, die mittels der Virtualisierung der Antennen mit wenigen physischen Antennen eine große Antennenapertur realisieren kann (vgl. Kap. 3.2.1). Zusätzlich kann das SAR-Verfahren (vgl. Kap. 3.3.1) verwendet werden, um die Apertur in mindestens eine Richtung erweitern zu können.

Aufgrund der verhältnismäßig großen Apertur, des automobilen Frequenzbereichs mit einer Bandbreite von 5 GHz und der geringen Kosten, wird ein Evaluierungsmodul ausgewählt, welches aus vier kaskadierten Transceiver-Chips mit insgesamt 12 Sende- und 16 Empfangskanälen besteht [37]. Zur Vergrößerung der Apertur, wird das SAR-Verfahren verwendet. Das Radarsystem wird somit an einer mechanischen Vorrichtung montiert, die

dieses präzise im Raum positioniert. Hierzu stehen eine Linearachse und ein Roboterarm zur Verfügung, die für jeweils einen eigenständigen Versuchsaufbau verwendet werden können. Zusätzlich zu dem Aufnahmegerät, wird ein Computer verwendet, welcher das Evaluierungskit und die Linearachse bzw. den Roboterarm ansteuert und die Daten der Aufnahme speichert. Die beiden konzipierten Versuchsaufbauten sind in der Abb. 6.1 dargestellt. Der grüne Bereich und die grünen Pfeile stellen den Bewegungsfreiraum der mechanischen Vorrichtung dar.

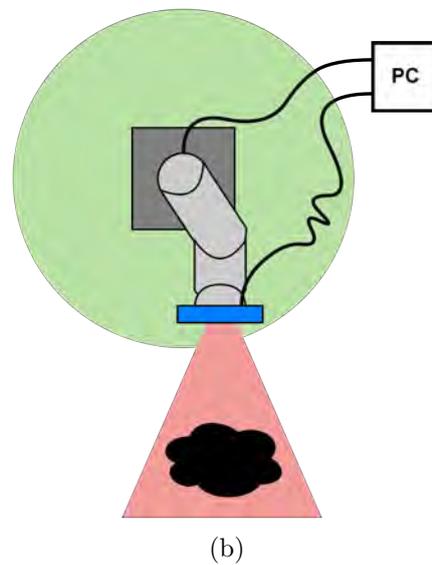
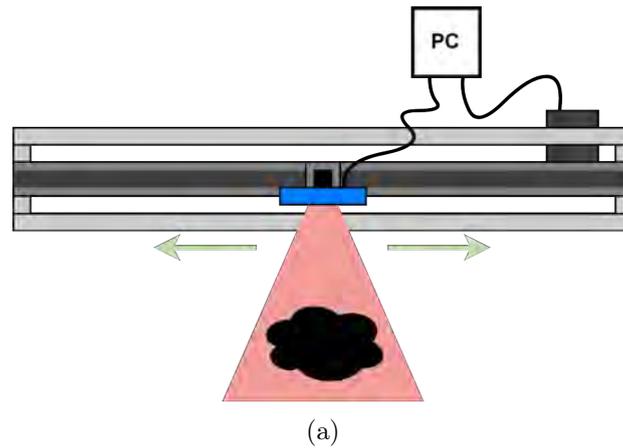


Abbildung 6.1: Konzeptskizze des Aufnahmesystems mit Linearachse (a) und Roboterarm (b)

## 7 Vorgehensweise der Untersuchung

Zunächst werden die grundlegenden Systemparameter in Abs. 8.2 bestimmt. Für die anschließende Untersuchung der Anforderungen werden Testszenarien entwickelt, die das Aufnahmesystem charakterisieren. Das wichtigste Aufnahmeszenario ist die Punktzielantwort (PZA). Als Punktziel bietet sich eine Kugel an, da diese einem punktförmigen Reflektor am ähnlichsten ist. Praktisch wird die Punktzielaufnahme mit einer metallischen Kugel umgesetzt, die mittels eines nicht-metallischen Fadens in einem definierten Abstand mittig vor das Aufnahmesystem positioniert wird. Mit unterschiedlichen Experimenten (vgl. Kap. 10) werden die Mindestanforderungen an das zu entwickelnde Aufnahmesystem überprüft und die Qualitätsmerkmale (vgl. Kap. 4.4) vermessen.

Zur Untersuchung der Auflösung wird, wie in Kap. 4.4 beschrieben, die Halbwertsbreite der PZA gemessen. Punktziele sind auch für weitere Experimente geeignet. Es soll untersucht werden, wie sich die Auflösung in Abhängigkeit der räumlichen Abtastung und der Aperturgröße verändert. Hierzu werden für die gleiche Aufnahme Rekonstruktionsergebnisse mit unterschiedlichen Abtastungen und Aperturgrößen verglichen. Diese Vorgehensweise ermöglicht die perfekte Vergleichbarkeit, da keine Streuung durch wiederholte Datenaufnahmen entsteht. Der minimale Abstand trennbarer Objekte ist eine weitere Metrik für die Auflösung des Systems. Hierzu werden zwei Punktziele neben-, über- und hintereinander platziert und aufgenommen.

Für das Sichtfeld wird ein Punktziel in verschiedenen Abständen zum Bildmittelpunkt aufgenommen und die Amplitude gemessen. Nach der Definition in Kap. 4.4 ist das Sichtfeld der Bereich, indem die Amplitude größer als -3 dB relativ zur Amplitude des Punktziels im Bildmittelpunkt ist.

Für die Untersuchung der Bildqualität bei geringer Distanz zum Objekt wird ein zentriertes Punktziel in unterschiedlichen Abständen aufgenommen und die Qualität dieser Aufnahmen bewertet. Es werden die Haupt- und Nebenkeulen in der vertikalen und horizontalen Richtung verglichen und die Homogenität bewertet.

Zur Bewertung der Sensitivität wird ein möglichst kleiner und nicht-metallischer Gegenstand aufgenommen und das SNR gemessen. Als Objekt bietet sich ein dünner nicht-metallischer Faden an. In Kombination mit einem metallischen Punktziel in der Szene soll der Dynamikumfang bewertet werden. Im Idealfall sind beide Objekte zu erkennen.

Des Weiteren wird der Einfluss des Rekonstruktionsalgorithmus auf die Rechenzeit und die Bildqualität geprüft. Hierzu werden die relevanten Parameter während der Entwicklung (vgl. Kap. 9) herausgearbeitet. Punktzielaufnahmen mit verschiedenen Parametern des Algorithmus werden rekonstruiert und verglichen.

Zur Untersuchung der Abbildung verdeckter Strukturen sollen eine Auswahl an Aspekten evaluiert werden:

- Durchdringbarkeit industrierelevanter Materialien
- Bildfehler bei der Abbildung verdeckter Strukturen
- Abbildungsqualität realistischer Szenen

Hierzu werden zunächst die Reflexion eines Punktziels hinter verschiedenen parallel zum Antennenfrontend ausgerichteten Materialproben gemessen. Dabei soll die Absorption in Abhängigkeit des Materials und der Materialstärke gemessen werden. Zudem wird geprüft, inwiefern Artefakte entstehen und ob diese die Rekonstruktion des Punktziels beeinträchtigen. Als Metrik dient der Störabstand der Amplitude des Punktziels zum höchstwertigstem Artefakt. Vorbereitend zur Untersuchung komplexerer Strukturen wird der Einfluss der Verkippung der Materialproben auf die Bildqualität geprüft. Die zu untersuchenden Materialien sind Sperrholz, Wellpappe, glasfaserverstärkter und kohlefaserverstärkter Kunststoff.

Anschließend wird untersucht, wie sich einfache verdeckte Strukturen abbilden lassen und die Ursprungsform der Struktur nachzuvollziehen ist. Erkenntnisse der vorherigen Messungen sollen anschließend zur Bewertung realistischer Szenarien verdeckter Strukturen beitragen.

## 8 Evaluierung und Kalibrierung automobiler Radartechnik

Bevor der Versuchsaufbau realisiert wird, muss das Evaluierungskit (EVM) [37] des Unternehmens Texas Instruments analysiert und kalibriert werden. Dieses besteht aus einem Radarfrontend und einem DSP-Board, welches zur Datenverarbeitung dient. Das Frontend besteht aus vier AWR2243 FMCW-Transceiver-Chips, welche jeweils drei Sende- und vier Empfangskanäle aufweisen. Diese können Millimeterwellen in einer Bandbreite von 5 GHz (76 GHz bis 81 GHz) mit einer Ausgangsleistung von 20 mW aussenden. Das Zwischenfrequenzsignal hat eine maximale Bandbreite von 20 MHz und wird mit maximal 45 Msps abgetastet. Die vier Transceivereinheiten werden mittels einer Schnittstelle (20 GHz) synchronisiert [38].

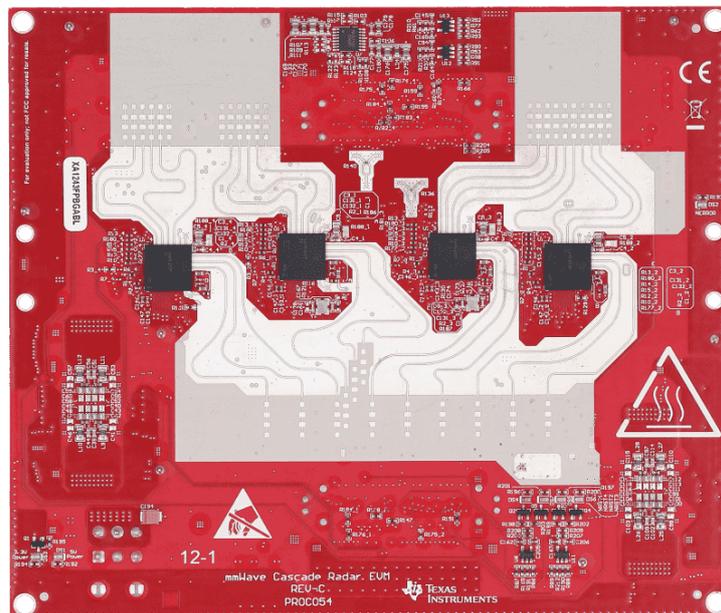


Abbildung 8.1: Frontend des Evaluierungskits [37]

Die Abb. 8.1 zeigt das Antennenfrontend. Die Empfangsantennen (RX) befinden sich oberhalb der Transceiver-Chips und die Sendeantennen (TX) unterhalb. Insgesamt spannt diese Antennenkonfiguration für das Fernfeld ein virtuelles Antennenarray auf, welches in Abb. 8.2 (rot) dargestellt ist. Mit 12 Sende- und 16 Empfangsantennen können 192 virtuelle Antennen (VANT) angenommen werden. Allerdings liegen mehrere virtuelle Antennen auf der selben Position, weshalb nur 144 eindeutige virtuelle Antennenpositionen vorhanden sind.

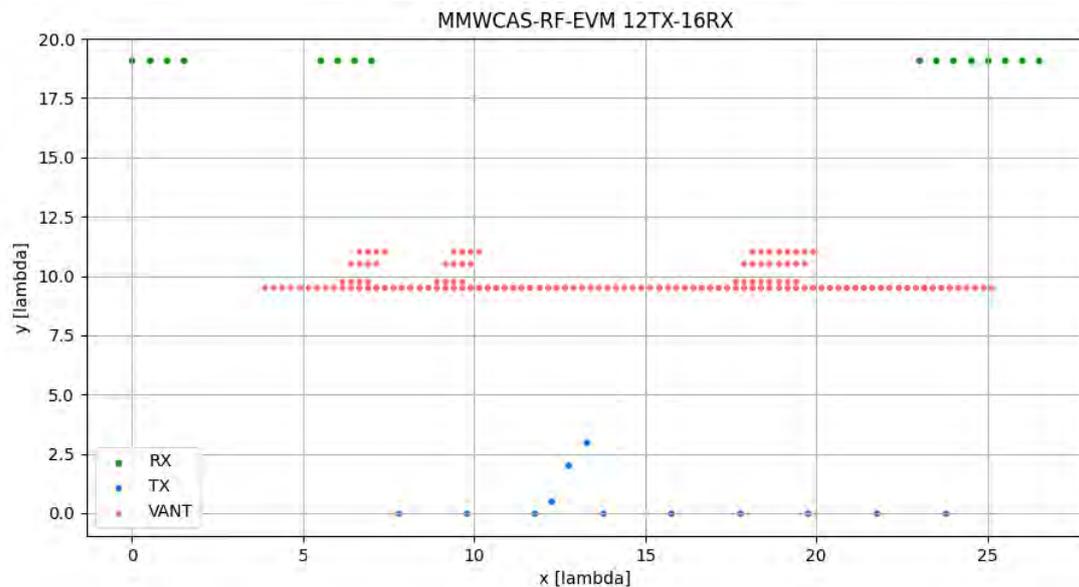


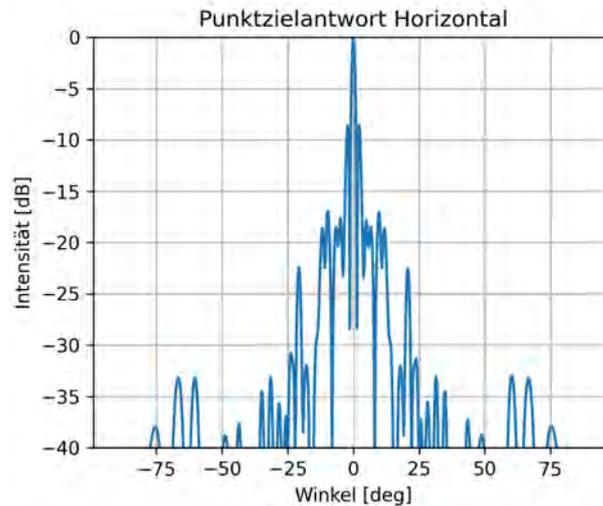
Abbildung 8.2: Simulation der virtuellen Antennen des Radarfrontends

Durch die TDM-MIMO-Konfiguration sind die Sendeantennen nacheinander aktiv, während die Empfangsantennen gleichzeitig empfangen. Das gesamte Array an Empfangsantennen wird somit für die Berechnung des Abstands zum Fernfeld berücksichtigt. Die Länge der Empfangsantennenapertur beträgt 101,2 mm. Der Abstand des Frontends zum Fernfeld ist 5,37 m groß (vgl. Gl. 3.2).

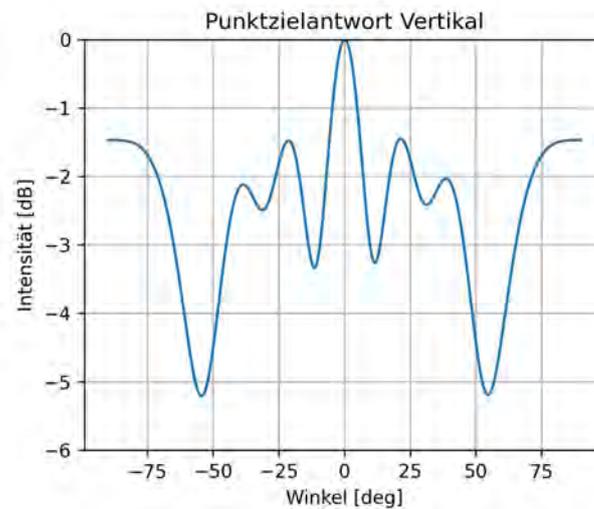
## 8.1 Charakterisierung durch Simulation

Mit den bekannten Positionen der physischen Antennen kann eine PZA des Systems simuliert werden, aus denen die theoretische Auflösung und Nebenkeulenunterdrückung

abgelesen werden kann. Der Hersteller gibt für die horizontale Richtung eine Winkelauflösung von  $1,4^\circ$  an [40]. Die Simulation [11] der PZA (Abb. 8.3a) bestätigt diese Angabe.



(a)



(b)

Abbildung 8.3: Simulation der horizontalen (a) und vertikalen (b) PZA

Aufgrund der wenigen vertikal versetzten Antennen ist die vertikale Winkelauflösung deutlich größer. Die vom Hersteller benannte Auflösung [40] beträgt  $18^\circ$ , wie auch der simulierten PZA zu entnehmen ist (vgl. Abb. 8.3b).

## 8.2 Konfiguration des Evaluierungsmoduls

Das Evaluierungsmodul lässt sich umfangreich konfigurieren [41]. Im folgendem Abschnitt werden die wichtigsten Parameter des EVMs aufgeführt und eine Chirp-Konfiguration erstellt, die eine möglichst hohe Qualität für Radaraufnahmen verspricht. Zunächst ist davon auszugehen, dass alle physischen Antennen für einen Messvorgang verwendet werden und alle Sendeantennen das selbe Chirp-Profil nutzen.

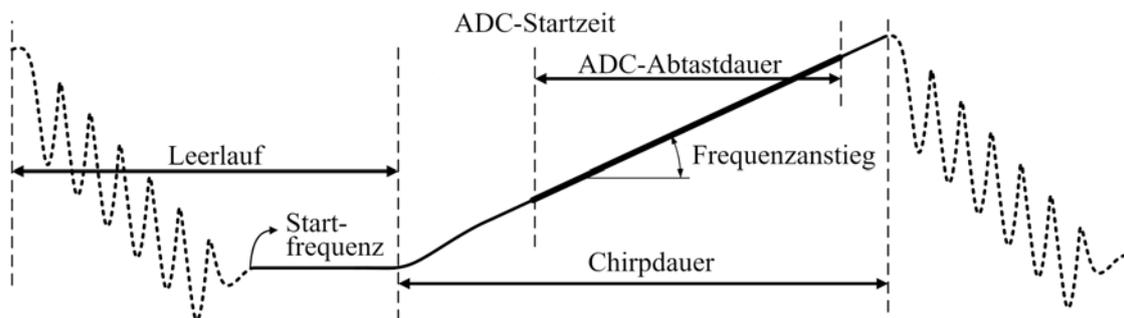


Abbildung 8.4: Parameter eines Chirp-Profiles (vgl. [54])

Ein Chirp-Profil (vgl. Abb. 8.4) wird mit folgenden Parametern konfiguriert:

- **Startfrequenz  $f_c$ :** Der Transceiver-Chip weist einen Oszillator auf, welcher ein Signal zwischen 76 GHz und 81 GHz erzeugen kann [45].  $f_c$  gibt dabei an, bei welcher Frequenz das zu sendene Chirp-Signal startet.
- **Frequenzanstieg  $S$ :** Die Steigung der Frequenz des Chirps.
- **ADC-Startzeit:** Der Zeitpunkt, bis der ADC mit der Abtastung beginnt. Diese Verzögerung ist sinnvoll, da der Oszillator eine gewisse Zeit benötigt, bis ein qualitativ hochwertiger Frequenzanstieg gelingt [41].
- **Chirpdauer:** Die Dauer des linearen Frequenzanstiegs.
- **ADC-Abtastdauer:** Setzt sich aus der Anzahl an Abtastungen und der Abtastrate zusammen.

- **Leerlauf:** Die zeitliche Verzögerung zum nächsten Chirp. Diese ist notwendig, damit der Oszillator vollständig auf die Startfrequenz eingeschwungen ist, bevor der nächste Chirp startet [41].

Diese Parameter sind hardwareseitig eingeschränkt. Entsprechend der Anforderungen ist die Auflösung von großer Relevanz. Die Tiefenauflösung ist wie mit Gleichung 3.11 beschrieben, von der Bandbreite des Chirps abhängig. Die Geschwindigkeit der Messung hat geringere Priorität, weshalb die Dauer des Chirps und die Leerlaufzeit weniger relevant sind. Somit kann eine Konfiguration erstellt werden, die eine möglichst große Bandbreite erwirkt (vgl. Tab. 8.1).

Parameter	Wert
Startfrequenz $f_c$	76 GHz
Frequenzanstieg $S$	62,5 MHz/ $\mu$ s
ADC-Startzeit	6 $\mu$ s
Chirpdauer	62,5 $\mu$ s
ADC-Abtastrate	10 Msps
Abtastungen	512
Leerlaufzeit	10 $\mu$ s

Tabelle 8.1: Chirp-Profil mit hoher Bandbreite

### 8.3 Kalibrierung des MIMO-Frontends

Sehr geringe Differenzen der Radarverarbeitungskanäle zueinander können das Ergebnis einer Messung stark verfälschen. Beispiele für derartige Diskrepanzen der Hardware sind Abweichungen der Transceiver-Chips, Unterschiede der Pfadlängen und Ungleichmäßigkeiten bei der Platinenproduktion. Zur Kompensation dieser Fehler muss eine Kalibrierung im Fernfeld vorgenommen werden.

Für die Durchführung wird ein Retroreflektor mit Radarquerschnitt (RCS) zwischen ein und zwei Quadratmeter in einer Entfernung größer als fünf Metern platziert und orthogonal zum Antennenarray ausgerichtet. Für jedes der 192 Antennenpaare wird eine Messung durchgeführt. Aus den Messdaten können anschließend Kalibriervektoren erzeugt werden [42].

Ein Retroreflektor reflektiert die elektromagnetischen Wellen in die Eintrittsrichtung und hat somit einen großen Radarquerschnitt in Relation zur Größe. Der Radarquerschnitt eines Retroreflektors  $\sigma$  ist abhängig von der Seitenlänge  $a$  des Reflektors und der Wellenlänge der elektromagnetischen Strahlung  $\lambda = c/f$  [6].

$$\sigma = \frac{4\pi a^4}{3\lambda^2} \quad (8.1)$$

Mit einer Seitenlänge  $a$  von 45 mm und einer Mittenfrequenz  $f$  von 78,5 GHz wird ein mit Aluminium beschichteter Retroreflektor mit einem Radarquerschnitt von  $1,18\text{ m}^2$  realisiert (vgl. Abb. 8.5b). Dieser wird in einem Abstand von 7,5 m orthogonal zum Antennenarray ausgerichtet und mittels eines nicht-metallischen Stativs positioniert (Abb. 8.5a).

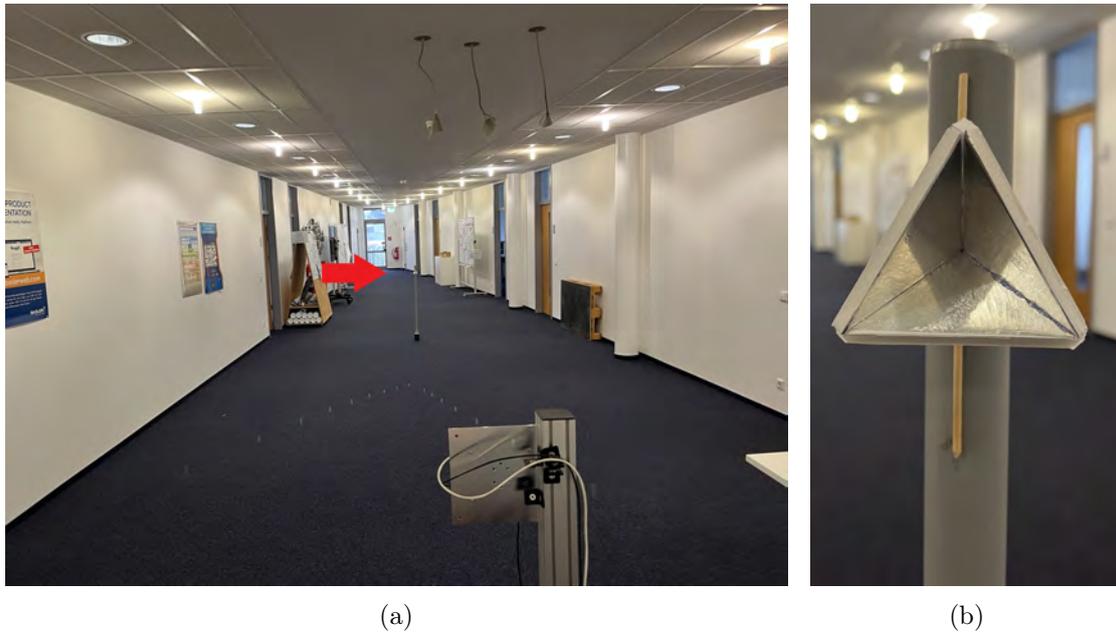


Abbildung 8.5: Kalibrierszene (Reflektor beim roten Pfeil) (a) und Retroreflektor (b)

Die Abb. 8.6 stellt beispielhaft die Range-DFT der Kalibrieraufnahme (orange) und die Referenzmessung ohne Reflektor in der Bildszene (blau) eines Antennenpaars dar. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Kalibrierung nicht in einer optimalen Umgebung stattfindet und in vielen Abständen starke Reflexionen auftreten. Trotzdem kann im Abstand von 7,5 m eindeutig eine erhöhte Amplitude festgestellt werden.

