

Technische Universität München
Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik

Abbildung mit Millimeterwellen für die Personenkontrolle

Sebastian Bertl

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung
des akademischen Grades eines

– Doktor-Ingenieurs –

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Ralph Kennel
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. habil. Jürgen Detlefsen
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Lorenz-Peter Schmidt
(Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg)

Die Dissertation wurde am 16.02.2009 bei der Technischen Universität
München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik am 24.09.2009 angenommen.

Das Buch kann auch online oder über den Buchhandel beim Logos Verlag
Berlin (<http://www.logos-verlag.de>) bestellt werden.
ISBN: 978-3-8325-2356-5

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fachgebiet Hochfrequente Felder und Schaltungen der Technischen Universität München entstanden.

Mein besonderer Dank gilt Professor Dr.-Ing. J. Detlefsen dafür, dass er mir die Durchführung dieser Arbeit ermöglichte. Seine Bereitschaft, jederzeit mit guten Ratschlägen und hilfreichen Diskussionen zur Seite zu stehen waren mir eine Hilfe.

Herrn Professor Dr.-Ing. Lorenz-Peter Schmidt von der Universität Erlangen-Nürnberg danke ich für sein Interesse an der Arbeit und seine Bereitschaft als Prüfer der Dissertation mitzuwirken.

Weiterhin möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing Alexander Dallinger bedanken, der durch seine stets kollegiale Zusammenarbeit im mit der Arbeit verbundenen Projekt diese förderte.

Allen Kolleginnen und Kollegen am Fachgebiet danke ich für ihre stete Hilfsbereitschaft und das gute Arbeitsklima.

Für die Beratung und schnelle, präzise Anfertigung der mechanischen Arbeiten bedanke ich mich bei allen Werkstattangehörigen, insbesondere bei den Herren M. Agerer und J. Franzisi.

Auch allen Studenten die im Rahmen von Diplom- und Studienarbeiten bzw. in Form einer Werkstudententätigkeit Aspekte der Fragestellungen bearbeitet haben gilt mein Dank. Stellvertretend für alle Beteiligten danke ich Herrn Dipl.-Ing. Aurélien Talfer, für seine hilfreichen Untersuchungen zum Abbildungsvorgang mit linearen synthetischen Aperturen.

München, im Februar 2009

Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden Methoden zur Abbildung von Gegenständen mit Millimeterwellen (MMW) analysiert und anhand eines Messsystems umgesetzt. Ein mögliches Anwendungsgebiet ist die Personenkontrolle in sicherheitskritischen Bereichen. Um das Streuverhalten von Gegenständen im MMW-Bereich in verschiedenen Messgeometrien genauer beschreiben zu können, wird mit Hilfe numerischer Berechnungsverfahren u.a. das Streuverhalten dielektrischer Körper analysiert. Ausgehend von der reinen Fourierraumbetrachtung werden Methoden vorgestellt, welche unter Berücksichtigung des Streuverhaltens der beleuchteten Objekte kombinierte Aussagen zu Auflösungsvermögen und Sichtbarkeit von Objekten zulassen. Zur messtechnischen Bestimmung der gestreuten Felder wird ein multistatisches Messsystem mit zirkularer synthetischer Apertur und interferometrischer Erweiterung vorgestellt. Die Rekonstruktionsergebnisse zeigen, dass bei schräger Beleuchtung alle Inhomogenitäten, sowohl material- als auch strukturbedingt, sowie Spiegelpunkte lokalisiert werden können.

Abstract

In this work methods for imaging of objects using millimetre-waves (MMW) are analysed and realised in a measurement system. The possible field of application lies in the inspection of persons in security critical areas. In order to be able to describe the scattering behaviour of relevant objects in the MMW-domain for different measurement geometries in more detail, numerical computational techniques are applied e.g. to analyse the scattering behaviour of dielectric objects. Starting with the pure Fourier-space description, methods are presented that additionally consider the scattering behaviour and therefore allow for combined statements concerning resolution and visibility of objects. For the measurement of the scattered field a multistatic setup with a circular synthetic aperture and an interferometric extension is presented. The reconstruction results show, that both material and structural inhomogeneities, as well as specular points can be localised using a slanted illumination.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Beschreibung des Gesamtzusammenhangs	1
1.1.1	Aufgabenstellung	1
1.1.2	Physikalische Eigenschaften relevanter Materialien	2
1.1.3	Möglichkeiten zur Abbildung im MMW-Bereich	4
1.1.4	Abbildungskonzept	4
1.1.5	Charakteristika des Konzepts	6
1.1.6	Verwendete Verfahren	7
1.2	Stand der Forschung	7
1.3	Übersicht	10
2	Rekonstruktionsverfahren und Abbildungseigenschaften	13
2.1	Streuung elektromagnetischer Wellen – Signalmodell	13
2.1.1	Übliche Näherungen und Vereinfachungen	13
2.1.2	Darstellung des Streuproblems im Frequenzraum	15
2.1.3	Beispiele für die Reflektionsmessung	18
2.2	SAR-Prinzip	20
2.2.1	Allgemeine Messanordnung	22
2.2.2	Geometrisches Auflösungsvermögen	23
2.2.3	Systemtheoretische Beschreibung der SAR-Verarbeitung	27
2.3	Rekonstruktion für zirkuläre Aperturen – Monostatik	34
2.3.1	Unterschiede zur linearen Apertur	34
2.3.2	Mögliche Rekonstruktionsgebiete	34
2.3.3	Rekonstruktionsverfahren	35
2.3.4	Sichtbarkeit eines Objekts entlang der kreisförmigen Apertur	37
2.3.5	Auflösungsvermögen einer kreisförmigen Apertur	38
2.4	Bistatische Anordnungen mit zirkularer synthetischer Apertur	42
2.4.1	Algorithmen für die Rekonstruktion bistatischer Messdaten	42
2.4.2	Bestimmung des bistatischen Auflösungsvermögens	43
2.4.3	Bistatische Auflösungseigenschaften bei Änderung der Geometrie	46

3	Numerische Streufeldbestimmung	51
3.1	Möglichkeiten zur numerischen Analyse des Streuverhaltens	51
3.1.1	Überblick	51
3.1.2	Motivation der Verwendung optischer Näherungen	52
3.1.3	Vergleich der Methoden bei einfachen Objekten	53
3.2	Vergleich möglicher Messanordnungen	55
3.2.1	Durchführung	56
3.2.2	Streuverhalten entlang einer linearen Apertur	57
3.2.3	Streuverhalten entlang einer zirkularen Apertur	58
3.3	Betrachtung dielektrischer Körper	62
3.3.1	Vergleich des Rückstreuquerschnitts	63
3.3.2	Abbildung eines dielektrischen Streukörpers	64
3.3.3	Abbildung bei modifizierter bistatischer Geometrie	65
3.4	Einfluss eines reflektierenden Hintergrunds	69
4	Systembeschreibung und Aspekte zur Kalibrierung	73
4.1	Funktionsprinzip der FMCW-Radarsensoren	73
4.1.1	FMCW Radarprinzip	73
4.1.2	Systemaufbau der Sensoren	74
4.1.3	Mechanischer Aufbau	76
4.1.4	Mögliche Betriebsmodi	76
4.2	Aufbau der Antennen	77
4.3	Kombinierter mono- und bistatischer Messaufbau	79
4.3.1	Laufzeitstaffelung der unterschiedlichen Signalanteile	79
4.3.2	Dimensionierung der Verzögerungsleitung	82
4.4	Datenaufbereitung	84
4.4.1	Hilbert Transformation	85
4.4.2	Kalibrierung – Mono- und bistatischer Aufbau	88
4.4.3	Aspekte zur Kalibrierung hinsichtlich der Interferometrie	89
5	Analyse der Amplitudenbilder und Objektdetektion	95
5.1	Rekonstruktionsergebnisse an einem Testobjekt	95
5.2	Verifikation der Systemeigenschaften	96
5.2.1	Azimutaufklärungsvermögen in Abhängigkeit der Größe des Aperturausschnitts	96
5.2.2	Radiales Auflösungsvermögen und Bandbreitenabhängigkeit	98
5.3	Analyse der Amplitudenverteilungen einzelner Bildbereiche	100
5.4	Objektdetektion – CFAR Verfahren	103
5.4.1	OS-CFAR	105

5.4.2	Weibull CFAR	106
5.4.3	Ergebnis des CFAR-Algorithmus im Vergleich zur ursprünglichen Darstellung	107
5.5	Ausgewählte Beispiele für monostatische Messungen	109
5.5.1	Visualisierung durch Überlagerung von optischen Bildern mit Millimeterwellenbildern	109
5.5.2	Isolierte Objekte an definierter Position	109
5.5.3	PVC-Zylinder mit diversen Gegenständen bei 35 GHz Bandbreite	111
5.5.4	Vergleich mit Bildern einer linearen Apertur	115
5.5.5	Messungen an Personen	115
5.6	Auswertung bistatischer Messdaten	116
5.6.1	Ergebnisse für isolierte Objekte	116
5.6.2	Verifikation des Auflösungsvermögens anhand von Messdaten	119
5.6.3	Kombination mit monostatischen Messungen	120
5.6.4	Bistatische Rekonstruktion für Personenmessungen	121
5.7	Bewegung von Streuzentren und Ansätze zur Kompensation	124
6	Methoden zur räumlichen Fokussierung	125
6.1	Interferometrie	125
6.2	Phasenauswertung für isolierte Streuzentren	131
6.2.1	Zusammenhänge zum Phasenverlauf um ein einzelnes Streuzentrum	131
6.2.2	Veranschaulichung anhand synthetischer Daten	135
6.3	Anwendung des Interferometriepinzips auf Messdaten	135
6.3.1	Rekonstruktion entlang der Hauptachsen des Systems	135
6.3.2	Eindeutigkeitsbereich für die Interferometrieauswertung bei der Personenmessung	136
6.4	Amplitudenfokussierung	136
6.5	Kombinationsmöglichkeiten zur eindeutigen Fokussierung	139
6.5.1	Vergleich der Fokussiermethoden	139
6.5.2	Fokussierungskonzept für isolierte Streuzentren	142
6.6	Beispiele zur räumlichen Fokussierung	142
6.6.1	Räumliche Abbildung von Objekten auf einem PVC-Zylinder	142
6.6.2	Anwendung auf Personenmessungen	144
7	Vergleich von Abbildungsanordnungen	149
7.1	Betrachtung erweiterter Aperturanordnungen	149
7.1.1	Streufeldberechnung	149

7.1.2	Untersuchung durch messtechnische Streufelderfassung	151
7.2	Struktur des Abbildungsvorgangs	157
8	Zusammenfassung	165
	Literaturverzeichnis	169
A	Nomenklatur	179
B	Überblick zu Betriebsmodi und Komponenten	183
C	Ergänzungen	187
C.1	Frequenzbereichsalgorithmus für lineare synthetische Aperturen	187
C.2	Größen zur Beurteilung der Bildqualität	190
C.3	Statistische Verteilung der Amplitudenbilder	192
C.4	Weibull Verteilung und CFAR	193
C.5	Kubische Splines	196

1 Einleitung

1.1 Beschreibung des Gesamtzusammenhangs

1.1.1 Aufgabenstellung

Die Verwendung von Millimeterwellen zur Detektion am Körper getragener Waffen oder Sprengstoffe stellt eine Möglichkeit dar die bestehende Infrastruktur an Zugängen zu sicherheitskritischen Umgebungen zu verbessern. Millimeterwellen (MMW) sind dafür von besonderem Interesse, da sie Kleidung durchdringen können jedoch im Vergleich zu Röntgenstrahlen aufgrund fehlender ionisierender Wirkung gesundheitlich unbedenklich sind. Die Effektivität der Kontrollen soll durch den Einsatz von Millimeterwellen verbessert werden, so dass, anders als beim Einsatz von Metalldetektoren, auch nicht-metallische Objekte (z. B. Gegenstände aus Keramik), die am Körper mitgeführt werden, auszumachen sind. Somit könnten auch diejenigen bedrohlichen Gegenstände entdeckt werden, die mit den bisherigen Mitteln nicht oder nur sehr schwer zu erkennen sind. Abtastkontrollen, die wahrnehmbar in die Persönlichkeitsrechte eingreifen, könnten damit weitgehend abgelöst werden.

Zur Realisierung eines hochauflösenden bildgebenden MMW-Scanners ist ein Messsystem mit möglichst großer Bandbreite und die Verwendung einer möglichst großen Apertur (bzgl. der Wellenlänge) notwendig. Mit dem Begriff Apertur wird in der Optik, "die Öffnung eines technischen Gerätes, durch das Lichtstrahlen weitergeleitet werden" [106] bezeichnet. Im Millimeterwellenbereich wird dazu analog der geometrische Bereich, in dem das elektromagnetische Feld erfasst wird, als Apertur bezeichnet.

Grundsätzlich gilt, dass man breitbandige Systeme leichter bei höheren Frequenzen realisieren kann. Aus technologischer Sicht ist der Frequenzbereich bis ca. 110 GHz gut entwickelt. Prinzipiell sind bei diesen Frequenzen alle für ein Gesamtsystem benötigten Komponenten kommerziell verfügbar. Erst in jüngster Zeit werden auch bei 200 GHz technologische Fortschritte erzielt. Vieles ist auch heute noch in der Erprobungsphase. Nicht alle benötigten Komponenten sind verfügbar.

Voruntersuchungen ergaben, dass ein MMW-Messsystem im *W*-Band – 75...110 GHz – die geforderten Eigenschaften erfüllen kann und allen Pa-

parametern hinsichtlich Auflösung, Kosteneffizienz, Robustheit, Kompaktheit genügt. Daher wurde das W -Band als Arbeitsfrequenzbereich ausgewählt.

1.1.2 Physikalische Eigenschaften relevanter Materialien

Menschliche Haut

Die menschliche Haut stellt bei der Abbildung von Objekten an Personen immer den Hintergrund dar. Sie muss deswegen ausreichend Kontrast im Vergleich zu den Objekten bieten, um diese davon unterscheidbar zu machen. Abb. 1.1 zeigt die Permittivität menschlicher Haut nach dem in [33] veröffentlichten Daten für ein Debyemodell. Die Daten basieren auf einem Modell, dessen Parameter mit Hilfe von Messdaten bestimmt worden sind.

Die dominante Funktionalität der homogenen menschlichen Haut, die für Millimeterwellenfrequenzen eine zu vernachlässigende Rauheit aufweist, ist die Reflektion der einfallenden Welle. Bei senkrechtem Einfall wird die einfallende Welle zum Sensor zurückreflektiert, in der Abbildung ergibt sich ein Spiegelpunkt (Glanzpunkt). Bei schrägem Einfall sind Einfalls- und Ausfallswinkel verschieden, so dass die Energie der einfallenden Welle zum großen Teil weg vom Sensor in den freien Raum gestreut wird. Diese Bereiche der Körperoberfläche erscheinen damit im Millimeterwellenbild dunkel. Dagegen führen alle Körperbereiche mit geometrisch nicht glatter Oberfläche, sowie alle Objekte mit Kanten, Ecken oder sonstigen Inhomogenitäten, z. B. auch raue Oberflächenverläufe, zur Streuung der einfallenden Welle und damit zu Bilddetails im Millimeterwellenbild. Da das Ziel eines Personenscanners letztendlich nicht ein perfektes Abbild der untersuchten Person ist, sondern die Detektion relevanter, am Körper getragener und eventuell gefährlicher Gegenstände, ergibt sich aus dieser Eigenschaft, dass solche Objekte besonders gut sichtbar werden. Diese Selektivität bei schräger Beleuchtung erscheint von Vorteil für die Aufgabenstellung. Sie hat allerdings aber auch zur Folge, dass für die Sicherheit unkritische geometrische Inhomogenitäten wie z. B. die Falten in einem Kleidungsstück ebenfalls deutlich sichtbar werden.

Kleidung

Zur Detektion von Objekten, die unterhalb der Kleidung getragen werden, ist es notwendig diese zu durchdringen. In [35] wird dazu ein Überblick über verschiedene Materialien gegeben. Die niedrigen Dämpfungswerte legen nahe, dass Kleidungsstücke die Abbildung darunter verborgender Gegenstände kaum stören. Allerdings sind Inhomogenitäten wie Falten oder Nähte bei schräger Beleuchtung im MMW-Bild sichtbar.

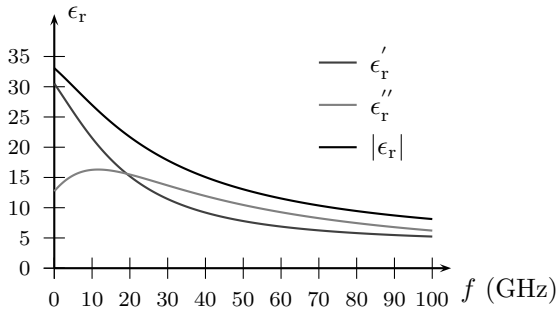


Abb. 1.1 Relative Permittivität für trockene menschliche Haut nach [33]

Keramische Werkstoffe

Für die Personenkontrolle mit Millimeterwellen sind insbesondere kritische Gegenstände aus Kunststoffen oder Keramiken von Interesse. Diese können mit den heute sich im Einsatz befindlichen Metalldetektoren nicht erkannt werden. Typische Materialien zur Herstellung von Keramikmessern sind z. B. Aluminiumoxid (Al_2O_3) oder Zirkonoxid (ZrO_2). In [68] sind Messdaten im Frequenzbereich von 9 GHz bis 145 GHz dokumentiert. In diesem Frequenzbereich verhalten sich die Materialien weitestgehend frequenzunabhängig und Verluste können vernachlässigt werden ($\tan \delta \approx 10^{-4}$). Die Permittivität ϵ_r ist vergleichsweise hoch und liegt für (Al_2O_3) bei 10, für monoklines Zirkonoxid (m- ZrO_2) im Bereich 14...21 und bei Zirkonoxid mit tetragonalem Kristallsystem (t- ZrO_2) zwischen 40 und 45. Andere Oxide werden beigemischt, um die Kristallstruktur zu stabilisieren. Aufgrund der hohen dielektrischen Konstanten sind entsprechend hohe Reflektionskoeffizienten und spiegelnde Eigenschaften zu erwarten. Bei richtiger Ausrichtung senkrecht zur Einfallrichtung ist mit einem starken Signal am Empfänger zu rechnen. Nicht runde Gegenstände können aber zusätzlich durch Effekte wie Kantenstreuung sichtbar gemacht werden.

Sprengstoffe

Daten zu dielektrischen Eigenschaften von Sprengstoffen im MMW-Bereich sind nur spärlich in der Literatur vorhanden. Dagegen ist der Mikrowellenbereich aufgrund von langjährigen internationalen Forschungsaktivitäten auf dem Gebiet der Minendetektion mit Radargeräten (Ground Penetrating Radar) sehr gut dokumentiert [88]. Sprengstoffe sind im Allgemeinen nur schwer klassifizierbar, da neben den industriell und militärisch genutzten Typen viele weitere Varianten hergestellt werden können. Sprengstoffe wie TNT, RDX, HMX, PETN oder Tetryl und Mischprodukte wie Comp B, Comp

C-4, Detasheet, Octol oder Semtex-H besitzen ein niedriges ϵ_r zwischen 2 und 3. Verluste sind kaum vorhanden. Um den Umgang mit Sprengstoffen zu vermeiden, kann als Simulationsmaterial z.B. Wachs ($\epsilon_r = 2.5 \dots 3.0$) benutzt werden, das ähnliche dielektrische Eigenschaften aufweist. Relativ handhabungsunsichere Sprengstoffe wie Nitroglyzerin oder Ammonium Nitrat besitzen ein ϵ_r von 19 bzw. 7.

1.1.3 Möglichkeiten zur Abbildung im MMW-Bereich

Direkte Abbildung:

Systeme mit direkter Fokussierung verwenden reale Aperturen, wie Linsen oder große Antennenstrukturen. Die erzielbare Auflösung ist proportional zum Verhältnis Wellenlänge/Aperturgröße, d. h. für eine gute Auflösung ist die Verwendung großer Aperturen bei hohen Frequenzen notwendig. Dreidimensionale Objekte können nur durch Anpassung der Fokussierungsebene scharf gestellt werden. Problematisch ist das Scannen größerer Gebiete. Echtzeitfähigkeit ist unter der Voraussetzung der Verfügbarkeit einer schnellen Verfahreinrichtung realisierbar.

Indirekte Abbildung:

Tomografische Verfahren und Radarsysteme mit synthetischer Apertur (SAR) erzielen eine Fokussierung durch numerische Prozessierung aufgenommener Rohdaten. Theoretisch sind zur Abbildung eines 3D-Objekts eine zweidimensionale Apertur, die Verwendung vieler Messrichtungen und/oder die Verwendung eines breitbandigen kohärenten Sensors notwendig. Die laterale Auflösung ist proportional zur realen Aperturgröße, d. h. bei Verwendung kleiner Antennen ist die Auflösung entsprechend gut. Die numerische Fokussierung kann zu einem hohen rechnerischen Aufwand führen.

1.1.4 Abbildungskonzept

Bei der Streufelderfassung sind größere flächenhafte Aperturbereiche auszuwerten. Während eine elektronische Abtastung mit hohen Hardwarekosten verbunden ist, benötigt eine mechanische Abtastung relativ hohen zeitlichen Aufwand. Diese Gründe legen nahe, die Anzahl der Abtastpunkte und Abtastrichtungen möglichst gering zu halten. Deshalb soll maximal eine Abtastrichtung mechanisch erfasst werden, um eine schnelle Messdatenaufnahme zu erreichen. Aufgrund des möglichen Anwendungsfeldes im Rahmen eines Sicherheitsportals soll die Person während der Messung an einem definierten Ort stehen. In dieser Anordnung ist es möglich, mit nur einer

Verfahrerrichtung (entlang einer Kreisbahn) mechanisch abzutasten und dennoch, unter Ausnutzung des Entfernungsauflösung in vertikaler Richtung, eine Abbildung der gesamten Person zu erreichen.

Das Konzept zur Abbildung von Personen und Objekten basiert auf dem Synthetischen Apertur Radar (SAR) Prinzip mit zirkularer Apertur (siehe Abb. 1.2). Durch Verfahren eines aktiven und kohärenten Sensors auf einer Kreisbahn kann die Person von allen Seiten beleuchtet und das Streufeld vermessen werden. Über den Abtastvorgang längs der Kreisbahn mit genügend hoher Abtastdichte wird die synthetische Apertur generiert. Die anschließende numerische Prozessierung der Messdaten erzeugt die laterale Auflösung. Der Einsatz eines breitbandigen Sensors bringt zusätzlich die Auflösungsfähigkeit in Entfernungsrichtung mit sich. Insgesamt kann damit ein zweidimensionales Bild rekonstruiert werden. Die Abbildungskonfiguration mit zirkularer synthetischer Apertur zeichnet sich durch den geringen Aufwand bezüglich Hardware, Mechanik und Synchronisation aus.

Um eine eindeutige Abbildung bzgl. der Entfernungsrichtung sicherzustellen und um die spiegelnden Reflektionen des menschlichen Körpers weitestgehend zu unterdrücken, wird die Beleuchtung schräg eingestellt, d. h. der Sensor muss sich entweder unterhalb oder oberhalb der Person befinden. Eine deutliche Verbesserung, im Vergleich zur Beleuchtung aus einer Richtung, ist durch Hinzunahme von mindestens einer weiteren Perspektive zu erwarten. Abb. 1.2 zeigt das Systemkonzept bestehend aus einem unterhalb der Person angeordneten Sensor und einem zweiten Sensor oberhalb der Person.

Durch Hinzunahme eines weiteren Sensors werden Abschattungseffekte durch exponierte Körperteile kompensiert. Stellt man Kohärenz zwischen den beiden Sensoren her, kann das Streufeld zusätzlich zur monostatischen Messung auch mit räumlich voneinander getrennten Sendern und Empfängern in einer bistatischen Messanordnung erfasst werden. Die Möglichkeit der kohärenten, multistatischen Erfassung des Streufelds ist neuartig.

Die durch die Messung entlang einer Kreisbahn mit einem Sensor gewisser Bandbreite sich ergebende zweidimensionale Bildinformation kann durch Erfassung der interferometrischen Information mit zwei Empfangskanälen pro Sensor erweitert werden. Es ergeben sich entsprechend pro Sensor zwei zweidimensionale Bilder, aus deren Phasendifferenz Informationen über die dritte Dimension berechnet werden können. Durch diese Auswertung kann ein dreidimensionales Bild generiert werden.

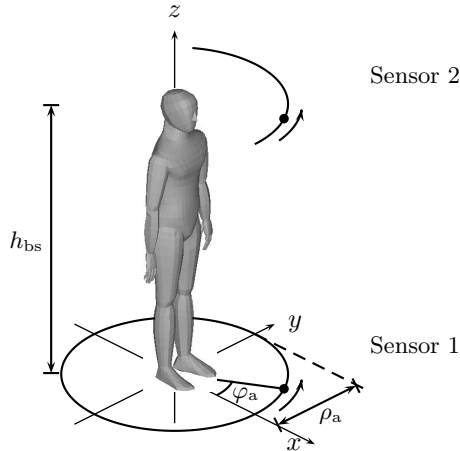


Abb. 1.2 Skizze zum Abbildungskonzept mit den kreisförmigen Aperturen ober- und unterhalb der abzubildenden Person

1.1.5 Charakteristika des Konzepts

Die wesentlichen Eigenschaften des aus den Anforderungen abgeleiteten Konzepts sind:

- Minimierung der Anzahl der Sende- und Empfangsmodule
- schnelle Bildgenerierung/Auswertung bei zirkularer synthetischer Apertur im Vergleich zum SAR mit zylindrischer synthetischer Apertur
- hohe Ortsauflösung durch Breitbandsensor und zirkulare synthetische Apertur
- Mechanisch einfach/robust und wartungsfreundlich
- Geringer Synchronisierungsaufwand zwischen der mechanischen zirkularen Verfahrenrichtung und der Elektronik zur Ansteuerung der Radarsensoren
- Verwendung weniger MMW-Quellen möglich und daher kosteneffizient.

1.1.6 **Verwendete Verfahren**

Das entwickelte Systemkonzept basiert auf grundlegenden Prinzipien der Radartechnik und der Abbildungstheorie:

- Das Messsystem verwendet das Prinzip des FMCW (frequency modulated continuous wave) Radars.
- Durch Laufzeitstaffelung ist eine gleichzeitige Erfassung des Streufelds für verschiedene Messgeometrien (mono- und bistatisch) möglich.
- Das Abbildungsprinzip entspricht dem des Synthetischen Apertur Radars (SAR / ISAR), das auf eine zirkulare Apertur angewendet wird.
- Die eingesetzten Rekonstruktionsmethoden bauen auf den zugehörigen Methoden der SAR-Datenauswertung auf, die bei der Radar-Fernerkundung (flugzeug- bzw. satellitengestütztes SAR zur Abbildung, Vermessung und Kartierung der Erdoberfläche) eingesetzt werden.
- Das dort ebenfalls verwendete Prinzip der interferometrischen Bildauswertung wird modifiziert zur dreidimensionalen Abbildung eingesetzt.

1.2 **Stand der Forschung**

Die Aufgabenstellung Abbildung mit Mikro- und Millimeterwellen ist ein Gebiet, zu dem unterschiedlichste Disziplinen der angewandten Hochfrequenztechnik in den letzten Jahrzehnten beigetragen haben. Das reicht von der klassischen Radartechnik über ihre Anwendungen von Millimeterwellen in der Fahrzeugtechnik (Autonomous Cruise Control (ACC) -Radar) zur Fernerkundung durch das Synthetische Apertur Radar-Prinzip bis hin zur gezielten Mikrowellentrocknung und berührungslosen Materialprüfung. Sieht man von der reinen messtechnischen Ermittlung von Materialparametern ab, ist das Ziel in den meisten Fällen ein durch den Menschen optisch interpretierbares Bild. Das gilt besonders für Anwendungen im Bereich der berührungslosen Personenkontrolle, wo menschliche Beobachter die endgültige Beurteilung der Bilder übernehmen sollen. Die prinzipielle Möglichkeit des Einsatzes von MMW für diese Aufgabe wurde in Machbarkeitsstudien gezeigt. Von der MMW-technischen Seite her stehen integrierte Schaltkreise, Baugruppen sowie kostengünstige Verfahren zur Aufbau- und Verbindungstechnik zur Verfügung, wenn man sich auf Frequenzen unter 150 GHz

beschränkt. Bei der Umsetzung der Abbildungsaufgabe kann zwischen passiven und aktiven Systemen unterschieden werden. Passive Systeme haben im Gegensatz zu aktiven keine eigene Beleuchtungsquelle. Sie verwenden entweder die kosmische Hintergrundstrahlung als Quelle oder setzen künstliche Rauschquellen zur Beleuchtung ein. In der Literatur wird eine Reihe von Systemen vorgestellt, die zur Lösung der beschriebenen Abbildungsaufgabe entwickelt wurden. Viele davon sind als Funktionsmuster realisiert oder befinden sich in einem Prototypstadium, einige werden bereits kommerziell vertreiben.

Passive Systeme Lettington et al. [56] und Huguenin (Millivision) [42] stellen verschiedene Ansätze für den Aufbau passiver MMW-Scanner dar. Sie verwenden mechanische Verfahren zur Strahlschwenkung, die nahezu echtzeitfähig arbeiten und aus Gründen des Raumbedarfs gefaltete Optiken zur Strahlführung einsetzen. Die Firma QinetiQ entwickelte mehrere bildgebende Systeme [94], [95], die bei unterschiedlichen Betriebsfrequenzen von 35 GHz, 94 GHz bzw. 140 GHz arbeiten. Dabei werden entweder sich schnell bewegende Cassegrain Antennen eingesetzt, die eine Abbildung durch Verfahren entlang einer linearen Bahn relativ zum Objekt durchführen (LKW Kontrolle) oder schwenkbare Empfänger mit rotierender gefalteter Optik (zur Personenabbildung). Durch das Sichtfeld bedingt (z. B. $20^\circ \times 10^\circ$ in [94]) muss der Bildbereich einige Meter (ca. 5 m bei Abbildung einer Person in [94]) entfernt sein. TRW, bzw. jetzt Northrop Grumman Space Technology, veröffentlichten Ansätze zur Detektion verborgener Waffen mit verschiedenen passiven Systemen [109]. Dort werden für die Abbildung Parabolantennen bei einer Frequenz von 94 GHz verwendet. Farran Technology entwickelte ein System zur Personenkontrolle das unter dem Namen TADAR vertrieben wird und bei etwa 100 GHz arbeitet. Laut [24] ergibt sich im Fall einer Personenabbildung ein geometrisches Auflösungsvermögen von ca. 15 mm sowie ein thermisches Auflösungsvermögen, das den Kontrast eines Bildes beschreibt, von weniger als 1 K. Eine weitere Firma die passive, bildgebende Millimeterwellen-Systeme vertreibt ist Trex Enterprises (bzw. Sago Systems Inc.) [85]. Dort wurden verschiedene Abbildungssysteme, darunter auch ein Portal mit der Bezeichnung *Pass. . . Port* entwickelt. Die Person wird dabei auf einem Laufband durch ein Detektor-Tor gefahren. Es entsteht ein Bild einer Person mit 256×512 Pixeln. Das Auflösungsvermögen wird mit $1/4''$ (≈ 0.6 cm) und 0.5 K angegeben. In der einen Richtung wird die Auflösung durch eine frequenzscannende Array-antenne erzielt. In der anderen Richtung wird die Phase der einfallenden Wellenfront entlang der Einzelelemente über eine Rotman Linse ausgewer-

tet, so dass ein zweidimensionales Bild ohne mechanische Schwenkvorgänge erzeugt werden kann [57], [71].

Die Auswertung der Literatur und die Besichtigung von Prototypen zeigt, dass passive Systeme bei Verwendung einer sich schnell bewegenden Optik grundsätzlich in der Lage sind, mehrere Bilder einer ganzen Person pro Sekunde zu erzeugen. Dies erlaubt die Auswertung von fast videoähnlichen Bildfolgen. Zur Auswertung mehrerer Blickrichtungen muss sich die abzubildende Person entsprechend drehen. Dabei ergeben sich durch Verwendung direkter strahlenoptischer Abbildungskonfigurationen relativ große Aufbauten mit einem Auflösungsvermögen, das aufgrund der verwendeten Aperturabmessungen teilweise nur im Zentimeterbereich liegt. Die Anwendung des SAR-Prinzips zur passiven Abbildung ist noch nicht gänzlich umgesetzt und befindet sich noch in der Entwicklungsphase [73]. Ein weiteres, gravierendes Problem passiver Systeme stellt der geringe in den Bildern erreichbare Dynamikbereich dar. Der Kontrast in diesen radiometrischen Bildern wird dadurch erreicht, dass die abzubildenden Objekte vor einem radiometrisch kalten Hintergrund erfasst werden [94] oder geeignete Rauschquellen bzw. thermisch emittierende Quellen [17] zur Beleuchtung der abzubildenden Szene vorgesehen werden müssen. Ersteres lässt sich durch Verwendung des kalten Himmels bei Abbildungsvorgängen im Freien erreichen, letzteres stellt ein grundsätzliches Problem bei der Abbildung im Innenraum dar, das aufwändige Beleuchtungsstrukturen mit verteilten thermisch emittierenden Quellen erforderlich macht.

Aktive Systeme Goldsmith et al. (Millitech) berichten in [35] von einem echtzeitfähigen nicht-kohärentem quasi-optischen Ansatz mit Linsenfokussierung. Dabei wird eine Anordnung aus 64 Einzelelementen mit einem x - y Positionierer zur Erzeugung eines Bildes in einer Entfernung von 60 cm vor einem abzubildenden Objekt, etwa dem Torso einer Schaufensterpuppe, verwendet. Das System wird bei 94 GHz betrieben. Der Aufbau und die punktweise Erfassung des Streufeldes weisen auf sehr hohe Messzeiten hin. In [43] ist eine Erweiterung dieses Ansatzes hin zu einem echtzeitfähigen System vorgestellt. Dieses kann eine komplette Person ohne mechanische Verfahrenrichtung durch Verwendung von Ablenkspiegeln abbilden und stellt somit einen Ansatz für ein echtzeitfähiges System dar. Des Weiteren wurden von Pacific Northwest National Laboratory bzw. Battelle Ansätze zur aktiven kohärenten Bildgebung entwickelt und vorgestellt. Diese Systeme werden durch „L-3 Safe-View“ (www.safeviewinc.com) weiter entwickelt. Bei den beiden zuletzt genannten Systemen wird eine zweidimensionale synthetische Apertur zur Erzeugung des Bildes verwendet [90]. Der Bereich der

zweidimensionalen synthetischen Apertur wird dabei durch Abtastung der Feldverteilung auf einer zylindrischen [92] oder planaren [64], [89] Oberfläche erfasst. Die Erfassung des Feldes erfolgt in einer Richtung elektronisch mit einem Array, in der zweiten mechanisch. Die elektronische Erfassung über eine schaltbare Empfängermatrix verringert den Zeitbedarf erheblich. Durch die komplette flächenhafte Abtastung des Streufeldes entstehen große Datenmengen, die zu aufwendigeren Rekonstruktionsverfahren führen. Dieses System findet neben der Anwendung in sicherheitskritischen Bereichen auch für die Anfertigung von Maßbekleidung (www.intellifit.com) Anwendung, wie in [91] berichtet wird. Zu diesem System gibt es inzwischen Ansätze, gefährliche Gegenstände in den MMW-Bildern automatisch über sog. neuronale Netze zu detektieren [52]. Hierbei werden zur Detektion relevanter Objekte für Bildsegmente konstanter Größe die zweidimensionalen Frequenzspektren ausgewertet. Es wird erwähnt, dass die direkte Darstellung der MMW-Bilder schwer mit dem Schutz der Privatsphäre vereinbar ist, und die automatische Detektion deshalb einen notwendigen Schritt darstellt.

Neben den bisher aufgeführten Verfahren, die mit Hilfe zweidimensionaler Messanordnungen räumlich aufgelöste Bilder erzeugen, existieren auch aktive Systeme die das (I)SAR-Prinzip entlang einer eindimensionalen synthetischen Apertur anwenden. Studien zu solchen Systemen mit eindimensionaler (linearer) synthetischer Apertur finden sich z. B. in [41]. Dort sind die entstehenden Bilder deutlich schlechter interpretierbar, jedoch Messung und Prozessierung mit geringerem Aufwand durchführbar.

Für den Stand der Millimeterwellenabbildung speziell für die Abbildung von Objekten, die sich an Personen befinden, ist kennzeichnend, dass vom Hardwareaufwand her aufwändige Systeme realisiert wurden, die die Streufelder flächenhaft erfassen und Bilder mit vielen Details liefern. Dabei werden Antennenarrays mit teilweise über 100 Elementen verwendet, die bei Millimeterwellenfrequenzen bisher einen erheblichen Kostenfaktor darstellen.

Eine geeignete Kombination weniger Sendeorte mit einer linienhaften Erfassung des Streufeldes lassen in einem eher weniger aufwändigen System erwarten, dass die aufgenommenen Daten bereits zu einer aussagefähigen Bildinformation führen können.

1.3 Übersicht

In Kapitel 2 werden Zusammenhänge zur Verarbeitung von Daten einer synthetischen Apertur vorgestellt. Aufgrund des umgesetzten Konzepts werden

dabei besonders die Eigenschaften einer zirkularen Apertur berücksichtigt. Ebenso werden in diesem Abschnitt Eigenschaften einer bistatischen Messanordnung vorgestellt.

Möglichkeiten zur Bestimmung des Streufeldes mit Hilfe numerischer Berechnungsverfahren werden in Kapitel 3 vorgestellt. Um die Vorteile einer kreisförmigen synthetischen Apertur bezüglich besserer Sichtbarkeit von Objekten mit richtungsabhängigem Rückstreuquerschnitt hervorzuheben werden Anordnungen mit linearer und kreisförmiger synthetischer Apertur verglichen. Ein weiterer betrachteter Punkt ist das Streuverhalten dielektrischer Körper im Vergleich zu rein metallischen Objekten. Abschließend wird in diesem Kapitel auf mögliche Einflüsse der Person auf die gestreuten Felder und Abbildungsergebnisse der am Körper befindlichen Objekte eingegangen.

Kapitel 4 beginnt mit der Vorstellung der Messsysteme und den damit realisierbaren Messanordnungen. In Abschnitt 4.3 wird eine Kombinationsmöglichkeit zweier Sensoren zu einem Sensorverbund vorgestellt. Diese ermöglicht neben den monostatischen auch bistatische Messungen. Neben dem Systemaufbau werden Punkte zur Kalibrierung insbesondere in Hinblick auf die spätere Interferometrieauswertung angesprochen.

In Kapitel 5 wird zunächst anhand von Messdaten das erreichbare Auflösungsvermögen bestimmt, um die erwarteten Eigenschaften zu verifizieren. Anschließend werden anhand einiger Messergebnisse die Abbildungseigenschaften für unterschiedliche Bandbreiten und unterschiedliche Objekte vorgestellt. Nach der Analyse der Amplitudenstatistiken verschiedener Bildausschnitte werden Möglichkeiten vorgestellt, daraus Bereiche zu identifizieren, in denen relevante Streuzentren vorliegen.

Durch Hinzunahme eines zweiten, räumlich leicht versetzten Empfangskanals kann durch Auswertung der Differenzphase der beiden Kanäle eine dreidimensionale Fokussierung der Streuzentren durchgeführt werden. Die Prinzipien dieser interferometrischen Auswertung werden in Kapitel 6 vorgestellt. Dabei wird insbesondere auf die Umsetzung des Interferometriepinzips für isolierte Streuzentren eingegangen, da diese bei der verwendeten Messgeometrie und der Anwendung auf Personenmessungen vorliegen.

In Kapitel 7 wird die Struktur des Abbildungsvorgangs für die betrachtete Anordnung vorgestellt und abschließend darauf eingegangen, wie sich die Abbildungsergebnisse ändern, wenn zusätzliche synthetische Aperturen bei der Rekonstruktion mit berücksichtigt werden.

Begriffsklärung

Im Folgenden wird bei der Betrachtung synthetischer Aperturen zwischen Messanordnungen mit linearem Verfahrenweg und solchen mit kreisförmigem/

zirkularem unterschieden. Diese werden dann abkürzend als „lineare Apertur“ bzw. „zirkulare Apertur“ bezeichnet. Dabei ist jedoch nicht eine reale Apertur mit kreisförmiger Öffnung gemeint. Vielmehr soll damit zum Ausdruck gebracht werden, dass sich der Sensor auf einer Kreisbahn bewegt und somit eine kreisförmige synthetische Apertur ausbildet. Als Apertur wird damit der gesamte Bereich bezeichnet, in dem das elektromagnetische Feld gemessen wird.

2 Rekonstruktionsverfahren und Abbildungseigenschaften

2.1 Streuung elektromagnetischer Wellen – Signalmodell

2.1.1 Übliche Näherungen und Vereinfachungen

Die Bestimmung der Quellen aus der Feldverteilung ist im allgemeinen ein nichtlineares Problem. Um die dafür später verwendeten Rekonstruktionsverfahren durchführen zu können, werden einige vereinfachende Annahmen gemacht, unter denen das Problem in linearisierter Form dargestellt werden kann.

Das vorliegende Streuproblem kann durch die in [107] bzw. [4] vorgestellte, sogenannte *Born-Approximation* vereinfacht dargestellt werden. Die Streukörper werden als schwach streuend angenommen, so dass die Amplitude des gestreuten Feldes gegenüber dem einfallenden Feld vernachlässigt werden kann. Diese Betrachtung führt zu einem linearisierten Signalmodell auf das auch lineare Rekonstruktionsmethoden, beispielsweise Algorithmen basierend auf der Fouriertransformation, angewandt werden können.

Die Streukörper werden mit einer Quelle beleuchtet. Diese soll hier vereinfachend als ebene Welle

$$u_i(\mathbf{r}) = u_0 \exp(-jk_0 \mathbf{e}_k \mathbf{r}) \quad (2.1)$$

angenommen werden. Dabei ist k_0 die Wellenzahl, \mathbf{e}_k beschreibt die Richtung der ebenen Welle und \mathbf{r} ist der Vektor des Beobachtungspunkts. Das Gesamtfeld setzt sich über

$$u(\mathbf{r}) = u_i(\mathbf{r}) + u_s(\mathbf{r}) \quad (2.2)$$

aus den einfallenden (u_i) und dem gestreuten Feld (u_s) zusammen. Das Gesamtfeld $u(\mathbf{r})$ erfüllt die *Helmholtz-Gleichung*

$$\nabla^2 u(\mathbf{r}) + k_0^2 (\epsilon_r(\mathbf{r}) \mu_r(\mathbf{r})) u(\mathbf{r}) = 0. \quad (2.3)$$

Außerhalb des Streukörpers gelte $\epsilon_r = \mu_r = 1$. Im homogenen Medium, also ohne Streukörper, erfüllt das einfallende Feld u_i die Gleichung

$$(\nabla^2 + k_0^2) u_i(\mathbf{r}) = 0. \quad (2.4)$$

Setzt man Gl. (2.3) und (2.4) unter Berücksichtigung von (2.2) gleich, ergibt sich

$$\nabla^2 u_s(\mathbf{r}) + k^2 u_s(\mathbf{r}) + [k^2 - k_0^2] u_i(\mathbf{r}) = 0, \quad (2.5)$$

wobei mit k^2 abkürzend die Wellenzahl innerhalb des Streukörpers ($k_0^2 \epsilon_r \mu_r$) bezeichnet wird. Dieses Ergebnis kann weiter umgeformt werden zu

$$\nabla^2 u_s(\mathbf{r}) + k_0^2 u_s(\mathbf{r}) = -[k^2 - k_0^2] (u_i(\mathbf{r}) + u_s(\mathbf{r})) \quad (2.6)$$

$$\nabla^2 u_s(\mathbf{r}) + k_0^2 u_s(\mathbf{r}) = -o(\mathbf{r})(u_i(\mathbf{r}) + u_s(\mathbf{r})), \quad (2.7)$$

wobei $o(\mathbf{r}) := k_0^2 [n^2(\mathbf{r}) - 1]$ ist und als *Objektfunktion* bezeichnet wird.

Die Struktur der Gleichung (2.6) entspricht formal der ursprünglichen Helmholtz-Gleichung. Die Lösung des Streuproblem ergibt sich also zu

$$u_s(\mathbf{r}) = \{o(\mathbf{r}) [u_i(\mathbf{r}) + u_s(\mathbf{r})]\} \star g(\mathbf{r}), \quad (2.8)$$

wobei

$$g(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi r} \exp(-jkr) \quad (2.9)$$

die Green'sche Funktion ist. In der Gleichung bezeichnet \star den Faltungsoperator. Nach dieser Gleichung kann jedes differentielle Volumenelement des Objekts $o(\mathbf{r})$ als Punktquelle interpretiert werden. Die Amplituden und Phasen der einzelnen Quellen sind proportional zum Produkt aus Gesamtfeld und Objektfunktion. Allerdings ist $u_s(\mathbf{r})$ in Gleichung (2.8) nur implizit gegeben und das Streuproblem in dieser Form immer noch nichtlinear.

Die *Born-Näherung* führt jedoch zu einer linearisierten Form des Streufelds. Bei dieser Näherung wird angenommen, dass das Streufeld wesentlich schwächer als das einfallende Feld ist. Es reicht aus, diese Annahme auf das Gebiet des Streukörpers zu beschränken, so dass also

$$|u_s(\mathbf{r})| \ll |u_i(\mathbf{r})| \quad \forall \mathbf{r} \text{ mit } o(\mathbf{r}) \neq 0 \quad (2.10)$$

gilt. Unter dieser Annahme kann das Streufeld $u_s(\mathbf{r})$ auf der rechten Seite von (2.8) vernachlässigt werden. Damit erhält man die *erste Bornsche Näherung*

$$u_s(\mathbf{r}) \approx u_{s,1}(\mathbf{r}) = (o(\mathbf{r}) u_i(\mathbf{r})) \star g(\mathbf{r}). \quad (2.11)$$

Bei dieser Näherung wird die Verteilung der Punktquellen auf dem Streukörper nur durch das einfallende Feld bestimmt.

Es lässt sich zeigen [98], dass durch Nachiterationen der Form

$$u_{\text{ges},1} = u_i(\mathbf{r}) + u_{s,1}(\mathbf{r}) \quad (2.12)$$

$$u_{s,2}(\mathbf{r}) = (o(\mathbf{r})u_{\text{ges},1}(\mathbf{r})) \star g(\mathbf{r}) \quad (2.13)$$

letztendlich das bestimmte Streufeld gegen die exakte Lösung konvergiert, d. h.

$$u_{s,\infty} = u_s. \quad (2.14)$$

Die Lösung $u_{s,2}(\mathbf{r})$ wird als *zweite Bornsche Näherung* bezeichnet.

2.1.2 Darstellung des Streuproblems im Frequenzraum

Eine Methode zur Analyse von Abbildungseigenschaften bzw. zur Ableitung von Rekonstruktionsverfahren, ist die Darstellung des Streuvorgangs im Frequenzraum. Dieser Raum wird abhängig vom Anwendungsgebiet unterschiedlich bezeichnet. Abgeleitet von der Wellenzahl k wird er oft als k -Raum bezeichnet. In der Optik findet sich der Begriff des Winkelspektrums (*angular spectrum*, siehe z. B. [36]). Diese Form der Darstellung ist nützlich zur Abschätzung der Abbildungseigenschaften einer räumlich begrenzten Messapertur, über die in einem begrenzten, u. U. auch monofrequenten, Frequenzbereich das Streufeld eines Körpers erfasst wird. Aufgrund der späteren Anwendung ist der Reflektionsfall von besonderem Interesse.

Ein zentrales Theorem zur Betrachtung der Abbildung im Frequenzraum ist das sogenannte *Fourier Beugungstheorem*, das auch in der Tomografie Anwendung findet und z. B. in [98] vorgestellt wird.

Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Theorems in dieser Form ist, dass die Inhomogenitäten des betrachteten Streukörpers nur schwach streuen, was der Fall ist wenn die, im vorherigen Abschnitt vorgestellte, *Bornsche Näherung* zutrifft.

Die betrachte Anordnung zur Herleitung des Beugungstheorems ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Die folgende Betrachtung beschränkt sich auf das Zweidimensionale. Ein Streukörper wird mit einer ebenen Welle

$$u_i(x, y) = u_0 \exp(-j\mathbf{k}_0 \mathbf{r}) \quad (2.15)$$

beleuchtet. In einer gewissen Ausrichtung dazu befindet sich eine Messzeile. Hier soll der Fall betrachtet werden in dem sich die Empfangszeile exakt in Streu- oder Transmissionsrichtung befindet.