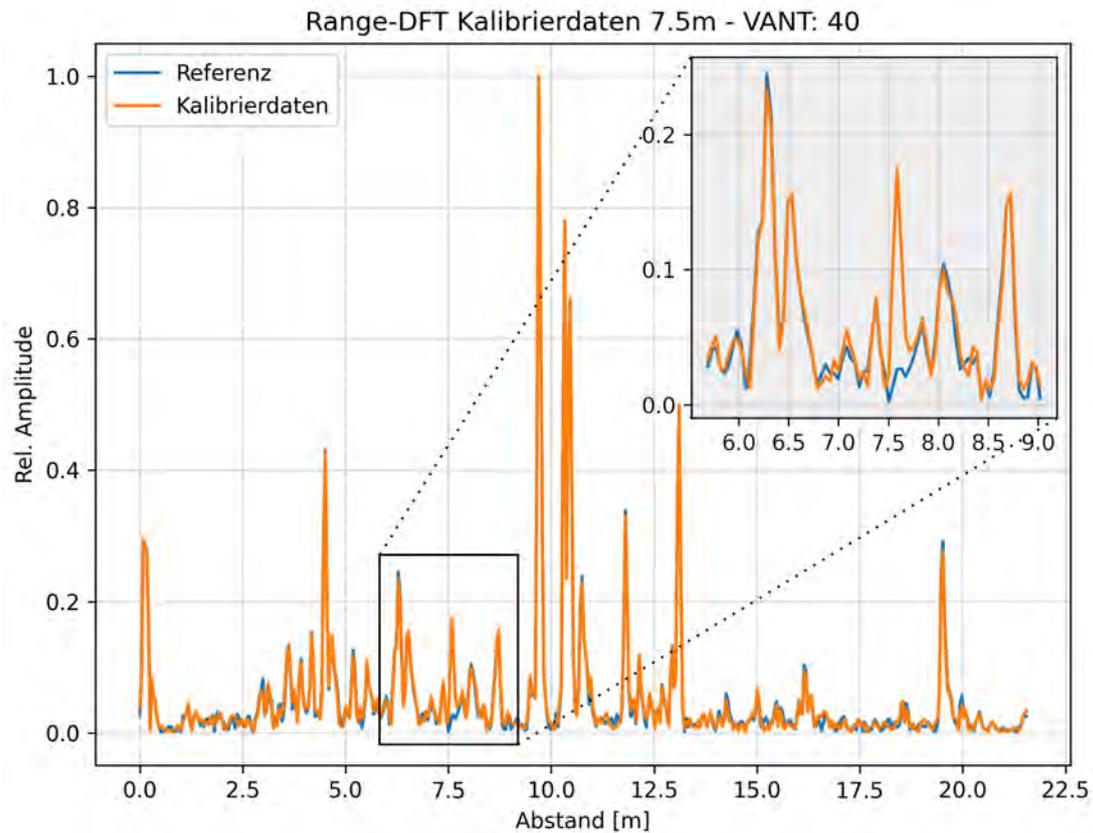


Abbildung 8.6: Range-DFT der Kalibrier- und Referenzaufnahme eines Antennenpaares

Es werden Korrekturwerte aus den Rohdaten der Kalibriermessung jedes Antennenpaares ermittelt, um die Frequenz, Phase und Amplitude zu korrigieren.

### Frequenzkalibrierung

Das Ziel der Frequenzkalibrierung ist, dass die durch den Reflektor erzeugte Amplitude der einzelnen VANT-Kanäle auf dem gleichen Frequenzstützpunkt der Range-DFT abgebildet werden [42]. Um eine höhere Genauigkeit zu erreichen, wird die Frequenzachse der Range-DFT um einen bestimmten Faktor  $I$  interpoliert. Als Referenzstützstelle wird die Range-DFT des ersten Antennenpaares verwendet. Die Differenz zur Referenzstützstelle wird für jede virtuelle Antenne in dem Stützstellendifferenzvektor  $\Delta P$  gespeichert.

Im nächsten Schritt wird der Frequenzkalibriervektor  $F$  mit  $N$ , der Anzahl an Abtastungen,  $\vec{n} = [0 : N - 1]$  und  $I$ , dem verwendeten Interpolationsfaktor der Frequenzkalibrierung, für jedes Antennenpaar erzeugt.

$$\vec{F}_{(i)} = 2\pi \frac{\Delta P_{(i)}}{N \cdot I} \cdot \vec{n} \quad (8.2)$$

Die Korrektur der Frequenzstützstellen erfolgt durch die Multiplikation der Zwischenfrequenzsignale  $x_{IF}^{(i)}[n]$  mit dem Korrekturfaktor  $e^{-jF_{(i)}\vec{n}}$  [42].

$$x_{IF,corr}^{(i)}[n] = x_{IF}^{(i)}[n] \cdot e^{-jF_{(i)}\vec{n}} \quad (8.3)$$

Die Abb. 8.7 zeigt die ermittelte Abweichung der fünffach interpolierten Frequenzachse der Kalibrierdaten in dem Abstand des Retroreflektors. Die maximale Abweichung beträgt weniger als eine Frequenzstützstelle.

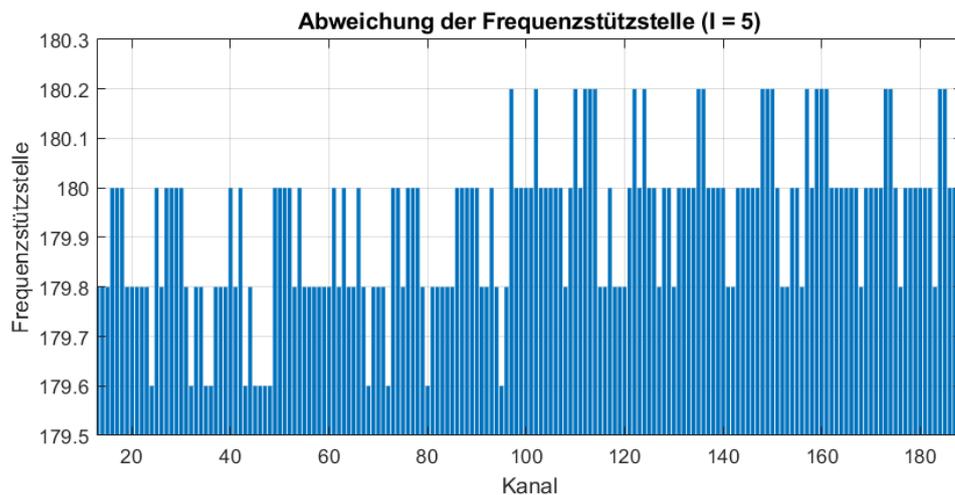


Abbildung 8.7: Verschiebung der interpolierten Frequenzstützstelle mit maximaler Amplitude

### Phasen- und Amplitudenkalibrierung

Anschließend wird die Phase und Amplitude kalibriert [42]. Hierzu wird das Verhältnis eines komplexen Amplitudenreferenzwertes  $A_{ref}$  der entsprechenden Frequenzstützstelle

zu der komplexen Amplitude  $A_i$  mit dem frequenzkalibrierten Zwischenfrequenzdaten eines Antennenpaars  $i$  multipliziert.

$$x_{IF,cal}^{(i)}[n] = x_{IF,corr}^{(i)}[n] \cdot \frac{A_{ref}}{A^{(i)}} \quad (8.4)$$

Die Abb. 8.8a stellt die unkorrigierten Amplituden der Kalibrieraufnahme für den Abstand des aufgestellten Retroreflektors aller Kanäle dar. Es ist zu erkennen, dass die Amplitudenwerte stark voneinander abweichen. Die Korrektur der Amplituden erwirkt eine deutliche Verringerung der Abweichungen (Abb. 8.8b).

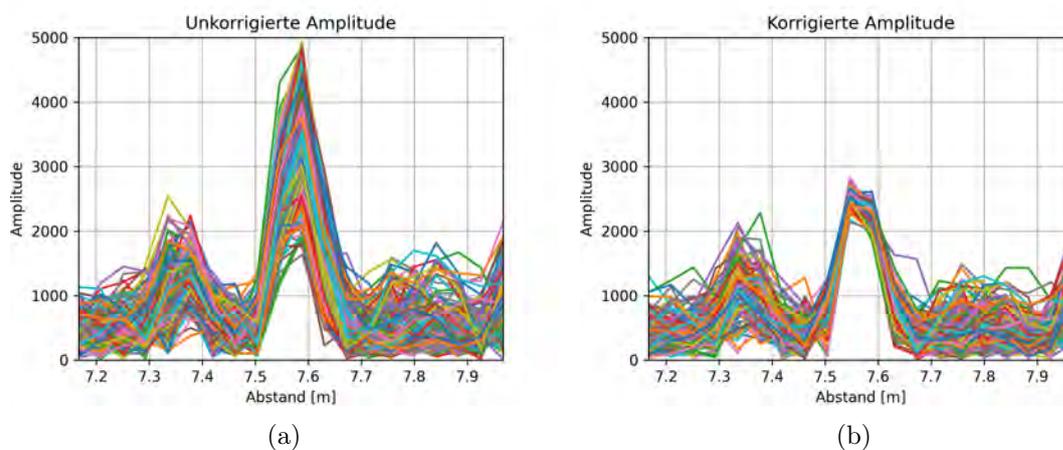


Abbildung 8.8: Ausschnitt der unkorrigierten (a) und korrigierten (b) Range-DFT

## 8.4 Evaluierung der Kalibrierung

Zur Evaluierung der Kalibrierung werden die Kalibrierdaten auf eine Aufnahme mit Retroreflektor in einem Abstand von 5 m angewendet. Mit der automatischen Signalverarbeitungskette (vgl. Abs. 3.2.3) kann eine Abstand-Azimut-Darstellung der aufgenommenen Szene erzeugt werden. Die Abb. 8.10a zeigt das Ergebnis der Aufnahme ohne Kalibrierung. Es ist festzustellen, dass die Reflexion des Retroreflektors nicht in einem Punkt dargestellt wird.

Mit der Anwendung der Kalibrierung sind die Reflexionen deutlich fokussierter (vgl. Abb. 8.10b). Der Retroreflektor ist in einem Punkt zu identifizieren und die gesamte Szene, besonders die Wände, können viel präziser dargestellt werden, als es ohne Kalibrierung

der Fall ist. Die kalibrierten Phasen im Abstand des Reflektors weichen deutlich weniger voneinander ab als die unkalibrierten Phasen (vgl. Abb. 8.9).

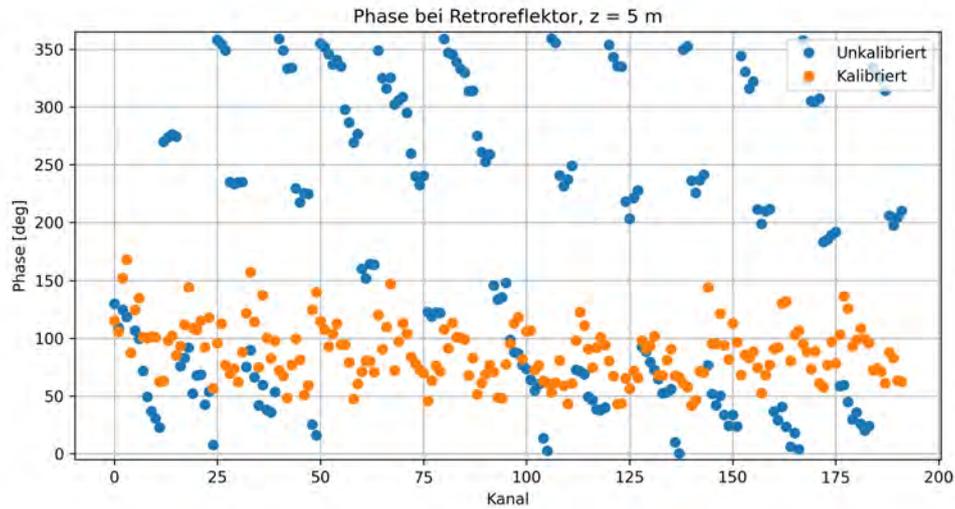


Abbildung 8.9: Vergleich der kalibrierten und unkalibrierten Phasen,  $z = 5$  m

Die Evaluierung zeigt, dass die Kalibrierung der Messdaten die Abbildung von Szenen deutlich verbessert und somit unverzichtbar ist. Für weitere Messungen in dieser Ausarbeitung wird die Kalibrierung auf die Rohdaten angewendet.

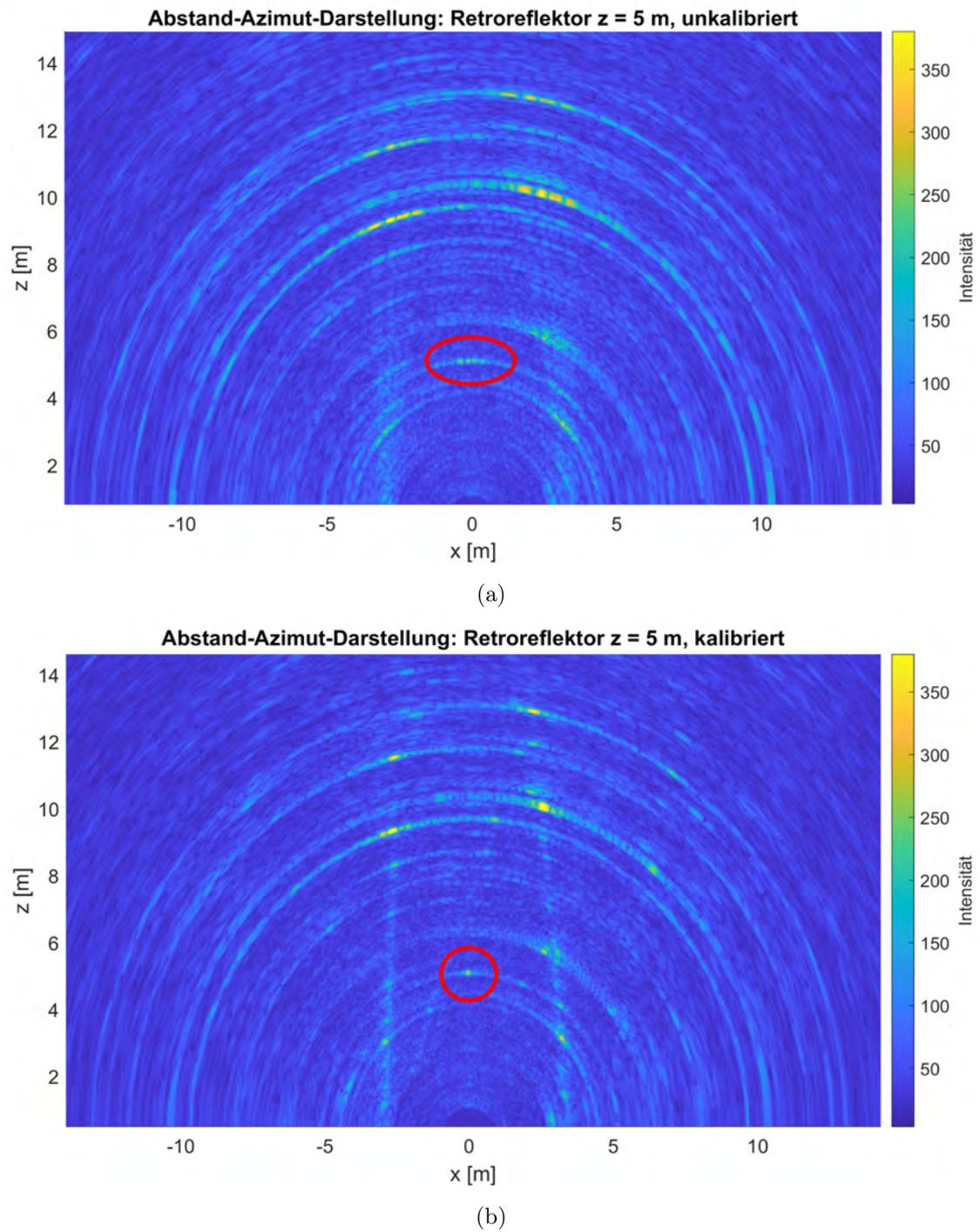


Abbildung 8.10: Abstand-Azimuth-Darstellung der unkalibrierten (a) und kalibrierten Messdaten (b)

## 9 Entwicklung des Aufnahmesystems

In diesem Kapitel wird der in der Konzeption (vgl. Kap. 6) beschriebene SAR-Versuchsaufbau realisiert. Für das SAR-Verfahren stehen eine Linearachse und ein Roboterarm zur Verfügung. Der Ansatz mithilfe des Roboterarms hat sich aufgrund unzureichender Präzision als nicht zielführend erwiesen und wird somit verworfen (vgl. Anh. A.3).

### 9.1 SAR-Versuchsaufbau mit Linearachse

Das Frontend des Evaluierungsmoduls bietet mit den 86 eindeutigen vertikalen virtuellen Antennen eine virtuelle Gesamtapertur von  $(86 - 1) \cdot \lambda/4 = 80,5 \text{ mm}$ . Um eine ähnlich hohe Auflösung in der Horizontalen zu erreichen wie in der Vertikalen, muss das virtuelle Antennenarray in der entsprechenden Richtung erweitert werden (vgl. Abb. 9.1). Die wenigen horizontal versetzten Sendantennen werden für die Bildung der virtuellen Apertur ignoriert.

Realisieren lässt sich dies mit dem Verfahren des Antennenarrays in die horizontale Richtung. In einem Abtastabstand von  $\lambda/4$  kann mit dem ganzen virtuellen vertikalen Antennenarray beispielsweise eine virtuelle Apertur der Größe  $80,5 \text{ mm} \times 80,5 \text{ mm}$  realisiert werden.

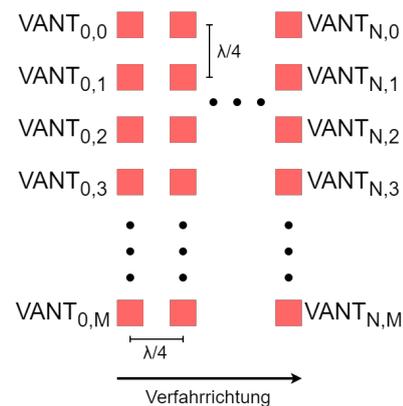


Abbildung 9.1: Zweidimensionales virtuelles Antennenarray

Praktisch wird der SAR-Versuchsaufbau mittels einer präzisen Lineareinheit umgesetzt (vgl. Abb. 6.1a). Das Evaluierungsmodul wird seitlich ausgerichtet an dem Verfahrslitten montiert (Abb. 9.2).

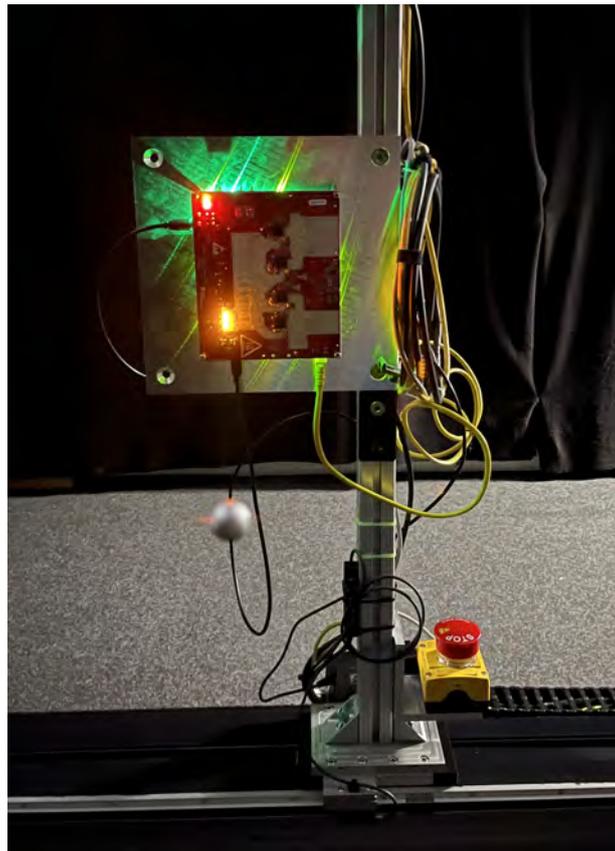


Abbildung 9.2: SAR-Verfahrenaufbau mit Linearachse

Der Messbereich ist beschränkt durch die Räumlichkeit, in dem sich die Linearachse befindet. Durch die Verankerung der Linearachse ist die Positionierung eines Stativs erst in einem Abstand von 320 mm möglich. Diese Distanz wird als Referenzabstand für die Experimente definiert. In einem Bereich von 3 x 3 m vor dem Antennenfrontend können Versuchsszenarien aufgebaut werden.

## 9.2 Automatisierung der Messung

Maßgeblich für die Durchführung der Messung ist die Automatisierung des Messvorgangs. Hierzu bietet das Evaluierungsmodul eine Schnittstelle, um LUA-Skripte auszuführen [44]. Die Linearachse wird über ein Python-Skript (Anh. A.1) angesteuert. Der Ablauf des automatisierten Messvorgangs ist in Abb. 9.3 dargestellt.

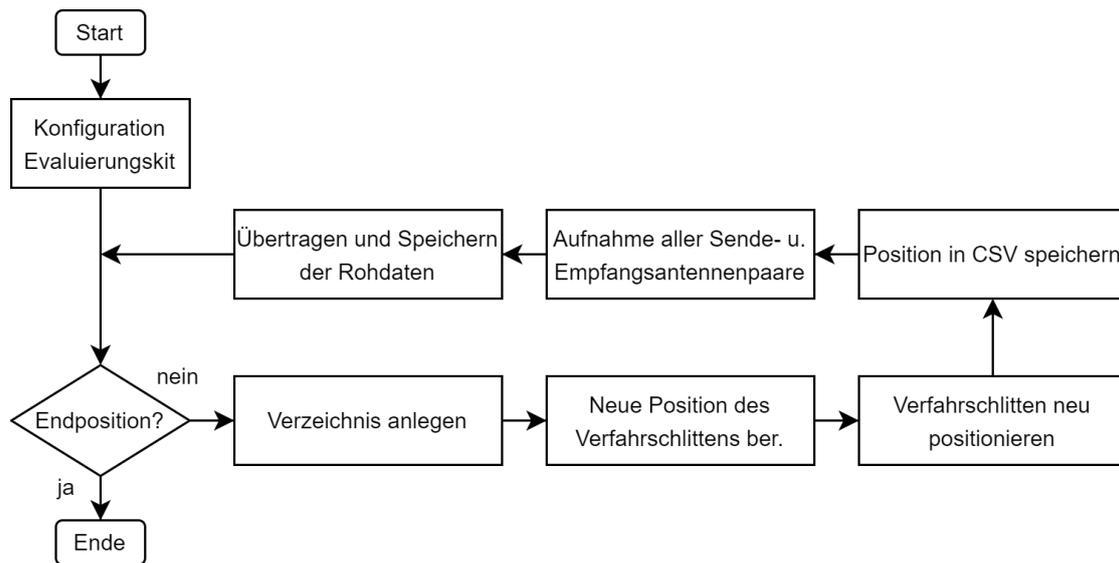


Abbildung 9.3: Flussdiagramm des Aufnahmeprozesses

Zu Beginn werden die Transceiver-Chips des Evaluierungskits mit den entsprechenden Messparametern konfiguriert. Für die SAR-Position wird ein Verzeichnis angelegt und die neue Position des Verfahrerschlittens berechnet. Nachdem dieser zur Position gefahren ist, wird die eingestellte und die gemessene Position in einer CSV-Datei gespeichert. Anschließend werden Messungen aller 192 Antennenkombinationen durchgeführt und die Rohdaten in dem erstellten Verzeichnis gespeichert. Dieser Vorgang wiederholt sich für alle SAR-Positionen und ermöglicht die automatische SAR-Aufnahme und Datenübertragung mit  $86 \times 86$  virtuellen Antennen in ungefähr 20 Minuten.

### 9.3 Datenvorverarbeitung

Das Resultat der Aufnahme ist eine Anzahl an Verzeichnissen, in denen sich die Rohdaten der einzelnen horizontalen Messpositionen befinden. Für die Rekonstruktion müssen die Zwischenfrequenzsignale  $x_{IF}^{(i)}[n]$  eines Aufnahmevorgangs in ein Array  $x_{IF}[x, y, n]$  überführt werden. In diesem Vorverarbeitungsschritt ist es daher erforderlich, die Rohdaten zu kalibrieren und die relevanten Antennenkombinationen auszuwählen und zu sortieren.

Ein Skript liest die Rohdaten ein und kalibriert diese mittels der zuvor durchgeführten Kalibrierdatenaufnahme (vgl. Kap. 8.3). Die Auswahl und Sortierung wird so vorge-

nommen, dass ein lineares virtuelles Antennenarray mit dem Abstand von  $\lambda/4$  entsteht. Hierzu gibt es keine eindeutige Lösung, die Auswahlmöglichkeiten sind im Anhang A.7 dargestellt. Der Programmcode ist ebenfalls im Anhang enthalten (vgl. Anh. A.1).

## 9.4 Rekonstruktionsalgorithmus

Als Grundlage der Bildrekonstruktion wird eine Implementierung [57] eines Optimalfilteralgorithmus verwendet, welche im Zuge eines Projekts zur Bildgebung mittels eines zweidimensionalen Scannersystems und einer ähnlichen Radar-Hardware entstanden ist.

Ein zweidimensionales Bild  $p[x, y]$  wird mittels der Multiplikation des Optimalfilters  $h[x, y]$  und der Zielreflexionsfunktion  $s[x, y]$  im Ortsfrequenzbereich und einer anschließenden inversen DFT rekonstruiert.

$$p[x, y] = \left| \text{IDFT}_{2D} \left\{ \text{DFT}_{2D} \{s[x, y]\} \cdot \text{DFT}_{2D} \{h[x, y]\} \right\} \right| \quad (9.1)$$

Die Zielreflexionsfunktion  $s[x, y]$  ist die Range-DFT  $X_{IF}[x, y, k]$  der vorverarbeiteten Zwischenfrequenzsignale  $x_{IF}[x, y, n]$  mit der Fokussierung  $k = k[z_0]$  auf den Zielabstand. Der Optimalfilter  $h[x, y]$  wird ebenfalls für  $z_0$  berechnet.

$$h[x, y] = e^{-j2k\sqrt{x^2+y^2+z_0^2}} \quad \text{mit } k = 2\pi f_0/c \quad (9.2)$$

Die Abbildung 9.4 zeigt das Ablaufdiagramm des Algorithmus.

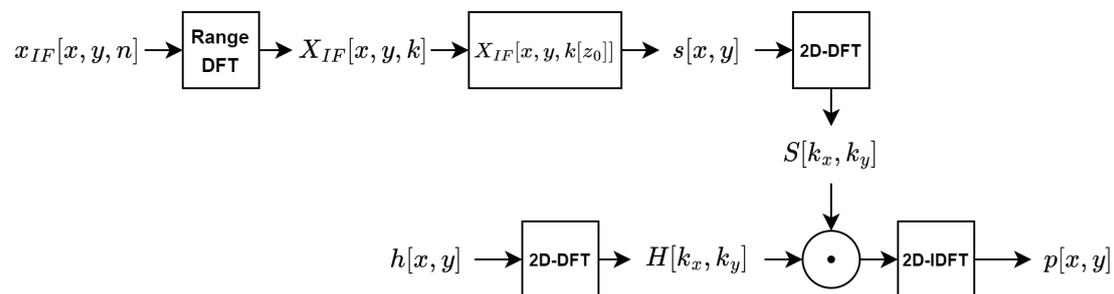


Abbildung 9.4: Flussdiagramm des Optimalfilteralgorithmus

## 9.5 Validierung der Funktionsweise

Die Evaluierung des Algorithmus erfolgt durch Messungen mit den Systemparametern, die in Kapitel 8.2 bestimmt wurden. Auf die Rohdaten werden die Kalibrierdaten angewendet. Zunächst wird ein Punktziel in einem Abstand von 1,2 m untersucht. Das Punktziel ist deutlich zu erkennen, allerdings weist das Ergebnis deutliche Nebenkeulen (-6,5 dB) in der vertikalen Achse auf (vgl. Abb. 9.5). In der Horizontalen tritt eine maximale Nebenkeule von -14,8 dB auf.

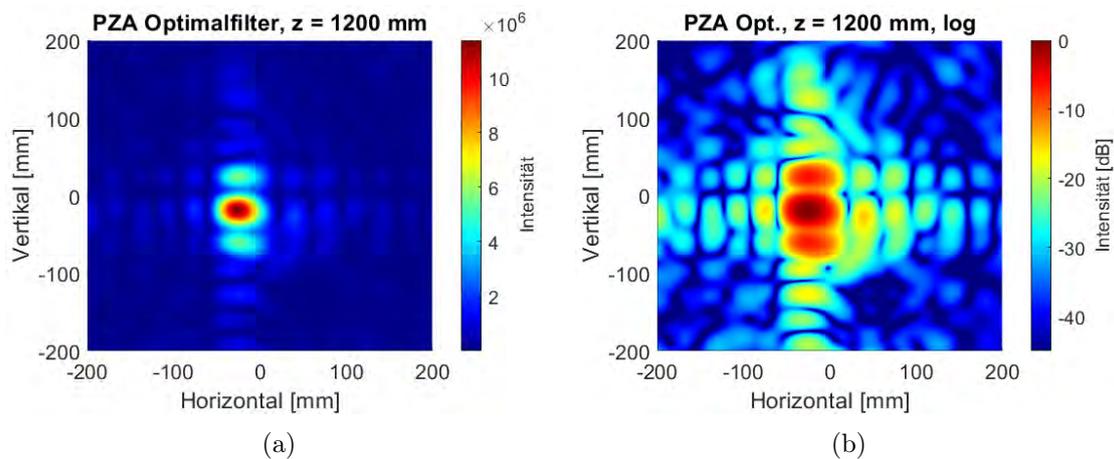


Abbildung 9.5: PZA der Optimalfilterung im Abstand von 1,2 m Nahfeld-unkorrigiert linear (a) und logarithmisch (b) dargestellt

Mit einer weiteren Messung wird das Punktziel zu dem Referenzabstand von 320 mm verschoben. Die Intensitätsverteilung (vgl. Abb. 9.6) zeigt, dass die Aufnahme mit diesem deutlich kürzerem Objektabstand nicht funktioniert. In der vertikalen Achse treten mehrere Reflexionsmaxima auf, sodass kein Punktziel eindeutig identifiziert werden kann. In der horizontalen SAR-Verfahrerrichtung beträgt die maximale Nebenkeule -15 dB.

Die beiden Messungen zeigen, dass der Algorithmus mit dem großen virtuellen Antennenarray des Evaluierungsmoduls im Nahfeld nicht funktioniert. Für kleinere Antennenmodule und mit einem zweidimensionalen SAR-Verfahren ist dieser Algorithmus valide [57].

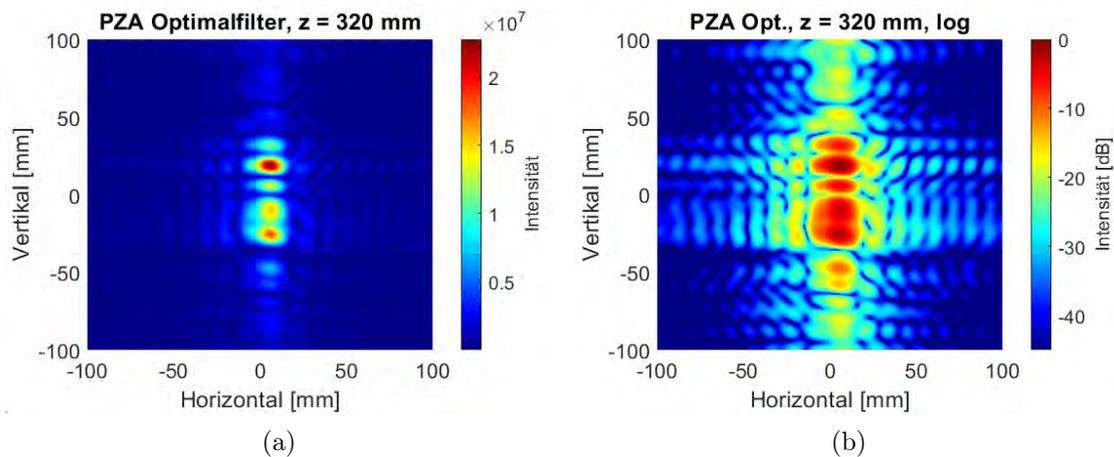


Abbildung 9.6: PZA der Optimalfilterung im Abstand von 320 mm Nahfeld-unkorrigiert linear (a) und logarithmisch (b) dargestellt

Ein Grund hierfür ist die Annahme, dass die Virtualisierung der physischen Antennen des großen Antennenfrontends wie im Fernfeld funktioniert. Bei kurzer Distanz kann nicht von einer planaren Wellenausbreitung ausgegangen werden, wodurch die angenommenen Signallaufzeiten der virtuellen Antennen fehlerhaft sind (vgl. Abs. 3.2.1). Somit stimmen die verwendeten Signallaufzeiten zur Berechnung der Phasen des Optimalfilters  $h[x, y]$  nicht mit den tatsächlichen Signallaufzeiten überein, wodurch das Abbild stark verfälscht wird (vgl. Abb. 9.6a). Um auch im Nahfeld Szenen rekonstruieren zu können, muss eine Phasenkorrektur der Empfangssignale durchgeführt werden. Hierzu werden folgende Ansätze verfolgt:

1. Manuelle Anpassung der Phasen mittels GUI für einen bestimmten Arbeitsabstand
2. Phasenkorrektur durch Berücksichtigung der tatsächlichen bistatischen Antennenpositionen

Der Ansatz der manuellen Anpassung der Phasen mittels GUI ist umständlich, da keine systematische Vorgehensweise bei der Einstellung möglich ist und somit nicht zielführend ist. Der Korrekturvorgang ist im Anhang A.2 beschrieben.

## 9.6 Bildrekonstruktion mit Nahfeldkorrektur

Die sphärische Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen im Nahfeld muss für die Bildrekonstruktion korrigiert werden. Hierzu wird auf einen Ansatz eines Range-Migration-Algorithmus (RMA) mit Nahfeldkorrektur aus [56] aufgebaut. Die Implementierung [55] wird entsprechend des Versuchsaufbaus und der Antennenkonfiguration des Evaluierungsmoduls angepasst und erweitert. Der Programmcode ist im Anhang enthalten (vgl. Anh. A.1).

Dieser Rekonstruktionsalgorithmus kann nicht direkt auf Szenen mit geringem Abstand zur bistatischen Antennenapertur angewendet werden. Hierzu muss eine Phasenkorrektur vorgenommen werden, die die bistatischen in monostatische Antennen konvertiert [56].

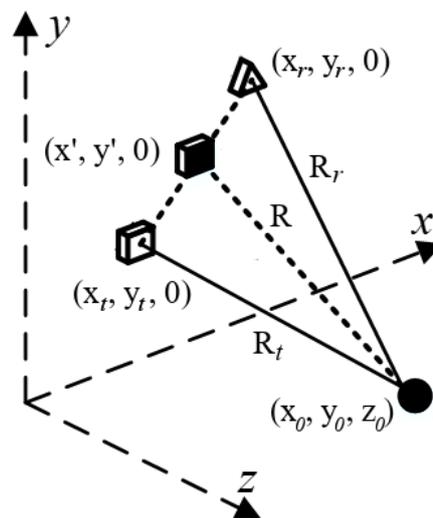


Abbildung 9.7: Korrektur der bistatischen Antennenposition (vgl. [53])

Zunächst werden für die Positionen der monostatischen Antenne und des bistatischen Antennenpaars ideale Empfangssignale erzeugt, die eine Reflexion in einem bestimmten Referenzpunkt  $(x_0, y_0, z_0)$  der Bildebene abbilden (vgl. Abb. 9.7). Die Referenzsignale  $s_{mono,0}$  und  $s_{bi,0}$  werden ins Verhältnis gesetzt und mit dem gemessenen multistatischen Zwischenfrequenzsignal  $s_{bi}$  multipliziert. Mit diesem Vorgehen können die multistatischen Empfangsdaten einer hypothetischen monostatischen Apertur angenähert werden [26]:

$$s_{mono}[x', y', k] \approx s_{bi}[x_t, y_t, x_r, y_r, k] \cdot \frac{s_{mono,0}[x', y', k]}{s_{bi,0}[x_t, y_t, x_r, y_r, k]} \quad (9.3)$$

Die Koordinaten  $x' = (x_t + x_r)/2$  und  $y' = (y_t + y_r)/2$  beschreiben die Positionen der monostatischen Antennen, die sich mittig zwischen den Antennenpaaren befindet. Das Referenzsignal  $s_{mono,0}$  einer monostatischen Antenne wird mit dem Abstand  $R$  zum Referenzpunkt bestimmt.

$$s_{mono,0}[x', y', k] = e^{j2kR} = \exp\left(j2k\sqrt{x'^2 + y'^2 + z_0^2}\right) \quad (9.4)$$

Das Referenzsignal  $s_{bi,0}$  eines bistatischen Antennenpaars wird mittels des Referenzpunktabstands der Sendeantenne  $R_t$  und des Referenzpunktabstands der Empfangsantenne  $R_r$  berechnet [53].

$$s_{bi,0}[x_t, y_t, x_r, y_r, k] = e^{jk(R_t+R_r)} = \exp\left(jk\left(\sqrt{x_t^2 + y_t^2 + z_0^2} + \sqrt{x_r^2 + y_r^2 + z_0^2}\right)\right) \quad (9.5)$$

Mit den korrigierten Empfangsdaten kann anschließend die Bildrekonstruktion vorgenommen werden. Das theoretische Modell der monostatischen Streudaten  $s_{mono}$  einer zweidimensionalen Bildebene  $p$  des Abstands  $z_0$  kann mittels der Exponentialfunktion  $\exp(j2kR)/R$  entwickelt werden (vgl. Gl. 9.6). Die Exponentialfunktion stellt die Annäherung einer sphärischen Welle mit der Überlagerung planarer Wellen dar [53, 56].

$$s_{mono}(x', y', k) = \iint p(x, y, z_0) \frac{e^{j2kR}}{R} dx dy \quad (9.6)$$

Entsprechend des Streumodells kann die in den Ortsfrequenzbereich transformierte Bildebene  $P$  durch die Multiplikation der diskreten SAR-Empfangsdaten im Ortsfrequenzbereich mit dem Phasenkorrekturfaktor  $k_z \exp(-jk_z z_0)$  gebildet werden [53].

$$P[k_x, k_y, k] = S_{mono}[k_x, k_y, k] \cdot k_z e^{-jk_z z_0} \quad \text{mit} \quad k_z = \sqrt{4k^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad (9.7)$$

Das resultierende Abbild der Bildebene berechnet sich durch die inverse zweidimensionale DFT der Bildebene  $P$  im Ortsfrequenzbereich und der anschließenden Summenbildung über die Variable  $k$ :

$$p[x, y] = \sum_k \text{IDFT}_{2D}\{P[k_x, k_y, k]\} \quad (9.8)$$

Der gesamte Ablauf der Phasenanpassung durch die Konvertierung der bistatischen Antennen in monostatische Antennen und die Bildrekonstruktion sind in Abb. 9.8 dargestellt.

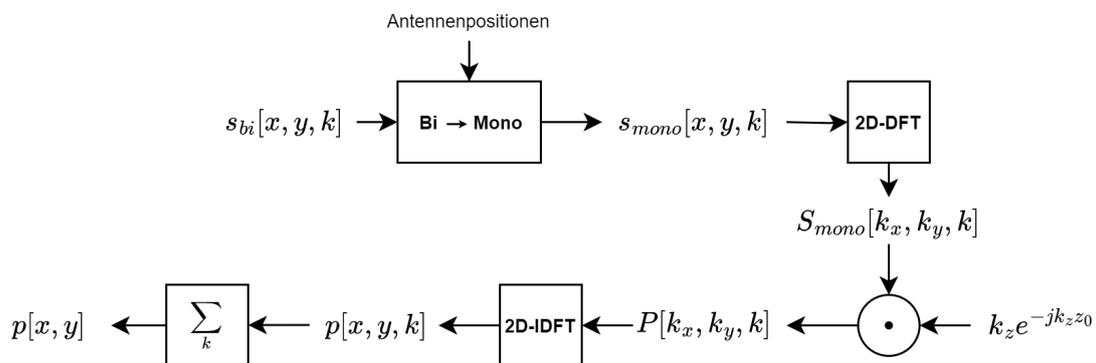


Abbildung 9.8: Ablaufdiagramm des Rekonstruktionsalgorithmus

Ein Parameter der Bildrekonstruktion ist die Anzahl der FFT-Stützstellen. Der Einfluss dieses Parameters auf die Bildqualität und die Dauer der Rekonstruktion werden in einem Experiment (vgl. Abs. 10.1.5) untersucht.

# 10 Durchführung der Untersuchungen

In diesem Abschnitt werden die Merkmale des Systems mit verschiedenen Experimenten evaluiert. Alle Versuche werden mit den erhobenen Systemparametern (vgl. Tab. 8.1) bei einer Apertur von 86 x 86 virtueller Antennen, mit einem Abstand von  $\lambda/4$  zueinander, und einer Rekonstruktion mit 512 FFT-Stützstellen durchgeführt, sofern nicht anders beschrieben.

## 10.1 Qualitätsmerkmale

### 10.1.1 Auflösung

Mit einer PZA (Abb. 10.1) werden die Auflösung und die unumgänglichen Nebenkeulen untersucht. Wie bereits bei dem vereinfachten Algorithmus (vgl. Abs. 9.4) wird ein 10 mm großes Punktziel in einem Abstand von 320 mm zum Antennenfrontend platziert.

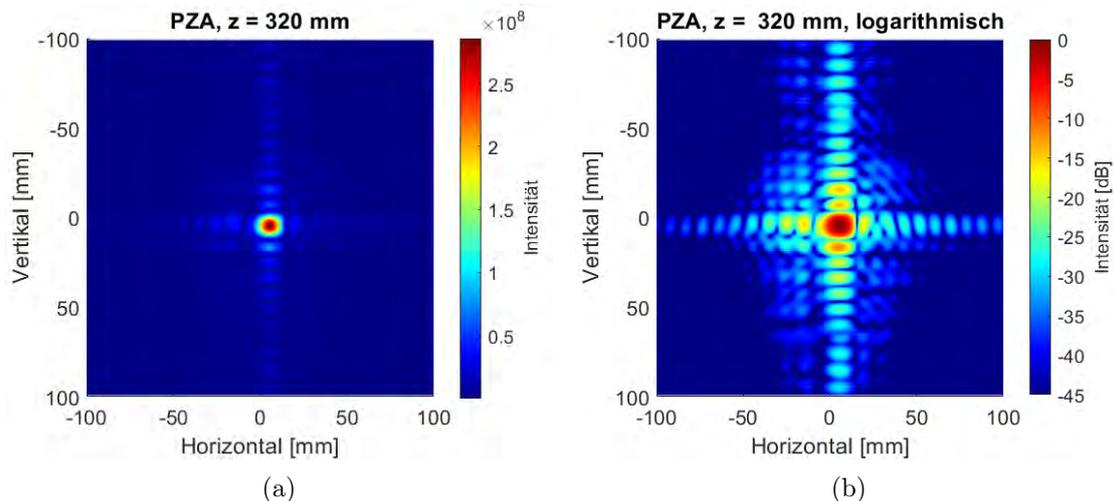


Abbildung 10.1: PZA kalibriert und Nahfeld-korrigiert mit  $\Delta_{x,y} = \lambda/4$  und  $D_{x,y}^S = 85 \cdot \lambda/4$  linear (a) und logarithmisch (b) dargestellt

Die Punktzielaufnahme (Abb. 10.1) zeigt einen minimalen Nebenkeulenabstand von 11,5 dB. Die Halbwertsbreiten der Hauptkeule betragen in der Horizontalen  $\delta_x = 8,5$  mm und in der Vertikalen  $\delta_y = 7,1$  mm. Die Werte entsprechen einer Winkelauflösung von  $1,52^\circ$  und  $1,27^\circ$ . Die theoretische Auflösung beträgt in beide Richtungen 7,5 mm (vgl. Gl. 3.21) bzw.  $1,4^\circ$  und ist somit sehr nah an den gemessenen Werten.

Entsprechend der Gleichung 3.21 ist das Auflösungsvermögen abhängig von der Aperturgröße und dem Abstand des Punktziels zum Antennenfrontend. Die Abbildung 10.2 stellt die PZA mit gleichem Abstand  $z$  und gleicher Aperturgröße  $D_{x,y}^S$ , jedoch größerem räumlichen Abtastabstand  $\Delta_{x,y}$  dar. Das Punktziel weist eine sehr ähnliche Auflösung bei  $\Delta_{x,y} = \lambda/2$  und  $\Delta_{x,y} = \lambda$  auf (vgl. Tab. 10.1).