Die Fouriertransformation von (2.11) bzgl. der Ortsvariable \mathbf{r} ist

$$U_s(\mathbf{k}) = G(\mathbf{k}) \cdot (O(\mathbf{k}) \star U_i(\mathbf{k})) \quad (2.16)$$

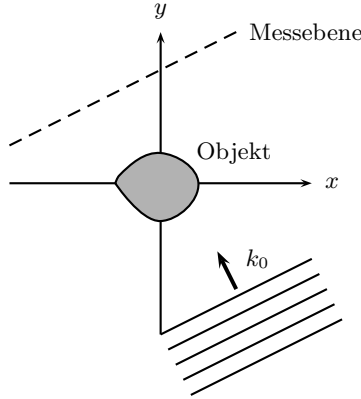


Abb. 2.1 Betrachtete Anordnung zur Herleitung des Beugungstheorems

und für die einfallende ebene Welle ergibt sich durch Fouriertransformation

$$U_i(\mathbf{k}) = 2\pi\delta(\mathbf{k} - \mathbf{k}_0). \quad (2.17)$$

Setzt man dies in Gl. (2.16) ein, wird diese zu

$$O(\mathbf{k}) \star U_i(\mathbf{k}) = 2\pi O(\mathbf{k} - \mathbf{k}_0). \quad (2.18)$$

Zur Bestimmung der Fourierkorrespondenz bzgl. \mathbf{r} der Green'schen Funktion kann man die Helmholtz Gleichung für ein Streuzentrum im Zeitbereich

$$(\nabla^2 + k_0^2) g(\mathbf{r}|\mathbf{r}') = -\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \quad (2.19)$$

in den k -Raum transformieren und erhält dann

$$(-k^2 + k_0^2)G(\mathbf{k}|\mathbf{r}') = -\exp(-j\mathbf{k}\mathbf{r}'). \quad (2.20)$$

Für die Green'sche Funktion ergibt sich durch Auflösen

$$G(\mathbf{k}|\mathbf{r}') = \frac{\exp(-j\mathbf{k}\mathbf{r}')}{k^2 - k_0^2}. \quad (2.21)$$

Die Green'sche Funktion hat eine Singularität an der Stelle $|\mathbf{k}|^2 = k_x^2 + k_y^2 = k_0^2$. Da die Faltung in (2.11) zu einer Multiplikation im Frequenzbereich wird, kann das Streufeld ausgedrückt werden als Produkt von (2.18) und (2.21) ausgewertet bei $\mathbf{r}' = 0$

$$U_s(\mathbf{k}) = 2\pi \frac{O(\mathbf{k} - \mathbf{k}_0)}{k^2 - k_0^2}. \quad (2.22)$$

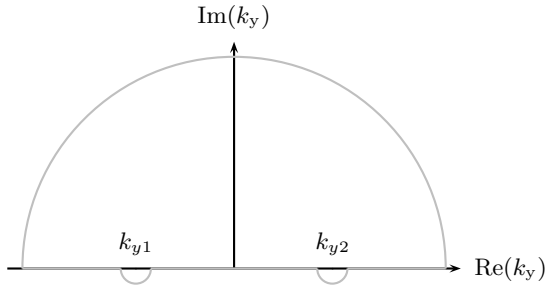


Abb. 2.2 Integrationsweg in der komplexen Ebene (k_y) zur Inversion der Fouriertransformation des gestreuten Feldes bzgl. y in Gl. 2.24

Um das Streufeld entlang einer Empfangszeile (z. B. $y = l$) zu bestimmen muss die inverse Fouriertransformation von (2.22)

$$u_s(x, y = l) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_s(\mathbf{k}) \exp(j\mathbf{k}\mathbf{r}) dk_x dk_y \quad (2.23)$$

bestimmt werden. Die einfallende Welle soll sich in positiver y -Richtung ausbreiten ($\exp(j(-k_0)y) \Leftrightarrow \mathbf{k}_0 = (0, -k_0)$). Damit ergibt sich

$$u_s(x, y = l) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{O(k_x, k_y + k_0)}{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2} \exp(j(k_x x + k_y l)) dk_x dk_y. \quad (2.24)$$

Das Integral bezüglich k_y kann mit Hilfe des Residuensatzes der Funktionentheorie [67] gelöst werden. Damit können allgemein Integrale entlang einer geschlossenen Kurve über

$$\oint_C f(z) dz = 2\pi j \sum_{k=1}^N \text{Res}(f, a_k) \quad (2.25)$$

über die Summe der Residuen die von der Kurve eingeschlossen werden berechnet werden. Bezüglich k_y ergeben sich die Singularitäten bei

$$k_{y1,2} = \pm \sqrt{k_0^2 - k_x^2}. \quad (2.26)$$

Setzt man die Integration über k_y im Unendlichen durch einen Halbkreis

auf die Ausgangsstelle fort, ergibt sich eine geschlossene Kurve. Der verwendete Integrationsweg ist in Abb. 2.2 dargestellt. Entsprechend (2.25) lässt sich das Integral über die geschlossene Kurve als die mit $2\pi j$ gewichtete Summe der Residuen Res_{k_1} und Res_{k_2} an den Stellen $k_{y,1,2}$ berechnen. Für das Streufeld ergibt sich nach der Integration über k_y

$$u_s(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} j\text{Res}_{k_1} \exp(jk_x x) dk_x + \int_{-\infty}^{\infty} j\text{Res}_{k_2} \exp(jk_x x) dk_x. \quad (2.27)$$

Die Residuen sind dabei

$$\text{Res}_{k_1} = \frac{O(k_x, \sqrt{k_0^2 - k_x^2} + k_0)}{2\sqrt{k_0^2 - k_x^2}} \exp j\sqrt{k_0^2 - k_x^2} l \quad (2.28)$$

$$\text{Res}_{k_2} = -\frac{O(k_x, -\sqrt{k_0^2 - k_x^2} + k_0)}{2\sqrt{k_0^2 - k_x^2}} \exp -j\sqrt{k_0^2 - k_x^2} l. \quad (2.29)$$

Das Residuum Res_{k_1} (2.28) stellt eine in negative y -Richtung laufende Welle dar. Der Integrand des Integral über k_x beschreibt den rechten Teil eines Halbkreises mit Mittelpunkt bei $(k_x, k_y) = (0, k_0)$ und Radius k_0 beschrieben. Dieser Halbkreis stellt das erfassbare Spektrum dar, wenn sich die Empfangszeile bezüglich des Streukörpers auf der selben Seite wie die Quelle befindet. Dieser Fall wird oft als Reflektionsfall bezeichnet. Das zweite Residuum Res_{k_2} ist der linke Teil des Halbkreises und stellt das Spektrum im Transmissionsfall dar. Beide Fälle sind in Abb. 2.3 dargestellt. Die Trennung zwischen Transmissions- und Reflektionsfall ergibt sich aus der Berechnung der beiden Residuen und dient zudem der mathematisch eindeutigen Beschreibung. Bei geeigneten Streukörpern und entsprechender Messanordnung können jedoch auch mit Reflektionsmessungen Teile des k -Raums die sich aus dem Residuum Res_{k_2} , also dem Transmissionsfall, ergeben belegt werden. Darauf wird in Abschnitt 2.4 näher eingegangen.

2.1.3 Beispiele für die Reflektionsmessung

Für einige konkrete Messanordnungen, die bei der Streufeldmessung typisch sind, werden im Folgenden die entstehenden k -Raumbelegungen vorgestellt. Diese Überlegungen sind z. B. auch in [21] aufgeführt.

Monostatik

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde für die Beleuchtung immer eine feste Richtung des Wellenvektors \mathbf{k}_0 vorgegeben. Für eine monostatische

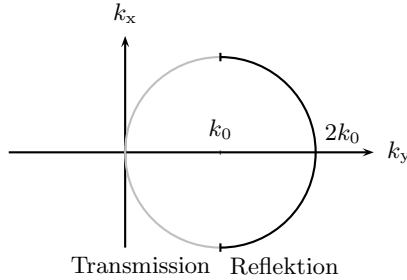


Abb. 2.3 Belegung im Fourierraum des Objekts: Kreisbögen für reflektiertes und gebeugtes Feld

Messung ergibt sich daraus ein Punkt im k -Raum bei $2 \cdot k_0$, da die k -Vektoren im Sende- und Empfangsfall gleich orientiert sind. Ändert sich die Beleuchtungsrichtung um den Winkel φ , bewegt sich auch der k -Vektor der monostatischen Messung im k -Raum um den Winkel φ . Dies kann durch Multiplikation mit der Drehmatrix

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

sowohl im Orts- als auch in Spektralbereich beschrieben werden [4]. Im k -Raum wird, bei durchgängiger Messung während der Drehung, ein Kreissegment mit dem Winkel $\Delta\varphi$ und dem Radius $2k_1$ belegt. Dieser Fall ist in Abb. 2.4 dargestellt.

Zusätzlich zur Änderung der Beleuchtungsrichtung wird bei Messungen im MMW-Bereich oftmals auch die Frequenz variiert. Damit ändert sich die Länge der k -Vektoren k_{Tx} der abgestrahlten Welle und damit auch von k_{Rx} der reflektierten Welle. Bei unterschiedlicher Frequenz wird während der Messung ein weiteres Kreissegment bei gleichem Winkelausschnitt, jedoch mit unterschiedlichem Radius im Frequenzraum belegt. Führt man die Frequenzvariation kontinuierlich und an jeder Messposition über φ durch, wird die Fläche zwischen minimalem und maximalem k -Vektor über den vermessenen Winkelausschnitt belegt, wie in Abbildung 2.4 dargestellt ist. Über die Ausmaße des so belegten Ausschnitts im k -Raum lässt sich das mit dieser Anordnung entlang der verschiedenen Raumrichtungen ermittelbare Auflösungsvermögen bestimmen. Für die konkret betrachtete Anordnung mit der kreisförmigen synthetischen Apertur ist dies in Abschnitt 2.3.5 genauer beschrieben.

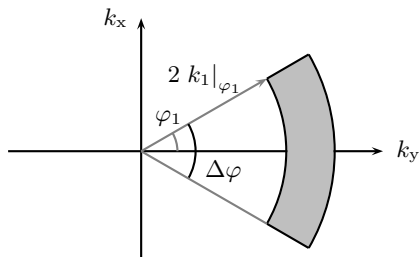


Abb. 2.4 Belegung des k -Raums im Fall einer monostatischen Reflektionsmessung
 $(2 k_1|_{\varphi_1} = k_{1,Tx}|_{\varphi_1} + k_{1,Rx}|_{\varphi_1})$

Bistatik

In ähnlicher Weise, wie soeben bei der monostatischen Messanordnung beschrieben, kann auch für bistatische Reflektionsmessungen die Belegung im k -Raum analysiert werden. Hier sind jedoch die Wellenvektoren im Sende- und Empfangsfall nicht kollinear. Am Beispiel mit fester Sende- und variabler Empfangsrichtung soll hier die resultierende Belegung im Frequenzraum vorgestellt werden. Der zur Empfangsrichtung gehörige k -Vektor wird in einem bestimmten Intervall $\Delta\varphi$ gedreht. Zusätzlich kann auch hier wieder die Frequenz variiert werden. Die dadurch entstehende Belegung zeigt Abb. 2.5.

2.2 SAR-Prinzip

Beim Radar mit synthetischer Apertur (SAR) werden Messungen aus verschiedenen Blickwinkeln aufgenommen, und diese anschließend kohärent

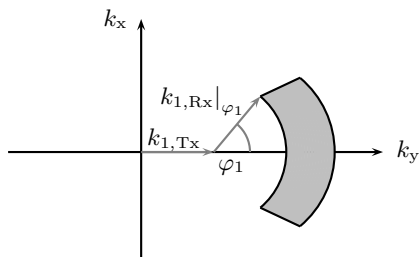


Abb. 2.5 Belegung des k -Raums für eine bistatische Messanordnung bei Änderung des Empfangsvektors bezüglich eines festen Sendevektors

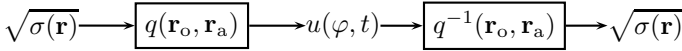


Abb. 2.6 SAR-Prinzip als inverses Problem

prozessiert. Im Gegensatz zu anderen Abbildungsformen, wie etwa der Radiometrie, werden beim SAR kohärente Quellen verwendet.

Radar mit synthetischer Apertur findet v. a. in flugzeug- bzw. satellitengetragenen Systemen zur Fernerkundung Einsatz. In diesen Fällen liegt immer der Fall einer linearen Apertur vor, da die Krümmung der Erdoberfläche in den vorkommenden Geometrien vernachlässigt werden kann. Für lineare Apertur stehen zahlreiche recheneffiziente Algorithmen zu Verfügung. In diesem Abschnitt werden zunächst ausgehend von Fall einer linearen Apertur die Grundzüge der SAR-Verarbeitung vorgestellt.

Grundsätzlich lässt sich das SAR-Verfahren in zwei Schritte aufteilen, die Messdatenaufnahme und die Rekonstruktion. Als Eingangsgröße des SAR-Systems liegt eine flächenhafte Verteilung von Streuzentren $\sim \sqrt{\sigma(\mathbf{r})}$ vor. Bei der Messaufnahme entsteht aus der Eingangsgröße $\sqrt{\sigma}$ durch Faltung mit der zweidimensionalen, ortsvarianten Übertragungsfunktion q das Empfangssignal $u(\varphi, t)$, wobei φ hier allgemein die Abhängigkeit bzgl. der Verfahrerrichtung (Azimut) beschreibt. Um die gesuchte Information, die räumliche Anordnung der Streuzentren, zu erhalten, muss das empfangene Rohdatensignal durch den SAR-Prozessor q^{-1} geeignet verarbeitet werden. Dabei muss die durch die Sensorbewegung und das Aufnahmeprinzip bedingte Übertragungsfunktion durch inverse Filterung rückgängig gemacht werden. Abbildung 2.6 veranschaulicht das soeben Beschriebene.

Mit einem SAR-System kann die Reflektivitätsverteilung sowohl nach Amplitude als auch nach Phase hochaufgelöst erfasst werden. Die Phaseninformation ist gerade bei der kohärenten Verarbeitung räumlich leicht versetzter SAR-Sensoren zur weiteren Fokussierung von Interesse.

Nach der Kalibrierung und entsprechender Aufbereitung liegen die Rohdaten u über Azimut und Laufzeit $u(\varphi, t)$ bzw. einer entsprechenden spektralen Beschreibung vor.

Durch geeignete Rekonstruktionsverfahren werden die Rohdaten u in den Bildbereich h , der die Reflektivitätsverteilung σ darstellt, transformiert. Es gilt allgemein

$$u(\varphi, f) \xrightarrow{\text{SAR-Rekonstruktion } (q^{-1})} h(\mathbf{r}), \quad (2.31)$$

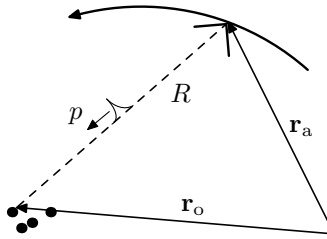


Abb. 2.7 Bewegung einer realen Apertur während der Beleuchtung eines Objekts entlang eines vorgegebenen Wegs zur Bildung einer synthetischen Apertur

wobei das generierte Bild mit h bezeichnet wird.

2.2.1 Allgemeine Messanordnung

In einem Radarsystem wird ein generiertes Signal mittels einer Antenne in Richtung eines zu beleuchtenden Objekts abgestrahlt. Von den Streuzentren wird ein Teil dessen in Richtung einer Empfangsantenne gestreut. Bei einem SAR-System wird der Sensor während der Messung entlang eines bekannten Weges \mathbf{r}_a verfahren. Dabei werden unter Berücksichtigung des Abtasttheorems in entsprechenden Abständen Messungen aufgenommen. Abbildung 2.7 zeigt eine Anordnung zur Messdatenaufnahme einer Streuzentrenverteilung entlang einer gegebenen Trajektorie. Die Verfahrensrichtung wird oft als *Azimat-* oder *along-track*-Richtung bezeichnet. Man unterscheidet zwischen zwei grundsätzlichen Anordnungen. Die erste ist der sogenannte *broadside* bzw. *stripmap-mode* bei dem während des Verfahrens des Sensors nicht ständig dasselbe Gebiet beleuchtet wird. Zweitere wird als *spotlight-mode* bezeichnet. Dabei wird die Hauptkeule der Sensorantenne während der Messung nachgeführt oder der Sensorpfad entsprechend abgeändert, um die ganze Zeit dasselbe Gebiet zu beleuchten. Ausführlichere Beschreibungen der beiden Anordnungen und dazugehörige reale Messszenarien werden in [101] beschrieben.

Die hier verwendete Anordnung zur Abbildung von Personen (vgl. Abb. 1.2) verwendet eine kreisförmige Apertur. Dadurch wird die Antenne immer auf das Rotationszentrum ausgerichtet. Die Abbildung erfolgt in der Höhe (entspricht *ground-range*) und entlang der Verfahrensrichtung, so dass es sich hier um eine *stripmap*-Anordnung handelt.

In der Regel werden senkrecht zur Verfahrensrichtung Impulse ausgesandt. Diese werden an vorhandenen Streuzentren reflektiert und wieder empfan-

gen. Das Entfernungsauflösungsvermögen des Radarsystems wird in dieser Richtung zur Trennung der Streuzentren verwendet. Die mit der Laufzeit einhergehende Entfernung wird als *range* bzw. *across-track* bezeichnet. Da sich der Sensor auf seiner Bahn um Größenordnungen langsamer bewegt als das sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitende gesendete und wieder empfangene Signal in *across-track*-Richtung, ist es üblich von der so genannten Start-Stopp-Näherung auszugehen. Das bedeutet, dass die Bewegung der Antenne zwischen Senden und Empfangen der Signale vernachlässigt wird [6].

2.2.2 Geometrisches Auflösungsvermögen

Unabhängig vom gewählten Rekonstruktionsalgorithmus lassen sich für Radarsysteme mit synthetischer Apertur aufgrund dafür relevanter Systemparameter Zusammenhänge für das Auflösungsvermögen herleiten. Unter dem Begriff Auflösung versteht man die Fähigkeit des Sensors zwei benachbarte Objekte getrennt voneinander detektieren zu können. Grundsätzlich unterscheidet man bei einer zweidimensionalen SAR-Abbildung zwischen Auflösungsvermögen in Entfernungs- und Azimutrichtung.

Auflösung in Entfernungs-/Range-Richtung

Durch die begrenzt verfügbare Bandbreite B des Radarsystems ergibt sich aus der entsprechenden Fourierkorrespondenz ein sinc-förmiger Verlauf ($\sin x/x$) der Impulse im Zeitbereich. Die erste Nullstelle eines sinc-Impulses im Zeitbereich liegt bei $t = 1/B$ und wird im weiteren mit T bezeichnet. Der Zusammenhang

$$T = \frac{1}{B} \quad (2.32)$$

beschreibt zudem näherungsweise den Zusammenhang zwischen 3 dB-Breite des Impulses und der Bandbreite. Zwei benachbarte Impulse können genau dann noch voneinander getrennt werden, wenn das Maximum des einen auf der ersten Nullstelle des anderen zu liegen kommt. Für die *range*-Auflösung δ_r ergibt sich also

$$\delta_r = \frac{c_0 \cdot T}{2} = \frac{c_0}{2 \cdot B}. \quad (2.33)$$

Die bisherigen Betrachtungen beziehen sich auf die Laufzeitachse. Um die tatsächliche Auflösung auf einer Abbildungsfläche, wie etwa der Körperoberfläche, zu erhalten, muss der Blickwinkel ϑ (vgl. z. B. Abb. 2.11c)

bezüglich der Abbildungsfläche berücksichtigt werden, da die Laufzeitachse auf diese Geometrie projiziert wird. Bei ausreichender Entfernung der betrachteten Auswertestelle zur Antenne können die Wellenfronten als die einer ebenen Welle betrachtet werden. Für das Auflösungsvermögen δ_z entlang der Projektionsrichtung z ergibt sich der Zusammenhang

$$\delta_z = \frac{1}{\sin \vartheta} \cdot \delta_r = \frac{1}{\sin \vartheta} \cdot \frac{c_0}{2 \cdot B}. \quad (2.34)$$

Bei einer später typischen Bandbreite von 10 GHz ergibt sich ein radiales Auflösungsvermögen von $\delta_r = 1.5$ cm. Berücksichtigt man den Antennenanstellwinkel von später typischerweise $\vartheta = 60^\circ$ ergibt sich in ausreichender Entfernung parallel zur z -Achse ein Auflösungsvermögen von $\delta_z = 1.73$ cm.

Oft werden zur Nebenkeulenunterdrückung Fenster entlang der der Laufzeitachse entsprechenden Frequenzachse verwendet. Ein dabei benutzter Fenstertyp ist das Kaiser-Bessel-Fenster. Der Effekt der Nebenkeulenunterdrückung bringt allerdings auch eine Verschlechterung des Auflösungsvermögens mit sich. Koeffizienten für die 3 dB Breiten einer Impulsfunktion sind in [38] zusammengetragen. Die Konstante α_k beschreibt diese Verbreiterung im Zusammenhang

$$\delta_r = \alpha_k \frac{c_0}{2B}. \quad (2.35)$$

Für ein Rechteckfenster ist $\alpha_k = 0.89$. Bei einem Kaiser-Bessel Fenster gemäß

$$w(n) = \frac{I_0 \left(\beta \left[1 - \left(\frac{2n}{M} \right)^2 \right]^{1/2} \right)}{I_0(\beta)}, \quad n = -\frac{M}{2}, \dots, \frac{M}{2} - 1 \quad (2.36)$$

mit dem Faktor $\beta = 3$ ist $\alpha_k = 1.71$. I_0 ist dabei die modifizierte Besselfunktion nullter Ordnung.

Azimutauflösungsvermögen

Die Richtcharakteristik einer Antenne kann im Fernfeld näherungsweise als die Fouriertransformierte der Stromverteilung auf der Antennenapertur betrachtet werden. Diese Näherung ist als Fraunhofer-Näherung bekannt und gilt für das Fernfeld einer Antenne.

Das Auflösungsvermögen kann als die 3 dB-Halbwertsbreite der Antennenhauptkeule definiert werden. Durch Integration über die Feldstärkeverteilung bei angenommener gleichförmiger Belegung über die Antennenaper-

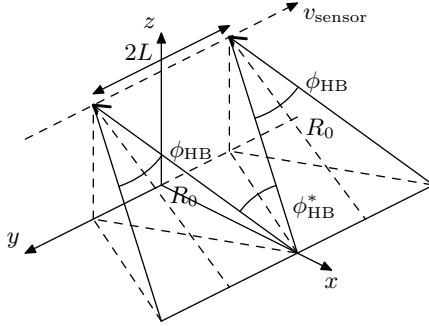


Abb. 2.8 Veranschaulichung der Beleuchtungsgeometrie zur Bestimmung des SAR-Azimutaufhebungsvermogens

tur kann die Richtcharakteristik bestimmt werden und die Halbwertsbreite ϕ_{HB} , bei Verwendung der Antenne im Sende- und Empfangsfall, als

$$\phi_{HB} = 0.89 \cdot \frac{\lambda}{D_y} \tag{2.37}$$

angegeben werden [22]. Bei einem Radar mit realer Apertur wird eine Antenne mit ausgeprägter Richtcharakteristik, also einer möglichst schmalen Hauptkeule, benötigt um mehrere Punktziele mit gleicher Radialentfernung voneinander trennen zu können.

Beim Radar mit synthetischer Apertur wird ein Streuzentrum vom Sensor entlang eines größeren Verfahrabschnitts beleuchtet. Da alle Empfangsechos nach Betrag und Phase erfasst werden, kann jedes Objekt durch einen charakteristischen Verlauf der Dopplerfrequenz beschrieben werden (siehe z. B. Abb. 2.10).

Das Auflösungsvermögen in Azimutrichtung wird auch beim Radar mit synthetischer Apertur von der Form des Antennendiagramms beeinflusst, da dadurch, wie in Abb. 2.8 dargestellt, die Sichtbarkeit eines Streuzentrums entlang der synthetischen Apertur bestimmt wird.

Für den praktisch nicht realisierbaren Fall, dass der k -Raum für ein Streuzentrum durch Erfassen des Streufeldes aus verschiedenen Richtungen über den gesamten Halbraum aufgefüllt werden kann, wäre dieser in einem Halbkreis im Intervall $k_y \in [-2k, 2k]$ voll besetzt (vgl. Abb. 2.4). Das Basisband-signal $S(\omega, y)$ hätte damit eine Doppler-Basisbandbreite von $|\Omega| = 4k$. Über den Zusammenhang

$$\delta_y = \frac{2\pi}{|\Omega|}, \tag{2.38}$$

vgl. [100], bestimmt sich die damit erreichbare Auflösung zu

$$\delta_y = \frac{\pi}{2k} = \frac{\lambda}{4}. \quad (2.39)$$

Da bei realen SAR-Systemen die Sichtbarkeit eines Objekts durch die Richtcharakteristik beschränkt ist, ist die Dopplerbandbreite des erfassbaren Signals geringer. Für den Fall eines Streuzentrums das mittig zu einer synthetischen Apertur mit der Länge $2L$ platziert ist, ergibt sich an den Rändern

$$k_{y,\pm L} = \pm 2k \sin \theta_n(L). \quad (2.40)$$

Dabei ist $\theta_n(y)$ der Blickwinkel unter dem das Objekt betrachtet wird. Für den Rand der Apertur, d. h. $y = \pm L$ wird dieser Winkel zu

$$\theta_n(L) = \arctan \left(\frac{L}{R_0} \right). \quad (2.41)$$

Hier ist R_0 die Länge der senkrechten Projektion des Streuzentrums auf die Apertur (vgl. Abb. 2.8). Das Dopplerband erstreckt sich also über

$$\Omega_n = \left[-2k \sin \left[\arctan \left(\frac{L}{R_0} \right) \right], 2k \sin \left[\arctan \left(\frac{L}{R_0} \right) \right] \right]. \quad (2.42)$$

Mit (2.38) kann daraus das erreichbare Auflösungsvermögen zu

$$\delta_y = \frac{\pi}{2k \sin \theta_n(L)} \quad (2.43)$$

bestimmt werden. Die bisherigen Überlegungen wurden für ein Streuzentrum angestellt, das mittig zur synthetischen angeordnet ist (*Broadside-target*). Gilt dies nicht, lässt die Betrachtung entsprechend verallgemeinern (*Squint-target*). Die grundsätzliche Betrachtung bleibt dieselbe.

Um das erreichbare Auflösungsvermögen durch Größen der realen Apertur auszudrücken, kann das belegte Dopplerfrequenzband zunächst durch

$$\Omega_n \approx \left[-2k \frac{L}{R_0}, 2k \frac{L}{R_0} \right] \quad (2.44)$$

approximiert werden. Verwendet man den Zusammenhang aus (2.37) wobei der Faktor 0.89 vernachlässigt wird, lässt sich mit

$$2L = R_0 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad (2.45)$$

der Ausdruck für die Dopplerbandbreite zu

$$\Omega_n \approx \left[-2k \frac{\lambda}{2D}, 2k \frac{\lambda}{2D} \right] \quad (2.46)$$

umformen.

Somit kann für das Auflösungsvermögen in Azimutrichtung mit Hilfe von (2.38) der Zusammenhang

$$\delta_y = \frac{D_y}{2} \quad (2.47)$$

hergestellt werden. Die Azimutaufösung hängt also weder von der Wellenlänge noch von der Entfernung zwischen Sensor und Objekt ab und entspricht der Hälfte der realen Aperturabmessung in Azimutrichtung. Anzumerken ist noch, dass die Azimutaufösung durch Verkleinern der realen Aperturabmessungen aus Empfindlichkeitsgründen nicht beliebig verkleinerbar ist.

2.2.3 Systemtheoretische Beschreibung der SAR-Verarbeitung

Der Weg zu einem SAR-Bild kann entsprechend [19] bzw. [63] in zwei Abschnitte unterteilt werden. Zuerst werden entlang eines vordefinierten Pfades Mess- bzw. Rohdaten aufgenommen und abgespeichert. Um daraus die ursprüngliche Streuzentrenverteilung zu rekonstruieren, müssen diese Daten in einem zweiten Schritt fokussiert werden.

Zur Veranschaulichung dieser beiden Prozesse wird anhand eines einzelnen Streuzentrums die Erfassung der Rohdaten sowie die Impulsantwort nach den einzelnen Prozessierungsschritten betrachtet. In Abb. 2.9 ist die Anordnung eines Radars in der *stripmap*-Konfiguration mit linearer synthetischer Apertur mit den im Folgenden verwendeten Bezeichnungen schematisch dargestellt. Das Radar bewegt sich mit konstanter Geschwindigkeit v in einer Höhe H parallel zur y -Achse. Senkrecht dazu wird die Entfernung r zum betrachteten Streuzentrum erfasst. Diese zwei Koordinaten spannen eine Ebene (y, r) entlang Azimut und Entfernung auf. Oft wird diese Ebene auch durch Zeitkoordinaten (t, τ) ausgedrückt. Die beiden Darstellungsformen sind durch

$$r = \frac{c_0}{2} \cdot \tau \quad (2.48)$$

$$y = v_s t \quad (2.49)$$

miteinander verbunden. Dabei beschreibt v_s die Geschwindigkeit des Sensors. Typische Größen der beiden Zeitebenen unterscheiden sich um Größenordnungen, so dass die schon erwähnte *Start-Stopp-Näherung*, die die

Hierbei ist $R(y - y_0, r_0)$ der Abstand zwischen Sensor und Streuzentrum, $w(y - y_0, r_0)$ umfasst Einflüsse wie Antennenrichtdiagramm, Systemeinflüsse oder Ausbreitungsdämpfung.

Nach einer Verschiebung des Empfangssignals ins Basisband, d. h. einer Multiplikation mit dem Term $\exp(-j4\pi/\lambda \cdot r)$ kann dies durch

$$s_{\text{Rx, BB}}(y, r; r_0) = \sigma_s(y_0, r_0) \cdot w(y - y_0, r_0) A \left(\frac{2}{c}(r - R(y - y_0, r_0)) \right) \cdot \exp \left(j\psi \left(\frac{2}{c}(r - R(y - y_0, r_0)) \right) \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R(y - y_0, r_0) \right). \quad (2.53)$$

ausgedrückt werden. Aus Gleichung (2.53) kann die Übertragungsfunktion eines SAR-Systems für ein punktförmiges Streuzentrum mit

$$g(y, r; r_0) = w(y, r_0) A \left(\frac{2}{c}(r - R(y, r_0)) \right) \cdot \exp \left(j\psi \left(\frac{2}{c}(r - R(y, r_0)) \right) \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R(y, r_0) \right) \quad (2.54)$$

extrahiert werden. Der Ausdruck aus (2.54) kann auch als Faltung zweier einfacherer Übertragungsfunktionen über

$$g(y, r; r_0) = g_1(y, r; r_0) \star g_2(r) \quad (2.55a)$$

$$g_1(y, r; r_0) = w(y, r_0) \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R(y, r_0) \right) \delta(r - R(y, r_0)) \quad (2.55b)$$

$$g_2(y, r; r_0) = A \left(\frac{2r}{c} \right) \exp \left(j\psi \left(\frac{2r}{c} \right) \right) \quad (2.55c)$$

ausgedrückt werden. Die Übertragungsfunktion g_2 hängt nur von der Entfernungvariable r ab. Durch die Variable R , die den Abstand zwischen Sensorantenne und Streuzentrum darstellt, ist in g_1 ein über Azimutvariable y und Entfernungvariable r verkoppelter Ausdruck vorhanden. Dies führt dazu, dass das Echo eines Streuzentrums entlang der synthetischen Apertur nicht in konstanter Entfernung auftaucht, sondern den Verlauf einer Hyperbel aufweist. Dieser Effekt wird in der Literatur mit *Range Cell Migration* bezeichnet [13]. Durch die Verkopplung von y und r im Ausdruck R entsteht zudem ein für das jeweilige Streuzentrum an der Azimutposition y_0 charakteristischer Phasenverlauf. Dieser wird als *Azimuth-Chirp* bezeichnet. Durch diesen Phasenverlauf lassen sich Streuzentren bezüglich ihrer Azimutposition voneinander trennen. Die Verkopplung zwischen Entfernung

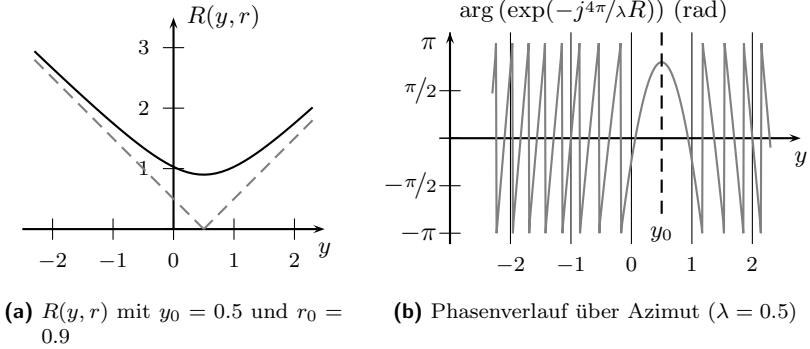


Abb. 2.10 Rohdaten eines punktförmigen Streuzentrums im Verlauf über Azimut y und Entfernung r (hier dimensionslos)

und Azimut führt außerdem dazu, dass die Verarbeitung von SAR-Daten zu einem nicht gänzlich separierbaren zweidimensionalen Problem wird. In Abbildung 2.10 sind exemplarisch die Verläufe von R und des Phasenverlaufs (*Azimuth-Chirp*) dargestellt.

Wie die Beschreibung der SAR-Datenaufnahme zeigt, ist die Antwort eines einzelnen Streuzentrums über einen großen Bereich in Azimutrichtung in den Messdaten verteilt. Um die ursprüngliche Streuzentrenverteilung σ_s wiederherzustellen, muss der in (2.55) beschriebene Prozess der Datenaufnahme umgekehrt werden.

Der Rekonstruktionsprozess wird in der Literatur – z. B. [100] – oft in Entfernungs- und Azimutkompression unterteilt. Da die Übertragungsfunktion der Datenaufnahme aus (2.54) genau bekannt ist, kann zur Fokussierung ein Optimalfilter (*Matched Filter*) angewandt werden.

Die Entfernungskompression kann auf jede Einzelmessung über Azimut separat angewandt werden. Dazu wird das Empfangssignal mit der konjugiert komplexen Impulsantwort $g_2^*(r)$ entsprechend

$$A_c(\tau) = \gamma \int_{-\infty}^{\infty} g_2^*(\tau - \tau') A(\tau') \exp(j\psi(\tau')) d\tau' \quad (2.56)$$

korreliert. Dabei fasst γ alle konstanten Terme aus Gleichung (2.52) zusammen. Durch die Anwendung des Optimalfilters ergibt sich die sinc-Funktion mit der Breite von Nullstelle zu Nullstelle von $2/B$ gemäß

$$A_c(\tau) = \gamma' \frac{\sin(\pi B \tau)}{\pi B \tau} = \gamma' \operatorname{sinc} \left(\pi \frac{2B}{c_0} r \right). \quad (2.57)$$

Dabei ist B die Bandbreite des Sendesignals. Nach der Pulskompression in Entfernungsrichtung nach (2.56) liegen die Rohdaten aus (2.53) in der Form

$$s_{rc}(y, r; r_0) = \sigma_s(y_0, r_0) \cdot w(y - y_0, r_0) A_c \left(\frac{2}{c}(r - R(y - y_0; r_0)) \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R(y - y_0; r_0) \right) \quad (2.58)$$

vor. Der zweite Schritt des Rekonstruktionsprozesses besteht aus der Fokussierung in Azimutrichtung. In diesem Schritt muss der entfernungs- und azimutabhängige Phasenverlauf, wie er in (2.55) deutlich wird, kompensiert werden. Der Entfernungsverlauf über Azimut hat die Form

$$R(y - y_0, r_0) = \sqrt{r_0^2 + (y - y_0)^2} = \sqrt{r_0^2 + v^2(t - t_0)^2}. \quad (2.59)$$

Die Funktion beschreibt den hyperbolischen Verlauf der Referenzfunktion R über y , wie er auch in Abbildung 2.10 dargestellt ist.

Die Azimutprozessierung kann als Korrelation des empfangenen Signals (2.58) mit dem erwarteten Signal eines Streuzentrums an der betrachteten Stelle interpretiert werden. Das entsprechende Signal $g_{a1}(y, r; r_0)$ für ein Streuzentrum an der Stelle (y_1, r_1) ist in (2.55b) angegeben. Im Fol-

genden wird mit w_{ref} die Azimut-Gewichtungsfunktion des Referenzsignals bezeichnet. Das komplexwertige, prozessierte Bild ergibt sich zu

$$\begin{aligned}
 S(y_1, r_1) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{rc}}(y, r; r_0) \cdot g_1^*(y - y_1, r; r_1) dy dr \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma_s(y_0, r_0) \cdot w(y - y_0, r_0) A_c \left(\frac{2}{c}(r - R(y - y_0; r_0)) \right) \\
 &\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R(y - y_0; r_0) \right) \cdot w_{\text{ref}}(y - y_1; r_1) \cdot \delta(r - R(y - y_1; r_1)) \\
 &\quad \cdot \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} R(y - y_1; r_1) \right) dy dr \\
 &= \sigma_s(y_0, r_0) \int_{-\infty}^{\infty} w_{\text{ref}}(y - y_1; r_1) \cdot w(y - y_0, r_0) \\
 &\quad \cdot A_c \left(\frac{2}{c}(R(y - y_1; r_1) - R(y - y_0; r_0)) \right) \\
 &\quad \cdot \exp \left(j \frac{4\pi}{\lambda} (R(y - y_1; r_1) - R(y - y_0; r_0)) \right) dy.
 \end{aligned} \tag{2.60}$$

Zur Veranschaulichung der weiteren Zusammenhänge wird im Folgenden der hyperbolische Verlauf der Entfernung über Azimut durch eine Taylor-Reihenentwicklung um den Scheitelpunkt (t_0, r_0)

$$R(y - y_0, r_0) \approx r_0 + \frac{v^2}{2r_0}(t - t_0)^2 \tag{2.61}$$

angenähert. Das Streuzentrum befindet sich dabei mittig bezüglich der verwendeten synthetischen Apertur. Unter der Annahme dass r_0 und r_1 nahe beieinander liegen kann damit der Entfernungsunterschied $R(y - y_1; r_1) - R(y - y_0; r_0)$ durch

$$\begin{aligned}
 R(y - y_1; r_1) - R(y - y_0; r_0) &= r_1 + \frac{v^2}{2r_1}(t - t_1)^2 - r_0 - \frac{v^2}{2r_0}(t - t_0)^2 \\
 &\approx (r_1 - r_0) - \frac{v^2}{r_0}(t t_1 - t t_0) + \frac{v^2}{2r_0}(t_1^2 - t_0^2) \\
 &= \Delta r - \frac{y \Delta y}{r_0} + \frac{1}{2r_0}(y_1^2 - y_0^2)
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

angenähert werden. Dabei ist $\Delta r = r_1 - r_0$ und $\Delta y = y_1 - y_0$. Zwischen erster und zweiter Zeile wurde angenommen, dass in den Nennern der beiden Brüche $r_1 \approx r_0$ gilt. Um das Integral in (2.60) zu lösen, können einige weitere Vereinfachungen gemacht werden. Geht man davon aus, dass der Einfluss des Richtdiagramms der Antenne über Azimut gegenüber den Azimutschwankungen des Signals des Streukörpers überwiegt, lässt sich der Ausdruck $w_{\text{ref}}(y - y_1; r_1) \cdot w(y - y_0, r_0)$ zu einem gemeinsamen Gewichtungsfaktor $w_{\text{eff}}(y - y_0; r_0)$ zusammenfassen. Weiterhin soll der Ausdruck $A_c(\cdot)$ nur durch den ersten Term aus (2.62) approximiert werden. Für den exp-Term werden die ersten zwei Terme aus (2.62) verwendet, so dass dieser zu

$$\exp\left(j\frac{4\pi}{\lambda}\Delta r\right) \cdot \exp\left(-j2\pi\frac{2\Delta y}{\lambda r_0} \cdot y\right) \quad (2.63)$$

wird. Für den nächsten Schritt kann man, um die Fouriertransformation hervorzuheben, $f := 2\Delta y/\lambda r_0$ definieren.

Setzt man diese Näherungen in (2.60) ein, ergibt sich für das prozessierte Bild

$$S(y_1, r_1) = \sigma_s(y_0, r_0) A_c\left(\frac{2}{c}\Delta r\right) \exp\left(j\frac{4\pi}{\lambda}\Delta r\right) \int_{-\infty}^{\infty} w_{\text{eff}}(y - y_0, r_0) \cdot \exp(-j2\pi f y) dy. \quad (2.64)$$

Gleichung (2.64) zeigt, dass die Impulsantwort entlang Azimut über die Fouriertransformierte von w_{eff} bestimmt werden kann. Der Einfachheit halber wird hier eine gleichförmige Amplitudenbelegung angenommen. Die Antenne habe eine Ausdehnung D_a in Azimut, so dass das Integral entsprechend (2.45) nur über das Intervall $\pm\lambda r_0/2D_a$ ausgeführt werden muss. Die Fouriertransformierte wird damit zu

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{\lambda r_0}{2D_a}}^{\frac{\lambda r_0}{2D_a}} w_{\text{ref}}(y - y_0, r_0) \exp(-j2\pi f y) dy &= \frac{\lambda r_0}{D_a} \frac{\sin(\pi f \frac{\lambda r_0}{D_a})}{\pi f \frac{\lambda r_0}{D_a}} w \\ &= \frac{\lambda r_0}{D_a} \text{sinc}\left(2\pi \frac{\Delta y}{D_a}\right). \end{aligned} \quad (2.65)$$

Die auftretenden Bandbreiten der Signale in den Gleichungen (2.57) und (2.65) entsprechen den Überlegungen zum Auflösungsvermögen in Abschnitt 2.2.2. In *range*-Richtung beträgt die Bandbreite $2B/c$, in Azimu-

trichtung ist sie $2/D_a$. Somit lässt sich das rekonstruierte SAR-Bild eines Streuzentrums durch

$$S(y, r) \cong \sigma_s(y_0, r_0) \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda}(r - r_0)\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi(r - r_0)}{\delta_r}\right) \cdot \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi(y - y_0)}{\delta_a}\right) \quad (2.66)$$

ausdrücken. Die Impulsantwort der gesamten SAR-Verarbeitung bestehend aus Datenaufnahme und Prozessierung ist proportional zu

$$g(y, r) \sim \exp\left(j \frac{4\pi}{\lambda}r\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi r}{\delta_r}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi y}{\delta_a}\right). \quad (2.67)$$

Bei der Rekonstruktion von Messdaten wird nach Möglichkeiten gesucht den soeben beschriebenen Ablauf der Rekonstruktion möglichst recheneffizient durchzuführen. Ein verbreiteter Algorithmus für lineare Aperturen der im Frequenzbereich arbeitet ist der $\omega - k$ Algorithmus. Algorithmen dieses Typs sind recheneffizient, benötigen aber eine zusätzliche Interpolation im Frequenzbereich. In Abschnitt C.1 wird der grundsätzliche Ablauf des Algorithmus vorgestellt, da er in Abschnitt 3.2.2 Anwendung findet.

2.3 Rekonstruktion für zirkuläre Aperturen – Monostatik

2.3.1 Unterschiede zur linearen Apertur

Bei Verwendung linearer synthetischer Aperturen ist die SAR-Prozessierung ein rein zwei-dimensionales Problem, da die Anordnung bezüglich der synthetischen Apertur rotationssymmetrisch ist. Jedes Objekt ist durch die mit zwei Parametern (ξ, ρ) beschreibbare Position gekennzeichnet. Dabei ist ξ die Azimutvariable und ρ die dazu orthogonale Entfernung zwischen synthetischer Apertur und Streuzentrum. Dies ist bei der Verwendung einer kreisförmigen synthetischen Apertur nicht mehr möglich. Hier wird die Rekonstruktion der zweidimensionalen Datensätze, aufgrund der fehlenden Symmetrie, zu einem dreidimensionalen Problem.

2.3.2 Mögliche Rekonstruktionsgebiete

Für eine kreisförmige synthetische Apertur lassen sich bei Rekonstruktion im *Stripmap-Mode*, der bei einer Person sinnvoll ist, verschiedene Rekonstruktionsgebiete aufstellen. Drei sinnvoll erscheinende Gebiete für die Abbildung von Objekten an Personen sind in Abbildung 2.11 dargestellt.

Der Index “a” drückt aus, dass die jeweilige Variable eine Größe der Apertur beschreibt. Variablen mit Index “o” beschreiben das Rekonstruktionsgebiet. Ein naheliegendes Gebiet für die Rekonstruktion in der Nähe der Körperoberfläche der Person, mit einer möglichst einfachen Form, ist ein Zylindermantel. Dieser lässt sich über

$$\mathbf{r}_o = (x, y, z)_o = \begin{pmatrix} \rho_o \cdot \cos \varphi_o \\ \rho_o \cdot \sin \varphi_o \\ z_o \end{pmatrix}^T \quad (2.68)$$

beschreiben. Daneben ist auch die Rekonstruktion in einer Ebene mit $x_o = x_{\text{offset}} = \text{const.}$ möglich.

Wie in Kap. 6.2 genauer erläutert, bietet sich die dritte in Abb. 2.11c dargestellte Wahl der Objektkoordinaten gerade für die weitere Auswertung der Differenzphase besonders an. Die Koordinaten werden hier nicht wie bei den anderen beiden Rekonstruktionsgebieten durch die Geometrie der abzubildenden Person bestimmt, sondern durch die Abbildungseigenschaften des monostatischen Sensors. Das Rekonstruktionsgebiet lässt sich über

$$\mathbf{r}_o = (x, y, z)_o = \begin{pmatrix} (\rho_a - \rho_o \cos(\vartheta_{\text{ant}} + \psi)) \cdot \cos \varphi_o \\ (\rho_a - \rho_o \cos(\vartheta_{\text{ant}} + \psi)) \cdot \sin \varphi_o \\ \rho_o \sin(\vartheta_{\text{ant}} + \psi) \end{pmatrix}^T \quad (2.69)$$

beschreiben.

2.3.3 Rekonstruktionsverfahren

Ein zwar nicht recheneffizienter, jedoch leicht auf beliebige Geometrien anwendbarer Algorithmus ist der *Backprojection*-Algorithmus. Dieser kann aufgrund der leichten Anpassbarkeit gut auf den Fall der zirkularen Apertur angewandt werden. Zudem können damit aufgrund der punktwisen Rekonstruktion beliebige Gebiete direkt als Abbildungsbereiche verwendet werden. Diese Flexibilität zeichnet diesen Algorithmus gegenüber anderen, etwa Frequenzbereichsverfahren, aus. Im Weiteren wird, falls nicht besonders erwähnt, deshalb dieser Algorithmus zur Rekonstruktion verwendet. Der *Backprojection*-Algorithmus für lineare Aperturen ist z. B. in [100] oder in einer schnelleren Implementierung speziell für lineare Aperturen in [105] oder [108] beschrieben.

Eine weitere Möglichkeit zur Beschleunigung der Rekonstruktion liegt in der Anpassung recheneffizienter Algorithmen für lineare synthetische Aperturen an den Fall der kreisförmigen synthetischen Apertur. Für den $\omega - k$ Algorithmus wird dies in [20] vorgestellt.

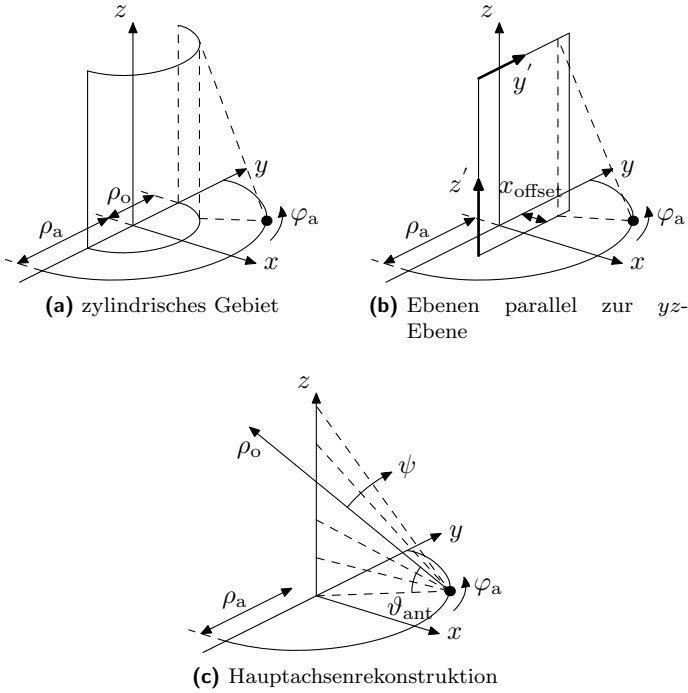


Abb. 2.11 Darstellung verschiedener Rekonstruktionsgebiete

Bei Verwendung eines *Backprojection*-Algorithmus wird das komplexwertige Rekonstruktionsergebnis der SAR-Verarbeitung $h(\xi, \rho)$ allgemein durch Integration der Rohdaten über einen bestimmten Aperturausschnitt $[\xi_1; \xi_2]$ durch

$$h(\xi, \rho) = \int_{\xi_1}^{\xi_2} g(\xi', R) \alpha(R) \exp(j2k_c R) d\xi' \quad (2.70)$$

berechnet. Hierbei ist g der kalibrierte Rohdatensatz und $\alpha(R)$ beschreibt einen Gewichtungsfaktor der die Dämpfung der elektromagnetischen Welle kompensiert. Die Wellenzahl k_c korrespondiert mit der Mittenfrequenz des bandpassbeschränkten Signals. $R = \sqrt{(\xi' - \xi)^2 + \rho^2}$ ist die Entfernung zwischen Phasenzentrum der Sensorantenne und einem möglichen Streuzentrum an der jeweiligen Aperturposition, also in Gegensatz zu ρ nicht die orthogonale Projektion auf die synthetische Apertur.

Wie in Abb. 2.11 dargestellt, ist der Aperturwinkel mit φ_a und der Aperturradius mit ρ_a bezeichnet. In kartesischen Koordinaten kann die Apertur durch

$$\mathbf{r}_a = (x, y, z)_a = (\rho_a \cos(\varphi_a), \rho_a \sin(\varphi_a), h_a) \quad (2.71)$$

beschrieben werden. Die z -Komponente h_a beschreibt die Sensorhöhe und wird für den unteren Sensor zu Null gesetzt.