$\Delta_{x,y}$	$\delta_x$ [mm]	$\delta_y$ [mm]
$\lambda/4$	8,5	7,1
$\lambda/2$	8,7	7,4
$\lambda$	8,6	6,8

Tabelle 10.1: Auflösung in Abhängigkeit der räumlichen Abtastung  $\Delta_{x,y}$

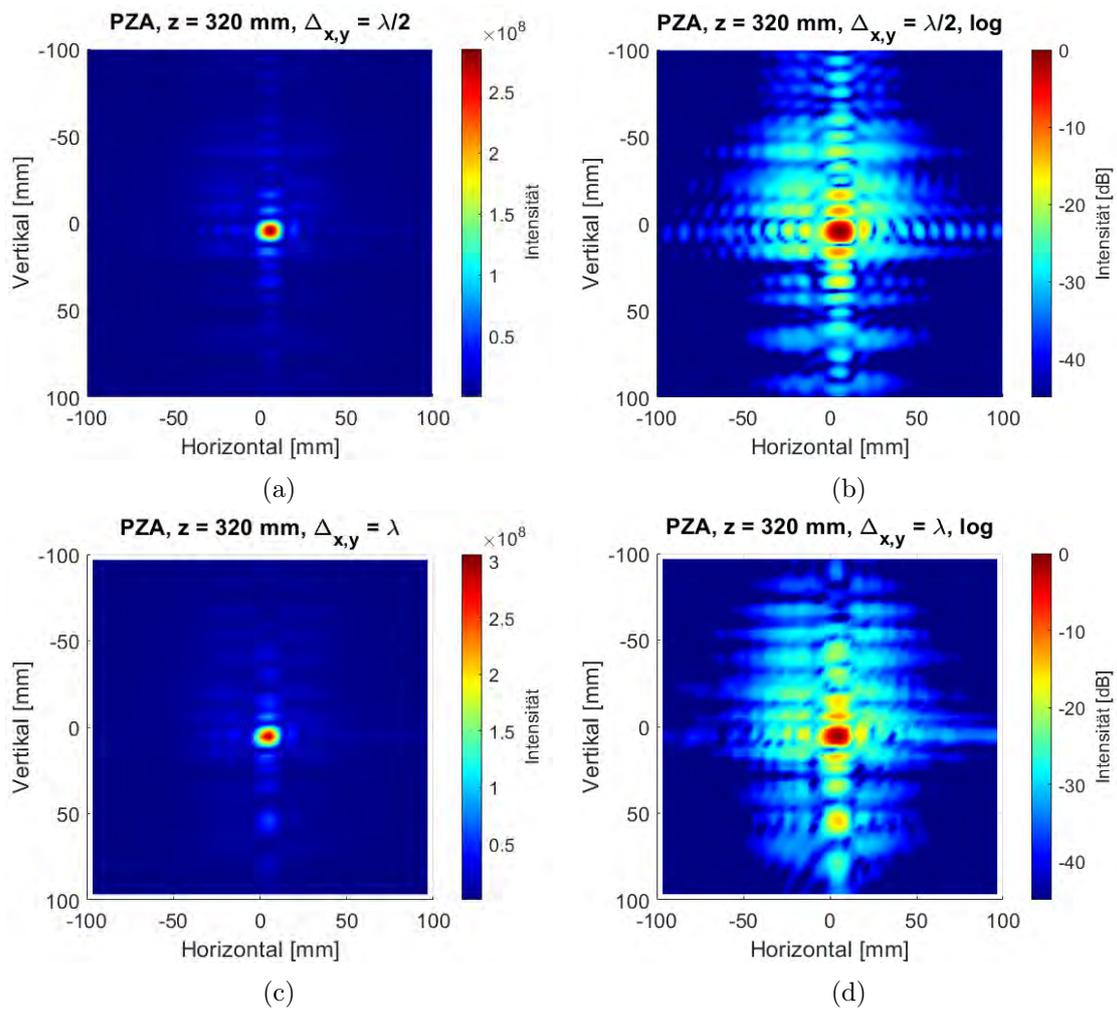


Abbildung 10.2: Vergleich der PZA bei größeren Abtastschrittweiten  $\Delta_{x,y}$  bei gleicher Aperturgröße  $D_{x,y}^S = 85 \cdot \lambda/4$ .

Mit der Verringerung der Aperturgröße bei gleichbleibender Abtastung  $\Delta_{x,y} = \lambda/4$  vergrößert sich die Halbwertsbreite der Hauptkeule  $\delta$  in horizontaler und vertikaler Richtung (vgl. Tab. 10.2 und Abb. 10.3).

$D_{x,y}^S$	$\delta_x$ [mm]	$\delta_y$ [mm]
$85 \cdot \lambda/4$	8,5	7,1
$42 \cdot \lambda/4$	15,9	14,2
$21 \cdot \lambda/4$	28,4	28,5

Tabelle 10.2: Auflösung in Abhängigkeit der Aperturgröße  $D_{x,y}^S$

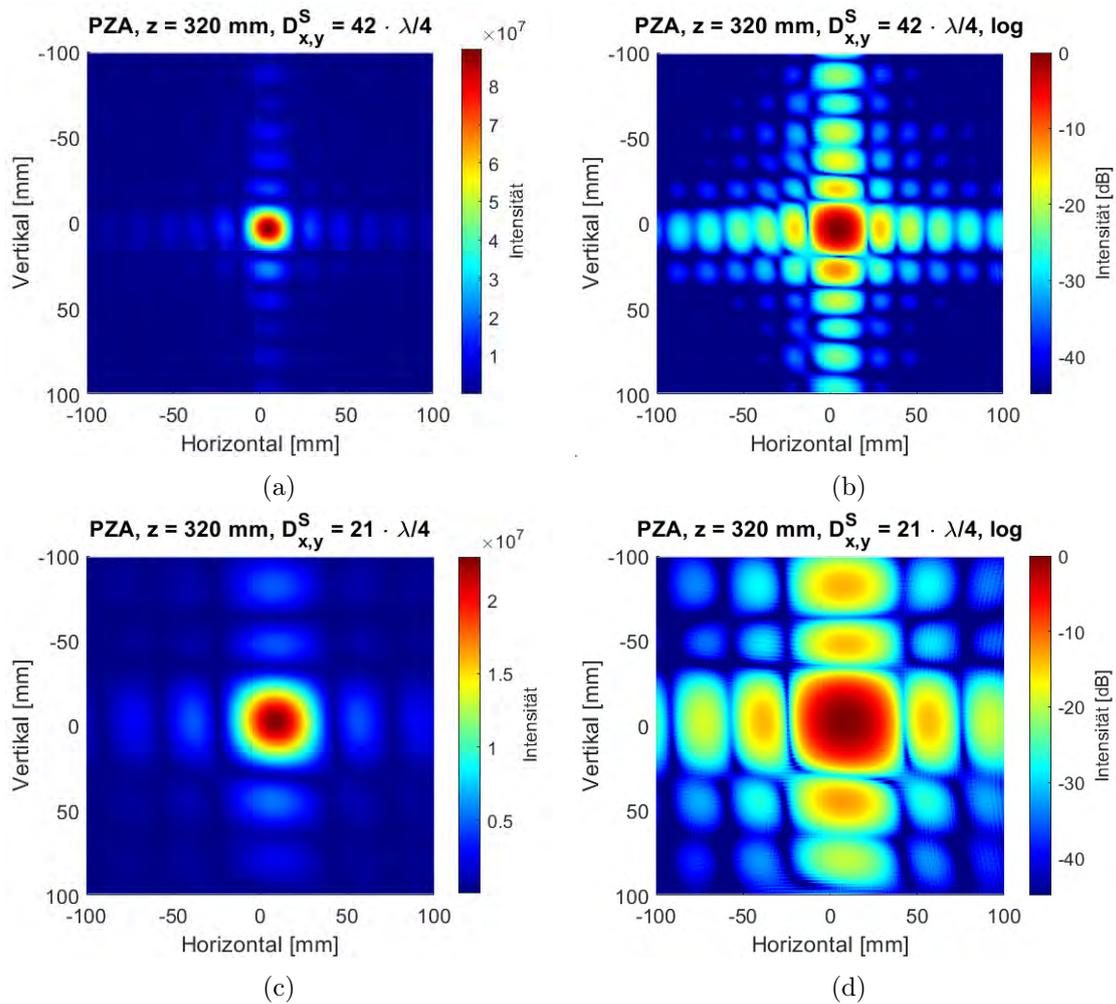


Abbildung 10.3: Vergleich der PZA bei gleichen Abtastschrittweiten  $\Delta_{x,y} = \lambda/4$  bei kleineren Aperturgrößen  $D_{x,y}^S$ .

Praktisch ist die Trennbarkeit von mehreren Objekten in der Szene relevant. In einem Experiment werden zwei Punktziele in einem bestimmten Abstand nebeneinander und übereinander positioniert. Der geringste Abstand zwischen den Reflexionsmaxima ist 10 mm aufgrund der Größe der Kugeln. Abb. 10.4a und Abb. 10.4b zeigen die Aufnahmen in horizontaler und vertikaler Richtung.

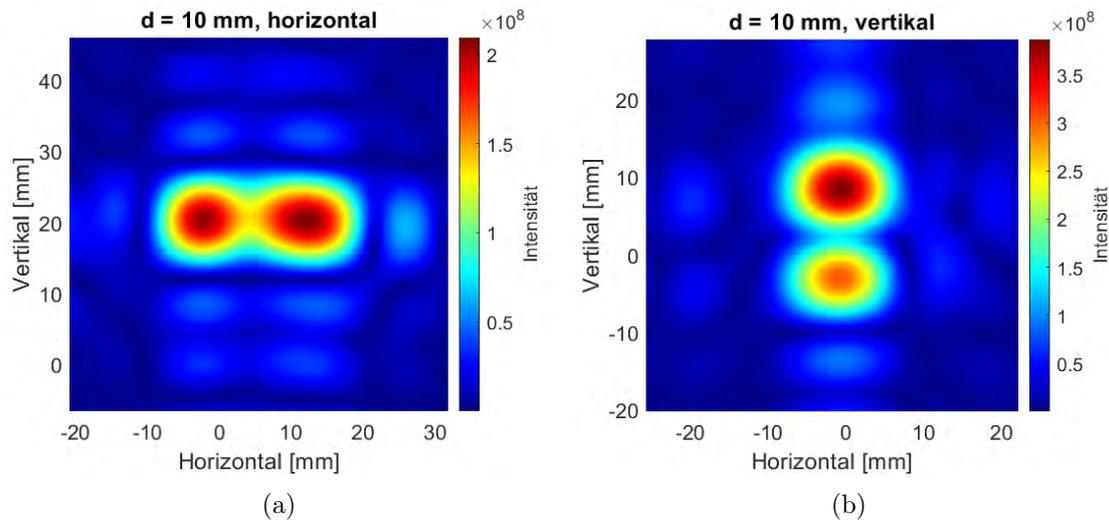


Abbildung 10.4: Zwei Punktziele im horizontalen Abstand von  $d_x = 10$  mm (a) und vertikalen Abstand von  $d_y = 10$  mm (b) mit einer Distanz von 320 mm zum Antennenfrontend

In horizontaler Ausrichtung beträgt der Störabstand zum Minimum zwischen den Punktzielen 3,7 dB. In der vertikalen Richtung ist dieser mit 9 dB deutlich größer. Dieses Verhalten passt zur zuvor gemessenen kleineren vertikalen Halbwertsbreite  $\delta_y$  im Vergleich zu  $\delta_x$ .

In einer Messung werden zwei Punktziele horizontal leicht versetzt mit einem Tiefenabstand von 30 mm aufgenommen (vgl. Abb. 10.5a). In der linearen Darstellung ist das hintere Punktziel bei der Fokussierung auf der vorderen Kugel kaum erkennbar. Der Intensitätswert des hinteren Ziels beträgt -13,8 dB.

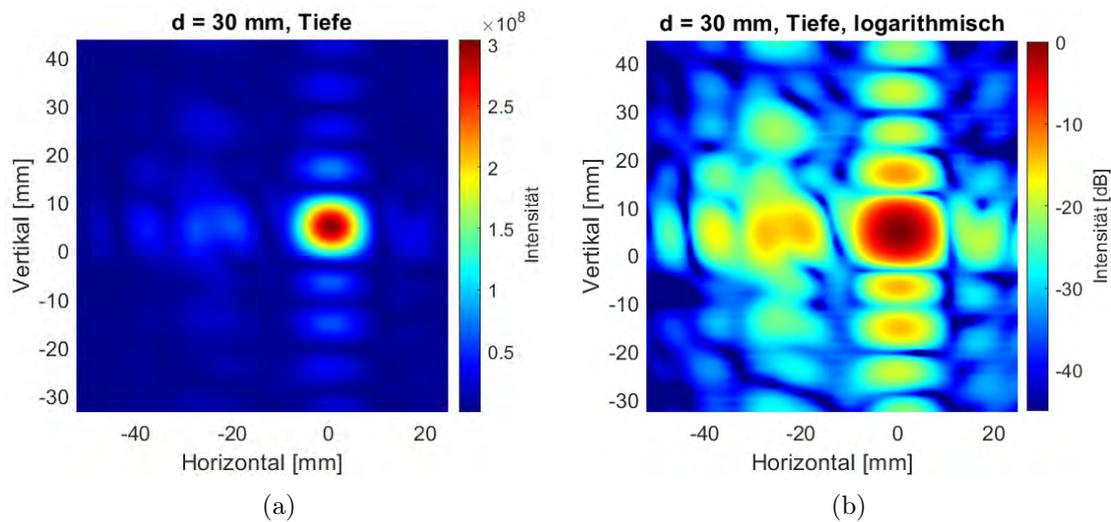


Abbildung 10.5: Zwei Punktziele mit einem Tiefenabstand von  $d_z = 30$  mm zueinander linear (a) und logarithmisch (b) mit einer Distanz von 320 mm des vorderen Punktziels zum Antennenfrontend dargestellt

### 10.1.2 Sichtfeld

Eine wichtige Eigenschaft bildgebender Systeme ist das Sichtfeld. Es gilt zu untersuchen, wie sich die Aufnahmen von Zielen an verschiedenen Positionen in der Bildszene verhalten. Für das Experiment werden neun Punktziele in einem Abstand von 50 mm diagonal in der Szene in einer Distanz von 340 mm positioniert. Es ist zu erkennen, dass die wahrgenommene Reflexion mit steigendem Abstand zur Bildmitte deutlich abnimmt (vgl. Abb. 10.6). Der Intensitätswert des Punktziels 3 ist bereits 5,5 dB geringer als das Punktziel, welches mittig in der Bildebene positioniert ist. Ab einem Abstand von 200 mm zum Bildmittelpunkt sind keine Punktziele mehr wahrnehmbar (vgl. Tab. 10.3).

Punktziel	Intensität [dB]
1	0
2	- 0,3
3	- 5,5
4	- 13
5	- 28

Tabelle 10.3: Intensitätswerte diagonal positionierter Punktziele

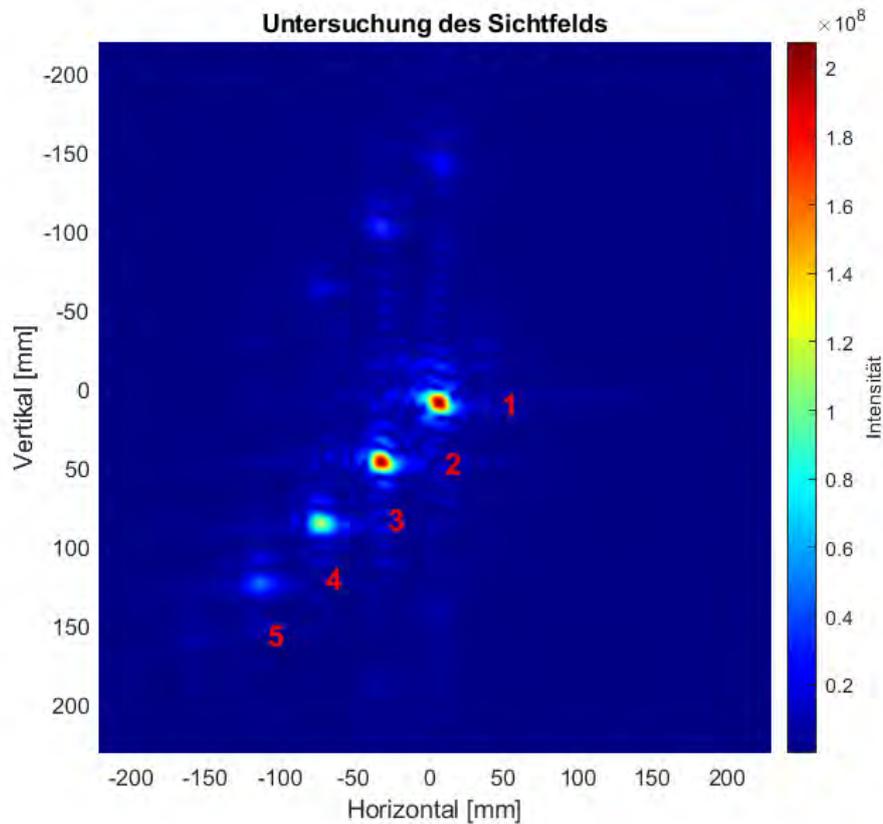


Abbildung 10.6: Aufnahme diagonal positionierter Punktziele im Abstand von 50 mm zueinander zur Untersuchung des Sichtfelds

Für eine genauere Analyse wird das Sichtfeld in der horizontalen Richtung näher untersucht. Hierzu werden eine Vielzahl an Punktzielaufnahmen mit unterschiedlichen horizontalen Positionen durchgeführt. Die Abb. 10.7 zeigt die wahrgenommene Reflexionsstärke des Punktziels in Abhängigkeit des horizontalen Abstands zum Bildmittelpunkt für einen Objektabstand von 320 mm. Auch in diesem Versuch ist deutlich zu erkennen, dass sich die Intensität mit steigendem Abstand zum Bildmittelpunkt verringert. Bemerkenswert ist, dass diese bereits bei einem Abstand von 36,9 mm um 3 dB für eine Apertur von  $85 \cdot \lambda/4$  abnimmt. Dies entspricht einem horizontalem Sichtfeld von 78,9 mm bzw.  $13,1^\circ$ .

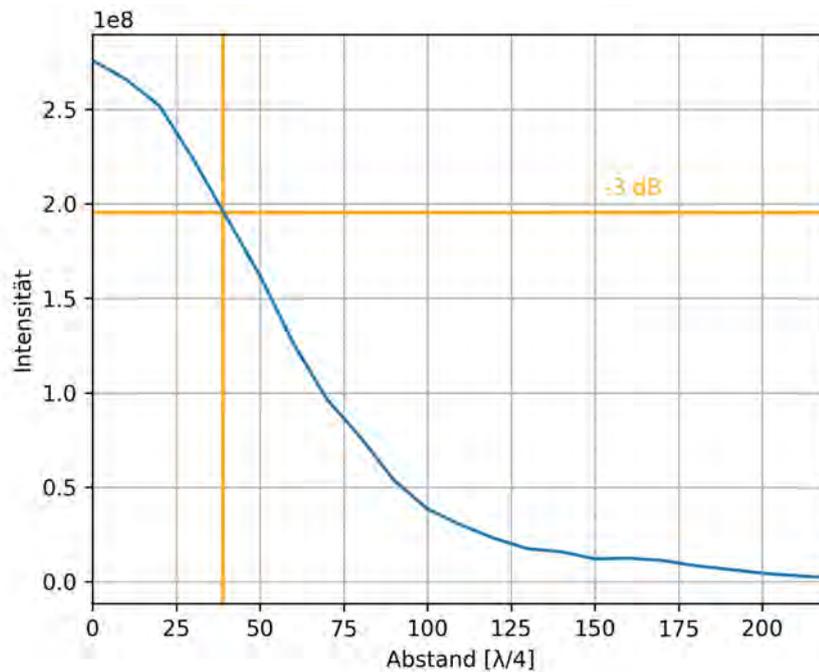


Abbildung 10.7: Intensitätswert des Punktziels in Abhängigkeit des horizontalen Abstands zum Bildmittelpunkt

### 10.1.3 Sensitivität und Dynamikumfang

Für die Untersuchung der Sensitivität des Aufnahmesystems wird versucht ein Objekt abzubilden, welches einen sehr geringen Radarquerschnitt aufweist. Als Testobjekt wird ein 0,3 mm starker Nylonfaden verwendet. Dieser wird in einem Abstand von 340 mm diagonal vor dem Radarfrontend befestigt. Wie die Abb. 10.8 zeigt, wird der Nylonfaden in der Umgebung des Bildmittelpunkts eindeutig dargestellt. Eine Referenzmessung ohne Objekt in der Szene wurde ebenfalls aufgenommen. Der Signal-zu-Rauschen-Abstand (SNR) beträgt 13,58 dB. Das Objekt wird somit detektiert, das Auflösungsvermögen führt allerdings zu einer Halbwertsbreite von 6,85 mm, welches die Klassifikation eines sehr dünnen Fadens als solches nicht ermöglicht.

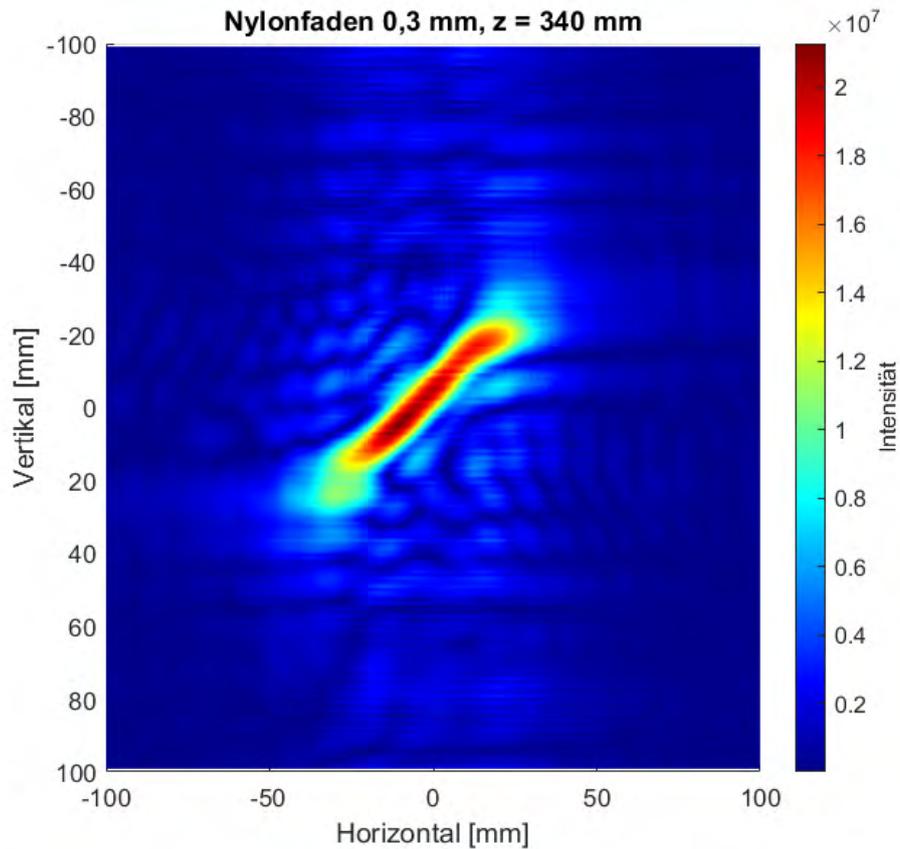


Abbildung 10.8: Aufnahme des Nylonfadens zur Untersuchung der Sensitivität des Aufnahmesystems

Mit einer Intensität von  $2,12 \cdot 10^7$  ist diese viel kleiner als beispielsweise die Reflexion des metallischen Punktziels (vgl. Abb. 10.1) mit einer Reflexionsstärke von  $2,83 \cdot 10^8$ . Der Intensitätsabstand beträgt 22,5 dB und ist somit deutlich größer als die der maximalen Nebenkeulen zum Punktziel. Zudem ist festzustellen, dass der Nylonfaden, der bei den Punktzielaufnahmen zur Befestigung der Metallkugel dient, nicht wahrzunehmen ist (vgl. Abb. 10.1b).

#### 10.1.4 Bildqualität bei geringem Objektabstand

Des Weiteren wird untersucht, wie nah sich ein Objekt am Radarfrontend befinden darf, damit es noch ausreichend abgebildet werden kann, und ab welchem Abstand Effekte

auftreten, die die Qualität des Rekonstruktionsergebnis mindern. Es werden für unterschiedliche Abstände die Hauptkeulen und Nebenkeulen verglichen (vgl. Tab. 10.4). Als Ausgangspunkt wird die PZA mit dem Abstand von 320 mm verwendet, welche ähnliche Nebenkeulen in der Horizontalen und Vertikalen aufweisen. Bis zu einem Abstand von 200 mm vergrößert sich der Intensitätswert  $A_{HK}$  des Punktziels. Die Halbwertsbreiten  $\delta$  der Hauptkeulen und die minimalen Störabstände  $S_{min}$  zu den Nebenkeulen der beiden Achsen weichen allerdings mit  $e_\delta = 22,3 \%$  und  $e_S = 29,8 \%$  stark voneinander ab. Die Abbildung ist somit sehr inhomogen. Mit einer Distanz von 150 mm wird das Verhalten verstärkt. Das Maximum der Hauptkeule nimmt signifikant ab und der Störabstand verringert sich. Ab einem Abstand von 125 mm teilt sich die Hauptkeule in der Horizontalen in zwei Maxima auf und die Vermessung der Nebenkeulen ist nicht mehr möglich. Mit einem Abstand von 100 mm ist ein Punktziel nicht mehr zu identifizieren. Die Punktzielantworten mit unterschiedlichen Objektabständen sind im Anhang A.6 dargestellt.

$z$ [mm]	$A_{HK}$	$\delta_x$ [mm]	$\delta_y$ [mm]	$e_\delta$ [%]	$S_{min,x}$ [dB]	$S_{min,y}$ [dB]	$e_S$ [%]
320	$2,85 \cdot 10^8$	8,5	7,1	9	15,3	11,4	14,6
250	$3,32 \cdot 10^8$	7,6	5,7	14,3	16,4	11,8	16,3
200	$3,29 \cdot 10^8$	7,4	4,7	22,3	21,1	11,4	29,8
150	$2,32 \cdot 10^8$	8,1	4	33,9	16,2	8	33,9
125	$1,53 \cdot 10^8$	Nicht bestimmbar					
100	Nicht bestimmbar						

Tabelle 10.4: Untersuchung der Bildqualität bei geringem Abstand des Punktziels zum Antennenfrontend

Die Tabelle zeigt, dass bis zu einem Abstand von 250 mm die Metrik zur Bewertung der Abweichung jeweils einen geringeren Wert als 20 % aufweisen.

### 10.1.5 Einfluss der FFT-Stützstellenanzahl

Zuletzt wird die Rekonstruktion mit unterschiedlicher Anzahl an FFT-Stützstellen untersucht. Es wird zum einen die Qualität des Rekonstruktionsergebnisses und zum anderen die Rekonstruktionsdauer betrachtet. Hierzu wird die Rekonstruktion der PZA mit  $N\text{-FFT} = 512$  des Experiments 10.1.1 erneut mit anderer FFT-Stützstellenanzahl

(N-FFT = 256 und N-FFT = 1024) durchgeführt. In der linearen Darstellung sind Unterschiede schwer zu erkennen. Im Vergleich zur logarithmischen Referenzabbildung mit N-FFT = 512 (vgl. Abb. 10.1b) zeigt die Darstellung der Rekonstruktion mit N-FFT = 256 deutliche streifenförmige Artefakte (vgl. Abb. 10.9a). Die Rekonstruktion mit N-FFT = 1024 (vgl. Abb. 10.9b) ist kaum von der Referenzabbildung zu unterscheiden.

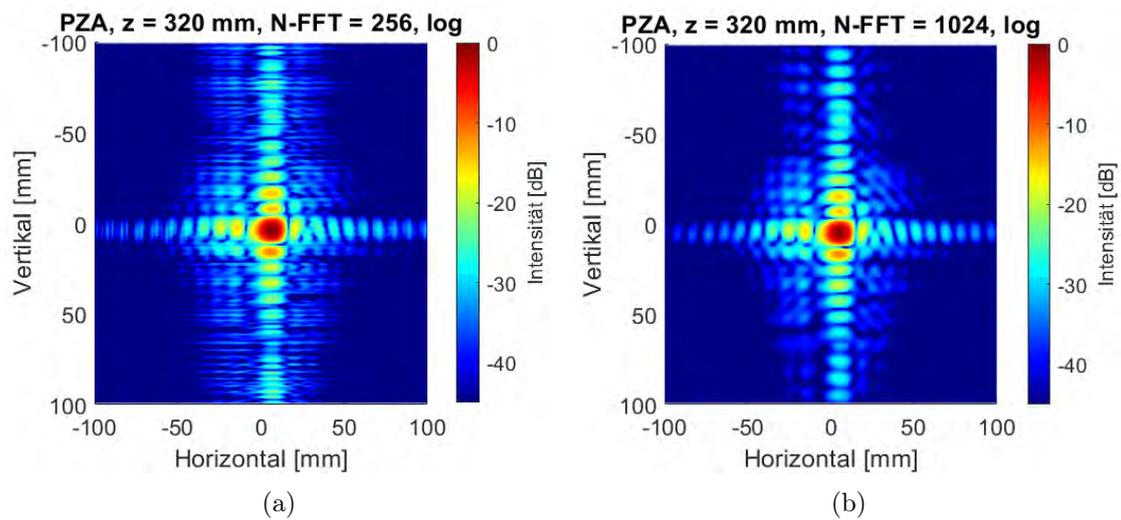


Abbildung 10.9: Logarithmische Rekonstruktionsergebnisse mit N-FFT = 256 (a) und N-FFT = 1024 (b)

Die Rechenzeit, die für die Rekonstruktion benötigt wird, variiert stark in Abhängigkeit der FFT-Stützstellenanzahl (vgl. Tab. 10.5). Die Berechnung findet auf einer Intel Core i5-7400 CPU mit 16 GB RAM statt.

N-FFT	Dauer [s]
256	4,51
512	14,11
1024	86,01

Tabelle 10.5: Rekonstruktionsdauer in Abhängigkeit der Anzahl an FFT-Stützstellen

## 10.2 Verdeckte Strukturen

In diesem Abschnitt wird die Bildgebung verdeckter Strukturen mittels SAR-Versuchsaufbau untersucht und evaluiert. Es werden Experimente mit unterschiedlichen Materialien und Testobjekten durchgeführt, die im darauffolgenden Kapitel bewertet werden.

Zunächst wird die Transmission unterschiedlicher, für mögliche Anwendungsfälle relevante Materialien untersucht. Anschließend werden Aufnahmen einfacher und komplexer verdeckter Strukturen unternommen.

### 10.2.1 Transmission von Materialien

In diesem Experiment wird die Fähigkeit des Ein- und Durchdringens von Materialien untersucht. Hierzu werden Materialproben zwischen dem Antennenfrontend und einem Punktziel platziert. Das Punktziel ist wie bei vorherigen Versuchen eine 10 mm große Aluminium-Kugel, die in einem Abstand von 600 mm platziert wird. Dazwischen wird in einem Abstand von 400 mm zum Antennenfrontend ein A4-Bildrahmen positioniert, in den Materialproben befestigt werden können (vgl. Abb. 10.10).

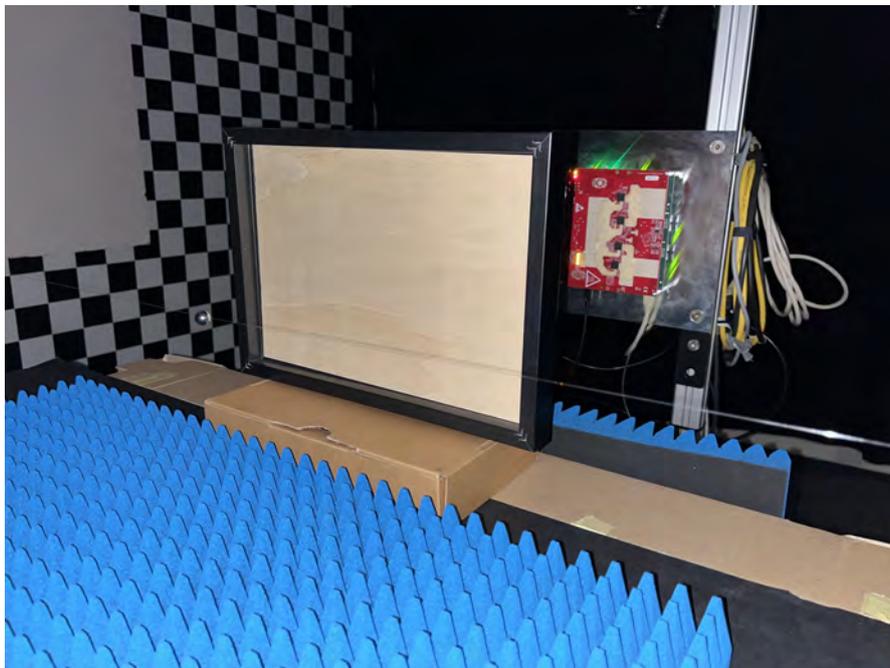


Abbildung 10.10: Versuchsaufbau für die Materialuntersuchungen

Es stehen Materialproben aus Holz, Wellpappe, glasfaserverstärktem Kunststoff (GFK) und kohlefaserverstärktem Kunststoff (CFK) zur Verfügung. Es werden Aufnahmen mit unterschiedlichen Materialstärken und Ausrichtungen der Proben durchgeführt.

Zunächst wird eine Referenzmessung ohne Material im Bilderrahmen aufgenommen. Das Punktziel ist mit einer Reflexionsintensität von  $10,44 \cdot 10^7$  und einem Störabstand von 9,3 dB im Abstand von 600 mm eindeutig zu erkennen (vgl. Abb. 10.11a). Mit der Fokussierung auf den Bilderrahmen treten besonders Reflexionen am oberen und unteren Teil des Rahmens im Sichtfeld auf. Mit einer maximalen Intensität von  $4,3 \cdot 10^8$  ist die Reflexion des Bilderrahmens deutlich höher als die des Punktziels. Die genauen Abmessungen des gesamten Rahmens sind erkennbar (vgl. Abb. 10.11b).

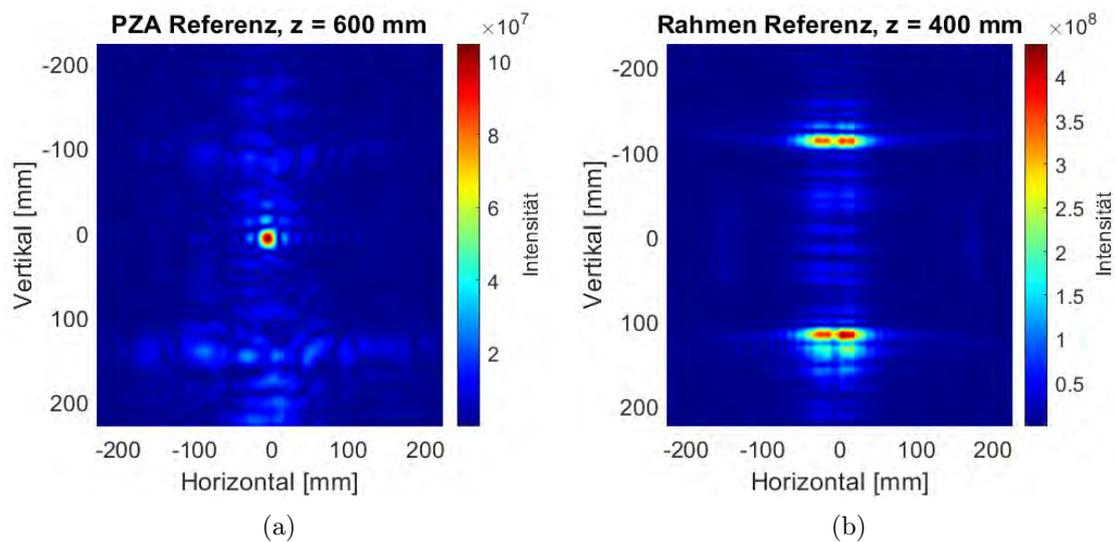


Abbildung 10.11: Fokussierung des Punktziels (a) und des Rahmens (b)

Das erste zu untersuchende Material ist ein typisches Verpackungsmaterial aus Wellpappe. Es stehen 4 mm starke Wellpappe-Schichten zur Verfügung. Die Abbildung 10.12 zeigt das fokussierte Punktziel mit unterschiedlichen verwendeten Materialstärken der Wellpappe. Mit der Zunahme der Materialstärke ist eine deutliche Abnahme der Reflexion des Punktziels und eine Zunahme der Artefakte zu verzeichnen (vgl. Tab. 10.6). Das Punktziel ist mit 16 mm starker Wellpappe trotzdem eindeutig zu lokalisieren.

$s$ [mm]	Intensität [dB]	Störabstand [dB]
4	-2,54	4,5
8	-2,77	5,8
12	-4,7	3,5
16	-7,7	5,2

Tabelle 10.6: Reflexionsintensität des Punktziels in Abhängigkeit der Stärke  $s$  der Wellpappe

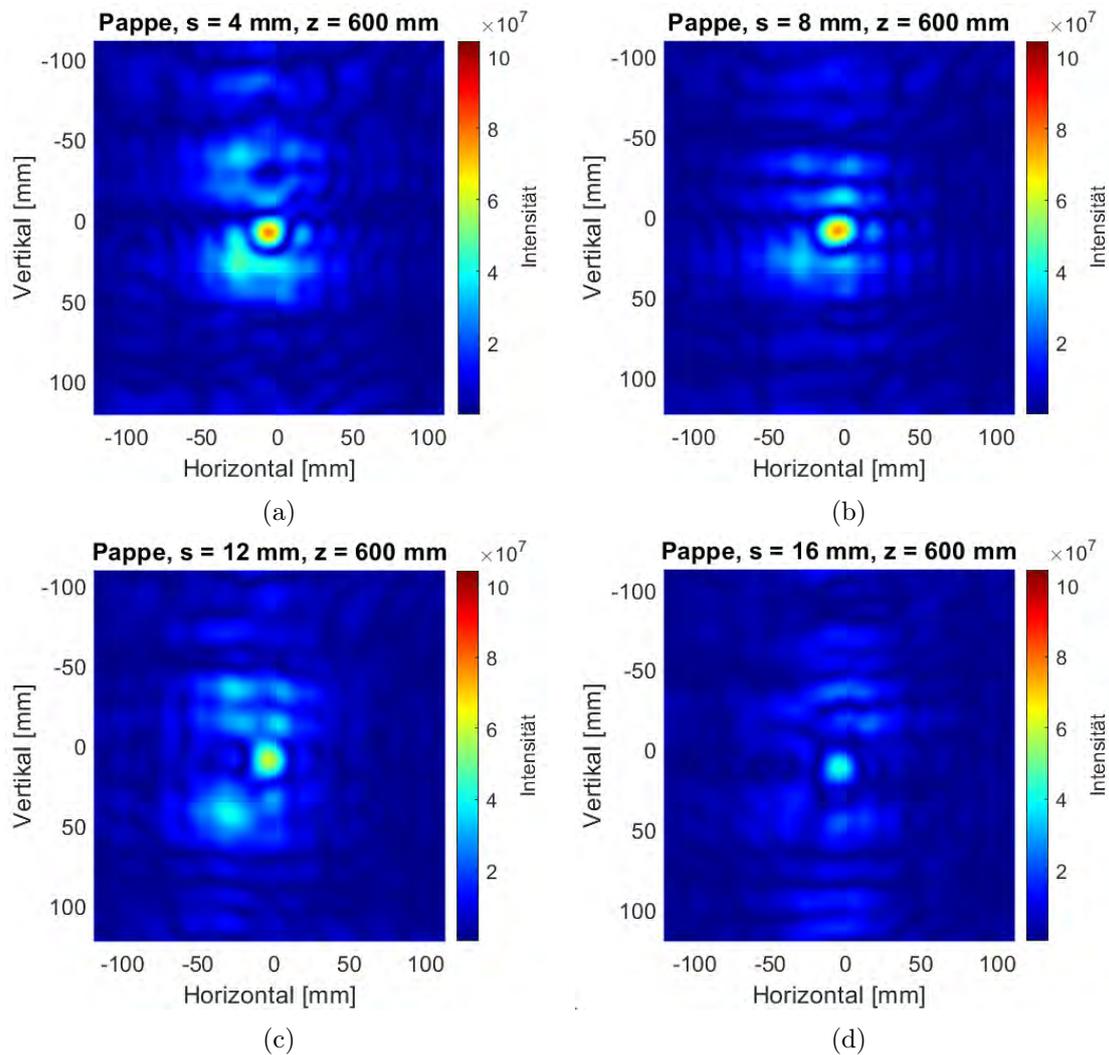


Abbildung 10.12: Fokussierung des Punktziels mit unterschiedlicher Stärke der Wellpappe:  $s = 4$  mm (a),  $s = 8$  mm (b),  $s = 12$  mm (c) und  $s = 16$  mm (d). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen.

In einer weiteren Messreihe werden Holz, CFK und GFK untersucht. Es wird erneut eine Referenzmessung des Punktziels in einem Abstand von 600 mm durchgeführt. Die Intensität der Reflexion beträgt  $11,56 \cdot 10^7$  mit einem Störabstand von 10,9 dB.

Mit den Sperrholzproben tritt im Vergleich zur Wellpappe eine höhere Dämpfung auf (vgl. Abb. 10.13). Mit einer Stärke von 4 mm ist das Punktziel eindeutig zu erkennen und der Störabstand beträgt 5,2 dB. Mit einer Materialstärke von 8 mm nimmt die gemessene Reflexionsstärke des Punktziels erheblich ab. Dieses ist allerdings mit einem Störabstand von 3,37 dB von den Artefakten zu unterscheiden.

$s$ [mm]	Intensität [dB]	Störabstand [dB]
4	-4,19	5,2
8	-7,46	3,37

Tabelle 10.7: Reflexionsintensität des Punktziels in Abhängigkeit der Stärke  $s$  der Sperrholzprobe

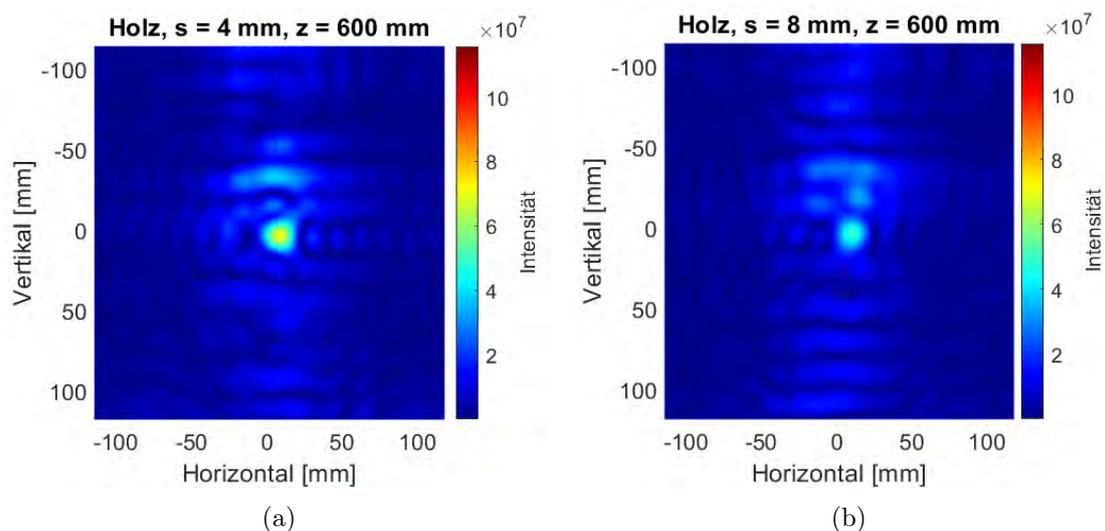


Abbildung 10.13: Fokussierung des Punktziels mit unterschiedlicher Stärke des Sperrholzes:  $s = 4$  mm (a) und  $s = 8$  mm (b). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen.

Die 1 mm starke GFK-Materialprobe dämpft die gemessene Reflexionsintensität der PZA um 1,33 dB und der Störabstand beträgt 10,7 dB (vgl. Abb. 10.14a). Im Gegensatz ist das Punktziel mit der CFK-Materialprobe nicht zu erkennen. Auffällig ist, dass die Stärke

der Artefakte größer ist, als die Reflexionsintensität des Punktziels der Referenzmessung (vgl. Abb. 10.14b).

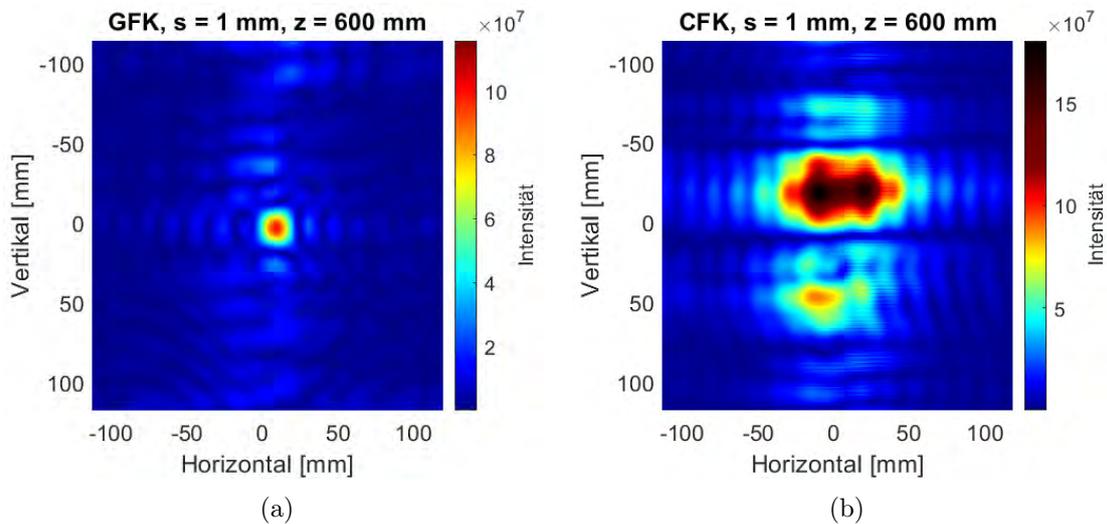


Abbildung 10.14: Punktzielaufnahme mit GFK- (a) und CFK-Materialprobe (b). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen..

Die Reflexion in der Materialebene ist mit einem maximalen Intensitätswert von  $3 \cdot 10^9$  deutlich höher als die Reflexion des GFK-Materials mit  $3,4 \cdot 10^8$  (vgl. Abb. 10.15).

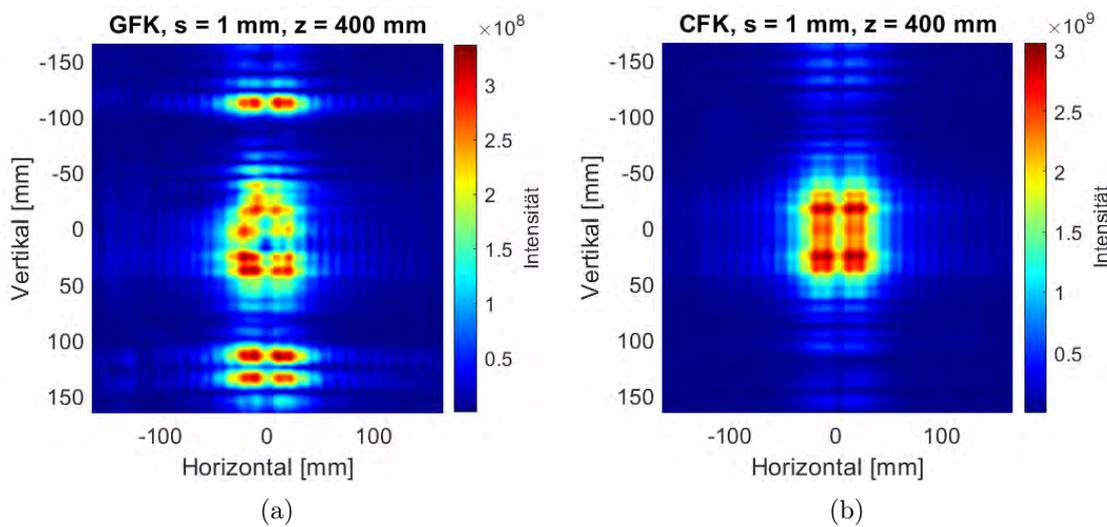


Abbildung 10.15: Aufnahme mit GFK- (a) und CFK-Materialprobe (b) fokussiert auf das Material.