Damit die räumliche Fokussierung durch weitere Methoden getrennt von der Rekonstruktion entlang Azimut und Entfernung durchgeführt werden kann, bietet sich die Wahl des in Abb. 2.11c dargestellten Rekonstruktionsgebiets an. Die Rekonstruktion in diesem Achsgitter wird im Folgenden als Hauptachsenrekonstruktion bezeichnet. Dabei beschreibt φ_o die Azimut- bzw. *along-track* Variable und ρ_o die Entfernung. Der Winkel ψ stellt den Ablagewinkel in Elevation bezüglich der Hauptstrahlrichtung des Sensors dar. Das Rekonstruktionsgebiet kann durch Gleichung (2.69) ausgedrückt werden.

Der Abstand R zwischen einer Aperturposition \mathbf{r}_a und der Rekonstruktionsposition \mathbf{r}_o ergibt sich über $R = |\mathbf{r}_a - \mathbf{r}_o| = f(\dots, \psi)$.

Das Rekonstruktionsergebnis $h(\cdot)$ ergibt sich damit bei Rekonstruktion mit einem *Backprojection*-Algorithmus über

$$h(\rho, \varphi, \psi) = \int_{\varphi_{a,1}}^{\varphi_{a,2}} g(R, \varphi'_a) \cdot \alpha(R) \exp(j2k_c R) d\varphi'_a. \quad (2.72)$$

2.3.4 Sichtbarkeit eines Objekts entlang der kreisförmigen Apertur

Um die gesamte Person möglichst gut zu beleuchten, wird die Antenne bei schräger Beleuchtung um einen bestimmten Winkel ϑ_{ant} (typischerweise 60°) gegenüber der Horizontalen verkippt. Der Sensor mit der um ϑ_{ant} geneigten Antenne umkreist die zu beleuchtenden Objekte auf einer Kreisbahn mit Radius ρ_a . Die Hauptkeule ist immer auf das Drehzentrum ausgerichtet. Für die Antenne kann ein lokales Koordinatensystem eingeführt werden. Darin zeigt die z -Achse in Richtung der Hauptstrahlrichtung. Ihr Einheitsvektor \mathbf{e}'_z ergibt sich zu

$$\mathbf{e}'_z = \begin{pmatrix} -\cos \varphi_a \cdot \cos \vartheta_{ant} \\ -\sin \varphi_a \cdot \cos \vartheta_{ant} \\ \sin \vartheta_{ant} \end{pmatrix}. \quad (2.73)$$

Die lokale x -Achse liegt in der globalen xy -Ebene. Die y -Achse ergibt sich daraus (vgl. [2, S. 29]). Der Einheitsvektor in x -Richtung ist

$$\mathbf{e}'_x = \begin{pmatrix} \sin \varphi_a \\ -\cos \varphi_a \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (2.74)$$

Der dritte Einheitsvektor des lokalen Koordinatensystems \mathbf{e}'_y kann über

$$\mathbf{e}'_y = \mathbf{e}'_z \times \mathbf{e}'_x \quad (2.75)$$

bestimmt werden. Der Vektor \mathbf{r} ist der Abstandvektor zwischen Auswertepunkt und Antennenposition und zeigt zum Auswertepunkt hin. Die Komponenten des Abstandsvektors \mathbf{r} im lokalen Koordinatensystem sind

$$\mathbf{r}|_{\text{lokal}} = \begin{pmatrix} \mathbf{r}^\top \cdot \mathbf{e}'_x \\ \mathbf{r}^\top \cdot \mathbf{e}'_y \\ \mathbf{r}^\top \cdot \mathbf{e}'_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix}. \quad (2.76)$$

Der horizontale Blickwinkel im Antennenkoordinatensystem $\varphi_{\text{ant,hor}}$ kann über

$$\varphi_{\text{ant,hor}} = \arctan \frac{x'}{z'} \quad (2.77)$$

bestimmt werden. In vertikaler Richtung ergibt sich der Blickwinkel zu

$$\varphi_{\text{ant,vert}} = \arctan \frac{y'}{\sqrt{x'^2 + z'^2}}. \quad (2.78)$$

Am Beispiel aus Abb. 2.12 zeigt sich, dass der Blickwinkel der Antenne in Richtung der Streuzentren an typischen Orten aufgrund der Ausrichtung zum Drehzentrum keine großen Werte annimmt und somit das Richtdiagramm der Antenne keinen allzu großen Einfluss hat. Einschränkend in Hinblick auf die Sichtbarkeit einzelner Streuzentren sind vielmehr Abschattungseffekte des Körpers der Person. Wie auch später z.B. in Abb. 5.2 bzw. 5.3 noch vorgestellt, können Aperturausschnitte bis zu einer Größe von $\varphi_a = \pm 40^\circ \dots 50^\circ$ noch sinnvolle Daten eines Streuzentrums liefern.

2.3.5 Auflösungsvermögen einer kreisförmigen Apertur

Das vorgestellte Konzept der Darstellung des Abbildungsvorgangs im k -Raum soll hier auf den konkreten Fall der kreisförmigen synthetischen Apertur bei monostatischem Aufbau angewandt werden, um das Auflösungsvermögen zu bestimmen. Der Einheitsvektor in \mathbf{k} -Richtung für eine bestimmte

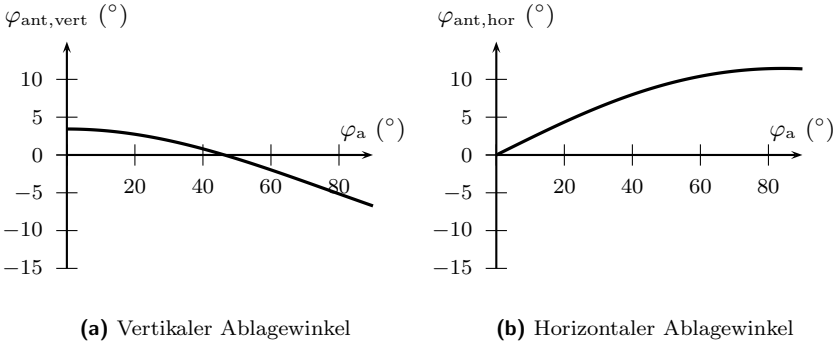


Abb. 2.12 Blickwinkel der Antenne für typische Aperturparameter $\rho_a = 0.6$ m für ein Streuzentrum bei $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.8)$ m

Aperturposition \mathbf{r}_a sowie eine bestimmte Objektposition \mathbf{r}_o bestimmt sich über

$$\mathbf{e}_k = \frac{\mathbf{r}_o - \mathbf{r}_a}{|\mathbf{r}_o - \mathbf{r}_a|}. \quad (2.79)$$

Zur Bestimmung der Ausdehnung des k -Raums wird der Punkt mittig auf der Apertur: $P_c = (x, y, z) = (\rho_a, 0, 0)$ sowie einer der beiden Punkte am Rand der Apertur (d. h. bei $\varphi_a = \varphi_{a,\max}$)

$$\mathbf{P}_{\text{extr}} = \begin{pmatrix} \rho_a \cos \varphi_{a,\max} \\ \rho_a \sin \varphi_{a,\max} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.80)$$

betrachtet. Allgemein bestimmt sich das Auflösungsvermögen über die Breite des belegten k -Raums in der jeweiligen Richtung. Die Ausdehnung kann durch Modulation der Frequenz aber auch durch Änderung der Betrachtungsperspektive des monostatischen Aufbaus erfolgen. Bei Ausdehnung durch Frequenzmodulation bestimmt sich das Auflösungsvermögen δ über

$$\delta r_{\text{ms}} = \frac{2\pi}{\Delta k_{\text{ms}}}, \quad (2.81)$$

wobei

$$\Delta k_{\text{ms}} = \frac{4\pi}{c_0} (f_{\max} - f_{\min}) \quad (2.82)$$

$$= (k_{\text{Tx}, \max} + k_{\text{Rx}, \max}) - (k_{\text{Tx}, \min} + k_{\text{Rx}, \min}) \quad (2.83)$$

die Ausdehnung des k -Raums darstellt. Das Auflösungsvermögen im monostatischen Fall ergibt sich über den Zusammenhang

$$\delta r_{\text{ms}} = \frac{2\pi}{\Delta k_{\text{ms}}} = \frac{c_0}{2B}. \quad (2.84)$$

Der k -Vektor für die mittige Aperturposition \mathbf{r}_c ist

$$\mathbf{k}_c = \begin{pmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{pmatrix}_c = \frac{1}{\sqrt{(\rho_o - \rho_a)^2 + h^2}} \begin{pmatrix} \rho_o - \rho_a \\ 0 \\ h \end{pmatrix} \frac{4\pi}{c_0} f_c. \quad (2.85)$$

Für die Aperturposition am Rand des benutzten Aperturausschnitts wird der k -Vektor zu

$$\mathbf{k}_{\text{extr}} = \frac{1}{\sqrt{(\rho_o - \rho_a \cos \varphi_a)^2 + (-\rho_a \sin \varphi_a)^2 + h^2}} \cdot \begin{pmatrix} \rho_o - \rho_a \cos \varphi_a \\ -\rho_a \sin \varphi_a \\ h \end{pmatrix} \frac{4\pi}{c_0} f_c. \quad (2.86)$$

In ψ -Richtung ergibt sich das Auflösungsvermögen im Bogenmaß über

$$\delta \psi_{3\text{dB}} = \frac{2\pi}{\Delta k_\psi} \cdot \frac{1}{r}, \quad (2.87)$$

wobei r der Abstand zwischen Sensor und betrachtetem Objektpunkt ist. Dabei kann Δk_ψ näherungsweise über

$$\Delta k_\psi(\varphi_a) = \sqrt{(k_{c,x} - k_{\text{extr},x}(\varphi_a))^2 + (k_{c,z} - k_{\text{extr},z}(\varphi_a))^2} \quad (2.88)$$

bestimmt werden. Betrachtet man die Ausdehnung der Messdaten im k -Raum in y -Richtung aus (2.86) kann damit das Auflösungsvermögen in φ -Richtung bestimmt werden. Es ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \Delta \varphi_{3\text{dB}} \cdot \rho_o &= \frac{2\pi \sqrt{(\rho_o - \rho_a \cos \varphi_a)^2 + (-\rho_a \sin \varphi_a)^2 + h^2} \cdot c_0}{2\rho_a \sin \varphi_a 4\pi f_c} \\ &= \frac{c_0 \sqrt{(\rho_o - \rho_a \cos \varphi_a)^2 + (-\rho_a \sin \varphi_a)^2 + h^2}}{4\rho_a f_c \sin \varphi_a}. \end{aligned} \quad (2.89)$$

Mit ρ_o wird dabei der radiale Abstand des Rekonstruktionspunktes vom Drehzentrum bezeichnet. Die Formel zeigt, dass die Auflösung in Azimutrichtung von der Breite des berücksichtigten Aperturausschnitts abhängt.

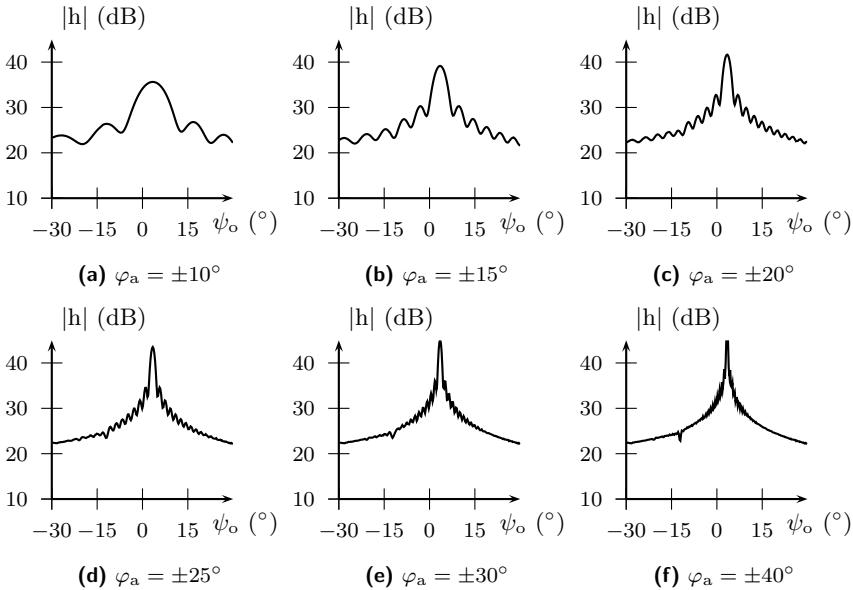


Abb. 2.13 Rekonstruierte Impulsantwort eines Streuzentrums über den Elevationswinkel ψ ; Simulation mit einem Streuzentrum bei $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.8)$ m bei verschieden großen Aperturausschnitten

Zudem ist die Auflösung für Punkte, die näher am Drehzentrum platziert sind bei gleich großem berücksichtigtem Ausschnitt schlechter.

Abb. 2.13 zeigt den Verlauf der Impulsantwort über ψ für verschiedene große Aperturausschnitte. Für typischerweise verwendete Systemgrößen und Geometrieparameter, d. h. einer Mittenfrequenz von $f_c = 95$ GHz bei einer Bandbreite von 10 GHz sowie einem Aperturradius $\rho_a = 0.6$ m ergibt sich für ein Objekt bei $(x, y, z) = (\rho_o, 0, h) = (0.2, 0, 0.8)$ m das in Abb. 2.14 dargestellte Auflösungsvermögen entlang der beiden betrachteten Hauptachsenrichtungen φ und ψ als Funktion der Größe des Aperturausschnitts $\pm\varphi_a$.

Eine Verifikation der erreichbaren Auflösung anhand von Messdaten wird später in Abschnitt 5.2 vorgestellt.

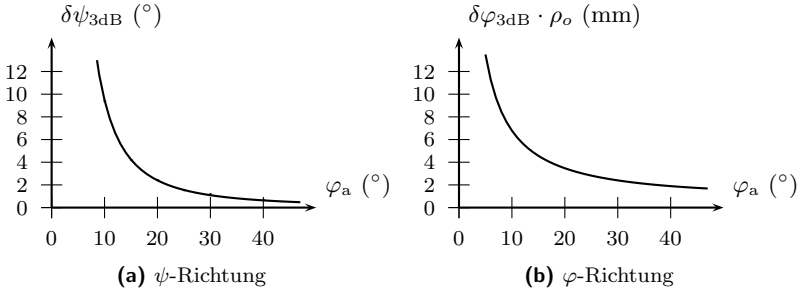


Abb. 2.14 Auflösungsvermögen in den Hauptachsenrichtungen ψ und φ bei mono-statischer Rekonstruktion, Streuzentrum bei $(x, y, z)_o = (0.2, 0, 0.8)$ m; ψ -Richtung: Testpunkte vgl. Abb. 2.13; φ -Richtung: Vergleich mit Messdaten in Abb. 5.2 bzw. 5.3

2.4 Bistatische Anordnungen mit zirkularer synthetischer Apertur

Da im realisierten Ansatz (vgl. Abb. 1.2) zwei Sensoren vorhanden sind, einer unter- und einer oberhalb der Person, kann grundsätzlich auch ein bistatischer Betrieb in Erwägung gezogen werden. Dabei empfängt ein Sensor das vom jeweils anderen Sensor abgestrahlte und an Objekten reflektierte Signal. Die dazugehörigen Modifikationen in der SAR-Prozessierung und das erwartbare Auflösungsvermögen werden im Folgenden vorgestellt. Dabei wird besonders auf die im Messaufbau vorhandene bistatische Anordnung eingegangen.

2.4.1 Algorithmen für die Rekonstruktion bistatischer Messdaten

Die kalibrierten bistatischen Daten können ebenfalls mit einem angepassten *Backprojection*-Algorithmus rekonstruiert werden. Die Position des Rekonstruktionspunktes \mathbf{r}_o wird durch

$$\mathbf{r}_o = (x, y, z)_o = \begin{pmatrix} \rho_o \cdot \cos \varphi_o \\ \rho_o \cdot \sin \varphi_o \\ z_o \end{pmatrix}^T \quad (2.90)$$

beschrieben. Genauso lässt sich die Aperturposition über

$$\mathbf{r}_a = (x, y, z)_a = \begin{pmatrix} \rho_a \cdot \cos \varphi_a \\ \rho_a \cdot \sin \varphi_a \\ z_a \end{pmatrix}^T \quad (2.91)$$

ausdrücken.

Der Abstand zwischen der Aperturposition \mathbf{r}_a und dem Rekonstruktionspunkt \mathbf{r}_o wird mit R bezeichnet. Dieser Abstand ergibt sich über

$$R = |\mathbf{r}_{a, \text{Tx}} - \mathbf{r}_o| + |\mathbf{r}_{a, \text{Rx}} - \mathbf{r}_o|. \quad (2.92)$$

Das Rekonstruktionsergebnis erhält man durch Auswerten des Integrals

$$h(\mathbf{r}_o) = \int_{\varphi_{a,1}}^{\varphi_{a,2}} u(R, \varphi'_a) \cdot \exp(jk_c R) d\varphi'_a. \quad (2.93)$$

Der mögliche Gewichtungsfaktor $\alpha(R)$ – vgl. Gl. (2.72) – wird hier nicht weiter betrachtet.

2.4.2 Bestimmung des bistatischen Auflösungsvermögens

Im Vergleich zur monostatischen Betrachtung sind die k -Vektoren k_{Tx} der ausgesendeten Wellenfront und k_{Rx} der in Richtung Empfänger reflektierten Anteile nicht kollinear. In den weiteren Überlegungen zur Bestimmung des Auflösungsvermögens wird angenommen, dass sich das beleuchtete Objekt in der Ebene mittig zwischen Sende- und Empfangssensor befindet. Durch diese Annahme kann die Geometrieabhängigkeit durch einen Winkel, der im Weiteren mit α bezeichnet wird, ausgedrückt werden. Eine Verallgemeinerung der angestellten Überlegungen ist jedoch problemlos möglich. Der Winkel α ist der Winkel zwischen k_z -Achse und dem k_{Tx} -Vektor. Er bestimmt sich aus der Geometrie der Messanordnung über den Höhenabstand $\Delta h = z_o - z_{\text{Tx}}$ zwischen Sender und Streuzentrum und dem Radius der Apertur sowie dem Abstand des Streuzentrums von der Drehachse über

$$\tan \alpha = \frac{\rho_a - \rho_o}{\Delta h}. \quad (2.94)$$

Abbildung 2.15 veranschaulicht die im Weiteren betrachtete k -Raumanordnung. Für den k -Vektor der einfallenden Welle gilt

$$k_{\text{Tx}} = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} \quad (2.95)$$

mit $f \in [f_{\min}, f_{\max}]$.

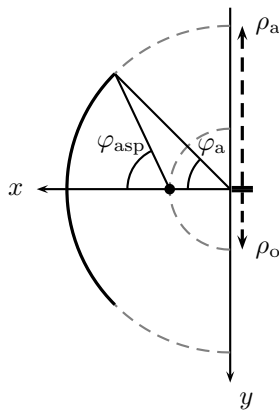
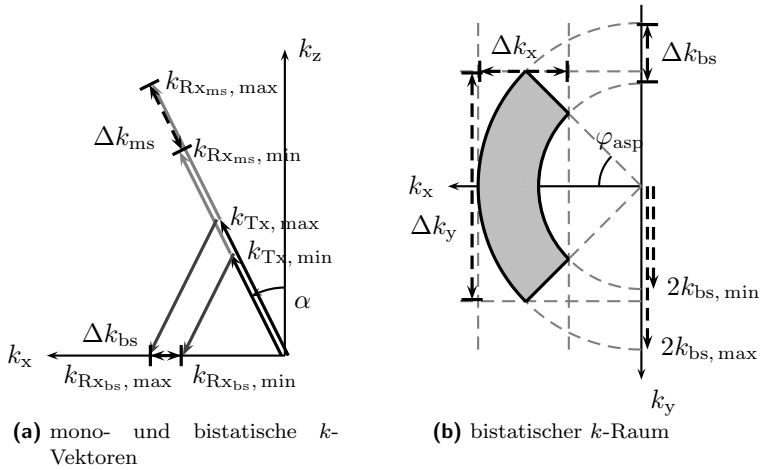


Abb. 2.15 Skizzen zur bistatischen k -Raumbetrachtung

Im monostatischen Fall ist der k -Vektor der reflektierten Welle kollinear zu k_{Tx} . Hier spaltet sich jedoch der k -Vektor in einen Anteil bezüglich k_x sowie einem bezüglich k_z auf. Mit $k_0 = 2\pi f/c_0$ ergibt sich

$$\mathbf{k}_{\text{Tx, bs}} = \begin{pmatrix} k_x \\ k_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \alpha \\ \cos \alpha \end{pmatrix} \cdot k_0 \quad (2.96)$$

$$\mathbf{k}_{\text{Rx, bs}} = \begin{pmatrix} k_x \\ k_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \alpha \\ -\cos \alpha \end{pmatrix} \cdot k_0. \quad (2.97)$$

Der gesamte bistatische k -Vektor wird zu

$$\mathbf{k}_{\text{bs}} = \mathbf{k}_{\text{Tx, bs}} + \mathbf{k}_{\text{Rx, bs}} = \begin{pmatrix} 2 \sin \alpha \\ 0 \end{pmatrix} \cdot k_0 \quad (2.98)$$

und hat also nur eine x -Komponente. Durch den Frequenzhub Δf wird im k -Raum im Fall einer bistatischen Messanordnung der Bereich

$$\Delta k_{\text{bs}} = 2 \sin \alpha \cdot \frac{2\pi}{c_0} (f_{\text{max}} - f_{\text{min}}) \quad (2.99)$$

$$= \sin \alpha \cdot \Delta k_{\text{ms}} \quad (2.100)$$

belegt. Das Auflösungsvermögen der bistatischen Anordnung rein aus der Laufzeitauswertung ist also immer schlechter als das der monostatischen Anordnung. Mit den bekannten Systemgrößen und Geometrien ergibt sich beispielsweise für ein Streuzentrum mittig zwischen den Sensoren an der Position $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.81)$ m für die 3 dB Breite näherungsweise

$$\delta_{\text{bs}} = \frac{1}{\sin \alpha} \cdot \delta_{\text{ms}} \quad (2.101)$$

$$= \frac{1}{\sin \alpha} \cdot \frac{c_0}{2B} \quad (2.102)$$

$$\stackrel{B=10 \text{ GHz}}{=} \sin \left(\tan^{-1} \left(\frac{0.4}{0.81} \right) \right)^{-1} \cdot 0.015 \text{ m} = 0.0339 \text{ m}. \quad (2.103)$$

Durch die SAR-Prozessierung wird das Auflösungsvermögen jedoch deutlich verbessert wie im Folgenden gezeigt wird.

Angenommen wird, dass ein zur bistatischen Konfiguration mittig angebrachtes Objekt an der Position $(x, y, z) = (\rho_o, 0, 0.5 \cdot h_{\text{bist}})$ im *broadside*-mode über einen Aperturausschnitt von $\pm \varphi_a$ aufgenommen und ausgewertet wird. Der relevante Blickwinkel φ_{asp} kann als Funktion der Position des Objekts (hier: ρ_o) und der Position des Sensors auf der Apertur (hier: ρ_a und φ_a) ausgedrückt werden. Es ergibt sich der Zusammenhang

$$\tan \varphi_{\text{asp}} = \frac{\sin \varphi_a \cdot \rho_a}{\cos \varphi_a \cdot \rho_a - \rho_o}. \quad (2.104)$$

Der Zusammenhang zwischen den beiden Winkeln ist auch in Abbildung 2.15(c) durch eine Skizze verdeutlicht. Zur Bestimmung des radialen Auflösungsvermögens, das im Weiteren aufgrund der hier betrachteten Anordnung mit δ_x bezeichnet wird, müssen die Abmessungen des belegten k -Raums in dieser Richtung bestimmt werden. Für Maximum und Minimum ergeben sich

$$2k_{\max, \text{bs}} = \frac{4\pi f_{\max}}{c_0} \cdot \sin \alpha, \quad (2.105)$$

$$2k_{\min, \text{bs}} = \frac{4\pi f_{\min}}{c_0} \cdot \cos \varphi_{\text{asp}} \cdot \sin \alpha. \quad (2.106)$$

Somit spannt der belegte k -Raum in radialer Richtung den Bereich

$$\Delta k_{\text{bs}, x} = \frac{4\pi}{c_0} (f_{\max} - f_{\min} \cdot \cos \varphi_{\text{asp}}) \cdot \sin \alpha \quad (2.107)$$

auf. Das radiale Auflösungsvermögen ist damit durch

$$\delta_x (= \delta_{\text{rad}}) = \frac{c_0}{2(f_{\max} - f_{\min} \cdot \cos \varphi_{\text{asp}}) \cdot \sin \alpha} \quad (2.108)$$

gegeben. Für das Auflösungsvermögen in Azimutrichtung sind die relevanten Grenzen über

$$2k_{\max, \text{bs}, \text{az}} = \frac{4\pi f_{\max}}{c_0} \cdot \sin \alpha \cdot \sin \varphi_{\text{asp}} \quad (2.109)$$

bestimmt. Mit ihnen ergibt sich für das Auflösungsvermögen δ_{az}

$$\delta_y (= \delta_{\text{az}}) = \frac{c_0}{4f_{\max} \cdot \sin \alpha \cdot \sin \varphi_{\text{asp}}}. \quad (2.110)$$

Der Verlauf der beiden Größen kann durch Anwendung der Zusammenhänge aus Gleichung (2.104) auch als Funktion des Aperturwinkels φ_a ausgedrückt werden. Eine Darstellung dieser Verläufe über der Größe des berücksichtigten Aperturausschnitts von $\pm\varphi_a$ sind mit den üblichen Systemparametern – siehe Tabelle B.1 – in Abbildung 2.16 dargestellt. Abbildung 2.17 zeigt die bistatische Impulsantwort für verschieden große Aperturausschnitte.

2.4.3 Bistatische Auflösungseigenschaften bei Änderung der Geometrie

Die bisher betrachtete Anordnung der Sensoren im bistatischen Aufbau ist durch den vorhandenen Testaufbau motiviert. Dort sind die beiden Sensoren übereinander angebracht. Wie aufgezeigt, kann damit ein gutes Auflösungsvermögen in der Horizontalen erreicht werden. In der Vertikalen ist

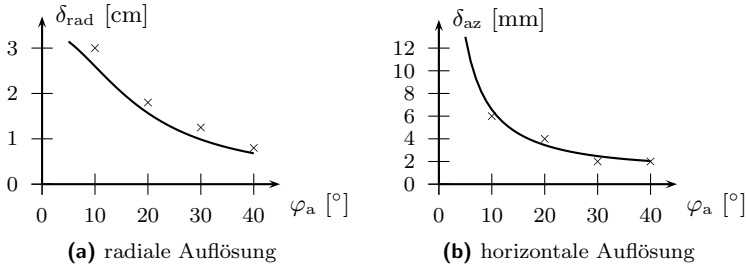


Abb. 2.16 Auflösungsvermögen in Abhängigkeit der Größe des Aperturausschnitts; Parameter: $f = 90 \dots 100$ GHz, $r_a = 0.6$ m, $h_{TxRx} = 1.62$ m, $r_o = 0.2$ m, $z_o = 0.81$ m; mit \times sind Punkte aus Simulationen zur Verifikation dargestellt

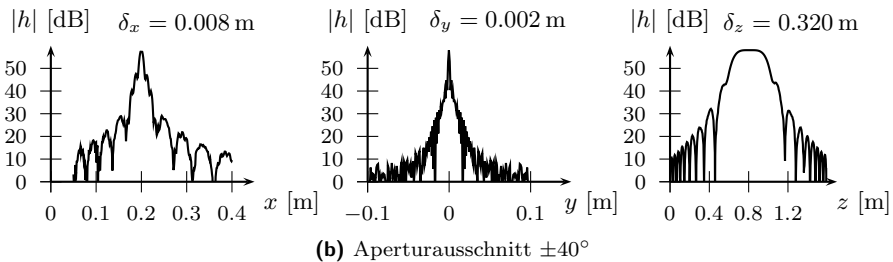
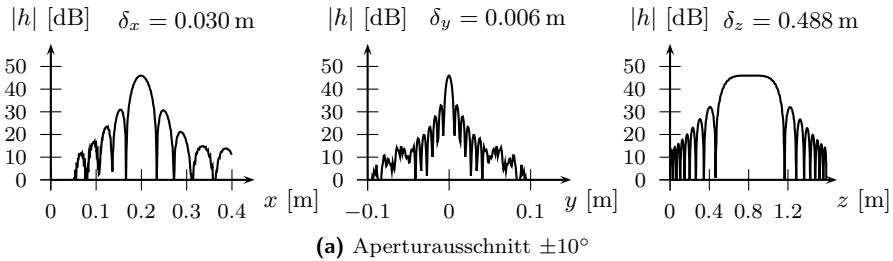


Abb. 2.17 Bistatische Impulsantwort h für ein Streuzentrum bei $(x_o, y_o, z_o) = (0.2, 0, 0.81)$ m bei unterschiedlich großen Aperturausschnitten; keine Fensterung

das Auflösungsvermögen deutlich schlechter. In Abb. 2.18a ist die ursprüngliche Abbildungsgeometrie und das daraus resultierende Auflösungsvermögen in z -Richtung in Fall einer Messung an einer Person veranschaulicht. Die Ellipsen mit Punkten gleicher Laufzeit sind in der Mitte parallel zur Körperoberfläche. Dies veranschaulicht das schlechte Auflösungsvermögen in z -Richtung.

Wird z. B. der Aperturradius $\rho_{a,2}$ größer gewählt als der Aperturradius $\rho_{a,1}$ des unteren Sensors ergibt sich die Anordnung wie in Abb. 2.18b dargestellt. Hier ändert sich das Auflösungsvermögen im Bereich der Person im Vergleich zur ursprünglichen Anordnung. Die Körperoberfläche wird in der modifizierten Anordnung von den Ellipsen in deutlich steilerem Winkel geschnitten.

Diese kurze Überlegung soll zeigen, dass modifizierte bistatische Anordnungen unterschiedliches – v. a. in z -Richtung besseres – Auflösungsvermögen liefern können als das im zunächst betrachteten, vorhandenen Messaufbau. Weiterhin müsste aber, um die Nutzbarkeit modifizierter Anordnungen bewerten zu können, das Rückstreuverhalten der damit betrachteten Streukörper näher untersucht werden. Grundsätzlich sind bei bistatischen Anordnungen andere Rückstreuungseigenschaften von Streukörpern zu erwarten als im rein monostatischen Fall. Bistatische Messkonfigurationen können einerseits durch unterschiedliches Auflösungsvermögen, andererseits durch die andere Sichtbarkeit der beleuchteten Objekte im Vergleich zur rein monostatischen Messung zusätzliche Information liefern.

Möglichkeiten zur Überlagerung mono- und bistatischer Rekonstruktionsergebnisse werden in Abschnitt 5.6.3 diskutiert.

2.4. Bistatische Anordnungen mit zirkularer synthetischer Apertur

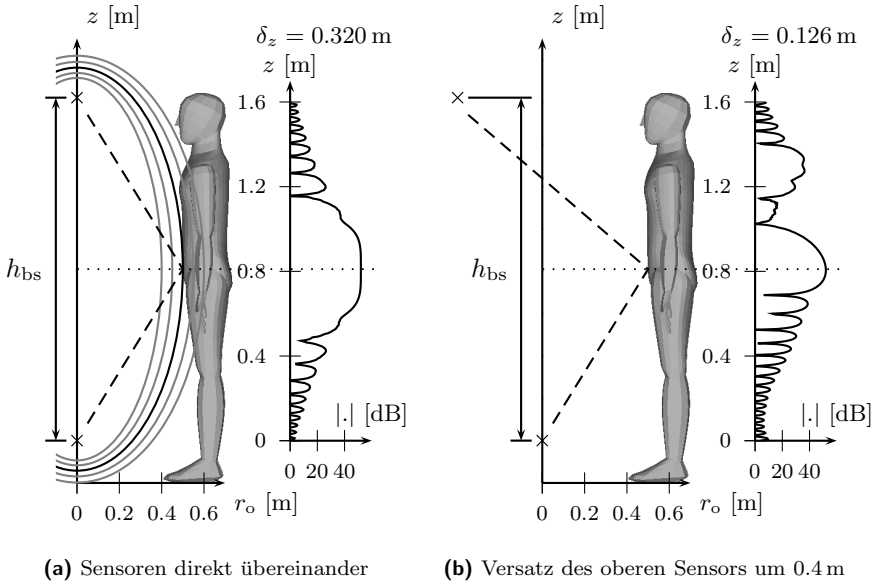


Abb. 2.18 Skizze mit Linien gleicher Laufzeit für bistatische Sensoren an den mit \times markierten Positionen

3 Numerische Streufeldbestimmung

3.1 Möglichkeiten zur numerischen Analyse des Streuverhaltens

3.1.1 Überblick

Mit Hilfe numerischer Berechnungsverfahren sollen die Streufelder einfacher Objekte ermittelt werden. Diese können dann als Eingangsdaten für die passenden Rekonstruktionsverfahren dienen, um grundsätzliche Aussagen über die Abbildungseigenschaften zu erhalten. Im Gegensatz zur Verwendung von Punktstreuern die ein isotropes Abstrahlverhalten besitzen, wird damit auch die Rückstreucharakteristik der Objekte in Betracht gezogen. Für die Nachbildung der messtechnisch erfassten Daten muss das Streufeld zum einen über einen großen Frequenzbereich, zum anderen entlang des Verfahrweges der synthetischen Apertur bestimmt werden.

Hieraus ergeben sich schnell hohe Anforderungen an die Rechenleistung. Führt man die Feldberechnung mit Hilfe von Frequenzbereichsmethoden, wie etwa der Momentenmethode, durch, sind für einen Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung von ca. 1.5 m bei einer Bandbreite von 10 GHz etwa 100 Frequenzpunkte nötig. Im Fall einer monostatischen Konfiguration muss die Berechnung des gestreuten elektromagnetischen Feldes zudem an allen Aperturpunkten durchgeführt werden, da sich die Einfallsrichtung der elektromagnetischen Welle und somit auch die Oberflächenströme am betrachteten Objekt jeweils ändert. Der Rechenaufwand zur Bestimmung der Streufelder steigt mit der Zahl der Aperturpunkte ebenfalls an.

Zeitbereichsverfahren, wie etwa die finiten Integrationen im Zeitbereich (FIT), können die Impulsantwort im benötigten Frequenzbereich durch Anregung mit einem entsprechend breitbandigen Impuls bestimmen. Für diese Berechnung findet das Paket *CST Microwave Studio* [18] Anwendung. Allerdings führt hier die notwendige Diskretisierung des Freiraums zwischen Sender/Empfänger und Streuobjekt schnell zu sehr großen Datenmengen. Für die tatsächlichen Abmessungen des Aufbaus übersteigt der Aufwand der Frequenzbereichsverfahren, so dass Zeitbereichsverfahren nur für die Betrachtung kleinerer Probleme und nicht des tatsächlichen Messaufbaus in Betracht gezogen werden.

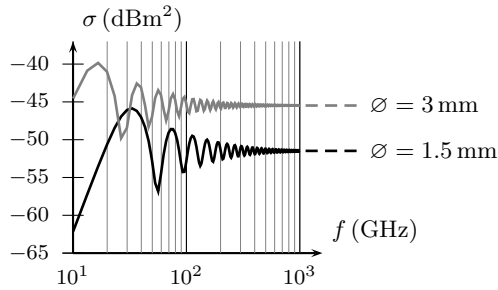


Abb. 3.1 Radarrückstreuquerschnitt einer metallischen Kugel berechnet über Mie-Serien für Frequenzen zwischen 10 GHz und 1000 GHz

Für einen ersten Vergleich der Abbildungseigenschaften unterschiedlicher Aperturanordnungen, wie etwa einer linearen und einer zirkularen Apertur, wird zunächst auf hochfrequente Näherungsverfahren zur Streufeldbestimmung zurückgegriffen.

3.1.2 Motivation der Verwendung optischer Näherungen

Aufgrund der Größe der zu lokalisierenden Streuobjekte im Vergleich zur Wellenlänge lässt sich die Verwendung hochfrequenter/optischer Näherungsverfahren rechtfertigen.

Exemplarisch für die auftretenden Objektgrößen sind in Abbildung 3.1 die Rückstreuquerschnitte für metallische Kugeln mit einem Durchmesser von 3 mm bzw. 1.5 mm dargestellt. Für den Fall einer metallischen Kugel lässt sich der Rückstreuquerschnitt analytisch über Mie-Serien [104] berechnen. Hier zeigt sich deutlich, dass das Rückstreuverhalten der Kugeln im Bereich von 100 GHz nur noch kleinere Schwankungen aufweist und der Rückstreuquerschnitt dem Wert πr^2 entspricht. Kleinere Objekte werden bei der vorliegenden Aufgabenstellung nicht betrachtet. Dadurch anwendbare Näherungsverfahren werden im Folgenden kurz vorgestellt.

Geometrische Optik

Die Geometrische Optik (GO) basiert auf einer Modellierung der Ausbreitung in Form von Strahlen, die dem Fermat'schen Prinzip gehorchen. Die Streuung wird dabei durch Reflektionen an Spiegelpunkten nachgebildet, in denen nur der einfallende Strahl und die lokalen Eigenschaften des Spiegelpunktes (Krümmungsradien) eine Rolle spielen und die Richtung und Amplitude des reflektierten Strahls bestimmen.

Die GO ermöglicht keine Aussagen über das elektromagnetische Feld in Schattenzonen, wo weder ein direkter noch ein reflektierter Strahl auftritt. Eine Erweiterung zur Behandlung dieser Problematik stellt die Geometrische Beugungstheorie dar [47].

Erweiterung für die Streuung an singulären Stellen

Die Geometrische Beugungstheorie (GTD) und ihre Erweiterung, die Uniform Geometrische Beugungstheorie (*Uniform Theory of Diffraction*, UTD) beseitigen die angesprochene Schwäche der GO durch zusätzliche Betrachtung gebeugter Strahlen. Diese Erweiterungen für metallische Singularitäten werden in [51], [54] und [12] beschrieben. Die UTD modifiziert die Ausdrücke der Beugungs- und Reflektionskoeffizienten, so dass sich ein stetig veränderliches Feld in den Grenzbereichen zwischen beleuchteten Zonen und Schattenzonen ergibt. Ferner wird durch die UTD eine höhere Genauigkeit in der Nähe der Oberflächen von Streukörpern erzielt. In der Simulation der Rückstreuereigenschaften von Objekten mit glatten Oberflächen treten nur zwei Arten von sekundären Strahlen auf, und zwar die reflektierten und die an der Oberfläche gebeugten Strahlen. Durch die Einführung von gebeugten Strahlen werden die Wechselwirkungen zwischen den einzelnen Objekten und die Beiträge von Objekten im Schattenbereich anderer Objekte deutlich besser nachgebildet.

Erweiterungen zur Betrachtung dielektrischer Körper

Zahlreiche Veröffentlichungen zeigen Ansätze zur Erweiterung der eben beschriebenen Näherungsverfahren auf dielektrische Körper auf. Die Erweiterung der Geometrischen Optik auf dielektrische Körper wird in [53], [77] bzw. [44] beschrieben. Eine wesentliche Anwendung liegt dabei in der Bestimmung des Dämpfungsverhaltens von Regentropfen.

Ansätze zur Berücksichtigung dielektrischer Singularitäten finden sich in [48], [83], [82], [37], [61] und [60]. Diese Ansätze entsprechen einer Erweiterung der GTD auf dielektrische Körper.

Allerdings sind diese Ansätze (noch) nicht in gängige Feldberechnungsprogramme integriert. Auch über die Güte der damit erzielbaren Ergebnisse ist nichts Näheres bekannt.

3.1.3 Vergleich der Methoden bei einfachen Objekten

Für eine rechteckige Platte mit den Abmessungen $2a \times 2b$, wie in Abb. 3.2 dargestellt, kann der Rückstreuquerschnitt über Näherungsverfahren

wie Physikalischer Optik (PO) bzw. GTD bestimmt werden. Erläuterungen dazu finden sich z. B. in [81].

Bei Betrachtung mittels Physikalischer Optik bestimmt sich der Rückstreuquerschnitt zu

$$\sigma_{\text{PO}} = \frac{64\pi a^2 b^2}{\lambda^2} \cos^2 \phi \left(\frac{\sin(2ka \sin \phi)}{(2ka \sin \phi)} \right)^2. \quad (3.1)$$

Bei der Physikalischen Optik handelt es sich im Gegensatz zur GO nicht um eine strahlenoptische Feldberechnung. Das einfallende Feld bildet auf einem Streukörper Sekundärquellen aus. Daraus wird bei der PO das Streufeld berechnet. Vereinfachend werden nur die direkt vom einfallenden Feld erzeugten Sekundärquellen in den beleuchtenden Bereichen eines Streukörpers betrachtet. Weitere Quellen, etwa in den Schattenbereichen des Körpers, die durch andere Streuzentren auf dem Körper erzeugt würden, werden nicht betrachtet. Somit ist eine Analyse von Mehrfachreflektionen mit der PO nicht möglich. Die betrachteten Streukörper können jedoch beliebige Form annehmen.

Bei der Beschreibung durch GTD werden zu den Termen der GO zusätzlich die Streuungen an den Kanten der Platte berücksichtigt. Für vertikale Polarisation ergibt sich für den Rückstreuquerschnitt

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{V, GTD}} = \frac{4b^2}{\pi} & \left| \left[\cos 2ka \sin \phi - \frac{j \sin 2ka \sin \phi}{\sin \phi} \right] - \frac{\exp(j2ka - j\pi/4)}{\sqrt{2\pi}(2ka)^{3/2}} \cdot \right. \\ & \left[\frac{1}{\cos \phi} + \frac{\exp(j2ka - j\pi/4)}{4\sqrt{2\pi}(2ka)^{3/2}} \left(\frac{(1 + \sin \phi) \exp(-j2ka \sin \phi)}{(1 - \sin \phi)^2} + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{(1 - \sin \phi) \exp(+j2ka \sin \phi)}{(1 + \sin \phi)^2} \right) \right] \cdot \left[1 - \frac{\exp(j4ka - j\pi/2)}{8\pi(2ka)^3} \right]^{-1} \Big|^2. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Bei horizontaler Polarisation kann der Rückstreuquerschnitt über

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{H, GTD}} = \frac{4b^2}{\pi} & \left| \left[\cos 2ka \sin \phi + \frac{j \sin 2ka \sin \phi}{\sin \phi} \right] - \frac{4 \exp(j2ka + j\pi/4)}{\sqrt{2\pi}(2ka)^{1/2}} \cdot \right. \\ & \left[\frac{1}{\cos \phi} - \frac{\exp(j2ka + j\pi/4)}{2\sqrt{2\pi}(2ka)^{1/2}} \left(\frac{\exp(-j2ka \sin \phi)}{1 - \sin \phi} + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{\exp(+j2ka \sin \phi)}{1 + \sin \phi} \right) \right] \cdot \left[1 - \frac{\exp(j4ka + j\pi/2)}{2\pi(2ka)} \right]^{-1} \Big|^2 \end{aligned}$$

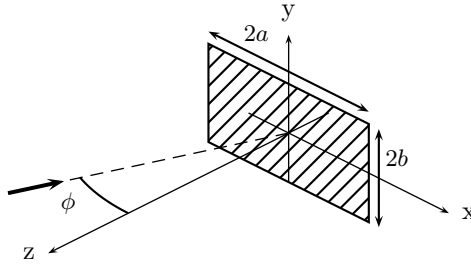


Abb. 3.2 Anordnung mit den Größen zur Betrachtung des Rückstreuquerschnitts einer rechteckigen Platte wie in Abb. 3.3 und 3.10

$$(3.3)$$

bestimmt werden. In den beiden Ausdrücken werden die GO-Terme, die GTD-Terme für die vertikalen Kanten bei einfacher Streuung sowie die GTD-Terme für zwei- und dreifache Reflektion an den vertikalen Kanten berücksichtigt. In Abb. 3.3 sind die PO- und GTD-Terme für horizontale Polarisation über den Einfallswinkel ϕ aufgetragen. Zu diesen beiden Ansätzen ist auch eine Berechnung des Rückstreuquerschnitts über Multipolmethoden (MLFMM) aufgeführt. Es zeigt sich, dass die GTD-Terme über einem großen Winkelbereich sehr nah an den Ergebnissen dieser Berechnungen liegen. Lediglich im Bereich um 90° ergibt sich bei den GTD-Termen eine Singularität. Allerdings werden diese ganz flachen Einfallswinkel bei der Bestimmung der Streufelder möglicher Messanordnungen nicht betrachtet. Die Einfallswinkel liegen im Bereich von bis zu 65° . Aufgrund der ausreichenden Genauigkeit der GTD/UTD-Methode in den relevanten Bereichen wird diese im nächsten Abschnitt zum Vergleich möglicher Messanordnungen verwendet.

3.2 Vergleich möglicher Messanordnungen

Anhand von Streufeldberechnungen mit den im Abschnitt 3.1.2 vorgestellten hochfrequenten Näherungsverfahren sollen Aussagen zur erwartbaren Sichtbarkeit einfacher Objekte für verschiedene Aperturanordnungen vorgestellt werden. Im Folgenden wird die Implementierung der UTD in FEKO [26] zur Berechnung der Streufelder verwendet. Von besonderem Interesse ist der Vergleich zwischen einer zirkularen Apertur und einer linearen

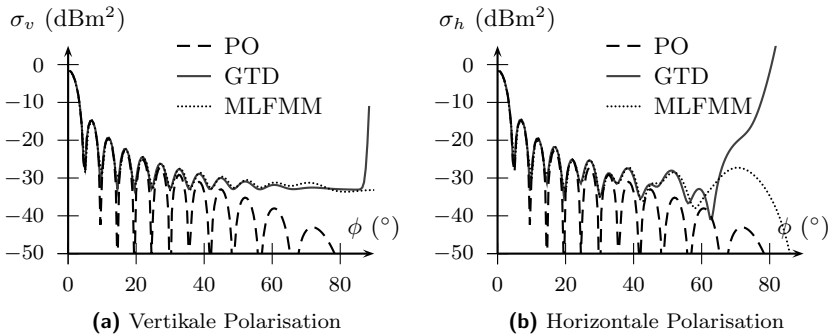


Abb. 3.3 Metallische Platte: $a = 0.01$ m, $b = 0.02$ m; Frequenz $f = 90$ GHz

Apertur, die den Vorteil der einfacheren Verarbeitung der Daten entlang der synthetischen Apertur mit sich brächte.

Bei der Berechnung des erfassbaren Streufelds entlang verschiedener Aperturanordnungen werden einfache Objekte, wie Platten verwendet, da bei ihnen die schon beschriebenen Streuterme (Kanten, Ecken) auftreten, die auch später bei Messungen von Interesse sind. Zudem hält sich die Rechenzeit durch Verwendung der geometrischen Beugungstheorie in Grenzen.

3.2.1 Durchführung

Zur Bestimmung des Streufelds entlang einer Apertur werden zwei $\lambda/2$ -Dipole, ausgelegt für eine Frequenz $f_c = 95$ GHz, als Sende- und Empfangsantenne verwendet. Sende- und Empfangsdipol sind übereinander entlang einer gemeinsamen Längsachse angeordnet. Die Abstände zwischen den Mitten der Antennen entsprechen der im Messaufbau vorhandenen Geometrie, d. h. der Abstand zwischen ihnen beträgt 7.5 mm. Die Anordnung aus den beiden Dipolen ist um den Anstellwinkel $\vartheta_{\text{ant}} = 60^\circ$ verkippt.

Die Berechnung der S -Parameter wird mit und ohne einem streuenden Objekt durchgeführt. Das Ergebnis der Leerraumberechnung, d. h. nur die beiden übereinander angeordneten Dipole, wird von der Berechnung mit dem betrachteten Objekt subtrahiert um Störeffekte, wie Fehlanpassungen der Dipole, die in der Simulation auftreten, zu beseitigen. Die beiden betrachteten Anordnungen, die lineare und die zirkuläre Apertur, sind in den Abbildungen 3.4 und 3.7 mit ihren Bezeichnungen und einer rechteckigen Platte als betrachtetes Streuobjekt dargestellt.

3.2.2 Streuverhalten entlang einer linearen Apertur

Bei der Abbildung von Gegenständen am Körper von Personen kann deren Streufeld im Fall einer linearen Apertur, aufgrund der Abschattung durch den menschlichen Körper, nur aus einem eingeschränkten Bereich erfasst werden. Befindet sich beispielsweise ein Gegenstand auf der Brust einer Person und wird der Sensor seitlich an der Person vorbeigeführt, kann das Streufeld des Gegenstands nur von vorderhalb der Person erfasst werden. Dasselbe gilt für einen Gegenstand an der Seite einer Person und einem Sensor der vor der Person von links nach rechts verfahren wird. Da das Blickfeld der Antenne auch nicht, wie bei einer kreisförmigen Apertur, über die Verfahrestrecke zum Objekt ausgerichtet wird, können Objekte die nicht passend auf die synthetische Apertur ausgerichtet sind, zusätzlich schlechter erfasst werden.

Als beispielhaftes Objekt wird im Folgenden eine metallische Platte mit den Abmessungen $(B, H) = (6, 10)$ cm verwendet. Das Streuverhalten der metallischen Platte wird mittels UTD-Termen beschrieben. Die Aperturlänge $2L$ beträgt 80 cm, wobei das Zentrum der Apertur 50 cm vor der metallischen Platte liegt. Die beiden Dipolantennen sind entlang der gesamten Apertur parallel zur (x, z) -Ebene ausgerichtet.