In einem weiteren Versuch wird der Einfluss der Verkipfung einer Materialprobe untersucht. Hierzu wird exemplarisch die GFK-Materialprobe in der vertikalen Achse um  $15^\circ$  und  $30^\circ$  verkippt. Mit der Fokussierung auf das Punktziel ist dieses auch in beiden Fällen eindeutig zu erkennen, allerdings treten oberhalb des Ziels Artefakte auf (vgl. Abb. 10.16). Für die Verkipfung von  $15^\circ$  beträgt der Störabstand  $9,3$  dB und für  $30^\circ$  beträgt dieser  $8,6$  dB. Bei genauer Betrachtung ist eine Verformung der vertikalen Nebenkeulen zu erkennen.

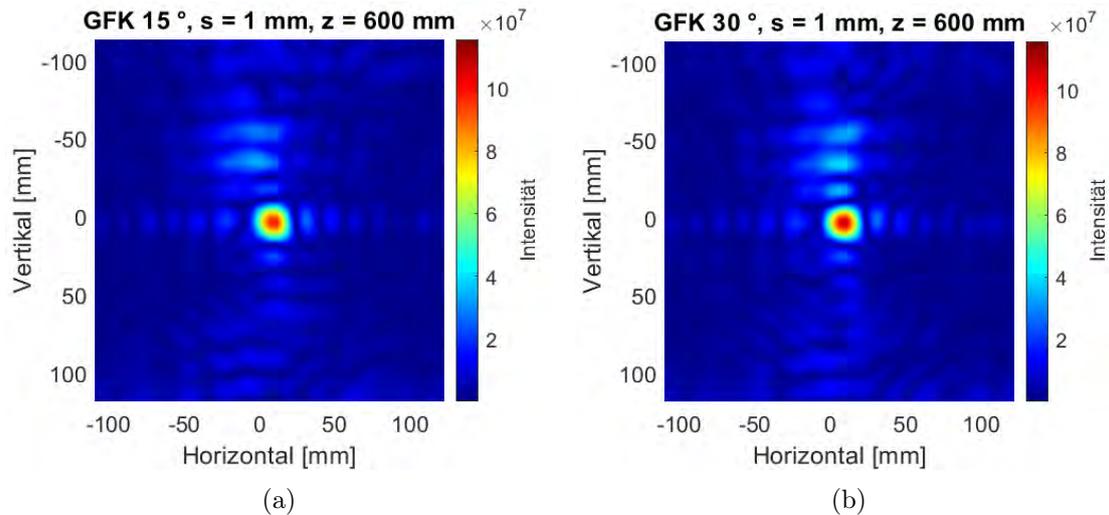


Abbildung 10.16: Fokussierung des Punktziels mit Verkipfung der GFK-Materialprobe um  $15^\circ$  (a) und  $30^\circ$  (b). Verwendete Farbskala von der Referenzaufnahme übernommen.

### 10.2.2 Abbildung ebener verdeckter Strukturen

Um zu testen, wie gut ebene Formen abgebildet werden können, wird eine Teststruktur (vgl. Abb. 10.17) aufgenommen. Diese besteht aus einer  $100\text{ mm} \times 100\text{ mm} \times 3\text{ mm}$  großen Schaumstoffplatte mit zwei zueinander gerichteten Dreiecken aus einer Aluminiumschicht. Das Ziel wird in einem Abstand von  $400\text{ mm}$  vor das Antennenfrontend platziert.

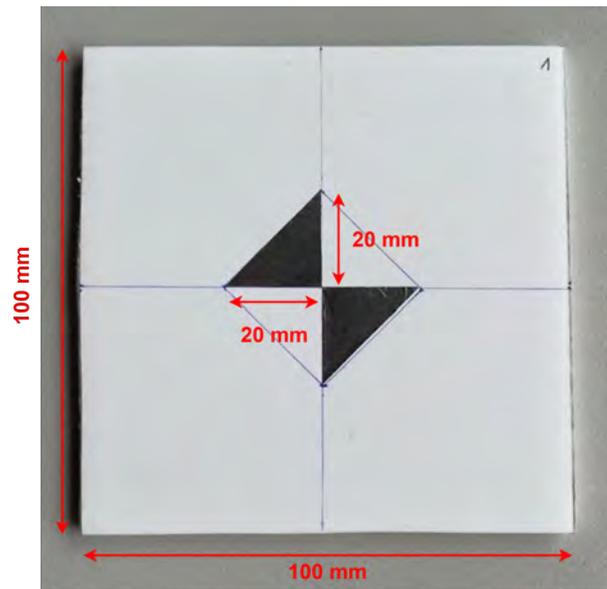


Abbildung 10.17: Testziel

Es werden zwei Messungen mit einer Apertur von  $86 \times 86$  virtuellen Antennen mit einem Abtastabstand von  $\lambda/4$  durchgeführt. Für die erste Aufnahme (vgl. Abb. 10.18a) wird die Seite mit der beklebten Aluminiumstruktur zum Antennenfrontend ausgerichtet. Für die zweite Aufnahme wird das Ziel gedreht, sodass die Aluminiumstruktur verdeckt ist (vgl. Abb. 10.18b).

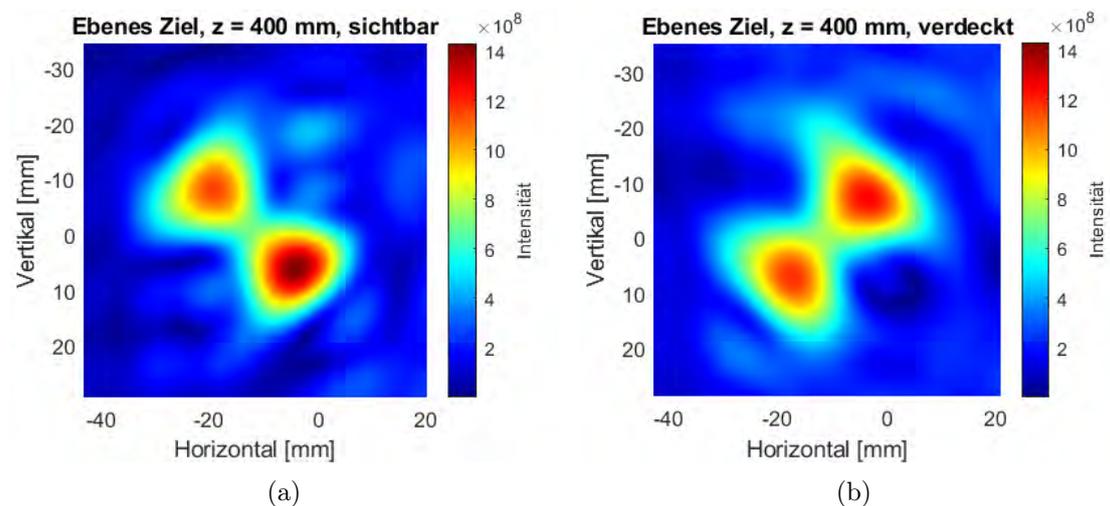


Abbildung 10.18: Aufnahme des Ziels mit sichtbarer (a) und verdeckter (b) Struktur

Die Form des Testziels ist im sichtbaren und verdeckten Zustand wiederzuerkennen. Die Maße der Abbildungen stimmen recht genau mit denen des Ziels überein.

### 10.2.3 Abbildung komplexer verdeckter Strukturen

Zuletzt wird die Aufnahme realistischer Szenen untersucht. Hierzu werden zwei Industriekameras in jeweils einer verschlossenen Kartonage in einem Abstand von 400 mm aufgenommen. Die Abbildung 10.19 zeigt die Aufnahme der verdeckten Basler dart. Diese Kamera ist 20 mm x 29 mm x 29 mm groß und besteht aus einer Leiterplatte mit Sensor und einem elektrisch leitfähigen Gehäuse [3]. Das Rekonstruktionsergebnis (Abb. 10.19a) weist hohe Reflexionen in der Bildmitte auf, welche von der Kamera hervorgerufen werden. Die Form der Kamera wird in der Abbildung nur sehr ungenau dargestellt.

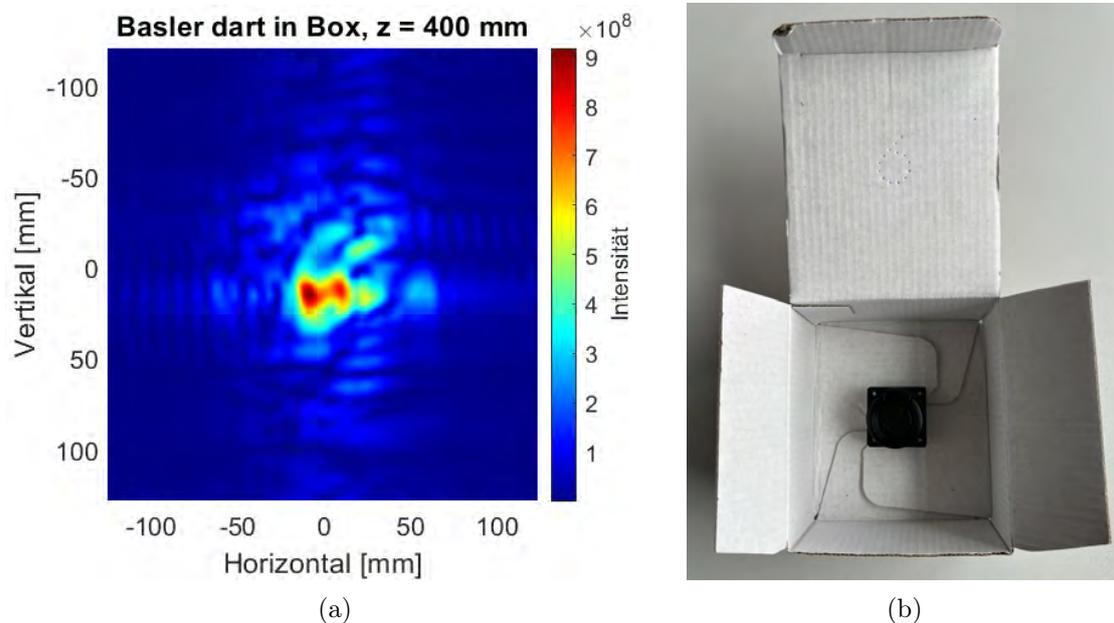


Abbildung 10.19: Aufnahme der Basler dart (a), welche sich in einem Karton befindet (b)

Das zweite Szenario ist eine verdeckte Basler ace Kamera. Diese ist 29 mm x 29 mm x 60,3 mm groß und weist ein metallisches Gehäuse auf [2]. Wie die Abbildung 10.20a zeigt, ist die Form der Kamera nicht zu erkennen. In der Mitte der Bildebene tritt eine starke punktförmige Reflexion auf. Der maximale Intensitätswert ist mit  $15,7 \cdot 10^8$  deutlich größer als die der Aufnahme der Basler dart mit  $9,2 \cdot 10^8$ .

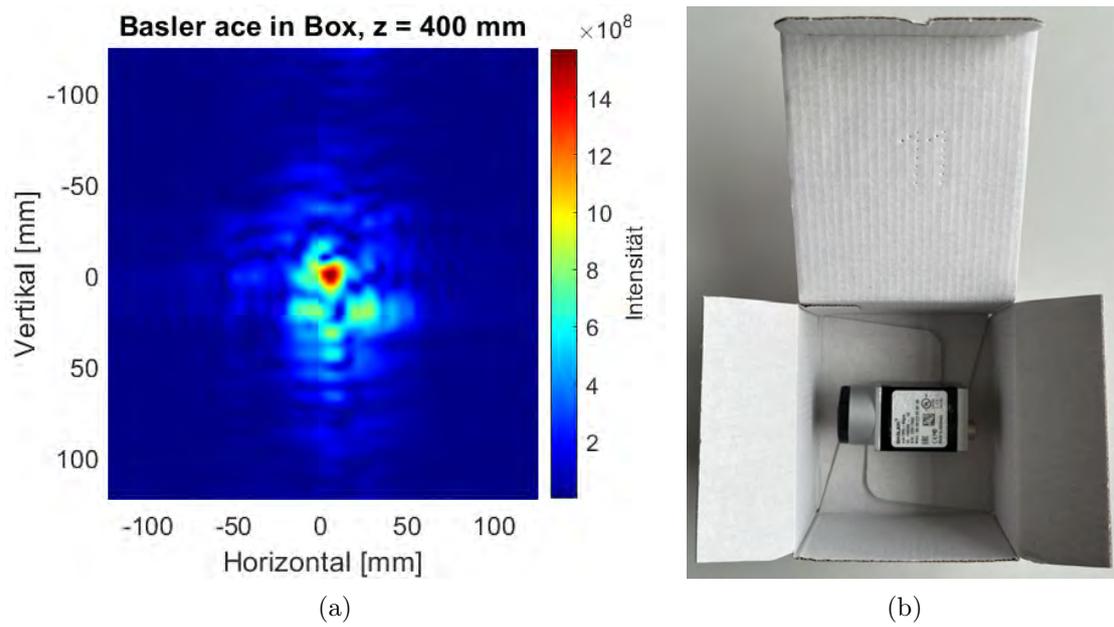


Abbildung 10.20: Aufnahme der Basler ace (a), welche sich in einem Karton befindet (b)

# 11 Bewertung und Diskussion

Die Experimente mit dem Versuchsaufbau dienen zur Evaluierung radarbasierter Bildgebung mit günstiger, automobiltechnischer Technik. In diesem Abschnitt werden die durchgeführten Experimente bewertet, Verbesserungsmöglichkeiten herausgearbeitet und Anwendungsfälle für diese Technik erschlossen.

## 11.1 Auflösung

Für den Arbeitsabstand von 320 mm und der Apertur von 80,5 mm x 80,5 mm kann entsprechend der Mindestanforderungen (vgl. Abs. 4.5) eine horizontale und vertikale Auflösung im höheren Millimeterbereich realisiert werden (vgl. Exp. 10.1.1). Die Abbildung von detailreicher und kleiner Objekte ist mit dieser Apertur nicht möglich.

Zudem wurde experimentell nachgewiesen, dass eine Verringerung der Abtastrate zu keiner signifikanten Verschlechterung des Abbilds führt, solange das Abtastkriterium erfüllt ist. Mit der Verkleinerung der Apertur verringert sich erwartungsgemäß das Auflösungsvermögen (vgl. Gl. 3.21). Zur Verbesserung der Auflösung muss somit eine größere Apertur verwendet werden. Die räumliche Abtastung von  $\lambda/4$  ist nicht notwendig.

Die Trennbarkeit in der Tiefe ist mit einem Abstand von mindestens 30 mm möglich. Die Tiefenauflösung ist abhängig von der Bandbreite (vgl. Gl. 3.11), die durch die Hardware beschränkt ist. Eine hohe Tiefenauflösung wurde durch die gewählte Bandbreite der Sendesignale sichergestellt (vgl. Tab. 8.1). Die Anforderung an die Auflösung des Aufnahmesystems sind somit erfüllt.

## 11.2 Sichtfeld

Mit einem horizontalen Sichtfeld von 78,9 mm bei einem Abstand von 320 mm weist der Versuchsaufbau einen relativ kleinen Aufnahmebereich auf (vgl. Exp. 10.1.2). Das Sichtfeld ist somit etwas kleiner als die Apertur, sodass die Anforderung an das Sichtfeld nicht erreicht wird (vgl. Abs. 4.5). Auch hier würde eine Vergrößerung der Apertur den validen Aufnahmebereich ausweiten. Die Reflexion an ebenen Flächen, wie in Abb. 10.15b dargestellt, zeigt, dass das vertikale Sichtfeld größer ist, als in der horizontalen Richtung. Dies ist auf die Richtcharakteristik der Patch-Antennen zurückzuführen. In der horizontalen Richtung ist die Leistungsaufnahme und -abgabe deutlich zentrierter, als in der vertikalen Richtung (vgl. Abb. 11.1).

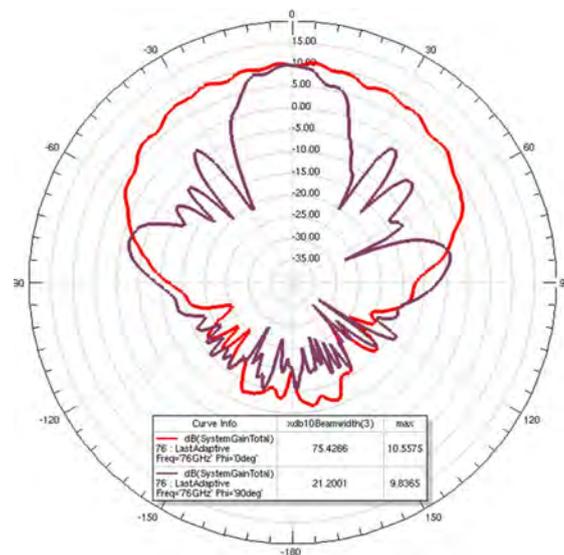


Abbildung 11.1: Richtcharakteristik in der horizontalen (violett) und vertikalen Richtung (rot) der Patch-Antennen [43]

Zudem nimmt die Reflexion mit steigendem Abstand zum Bildmittelpunkt stark ab (vgl. Abb. 10.7). Das Sichtfeld ist somit sehr inhomogen und im Vergleich zur konventionellen Kamertechnik deutlich schlechter.

### 11.3 Sensitivität und Dynamikumfang

Die Anforderung an die Sensitivität wird erfüllt. Wie gezeigt, kann ein dünner Nylonfaden im Sichtfeld eindeutig detektiert werden (vgl. Exp. 10.1.3). Nichtmetallische Objekte, die kleiner sind als ein Millimeter, können somit wahrgenommen werden. Diese Objekte werden allerdings relativ grob aufgelöst, wie bereits in Abs. 11.1 beschrieben. Problematisch ist der Dynamikumfang. Ein stark reflektierendes Objekt verursacht Artefakte, die deutlich schwächer reflektierende Objekte in der Szene überblenden (vgl. Exp. 10.1.3). Der Grund hierfür sind Bildfehler, die in erster Linie durch Nebenkeulen des stark reflektierenden Objekts auftreten. Die Reflexionsstärke eines schlechter reflektierenden Objekts sollte somit größer als der Störabstand zur maximalen Nebenkeule betragen.

### 11.4 Systemgröße

Das System sollte entsprechend der Anforderungen (vgl. Abs. 4.1) möglichst kompakt realisiert werden. Ein Aspekt, der experimentell untersucht wurde, ist der minimale Abstand des Antennenfrontends zum Objekt. Wie bereits in der Entwicklung des Rekonstruktionsalgorithmus (vgl. Abs. 9.4) dargestellt, ist die Abbildung im Nahfeld besonders herausfordernd. Das Experiment 10.1.4 zeigt, dass bei einem Abstand von unter 250 mm zum Antennenfrontend signifikante Inhomogenitäten auftreten, die das Abbild verfälschen. Diese Entfernung zum Antennenfrontend sollte somit nicht unterschritten werden.

Weitere Aspekte, wie die Größe der Linearachse und des Aufnahmebereich, können deutlich verringert werden. Insbesondere durch Verwendung des ISAR-Verfahrens, wie in Kapitel 12.1 erläutert wird.

### 11.5 Aufnahmevorgang und Rekonstruktion

Die Aufnahme mit der Linearachse dauert mit einer Abtastschrittweite von  $\lambda/4$  und 86 SAR-Positionen rund 20 Minuten. Für eine SAR-Abtastposition werden dementsprechend ungefähr 14 Sekunden benötigt. Ausschlaggebend für die Dauer ist die Datenübertragung vom EVM zum PC nach jeder Messung. Auch die präzise Positionierung des Verfahrslittens der Linearachse benötigt Zeit. Die Durchführung von Aufnahmen bei

einer kontinuierlichen Fortbewegung auf der Linearachse mit anschließender Datenübertragung könnte diese Dauer verringern, bedarf allerdings auch eine Geschwindigkeitskorrektur im Rekonstruktionsalgorithmus, welche eine zusätzliche mögliche Fehlerquelle darstellen würde. Zusätzlich besteht die Möglichkeit, die Vorverarbeitung direkt auf dem DSP des EVMs durchzuführen, um nur die erforderlichen Daten zu übertragen und somit die Übertragungsdauer zu reduzieren.

Wie bereits in Abs. 11.1 beschrieben, kann die räumliche Abtastschrittweite vergrößert werden, ohne, dass sich die Bildqualität signifikant verschlechtert, solange das Abtastkriterium erfüllt ist. Demzufolge kann die Aufnahmedauer auch durch die Wahl einer größeren Abtastschrittweite verringert werden.

Für den Abstand von 320 mm ist eine Rekonstruktion mit 512 Stützstellen ausreichend und ein guter Kompromiss zwischen der Bildqualität und der Berechnungszeit mit rund 14 Sekunden. Mit der Verwendung einer größeren Anzahl FFT-Stützstellen können Artefakte minimiert werden, die Rekonstruktionsdauer steigt allerdings erheblich (vgl. Tab. 10.5).

### 11.6 Abbildung verdeckter Objekte

Die Experimente zur Transmission von Materialien (vgl. Abs. 10.2.1) zeigen, dass das Durchdringen von Wellpappe, Sperrholz und GFK möglich ist. Mit einer Stärke  $s$  von 16 mm ist die Lokalisierung des Ziels hinter der Schicht Wellpappe möglich. Mit einem Störabstand von 5,2 dB und einer Dämpfung von 7,7 dB durch das Material treten allerdings deutliche Artefakte auf, die im ungünstigsten Fall das Abbild des Ziels verfälschen könnten (vgl. Abb. 10.12). Mit der Sperrholzprobe treten bereits bei einer Stärke von 8 mm eine Dämpfung von 7,46 dB und ein Störabstand von nur 3,37 dB auf (vgl. Abb. 10.13). Die dünne GFK-Schicht kann hingegen problemlos durchdrungen werden (vgl. Abb. 10.14a).

Durch die Verkipfung der Materialebene treten zusätzliche Artefakte auf (vgl. Exp. 10.16). Eine Fehllokalisierung durch die Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit (vgl. Abs. 3.4) bei der Verkipfung der Materialprobe wurde nicht festgestellt. Es wurden allerdings auch nur sehr dünne Materialien getestet.

Die leitfähige CFK-Schicht reflektiert die Strahlung um ein Vielfaches im Vergleich zur GFK-Schicht und das Punktziel hinter der Probe kann nicht identifiziert werden. Der

Grund hierfür ist die hohe Reflexion der Materialprobe. Problematisch ist, dass im Abstand des Punktziels eine große Reflexion scheint, die fälschlicherweise als das Punktziel interpretiert werden könnte (vgl. Abb. 10.14b).

Diese Fehlinterpretation stellt ein grundsätzliches Problem der Aufnahme verdeckter Strukturen dar. Betrachtet man die Range-DFT eines Antennenpaars der CFK-, GFK- und Referenzmessung (vgl. Abb. 11.2) ist festzustellen, dass die Reflexionsstärke beim Abstand der Materialschicht bei der CFK-Messung ungefähr zehn Mal so groß ist wie bei der Referenzmessung. Auffällig ist, dass der überwiegende Teil der restlichen Stützstellen ebenfalls einen höhere Amplitude aufweist als bei der Referenz- und GFK-Messung.