Die Rekonstruktion erfolgt im Fall einer linearen Apertur mit Hilfe eines $\omega - k$ -Algorithmus entsprechend Abschnitt C.1.

Zunächst wird eine metallische Platte betrachtet, die parallel zur (x, z) -Ebene ausgerichtet ist und sich an der Position $(x, y, z) = (0.5, 0.75, 1.5)$ m, etwa die Höhe der menschlichen Brust, betrachtet.

Die entstandenen Bilder nach der Rekonstruktion sind in Abbildung 3.5a dargestellt. Hier wird deutlich, dass in dieser Anordnung keine Spiegelpunkte bzw. streuende Kanten erfasst werden. Es können nur Streuterme von Ecken erfasst werden, da diese in alle Richtungen reflektieren. Abbildung 3.5b zeigt das Rekonstruktionsergebnis für eine parallel zur yz -Ebene ausgerichtete Platte an derselben Position. Auch hier sind lediglich die Ecken der Platte sichtbar.

Für den Fall mittig zur Apertur angebrachter Platten sind in Abb. 3.6 weitere Abbildungsergebnisse dargestellt. Zu den parallel zur Apertur ausgerichteten Platten ist jeweils eine bezüglich der Apertur um die z -Achse verdrehte Platte hinzugenommen worden. Obwohl die verwendeten Send- und Empfangsdipole in der verwendeten Anordnung keine nennenswerte Richtwirkung aufweisen, sind diese Platten ab einem bestimmten Drehwinkel nur noch durch ihre Ecken auszumachen. Grund dafür ist die begrenzte Länge der Apertur verbunden mit den richtungsabhängigen Streueigenschaften der metallischen Platten. Auf das Verhältnis der Amplituden der

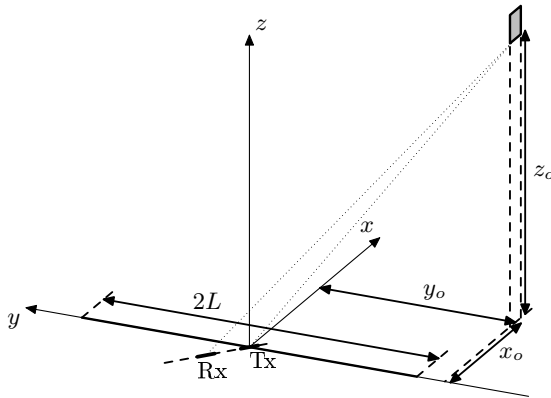


Abb. 3.4 Skizze der verwendeten Anordnung zur Erzeugung von Streudaten entlang einer linearen Apertur; Anordnung der hier dargestellten Platte entspricht Sichtbarkeit bei einem seitlich an der Person vorbeifahrenden Sensor; vgl. Größen in Tab. 3.1

oberen und unteren Kanten zueinander wird im nächsten Abschnitt eingegangen.

3.2.3 Streuverhalten entlang einer zirkularen Apertur

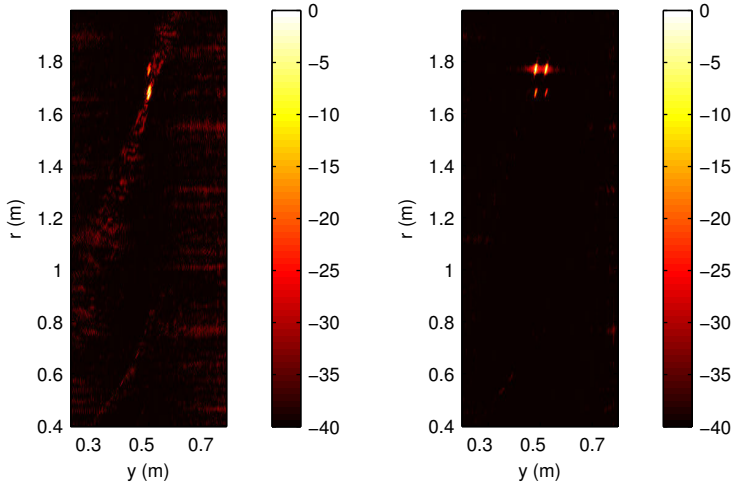
Zur Ermittlung der Streufelder entlang einer kreisförmigen Apertur wird die Anordnung aus Abb. 3.7 verwendet. Auch hier werden zwei, um 60° in Richtung der Objekte verdrehte Dipole zum getrennten Senden und Empfangen verwendet.

Die Rekonstruktionsergebnisse für eine Platte mit den Abmessungen (6×10) cm sind in Abb. 3.8 dargestellt. Die Platte ist hier wieder mittels UTD modelliert.

Tab. 3.1 Zusammenfassung der relevanten Größen zur Anordnung mit linearer Apertur gemäß Skizze in Abb. 3.4

Parameter	Wert
Frequenzbereich	90.5 ... 100.5 GHz
Länge der synth. Apertur $2L$	0.8 m
Zentrum der synth. Apertur L_c	0 m
Anstellwinkel der Antenne (Elevation) ϑ_{ant}	60°

3.2. Vergleich möglicher Messanordnungen



(a) Position der Platte, ausgerichtet parallel zur (x, z) -Ebene gemäß Skizze 3.4: $(x, y, z) = (0.75, 0.5, 1.5)$ m
 (b) Platte parallel zur (y, z) -Ebene an derselben Position

Abb. 3.5 Rekonstruktionsergebnis unter Verwendung eines $\omega - k$ -Algorithmus für lineare Aperturen (Darstellung über *cross-* und *slant-range*; Abmessungen der Platte: $(B, H) = (6, 10)$ cm

Die Entfernungsdarstellung der Rohdaten an verschiedenen Azimutpositionen in Abb. 3.9 zeigt, dass der Pegel der Kantenstreuung mit -110 dB etwa 30 dB über dem der Streuung an Ecken (-140 dB) liegt. Spiegelpunkte, die hier zwar nicht auftauchen, liegen mit -80 dB noch einmal ca. 30 dB über der Intensität der Kantenstreuungsanteile. Die Pegel sind dabei auf die Speisespannung des Dipols von $U = 1$ V normiert.

An den Bildern erkennt man wiederum, dass die obere Kante bei dieser Antennenanordnung deutlich intensiver abgebildet wird als die untere. Die UTD Koeffizienten für den Einfall einer ebenen Welle auf die Kante einer flachen Platte (sog. *knife edge*) [23] sind für die beiden Polarisierungen durch

$$\left. \begin{array}{l} R_{\perp} \\ R_{\parallel} \end{array} \right\} = \frac{\exp(-j\frac{\pi}{4})}{2 \cdot \sqrt{2k_0\pi}} \left[1 \pm \frac{1}{\cos\phi} \right] \quad (3.4)$$

gegeben. Eine Auswertung der Koeffizienten bestätigt dieses Verhältnis. Für die Platte ergeben sich bei dem hier vorhandenen Antennenanstellwinkel

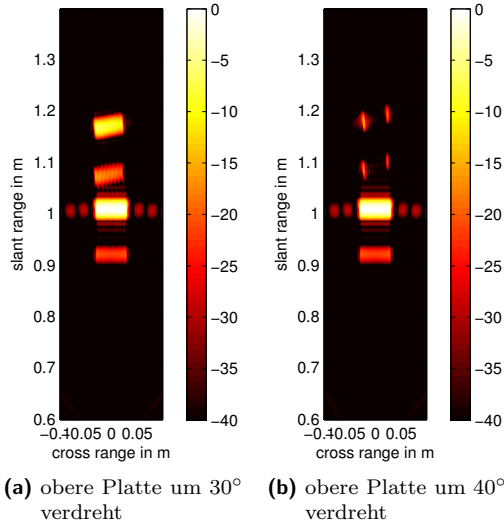


Abb. 3.6 Abbildung metallischer Platten in UTD-Modellierung bei Verdrehung um die z -Achse gegen die Apertur; Länge der Apertur $2L = 0.6$ m; Platten der Größe $(B, H) = (6, 10)$ cm zentriert an den Positionen $(x, y, z) = (0.45, 0, 0.85)$ m und $(x, y, z) = (0.45, 0, 1.05)$ m (Koordinaten wie in Abb. 3.4)

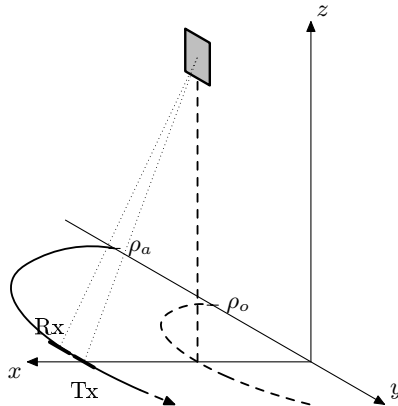


Abb. 3.7 Anordnung zur Erzeugung der Daten einer zirkularen Apertur (Sende- und Empfangsdipol sind um ϑ_{ant} verkippt)

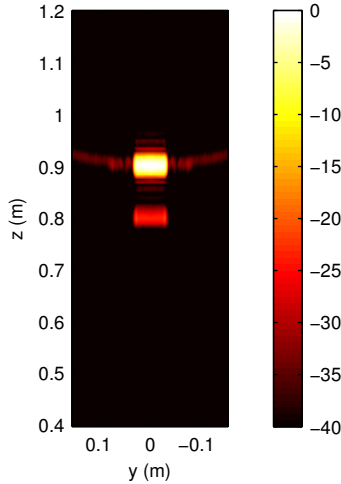


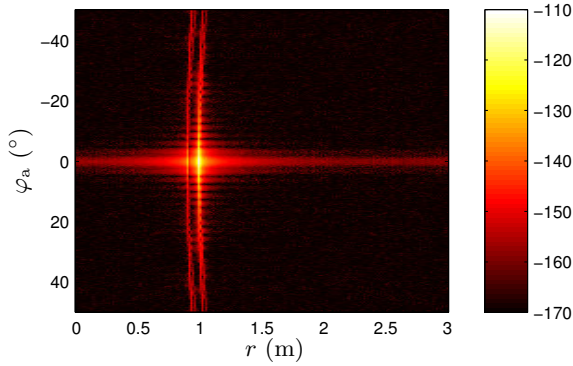
Abb. 3.8 Rekonstruktionsergebnis einer metallischen Platte ($B \times H = 6 \times 10$ cm) bei Verwendung einer zirkularen Apertur; ebenes Rekonstruktionsgebiet parallel zur yz -Ebene mit $x_o = 20$ cm; Streufeldberechnung über UTD; Rekonstruktion mit Backprojection-Algorithmus, zusätzliche Azimutfilterung bei der Rekonstruktion (Kaiser-Bessel Fenster, $\beta = 4$)

von 60° Einfallswinkel von 30° an der oberen bzw. 150° an der unteren Kante. Das Verhältnis der Intensitäten der oberen zur unteren Kante in diesem Fall entsprechend der UTD-Koeffizienten (hier: R_\perp)

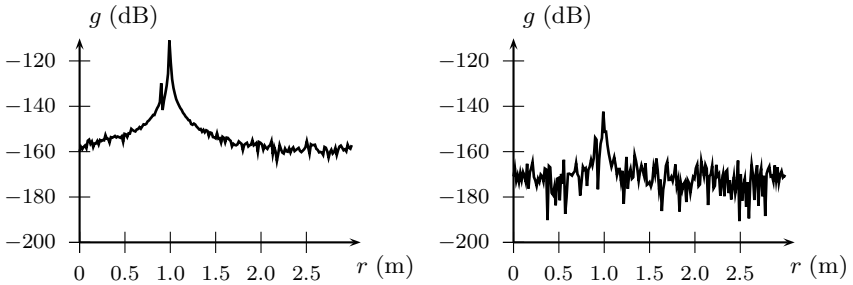
$$\frac{R_\perp(30^\circ)}{R_\perp(150^\circ)} = \frac{2.16}{|-0.144|} = 23.5 \text{ dB} \quad (3.5)$$

entspricht auch annähernd dem Intensitätsverhältnis im Rekonstruktionsergebnis ($R_{\text{oben}} - R_{\text{unten}} = -110.9 \text{ dB} + 129.8 \text{ dB} = 18.9 \text{ dB}$). Die Verwendung der anderen Polarisation würde das Verhältnis der Kantenintensitäten gerade umkehren.

Die unterschiedliche Intensität der oberen und unteren Kante rechteckiger Platten ist auch in Messungen, wie etwa in Abbildung 5.14 dargestellt, erkennbar. Dort sind Ergebnisse einer Messung für eine Metall- und eine Wachsplatte abgebildet. Auch hier sind die obere Kanten der Platten heller als die unteren.



(a) berechneter Rohdatenbereich, logarithmische Darstellung



(b) Kantenstreuung ($\varphi_a = 0^\circ$), Max.: -111 dB (c) Eckenstreuung ($\varphi_a = 20^\circ$), Max.: -142 dB

Abb. 3.9 Entfernungsdarstellung an einzelnen Azimutpositionen für die metallische Platte mit den Abmessungen $(B \times H) = (6 \times 10)$ cm bei Betrachtung mit UTD

3.3 Betrachtung dielektrischer Körper

Bei der SAR-Prozessierung wird von einem Signalmodell mit einfachen Streuungen an punktförmigen Streuzentren ausgegangen. Komplexere Objekte können als Überlagerung solcher einzelner Punktstreuer interpretiert werden. Die Streuung des Feldes bei Beteiligung mehrerer solcher Streuzentren ist im verwendeten Signalmodell nicht vorgesehen. Dies unterstreicht auch die in Abschnitt 2.1.1 vorgestellte Born-Näherung, die von schwachen Streuern ausgeht.

Für den Fall metallischer Objekte trifft diese Näherung sehr gut zu. Bei dielektrischen Körpern dringt die abgestrahlte elektromagnetische Welle allerdings auch in den Streukörper ein und verursacht so Mehrfachreflektionen. Die Auswirkung dieses Phänomens auf die Rekonstruktionsergebnisse wird in diesem Abschnitt betrachtet.

3.3.1 Vergleich des Rückstreuquerschnitts

Um das Streuverhalten dielektrischer Körper zu analysieren, wird zunächst ein Quader in metallischer und dielektrischer Ausführung betrachtet. Der Rückstreuquerschnitt des metallischen Quaders lässt sich mittels UTD aus den Rückstreuquerschnitten der relevanten rechteckigen Platten zusammensetzen. Die Ausdrücke für metallische Platten sind in den Gleichungen (3.2) und (3.3) vorgestellt worden. Die auftretende Singularität bei $\phi = 90^\circ$ kann aufgrund der kleineren Amplitude im Vergleich zum Rückstreuquerschnitt der direkt beleuchteten Platte ($\phi = 0^\circ$) abgeschnitten werden. Für den dielektrischen Quader kann der Rückstreuquerschnitt über die Momentenmethode berechnet werden. Eine Zusammensetzung aus einfacheren Teilproblemen wie im Fall eines metallischen Quaders ist hier aufgrund der internen Mehrfachreflektionen nicht in dieser einfachen Form möglich.

Abbildung 3.10 zeigt im Vergleich den Rückstreuquerschnitt eines metallischen und eines dielektrischen Quaders über den Azimutwinkel ϕ wie er auch bei der Platte in Abb. 3.2 definiert ist. In der direkten Reflektion, d. h. bei $\phi = 0^\circ$ liegt der Rückstreuquerschnitt des dielektrischen Quaders um ca. 10 dB unter dem des metallischen. Der Verlauf des Rückstreuquerschnitts für den dielektrischen Quader weist nicht die Regelmäßigkeit der Minima und Maxima auf wie beim metallischen Quader. Für schrägen Einfall ist der Unterschied im Rückstreuquerschnitt zwischen dielektrischem und metallischem Quader allerdings nicht so groß wie im Fall der senkrechten Beleuchtung.

Es zeigt sich, dass das Streuverhalten eines dielektrischen Körpers dessen Form dem eines bekannten metallischen entspricht deutlich andere Eigenschaften aufweist. Das Streuverhalten ist demnach, wie fast schon erwartet, nicht direkt übertragbar. Bei schrägem Einfall liegt der Rückstreuquerschnitt eines dielektrischen Körpers nur unwesentlich unter dem eines metallischen mit identischer Form.

In Abbildung 3.11 sind die Impulsantworten eines metallischen und zweier dielektrischer Quader derselben Form dargestellt. Die Beleuchtung erfolgt von schräg unten mit einem Winkel von 76° . Der Frequenzbereich ist aus Rechenzeitgründen auf 60...70 GHz gesetzt. Auffällig ist, dass bei beiden dielektrischen Quadern nach der Reflektion die der Kante des Quaders zu-

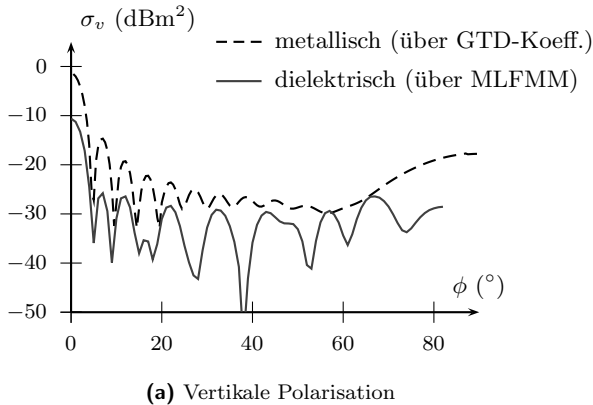


Abb. 3.10 Rückstreuquerschnitt metallischer bzw. dielektrischer Quader, $a = 0.01$ m, $b = 0.02$ m, $d = 0.0015$ m, $\epsilon_r = 2.0$, $\tan \delta = 0.003$

geordnet werden kann weitere Impulse folgen. Beim Quader mit $\epsilon_r = 2$ tritt hauptsächlich eine Mehrfachreflektion auf, bei dem mit $\epsilon_r = 5$ erscheinen viele solcher Mehrfachreflektionen.

3.3.2 Abbildung eines dielektrischen Streukörpers

Da die Berechnung der Impulsantwort dielektrischer Körper durch Berechnung des Streufeldes mittels Momentenmethode sehr viel Zeit erfordert, wird zur Veranschaulichung der Reflektionseigenschaften eines dielektrischen Körpers zunächst ein möglichst symmetrisches Objekt in Betracht gezogen. Eine Kugel besitzt die größtmögliche Symmetrie. Ihre Impulsantwort ist für alle Aperturpositionen dieselbe. Deshalb muss das Streufeld einer Kugel nur an einer Azimutposition bestimmt werden. Alle weiteren Abtastpunkte entlang der Apertur können durch Verschiebung, d. h. Multiplikation mit einem Phasenterm im Frequenzbereich, aus dieser einen Berechnung erzeugt werden. In Abbildung 3.12 ist das Zeitbereichssignal für eine metallische und eine dielektrische Kugel an der Position $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.8)$ m mit einem Durchmesser $\varnothing = 1$ cm dargestellt. Für die dielektrische Kugel sind die Materialparameter zu $\epsilon_r = 2.0$ und $\tan \delta = 0.003$ gewählt worden. Diese niedrige relative Dielektrizitätskonstante entspricht denen wichtiger zu ortender Materialien. Zudem erlaubt sie, im Vergleich zu höheren Werten, eine schnellere Berechnung des Streufeldes.

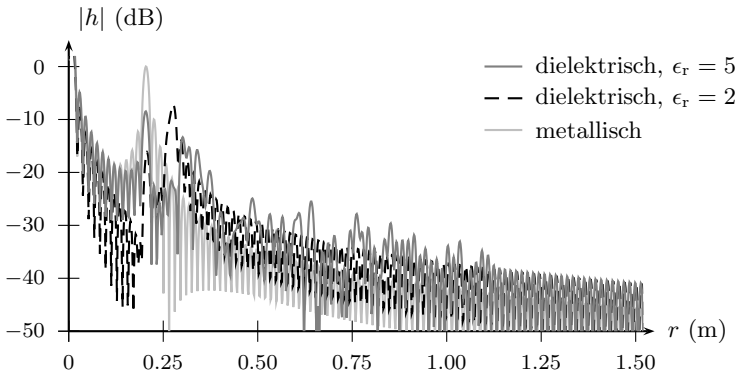


Abb. 3.11 Vergleich der Impulsantwort des metallischen und dielektrischen Quaders im Zeitbereich (Berechnung mit FIT); Abmessungen $(b, h, t) = (6, 50, 5)$ mm am Ort $(x, y, z) = (0, 0, 0.2)$ m; Quelle bei $(x, y, z) = (0.05, 0, 0)$ m; Beleuchtung von schräg unten mit Winkel zur Horizontalen von 76° ; Frequenz $f = 60 \dots 70$ GHz; $\epsilon_r = 2.0$, $\tan \delta = 0.0003$ bzw. $\epsilon_r = 5.0$

Schon an der einzelnen Impulsantwort im Laufzeitbereich ist ein deutlicher Unterschied zwischen metallischer und dielektrischer Kugel sichtbar. Das Maximum der dielektrischen Kugel ist niedriger und etwas weiter vom Phasenzentrum der Antenne entfernt. Zudem sind hinter dem Maximum deutlich Nachläufer erkennbar. Dies entspricht auch den Betrachtungen zu Mehrfachreflektionen innerhalb einer dielektrischen Kugel zur Erweiterung der geometrischen Optik für dielektrische Körper in [53].

Die beiden Rekonstruktionsbilder in Abb. 3.13 verdeutlichen, dass dieser Unterschied auch nach der Prozessierung entlang der synthetischen Apertur deutlich hervortritt. Die Abbildung der dielektrischen Kugel ist in Entfernungsrichtung deutlich ausgedehnter als die der metallischen, obwohl die geometrischen Abmessungen identisch sind.

Die Abbildungseigenschaften dielektrischer Körper unterscheiden sich demnach v. a. durch die auftretenden Mehrfachreflektionen von denen rein metallischer Objekte gleicher Form. Diese führen zur Ausdehnung des abzubildenden Objekts sowie einem leichten Versatz des Maximums.

3.3.3 Abbildung bei modifizierter bistatischer Geometrie

Da der Aufwand der Berechnung des Streufelds bei unterschiedlichen Beleuchtungsrichtungen mit der Zahl der Einfallrichtungen ansteigt, ist die

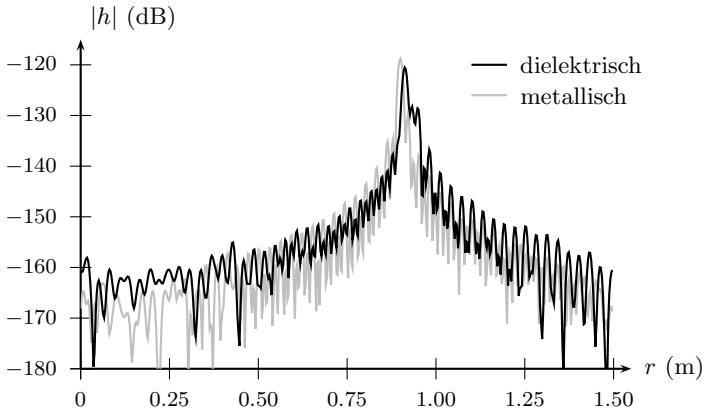


Abb. 3.12 Vergleich metallische und dielektrische Kugel mit Zeitbereich; $\varnothing = 1$ cm, $\epsilon_r = 2.0$, $\tan \delta = 0.003$

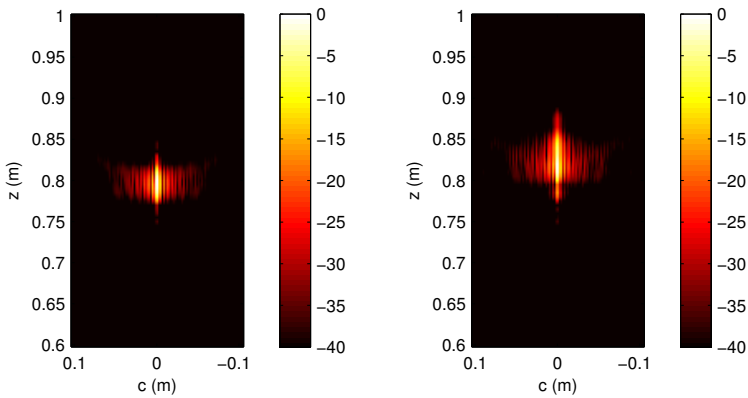


Abb. 3.13 Rekonstruktion ausgehend von den Berechnungen in FEKO (siehe Abb. 3.12); Kaiserfenster mit $\beta = 4$ vor der Rekonstruktion in *range*-Richtung; re.: Verlängerung des Abbildungsergebnisses für die dielektrische Kugel

Berechnung des vollständigen Streufelds eines komplexeren dielektrischen Körpers bei monostatischer Anordnung aus Zeitgründen nicht durchführbar.

Um die Abbildungseigenschaften dielektrischer Körper analysieren zu können, wird eine alternative bistatische Anordnung mit fester Beleuchtungsrichtung betrachtet. Der Sender befindet sich an einer festen Position auf dem Halbkreis der die synthetische Apertur bildet bei $(x, y, z) = (0.6, 0, 0)$ m. Das gestreute elektrische Feld wird an den Positionen eines Kreises mit Radius 0.6 m im Bereich $\varphi_a = \pm 70^\circ$ bestimmt. Dabei wird die Quelle mit Hilfe eines Hertz'schen Dipols, der um 60° gegen die Horizontale verkippt ist, modelliert. Es ergibt sich eine bistatische Aperturanordnung zur Abbildung der Objekte, für die ein angepasster Rekonstruktionsalgorithmus (*Backprojection*) verwendet werden kann. Die resultierende Belegung im k -Raum im Vergleich zu der ursprünglich monostatischen Anordnung ist in Abb. 3.14 dargestellt.

In den Abbildungen 3.15 bis 3.18 sind die Ergebnisse von metallischem und dielektrischem Quader gegenübergestellt. Die Abmessungen des Quaders betragen $(b, h, t) = (10, 40, 6)$ mm. Dieser ist zentriert um $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.8)$ m angebracht. Das Dielektrikum hat die Werte $\epsilon_r = 2.0$ bzw. $\epsilon_r = 5.0$. Kleine Verluste von $\tan \delta = 0.0032$ haben keinen Einfluss auf das Bild im Vergleich zum verlustfreien Fall. In den Abbildungen 3.15 bis 3.17 werden zunächst nur die vertikalen Feldkomponenten betrachtet, wobei die Quelle ebenfalls vertikal polarisiert ist.

Der dielektrische Quader, besonders im Fall $\epsilon_r = 2.0$, streut bei Beleuchtung senkrecht zu den horizontalen Kanten ($\varphi_a = 0^\circ$) deutlich weniger des ausgesandten Signals zurück als der metallische. Bei schrägem Einfall verringert sich der Unterschied. Teilweise ist das zurückgestreute Signal des dielektrischen Quaders sogar größer. Dabei handelt es sich um Mehrfachreflektionen, da das zurückgestreute Signal des dielektrischen Quaders deutlich nach dem des metallischen empfangen wird wie Abb. 3.16 zeigt. Im rekonstruierten Bild sind diese Mehrfachreflektionen durch eine vergrößerte und unscharfe Darstellung des Quaders sichtbar. Obere und untere Kante des dielektrischen Quaders können aber, zumindest im Fall $\epsilon_r = 2.0$, aufgelöst werden.

Bei Auswertung der empfangenen horizontalen (kreuzpolarisierten) Feldkomponente E_y , wie in Abb. 3.18 dargestellt, sind die Amplituden des Signals niedriger. Beim Dielektrikum mit $\epsilon_r = 5$ zeichnet sich jedoch in diesem Fall ein gedämpftes periodisches Verhalten in den Bereichen der Mehrfachreflektionen ab. Generell ist diese Periodizität bei den hier betrachteten Körpern und relativen Permittivitäten jedoch nicht so ausgeprägt wie es später bei den Messergebnissen in Abschnitt 5 hervortritt.

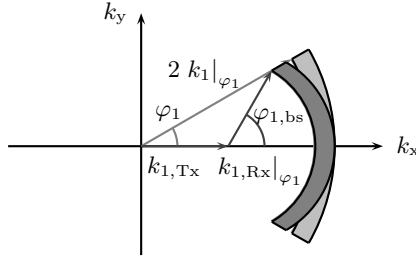


Abb. 3.14 Belegung des k -Raums im Fall einer monostatischen Reflektionsmessung im Aperturintervall $\pm 30^\circ$ im Vergleich zu einer bistatischen Anordnung mit fester Beleuchtungsrichtung und $\varphi_{a,Tx} = \pm 60^\circ$; Verhältnis der Frequenzen: $f_{\max}/f_{\min} = 10/9$, $f_{\max}/B = 10/1$

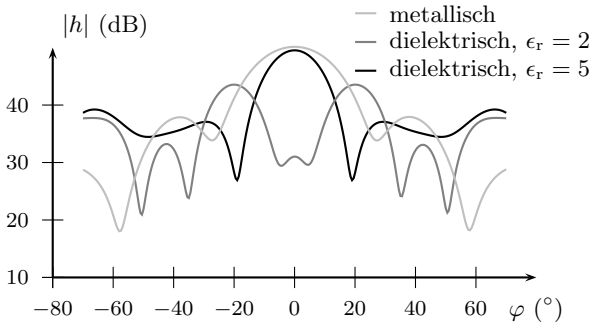


Abb. 3.15 Vergleich der Amplitude der Rohdaten über Azimut bei $f = 95$ GHz

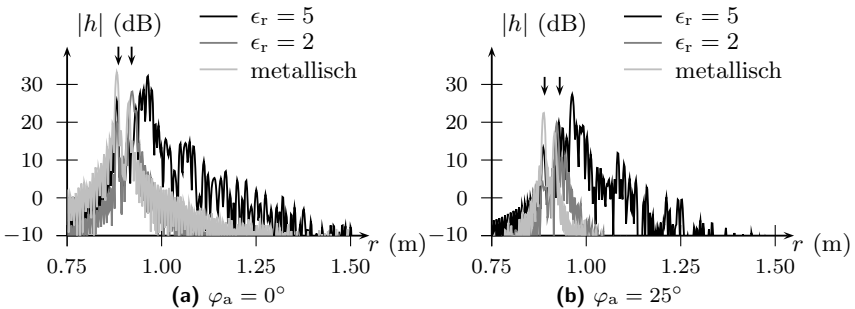


Abb. 3.16 Vergleich der Impulsantwort eines metallischen und eines dielektrischen Quaders im Zeitbereich (Berechnung über MLFMM); Pfeile kennzeichnen die Positionen der Kanten des Quaders; Frequenzbereich: $90.5 \dots 100.5$ GHz

3.4. Einfluss eines reflektierenden Hintergrunds

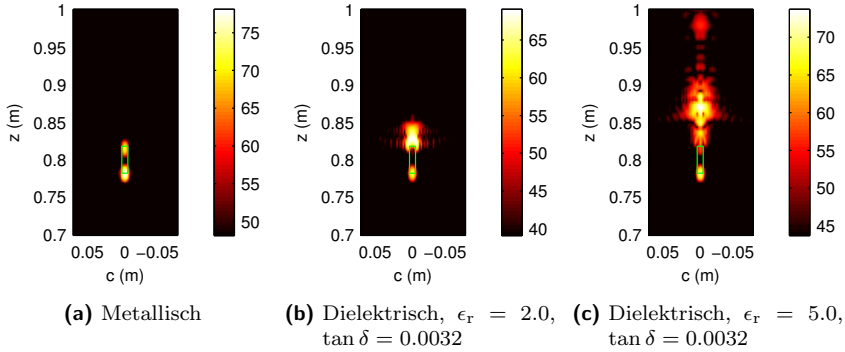


Abb. 3.17 Vergleich der Rekonstruktionsergebnisse für einen Quader der Abmessungen $(b, h, t) = (10, 40, 6)$ mm, zentriert um $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.8)$ m; logarithmische Skala in dB

3.4 Einfluss eines reflektierenden Hintergrunds

Wie in Abschnitt 1.1.2 angesprochen, verhält sich die menschliche Haut, die den Hintergrund des Abbildungsbereichs darstellt, im betrachteten Frequenzbereich und bei den vorhandenen flachen Einfallswinkeln näherungsweise wie eine glatte leitende Oberfläche. Ihr Reflektionsverhalten ist dem einer metallischen Oberfläche ähnlich. Um den Einfluss eines reflektierenden Hintergrunds beurteilen zu können wird ein Vergleich der Abbildungen von

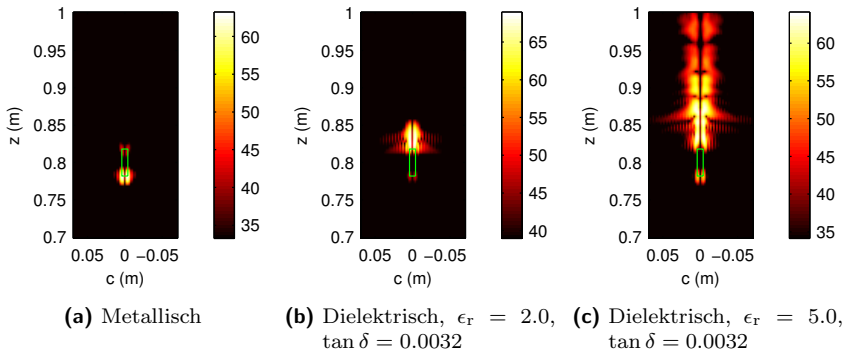
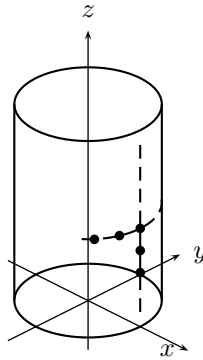


Abb. 3.18 Rekonstruktion mit kreuzpolarisierter Komponente; sonst wie in Abb. 3.17

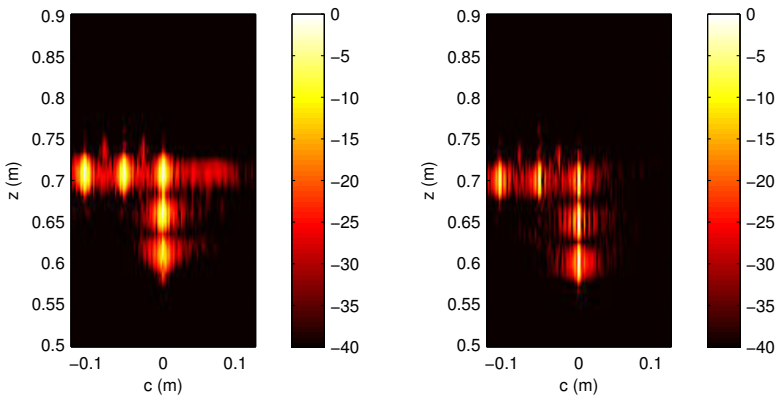
fünf metallischen Kugeln vor einem Metallzylinder bzw. ohne diesen Hintergrund vorgestellt. Das Streuverhalten des Metallzylinders wird durch einen entsprechenden UTD-Term beschrieben. Die Rückstreuung der fünf Kugeln werden über die Momentenmethode berechnet. Die Streufelder der unterschiedlich modellierten Objekte sind miteinander verkoppelt. Der Zylinder hat einen Radius von $r_{\text{Zyl}} = 20$ cm. Die Kugeln haben einen Durchmesser von $\varnothing = 3$ mm und sind in 5 cm Abständen zueinander platziert. Die radiale Entfernung der Kugeln von der Drehachse beträgt 21 cm. Die Höhen und Abmessungen der Anordnung entsprechen denen des im Weiteren als Referenzobjekt dienenden Karton mit zu einem Kreuz angeordneten Kugeln (vgl. Abb. 5.1). Um die Rechenzeit zu beschränken, werden nur fünf Kugeln simuliert. Es gelten die üblichen Parameter der Anordnung (siehe z. B. B.1). Rekonstruktionsgebiet ist ein Zylinder mit $\rho_o = 21$ cm.

In Abb. 3.19 sind die beiden Rekonstruktionsergebnisse mit und ohne Metallzylinder als Hintergrund dargestellt. Mit dem Zylinder als Hintergrund sind eine Verschiebung der Kugeln nach oben und deutliche Artefakte und Verbreiterungen der Kugeln in Azimutrichtung erkennbar. In beiden Situationen sind *Phantomkugeln* mittig und etwas oberhalb zweier horizontalaler Kugeln erkennbar. Diese entstehen durch Mehrfachreflektionen an benachbarten Kugeln und schlagen sich in einer leicht größeren Laufzeit sowie einer Azimutposition mittig zwischen den beiden Kugeln nieder. Durch die zweifache Reflektion ist ihre Amplitude deutlich niedriger.

3.4. Einfluss eines reflektierenden Hintergrunds



(a) Skizze zur Anordnung der fünf Metallkugeln



(b) 5 Metallkugeln mit UTD-Zylinder als Hintergrund

(c) nur die 5 Metallkugeln

Abb. 3.19 Rekonstruktionsergebnisse von Metallkugeln mit und ohne metallischem Zylinder als Hintergrund

4 Systembeschreibung und Aspekte zur Kalibrierung

4.1 Funktionsprinzip der FMCW-Radarsensoren

4.1.1 FMCW Radarprinzip

Zur Erfassung des Streufeldes über einen bestimmten Frequenzbereich wird ein Dauerstrichradar – *continuous wave* bzw. CW-Radar – mit Frequenzmodulation (FMCW) verwendet. Die Funktionsweise wird hier kurz vorgestellt.

Das übliche Modulationsschema bei einem FMCW-Radar mit linearer Modulation entspricht einem Sägezahn über der Zeit t

$$f_{\text{Tx}}(t) = f_0 + \frac{B}{T} \cdot t \quad (4.1)$$

mit der Modulationsdauer T , der Bandbreite B und einer Startfrequenz f_0 . Die lineare Modulation des Ausgangssignals ist entscheidend für die richtige Funktionsweise des FMCW-Radars. Das bei dieser Modulationsart erzeugte Signal ergibt sich zu

$$u_{\text{Tx}}(t) = U_{0,\text{Tx}} \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} \cdot \frac{B}{T} t^2 \right) - \varphi_{\text{Tx},0} \right) \quad (4.2)$$

und wird auch als *Chirp* bezeichnet. Die Variable $\varphi_{\text{Tx},0}$ beschreibt eine beliebige Anfangsphase. Das abgestrahlte Signal wird an den Streuzentren reflektiert und am Empfänger wieder erfasst. Die Laufzeit des Signals beträgt

$$\tau = \frac{2r}{c_0}, \quad (4.3)$$

wobei c_0 die Lichtgeschwindigkeit ist. Entsprechend ergibt sich das Empfangssignal zu

$$u_{\text{Rx}}(t) = u_{\text{Tx}}(t-\tau) = U_{0,\text{Tx}} \cdot \cos \left(2\pi \left(f_0(t-\tau) + \frac{1}{2} \cdot \frac{B}{T} (t-\tau)^2 \right) - \varphi_{\text{Tx},0} \right). \quad (4.4)$$

Bei einem homodynen Empfänger wird das Empfangssignal mit dem Sendesignal gemischt und das Mischerausgangssignal mit einem Tiefpass gefiltert. Die Frequenz des Differenzsignals f_b ist direkt proportional zur Laufzeit des reflektierten Signals. Sie ergibt sich zu

$$f_b = \frac{B}{T} \cdot \tau. \quad (4.5)$$

Aus der durchstimmbaren Bandbreite bestimmt sich das Auflösungsvermögen in Entfernungsrichtung zu

$$\delta_r = \frac{c_0}{2B}. \quad (4.6)$$

4.1.2 Systemaufbau der Sensoren

Für die breitbandige Streufelderfassung wurden drei MMW-Sensoren aufgebaut. Die Sensoren arbeiten im W-Band. Zwei Sensoren können über eine Bandbreite von ca. 10 GHz verstimmt werden, der dritte über das komplette W-Band, d. h. über 35 GHz im Bereich 75...110 GHz. Die beiden Sensoren mit 10 GHz Bandbreite können durch ihren identischen Aufbau auch miteinander verkopelt betrieben werden, wodurch ein bistatischer Betrieb möglich ist.

Aufbau der Sensoren mit 10 GHz Bandbreite

Eine schematische Darstellung des Aufbaus der beiden Sensoren ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Ein spannungsgesteuerter Mikrowellen-Oszillator (Voltage Controlled Oszillator, VCO) generiert ein frequenzmoduliertes Ausgangssignal im Bereich von 22.5...25 GHz. Die hierfür notwendige Verstimmungsspannung wird mit Hilfe eines Digital/Analog-Wandlers (DAC) erzeugt. Das Mikrowellen-Signal wird danach mit Hilfe eines aktiven Frequenzvervierachers in den MMW-Bereich von 90...100 GHz vervielfacht. Ein Teil des Ausgangssignals wird über die Sendeantenne (Tx) abgestrahlt. Der verbleibende Teil wird als Lokaloszillator-Signal (LO) verwendet. Das System verwendet das Homodyn-Prinzip und kommt deswegen mit einer MMW-Quelle aus. Das Empfangssignal (Rx) wird über einen rauscharmen Verstärker (LNA) an die Mischereingänge geführt.

Mit Hilfe des LO-Signals wird es ins Basisband gemischt. Die entstehenden Basisbandfrequenzen sind niederfrequent (im Bereich einiger 100 kHz) und können daher leicht digitalisiert werden. Beim Abwärtsmischen wird auf den Einsatz eines Quadraturempfängers verzichtet. Damit ergibt sich ein besonders einfacher Systemaufbau. Das analytische Signal kann, bei geringem numerischem Aufwand, mit Hilfe der Hilbert-Transformation (vgl.

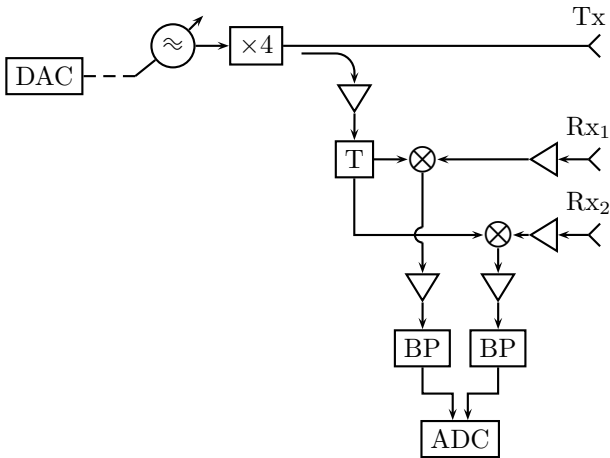


Abb. 4.1 Systemaufbau der Sensoren mit 10 GHz Bandbreite in rein monostatischer Konfiguration

Abschnitt 4.4.1) berechnet werden. Dieses Verfahren ist aufgrund der Kausalität des Basisbandsignals gültig. Voraussetzung für die Anwendbarkeit der Hilbert-Transformation ist, dass ein ausreichend breitbandiges Signal verwendet wird. Fehler in der Berechnung des Imaginärteils aus dem Realteil bzw. umgekehrt ergeben sich v. a. an den Rändern des genutzten Frequenzbereichs und bei Signalen nahe des Nullpunkts im Zeitbereich. Die Fehler an den Rändern können durch Fensterung abgeschwächt werden. Für die zweite Einschränkung sollte bei der Auslegung des Messsystems darauf geachtet werden, dass die zu vermessenden Objekte mehrere Auflösungszellen vom Nullpunkt entfernt sind. Eine genauere Analyse der Effekte der Anwendung der Hilbert-Transformation sowie der notwendigen Bedingungen und Grenzen der Anwendbarkeit ist in [20] dargestellt.

Der Frequenz-Sweep kann innerhalb 1 ms durchgeführt werden. In Verbindung mit der zirkularen Bewegung des Sensors kann eine Person deshalb innerhalb 20...30s von allen Seiten, d. h. über 360° hinweg, bei einem Winkelabtakinkrement von ca. 0.5° vermessen werden. Abbildung 4.2 zeigt Fotos dieser beiden Sensoren, bereits in ein 19"-Gehäuse integriert. Daten der verwendeten Komponenten sind in Tabelle B.4 zusammengefasst.

Aufbau des Sensors mit 35 GHz Bandbreite

Der prinzipielle Aufbau des breitbandigen Sensors entspricht dem der beiden Sensoren mit 10 GHz Bandbreite. Auch hier wird wieder das FMCW-Radar-Prinzip angewandt. Das Durchstimmen der Frequenz im Bereich von

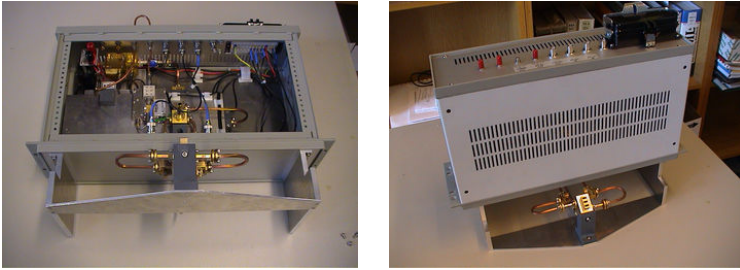


Abb. 4.2 Fotos der Sensoren mit 10 GHz Bandbreite

75...110GHz erfolgt typisch innerhalb von 2 ms. Abbildung 4.3 zeigt ein Blockschaltbild des aufgebauten Sensors. In den Empfangszweigen sind aus Kostengründen im Gegensatz zu den ersten beiden Sensoren keine LNAs verbaut. Aufgrund der schlechteren Isolation der Mischer mussten in den Empfangszweigen jedoch Isolatoren eingebaut werden. Ein Überblick über die Daten der einzelnen Komponenten ist in Tabelle B.5 zusammengefasst.

Fotos des Sensors im Funktionsmuster sind in Abb. 4.4 dargestellt. Der Antennenblock ist so am Sensorgehäuse montiert, dass dieses aufrecht steht. Zur Unterdrückung von Mehrfachreflektionen aufgrund des aufrecht stehenden Gehäuses sind Ableitbleche am Sensor angebracht (vgl. Abb. 4.4a).

4.1.3 Mechanischer Aufbau

Beim mechanischen Aufbau einer kreisförmigen synthetischen Apertur sind zwei grundsätzlich äquivalente Realisierungen denkbar. Entweder der Sensor bewegt sich auf einer Kreisbahn um die stehende Person, oder die Person befindet sich auf einem Drehteller und wird vor einem fest angebrachten Sensor gedreht. Da die zweite Möglichkeit deutlich einfacher zu realisieren ist, wurde sie für den Messaufbau umgesetzt. Im rechten Bild in Abbildung 4.4 ist der Aufbau mit dem Drehteller im Vordergrund und dem Turm zur Anbringung der Sensoren dargestellt.

Die Realisierung einer linearen synthetischen Apertur ist in einfacher Weise über einen Linearpositionierer möglich. Da die Sensoren in ein 19"-Gehäuse integriert sind, lassen sie sich leicht darauf anbringen.

4.1.4 Mögliche Betriebsmodi

Die Sensoren können in zwei unterschiedlichen Konfigurationen betrieben werden:

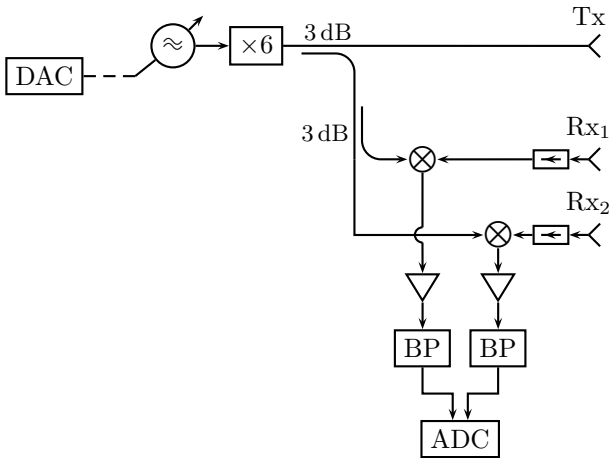


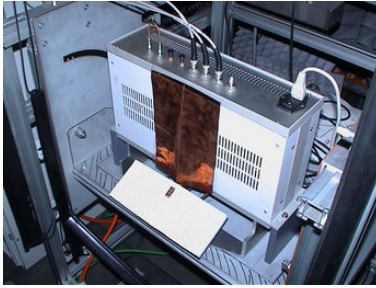
Abb. 4.3 Systemaufbau des Sensors mit 35 GHz Bandbreite

- Monostatischer Betrieb (am Ort des Senders wird auch empfangen): Jeder Sensor empfängt nur die von ihm ausgesandten Signale. Diese Betriebsart ist sowohl für die Sensoren mit 10 GHz Bandbreite als auch für den mit 35 GHz Bandbreite möglich. Durch leichten Versatz der Mittenfrequenzen der beiden Sensoren mit 10 GHz wird es möglich, dass beide Sensoren synchron betrieben werden können, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen.
- Kombiniertes monostatisches und bistatisches Betrieb mit den beiden baugleichen Sensoren mit 10 GHz Bandbreite (Sensor 1 empfängt zusätzlich Signale von Sensor 2 und umgekehrt): Ausgehend von einer gemeinsamen Signalquelle ist ein vollkohärenter Betriebsmodus möglich. Die Signale der Sensoren werden durch Laufzeitverzögerung getrennt. Man erhält damit vier monostatische und vier bistatische Kanäle. Dieser Modus wird in Abschnitt 4.3 genauer beschrieben.

Die Betriebsparameter der einzelnen Sensorkonfigurationen sind in Tabelle B.3 zusammengestellt.

4.2 Aufbau der Antennen

Damit die durch Fehlanpassung der Antenne entstehenden Eigenreflektionen nicht den Dynamikbereich verschlechtern, wird ein quasimonostatisches Messsystem verwendet, d. h. Sende- und Empfangsantenne



(a) Gehäuse mit Anschlüssen



(b) Turm mit Sensor

Abb. 4.4 Fotos des Sensors mit 35 GHz Bandbreite

sind schaltungstechnisch getrennt, können aber geometrisch als am gleichen Ort befindlich interpretiert werden.

Sowohl im Sende- als auch in den Empfangszweigen der beiden Sensoren werden Hornantennen verwendet. Hornantennen sind für die hier benötigten Anforderungen ausreichend breitbandig. Ihre Eigenschaften lassen sich analytisch bestimmen [3]. Die Aperturgröße ist dabei so ausgelegt, dass die Person möglichst über die ganze Höhe ausreichend beleuchtet wird. Für diese Anforderung wurde eine Strahlungscharakteristik mit einer Halbwertsbreite von 50° in der Vertikalen und 27° in der Horizontalen gewählt. Die hauptsächlich verwendete Antenne ist vertikal polarisiert. Die Richtdiagramme der Antennen sind in Abb. 4.6 zu finden. Versuche mit horizontaler Polarisation bzw. kreuzpolarisierten Kombinationen brachten keine wesentliche Veränderung der Abbildungseigenschaften im Vergleich zur vertikalen Polarisation. Die Maße der verwendeten Hornantennen, die die benötigte Strahlungscharakteristik erfüllen sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. In Abbildung 4.5 ist die Übersprechdämpfung zwischen Sende- und Empfangsantenne bei einer Frequenz von 94 GHz in Abhängigkeit des Abstands der beiden Antennen dargestellt. Messungen bestätigten eine Isolation von mehr als 70 dB bei einem Abstand von 7.5 mm.

Zur Anwendung des Interferometriepinzips wird ein zweiter Empfangskanal vorgesehen. Dafür wird eine zusätzliche Empfangsantenne verwendet. Zu diesem Zweck werden Dreifach-Horn-Antennen verwendet. Der schematische Aufbau zweier Typen ist in Abb. 4.7 dargestellt. Im ersten Fall sind

Tab. 4.1 Maße der verwendeten vertikal polarisierten Hornantennen

	Größe	Wert
Mittenfrequenz	f_m	94 GHz
	λ_m	3.19 mm
Wellenleiter	WR-10	
	a	2.54 mm
	b	1.27 mm
Hornantenne 1	a_1	$3 \cdot \lambda_m = 9.57$ mm
	b_1	$1 \cdot \lambda_m = 3.19$ mm
	Hornlänge t	$5 \cdot \lambda_m$
Hornantenne 2	a_1	8.0 mm
	b_1	3.4 mm
	Hornlänge t	$5 \cdot \lambda_m$

die beiden Empfangsantennen auf der selben Seite der Sendeantenne. In der zweiten Form sind sie ober- und unterhalb der Sendeantenne angebracht.

4.3 Kombinerter mono- und bistatischer Messaufbau

4.3.1 Laufzeitstaffelung der unterschiedlichen Signalanteile

Abbildung 4.8 zeigt den erweiterten Aufbau mit dem sowohl mono- als auch bistatische Messungen durchgeführt werden können. Anstatt zwei getrennt angesteuerter Signalquellen (VCO) wird nur die Quelle eines, hier des unteren, Sensors verwendet. Dieses Signal wird über einen Richtkoppler, einen

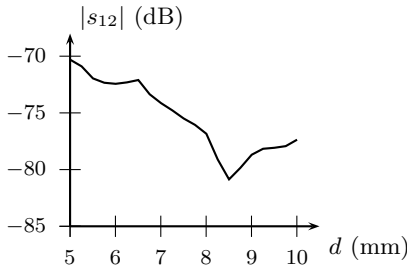


Abb. 4.5 Isolation zwischen Sende- und Empfangsantenne in Abhängigkeit des Abstands d der Phasenzentren voneinander für „Hornantenne 2“ aus Tab. 4.1

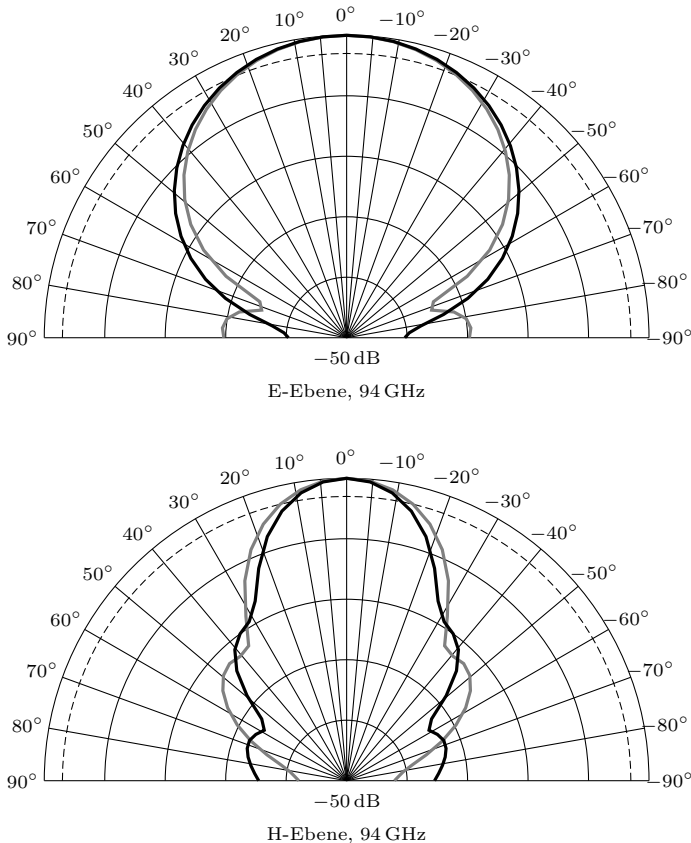


Abb. 4.6 Richtcharakteristika der Hornantennen mit den Bezeichnungen aus Tabelle 4.1; schwarz: "Hornantenne 1", grau: "Hornantenne 2"

Verstärker sowie eine koaxiale Verzögerungsleitung auch an den Eingang des Vervierfachers des oberen Sensors gegeben. Dadurch wird dasselbe Signal zeitverzögert zuerst am unteren Sensor und anschließend am oberen Sensor abgestrahlt. Die an den beiden Sensoren auftretenden Frequenzspektren sind in Abb. 4.9 schematisch dargestellt. Dabei gehören schwarz dargestellte Signale zum unteren Sensor. Die des oberen Sensors sind in grau dargestellt.

Am unteren Sensor wird damit zuerst das auch am unteren Sensor abgestrahlte und an Streuzentren reflektierte Signal wieder empfangen. Die Laufzeit dieser monostatischen Messung τ_{ms} ist proportional zur Entfernung

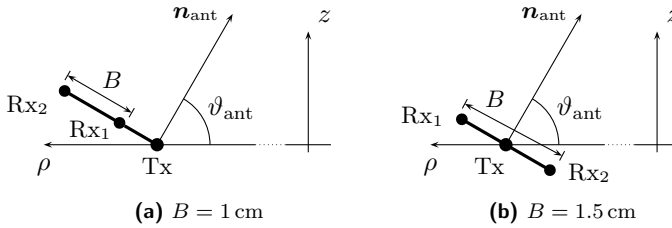


Abb. 4.7 Schematische Darstellung der verwendeten Antennenanordnungen mit unterschiedlichen Konfigurationen der Empfangsantennen

zwischen Sender Tx_1 , Streuzentrum und Empfänger $Rx_{1|2}$. Das um τ_{12} verzögert am oberen Sensor abgestrahlte Signal breitet sich über die direkte Sichtverbindung in Richtung unterer Sensor aus und wird dort empfangen. Zudem wird es auch an Objekten gestreut und kommt um diese zusätzliche Laufzeit verzögert am unteren Sensor an. Bei Mischung mit dem Sendesignal des unteren Sensors ergibt sich für das direkte Übersprechen eine für den bistatischen Anteil minimale Differenzfrequenz. Bistatische Signale die von einer Streuung an Objekten hervorgerufen werden, und daher eine längere Laufzeit aufweisen, haben eine größere Differenzfrequenz und werden im Spektrum bei höheren Frequenzen abgebildet.

Am oberen Sensor wird die generierte Frequenzrampe mit einem Versatz der Laufzeit τ_{12} , entsprechend der Länge der Verzögerungsleitung, abgestrahlt. Diese ist am oberen Sensor auch Referenzsignal für die Mischung der Signale. Für die monostatischen Signalanteile am oberen Sensor ergeben sich keine Änderungen im Vergleich zu einer rein monostatischen Messung mit separat angesteuertem Oszillator. Beim bistatischen Signalanteil tritt bezüglich des bei der Mischung verwendeten Referenzsignals der größte Zeitunterschied beim direkten Übersprechen zwischen den Antennen der beiden Sensoren auf. Der Laufzeitunterschied und damit auch die zugehörige Differenzfrequenz verringert sich mit zunehmender Entfernung der Streuobjekte von der direkten Verbindungslinie zwischen den beiden Sensoren. Im Frequenzspektrum, wie in Abb. 4.9 dargestellt, ist das Spektrum des bistatischen Signals des oberen Sensors spiegelverkehrt, d. h. größere Strecken Sender–Objekt–Empfänger werden auf kleinere Differenzfrequenzen abgebildet.

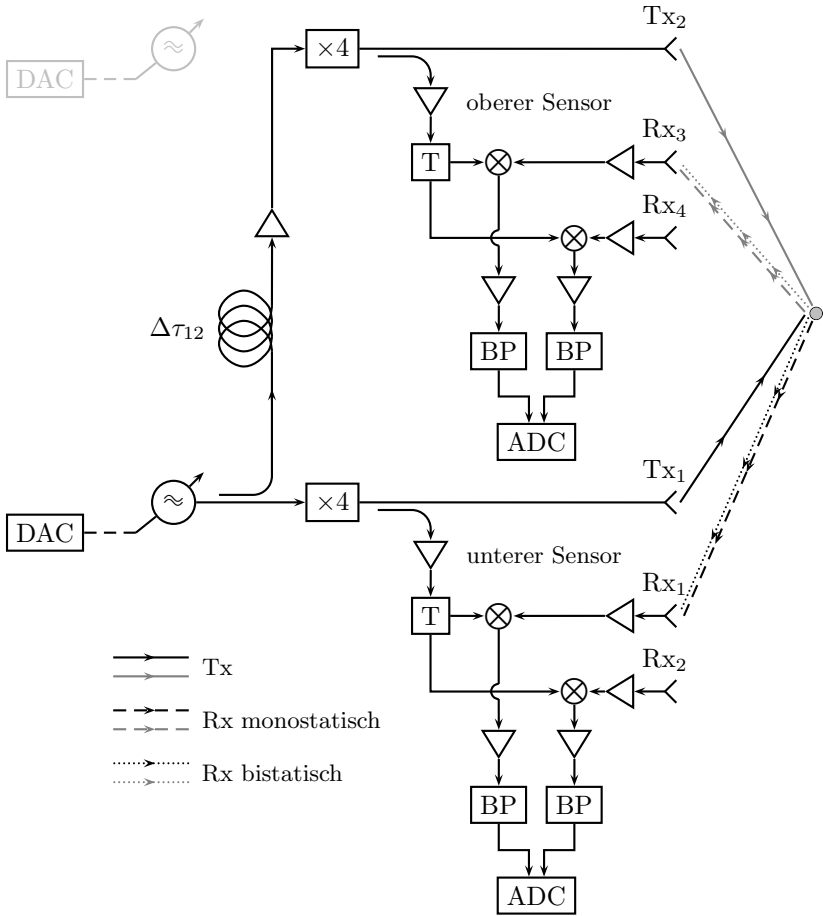


Abb. 4.8 Bistatischer Systemaufbau mit zwei kohärenten interferometrischen Sensoren zur Gewinnung mono- und bistatischer Messdaten bei 10 GHz Bandbreite

4.3.2 Dimensionierung der Verzögerungsleitung

Damit sich die mono- und bistatischen Signalkomponenten nicht überlappen, müssen einige Systemparameter aufeinander abgestimmt werden. In Tabelle 4.2 sind typische Werte wichtiger Geometrien und Systemparameter zur Aufnahme kombinierter mono- und bistatischer Daten zusammengefasst. Die für die Anordnung passende physikalische Länge der Verzögerungs-

rungsleitung beträgt 8 m, wie im Folgenden erläutert wird. Die elektrische Länge ergibt sich mit der geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit im Koaxialkabel ($v_{\text{coax}} = 0.77 \cdot c_0$) zu 10.39 m. Der im Funktionsmuster typische Höhenabstand der Sendeantennen der beiden Sensoren beträgt 1.62 m. Für das direkte Übersprechen, d. h. das bistatische Signal mit der kleinsten Laufzeit am unteren Sensor ergibt sich damit eine der Laufzeit entsprechende Länge von 12.01 m. In Entfernungprofil resultiert dies in einem Impuls bei der halben Länge also 6.005 m. Wie bei der monostatischen Messung erscheint das Streuzentrum in der Entfernungsdarstellung durch Multiplikation der Laufzeit mit $c_0/2$ bei der halben Länge.

Die maximale Laufzeit bzw. Entfernung für bistatische Messsignale ergibt sich für den unteren Sensor. Dort tritt sie bei Objekten auf, die möglichst weit von der direkten Verbindungslinie entfernt sind. Beschränkend für die maximale Differenzfrequenz sind die am Mischerausgang verwendeten Filter („BP“ in Abb. 4.8) die eine Eckfrequenz von 300 kHz aufweisen. Die verfügbare Abtastrate von 1 MSamples/s stellt keine Einschränkung dar. Die Signalstrecke ergibt sich für Objekte mittig zwischen beiden Sensoren, hier bei $h_{\text{bs}}/2 = 0.81$ m, mit einem Abstand d von der direkten Verbindungslinie über

$$l_{\text{bs,unten}} = \frac{l_{\text{Kabel}}}{0.77} + 2 \cdot \sqrt{(0.5 \cdot h_{\text{bs}})^2 + d^2} \quad (4.7)$$

Größere Längen $l_{\text{bs,unten}}$ bilden sich in höhere Differenzfrequenzen in der Darstellung in Abb. 4.9 ab. Für $d = 0.6$ m, das als maximaler Abstand angenommen wird, ergibt sich eine Entfernung $r_{\text{bs,max}} = l_{\text{bs,max}}/2 = 6.2$ m. Diese Entfernung bestimmt über die Einschränkung der Eckfrequenz der Bandpässe die minimal mögliche Modulationsdauer. Beispielsweise ergibt sich mit einer Modulationsdauer t_{sweep} von 3 ms

$$f_{\text{bs,max}} = B \cdot \frac{2r_{\text{bs,max}}}{t_{\text{sweep}}} = 152 \text{ Hz.} \quad (4.8)$$

Aus der Laufzeitanalyse des bistatischen Signals des oberen Sensors bestimmt sich die Länge der verwendeten Verzögerungsleitung zu 8 m. Bei der Längenbestimmung muss darauf geachtet werden, dass das bistatische Signal nicht mit dem Bereich der monostatischen Messung überlappt. Die Entfernung der Streuzentren, entsprechend der Laufzeit der Signale, ergibt sich zu

$$l_{\text{bs,oben}} = \frac{l_{\text{Kabel}}}{0.77} - 2 \cdot \sqrt{(0.5 \cdot h_{\text{bs}})^2 + d^2}. \quad (4.9)$$

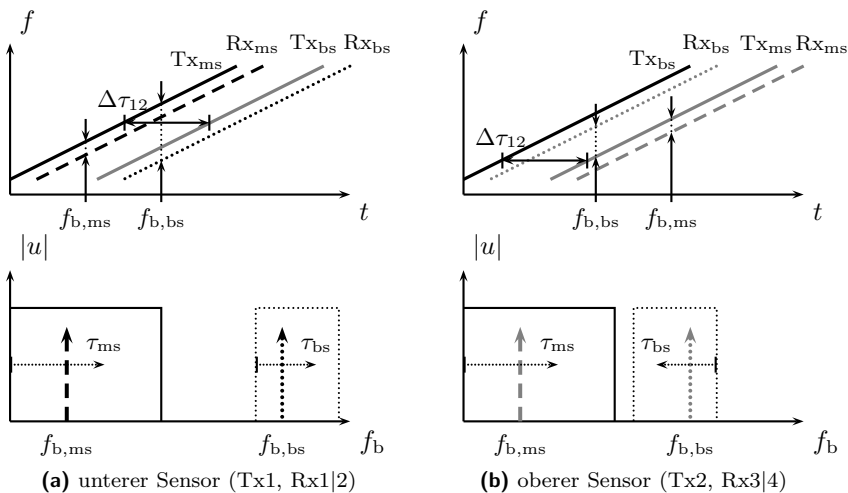


Abb. 4.9 Darstellung zur Laufzeitstaffelung und zum entsprechenden Differenzfrequenzspektrum der mono- und bistatischen Signalanteile (Signalwege siehe auch Abb. 4.8)

Diese wird minimal bei $d = 0.6$ m und beträgt etwa $r_{\text{bs,min}} = 4.2$ m. Durch hier nicht berücksichtigte interne Längen variieren die tatsächlichen Längen und Positionen der bistatischen Anteile leicht im Vergleich zum hier beschriebenen. Abbildungen 4.10 und 4.11 zeigen aufgenommene bistatische Rohdaten einer metallischen Kugel für die beiden Sensoren. Für den unteren Sensor zeigt sich in der Differenz aus den Messdaten mit Kugel und der Leerraummessung die monostatische Antwort bei ca. 1 m sowie die bistatische Antwort bei etwas mehr als 6 m. In den Daten des oberen Sensors ist die monostatische Antwort bei etwa 1 m, die bistatische bei knapp 4 m. Dazwischen erscheinen zwei Spitzen, die vermutlich durch Mehrfachreflektionen mit Kugelbeteiligung herrühren und daher durch die Subtraktion mit der Leerraummessung nicht kompensiert werden können.

4.4 Datenaufbereitung

Die mit dem beschriebenen Aufbau gewonnenen Rohdaten müssen zur weiteren Verarbeitung aufbereitet werden. Die Aufbereitung umfasst zunächst die Erzeugung eines analytischen Signals aus der Messung des Realteils. Mit Hilfe einer Kalibrierung müssen weiterhin frequenzabhängige Schwan-

Tab. 4.2 Größen der Messanordnung zur Dimensionierung der bistatischen Erweiterung

Parameter	Wert
Kabellänge	8 m
elektrische Kabellänge	10.39 m
Abstand der Antennen	1.62 m
Bandbreite	10 GHz
Modulationsdauer	3 ms
Anz. Abtastpunkte	3001

kungen kompensiert werden und der Nullpunkt der Entfernungssachse auf das Phasenzentrum der Sendeantenne geschoben werden. Die Trennung der mono- und bistatischen Daten erfolgt im Anschluss durch Fensterung im Zeitbereich.

4.4.1 Hilbert Transformation

Um das analytische Signal zu rekonstruieren wird die Hilbert-Transformation auf den erfassten Realteil der Daten angewandt. Für das ideale analytische Signal

$$u_{\text{analyt}}(t) = u_{\text{real}}(t) + ju_{\text{imag}}(t) \quad (4.10)$$

sind Real- und Imaginärteil orthogonal. Allgemein kann für ein reelles Bandpasssignal $x(t)$ durch Fensterung im Frequenzbereich ein Signal erzeugt werden, das nur die positiven Frequenzen beinhaltet:

$$X_+(f) = \varepsilon(f)X(f) = \begin{cases} X(f) & f > 0 \\ \frac{1}{2}X(f) & f = 0 \\ 0 & f < 0 \end{cases}. \quad (4.11)$$

Das entsprechende Zeitbereichssignal $x_+(t)$ wird als analytisches Signal bezeichnet. Es bestimmt sich zu

$$\begin{aligned} x_+(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} X_+(f)e^{j2\pi ft} df \\ &= \mathcal{F}^{-1}(\varepsilon(f)) \star \mathcal{F}^{-1}(X(f)), \end{aligned} \quad (4.12)$$

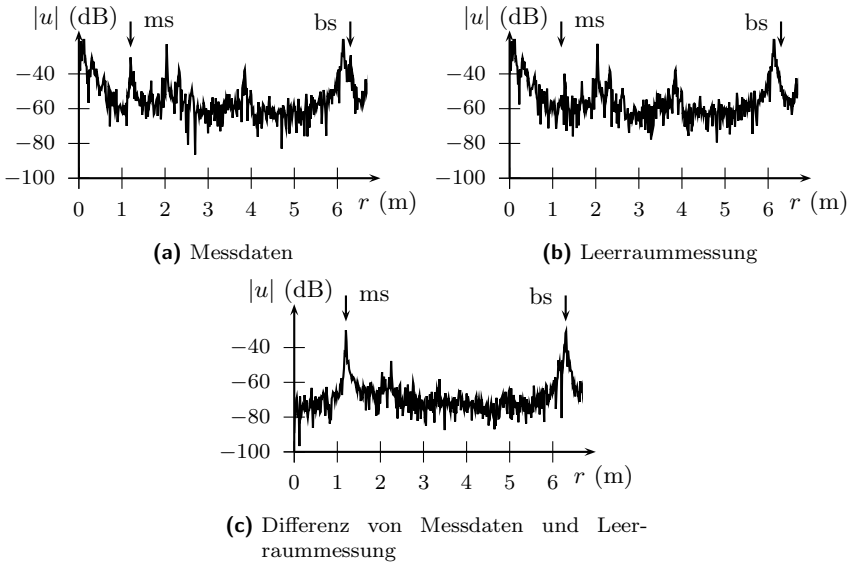


Abb. 4.10 Bistatische Messdaten des unteren Sensors; Messobjekt: metallische Kugel $r \approx 10$ cm

wobei

$$\begin{aligned} \mathcal{F}^{-1}(X(f)) &= x(t) \\ \mathcal{F}^{-1}(\varepsilon(f)) &= \delta(t) + \frac{j}{\pi t} \end{aligned} \quad (4.13)$$

gilt. Dadurch lässt sich $x_+(t)$ umschreiben zu

$$x_+(t) = x(t) + j \frac{1}{\pi t} \star x(t). \quad (4.14)$$

Die Faltung im Imaginärteil, hier als $\hat{x}(t)$ bezeichnet, lautet

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= \frac{1}{\pi t} \star x(t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Somit kann $\hat{x}(t)$ als Ausgangssignal eines Filters mit der Impulsantwort

$$h_H(t) = \frac{1}{\pi t}, \quad -\infty < t < \infty \quad (4.16)$$

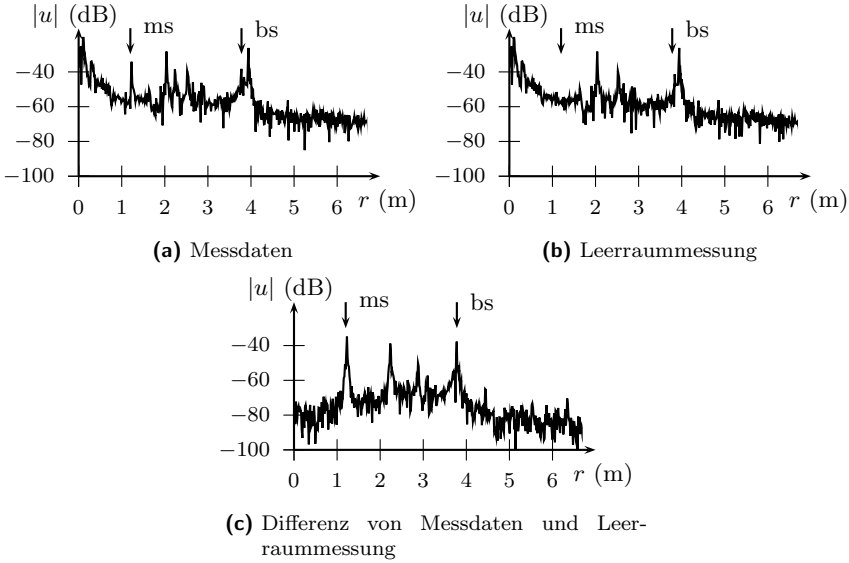


Abb. 4.11 Bistatische Messdaten des oberen Sensors; Messobjekt: metallische Kugel $r \approx 10$ cm

und dem Eingangssignal $x(t)$ interpretiert werden. Diese Filterung wird auch als *Hilbert-Transformation* bezeichnet. Im Frequenzbereich dargestellt gilt für das Filter

$$\begin{aligned}
 H_H(f) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{t} e^{-j2\pi ft} dt \\
 &= \begin{cases} -j & f > 0 \\ 0 & f = 0 \\ j & f < 0 \end{cases} .
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Das analytische Signal $x_+(t)$ kann also durch

$$x_+(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \tag{4.18}$$

zusammengesetzt werden, wobei gilt

$$\begin{aligned}
 \hat{x}(t) &= \mathcal{H}(x(t)) \\
 \hat{X}(f) &= \mathcal{F}(\hat{x}(t)) = X(f) \cdot H_H(f) .
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Der Imaginärteil u_{imag} des analytischen Signals ist somit äquivalent zur Hilberttransformierten \hat{u}_{real} des Realteils u_{real} . Dadurch kann mit der Hilberttransformation aus dem gemessenen Realteil u_{real} des analytischen Signals u_{analyt} auch der Imaginärteil rekonstruiert werden, so dass

$$u_{\text{analyt}} = u_{\text{real}} + j\mathcal{H}[u_{\text{real}}] \quad (4.20)$$

gilt.

4.4.2 Kalibrierung – Mono- und bistatischer Aufbau

Der nächste Schritt in der Verarbeitung des analytischen Signale ist die Kalibrierung. Dadurch wird einerseits ein Entfernungsnulldpunkt festgelegt, des Weiteren werden nichtideale Eigenschaften des Messaufbaus und der Messumgebung möglichst gut kompensiert.

Zur Kalibrierung der Messung wird ein Tripelspiegel u_{ref} mit konstantem und frequenzunabhängigem Reflektionsfaktor als Referenz sowie die Hintergrundreflektion u_{leer} aufgenommen.

Nach dem in [93] geschilderten Fehlermodell ergibt die Auswertung von

$$u_{\text{cal}} = \frac{u_{\text{mess}} - u_{\text{leer}}}{u_{\text{ref}} - u_{\text{leer}}} \quad (4.21)$$

den Reflektionsfaktor des Messobjekts bezogen auf den Streuquerschnitt des verwendeten Referenzobjekts, hier also des Tripelspiegels. Durch die Kalibrierung nach (4.21) wird auch die auftretende Hohlleiterdispersion kompensiert, da der frequenzabhängige Term

$$m_{\text{disp kor}} = \exp(jk_z(f)l_{\text{wg}}) \quad (4.22)$$

sowohl in der eigentlichen Messung als auch in der Messung des Referenzobjekts auftritt und somit kompensiert wird. In 4.22 ist l_{wg} die Gesamtlänge des Hohlleiters und

$$k_z = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}. \quad (4.23)$$

Kalibrierung des monostatischen Ausschnitts

Bei der Kalibrierung des monostatischen Ausschnitts wird im Zeitbereich der vordere Teil der Messdaten durch Fensterung herausgeschnitten. Bei rein monostatischer Messung dient dies nur zum Abschneiden nicht relevanter Signalanteile. Um den Nullpunkt der kalibrierten Daten von der Position

des Referenzobjekts auf das Phasenzentrum der Antenne zu schieben, wird (4.21) mit einem Korrekturterm multipliziert. Die Kalibrierung wird zu

$$u_{\text{cal,ms}} = \frac{u_{\text{mess}} - u_{\text{leer}}}{u_{\text{ref}} - u_{\text{leer}}} \cdot \exp(-j2k\rho_0). \quad (4.24)$$

Dabei ist ρ_0 die gemessene Entfernung zwischen Phasenzentrum der (virtuellen) Antenne und dem Kalibrierobjekt.

Da im Funktionsmuster die Person mit Hilfe eines Drehtellers bewegt wird und der Sensor dafür still steht, genügt eine statische Leerraummessung für die Subtraktion von den Messdaten. Bewegt sich der Sensor, wie etwa bei einer linearen Apertur oder einem Aufbau bei dem der Sensor um die Person bewegt wird, muss der Leerraum über die gesamte synthetische Apertur aufgenommen werden, um dann von den Messdaten subtrahiert zu werden.

Beim Herausschneiden der einzelnen Signalanteile aus dem Gesamtspektrum durch Fensterung im Zeitbereich finden Rechteckfenster Anwendung. Die Verwendung anderer Fenster ergab keine sichtbare Verbesserung des Rekonstruktionsergebnisses.

Bistatischer Ausschnitt

Bei der auf den bistatischen Teil angewandten Kalibrierung wird das direkte Übersprechen der beiden Sensoren aus der Leerraummessung als Referenzsignal verwendet. Dieses wird mit einem schmalen Fenster von etwa 10...20 cm aus dem ganzen Messdatensatz herausgeschnitten. Die Kalibriervorschrift ergibt sich zu

$$u_{\text{cal,bs}} = \frac{u_{\text{mess}} - u_{\text{leer}}}{u_{\text{uebersprech}}} \cdot \exp(-j2kh_{\text{bs}}/2). \quad (4.25)$$

Für die Kalibrierung des bistatischen Ausschnitts nach diesem Verfahren ist keine separate Vermessung eines Kalibrierobjekts notwendig. Würde ein Kalibrierobjekt benötigt, wäre eine größere metallische Kugel denkbar, da sie einen genügend großen bistatischen Rückstreuquerschnitt besitzt.

4.4.3 Aspekte zur Kalibrierung hinsichtlich der Interferometrie

Auf die Methoden zur Interferometrieauswertung wird später in Abschnitt 6.1 noch ausführlich eingegangen. An dieser Stelle werden die Schritte in der Datenaufbereitung aufgeführt, die zur exakten Auswertung der interferometrischen Phase von Messdaten notwendig sind. Die Auswertung der interferometrischen Phase beschränkt sich auf den monostatischen Teil der Messungen.

Justierung des Antennenstellwinkels

Neben der Laufzeit- und Systemkalibrierung muss für eine exakte interferometrische Phase besonders der Anstellwinkel der Antennen bezüglich der Horizontalen beachtet werden. Eine Justierung kann hier durch eine Betrachtung eines Interferogramms v einer bekannten Szene einiger Streuzentren über ein Intervall möglicher Anstellwinkel erfolgen. Eine genauere Vorstellung der Interferometrie findet sich in Abschnitt 6.2. Für ein isoliertes Streuzentrum am Ort (r_0, φ_0, ψ_0) gilt in einem Bereich

$$(r, \varphi, \psi) \in [r - \delta \dots r + \delta, \varphi - \epsilon \dots \varphi + \epsilon, \psi - \zeta \dots \psi + \zeta], \quad (4.26)$$

in dem das Streuzentrum als isoliert betrachtet werden kann, für das Interferogramm v

$$\begin{aligned} |v(r_0, \varphi_0, \psi_0)| &= \max(v(r, \varphi, \psi)) \\ \angle(v(r_0, \varphi_0, \psi_0)) &= \phi(r_0, \varphi_0, \psi_0) = 0. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Der Tripelspiegel, der als Kalibrierobjekt verwendet wird, muss bei der Aufnahme der Referenzmessung auf der Mittelsenkrechten der Antennenanordnung – \mathbf{n}_{ant} in Abb. 4.7 – platziert werden. Damit wird sichergestellt, dass die Verschiebung des Nullpunkts zum Phasenzentrum der Antennen gemäß (4.24) nicht zu einem zusätzlichen Phasenversatz zwischen den beiden Empfangskanälen führt. Ein zusätzlicher Phasenversatz führt zu einer Verschiebung der interferometrischen Phase am Punkt des Amplitudenmaximums, so dass (4.27) nicht mehr erfüllt ist.

Der Anstellwinkel ϑ_{ant} liegt im Bereich von 60° , weicht aber durch den nicht exakten Einbau der Sensoren in den Messaufbauten etwas davon ab. Zur Justierung des Anstellwinkels wird ein PVC-Zylinder mit bekannten Abmessungen, siehe Abb. 4.12, verwendet. Darauf sind über die Höhe von $\Delta z = 75$ cm im Abstand von 5 cm metallische Kugeln mit etwa 3 mm Durchmesser platziert. Diese Metallkugeln entsprechen einzelnen isolierten Streuzentren, so dass die interferometrische Phase am jeweiligen Amplitudenmaximum nach (4.27) einen Nulldurchgang haben muss.

Der Radius des PVC-Zylinders ist mit $r_{\text{Tonne}} = 22.5$ cm bekannt. Die Messdaten der beiden Kanäle werden auf einem Zylindermantel mit dem bekannten Radius r_{Tonne} rekonstruiert. Da die Streuzentren an ihrer exakten Position rekonstruiert werden, ist der der Theorie entsprechende Phasenverlauf bekannt und es kann daraus der nicht genau bekannte Antennenstellwinkel ϑ_{ant} ermittelt werden. Ein nicht passend gewählter Anstellwinkel resultiert in einem Phasenversatz des Interferogramms.

Zur Anpassung des bei der Rekonstruktion verwendeten Anstellwinkels wird die Rekonstruktion für verschiedene Anstellwinkel um den zunächst

angestrebten Wert von 60° durchgeführt. Der am nächsten beim angestrebten Winkel liegende Winkel, bei dem das Kriterium nach (4.27) erfüllt ist, wird ausgewählt. In dem in Abbildung 4.12 eingezeichneten weißen Streifen werden dazu die betragsmäßig größten Bildpunkte gesucht und die interferometrische Phase dieser bestimmt. Um den günstigsten Anstellwinkel zu finden, werden die Kriterien

$$\text{mean}(\angle(v)) = 0 \quad (4.28)$$

$$\text{std}(\angle(v)) = \min \quad (4.29)$$

verwendet. Mittelwert und Standardabweichung der interferometrischen Phase $\angle v$ für die beiden baugleichen Sensoren sind in Abbildung 4.13 abgebildet. Der Abstand der Empfangskanäle beträgt hier $B = 1.5 \text{ cm}$. In diesem Fall werden die Anstellwinkel zu $\vartheta_{\text{unten}} = 55^\circ$ für den unteren und $\vartheta_{\text{unten}} = 61^\circ$ für den oberen Sensor gewählt.

Abbildung 4.14 zeigt die Phasenverteilung der Bildpunkte der Metallkugeln für den korrekten Anstellwinkel $\vartheta_{\text{unten}} = 55^\circ$ und für den standardmäßig gewählten Winkel $\vartheta_{\text{unten}} = 60^\circ$. Die Bilder verdeutlichen noch einmal, dass die Phase in Abhängigkeit des bei der Rekonstruktion gewählten Anstellwinkels stark variiert. Hauptsächlich resultiert ein falsch gewählter Anstellwinkel in einer über die Höhe konstanten Verschiebung der interferometrischen Phase an der Position der einzelnen Streuzentren.

Die beschriebene Bestimmung des passenden Anstellwinkels kann auch über den Korrelationsfaktor γ [34] ausgedrückt werden. Dieser beschreibt die Ähnlichkeit der beiden komplexwertigen SAR-Bilder und kann sowohl im Frequenz- als auch im Ortsbereich des rekonstruierten Bildes gebildet werden. Er ist definiert als

$$\gamma = \frac{\iint h_1(\varphi_o, r_o) \cdot h_2^*(\varphi_o, r_o) d\varphi_o dr_o}{\left[\iint |h_1(\varphi_o, r_o)|^2 d\varphi_o dr_o \cdot \iint |h_2(\varphi_o, r_o)|^2 d\varphi_o dr_o \right]^{1/2}} \quad (4.30)$$

Der Zählerterm entspricht dem komplexwertigen Interferogramm, das durch den Nennerausdruck lediglich normiert wird. Wertet man also die Phase des Korrelationsfaktors an den Stellen an denen die Amplitude einen zu bestimmenden Schwellwert übersteigt aus, muss dort diese, bei passendem Anstellwinkel ϑ , die Kriterien aus (4.28) erfüllen.

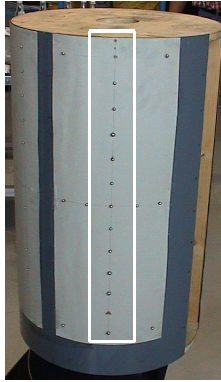


Abb. 4.12 Foto des PVC-Zylinders mit metallischen Kugeln, der zur Justierung des Anstellwinkels des Sensors dient; weiß markiert der Ausschnitt mit der vertikalen Kugellinie die zur Justierung des Antennenanstellwinkels ϑ verwendet wird

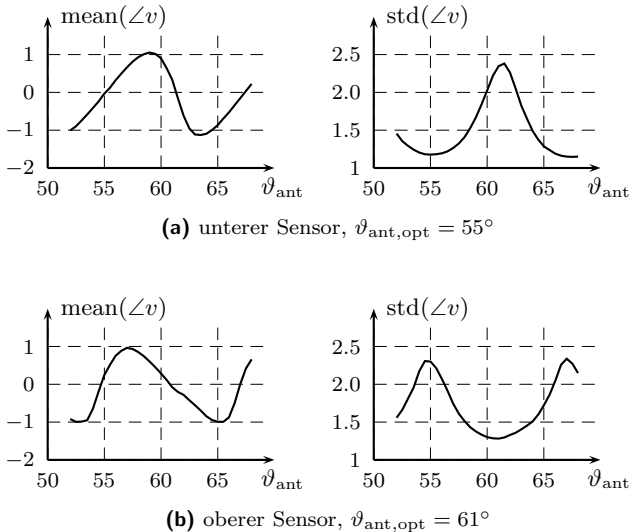


Abb. 4.13 Mittelwert und Standardabweichung der interferometrischen Phase zur Bestimmung des Anstellwinkels ϑ für die weitere Auswertung der interferometrischen Phase

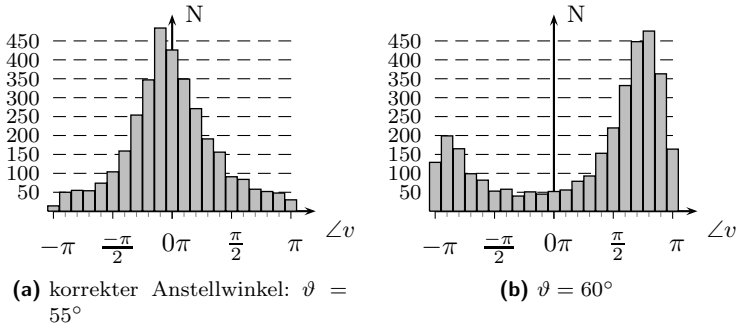


Abb. 4.14 Histogramme der Phasenverteilung aller Punkte mit einer Amplitude ≥ -30 dB für zwei ausgewählte zur Rekonstruktion verwendete Antennenanstellwinkel ϑ_{ant} (hier: unterer Sensor; Baseline $B = 1.5$ cm)

5 Analyse der Amplitudenbilder und Objektdetektion

In diesem Abschnitt werden Rekonstruktionsergebnisse eines Empfangskanals analysiert, um Aussagen zur Sichtbarkeit relevanter Objekte zu erhalten. Weiterhin werden anhand der gemessenen Daten die in Kapitel 2 vorgestellten Zusammenhänge zwischen Auflösung und den jeweiligen Systemgrößen verifiziert. Ausgehend von der Auswertung der statistischen Verteilung unterschiedlicher Bildbereiche werden Verfahren zur Bestimmung der Positionen relevanter Objekte vorgestellt. Diese Detektion erleichtert bzw. ermöglicht die im Kapitel 6 vorgestellten Ansätze zur räumlichen Fokussierung der einzelnen Streuzentren.

5.1 Rekonstruktionsergebnisse an einem Testobjekt

Als erstes Rekonstruktionsergebnis ist in Abbildung 5.1 ein Kugelmuster auf einer zylindrischen PVC-Tonne dargestellt. Dieses wurde schon bei der Justierung des Antennenanstellwinkels zur Auswertung der interferometrischen Phase verwendet. Der Zylinder besteht aus einem Holzgerüst mit kreisrunden Abschlüssen oben und unten. Auf dieses Holzgerüst ist eine dünne PVC-Platte aufgezogen. Darauf sind mehrere, auf einem Pappkarton zu einem Kreuz angeordnete, Metallkugeln angebracht. Das Rekonstruktionsergebnis für die MMW-Daten auf einem Zylindermantel mit Radius $\rho_o = 22.5$ cm ist ebenfalls in Abbildung 5.1 dargestellt. Sowohl die PVC-Platte als auch der Karton beeinflussen das Messergebnis kaum, so dass im MMW-Bild nur die metallischen Kugeln zu sehen sind.

Da in diesem Fall das Rekonstruktionsgebiet mit dem Zylindermantel bekannt ist, können die Messdaten entsprechend auf diesem Gebiet ausgewertet werden. An der obersten und an der zweiten Position von unten ist anstatt einer Kugel ein Tripelspiegel bei $z = 0.25$ m und $z = 0.82$ m angebracht. Diese haben einen höheren Rückstreuquerschnitt und erscheinen daher im rekonstruierten Bild heller. Ab einer Höhe von etwa 0.85 m ist der Holzdeckel der Tonne erkennbar. Da der Sensor in diesem Fall unterhalb der Messobjekte angebracht war, werden Teile des ausgesandten Signals an dem von unten beleuchteten Deckel reflektiert.

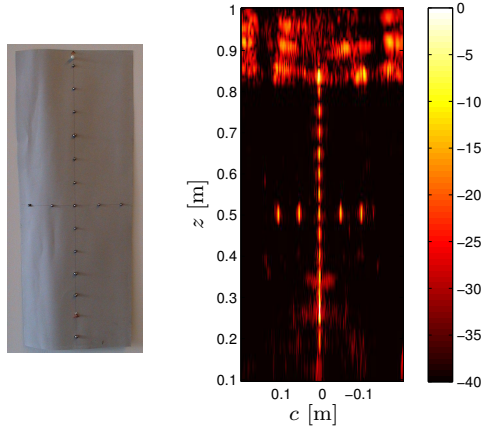


Abb. 5.1 Fotografie und Rekonstruktionsergebnis (Darstellung in dB) der zu einem Kreuz angeordneten Metallkugeln ($\varnothing = 3$ mm) auf einem Pappkarton, der auf einem PVC-Zylinder mit Radius $\rho_o = 22.5$ cm montiert ist, bei Rekonstruktion mit einem Aperturausschnitt von $\varphi_a = \pm 20^\circ$ um den jeweiligen Rekonstruktionspunkt

5.2 Verifikation der Systemeigenschaften

5.2.1 Azimutauflösungsvermögen in Abhängigkeit der Größe des Aperturausschnitts

Um die Güte von Datenaufnahme und Rekonstruktion zu bewerten, kann das Auflösungsvermögen in Azimutrichtung bestimmt werden. Die theoretischen Zusammenhänge, die zu Aussagen bzgl. der erreichbaren Azimutauflösung für eine kreisförmige Apertur führen sind in Abschnitt 2.3.5 bereits vorgestellt worden. Die Auflösung wird entweder durch die Halbwertsbreite der verwendeten Antennen oder durch die Länge der berücksichtigten synthetischen Apertur bestimmt. Bei realen Messobjekten spielen zudem die Rückstreuereigenschaften der betrachteten Objekte eine Rolle. Eine Kugel stellt ein Objekt mit konstantem Rückstreuquerschnitt über einem großen Winkelbereich dar. Ein weiterer Aspekt der zu berücksichtigen ist, liegt in der Abschätzung der Objekte bei Drehung der Sensoren um die Objekte.

In den Abbildungen 5.2 und 5.3 ist der Verlauf der Azimutauflösung in Abhängigkeit der Größe des verwendeten kreisförmigen Aperturausschnitts für die zwei unterschiedlichen Hornantennen mit den Abmessungen aus Tabelle 4.1 dargestellt.

5.2. Verifikation der Systemeigenschaften

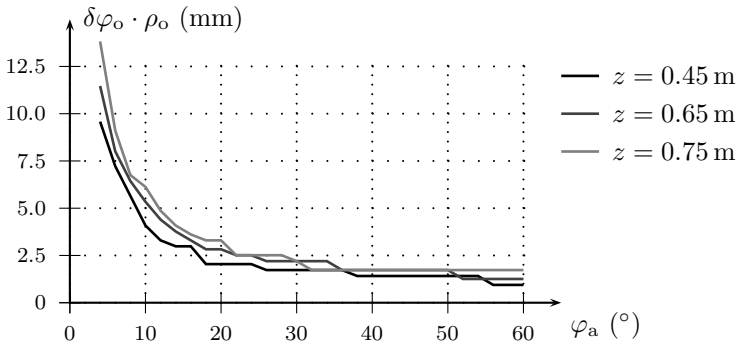


Abb. 5.2 Azimutauflösung für Metallkugeln ($\varnothing = 3$ mm) auf einem PVC-Zylinder in verschiedenen Höhen in Abhängigkeit des Aperturausschnitts ($\pm\varphi_a$) symmetrisch um der Ort des Streuzentrums; Verwendung von „Hornantenne 1“ aus Tab. 4.1

Für beide Fälle erscheint ein Aperturausschnitt von $\pm 20^\circ$ bis $\pm 30^\circ$ ausreichend um eine gute Auflösbarkeit in Azimutrichtung zu erreichen, ohne den Rechenaufwand durch Hinzunahme zu großer Aperturausschnitte unnötig in die Höhe zu treiben. Größere Aperturausschnitte verbessern das Auflösungsvermögen nicht mehr merklich, wie der Verlauf in den Abbildungen zeigt. Dies deckt sich auch mit den Ergebnissen in Abschnitt 2.3.5 zur Bestimmung des Auflösungsvermögens.

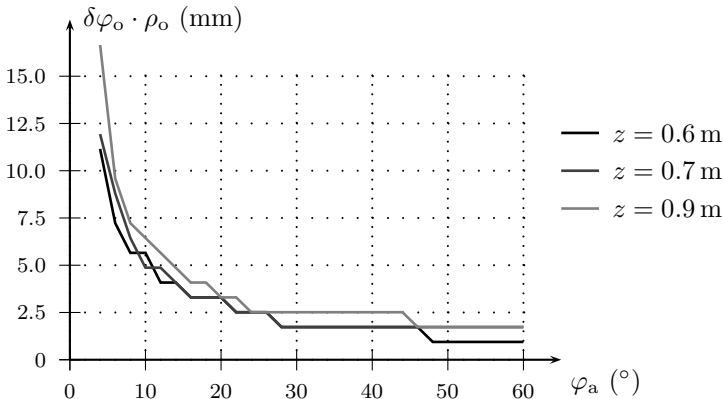


Abb. 5.3 Situation wie zuvor in 5.2; jedoch Kugeln in der Höhe leicht versetzt; Verwendung von „Hornantenne 2“ aus Tab. 4.1

5.2.2 Radiales Auflösungsvermögen und Bandbreitenabhängigkeit

Durch Vergrößerung der Bandbreite erhöht sich das Auflösungsvermögen in Entfernungsrichtung. Um den Zugewinn in der Abbildungsqualität durch Erhöhung der Bandbreite sichtbar zu machen sind in Abbildung 5.4 Rekonstruktionsergebnisse des gleichen Datensatzes dargestellt wobei jedoch Daten aus unterschiedlich großen Frequenzausschnitten berücksichtigt wurden. Dem oberen Bild liegen Messdaten über das gesamte W-Band (75...110 GHz) zugrunde. Im unteren sind nur die Messdaten des Ausschnitts von 90...100 GHz verwendet worden. Die bogenförmigen Artefakte bei $(c, z) = (0.6 \dots 0.8, 0.45)$ m und $(c, z) = (0.2 \dots 0.4, 0.45)$ m entstehen durch die Abbildung der PVC-Stangen auf denen der Zylinder steht. Diese befinden sich unterhalb des Sensorniveaus und werden aufgrund der Mehrdeutigkeit in Entfernungsrichtung oberhalb abgebildet.

Die in Abbildung 5.4 hervorgehobenen Bereiche sind in den Abbildungen 5.5 und 5.6 im Detail dargestellt. Die einzelnen Kugeln sind hier deutlich getrennt dargestellt. In Abb. 5.6 zeigen die zu kleinerem z hin enger angeordneten Kugeln den deutlichen Auflösungsgewinn durch die höhere Bandbreite.

In Abbildung 5.7 ist das Auflösungsvermögen anhand eines Tripelspiegels auf dem PVC-Zylinder (vgl. Foto in Abb. 5.1) für die maximal verfügbare Bandbreite von 35 GHz in Entfernungs- und Azimutrichtung dargestellt. Der Spiegel hat eine Kantenlänge von 1 cm an der offenen Fläche. Neben der Verwendung als Kalibrierobjekt kann der Tripelspiegel auch als Testobjekt für die Abbildung verwendet werden, da er einen hohen Rückstreuquerschnitt besitzt und als einzelnes Streuzentrum behandelt werden kann. Er befindet sich in etwa an der Position $z = 0.9$ m, mit einem radialen Abstand von etwa $\Delta\rho = \rho_a - \rho_o = 0.4$ m zur Antenne. Mit diesen Werten ergibt sich ein theoretisch erreichbares Auflösungsvermögen von

$$\delta z_{\text{opt}} = \alpha_k \frac{c_0}{2B} \cos \left(\tan^{-1} \left(\frac{\Delta\rho}{z} \right) \right) = 4.2 \text{ mm} \quad (5.1)$$

wobei $\alpha_k = 0.89$ für ein Rechteckfenster verwendet wird (vgl. [38]). Dieser theoretisch erreichbare Wert wird auch bei Messdaten erreicht, wie in Abbildung 5.7 sichtbar wird. Zusammengefasst wird also die erwartbare Auflösung sowohl über Azimut als auch in Entfernung erreicht.