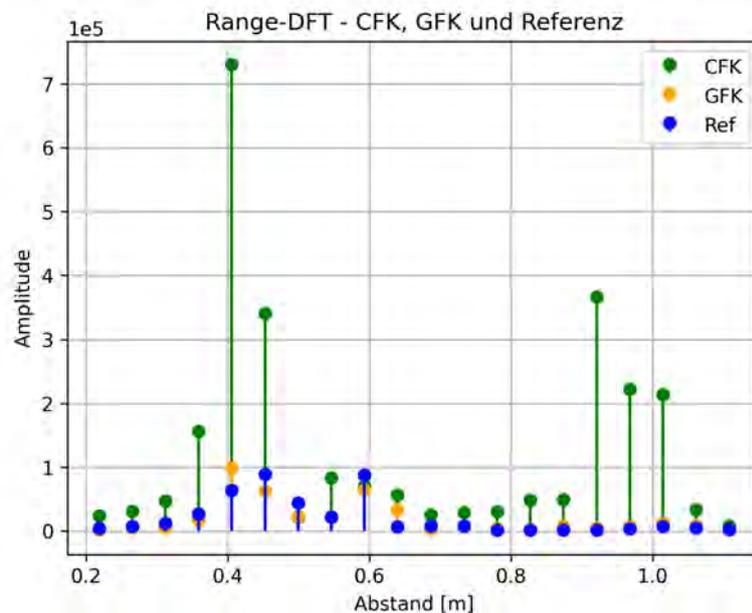


Abbildung 11.2: Range-DFT der CFK-, GFK- und Referenzmessung

Begründbar ist dieses Phänomen mit dem Leckeffekt der DFT, die zu einer „Verschmierung“ im Frequenzbereich durch die Fourier-Transformation eines endlichen nicht periodischen Signals führt [49]. Somit ist eine ähnliche Intensität beim Abstand von 600 mm wahrzunehmen, die aber nicht durch das Punktziel verursacht wird. Das zeigt, dass ein stark reflektierendes Objekt die Messung derartig verfälschen kann, dass schwach reflektierende Objekte nicht realitätsgetreu dargestellt werden. Das führt zu einer Einschränkung des Dynamikumfangs. Zusätzlich ist bei einem Abstand von rund 900 mm

ein zweiter Intensitätsausschlag zu erkennen. Dieser ist sehr wahrscheinlich auf die Reflexionen der Befestigungsplatte des EVMs und des Verfahrenschlittens zurückzuführen.

Die Messungen zeigen, dass einige der getesteten Materialien von den Millimeterwellen des EVMs durchdrungen werden können. Die Anforderung der Identifizierung verdeckter Ziele mit industrierelevanter Materialien wird daher überwiegend erfüllt. Materialien, die das Sendesignal größtenteils reflektieren, können ein Grund für schwerwiegende Artefakte in der Abbildung sein. Die Anforderung (vgl. Abs. 4.5) an den Dynamikumfang ist somit nicht erfüllt.

### 11.7 Typische Szenarien mit verdeckten Objekten

Ebene und grobe Strukturen (vgl. Abb. 10.18) können realitätsgetreu abgebildet werden, solange sich diese im Zentrum des Sichtfelds befinden. In komplexeren Fällen, wie beispielsweise bei Objekten in Kartonagen (vgl. Abb. 10.20a), können diese nicht formgerecht rekonstruiert werden.

Die Gründe hierfür sind bereits in vorherigen Abschnitten beschrieben und lassen sich mit folgenden Punkten zusammenfassen:

- Inhomogenes Sichtfeld
- Artefakte durch eingeschränkten Dynamikumfang
- Artefakte durch nicht orthogonal zur Ausrichtung des Antennenfrontends befindliche Materialschichten

Die Anforderung der fehlerfreien Rekonstruktion verdeckter Strukturen (vgl. Abs. 4.5) kann somit nur teilweise erfüllt werden.

### 11.8 Anwendungsfälle

Mit dem Ergebnis der Untersuchungen des Aufnahmesystems können mögliche Anwendungsfälle aufgezeigt werden. Die nicht-destruktive Inspektion von Verpackungsinhalten, die von Wellpappe, dünnem Sperrholz oder Kunststoff umschlossen sind, ist für einfache und grobe Strukturen möglich. Abbildungen von detaillierten Strukturen, wie kleine

Materialfehler, sind mit diesem System aufgrund der auftretenden Artefakte und der Auflösung nicht möglich. Das Aufnahmesystem verfügt über eine hohe Sensitivität, die es ermöglicht, schwach reflektierende Objekte abzubilden, solange Artefakte durch stark reflektierende Gegenstände in der Szene vermieden werden.

Eine empfehlenswerte Vorgehensweise besteht darin, die Aufnahme von bekannten Strukturen mit einer Referenzmessung zu vergleichen, um mögliche Abweichungen zum gewünschten Abbild festzustellen.

# 12 Ausblick

Dieses Kapitel zeigt mögliche Verbesserungen des Aufnahmesystems auf. Des Weiteren werden offene Forschungsaspekte der radarbasierten Bildgebung beschrieben.

## 12.1 Optimierung des Versuchsaufbaus

Das Aufnahmesystem kann mit der vollständigen Verwendung der vier kaskadierten Transceiver durch bestimmte Maßnahmen verbessert werden. Durch die Anpassung des MIMO-Frontends kann ein größeres lineares Antennenarray mit 192 virtuellen Antennen erzeugt werden (vgl. Abb. 12.1).

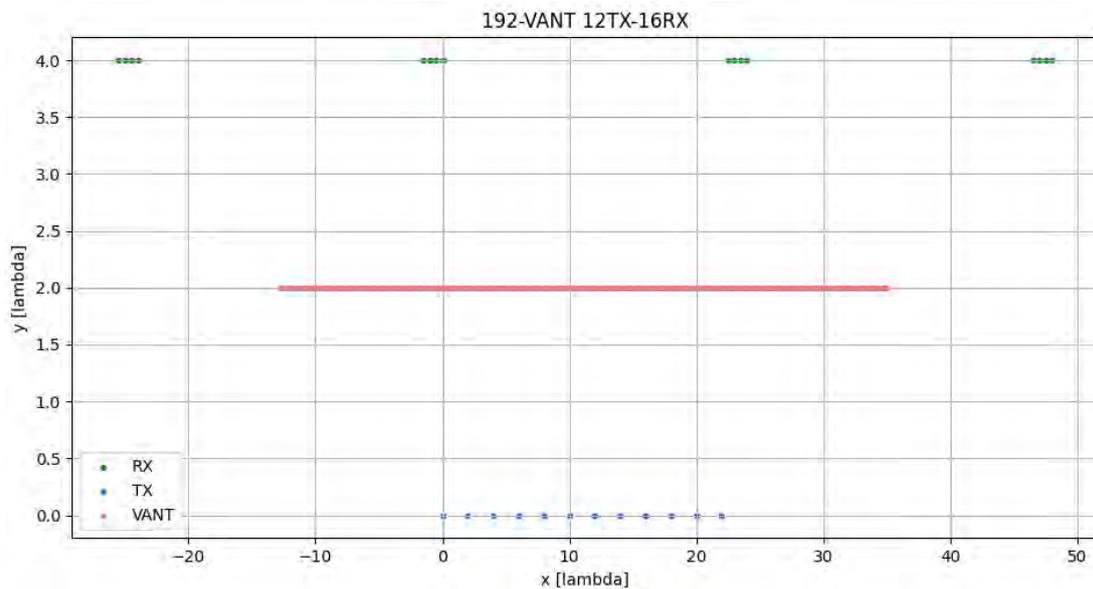


Abbildung 12.1: MIMO-Konfiguration für maximale eindimensionale Apertur

Somit könnte theoretisch eine Winkelauflösung von  $0,3^\circ$  erreicht werden. Zudem ist es denkbar, den Abstand der virtuellen Antennen zueinander zu erhöhen, soweit es das Abtastkriterium zulässt. Die Apertur und damit die Winkelauflösung würden sich dadurch ebenfalls vergrößern.

Für ein homogeneres Sichtfeld kann eine Antennenform verwendet werden, die eine ähnlichere Richtcharakteristik mit breitem Abstrahlwinkel aufweist. Um zu verhindern, dass Artefakte durch Reflexionen am Aufnahmesystem entstehen, sollte dieses mit möglichst absorbierenden Materialien versehen und der Aufnahmebereich möglichst gut abgeschirmt werden.

Eine praktikablere Systemlösung könnte mit einer Linescan-Konfiguration und der Aufnahme mit dem ISAR-Verfahren erfolgen (vgl. Kap. 3.3.1). Das zu untersuchende Objekt wird kontinuierlich durch ein Portal mit dem Antennenfrontend bewegt, welches synchron zur Bewegungsgeschwindigkeit des Förderbands Messungen durchführt (vgl. Abb. 12.2). Besonders das Förderband muss aus einem möglichst absorbierenden Material bestehen, damit dieses die Bildqualität nicht mindert.

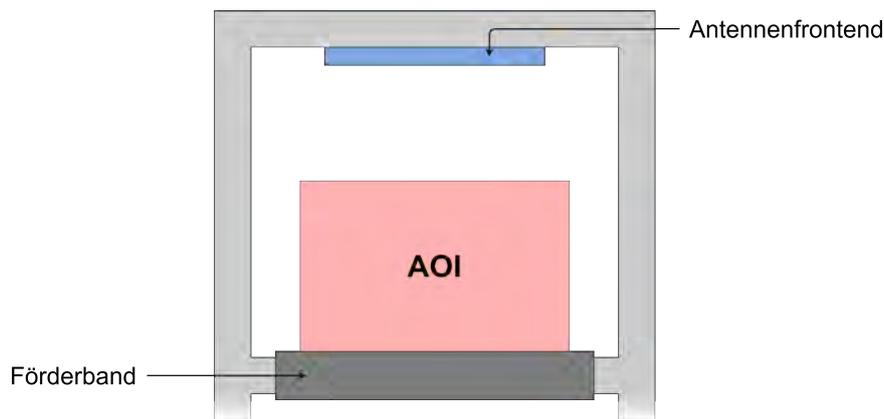


Abbildung 12.2: Linescan-System in x-z-Schnittebene

## 12.2 Offene Forschungsaspekte

Die Untersuchungen zeigen die Herausforderungen und Einschränkungen eines Aufnahmesystems mit automobiler Radartechnik. Die Forschungsergebnisse ergänzen bereits vorhandene Untersuchungen und Entwicklungen ähnlicher Versuchsaufbauten [56, 54] und bringen neue Erkenntnisse bezüglich der Bildqualität und der Aufnahme industrie-relevanter Anwendungsfälle.

Die Arbeit lässt noch vielseitige Forschungsaspekte offen, die zukünftig weiter untersucht werden sollten. Eine große Schwierigkeit der Aufnahme von verdeckten Strukturen sind auftretende Artefakte, welche beispielsweise durch den Leckeffekt entstehen. Ein möglicher Ansatz zur Verringerung des Effekts ist die Fensterung der Signaldaten. Ein unerwünschter Nebeneffekt ist allerdings die Minderung der Auflösung [24]. Hier müsste somit ein guter Kompromiss gefunden werden. Es gilt somit zu erforschen, wie Artefakte vermieden werden, ohne dass sich die gesamte Bildqualität signifikant verschlechtert. Ein möglicher Ansatz ist die Unterdrückung von Bildfehlern durch die Nutzung von Neuronalen Netzen. Auch das inhomogene Sichtfeld trägt zur Qualitätsminderung der Abbildung bei. Hier sollte erforscht werden, inwiefern diese Inhomogenitäten korrigiert werden können.

Des Weiteren muss der Umgang mit vielschichtigen Medien untersucht werden, damit komplexe industrielle Anwendungen mit der radarbasierten Bildgebung bewerkstelligt werden können.

Mit steigendem Interesse der Industrie an der Millimeterwellen-Bildgebung, wird sich auch die Technologie weiterentwickeln. Neue Radartechnik für Aufnahmen in noch höheren Frequenzbereichen, größere Bandbreiten und die Möglichkeit zur Realisierung von großen Aperturen werden die radarbasierte Bildgebung zur nicht-destruktiven Inspektion vorantreiben.

## 13 Zusammenfassung

Diese Arbeit untersucht die radarbasierte Bildgebung mittels eines Radar-Evaluierungsmoduls der Automobilbranche. Die Motivation hinter dem Vorhaben ist die Fähigkeit, in und durch dielektrische Materialien zu sehen und dies zu einem sehr geringen Preis im Vergleich zu anderen Aufnahmetechniken. Es werden Mindestanforderungen an ein industrielles Aufnahmesystem definiert und ein Versuchsaufbau konzipiert. Das Konzept setzt sich aus einem aktuellen Radar-Evaluierungskit der Automobilbranche und einer Linearachse zusammen, die mittels SAR-Verfahren Aufnahmen ermöglichen. In der Evaluierung des EVMs wird festgestellt, dass die Kalibrierung des MIMO-Frontends zwingend notwendig ist, um eine möglichst präzise Abbildung der Szene zu erzeugen. Das Aufnahmesystem wird daraufhin realisiert und entsprechende Ansteuerung und Algorithmik entwickelt. In ersten Tests wird festgestellt, dass die Rekonstruktion mittels eines einfachen Optimalfilteralgorithmus im Nahfeld nicht funktioniert. Für die Rekonstruktion werden virtuelle Antennen verwendet, die allerdings nur im Fernfeld valide sind. Aufgrund dessen wird ein Verfahren angewendet, welches die Phasen der empfangenden Signale anhand der Berücksichtigung der physischen Antennenpositionen korrigiert.

Mit vielseitigen Experimenten werden die Mindestanforderungen des Systems überprüft. Es wird festgestellt, dass eine Aufnahme mit entsprechenden Systemparametern eine Auflösung im höheren Millimeterbereich ermöglicht. Das Sichtfeld entspricht ungefähr der Aperturgröße und ist somit recht klein. Zudem ist die Reflexion in diesem Bereich nicht homogen, sondern nimmt mit steigendem Abstand zum Bildmittelpunkt deutlich ab. Auffällig ist die hohe Sensitivität, die sogar die Abbildung eines dünnen Nylonfadens ermöglicht. Bei sehr geringen Abständen zum Objekt treten Artefakte auf, die die Bildqualität stark mindern. Es muss somit mindestens ein Abstand von 250 mm eingehalten werden.

Exemplarisch werden Szenen mit verdeckten Objekten untersucht. Die Materialien Wellpappe, Sperrholz und GFK transmittieren bis zu einer bestimmten Materialstärke die Radarstrahlung im ausreichendem Maß. CFK reflektiert die Strahlung weitestgehend.

Es wird gezeigt, dass einfache verdeckte Strukturen realitätsgetreu abgebildet werden können. Komplexere Szenen, wie verpackte Industriekameras (vgl. Abb. 10.19 und Abb. 10.20), werden ungenügend rekonstruiert und sind schwer zu erkennen.

Dies liegt zum einen an der Annahme der Freiluft-Ausbreitung der elektromagnetischen Strahlung und zum anderen an der FFT-basierten Rekonstruktion, die aufgrund des Leckeffekts bei hohem Dynamikumfang zu Fehlklassifikationen führt. Brechungseffekte konnten für die untersuchten Versuchsszenarien und Materialstärken nicht eindeutig wahrgenommen werden.

Mit dieser Arbeit wurden Einschränkungen und Möglichkeiten der Technologie aufgezeigt. Die untersuchte Technik kann somit zur nicht-destruktiven Inspektion von einfachen und groben Strukturen, die von dünnen und durchdringbaren Materialien umschlossen sind, genutzt werden. Es bietet sich an, Vergleichsmessungen bekannter Strukturen zur Detektion von Unterschieden durchzuführen.

# Literaturverzeichnis

- [1] BACCOUCHE, Bessem ; AGOSTINI, Patrick ; MOHAMMADZADEH, Shiva ; KAHL, Matthias ; WEISENSTEIN, Christian ; JONUSCHEIT, Joachim ; KEIL, Andreas ; LOEFFLER, Torsten ; SAUER-GREFF, Wolfgang ; URBANSKY, Ralph ; HARRING BOLÍVAR, Peter ; FRIEDERICH, Fabian: 3D Terahertz Imaging with Sparse Multistatic Line Arrays. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* PP (2017), 02, S. 1–1
- [2] BASLER AG: *aca1600-60gm*. – URL <https://docs.baslerweb.com/aca1600-60gm>
- [3] BASLER AG: *daA720-520uc*. – URL <https://docs.baslerweb.com/daa720-520uc>
- [4] BASLER AG: *Das richtige Objektiv finden*. Website. – URL <https://www.baslerweb.com/de/vision-campus/vision-systeme-und-komponenten/das-richtige-objektiv-finden/>
- [5] BASLER AG: *What is Image Quality?* Website. – URL <https://www.baslerweb.com/en/vision-campus/camera-technology/image-quality/>
- [6] BROCK, Billy ; DOERRY, Armin: Radar cross section of triangular trihedral reflector with extended bottom plate, Juni 2009
- [7] BUNDESNETZAGENTUR: *Frequenzplan (März, 2022)*. 2022. – URL <https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Fachthemen/Telekommunikation/Frequenzen/Grundlagen/Frequenzplan/frequenzplan.html>
- [8] CUMMING, Ian G. ; WONG, Frank H.: *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data*. Artech House, 2004. – ISBN 9781580530583
- [9] FORSTÉN, Henrik: *Backprojection Backpropagation*. Website. 2019. – URL <https://hforsten.com/backprojection-backpropagation.html>

- [10] FORSTÉN, Henrik: *MIMO radar antenna arrays*. Website. Mai 2021. – URL <https://hforsten.com/mimo-radar-antenna-arrays.html>
- [11] FORSTÉN, Henrik: *Visualize MIMO radar antenna array radiation pattern*. Github Repository. 2021. – URL <https://gist.github.com/Tt1/3bb3e7c3213374f0dcb056b256795a76>
- [12] GEOPHYSICAL SURVEY SYSTEMS, INC.: *RoadScan™ 30*. Website. 2022. – URL <https://www.geophysical.com/wp-content/uploads/2022/09/GSSI-RoadScan30-Brochure.pdf>
- [13] HASCH, Dr. J.: *The Rising Wave of Millimeterwave Sensing*. (2020). – URL <https://www.ipcei-me.eu/wp-content/uploads/2020/11/7-The-rising-wave-of-mm-wave-sensing-Bosch-Juergen-Hasch-.pdf>
- [14] HUSSUNG, R. ; KEIL, A. ; FRIEDERICH, F.: *Handheld Millimeter Wave Imaging System based on a Two-Dimensional Multistatic Sparse Array*. In: *2020 45th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, 2020, S. 1-2
- [15] IDA, Nathan ; MEYENDORF, Norbert: *Handbook of Advanced Nondestructive Evaluation*. Springer, 2019. – URL <https://doi.org/10.1007/978-3-319-26553-7>. – ISBN 978-3-319-26552-0
- [16] IEEE XPLORE: *Suchanfrage: "Millimeter Wave Imaging"(2015 - 2022)*. Website. – URL <https://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?highlight=true&returnType=SEARCH&matchPubs=true&sortType=most-popular&refinements=ControlledTerms:millimetrewaveimaging&returnFacets=ALL>
- [17] INFINION TECHNOLOGIES AG: *XENSIV™ KIT CSK BGT60TR13C*. – URL [https://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/kit\\_csk\\_bgt60tr13c/](https://www.infineon.com/cms/en/product/evaluation-boards/kit_csk_bgt60tr13c/)
- [18] INFINION TECHNOLOGIES AG: *Sensor solutions for automotive, industrial, consumer and IoT applications*. 2022
- [19] INNOSENT GMBH: *ITR-3800*. Website. – URL <https://www.innosent.de/radarsysteme/itr-3800-radar-system/>
- [20] INNOSENT GMBH: *Wie präzise misst Radar?* Website. – URL <https://radar-blog.innosent.de/messgenauigkeit-von-radar/>

- [21] JÄHNE, Bernd: *Optimale Bildaufnahmesysteme*. Basler Innovation Break Vortragsreihe. Mai 2023
- [22] KLAUSING, Helmut (Hrsg.) ; HOLPP, Wolfgang (Hrsg.): *Radar mit realer und synthetischer Apertur*. Berlin, Boston : Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 1999. – URL <https://doi.org/10.1515/9783486598971>. – ISBN 9783486598971
- [23] LI, Jian ; STIOCA, Petre: *MIMO Radar Signal Processing*. Wiley-IEEE Press, 2008. – ISBN 978-0-470-17898-0
- [24] LI, Xinrong ; WANG, Xiaodong ; YANG, Qing ; FU, Song: Signal Processing for TDM MIMO FMCW Millimeter-Wave Radar Sensors. In: *IEEE Access* 9 (2021). – URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/9658500>
- [25] MEI, Hongyan ; TIAN, Weiming ; HUO, Ruiguo ; WANG, Jingyang: Design and implementation of MIMO radar real-time imaging system based on multicore DSP. In: *Journal of Physics: Conference Series* 19 (2021), S. 5927–5931
- [26] MOULDER, William F. ; KRIEGER, James D. ; MAJEWSKI, Janusz J. ; COLDWELL, Charles M. ; NGUYEN, Huy T. ; MAURAIIS-GALEJS, Denise T. ; ANDERSON, Thomas L. ; DUFILIE, Pierre ; HERD, Jeffrey S.: Development of a high-throughput microwave imaging system for concealed weapons detection. In: *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, 2016, S. 1–6
- [27] NATIONAL ACADEMIES OF SCIENCES, ENGINEERING, AND MEDICINE: *Airport Passenger Screening Using Millimeter Wave Machines: Compliance with Guidelines*. Washington, DC : The National Academies Press, 2017. – URL <https://nap.nationalacademies.org/catalog/24936/airport-passenger-screening-using-millimeter-wave-machines-compliance-with-guidelines>. – ISBN 978-0-309-46744-5
- [28] NXP SEMICONDUCTORS: *SAF85xx Evaluation Kit with Antenna*. – URL <https://www.nxp.com/products/radio-frequency/radar-transceivers-and-socs/saf85xx-evaluation-kit-with-antenna:SAF85XX-EVK>
- [29] NÜSSLER, Dirk ; FRIEDERICH, Fabian: Terahertz imaging arrays for industrial inline measurements. In: *2022 52nd European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, S. 36–39

- [30] PATOLE, Sujeet M. ; TORLAK, Murat ; WANG, Dan ; ALI, Murtaza: Automotive radars: A review of signal processing techniques. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 34 (2017), Nr. 2, S. 22–35
- [31] PEDROSS-ENGEL, Andreas ; WATTS, Claire M. ; REYNOLDS, Matthew S.: High-Throughput 3-D Millimeter-Wave Imaging of Packaged Goods : (Invited Paper). In: *2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20)*, 2020, S. 1–6
- [32] RICHARDS, Mark A.: *Fundamentals of Radar Signal Processing*. Second Edition. McGraw-Hill Education, 2014. – ISBN 978-0-07-179833-4
- [33] SCIENTIFIC VOLUME IMAGING B.V.: *Point Spread Function*. – URL [https://svi.nl/Point-Spread-Function-\(PSF\)](https://svi.nl/Point-Spread-Function-(PSF))
- [34] SRIVASTAV, Arvind ; NGUYEN, Phong ; MCCONNELL, Matthew ; LOPARO, Kenneth A. ; MANDAL, Soumyajit: A Highly Digital Multiantenna Ground-Penetrating Radar (GPR) System. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 69 (2020), Nr. 10, S. 7422–7436
- [35] SUN, Shunqiao ; PETROPULU, Athina P. ; POOR, H. V.: MIMO Radar for Advanced Driver-Assistance Systems and Autonomous Driving: Advantages and Challenges. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 37 (2020), Nr. 4, S. 98–117
- [36] SUN, Shunqiao ; ZHANG, Yimin D.: 4D Automotive Radar Sensing for Autonomous Vehicles: A Sparsity-Oriented Approach. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing* 15 (2021), Nr. 4, S. 879–891
- [37] TEXAS INSTRUMENTS: AWRx Cascaded Radar RF Evaluation Module. (2019). – URL <https://www.ti.com/lit/ds/swrs223c/swrs223c.pdf>
- [38] TEXAS INSTRUMENTS: AWR2243 Single-Chip 76- to 81-GHz FMCW Transceiver. (2020). – URL <https://www.ti.com/lit/ug/swru553a/swru553a.pdf>
- [39] TEXAS INSTRUMENTS: *Child-Presence and Occupant-Detection Reference Design Using 60-GHz Antenna-on-Package mmWave Sensor*. 2020. – URL <https://www.ti.com/lit/ug/tiduey3/tiduey3.pdf>
- [40] TEXAS INSTRUMENTS: Imaging Radar Using Cascaded mmWave Sensor Reference Design. (2020), S. 4
- [41] TEXAS INSTRUMENTS: Programming Chirp Parameters in TI Radar Devices. (2020)
- [42] TEXAS INSTRUMENTS: Signal Processing with 4 Chip Cascade. (2020)

- [43] TEXAS INSTRUMENTS: User's Guide: AWRx Cascaded Radar RF Evaluation Module. (2020)
- [44] TEXAS INSTRUMENTS: User's Guide: mmWave Studio GUI. (2020)
- [45] TEXAS INSTRUMENTS: mmWave Radar Interface Control Document. 2.19 (2021), S. 80
- [46] THOENISS, Thomas: Abbildungsfehler und Abbildungsleistung optischer Systeme. (2004)
- [47] UFACTORY Co., LTD.: *xArm User Manual*. – URL <http://download.ufactory.cc/xarm/en/xArmUserManual.pdf>
- [48] ULLMANN, Ingrid: *Neuartige Konzepte für die Radarbildgebung in heterogenen Medien*, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, Dissertation, 2021
- [49] VOLLMER, Jürgen: Die Diskrete Fourier Transformation (DFT). In: *Signal- und Systemtheorie 2* (2019)
- [50] WAGNER, Jonas ; DAHL, Christoph ; ROLFES, Ilona ; BAROWSKI, Jan: Synthetic Aperture Radar Imaging Using MIMO Frequency Modulated Continuous Wave Sensors. In: *2019 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2019, S. 136–138
- [51] WANG, Yong ; WANG, Wen ; ZHOU, Mu ; REN, Aihu ; TIAN, Zengshan: Remote Monitoring of Human Vital Signs Based on 77-GHz mm-Wave FMCW Radar. In: *Sensors* 20 (2020), Nr. 10. – URL <https://www.mdpi.com/1424-8220/20/10/2999>. – ISSN 1424-8220
- [52] WOLFF, Christian: *Signal-to-noise ratio*. Website. – URL <https://www.radartutorial.eu/18.explanations/ex09.en.html>
- [53] YANIK, Muhammet E.: *3D-MIMO-SAR Imaging*. Github Repository. 2020. – URL [https://github.com/meminyanik/3D-MIMO-SAR\\_Imaging](https://github.com/meminyanik/3D-MIMO-SAR_Imaging)
- [54] YANIK, Muhammet E.: *Millimeter-Wave Imaging Using MIMO-SAR Techniques*, The University of Texas at Dallas, Dissertation, 2020. – URL <https://hdl.handle.net/10735.1/8880>

- [55] YANIK, Muhammet E.: *MIMO-SAR-mmWave-Imaging-Toolbox*. Github Repository. 2020. – URL <https://github.com/meminyanik/MIMO-SAR-mmWave-Imaging-Toolbox/tree/master/Algorithms>
- [56] YANIK, Muhammet E. ; WANG, Dan ; TORLAK, Murat: Development and Demonstration of MIMO-SAR mmWave Imaging Testbeds. In: *IEEE Access* 8 (2020), S. 126019–126038
- [57] YANIK, Muhammet E.: *Simplified 2D mmWave Imaging*. Github Repository. 2018. – URL <https://github.com/meminyanik/Simplified-2D-mmWave-Imaging>
- [58] YOLE INTELLIGENCE: Radar for Automotive 2022 - Market and Technology Trends. (2022). – URL <https://www.yolegroup.com/product/report/radar-for-automotive-2022/>
- [59] ZHU, Guoqing ; YI, Zhiming ; WAAKO, Ivan ; YANG, Guangli: Research on Shallow Surface Imaging Technology of Millimeter-wave Radar. In: *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2020, S. 1–3
- [60] ZHU, Rongqiang ; ZHOU, Jianxiong ; JIANG, Ge ; FU, Qiang: Range Migration Algorithm for Near-Field MIMO-SAR Imaging. In: *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters* 14 (2017), Nr. 12, S. 2280–2284

# A Anhang

## A.1 Inhalte auf dem Datenträger

Auf dem Datenträger befinden sich folgende Anhänge und können bei Prof. Dr. Henning Mextorf und Prof. Dr. Ralf Wendel eingesehen werden.

- D1\_Simulation** Simulation der Punktzielantwort des Evaluierungsmoduls
- D2\_Kalibrierung** Skripte zur Kalibrierung des Evaluierungsmoduls
- D3\_Aufnahme\_Linearachse** Skripte zur Messung mit der Linearachse
- D4\_Aufnahme\_Roboterarm** Skripte zur Messung mit dem Roboterarm
- D5\_Optimalfilter** Rekonstruktionsalgorithmus mit einfacher Optimalfilterung
- D6\_Rek\_Nahfeldkorrektur** Rekonstruktionsalgorithmus mit Nahfeldkorrektur
- D7\_Messdaten** Rohdaten der Experimente

## A.2 Phasenkorrektur mittels GUI

Die Abb. 9.6a zeigt, dass die Phasen der einzelnen virtuellen Antennen in der vertikalen Achse im Nahfeld nicht korrekt sind. In einer grafischen Oberfläche kann die Phase jeder virtuellen Antenne manuell eingestellt werden. Das Ziel der manuellen Optimierung der Phase ist die Maximierung der Hauptkeule und die Unterdrückung von Nebenkeulen. Wenn die optimalen Phasenkorrekturwerte gefunden wurden, sollen diese auf Aufnahmen generischer Szenen des gleichen Abstands angewendet werden und somit ein valides Abbild der Szene liefern. Praktisch wird dies auf Basis des bisherigen Optimalfilter-Algorithmus umgesetzt. Die Korrekturwerte  $w_n$  der virtuellen Antennen lassen sich mit Schiebereglern einstellen. Mit jeder Änderung der Regler, wird das Bild mit den aktuellen Korrekturwerten rekonstruiert und angezeigt.

Der resultierende Korrekturvektor  $e^{j\vec{w}}$  wird mit den fokussierten SAR-Daten  $s[x, y]$  im Frequenzbereich für jeden horizontale Messposition multipliziert. Diese Multiplikation mit dem komplexen Zeiger wirkt sich in einer Phasenverschiebung des Zeitsignals aus.

$$s_{\text{korrr}}[x, y] = s[x, y] \cdot e^{j\vec{w}} \quad (\text{A.1})$$

Die Abb. A.1 zeigt die Rekonstruktion der bereits zuvor in Abb. 9.6a dargestellten Aufnahmedaten mit optimierten Phasenwerten. Mit der Korrektur ist das Punktziel eindeutig zu erkennen. Die maximale vertikale Nebenkeule beträgt nur noch -12,6 dB und die maximale horizontale Nebenkeule -12,4 dB.

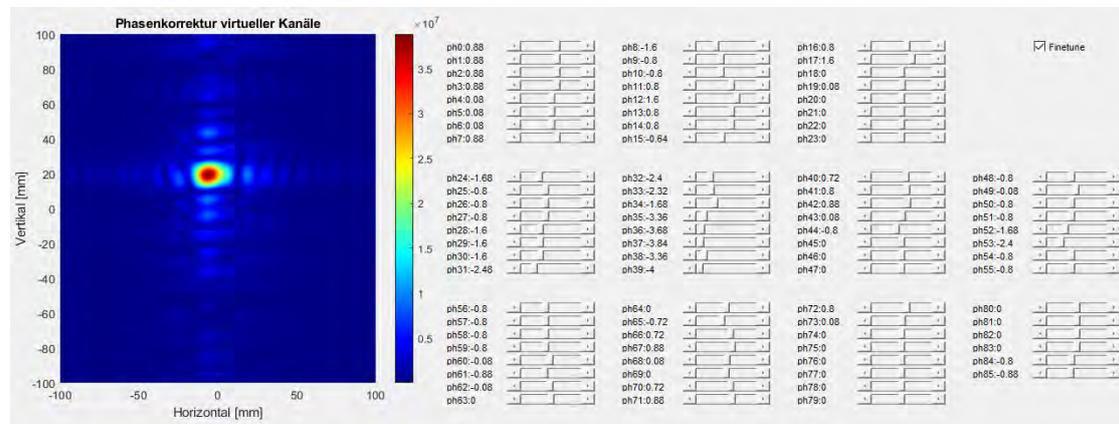


Abbildung A.1: GUI zur Korrektur der Phasen

Für die Bestimmung der Phasenverschiebungen ist keine systematische Vorgehensweise bekannt, weshalb die Methode sehr umständlich ist. Zudem müsste für jeden Abstand die manuelle Anpassung der Phasen erneut durchgeführt werden. Aufgrund dieser Nachteile wird der Ansatz in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

### A.3 SAR-Versuchsaufbau mit Roboterarm

Als Alternative zu dem Versuchsaufbau mit der Linearachse wird ein Roboterarm verwendet, um das Evaluierungsmodul im Raum zu positionieren. Mit dem Roboterarm

kann im Vergleich zur Linearachse auch in die vertikale Richtung verfahren werden. Er ist somit flexibler und größere zweidimensionale Aperturen sind umsetzbar.



Abbildung A.2: xArm 6 Roboterarm [47]

Für den Aufbau steht ein xArm 6 Roboterarm der Firma UFACTORY zur Verfügung. Dieser weist sechs Achsen und eine maximale Reichweite von 70 cm auf. Mittels Python-SDK lässt sich der Roboter mit sehr geringem Aufwand steuern [47].

### A.3.1 Entwicklung der Messroutine

Um Messungen automatisiert durchführen zu können, wird das LUA-Skript aus Abs. 9.2 angepasst. Die Aufnahme erfolgt zeilenweise, wie in Abb. A.3 dargestellt. Anstatt des Ansteuerungsskripts der Linearachse wird ein Python-Skript aufgerufen, welches die Position und Ausrichtung des befestigten Antennenfrontend steuert. Die Datenvorverarbeitung wird ebenfalls für die zusätzliche Dimension angepasst (vgl. A.1).

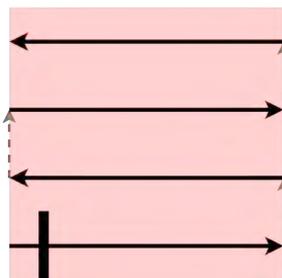


Abbildung A.3: Fahrweg des Roboterarms

### A.3.2 Evaluierung

Um die Funktionstüchtigkeit des Systems zu validieren wird ein Punktziel aufgenommen. Hierzu wird der Roboterarm samt Evaluierungskit auf einem Tisch montiert und ein Punktziel in einem Abstand von 320 mm positioniert (vgl. Abb. A.4). Damit das Ergebnis mit den Aufnahmen der Linearachse vergleichbar ist, werden pro Messposition 22 vertikale virtuelle Antennen des Radarfrontends für die Rekonstruktion verwendet. In der Horizontalen werden 86 Positionen angefahren mit einem Abstand von  $\lambda/4$  in insgesamt vier Zeilen, die jeweils eine Distanz von  $22 \cdot \lambda/4$  zueinander aufweisen. Somit entsteht eine virtuelle Apertur von  $86 \times 88$  Antennenpositionen.

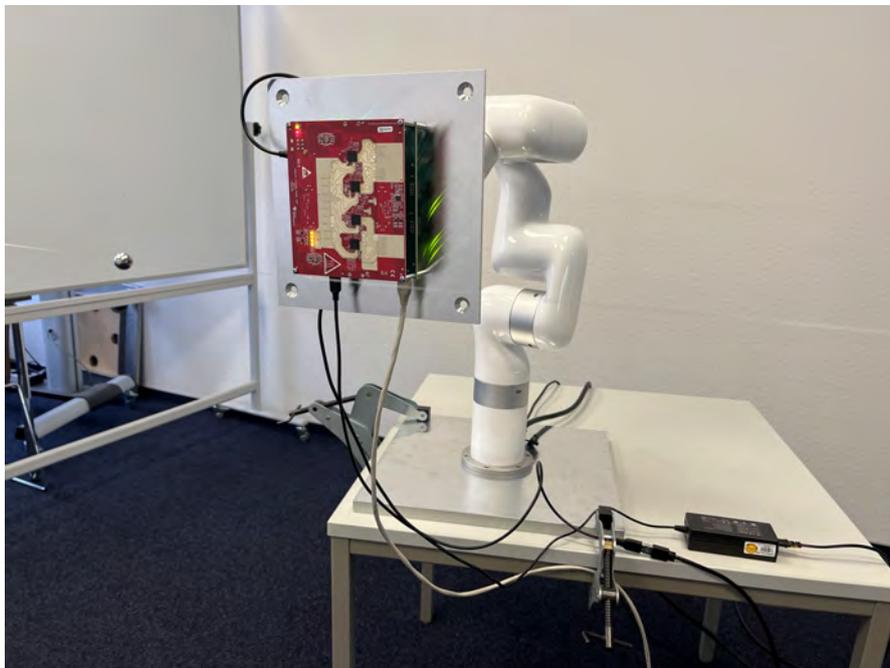


Abbildung A.4: Versuchsaufbau mit Roboterarm

Das rekonstruierte Abbild (Abb. A.5) ist im Vergleich zu der PZA mit der Linearachse (vgl. Abb. 10.4b) deutlich ungleichmäßiger. Der Grund hierfür ist die ungenügende Präzision der Positionierung des Radarfrontends durch den Roboterarm. Aufgrund des unzureichenden Ergebnis wird der Ansatz mit dem Roboterarm in dieser Ausarbeitung nicht weiter verfolgt.

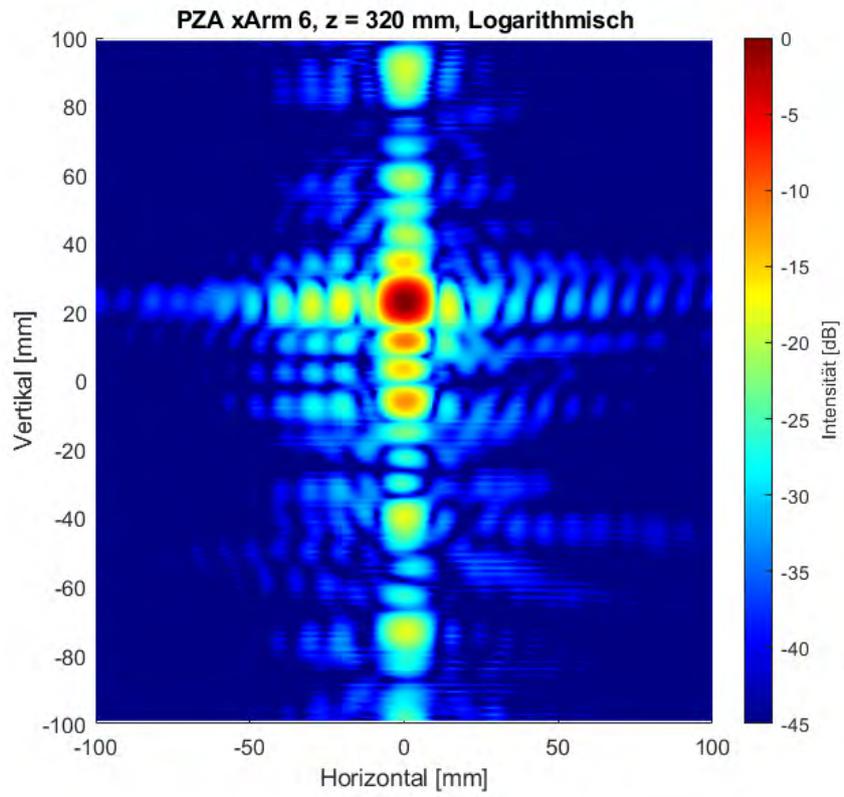


Abbildung A.5: Punktzielaufnahme mit dem Roboterarm

## A.4 Weitere Anhänge

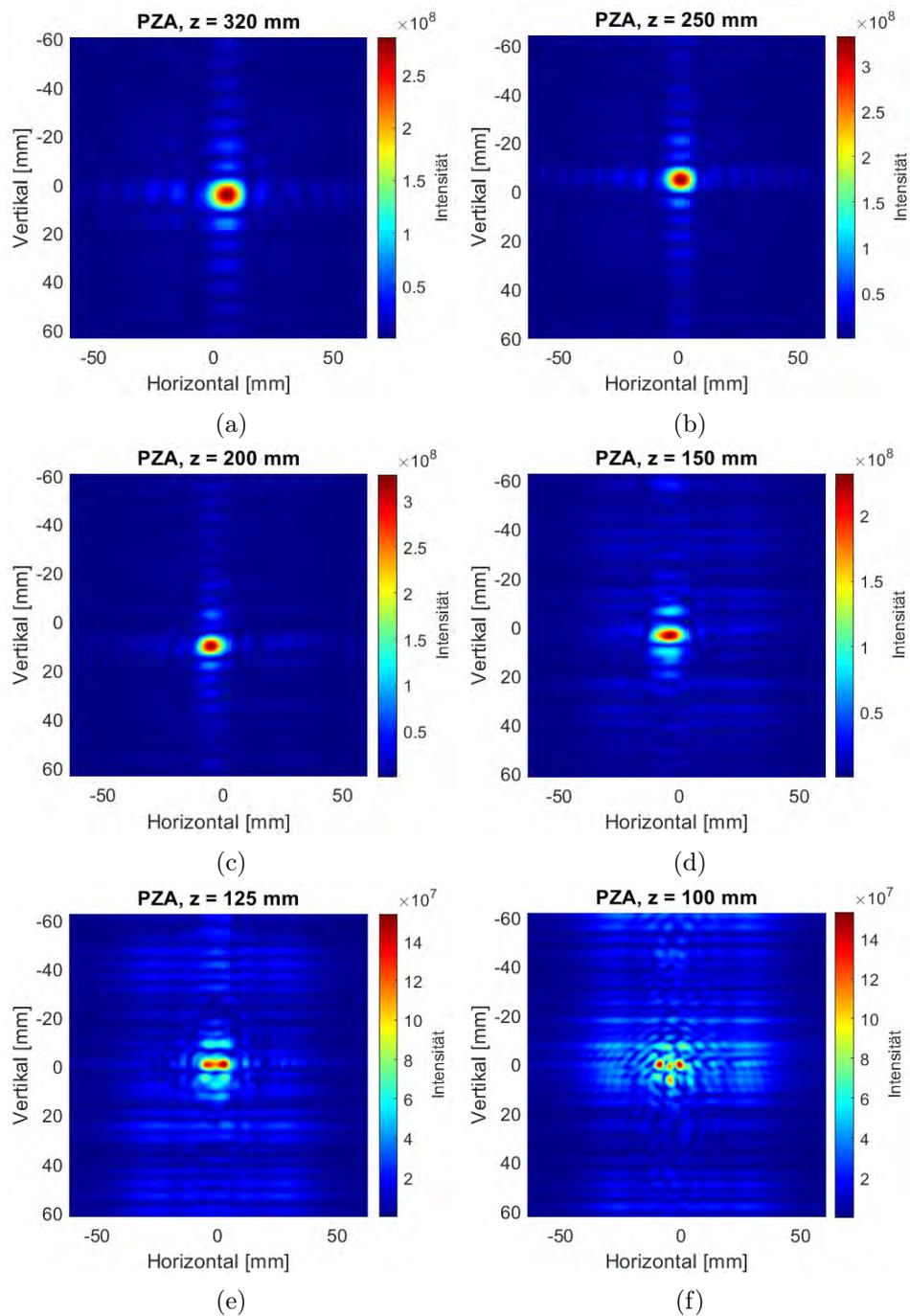


Abbildung A.6: Vergleich der PZA bei unterschiedlichen Objektabständen: 320 mm (a), 250 mm (b), 200 mm (c), 150 mm (d), 125 mm (e), 100 mm (f)

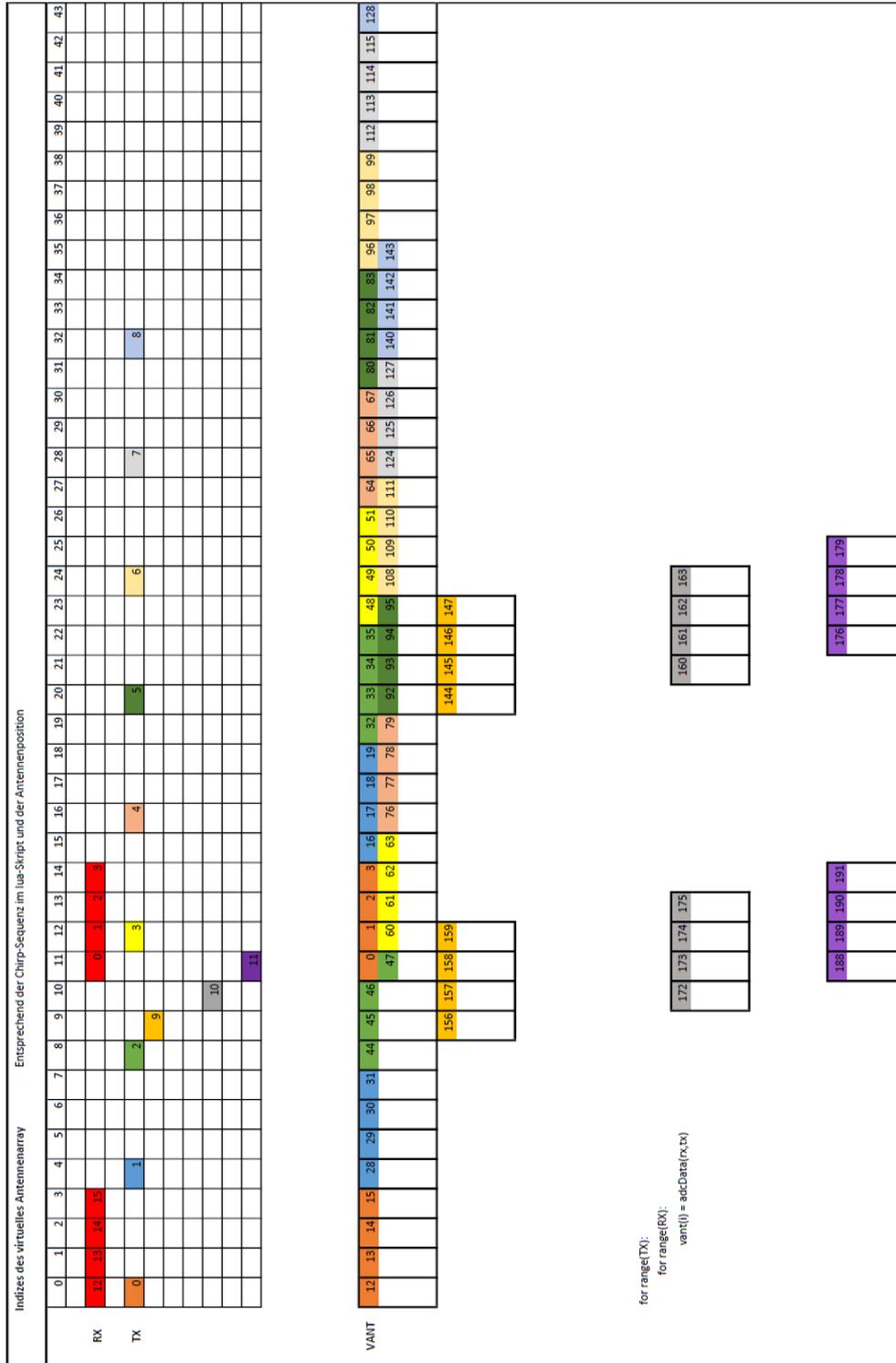


Abbildung A.7: Indizes der virtuellen Antennen des EVMs (1/2)



## **Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

---

Ort

Datum

Unterschrift im Original