Neben dem reinen Auflösungsvermögen werden bei SAR-Systemen oft auch Größen zur Beurteilung der Bildqualität verwendet, die den Kontrast des Rekonstruktionsergebnisses beschreiben. Diese werden in Abschnitt C.2 vorgestellt und auf Messdaten angewandt.

5.2. Verifikation der Systemeigenschaften

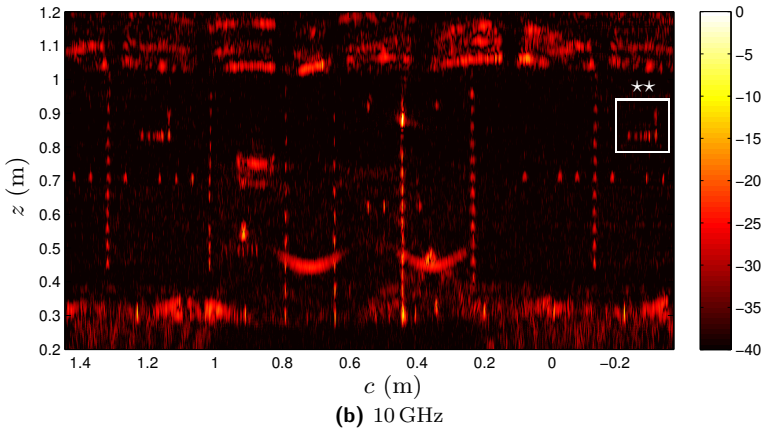
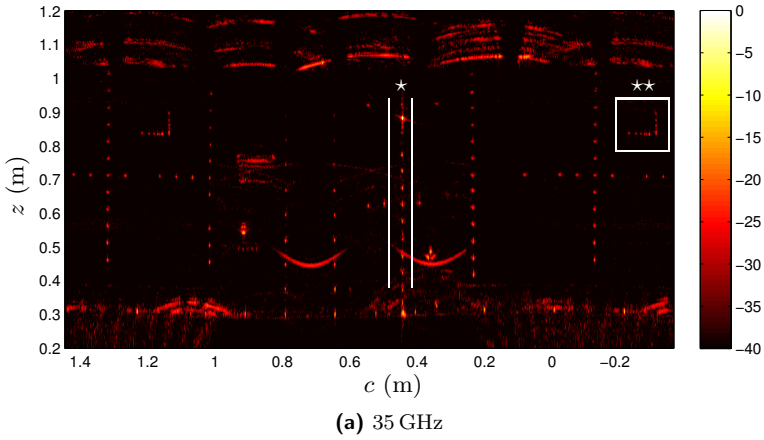


Abb. 5.4 PVC-Zylinder mit verschiedenen Kugelmustern mit unterschiedlicher Bandbreite dargestellt über Umfang c und Höhe z ; Aperturausschnitt $\pm 35^\circ$; jeweils Kanal 1 in logarithmischer Darstellung; Ausschnitt \star siehe Abb. 5.5, $\star\star$ in Abb. 5.6

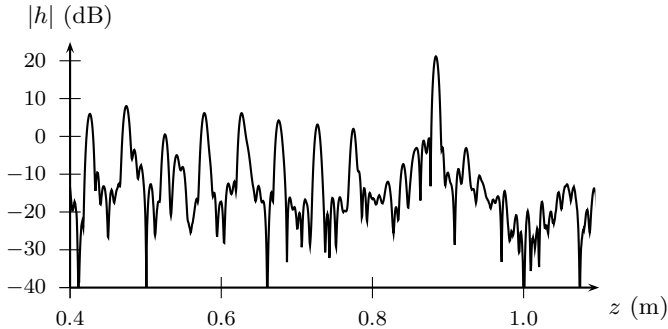


Abb. 5.5 Vertikaler Schnitt entlang der Kugelreihe und des Tripelspiegels bei $c \approx 0.45$ m in Abb. 5.4 (Ausschnitt \star) mit einer Bandbreite von 35 GHz

5.3 Analyse der Amplitudenverteilungen einzelner Bildbereiche

Da die meisten betrachteten Objekte einen komplexen Aufbau aus verschiedenen Streuzentren haben, können sie oft nur mit statistischen Größen beschrieben werden. Die Auflösungszellen sind deutlich größer als die Wellenlänge. Somit kann das zurückgestreute Feld als Überlagerung vieler Einzelbeiträge von Streuzentren verschiedener Größe beschrieben werden. Diese Überlagerung verschiedener Streuzentren in den resultierenden Bildern wird oft als *Speckle* bezeichnet und tritt in allen kohärenten, bildgebenden Verfahren auf.

Die Amplituden und Phasen der Beiträge der einzelnen Streuzentren können als statistisch unabhängig betrachtet werden. Betrachtet man

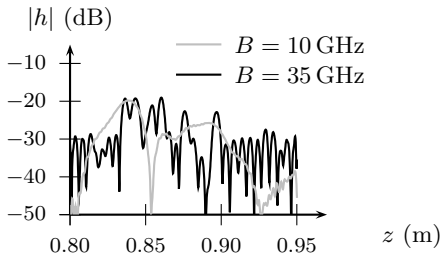
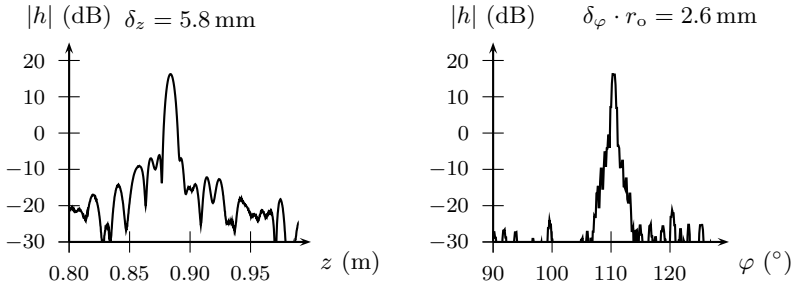
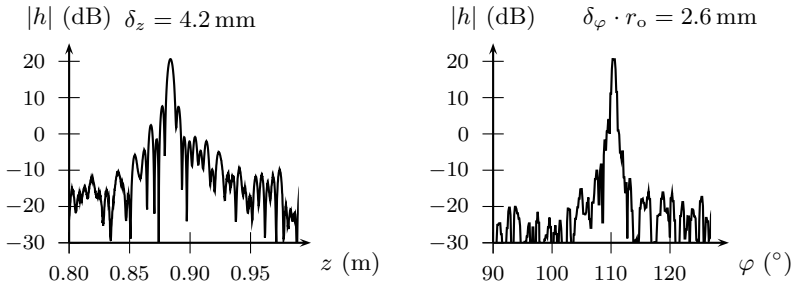


Abb. 5.6 Schnitt entlang vertikaler Kugelreihe mit nicht äquidistanten Abständen mit verschiedenen Bandbreiten, Ausschnitt $\star\star$ in Abb. 5.4



(a) Fensterung in range: Kaiser, $\beta = 4$



(b) keine Fensterung

Abb. 5.7 Auflösungsvermögen anhand eines Tripelspiegels ($\pm 35^\circ$ Aperturausschnitt, Bandbreite 35 GHz)

einen Bereich mit mehreren überlagerten Streuzentren können Real- und Imaginärteil der des komplexen SAR-Bildes durch mittelwertfreie *Gauss*-Verteilungen beschrieben werden [63].

Die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Amplituden des SAR-Bildes kann dann durch eine *Rayleigh*-Verteilung

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.2)$$

beschreiben werden, wie in C.3 bzw. [96] gezeigt wird.

Die Phase des SAR-Bildes ist gleichverteilt, und trägt daher nicht zur Charakterisierung bestimmter Bildbereiche bei. Zur Unterscheidung von Gebieten mit tatsächlichen Objekten von solchen mit Rekonstruktionsartefakten wird deshalb die Auswertung der Amplitudenverteilung kleiner Bildbereiche verwendet.

Die Verteilung der Amplituden kennzeichnet bestimmte Ausschnitte eines Bildes. Beispielsweise unterscheidet sich die Amplitudenverteilung eines tatsächlichen Gegenstandes von der eines Bereichs der Körperoberfläche in der Amplitudenverteilung. Eine übliche Darstellungsform für die Auswertung der Verteilung einer Größe sind Histogramme. Für die Charakterisierung der Amplitudenverteilung einzelner Bildausschnitte werden im Folgenden der Mittelwert und die Standardabweichung betrachtet. Höhere statistische Momente, die laut [45] in der Bildverarbeitung bei der Auswertung von Histogrammen häufig Anwendung finden ergaben keinen erkennbaren Informationsgewinn.

Anwendung auf einzelne Bildausschnitte

Aus verschiedenen Bildbereichen eines Datensatzes werden etwa $5 \times 5 \text{ cm}^2$ große Teilbereiche betrachtet. Dabei handelt es sich um eine Person die eine Wachsplatte auf der Brust trägt und von vorne aufgenommen wurde. In den Abb. 5.8, 5.9 und 5.10 ist jeweils der betrachtete Ausschnitt im rekonstruierten Bild, das Amplitudenhistogramm und die Werte für Mittelwert und Standardabweichung dargestellt.

Die betrachteten Ausschnitte stammen aus einer Messreihe, d. h. sie wurden unter denselben Umgebungsbedingungen aufgenommen. Zudem sind die einzelnen Datensätze durch die verwendete Kalibrierung entsprechend Gleichung (4.24) bzgl. ihrer Amplitude auf denselben Tripelspiegel normiert und können daher auch bezüglich der absoluten Amplituden miteinander verglichen werden.

In Abbildung 5.11 sind aus dieser Messreihe die Histogramme unterschiedlicher Rekonstruktionsausschnitte bei einem Anstellwinkel von 60° (oben) bzw. 45° (unten) dargestellt. Um mögliche Unterschiede in den Ergebnissen bei Änderung des Anstellwinkels zu untersuchen, wurde hier neben dem typischen Wert von 60° auch ein Anstellwinkel $\vartheta_{\text{ant}} = 45^\circ$ betrachtet. Dabei sind wieder die Amplitudenverteilungen eines jeweils $5 \times 5 \text{ cm}^2$ großen Bildausschnitts verwendet worden. Für beide Winkel sind jeweils Ausschnitte der PVC-Tonne, der Körperoberfläche einer Person, eine Wachsplatte auf der Brust einer Person, ein Metallstab ebenfalls auf der Brust einer Person und Ausschnitte aus dem Bereich hoher Rückstreuung im Beimbereich dargestellt.

Wesentliche Ergebnisse

Bei der Betrachtung der Histogramme können folgende Punkte festgehalten werden:

- Rekonstruierte Bildpunkte der leeren Brust haben bei 45° Anstellwinkel einen höheren Mittelwert als bei 60° .

- Für einen Anstellwinkel von 45° erscheinen die unterschiedlichen Ausschnitte in der Amplitude deutlicher voneinander getrennt. Bei einem Anstellwinkel von 45° sind die Bildpunkte mit den größten Amplituden für die Ausschnitte der Messung an der Person höher als bei den entsprechenden Ausschnitten bei 60° . Unabhängig vom Anstellwinkel können jedoch Objektbereiche von Bereichen ohne Gegenstände in denen sich nur die PVC-Tonne bzw. der Körper der Person befindet unterschieden werden.
- Auch für die Wachsplatte auf der Brust sowie Bereiche großer Rückstreuung und dem Metallstab auf der Person sind der Mittelwert und die Standardabweichung bei 45° höher als bei 60° . Insgesamt wird also beim kleineren Anstellwinkel erkennbar mehr zurückreflektiert.

Zusammenfassend erscheint aus der Amplitudenverteilung ein niedrig gewählter Anstellwinkel günstig, da in diesem Fall die einzelnen Objekte in ihrer Amplitudenverteilung deutlicher voneinander unterschieden werden können. Allerdings spricht eine Verschlechterung der Auflösung in Entfernungsrichtung sowie stärkere Mehrdeutigkeitsprobleme durch Objekte unterhalb des Antennenniveaus wiederum gegen zu niedrige Anstellwinkel. Dies tritt z. B. bei der PVC-Tonne, die auf Stäben steht besonders hervor. In einem Test der Amplitudenverteilung zur Bestimmung der Bereiche mit Objekten können die Rekonstruktionsbilder bzgl. des absoluten Wertes oder relativ zur Umgebung ausgewertet werden. Dies erfordert die Bestimmung einer Betragsschwelle. Dafür sind verschiedene Ansätze denkbar, von denen einige im nächsten Abschnitt vorgestellt werden.

5.4 Objektdetektion – CFAR Verfahren

Der einfachste denkbare Ansatz zur Bestimmung relevanter Punkte wäre, die Schwelle bezüglich des globalen Maximums zu setzen. Beispielsweise könnten alle Punkte, die weniger als 30 dB unterhalb des Maximums liegen in Betracht gezogen werden. Der Nachteil dieser Auswertung ist aber, dass mögliche relevante Maxima unterhalb dieser Schwelle nicht erfasst würden. Im Gegenzug werden im Bereich starker Streuzentren dadurch zu viele Punkte in Betracht gezogen. Dieser Ansatz ist daher nur bedingt geeignet.

In der Radarsignalverarbeitung finden oftmals sogenannte CFAR-Algorithmen (*Constant False Alarm Rate*) zur Unterdrückung von Stördaten (*Clutter*) Anwendung, die auch hier untersucht werden. Für die Auswertung der hier betrachteten Amplitudenbilder werden zwei Implementierungen genauer betrachtet.

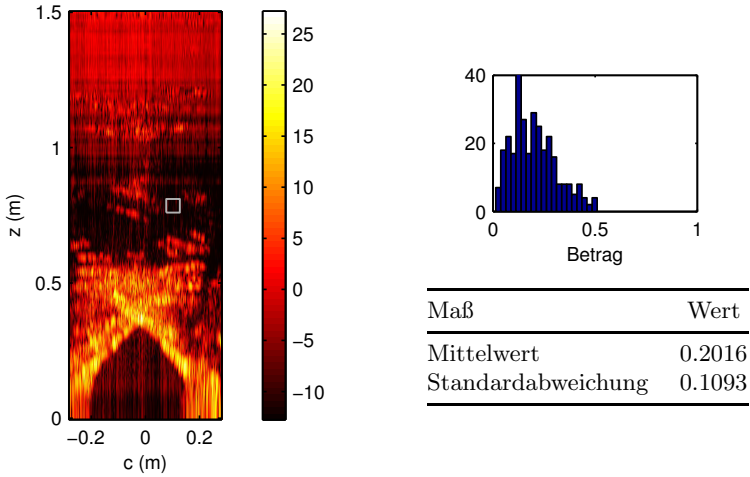


Abb. 5.8 Bereich auf der Person ohne Gegenstand ($\vartheta_{\text{ant}} = 45^\circ$)

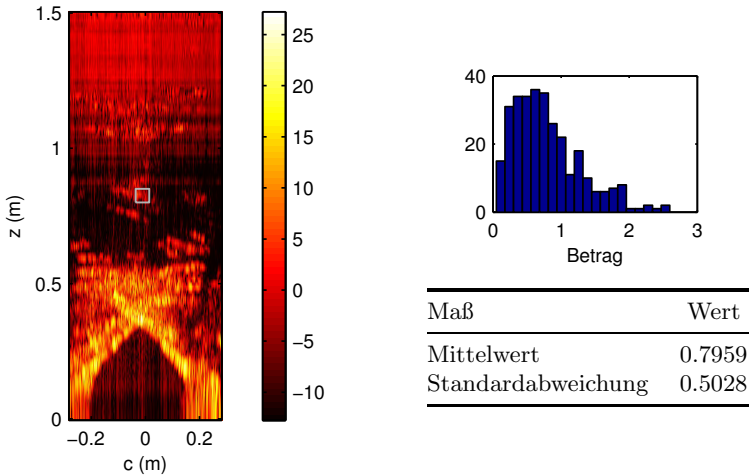


Abb. 5.9 Wachplatte auf Person (Brust) ($\vartheta_{\text{ant}} = 45^\circ$)

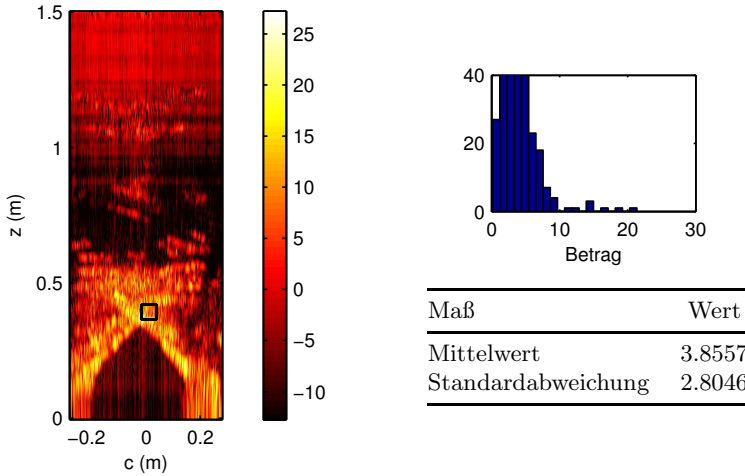


Abb. 5.10 Person, Bereich großer Rückstreuung ($\vartheta_{\text{ant}} = 45^\circ$)

5.4.1 OS-CFAR

Die Wahl der Betragsschwelle kann über sog. Ordered Statistics (OS-CFAR) Verfahren erfolgen. Eine genauere Beschreibung des Verfahrens findet sich z. B. in [59]. Grundsätzlich findet auch hier das in Abb. 5.12 in Zusammenhang mit den in 5.4.2 vorgestellten Verfahren dargestellte Schema Anwendung. Die Idee dieses Verfahrens liegt darin, die betrachteten Punkte u_i in einem gewissen Bildbereich der Größe nach (betragsmäßig für komplexe Werte) anzuordnen, d. h.

$$u_1 \geq u_2 \geq \dots \geq u_r \geq \dots \geq u_n. \quad (5.3)$$

Die kleineren Werte können dem Rauschen bzw. Clutter zugeordnet werden, die größeren den Signalen bzw. Rauschanteilen mit großer Amplitude. Die Auswahlsschwelle u_r wird entsprechend der gewünschten Trennung bzw. Fehlalarmrate gewählt. Der Vorteil der OS-Methode im Vergleich zu einer Mittelwertbildung oder der Auswahl bezüglich des Hauptmaximums liegt darin, dass der Wert des Maximums die Auswahl nicht direkt beeinflusst. Einzelne große Ausreißer verändern den Wert der Schwelle u_r nicht.

Das OS-CFAR-Verfahren kann auch mit einem anderen Kriterium als der Amplitude der einzelnen Punkte durchgeführt werden. Eine Möglichkeit, die in [28] verwendet wird, ist die Bestimmung des Gradienten. Eine eindimensionale Gradientenbestimmung mit anschließender größenmäßiger Anord-

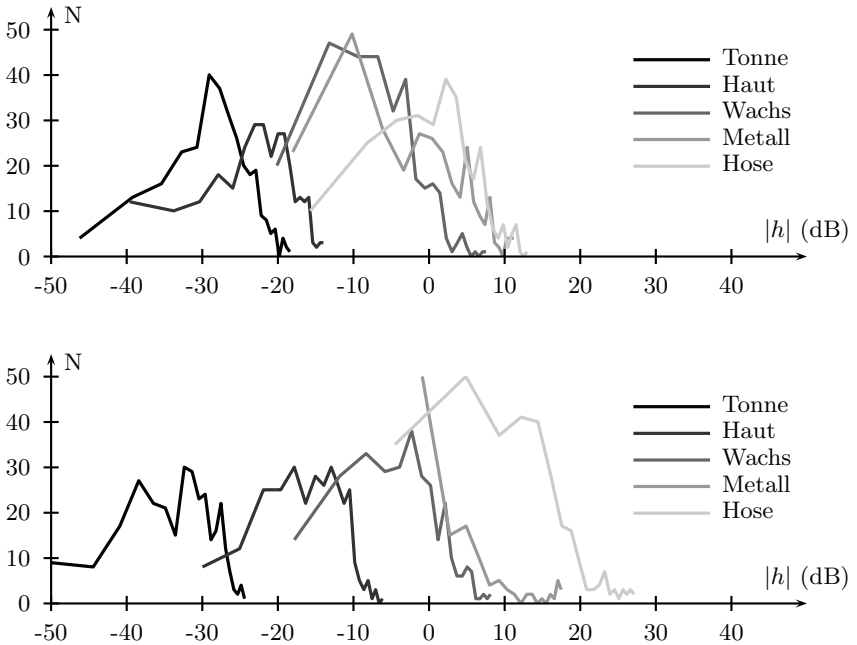


Abb. 5.11 Amplitudenhistogramme bei 60° (oben) bzw. 45° (unten) Anstellwinkel ϑ_{ant} für verschiedene $5 \times 5 \text{ cm}^2$ große Ausschnitte; Amplituden der beiden Bilder aufeinander normiert; Zur genauen Lage der Bildbereiche: Haut vgl. Abb. 5.8, Wachs vgl. Abb. 5.9, Hose vgl. Abb. 5.10

nung brachte im hier betrachteten Fall aber keine wesentliche Veränderung bei der Auswahl der Punkte.

5.4.2 Weibull CFAR

Laut [1] und [76] stellt die Weibull-Verteilung

$$f(x) = \frac{C}{B} \left(\frac{x}{B}\right)^{C-1} \exp \left[- \left(\frac{x}{B}\right)^C \right] \quad (5.4)$$

eine in vielen Fällen geeignete Wahrscheinlichkeitsverteilung dar, um Radarclutter darzustellen. Für die beiden Parameter gilt dabei

$$\begin{aligned} B &> 0 \\ C &> 0 \end{aligned} \quad (5.5)$$

Im Fall $C = 2$ wird die Weibull-Verteilung zur Rayleigh-Verteilung. Die Variable x ist die Amplitude des Radarsignals. Die beiden Parameter B und C können über Maximum-Likelihood Schätzung bestimmt werden. Aus den M Amplitudenwerten

$$\hat{x} = (x_1, x_2, \dots, x_M) \quad (5.6)$$

ergibt sich ein Schätzwert \hat{C} per Iteration aus der Gleichung

$$\frac{\sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}} \ln x_j}{\sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}}} - \frac{1}{\hat{C}} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \ln x_j. \quad (5.7)$$

Damit kann dann über

$$\hat{B} = \left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}} \right)^{1/\hat{C}} \quad (5.8)$$

eine Schätzung für B ermittelt werden. Die Auswahlschwelle T bestimmt sich aus den geschätzten Parametern über

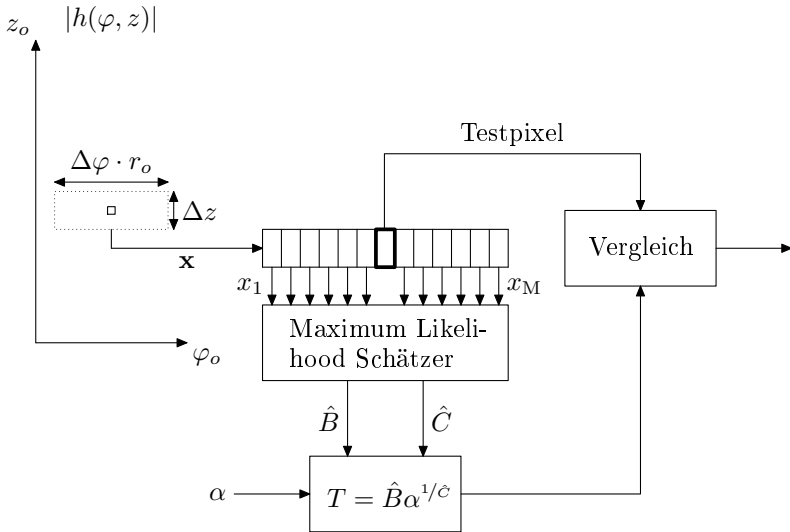
$$T = \hat{B} \alpha^{1/\hat{C}}. \quad (5.9)$$

Der Faktor α hängt dabei von der Anzahl der verwendeten Punkte M und der gewünschten Fehlalarmrate P_{FA} ab. Um den Einfluss großer Streuzentren auf die Parameterschätzung zu mindern, können zur Parameterschätzung auch nur die $M - K$ kleinsten Werte verwendet werden. Dies erhöht die Robustheit des Algorithmus. Gleichzeitig beeinflusst diese Auswahl auch den Wert α , der in die Bestimmung der Auslöseschwelle eingeht. Abbildung 5.12 zeigt schematisch die Verarbeitung der Amplitudendaten nach dem Prinzip des Weibull-CFAR Detektors. Eine Herleitung der Weibull-CFAR Bestimmung kann dem Anhang C.4 entnommen werden.

Die typischen Werte der Parameter, die beim Weibull-CFAR-Detektor im hier umgesetzten Fall verwendet werden sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Da das Auflösungsvermögen in vertikaler Richtung deutlich schlechter ist als das horizontale, ist der Bereich in dem die Auswertung durchgeführt wird in dieser Richtung ausgedehnter. Die angegebenen Werte für die Parameter $M - K$ und α erwiesen sich als brauchbar.

5.4.3 Ergebnis des CFAR-Algorithmus im Vergleich zur ursprünglichen Darstellung

Eine Mittelung über einige Bildpunkte in Azimutrichtung in der Darstellung nach der CFAR-Prozessierung trägt zu einer besseren Darstellung bei, da


Abb. 5.12 Schema zum Maximum-Likelihood Weibull CFAR Detektor

die Kantenlängen der Bildpunkte so angepasst werden. Das ursprüngliche Kantenverhältnis liegt, bedingt durch das Auflösungsvermögen des Systems bei einer Bandbreite von 10 GHz, in *range-* bzw. *cross-range*-Richtung bei 10 : 1. Die Bilddaten nach der CFAR-Prozessierung werden in Abbildung 5.13 in der Form

$$u_{\text{darst}} = \log_{10}(|u_{\text{cfar}}| + 1) \quad (5.10)$$

dargestellt. Diese Art der Darstellung findet zur Kompression der Bilddynamik in der Bildverarbeitung Anwendung [45]. Dadurch werden die Amplitudenwerte im Vergleich zur linearen Darstellung komprimiert, im Gegensatz zur logarithmischen Darstellung entsprechend einer dB-Skala wird

Tab. 5.1 Verwendete Parameter beim Weibull-CFAR Algorithmus

Parameter	Wert
$M - K$	$0.85 \cdot M$
α	4
Δz	0.2 m
Δc	0.04 m

jedoch der gesamte Dynamikbereich dargestellt. In den Bildern in 5.13 ist ein Metallstab auf einem PVC-Zylinder abgebildet. Zylinder und Metallstab sind mit zwei Lagen Pullover aus synthetischem, stark reflektierendem Material bedeckt. Die Bilder a) und b) unterscheiden sich durch die Ausrichtung des Metallstabs. Im jeweils linken Bild sind die ursprünglichen Rekonstruktionsdaten dargestellt. In den rechten Bildern ist das Ergebnis der CFAR-Prozessierung dargestellt. Hier ist der Metallstab gut erkennbar. Die störenden Effekte des Pullovers können deutlich reduziert werden. Beim vertikal angebrachten Metallstab in b) sind aufgrund der Reflektionseigenschaften nur einzelne Streuzentren sichtbar und nicht der komplette Stab. Weitere Bilder zur CFAR-Auswertung sind im Weiteren in den Abschnitten 5.5.2 und 5.5.5 dargestellt.

5.5 Ausgewählte Beispiele für monostatische Messungen

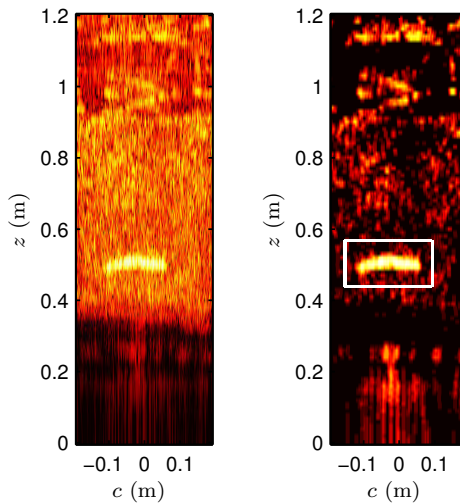
5.5.1 Visualisierung durch Überlagerung von optischen Bildern mit Millimeterwellenbildern

Um zu einer interpretierbaren Form der Amplitudenbilder zu gelangen müssen die Millimeterwellenbilder mit optischen Bildern vergleichbar dargestellt werden. Dazu lassen sich verschiedene Möglichkeiten umsetzen. Denkbar wären z. B. Projektionen der Millimeterwellenbilder auf bestimmte Flächen, die der Aufnahmerichtung der optischen Kamera entsprechen. In der hier gewählten Darstellung wird das Bild einer optischen Kamera dem zylindrischen Rekonstruktionsgebiet des MMW-Sensors angepasst. Dazu werden aus mehreren Bildern einer Videoaufnahme schmale Streifen herausgeschnitten, die das Drehzentrum der Messanordnung beinhalten. Diese Streifen werden aneinander gereiht, so dass auch für die Bilder des optischen Sensors eine Darstellung ähnlich der auf einem Zylindermantel entsteht.

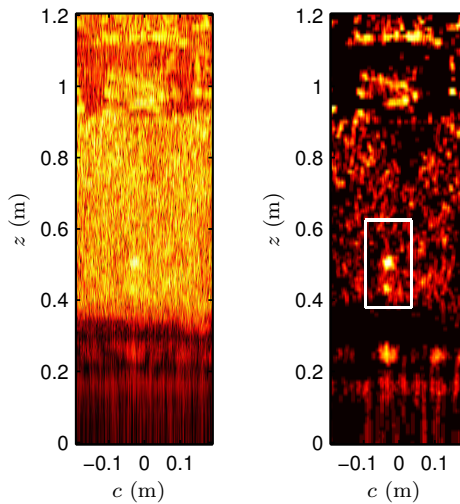
Diese Form der Darstellung wird im Weiteren in Abb. 5.15 für eine Messung an einem PVC-Zylinder und, wie später noch erläutert, in Abb. 5.19 und 5.21 für den Fall einer Personenmessung verwendet. Den optischen Bildern wird dabei ein CFAR prozessiertes MMW-Bild überlagert.

5.5.2 Isolierte Objekte an definierter Position

Um die grundsätzliche Qualität der Abbildungen für interessante Objekte bewerten zu können, werden auf den PVC-Zylinder einzelne Objekte angebracht und vermessen. Da die Abmessungen des Zylinders bekannt sind können die Objekte direkt auf einer dem Zylindermantel entsprechenden



(a) horizontal angebrachter Metallstab



(b) vertikal angebrachter Metallstab

Abb. 5.13 Pullover aus synthetischen Materialien ohne zusätzliche Falten auf einem PVC-Zylinder, darunter ein Metallstab; (li.) Rekonstruktionsbild, (re.) nach der Objektdetektion mit CFAR-Algorithmus; logarithmische Darstellung

Fläche rekonstruiert werden. Eine Übersicht einiger Objekte ist in Abbildung 5.14 dargestellt.

Die isolierten Gegenstände auf dem PVC-Zylinder zeichnen sich auch im MMW-Bild deutlich in ihrer Form ab. Diese Bilder sind mit 10 GHz Bandbreite aufgenommen worden. Die Abdeckung mit zwei Lagen eines Pullovers zeigt sich vor allem durch die helleren Streifen, die vom Bund des Pullovers hervorgerufen werden. Die Gegenstände bleiben aber immer noch sichtbar. Beim Mobiltelefon und den Feuerwerkskörpern sind die Gegenstände auch im MMW-Bild in ihrer Größe und Form erkennbar. Beim Mobiltelefon erscheint die Anzeige vom restlichen Körper des Telefons unterscheidbar zu sein. Die vier Feuerwerkskörper sind einzeln in ihrer Form dargestellt und auflösbar. Die Packung mit Oxidationsmittel ergibt dagegen auch oberhalb der geometrischen Abmessungen noch ein deutliches Signal im rekonstruierten Bild. Als Grund dafür können Mehrfachreflektionen innerhalb des dielektrischen Materials angenommen werden. Bei der Wachsplatte auf der metallischen Platte sind die oberen Kanten deutlich erkennbar. Die unteren zeichnen sich schwächer ab. Gerade bei der metallischen Platte werden von der Fläche keine Signale empfangen.

5.5.3 PVC-Zylinder mit diversen Gegenständen bei 35 GHz Bandbreite

In Abb. 5.15 sind auf dem PVC-Zylinder folgende Gegenstände (v.l.n.r.) angebracht: Chinaböller, Metallmesser, Keramikmesser, große Wachsplatte, Pistole, rechteckiges Absorberstück, Metallstab, Unterlegscheiben (Metall und Plastik), kleine Wachsplatte. Im Unterschied zu den eben dargestellten Ergebnissen in Abb. 5.14 sind die Bilder in Abb. 5.15 mit dem Sensor mit 35 GHz Bandbreite aufgenommen. Die Beleuchtung erfolgte hier wieder von unten.

Bewertung der Ergebnisse

Beim Metallmesser sind die Schneide und die Oberkante der Klinge durch die bessere Auflösung voneinander trennbar. Damit zeichnet sich die Klinge in ihrer Form deutlich ab. Auch der Griff des Metallmessers ist deutlich erkennbar. Hier sind allerdings, vermutlich durch Mehrfachreflektionen innerhalb des Griffs zusätzlich Artefakte oberhalb des Messers vorhanden.

Die Kanten des Keramikmessers, und somit die Form, zeichnen sich ebenfalls deutlich ab. Oberhalb der Klinge sind deutlich strukturierte Mehrfachreflektionen erkennbar. Im Gegensatz zu Bildern mit 10 GHz Bandbreite sind hier deutlich horizontale Streifen zu erkennen die dem Verlauf der oberen Kante gleichen.

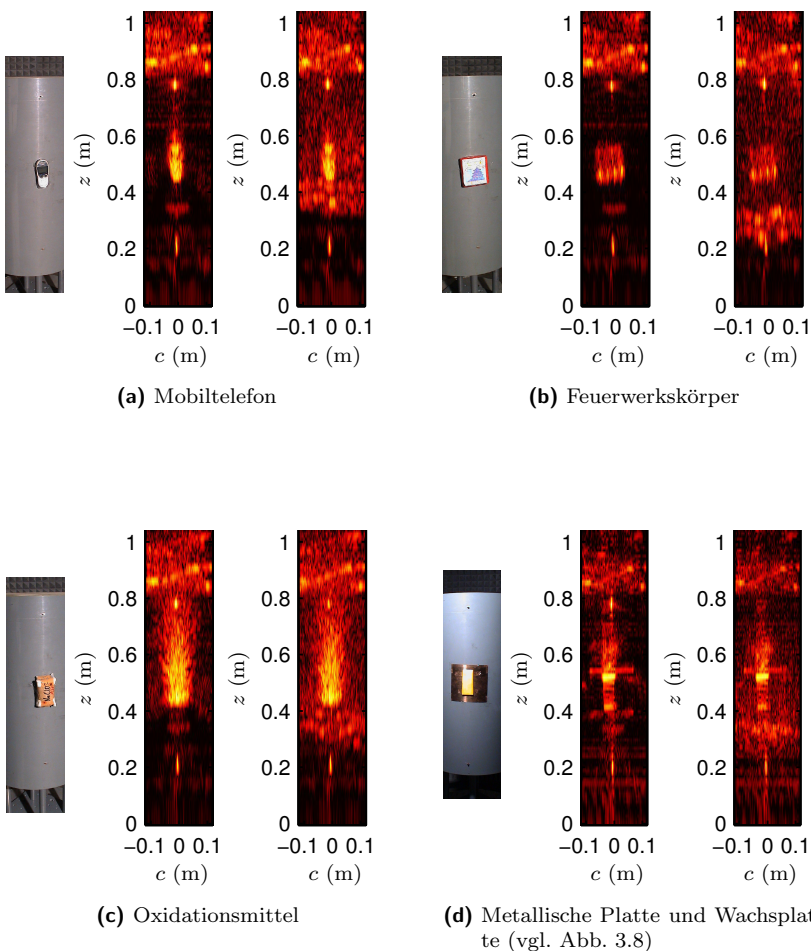
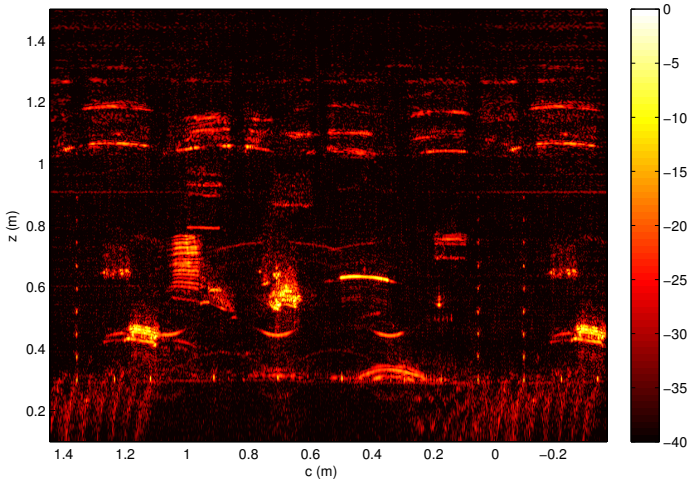
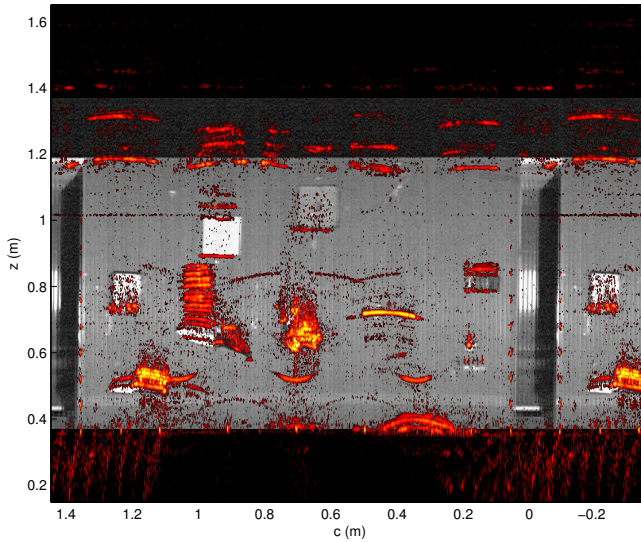


Abb. 5.14 Auswahl einzelner Objekte auf einem PVC-Zylinder mit definiertem Radius von $\varrho = 22.5$ cm; Bandbreite 10 GHz; Jeweils erstes Bild ohne Abdeckung, im zweiten mit zwei Schichten eines Pullovers bedeckt (logarithmische Darstellung mit 45 dB Dynamikbereich)



(a) MMW-Bild



(b) Überlagerung eines optischen Bildes mit dem MMW-Bild

Abb. 5.15 Rekonstruktionsbilder (logarithmische Darstellung) bei 35 GHz Bandbreite: PVC-Zylinder mit verschiedenen Gegenständen (v.l.n.r.): Chinaböller, Metallmesser, Keramikmesser, große Wachsplatte, Pistole, rechteckiges Absorberstück, Metallstab, Unterlegscheiben (Metall und Plastik), kleine Wachsplatte

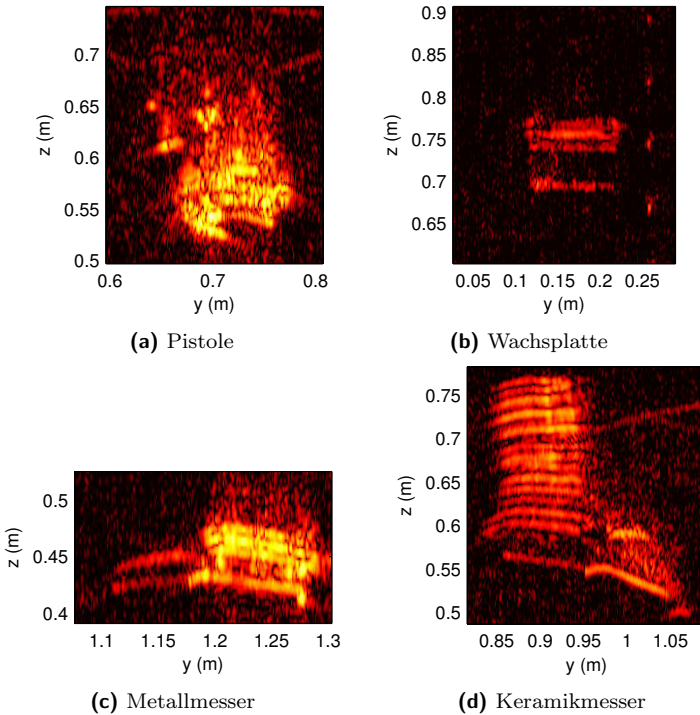


Abb. 5.16 Detailbilder zur Gesamtdarstellung aus Abb. 5.15

An den Wachsplatten sind die unteren Kanten deutlich lokalisierbar. Die oberen sind ebenfalls sichtbar, erscheinen jedoch teilweise durch Mehrfachreflektionen bzw. Ausbreitung innerhalb der Wachsplatten überlagert.

Die untere Kontur der Pistole zeichnet sich bei dieser Abbildung ebenfalls ab. Zu erwarten wäre, dass sich der obere Anteil der Pistole bei einer Beleuchtung von oben ebenfalls deutlich abzeichnet.

In den Bildern des breitbandigen Systems werden die Formen der Objekte anhand der Kanten deutlicher wiedergegeben als in den Rekonstruktionsergebnissen bei 10 GHz Bandbreite. Die Unterscheidung verschiedener Objekte ist dadurch leichter möglich. Möglicherweise könnte auch das Keramikmesser durch eine Signaturanalyse der Echos deutlicher als solches identifiziert werden, da die feineren Strukturierungen hier charakteristisch erscheinen. Auch an den Wachsplatten zeichnen sich solche Mehrfachreflektionen ab, die zur Charakterisierung Verwendung finden könnten.

5.5.4 Vergleich mit Bildern einer linearen Apertur

An den Rekonstruktionsergebnissen in Abb. 5.17 sollen kurz die Unterschiede in den Abbildungsergebnissen zwischen einer linearen und einer zirkularen synthetischen Apertur anhand von Messdaten aufgezeigt werden. Dazu sind verschiedene Gegenstände, die schon mit einer zirkularen Apertur aufgenommen wurden auch mit einer linearen Apertur erfasst worden. Die lineare Apertur ist 80 cm lang, das verwendete Abtastinkrement beträgt 2 mm. Die weitere Anordnung ist möglichst ähnlich der mit der zirkularen synthetischen Apertur gehalten, wie der Vergleich der Tabellen B.1 und B.2 zeigt.

Die Rekonstruktion wird hier über *range* und *cross-range* durchgeführt. Die Objekte sind auf einem PVC-Zylinder angebracht und werden in die Rekonstruktionsebene hinein projiziert. Aufgrund der Rotationssymmetrie um die Apertur ist werden alle Gegenstände scharf abgebildet. Die horizontale Kugelreihe z. B. wird jedoch verzerrt in das Rekonstruktionsgebiet abgebildet.

An Gegenständen die ein richtungsabhängiges Rückstreuverhalten haben, zeigt sich jedoch, dass diese nicht immer ideal abgebildet werden. Dies wird z. B. am Keramikmesser und der Wachsplatte sichtbar, die in den beiden rechten Bildern dargestellt sind. Im ersten Bild sind beide Objekte parallel zur synthetischen Apertur ausgerichtet, so dass die Reflektionen der Kanten erfasst werden können. Es treten auch hier die charakteristischen Mehrfachreflektionen auf. Verdreht man den Zylinder mit den Objekten gegen die Apertur, sind die beiden Gegenstände nicht mehr in ihrer Form und mit den charakteristischen Mehrfachreflektionen erkennbar.

5.5.5 Messungen an Personen

In den Abbildungen 5.18 bis 5.21 sind Bilder von Personenabbildungen dargestellt. Es sind zwei Beispiele aufgeführt, für die zunächst das Ergebnis einer Rekonstruktion der MMW-Daten auf einem Zylindermantel dargestellt ist. Das jeweils zweite Bild zeigt die Überlagerung der mit einem CFAR-Prozessor bearbeiteten MMW-Daten mit optischen Bildern. Im ersten Beispiel ist eine Person dargestellt, die einen Rucksack trägt. Darin befindet sich im vorderen Fach eine Pistole. Auffällig ist, dass der obere Sensor ein mitlaufendes Signal der Brust bzw. der Schultern aufnimmt. Diese spiegelnde Reflektion ist durch die Ausrichtung von Teilen der Schultern hin zum Sensor erklärbar. Im Bild des unteren Sensors sind Teile der Hände erkennbar, die zum unteren Sensor hin ausgerichtet sind. Ebenso ist das Kinn sichtbar. Generell sind also Körperteile die zu einem Sensor hin ausgerich-

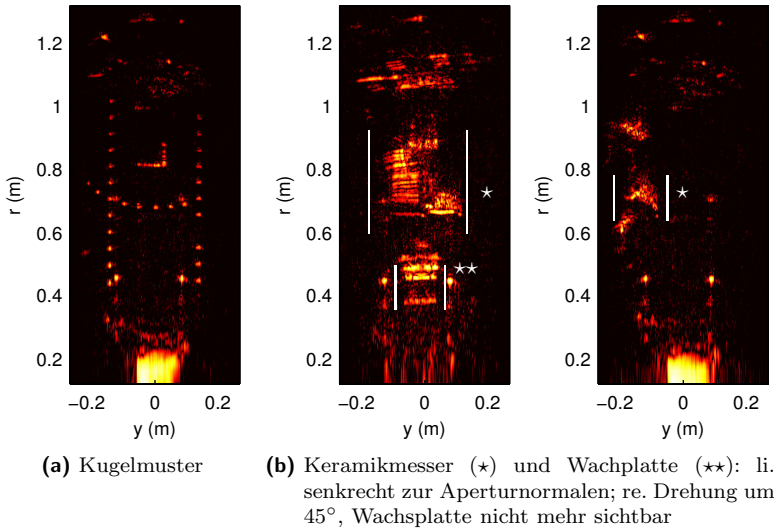


Abb. 5.17 Abbildungsergebnisse verschiedener Objekte auf einem PVC Zylinder, Messung entlang einer linearen synthetischen Apertur; Bandbreite 35 GHz; 30 dB Dynamik

tet sind, und somit eine spiegelnde Reflektion ermöglichen, im MMW-Bild sichtbar. Von der Pistole und dem Rucksack sind, v. a. im nachbearbeiteten Bild, ebenfalls deutliche Signale erkennbar. Die Pistole ist im Bild des oberen Sensors gut erkennbar. Vom Rucksack zeichnen sich der Reißverschluss und die Träger besonders gut ab.

Im zweiten Beispiel sind wiederum die schon beschriebenen Körperteile der Person sichtbar. Zudem ist auch die Pistole, die in einem Halfter an der Seite getragen wird, erkennbar.

5.6 Auswertung bistatischer Messdaten

5.6.1 Ergebnisse für isolierte Objekte

Um die bereits in Abschnitt 2.4 vorgestellten Rekonstruktionsmöglichkeiten für die bistatische Messanordnung zu überprüfen, werden zunächst einfache Gegenstände betrachtet. Ein solches Objekt ist ein vertikal platzierter Metallstab. Dieser ist an einem ebenfalls vertikal angebrachten PVC-Stab montiert, wie im Foto in Abb. 5.22 sichtbar. Am Metallstab in dieser Anordnung kann das bistatische Auflösungsvermögen, wie es in Abschnitt 2.4.2

5.6. Auswertung bistatischer Messdaten

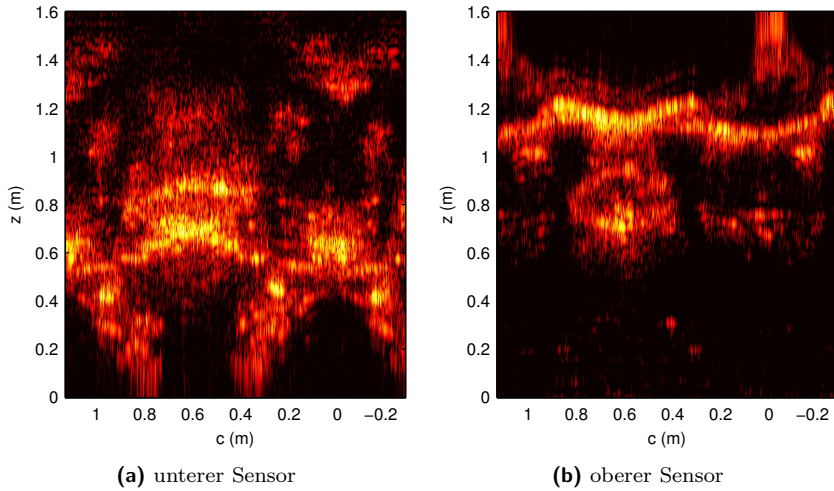


Abb. 5.18 Rekonstruktionsergebnisse in logarithmischer Darstellung mit 40 dB Dynamik: Person mit Rucksack, darin eine Pistole

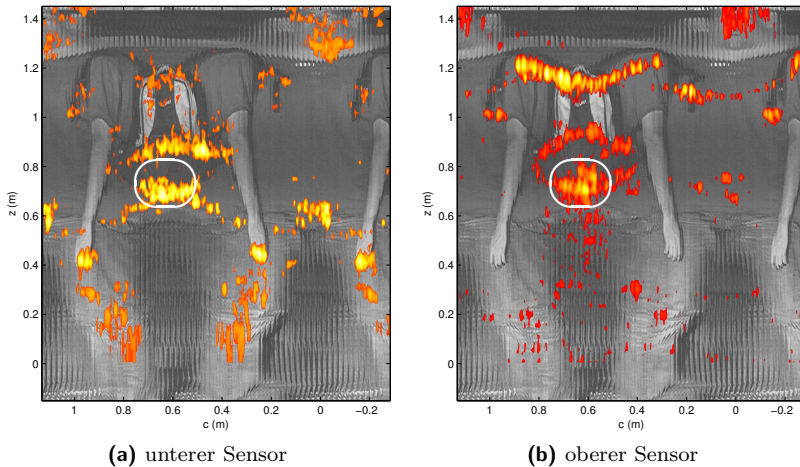


Abb. 5.19 Darstellung nach Objektdetektion und Überlagerung mit Fotomontage: Person mit Rucksack, darin eine Pistole

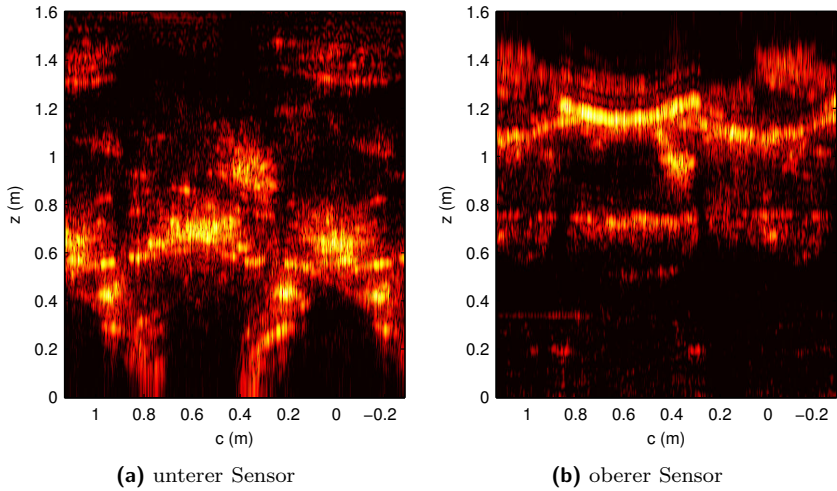


Abb. 5.20 Rekonstruktionsergebnisse in logarithmischer Darstellung mit 40 dB Dynamik: Person mit Halfter, darin eine Pistole

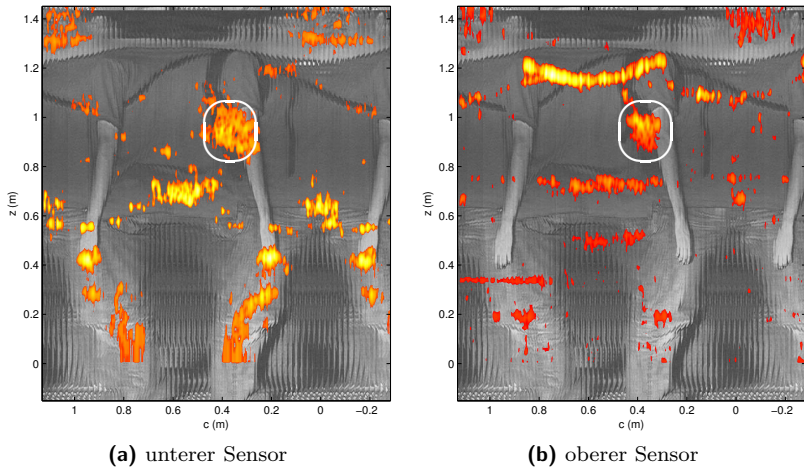


Abb. 5.21 Darstellung nach Objektdetektion und Überlagerung mit Fotomontage: Person mit Halfter, darin eine Pistole

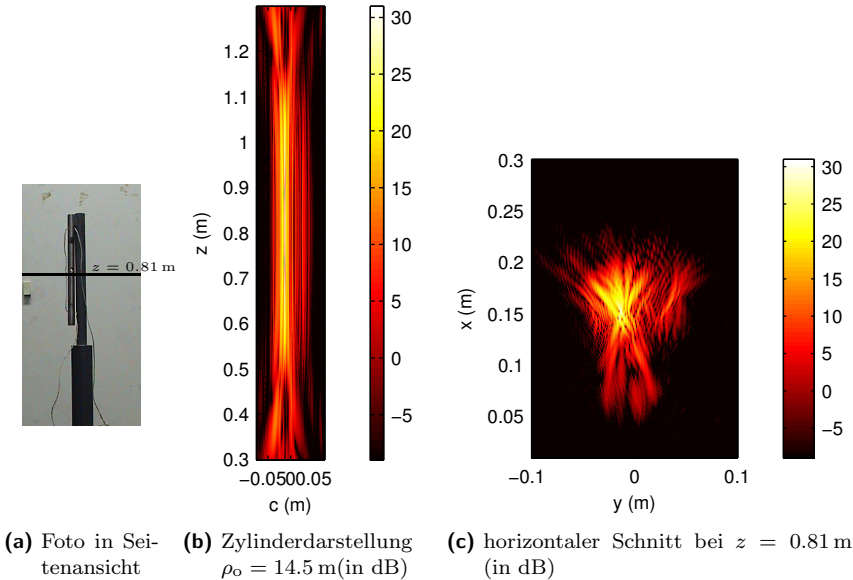


Abb. 5.22 Bistatische Rekonstruktion für einen Metallstab der an einem PVC-Stab befestigt ist

vorgestellt wurde, an einer Messung verifiziert werden. Abbildung 5.22 zeigt das Rekonstruktionsergebnis der bistatischen Messung. In der Abbildung ist die Rekonstruktion auf einem Zylindermantel am Ort des Metallstabs sowie in einem horizontalen Schnitt in der Höhe des Stabs dargestellt. Man erkennt hier schon das gute horizontale Auflösungsvermögen und die schlechte Auflösung in vertikaler Richtung.

5.6.2 Verifikation des Auflösungsvermögens anhand von Messdaten

In Abb. 5.23 sind Schnitte entlang der kartesischen Koordinatenachsen dargestellt um das Auflösungsvermögen in den verschiedenen Richtungen zu veranschaulichen. Das Auflösungsvermögen in der Horizontalen, wie es in Abschnitt 2.4.2 abgeleitet wurde, wird hier bestätigt. In x -Richtung beträgt, wie für einen Aperturausschnitt von $\pm 40^\circ$ erwartet, etwa 8 mm. In Azimutrichtung beträgt die 3 dB-Breite 2 mm, was ebenfalls den erwarteten Wert bestätigt.

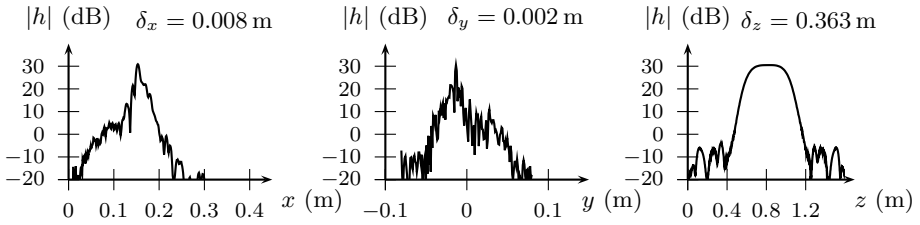


Abb. 5.23 Bistatisches Auflösungsvermögen entlang der kartesischen Koordinatenachsen bei Rekonstruktion eines Metallstabs, angebracht an einem PVC-Stab, (siehe Foto in 5.22) bei einem Aperturausschnitt von $\varphi_a = \pm 40^\circ$

5.6.3 Kombination mit monostatischen Messungen

Sowohl mono- als auch bistatische Daten haben in Azimutrichtung, durch Prozessierung entlang der synthetischen Apertur, das beste Auflösungsvermögen. In beiden Richtungen wird, bei den verwendeten Parametern, ein Auflösungsvermögen von etwa 2...3 mm erreicht.

Die monostatische Messanordnung liefert mit wachsender Bandbreite bessere Auflösung in radialer Richtung. Dieses Auflösungsvermögen ergibt bei schräger Beleuchtung ein Auflösungsvermögen in vertikaler Richtung. Durch die Krümmung der Apertur ergibt sich bei der monostatischen Messanordnung auch ein gewisses Auflösungsvermögen orthogonal zu Entfernung und Azimut. Für die bistatische Messanordnung kann bei der betrachteten Geometrie v. a. ein gutes horizontales Auflösungsvermögen erreicht werden.

In Abbildung 5.24 sind für eine feste Azimutposition die Rekonstruktionsergebnisse für eine vertikale Zeile von Punktstreuern dargestellt. Die monostatischen Messungen zeigen ein gutes vertikales Auflösungsvermögen. Zudem erkennt man, dass das Auflösungsvermögen orthogonal zu Azimut und Entfernung zwar vorhanden ist, jedoch die Signalpegel in dieser Richtung deutlich schwächer abfallen. Die rein bistatischen Messungen im Bild daneben sind in beiden Richtungen in der Horizontalen besonders gut fokussiert. Dagegen sind die Streuzentren in vertikaler Richtung nicht trennbar. Im dritten Bild in Abb. 5.24 ist die Kombination der Daten aus beiden Messrichtungen durch kohärente Multiplikation dargestellt. Dadurch sind die Streuer deutlich in ihrer dreidimensionalen Position bestimmt.

Die Überlagerung der mono- und bistatischen Messdaten lässt sich auch an dem schon erwähnten Beispiel eines Metallstabs verifizieren. Dazu sind in Abb. 5.25 die entsprechenden Abbildungsergebnisse sowie eine inkohärente Überlagerung für eine Ebene mit konstantem Winkel φ_o dargestellt.

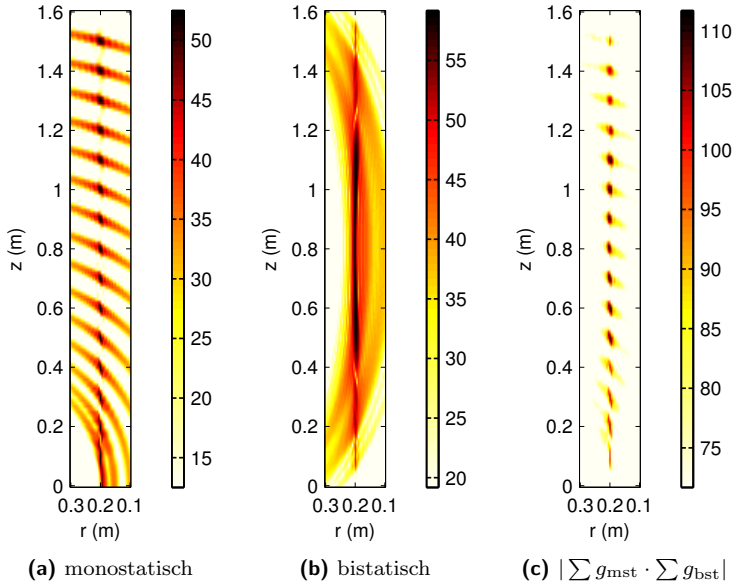


Abb. 5.24 Darstellung mono- und bistatischer (synthetischer) Daten in einer Ebene mit fester Azimutposition; rechts: kohärente Überlagerung

Vorraussetzung für eine Überlagerung der beiden Messungen ist die Sichtbarkeit der Streuzentren in beiden Messungen. Weitere Kombinationsmöglichkeiten der mono- und bistatischen Ergebnisse sind denkbar. Die additive Überlagerung, sowohl kohärent als auch inkohärent, stellt eine weitere Möglichkeit dar die Rekonstruktionsergebnisse zu verbinden. Dabei werden im Gegensatz zur multiplikativen Überlagerung Bereiche die nur in einer Messkonstellation sichtbar sind nicht komplett ausgeblendet. Dies kann bei komplexeren Streukörpern als den hier betrachteten einen Vorteil darstellen.

5.6.4 Bistatische Rekonstruktion für Personenmessungen

Bei der bistatischen Abbildung von Personen ist die Objektdetektion aufgrund des schlechten Auflösungsvermögens in der Vertikalen nur schwer möglich. Eine Filterung über Azimut zur Beseitigung der spiegelnden Reflexionen trägt zu einer leicht verbesserten Sichtbarkeit einzelner Streuzentren bei.

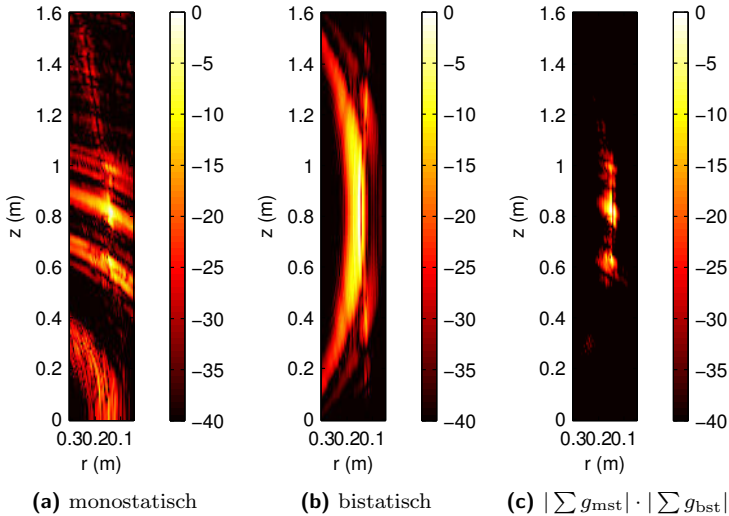
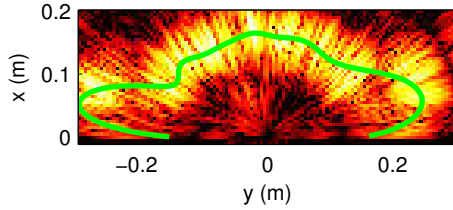


Abb. 5.25 Metallstab: Darstellung mono- und bistatischer Daten in einer Ebene mit fester Azimutposition; rechts: inkohärente multiplikative Überlagerung

Eine Möglichkeit, die bistatischen Ergebnisse auszunutzen liegt in der Bestimmung des Rekonstruktionsradius ρ_o aus der bistatischen Rekonstruktion. Dieser kann dann für die monostatische Rekonstruktion verwendet werden. Dazu werden die bistatischen Daten mittig zwischen beiden Sensoren ($z = 0.81$ m) über r und φ rekonstruiert. Anschließend wird das Amplitudenmaximum entlang ρ für jedes φ bestimmt. Durch Mittelung (über 15°) und Bestimmung eines abschnittsweise kubischen Polynoms kann ein Radiuswert ermittelt werden, der für die Rekonstruktion der monostatischen Daten verwendet werden kann. Dadurch ist z. B. eine monostatische Rekonstruktion mit variablem Radius ρ_o über φ durchführbar, bzw. kann der so bestimmte variable Radius $\rho_o(\varphi)$ als zusätzlicher Anhaltspunkt für eine spätere räumliche Fokussierung der Personenmessung verwendet werden. Beispiele für die Bestimmung der Kontur aus einer Personenmessung sind in Abbildungen 5.26 und 5.27 abgebildet.



(a) Foto

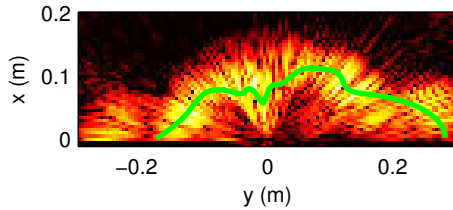


(b) Rekonstruktionsergebnis für $z = 81$ m

Abb. 5.26 Bestimmung der Körperkontur aus einer bistatischen Messung für die Vorderseite einer Person



(a) Foto



(b) Rekonstruktionsergebnis für $z = 81$ m

Abb. 5.27 Bestimmung der Körperkontur aus einer bistatischen Messung für die Rückseite einer Person

5.7 Bewegung von Streuzentren und Ansätze zur Kompensation

Eine Fehlerquelle in der SAR-Prozessierung sind Bewegungen der Streuzentren bzw. der Sensoren während der Messung. Bewegungen können gerade bei der Abbildung von Gegenständen am Körper einer Person nie gänzlich ausgeschlossen werden.

Das Problem, dass Bewegung die Qualität einer SAR-Abbildung mindert, ist aus anderen Anwendungen dieses Prinzips bekannt. In den Anwendungen des SAR-Prinzips zur flugzeuggestützten Abbildung von Landschaften finden Bewegungskompensationsansätze Anwendung. Hier verwendete Methoden sind beispielsweise in [103] beschrieben. Allerdings lassen sich die dort verwendeten Prinzipien nicht direkt auf die Personenabbildung übertragen, weil die Person nicht starr steht, und Objekte an unterschiedlichen Körperpositionen sich mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten bewegen. Bei Flugzeugen hingegen können die Abweichungen vom Flugpfad im Vergleich zur festen Erde mit einem globalen Bewegungsvektor beschrieben werden. Zur Kompensation der Schwankungen der Flugbahn des SAR-Sensors in einem Flugzeug finden zusätzlich Navigations- und GPS-daten Anwendung.

In [8] wird der Einfluss der Bewegung auf die Prozessierung der Daten einer linearen, und dazu im Vergleich einer zirkularen synthetischen Apertur betrachtet. Daran anschließend werden Möglichkeiten diskutiert wie die Bewegungseinflüsse, speziell in der hier betrachteten Messanordnung kompensiert werden können.

Eine Möglichkeit zur Erfassung der Bewegung bietet eine in Azimut versetzte Anbringung zweier Empfangskanäle. Bei den zu erwartenden Geschwindigkeiten ergeben sich Abmessungen die in realisierbaren Bereichen liegen, ohne dass bereits Dekorrelationseffekte zwischen den beiden Kanälen auftreten. Neben dieser Möglichkeit der Erfassung der Geschwindigkeit von Streuzentren kann der Einfluss der Bewegung immer auch durch eine schnellere Messung, bei der die Bewegung der Person vernachlässigbar ist, abgemindert werden.

6 Methoden zur räumlichen Fokussierung

6.1 Interferometrie

Bei der Anwendung der Interferometrie im Zusammenhang mit einem Radar mit synthetischer Apertur gibt es verschiedene Realisierungsformen, so dass eine eindeutige Definition schwierig erscheint. Grundsätzlich kennzeichnet die SAR-Interferometrie eine Auswertung von mindestens zwei komplexen SAR-Bildern bezüglich ihrer Phasendifferenz. Um daraus neue Information zu gewinnen, muss sich mindestens ein Parameter in der Aufnahmekonstellation des zweiten Bildes von denen des ersten unterscheiden. Parameter, die dabei geändert werden, sind z. B. die Bahn des Sensors, der Zeitpunkt der Aufnahme oder auch die Wellenlänge. Am weitesten verbreitet ist die Anwendung der sog. *across-track*-Anordnung. Dabei bewegen sich zwei Sensoren, leicht voneinander versetzt, auf parallelen Bahnen. Der Abstand der beiden Sensoren senkrecht zu den jeweiligen Bahnen wird als Basis (*Baseline*) bezeichnet. Durch Auswertung der Differenzphase kann die Position jedes, zunächst im zweidimensionalen abgebildeten Punktes im Raum bestimmt werden. Aktuelle Entwicklungen der Interferometrie im flugzeug- und satellitengestützten Systemen werden z. B. in [27] und [69] vorgestellt.

Im in Abbildung 6.1 dargestellten Schema ist die Synthese des Interferogramms $v(\xi_o, \eta)$ aus der Streuzentrumsverteilung $\sqrt{\sigma(\mathbf{r})}$ zusammengefasst. Hier bezeichnet ξ_o die Azimutvariable der prozessierten Bilder, η steht für ein Entfernungslängenmaß proportional zum Abstand vom Nullpunkt im Phasenzentrum der Empfangsantenne.

Abbildung 6.2 zeigt eine zur Interferometrie verwendete Anordnung zweier Antennen in *across-track* Anordnung, deren Einzelbilder zu einem Interferogramm zusammengefügt werden können.

Einfluss des Abstands der beiden Sensoren

Der Abstand zwischen den beiden Sensoren wird als Basis (engl. *Baseline*) B bezeichnet. Dieser Abstand kann, wie in Abb. 6.3 dargestellt, in die beiden Komponenten B_{\perp} senkrecht zur Blickrichtung der Antennen und B_{\parallel} parallel zur Blickrichtung aufgeteilt werden. Entscheidend für die Interferometrie ist der zur Blickrichtung senkrechte Anteil B_{\perp} . Ein Aspekt der

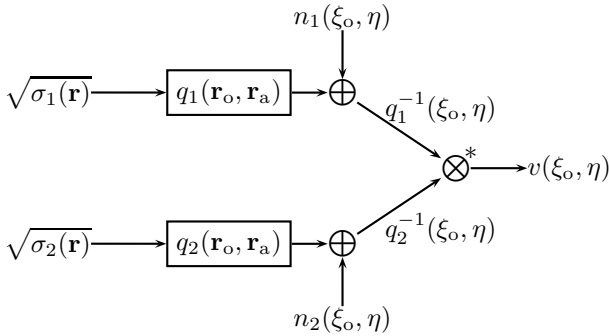


Abb. 6.1 Systemtheoretische Darstellung der Prozessierung der kalibrierten Daten zur Bildung des Interferogramms

zur Dimensionierung der Basis beiträgt, ist der daraus entstehende Eindeutigkeitsbereich der Differenzphase. Darüber hinaus kann die Eindeutigkeit nachträglich über so genannte *Unwrapping*-Algorithmen wiederhergestellt werden [49]. Je größer der Abstand der Antennen gewählt wird, desto kleiner wird der Eindeutigkeitsbereich, wohingegen die Genauigkeit steigt. Zu große Abstände der Sensoren führen allerdings zur Dekorrelation zwischen den Bildern der beiden Antennen, was wiederum die Qualität der Interferogramme beeinträchtigt. Bezeichnet man mit

$$h_1(R, x) = |h_1(R, x)| \cdot \exp(j\phi_1(R, x)) \quad (6.1)$$

$$h_2(R, x) = |h_2(R, x)| \cdot \exp(j\phi_2(R, x)) \quad (6.2)$$

die beiden SAR Bilder, erhält man durch Multiplikation des konjugiert komplexen Bildes des einen Empfangskanals mit dem des anderen das Interferogramm

$$v(\cdot) = h_1(\cdot) \cdot h_2^*(\cdot) = |h_1(\cdot)| \cdot |h_2(\cdot)| \cdot \exp(j\phi_1(\cdot) - \phi_2(\cdot)). \quad (6.3)$$

Abbildung 6.3 zeigt die grundlegende Anordnung zur Interferometrieauswertung mit den im Folgenden verwendeten Bezeichnungen. Die Phasen eines Bildpunktes für die beiden Kanäle sind

$$\phi_1 = -\frac{4\pi}{\lambda}r_1 + \phi_{n,1} + \phi_{\text{streu},1} \quad (6.4)$$

$$\phi_2 = -\frac{4\pi}{\lambda}r_2 + \phi_{n,2} + \phi_{\text{streu},2}, \quad (6.5)$$

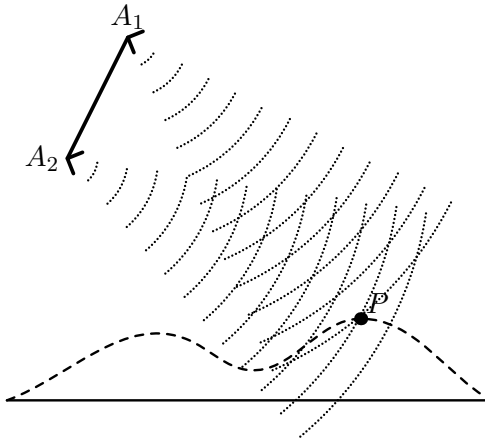


Abb. 6.2 Prinzip der Interferometrieauswertung

falls beide Sensoren A_1 und A_2 jeweils senden und empfangen („full baseline“, FB-Modus, monostatisch). Die Wellenlänge wird dabei mit λ bezeichnet. Mit $\phi_{n,i}$ werden zusätzliche Rauschterme bezeichnet. Da die Geometrie der Kanäle bzgl. des Objektes nur leicht unterschiedlich ist, können die Phasenterme durch die Streuung für beide als identisch angesehen werden, so dass $\phi_{\text{streu},1} \approx \phi_{\text{streu},2}$ gilt.

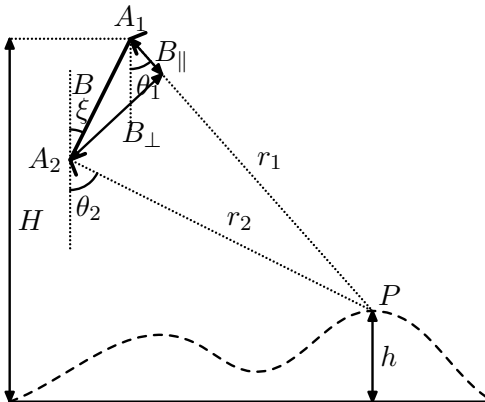


Abb. 6.3 Anordnung für interferometrisches SAR

Ist der zweite Sensor nur empfangsseitig aktiv („half baseline“, HB-Modus, bistatisch) gilt die Beziehung

$$\phi_2 = -\frac{2\pi}{\lambda}(r_2 + r_1) + \phi_{n,2} + \phi_{\text{streu},2}. \quad (6.6)$$

Werden zudem die beiden Rauschterme $\phi_{n,i}$ vernachlässigt, ergibt sich für die Differenz der Phase

$$\phi_{\text{if}} = \phi_1 - \phi_2 = -\frac{2m\pi}{\lambda}(r_1 - r_2). \quad (6.7)$$

Dabei ist $m = 1$ für den HB-Modus (bistatisch) und $m = 2$ für den FB-Modus (monostatisch).

Über den Kosinussatz kann der Blickwinkel θ_1 der ersten Antenne zur Auflösungszelle um den Punkt P zu

$$\cos(\theta_1 + \xi) = -\frac{(\frac{\phi_{\text{if}}\lambda}{2m\pi} + r_1)^2 - B^2 - r_1^2}{2Br_1}, \quad (6.8)$$

bestimmt werden, wobei B den Abstand der beiden Antennen bezeichnet, und ξ der Kippwinkel der Basis bzgl. der Vertikalen ist. Für die Höhe h der betrachteten Auflösungszelle ergibt sich

$$h = H - r_1 \cos \theta_1. \quad (6.9)$$

Die Gleichungen (6.8) und (6.9) ergeben einen nichtlinearen Zusammenhang zwischen der interferometrischen Phase und der Höhe h .

Interpretation der interferometrischen Phase

Der Abstand B zwischen den beiden Antennen A_1 und A_2 kann in einen parallelen Anteil B_{\parallel} und einen senkrechten Anteil B_{\perp} aufgeteilt werden. Für sie ergibt sich mit den Winkelbezeichnungen aus Abb. 6.4

$$\begin{aligned} B_{\parallel} &= B \cos(\theta_1 + \xi) \\ B_{\perp} &= B \sin(\theta_1 + \xi). \end{aligned} \quad (6.10)$$

Vernachlässigt man in (6.8) den Term $(\frac{\phi_{\text{if}}\lambda}{2m\pi})^2$, da $(\frac{\phi_{\text{if}}\lambda}{2m\pi})^2 \ll r_1$, ergibt sich

$$2Br_1 \cos(\theta_1 + \xi) = 2r_1 \frac{\phi_{\text{if}}\lambda}{2m\pi} - B^2 \quad (6.11)$$

und weiter

$$\begin{aligned} \frac{\phi_{\text{if}}\lambda}{2m\pi} &= B \cos(\theta_1 + \xi) + \frac{B^2}{2r_1} \\ &\cong B \cos(\theta_1 + \xi). \end{aligned} \quad (6.12)$$

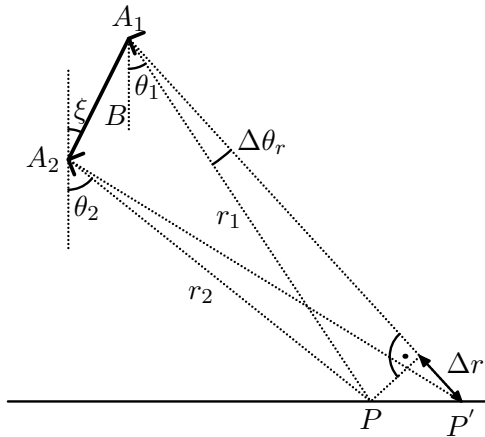


Abb. 6.4 Darstellung zur Ableitung des Phasenanteils von Punkten in einer Ebene

Die in Gleichung (6.12) verwendete Näherung ist relativ grob, ist aber für die Veranschaulichung der Zusammenhänge ausreichend, da $r_1 \gg B$ gilt. Mit dieser Gleichung ergibt sich für die interferometrische Phase

$$\phi_{\text{if}} = \frac{2m\pi}{\lambda} B \cos(\theta_1 + \xi) = \frac{2m\pi}{\lambda} B_{\parallel}. \quad (6.13)$$

Für die weitere Interpretation der interferometrischen Phase werden zwei Punkte betrachtet, die sich auf gleicher Höhe befinden und um Δr in Entfernungsrichtung voneinander getrennt sind. Die Anordnung ist in Abb. 6.4 dargestellt. Die Phase für einen um Δr bzw. $\Delta\theta_r$ von P versetzten Punkt P' in der Ebene beträgt

$$\phi'_{\text{if}} = \frac{2m\pi}{\lambda} B \cos(\theta_1 + \Delta\theta_r + \xi). \quad (6.14)$$

Für die Phasendifferenz der benachbarten Punkte ergibt sich

$$\begin{aligned} \Delta\phi_r &= \phi'_{\text{if}} - \phi_{\text{if}} \\ &= \frac{2m\pi}{\lambda} B (\cos(\theta_1 + \Delta\theta_r + \xi) - \cos(\theta_1 + \xi)) \\ &\cong \frac{2m\pi}{\lambda} B (-\sin(\theta_1 + \xi) \Delta\theta_r). \end{aligned} \quad (6.15)$$

Für den letzten Schritt wurde vereinfachend angenommen, dass

$$\begin{aligned} \cos(\theta_1 + \xi + \Delta\theta_r) &= \cos(\theta_1 + \xi) \cos(\Delta\theta_r) - \sin(\theta_1 + \xi) \sin(\Delta\theta_r) \\ &\cong \cos(\theta_1 + \xi) \cdot 1 - \sin(\theta_1 + \xi) \cdot \Delta\theta_r \end{aligned} \quad (6.16)$$

gilt, da $\Delta\theta_r \ll 1$. Mit der Kleinwinkelnäherung

$$r_1 \cdot \Delta\theta_r = r_1 \sin \Delta\theta_r = \frac{\Delta r}{\tan \theta_1} \quad (6.17)$$

ergibt sich als Phasenanteil zwischen zwei benachbarten Punkten in einer Ebene

$$\begin{aligned} \Delta\phi_r &= -\frac{2m\pi}{\lambda} B \sin(\theta_1 + \xi) \frac{\Delta r}{r_1 \tan \theta_1} \\ &= -\frac{2m\pi}{\lambda} B_{\perp} \frac{\Delta r}{r_1 \tan \theta_1} \\ &= \text{const} \cdot \Delta r. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Gleichung (6.18) besagt, dass eine Fläche ohne Höhenänderung einen näherungsweise linearen Anteil an der interferometrischen Phase erzeugt. Dieser wird oft auch als *Flat-earth*-Anteil bezeichnet.

Die soeben beschriebene Vorgehensweise zur Ableitung des Phasenanteils von Punkten in einer Ebene kann auch für zwei Punkte durchgeführt werden, die den gleichen Abstand R zur Antenne haben aber um Δz in der Höhe voneinander getrennt sind. Der Blickwinkel zwischen den beiden Punkten von Antenne A_1 aus betrachtet sei $\Delta\theta_z$. Somit ergibt sich für die Phase des um Δz versetzten Punktes

$$\phi'_z = -\frac{2m\pi}{\lambda} B \cos(\theta_1 + \Delta\theta_z + \xi). \quad (6.19)$$

Bildet man wieder die Differenz der Phase bezüglich der zwei Punkte erhält man

$$\begin{aligned} \Delta\phi_z &= \phi'_z - \phi_{\text{if}} \\ &= \frac{2m\pi}{\lambda} B (\cos(\theta_1 + \Delta\theta_z + \xi) - \cos(\theta_1 + \xi)) \\ &\cong \frac{2m\pi}{\lambda} B (-\sin(\theta_1 + \xi) \cdot \Delta\theta_z). \end{aligned} \quad (6.20)$$

Mit der Näherung $r_1 \Delta\theta_z = r_1 \sin \Delta\theta_z = \Delta z / \sin \theta_1$ ergibt sich für den Zusammenhang zwischen Höhenänderung und Änderung in der interferometrischen Phase der Zusammenhang

$$\begin{aligned} \Delta\phi_z &= -\frac{2m\pi}{\lambda} B (\sin(\theta_1 + \xi)) \frac{\Delta z}{r_1 \sin \theta_1} \\ &\cong -\frac{2m\pi}{\lambda} B_{\perp} \frac{\Delta z}{r_1 \sin \theta_1}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

6.2 Phasenauswertung für isolierte Streuzentren

Ein wesentlicher Unterschied zwischen der Anwendung der Interferometrie zur Auswertung flugzeug- bzw. satellitengestützter SAR-Aufnahmen und der hier betrachteten Situation der Personenabbildung liegt im Streuverhalten der betrachteten Anordnungen. Während von Landflächen großflächig Signal zum monostatischen Sensor zurückgestreut wird, erhält man bei der schrägen Beleuchtung von Personen nur von lokal begrenzten Bereichen ein erkennbares Signal. Für diese isolierten Streuzentren kann bei der Differenzphasenauswertung kein zusammenhängender Phasenbezug hergestellt. Die ansonsten verwendeten *Unwrapping*-Algorithmen können nicht angewandt werden. Deshalb werden im Folgenden Methoden zur Differenzphasenauswertung für einzelne, isolierte Streuzentren vorgestellt.

6.2.1 Zusammenhänge zum Phasenverlauf um ein einzelnes Streuzentrum

Für die Auswertung der interferometrischen Phase eines einzelnen Streuzentrums sind zur Fokussierung zwei Eigenschaften nützlich. Zum einen weist die interferometrische Phase am Ort des Streuzentrums einen Nulldurchgang auf, zum anderen kann die interferometrische Phase in der Umgebung dieses Nulldurchgangs durch einen linearen Verlauf der Form

$$\angle(v)(= \phi) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} B \Delta \psi \quad (6.22)$$

in sehr guter Näherung beschrieben werden. Diese beiden Eigenschaften werden in Folgenden näher erläutert.

Bei der SAR-Prozessierung der einzelnen Kanäle wird ein zweidimensionales Bild z. B. mittels Backprojection-Algorithmus erzeugt. Diese Prozessierung kann durch

$$h(u, \rho) = \int_{u_1}^{u_2} g(u', R) \exp(j2k_c R) du' \quad (6.23)$$

ausgedrückt werden. Mit den Fourierzusammenhängen

$$\text{rect}\left(\frac{f - f_c}{B}\right) \bullet \circ B \cdot \text{si}(\pi t B) \cdot \exp(-j2\pi f_c t) \quad (6.24)$$

bzw. mit $2k_c R = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda_c} \cdot \frac{c_0}{2} t = 2\pi f_c t$, äquivalent der Ausdrücke in (6.23),

$$\text{rect}\left(\frac{f - f_c}{B}\right) \bullet \circ B \cdot \text{si}(\pi t B) \cdot \exp(-j2k_c R) \quad (6.25)$$

gilt für die Rohdaten $g(u, R)$, die in (6.23) eingesetzt werden,

$$g(u, R) = B \cdot \text{si}(\pi t B) \cdot \exp(-j2k_c R). \quad (6.26)$$

Für eine Rekonstruktion am tatsächlichen Ort des Streuzentrums heben sich die beiden \exp -Ausdrücke gerade auf. Dadurch wird das Integral eines Kanals rein reell, so dass die Differenzphase der beiden Kanäle 0 ist.

Bei der Interferometriebetrachtung berücksichtigt man die Entfernungen ρ_{01} und ρ_{02} , vgl. Abb. 6.5, der beiden Empfangsantennen zum Ort des Streuzentrums. Wird die Differenzphase für einen Ablagewinkel $\Delta\psi$ ausgewertet, ergeben sich dort die leicht veränderten Entfernungen ρ_{R1} sowie ρ_{R2} . Bei der Interferometrie wird angenommen, dass die Objekte in derselben Auflösungszelle bleiben, was bei $\delta r = 1.5 \text{ cm}$ und $\lambda = 3 \text{ mm}$ plausibel ist.

Mit diesen Bezeichnungen kann das Integral aus (6.23) für die beiden Interferometriekanäle durch

$$h_1(u, \rho) = \int_{u_1}^{u_2} g(u', \rho_{01}) \cdot \exp(j2k_c \rho_{R1}) du' \quad (6.27a)$$

$$= \int_{u_1}^{u_2} \alpha \cdot \exp(-j2k_c \rho_{01}) \cdot \exp(j2k_c \rho_{R1}) du' \quad (6.27b)$$

$$h_2(u, \rho) = \int_{u_1}^{u_2} g(u', \rho_{02}) \cdot \exp(j2k_c \rho_{R2}) du' \quad (6.27c)$$

$$= \int_{u_1}^{u_2} \alpha \cdot \exp(-j2k_c \rho_{02}) \cdot \exp(j2k_c \rho_{R2}) du' \quad (6.27d)$$

ausgedrückt werden, wobei α die weiteren, hier nicht relevanten Terme zusammenfasst.

Für den Empfangskanal Rx_1 ergibt sich, bezogen auf die Mitte der Basislinie, für den Phasenunterschied zwischen Auswertung an den Orten P_0 und P_{eval} die Entfernungsänderung

$$\left. \begin{aligned} \Delta R_{01} = |R - \rho_{01}| &= \frac{B}{2} \sin \psi_0 \\ \Delta R_{R1} = |R - \rho_{R1}| &= \frac{B}{2} \sin \psi_R \end{aligned} \right\} \Delta R_1 \approx \frac{B}{2} \cos \left(\frac{\psi_0 + \psi_R}{2} \right) \Delta\psi. \quad (6.28)$$

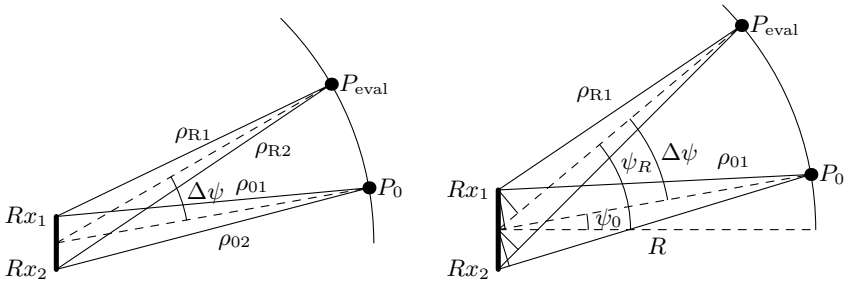


Abb. 6.5 Skizzen zur interferometrischen Phasenauswertung eines isolierten Streuzentrums P_0

Im letzten Schritt wurde die Linearisierung der sin-Funktion ($\sin(\psi_0 - \psi_R) = \sin \Delta\psi \approx \Delta\psi$) am Punkt ψ_0 verwendet. Mit $\cos\left(\frac{\psi_0 + \psi_R}{2}\right) \approx 1$, d. h. in der Nähe der Hauptstrahlrichtung $\psi_0 = 0^\circ$, ergibt sich

$$\Delta R_1 = \frac{B}{2} \Delta\psi \quad (6.29)$$

und analog für R_{x_2}

$$\Delta R_2 = \frac{B}{2} \cos\left(\frac{\psi_0 + \psi_R}{2}\right) \cdot \Delta\psi \quad (6.30a)$$

$$\approx \frac{B}{2} \Delta\psi. \quad (6.30b)$$

Zusammen wird der Wegänderungsunterschied der beiden Empfangsantennen zu

$$\Delta R = \Delta R_1 + \Delta R_2 \quad (6.31a)$$

$$= B \cdot \cos\left(\frac{\psi_0 + \psi_R}{2}\right) \cdot \Delta\psi \quad (6.31b)$$

$$\approx B \cdot \Delta\psi. \quad (6.31c)$$

Somit ergibt sich für den Zusammenhang zwischen Phasenänderung des Interferogramms und Änderung des Ablagewinkels der Zusammenhang

$$\angle(v) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} B \Delta\psi. \quad (6.32)$$

Dieser Zusammenhang entspricht dem in (6.22) angesprochenen Verlauf.

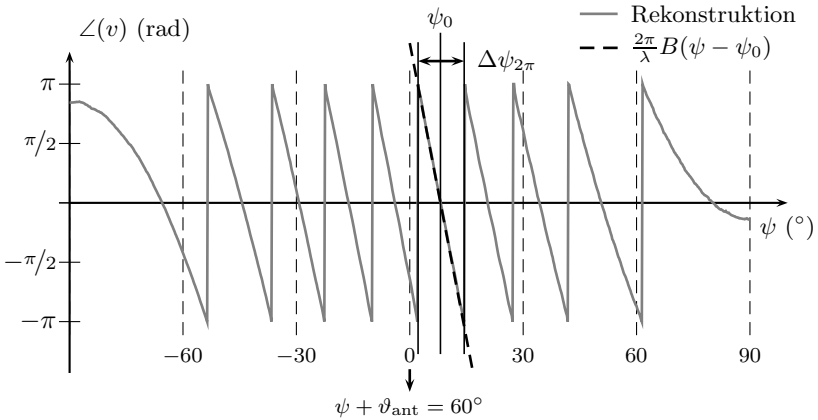


Abb. 6.6 Phasenverlauf des Interferogramms für ein Streuzentrum an der Position $(x, y, z) = (0.2, 0, 1)$ m bzw. $(\rho, \phi, \psi) = (1.077 \text{ m}, 0^\circ, 8.12^\circ)$ bei einem Antennenanstellwinkel von $\vartheta_{\text{ant}} = 60^\circ$, Baseline $B = 1.5 \text{ cm}$, $f = 90.5 \dots 100.5 \text{ GHz}$

Ein Vergleich zwischen der auch im Weiteren verwendeten Linearisierung der interferometrischen Phase und dem tatsächlichen Verlauf zeigt Abbildung 6.6 für die dort angegebenen Parameter. Die Darstellung bestätigt die Gültigkeit der Näherung im betrachteten Eindeutigkeitsbereich $\Delta\psi_{2\pi}$. In Abbildung 6.7 ist der resultierende Eindeutigkeitsbereich $\Delta\psi_{2\pi}$ als Funktion des Abstands der beiden Empfänger nach Gleichung (6.22) für die benutzte Anordnung mit gemeinsamen Sender (*half-baseline*) dargestellt. Die später verwendeten Abstände B betragen 1 cm bzw. 1.5 cm . Für diese beiden Werte ergibt sich ein Eindeutigkeitsbereich $\Delta\psi_{2\pi}$ von 18° bzw. 12° .

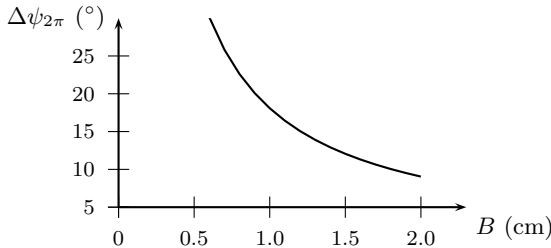


Abb. 6.7 Abhängigkeit des Eindeutigkeitsbereichs $\Delta\psi_{2\pi}$ von Abstand der beiden Empfänger B entsprechend (6.22)

6.2.2 Veranschaulichung anhand synthetischer Daten

Für die Rekonstruktion mit anschließender Interferometrieauswertung bietet sich eine Abbildung entlang der Entfernungsrichtung sowie entlang der Verfahrerrichtung der Apertur an. Sind die Bilddaten in Entfernung und entlang Azimut fokussiert, kann der Elevationswinkel durch Auswertung der Differenzphase bestimmt werden. Dabei ist zu beachten, dass ein Streuzentrum unscharf fokussiert wird, wenn die Rekonstruktion nicht am exakten Ort durchgeführt wird. Eine Darstellung des verwendeten Rekonstruktionsgebiets findet sich in Abb. 2.11. Das Ergebnis einer Rekonstruktion entlang dieser Hauptachsen für ein einzelnes Streuzentrum ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Die obere Reihe zeigt den Verlauf der Amplitude eines Kanals. Darunter ist die Differenzphase zweier Kanäle dargestellt. An diesem Beispiel zeigt sich, dass die SAR-Verarbeitung eines Kanals das Streuzentrum sehr gut in Entfernungsrichtung und über Azimut fokussiert. Entlang der Elevationsrichtung fällt die Amplitudenfunktion deutlich weniger stark ab. Das in Abschnitt 2.3.5 bestimmte Auflösungsvermögen wird zwar erreicht, ist jedoch aufgrund der geringen Dynamik in dieser Richtung nicht direkt zur Fokussierung nutzbar. Die interferometrische Phase liefert aber genau in dieser Richtung eine Möglichkeit zur Lokalisierung des Streuzentrums, so dass mit ihr eine exakte Lagebestimmung möglich ist.

6.3 Anwendung des Interferometrieprinzips auf Messdaten

Bei der interferometrischen Auswertung von Messdaten ist die Sende- und Empfängeranordnung besonders zu berücksichtigen. Anders als bei der Auswertung einzelner Amplitudenbilder tragen hier die genauen Abstände der Phasenzentren der Antennen in der Messkonfiguration direkt zum Auswertungsergebnis bei. Die beiden verwendeten Antennengeometrien aus Abb. 4.7 können direkt mit ihren Positionen für Sende- und Empfangsantennen verwendet werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, eine gemeinsame virtuelle Antenne für Sende- und Empfangsfall im Schwerpunkt zwischen den tatsächlichen Positionen zu verwenden [100]. Dies ist für die Umsetzung bestimmter Rekonstruktionsalgorithmen vorteilhaft.

6.3.1 Rekonstruktion entlang der Hauptachsen des Systems

In Abb. 6.9 ist der Verlauf der Amplitude als auch der interferometrischen Phase um einen Tripelspiegel mit einer Kantenlänge an der Öffnung von 1 cm dargestellt. Die wesentlichen Eigenschaften der Verläufe im Amplituden und Phasenbild finden sich auch hier wieder.

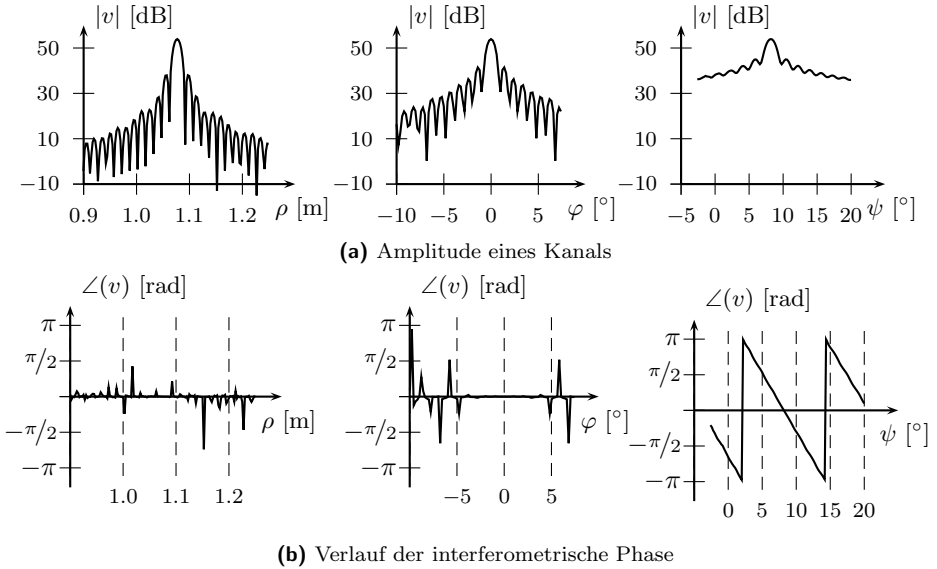


Abb. 6.8 Punktantwort und Verlauf der interferometrischen Phase eines synthetischen Streuzentrums als Funktion der Hauptachsenkoordinaten; $f = 90 \dots 100$ GHz, Aperturausschnitt $\pm 20^\circ$

6.3.2 Eindeutigkeitsbereich für die Interferometrieauswertung bei der Personenmessung

Die Auswertung der Phase bei isolierten Streuzentren ist nur in einem Bereich möglich in dem die Phase im Eindeutigkeitsbereich von $\pm\pi$ ist. Die Größe des Bereichs im Zusammenhang mit dem tatsächlichen Messgebiet hängt von der Geometrie der Anordnung, insbesondere vom Abstand der beiden Antennen B ab. Beim Funktionsmuster werden Abstände von 1.5 cm bzw. 1 cm verwendet. Die dafür entstehenden Eindeutigkeitsbereiche sind in Abbildung 6.10 für eine Rekonstruktion an einer Person dargestellt. Die Nullstelle der interferometrischen Phase wurde für diese Darstellung auf einen Zylinder mit Radius $\rho_o = 0.18$ m gelegt.

6.4 Amplitudenfokussierung

Neben der Interferometrie kann aufgrund der Eigenschaften der kreisförmigen Apertur auch die Auswertung der Amplituden eines rekonstruierten Bildes zur Bestimmung des Anstellwinkels ψ verwendet werden. Dabei wird

6.4. Amplitudenfokussierung

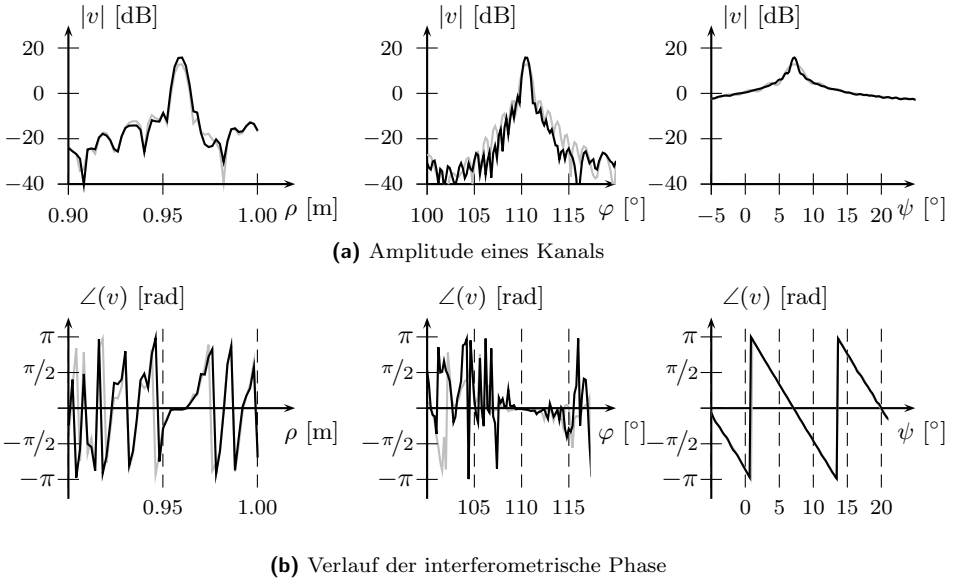


Abb. 6.9 Punktantwort und Verlauf der interferometrischen Phase entlang der Hauptachsen um einen Tripelspiegel (schwarz: $\varphi_a = \pm 35^\circ$ bzw. grau: $\varphi_a = \pm 20^\circ$ Aperturausschnitt bei 35 GHz Bandbreite)

die Schärfe des resultierenden Bildes ausgewertet. Analogien zur Auswertung der Amplitude lassen sich beispielsweise in der Fokussierung einer Fotokamera über Autofokusroutinen finden. Ein scharfes Bild zeichnet sich durch klare Kanten aus. Zur Beurteilung der Schärfe eines Amplitudenbildes bietet sich also beispielsweise die Auswertung des Gradienten der Amplitude an. Dieser Ansatz wird auch bei Digitalkameras verwendet, wie z. B. in [46] vorgestellt wird. Hauptunterschied zwischen einer optischen Kamera und den hier betrachteten MMW-Bildern ist allerdings, dass im Fall einer Kamera nur die Position der Linse(n) bestimmt werden muss. Beim MMW-Bild dagegen wird die Schärfe in Abhängigkeit des Ablagewinkels ψ beurteilt, so dass sich für jeden einzelnen Bildpunkt ein eigener Wert ergeben kann. Ein in der Bildverarbeitung oft verwendeter Gradient zur

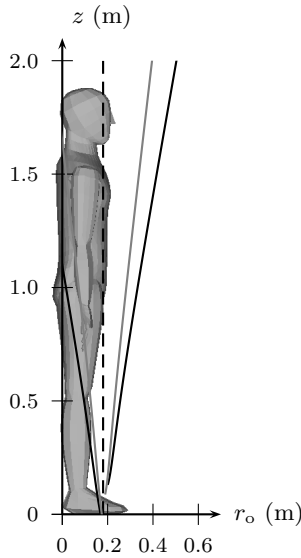


Abb. 6.10 Eindeutigkeitsbereich der interferometrischen Phase im Fall der Personenmessung bei Antennenabstand $B = 1$ cm (in schwarz) bzw. $B = 1.5$ cm (in grau), Antennen bei $\rho_a = 0.6$ m und $z = 0$ m, Null-durchgang der Phase bei $\rho_o = 0.18$ m

Beurteilung der Schärfe eines Bildes ist der sogenannte *Sobel*-Gradient [45]. Die Auswertung der Schärfe eines Bildpunkts bezüglich ψ lässt sich über

$$\begin{aligned}
 G_\rho(\psi) &= \begin{pmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{pmatrix} \otimes h(\rho, \varphi)|_\psi \\
 G_\varphi(\psi) &= \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \otimes h(\rho, \varphi)|_\psi \\
 \psi_{\text{opt}} &= \max_{\psi} \sqrt{G_\rho(\psi)^2 + G_\varphi(\psi)^2}
 \end{aligned} \tag{6.33}$$

ausdrücken. Die Gradienten werden bzgl. der Nachbarkunkte berechnet. Ist die Anzahl der Bildpunkte in einer Richtung deutlich größer als das Auflösungsvermögen, können auch größere Schritte verwendet werden. Eine wei-

tere Möglichkeit zur Fokussierung mittels Auswertung der Bildamplitude besteht in der Berechnung von

$$\psi_{\text{opt}}(\rho_i, \varphi_i) = \max_{\psi} h(\rho, \varphi, \psi)^4 \Big|_{r=r_i \pm \Delta r, \varphi=\varphi_i \pm \Delta \varphi} \quad (6.34)$$

in einem Bereich $r = r_i \pm \Delta r$, $\varphi = \varphi_i \pm \Delta \varphi$ um den auszuwertenden Bildpunkt (ρ_i, φ_i) . An der tatsächlichen ψ -Position des zu fokussierenden Streuzentrums ist die reflektierte und damit abgebildete Leistung ($\sim h(\rho, \varphi, \psi)^2$) auf eine minimale Anzahl an Bildpunkten konzentriert. Unter der Annahme, dass die auf eine gewisse Umgebung um einen auszuwertenden Bildpunkt abgestrahlte Leistung über ψ konstant ist, ergibt sich für den Ausdruck $h(\rho, \varphi, \psi)^4$ ein Maximum an der am besten fokussierten Stelle entlang ψ .

Abbildung 6.11a zeigt das Schärfemaß nach Gleichung (6.34) über ψ an der exakten Position (bzgl. φ, ρ) einer kleinen metallischen Kugel (Durchmesser ≈ 3 mm). Das Gesamtergebnis der Fokussierung eines Datensatzes nur über das Amplitudenkriterium ist in den weiteren Bildern in Abb. 6.11 zu sehen. Die SAR-Rekonstruktion erfolgt zunächst entlang der Hauptachsen und für mehrere mögliche Werte von ψ . Anschließend wurde das passende ψ ermittelt.

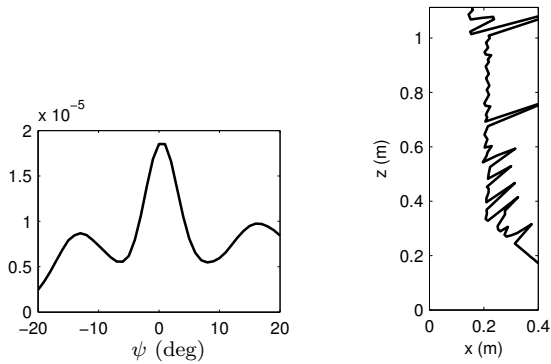
6.5 Kombinationsmöglichkeiten zur eindeutigen Fokussierung

6.5.1 Vergleich der Fokussiermethoden

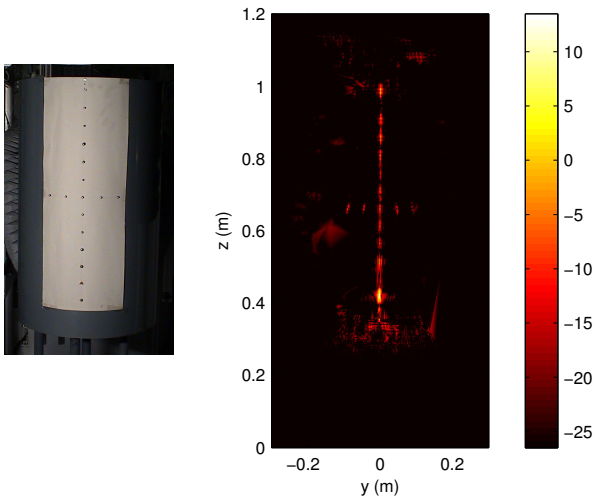
In Tabelle 6.1 sind die beiden vorgestellten Ansätze zur räumlichen Fokussierung, die Interferometrie und die Auswertung des Amplitudenkriteriums, gegenübergestellt.

Der größte Nachteil der Auswertung der interferometrischen Phase im Fall eines isolierten Streuzentrums ist, dass kein globaler Phasenzusammenhang zu weiteren Bildpunkten hergestellt werden kann. Die interferometrische Phase ist nur in einem Intervall von $[-\pi; \pi]$ eindeutig. Folglich kann die Position des Objekts über dem Anstellwinkel ψ durch die Interferometrie nur in einem eingeschränkten Bereich ermittelt werden. Dabei bestimmt der Abstand der beiden Empfangsantennen die Größe des Eindeutigkeitsbereichs. Dagegen ist das Amplitudenkriterium nicht in der Eindeutigkeit beschränkt und liefert über den gesamten Bereich von ψ ein eindeutiges Ergebnis.

Ein großer Vorteil der Fokussierung über die interferometrische Phase ist die Tatsache, dass das Vorzeichen und der Betrag der Phase direkt in



(a) Schärfemaß nach Gl. (6.34) am Ort einer Metallkugel
 (b) $x(z = 0 \text{ m})$ nach Umrechnung in kartesische Koordinaten



(c) Foto der betrachteten Anordnung
 (d) Projektion auf yz Ebene (logarithmische Darstellung)

Abb. 6.11 Anwendung des Amplitudenkriteriums nach Gl. (6.34) zur Fokussierung über ψ auf die Messdaten eines Kanals; Datensatz: PVC Zylinder mit Kugelmuster

Tab. 6.1 Überblick relevanter Eigenschaften vorgestellter Fokussierungsmethoden

	Interferometrie	Amplitudenkriterium
Eindeutigkeit	Eindeutigkeit der Interferometrie ist auf $[-\pi, \pi]$ bzw. $\Delta\psi_{2\pi}$ beschränkt	Keine Einschränkung der Eindeutigkeit
Auswertebereich	Auswertung für jeden einzelnen Bildpunkt möglich	Mittelung in einer Umgebung um einen Bildpunkt
Genauigkeit	Erhöhung der Empfindlichkeit durch Vergrößerung des Abstands der beiden Empfänger möglich (<i>Baseline</i>) (Nachteil: Mehrdeutigkeiten); Zusätzliche Genauigkeit z. B. durch Multilook SAR-Prozessierung [87]	Eingeschränkt; Erhöhung der Genauigkeit führt durch Auswertung an weiteren Punkten zu Erhöhung des Rechenaufwands
Richtungsinformation	Vorzeichen und Betrag der Differenzphase liefern Information über Richtung der Abweichung zwischen Auswertepunkt und exaktem Ort des Streuzentrums	Keine zusätzliche Richtungsinformation

den Anstellwinkel ψ umgerechnet werden kann, der der Lage des Streuzentrums entspricht. Die Auswertung des Amplitudenkriteriums bei einem Winkel ψ liefert keine Aussage über die Richtung oder das Ausmaß der nötigen Korrektur. Erst über eine Maximumsuche bzw. Nullstellensuche der Differenzen kann die Position bestimmt werden. Dies erhöht allerdings auch den Rechenaufwand.

Berücksichtigt man dies, erscheint eine Kombination der beiden Fokussiermethoden sinnvoll: Das Amplitudenkriterium wird verwendet um eine grobe Position des Streuzentrums über ψ zu ermitteln. Dadurch werden die bei der Interferometrieauswertung entstehenden Mehrdeutigkeiten beseitigt. In einem zweiten Schritt wird die ψ -Position über die Auswertung der interferometrischen Phase genauer bestimmt. Das Mehrdeutigkeitsproblem der Interferometrie kann durch die grobe Positionsbestimmung über Auswertung des Amplitudenkriteriums behoben werden.

6.5.2 Fokussierungskonzept für isolierte Streuzentren

Mit den Erläuterungen des vorigen Abschnitts kann nun ein zusammenhängender Ablauf zur Fokussierung erstellt werden, der die vorgestellten Methoden verbindet. Der Ablauf ist in Abb. 6.12 dargestellt. Um die Fokussierung auf die Bereiche zu beschränken in denen sich tatsächlich Streuzentren befinden, werden diese im ersten Schritt über eine CFAR-Detektion bestimmt. Für diese Bereiche wird die Rekonstruktion entlang der Hauptachsen durchgeführt, die zu einem Datensatz entlang der Achsen ρ , φ und ψ führt. Die eigentliche Fokussierung wird erleichtert durch die Kenntnis der realistischen Radien die für die Fokussierung in Frage kommen (r_{\min} und r_{\max}) sowie die Größe des Eindeutigkeitsintervalls $\Delta\psi_{2\pi}$ der Interferometrie. Bei der Fokussierung wird zuerst das Amplitudenkriterium verwendet, um das Intervall über ψ zu finden in dem die interferometrische Phase um den Ort des Streuzentrums eindeutig ist. In diesem Bereich werden die Punkte gesucht, in denen die interferometrische Phase in einem bestimmten Intervall um 0 liegt. Typischer Wert dafür ist $[-\pi/10; \pi/10]$. Da die Hauptachsenrekonstruktion zur Erhöhung der Robustheit bei der Phasenauswertung in engen Schritten über ψ durchgeführt wurde, muss aus mehreren Punkten, die in dem Eindeutigkeitsintervall den bisherigen Kriterien entsprechen einer ausgewählt werden. Dazu wird die Amplitude der möglichen Kandidaten verwendet und der größte ausgewählt. Das Ergebnis der Fokussierung ist ein Wert $\psi(\rho_o, \varphi_o)$ für den Anstellwinkel als Funktion von Azimut und Entfernung. Die Lage der Streuzentren im Raum ist damit bestimmt.

Als Nachbereitung werden die Koordinaten ρ , ϕ und ψ in kartesische bzw. zylindrische umgerechnet. Anschließend können die Streuzentren dargestellt und die Oberfläche der Person, wie anschließend in Abschnitt 6.6.2 beschrieben, bestimmt werden.

6.6 Beispiele zur räumlichen Fokussierung

6.6.1 Räumliche Abbildung von Objekten auf einem PVC-Zylinder

Zum Test der Fokussierung werden Objekte auf einem PVC-Zylinder abgebildet und fokussiert, da hier die Ergebnisse aufgrund der Kenntnis der Objektmaße verifizierbar sind.

In Abb. 6.13 sind zwei Beispiele der Fokussierung dargestellt. Das obere Bild zeigt das schon mehrmals verwendete Kugelkreuz auf dem Zylinder in einer dreidimensionalen Darstellung. Besonders gut ist der Effekt der räumlichen Fokussierung an der hier gekrümmt dargestellten horizontalen Kugelreihe und an der Kante des Deckels erkennbar.

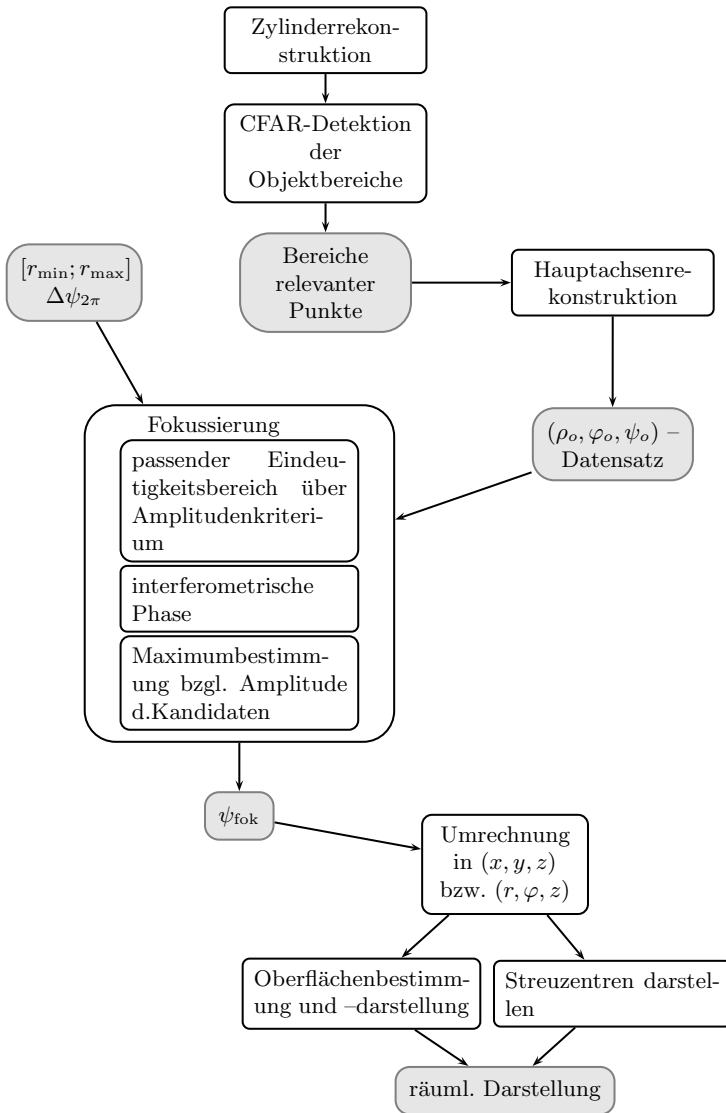


Abb. 6.12 Ablauf der räumlichen Fokussierung für isolierte Streuzentren

Das zweite Bild in Abb. 6.13 zeigt einen 180° Ausschnitt der Messung verschiedener Gegenstände auf dem PVC-Zylinder. Auf dem Bild ist mittig die Pistole angebracht, rechts davon befinden sich unten das Metall- und oben das Keramikmesser. Am linken Rand ist noch der Metallstab mit dem sichtbaren Teil der Schnur zu sehen. Das blaue Gitter entspricht den Abmessungen des PVC-Zylinders. Es zeigt sich, dass die Objekte bezüglich des vorgegebenen Gitters an Stellen abgebildet werden die der Realität entsprechen. Allerdings sind die Gegenstände an sich nur schwer in ihrer unmittelbaren Form auszumachen.

6.6.2 Anwendung auf Personenmessungen

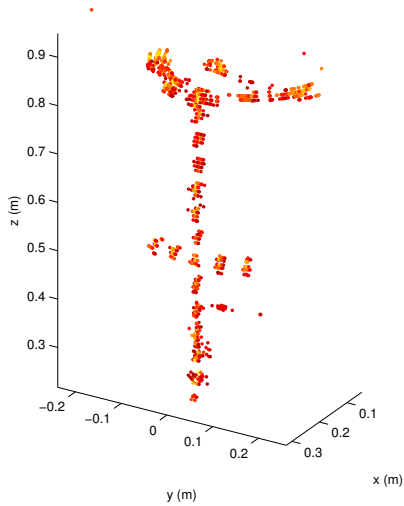
Die vorgestellte Fokussierungsmethode kann auch auf Daten einer Personenmessung angewandt werden. Hier kann die Oberfläche des Körpers nicht wie bei der Tonne aufgrund bekannter Abmessungen dazugefügt werden. Um die Interpretierbarkeit der einzelnen fokussierten Streuzentren zu verbessern wird die Körperoberfläche aus den fokussierbaren Streuzentren durch Mittelung über bestimmte Raumausschnitte bestimmt und wie schon bei den Messungen am PVC-Zylinder mit den Streuzentren in der endgültigen Darstellung als Gitter überlagert.

Oberflächenschätzung in horizontalen Schnitten durch Splineinterpolation

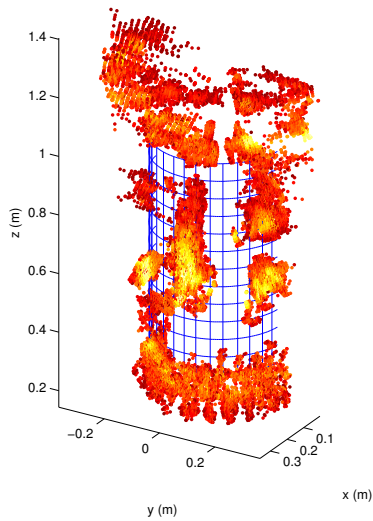
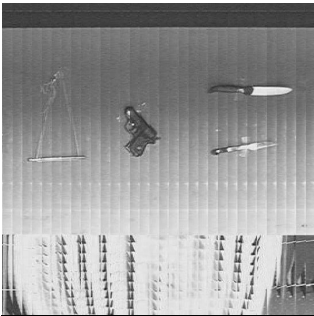
Zur Oberflächenschätzung werden zunächst in horizontalen Intervallen der Höhe Δz die durch die Fokussierung bestimmten Punkte zusammengefasst.

In diesen horizontalen Schnitten zeichnen sich deutlich ringförmige Bereiche ab, wie in Abbildung 6.14 für einige horizontale Schnitte dargestellt ist. Auch in Schnitten in denen keine Gegenstände auftauchen zeichnet sich die Körperoberfläche ab. Dies ist jedoch weniger auf die Reflektionen der Haut zurückzuführen, da diese die auftreffenden Wellen bei schrägen Einfallswinkeln nahezu vollständig weg vom monostatischen Sensor reflektiert (siehe Abschnitt 1.1.2). Vielmehr zeichnen sich hier die material- und strukturbedingten Inhomogenitäten in einem gewissen Intervall ab. Dies sind z. B. Falten in der Kleidung. Da sich diese Inhomogenitäten nahe am Körper der Person befinden, kann daraus aber auch die Körperoberfläche angenähert werden.

Aus den dargestellten horizontalen Schnitten lässt sich eine Funktion $r(\varphi)$ bestimmen, die annähernd den Verlauf der Körperoberfläche wiedergibt. Für die Erzeugung der Funktion $r(\varphi)$ wird ein Bereich von $\Delta z = \pm 2$ cm um den dargestellten horizontalen Schnitt betrachtet. Der Bereich $\varphi = -\pi/2 \dots \pi/2$ wird in neun Sektoren aufgeteilt. Für jeden Sektor wird über alle



(a) Kugelkreuz; Foto siehe Abb. 5.1



(b) PVC-Zylinder mit verschiedenen Gegenständen; v.l.n.r.: Metallstab mit Schnur, Pistole, Keramik- und Metallmessers; unten Absorber, oben Holzdeckel

Abb. 6.13 Räumliche Fokussierung von Gegenständen auf einem PVC-Zylinder (10 GHz Bandbreite)

vorkommenden Bildpunkte ein mit den Amplituden gewichteter Mittelwert $\bar{r}_i(\varphi_i)$ bestimmt. Durch die so ermittelten Stützpunkte wird ein kubischer Spline (vgl. Anhang C.5) gelegt, der eine Näherung der Körperoberfläche darstellt.

Dieses Vorgehen kann auch für vertikale Schnitte durchgeführt werden. Dadurch entsteht ein Gittermodell der Körperoberfläche. Dies ist im linken unteren Bild in Abb. 6.15 dargestellt dargestellt. Daneben sind diesem Gitter die eigentlichen Streuzentren, die fokussiert werden konnten überlagert. Dabei ist das am Rücken angebrachte Messer besonders deutlich sichtbar. Weiterhin sind einige Falten in der Kleidung sowie die am Hocker angebrachten Absorber gut auszumachen.

Problempunkte

Die Interpretation der räumlich dargestellten isolierten Streuzentren ist oftmals schwierig. Die dafür hilfreiche Überlagerung eines Gitters der Körperoberfläche ist nicht immer möglich, wenn zu große Bereiche gänzlich ohne Streuzentren vorhanden sind. Eine direkte Überlagerung der räumlichen Darstellung mit zweidimensionalen optischen Bildern ist nicht möglich. Abhilfe könnte die Bestimmung eines dreidimensionalen Modells aus optischen Daten bieten. Darauf könnten die MMW-Daten überlagert dargestellt werden, wodurch sich eine leichter interpretierbare Darstellung der einzelnen Streuzentren v. a. hinsichtlich ihrer Lage am Körper der Person ergäbe.

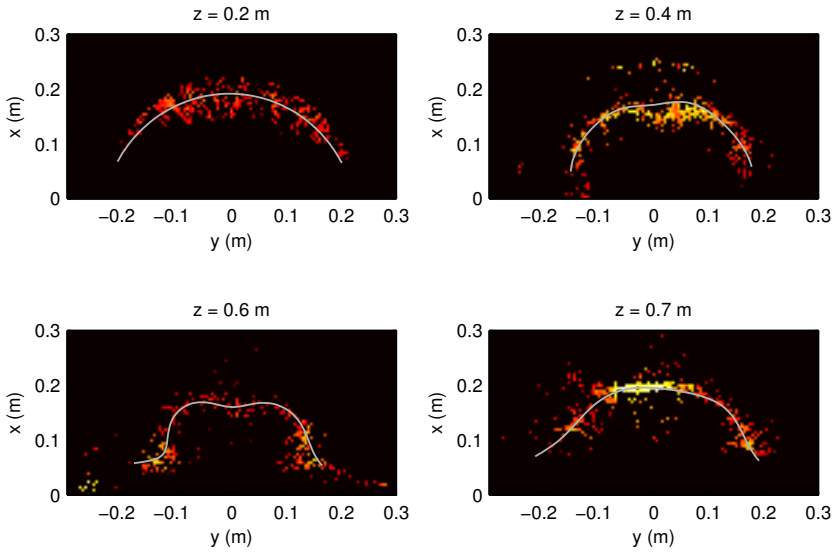
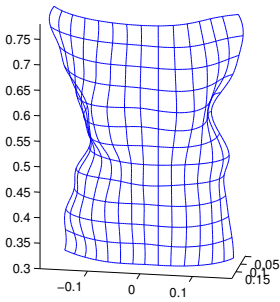


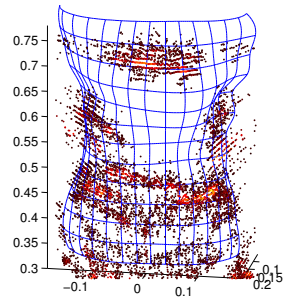
Abb. 6.14 Oberflächenschätzung (Rücken, vgl. Abb. 6.15) durch Splineinterpolation in horizontalen Schnitten bei verschiedenen Höhen



(a) Foto



(b) rekonstruierte Körperoberfläche



(c) Überlagerung mit den Streuzentren

Abb. 6.15 Oberflächenrekonstruktion aus den Messdaten einer sitzenden Person mit metallischem Messer am Rücken

7 Vergleich von Abbildungsanordnungen

7.1 Betrachtung erweiterter Aperturanordnungen

Die bisherigen Untersuchungen der eindimensionalen synthetischen Aperturen zeigen, dass mit dieser Anordnung hauptsächlich Anteile des gestreuten Feldes erfasst werden, die in große Bereiche des Raums, darunter auch die dem monostatischen Aufbau entsprechenden, reflektiert werden. Beispielsweise sind dies die Anteile die an Ecken und Kanten einer metallischen Platte gestreut werden. Um weitere Streuanteile zu erfassen, muss der Messbereich erweitert werden bzw. mit anderen Messkonfigurationen abgetastet werden. Ziel möglicher Erweiterungen ist vordergründig nicht die Verbesserung des räumlichen Auflösungsvermögens sondern die Erfassung des gestreuten Feldes aus mehreren Richtungen zur Erhöhung der Sichtbarkeit der relevanten Gegenstände.

Für die Bewertung der Auswirkung größerer, auch flächenhafter Aperturen kann das Streufeld einfacher Gegenstände durch hochfrequente Näherungsverfahren zügig berechnet werden. Damit lassen sich Aussagen zu den nötigen Erweiterungen treffen.

Zudem kann durch die Anbringung der vorhandenen Sensoren auf einem Positionierer mit flächenhafter Verfahrensmöglichkeit das Streufeld auch messtechnisch über einen größeren Bereich erfasst werden. Bei diesem Experimentalaufbau entstehen allerdings hohe Messzeiten, da die Verfahrensgeschwindigkeit eingeschränkt ist. Die Rekonstruktion der Messungen über die flächenhafte Apertur bzw. über Ausschnitte daraus kann über den schon verwendeten *Backprojection*-Algorithmus erfolgen.

7.1.1 Streufeldberechnung

Mit den in Kapitel 3.2 beschriebenen Ansätzen lässt sich das Potenzial möglicher Erweiterungen der eindimensionalen synthetischen Aperturen auf simulativem Weg betrachten. Durch eine passende Erweiterung der Aperturen sollen nicht nur die Streuterme der Singularitäten wie z. B. Kanten und Ecken erfasst werden, sondern auch die Spiegelterme der Strukturen. Dadurch können Gegenstände in ihrer Größe und Form genauer abgebildet werden. Als Beispiel wird hier das Streuverhalten einer metallischen Platte betrachtet. Diese Streufelder können über die UTD-Theorie generiert wer-

Tab. 7.1 Parameter der zylindrischen Apertur und der UTD-Platte

Parameter	Wert
Apertur:	
Radius ρ_a	0.6 m
Azimbereich φ_a	$-30^\circ \dots 30^\circ$
Höhe h_a	0...1 m
Azimutinkrement $\Delta\varphi_a$	0.4°
Höheninkrement Δz_a	2 mm
Frequenz f	90.5...100.5 GHz
Eindeutigkeitsreichweite	1.5 m
UTD-Platte:	
Position, unten mittig	$(x, y, z)_o = (0.2, 0, 0.8)$ m
Größe	$h \times b = 10 \times 6$ cm

den (vgl. Abschnitt 3.1.3). Die verwendeten Parameter der Apertur und der UTD-Platte sind in Tabelle 7.1 aufgeführt.

Ergebnisse

Bei Verwendung einer zirkularen Apertur unterhalb der Platte werden nur die Streuterme der Kanten erfasst (vgl. Kapitel, 3 Abb. 3.8). Die obere Kante erscheint heller. Dies entspricht den aus der UTD-Theorie zu erwartenden Aussagen wie aus Gl. (3.4) bzw. (3.5) ersichtlich wird. Eine vertikale Apertur am Rand des betrachteten Aperturbereichs kann vertikale Kanten erfassen. Hier ist das E-Feld parallel zu den sichtbaren Kanten ausgerichtet, so dass, entsprechend der UTD-Theorie, die näher an der Apertur gelegene Kante mit größerer Amplitude erfasst wird. Eine Kombination der eindimensionalen, horizontalen und vertikalen Aperturen führt auch zu einer Überlagerung der Bilder (vgl. Abb. 7.1). Kombiniert man eine eindimensionale horizontale und vertikale Apertur bei denen der Spiegelpunkt der Platte erfasst wird, zeichnet sich die Platte zwar bereits leicht in ihrer Form ab, allerdings sinkt die Amplitude im resultierenden Bild in horizontaler und vertikaler Richtung von der Platte ausgehend nur langsam (vgl. Abb. 7.2). Eine kleine flächenhafte Apertur im Bereich der Platte reicht bei dieser Ausrichtung der Platte aus, um ein optisch ähnliches Bild zu erzeugen (Abb. 7.3). In dieser Anordnung werden hauptsächlich die Spiegelpunkte erfasst.

Um ein optisch ähnliches Bild eines Gegenstandes zu erhalten scheint die Erfassung der Spiegelpunkte besonders wichtig zu sein. Mit einer Erfas-

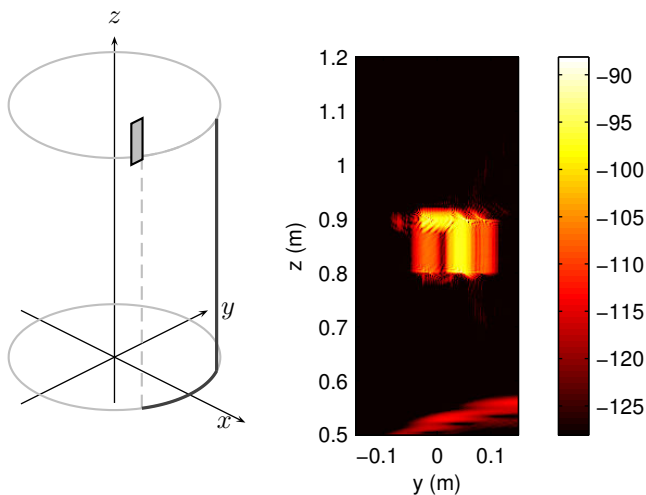


Abb. 7.1 Rekonstruktionsergebnis bei Kombination einer zirkulären horizontalen synthetischen Apertur unterhalb der Metallplatte mit einer vertikalen rechts davon

sung der Streuterme der Kanten zeichnen sich ebenfalls die Konturen der Platte ab. Die Form der Platte tritt jedoch bei einer flächenhaften Apertur deutlicher zutage, da sie als flächenhaft erkennbar ist (vgl. Abb. 7.1 und 7.3).

7.1.2 Untersuchung durch messtechnische Streufelderfassung

Messaufbau

Mit einem horizontal und vertikal verfahrbaren Positionierer soll eine flächenhafte Apertur mit monostatischem Sensor erzeugt werden. Damit können Abbildungen unter Einbeziehung der spiegelnden Reflektionen der Gegenstände erzeugt werden. Die Skizze in Abb. 7.4 zeigt die Anordnung, in Tabelle 7.2 sind die wesentlichen Abmessungen zusammengetragen. Abbildung 7.5 zeigt Fotos des Aufbaus.

Durch die langsame Verfahrensgeschwindigkeit und die großen abzutastenden Bereiche ist die Messzeit bei dieser Anordnung allerdings erheblich. Daraus ergibt sich, dass nur statische Messobjekte betrachtet werden können. Als Messobjekte findet das schon verwendete Kugelmuster auf dem Pappkarton, einige Gegenstände auf dem PVC-Zylinder sowie der Torso ei-

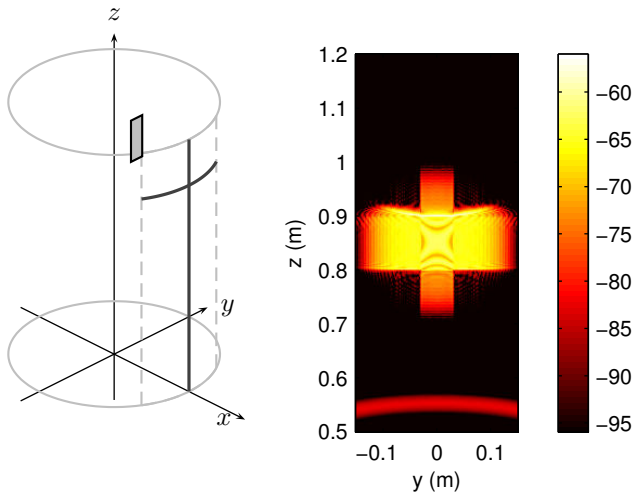


Abb. 7.2 Rekonstruktionsergebnis bei Kombination einer zirkularen horizontalen synthetischen Apertur und einer vertikalen die sich im Zentrum der Platte kreuzen

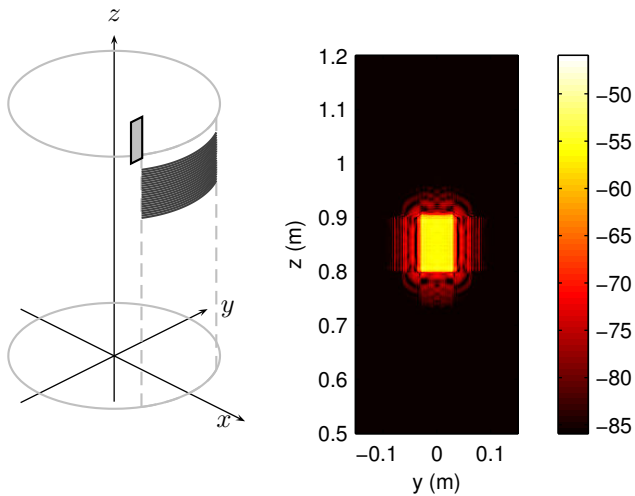


Abb. 7.3 Flächenförmige synthetische Apertur in der Höhe der Platte bei 0.75...0.95 cm

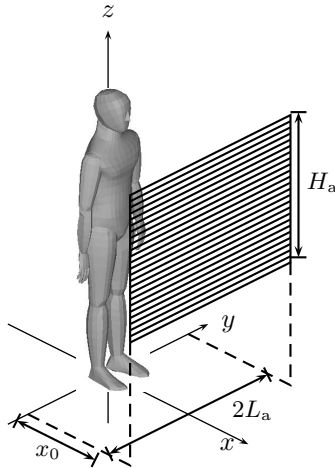


Abb. 7.4 Skizze zum Messaufbau mit Verfahrensmöglichkeit in horizontaler und vertikaler Richtung zur Ausbildung einer ebenen synthetischen Apertur

ner Schaufensterpuppe Anwendung. Dieser ist mit einer Metallfolie überzogen, um die spiegelnden Eigenschaften der Haut zu approximieren. Darauf können verschiedene Gegenstände angebracht werden.

Im Gegensatz zu einer kreisförmigen synthetischen Apertur muss bei einer linearen synthetischen Apertur auf die Ausrichtung der Objekte geachtet werden, um auch die spiegelnde Reflektion zu erfassen. Allerdings bringt dies bei dem hier betrachteten Testaufbau keine größeren Einschränkungen mit sich, da nur ausgewählte Bereiche abgebildet werden sollen und nicht Personen von allen Seiten.

Tab. 7.2 Parameter der ebenen Apertur, vgl. Abb. 7.4

Parameter	Wert
Abstand zum Objektmittelpunkt x_0	typ. 0.6 m
Länge der synthetischen Apertur $2L_a$	max. 0.8 m
Azimutbereich y_a	$-0.4 \dots 0.4$ m
Höhe der synthetischen Apertur H_a	max. 0.8 m
Azimutinkrement Δy_a	2 mm
Höheninkrement Δz_a	2 mm
Frequenz f	75...110 GHz
Elevationswinkel der Antennen ϑ_{ant}	0° bzw. 60°

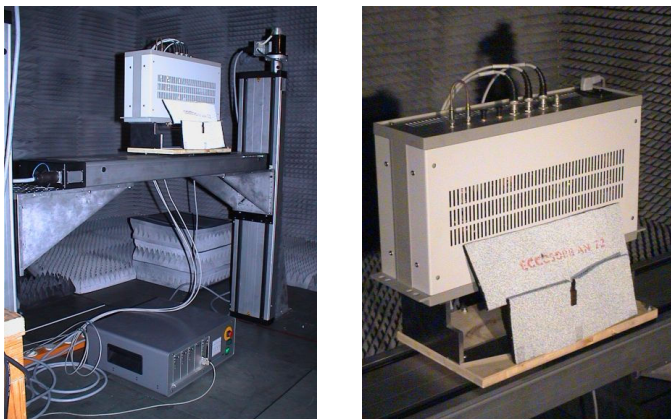


Abb. 7.5 Fotos des Aufbaus mit ebener zweidimensionaler synthetischer Apertur

Rekonstruktionsergebnisse

Abbildungen 7.6 und 7.7 zeigen Bilder des PVC-Zylinders mit dem darauf angebrachten Kugelmuster. Durch das dreidimensionale Auflösungsvermögen der flächenhaften Apertur sind die Kugeln hier auch in der Tiefe deutlich lokalisierbar. Der Pappkarton, auf dem die Metallkugeln aufgebracht sind, zeichnet sich leicht ab. Ebenso ist die hölzerne Deckplatte des Zylinders in den passenden Schnitten gut zu erkennen.

Da die Kugeln ein isotropes Abstrahlverhalten besitzen, spielt die Wahl des Beleuchtungswinkels hier keine Rolle. Zur Verdeutlichung dieses Umstandes ist in den Abb. 7.6 und 7.7 das Rekonstruktionsergebnis bei schräger Beleuchtung dargestellt. Bei senkrechter Beleuchtung ändert sich die Darstellung der Kugeln nicht.

Bei den in Abb. 7.8 und 7.9 dargestellten Objekten ist das Rekonstruktionsergebnis wesentlich von den spiegelnden Reflektionen der Objekte bestimmt. Besonders die beiden Messer weisen eine hohe Amplitude auf, die durch Erfassen der direkten Reflektion entsteht. In Messungen mit schrägem Anstellwinkel treten diese Gegenstände nicht so deutlich hervor.

Sowohl auf dem PVC-Zylinder als auch auf dem Torso werden alle Objekte deutlich in ihrer Form abgebildet. In beiden Aufnahmen befinden sich je ein Keramikmesser, ein Metallmesser, eine Wachsplatte und eine Packung mit vier zylindrischen Feuerwerkskörpern.

In den beiden Rekonstruktionsergebnissen in Abb. 7.8 und 7.9 ist jeweils die Summation über mehrere Schnitte in der Tiefe, in denen die Objekte abgebildet werden, dargestellt.

7.1. Betrachtung erweiterter Aperturanordnungen

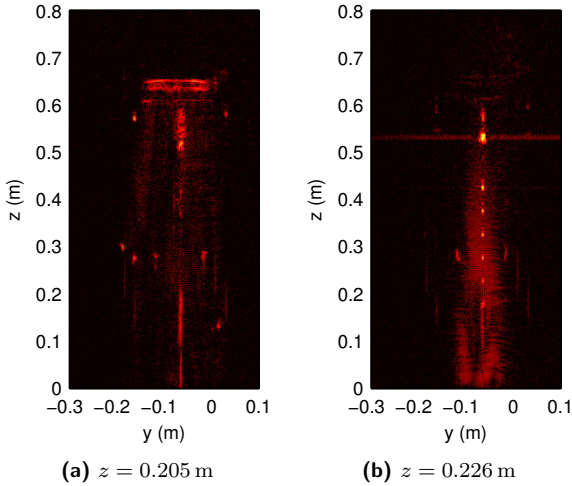


Abb. 7.6 PVC-Zylinder mit Metallkugeln: Rekonstruktionsergebnis für vollständige zweidimensionale Apertur; Zur Darstellung: Summation über 0.9 cm in der Tiefe; 60 dB Dynamik; schräge Beleuchtung ($\vartheta_{\text{ant}} = 60^\circ$)

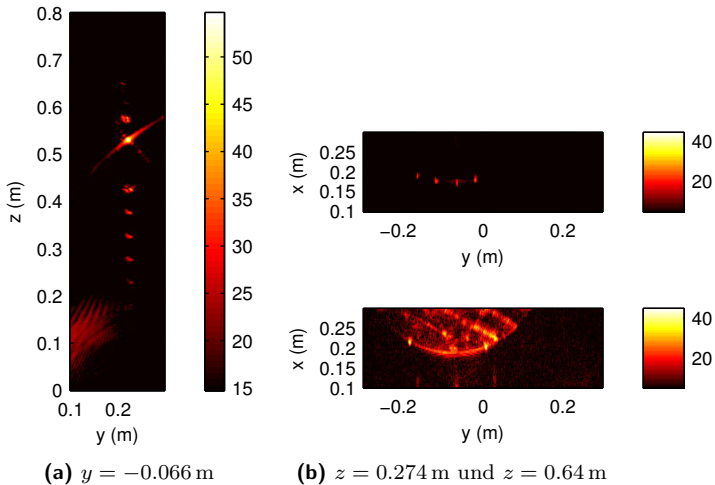
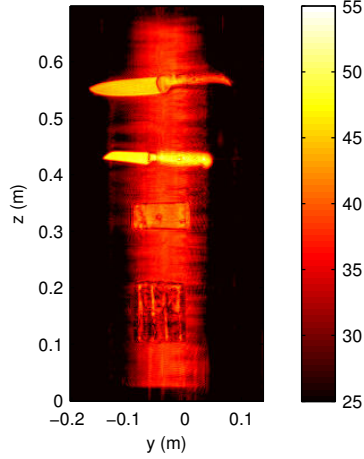


Abb. 7.7 PVC-Zylinder mit Kugeln, weitere Schnitte; schräge Beleuchtung ($\vartheta_{\text{ant}} = 60^\circ$)



(a) Foto

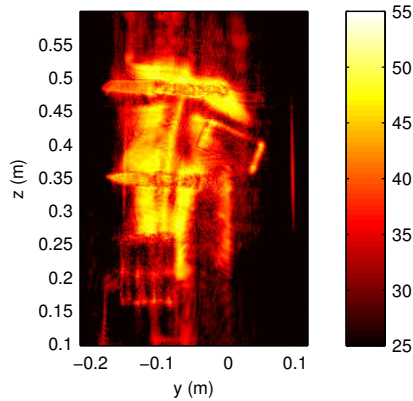


(b) Rekonstruktionsergebnis in logarithmischer Darstellung

Abb. 7.8 PVC-Zylinder mit verschiedenen Gegenständen; von oben: Keramikmesser, Metallmesser, Wachsplatte und Feuerwerkskörper



(a) Foto



(b) Rekonstruktionsergebnis in logarithmischer Darstellung

Abb. 7.9 Torso mit verschiedenen Gegenständen; von oben: Metallmesser, Wachsplatte, Keramikmesser und Feuerwerkskörper

7.2 Struktur des Abbildungsvorgangs

Vergleicht man die Rekonstruktionsergebnisse der verschiedenen Messanordnungen fällt auf, dass die Resultate deutlich unterschiedlichen Charakter aufweisen. Je nach Größe und Form des Messgebietes werden einzelne Streuzentren der Objekte sichtbar oder das entstehende Bild weist einen nahezu optischen Charakter auf.

Bei der Personenabbildung wird das grundsätzliche Szenario durch die im MMW-Bereich gut reflektierende menschliche Haut bestimmt, die den Hintergrund des abzubildenden Bereichs darstellt. Die Körperoberfläche weist in den größten Bereichen eine nahezu horizontale Flächennormale auf, d. h. deren Vertikalkomponente ist betragsmäßig deutlich kleiner. Davor befinden sich die Objekte die durch die Abbildung sichtbar gemacht werden sollen. Daraus ergeben sich zwei grundsätzlich unterschiedliche Möglichkeiten der Beleuchtung, zum einen schräg von oben oder unten und andererseits horizontal d. h. senkrecht zur Körperoberfläche. Beim ersten Ansatz werden Streuteile des Körpers, die fast ausschließlich spiegelnder Natur sind, vermieden, beim zweiten nahezu vollständig erfasst.

Als Kriterium zur Bewertung der entstehenden Bilder kann das Auflösungsvermögen das für die Größe der betrachteten Objekte ausreichend sein muss bzw. ein Maß für den Kontrast des Bildes, z. B. ISLR aus Abschnitt C.2, verwendet werden. Es zeigt sich aber, dass eine gute Auflösung zwar das Ergebnis verbessert, allerdings nicht unmittelbar mit guter Interpretierbarkeit einher geht. Zur leichten Identifikation von Objekten bei der direkten Betrachtung des Bildes durch Personen kann es vorteilhaft sein, wenn das Rekonstruktionsergebnis einem optischen Bild möglichst ähnelt. In diesem Fall weist das Bild flächenhaft sichtbare Objekte auf, die durch das Erfassen der spiegelnden Reflektionen in dieser Form sichtbar gemacht werden.

Bei der Suche nach einem geeigneten Messkonzept muss zusätzlich zur guten Auflösung und Interpretierbarkeit, aufgrund der Umsetzbarkeit bei der Personenmessungen, auf kurze Messzeiten geachtet werden. Das heißt auch, dass nicht beliebig große Messbereiche abgetastet werden können. Für die Generierung rekonstruierter Bilder mit bestimmten Eigenschaften ist daher die Kenntnis der relevanten Aperturbereiche von besonderem Interesse.

Sensorbezogene Betrachtung

Ein erster Vergleich verschiedener Messanordnungen kann über die in Kapitel 2 vorgestellte Methode der Darstellung des Abbildungsvorgangs im k -Raum erfolgen. Durch die Bestimmung der Ausdehnung des belegten k -Raums lassen sich Größen für das Auflösungsvermögen ableiten. Für die be-

trachteten, kreisförmigen Aperturen ergibt sich ein dreidimensionales Auflösungsvermögen, da der belegte Bereich des k -Raums eine eindeutige, gekrümmte Fläche mit Ausdehnungen in alle drei Raumrichtungen ist.

Aus den gerichteten Beleuchtungs- und Messvektoren ergibt sich allgemein mit der verwendeten Frequenz f und den Orten von Sender und Empfänger für ein Streuzentrum am Ort \mathbf{r}_o

$$\mathbf{k}_{\text{ges}}(\mathbf{r}_{\text{Tx}}, \mathbf{r}_{\text{Rx}}, \mathbf{r}_o, f) = \mathbf{k}_{\text{Tx}}(\mathbf{r}_{\text{Tx}}, \mathbf{r}_o, f) + \mathbf{k}_{\text{Rx}}(\mathbf{r}_{\text{Rx}}, \mathbf{r}_o, f). \quad (7.1)$$

In einem objektbezogenen lokalen Koordinatensystem lässt sich \mathbf{k}_{ges} auch über Azimut- und Elevationswinkel φ und ψ ausdrücken. Im allgemeinen bistatischen Fall ergibt sich in dieser Darstellung über

$$\mathbf{k}_{\text{ges}}(\varphi_{\text{Tx}}, \psi_{\text{Tx}}, \varphi_{\text{Rx}}, \psi_{\text{Rx}}, f) = \mathbf{k}_{\text{Tx}}(\varphi_{\text{Tx}}, \psi_{\text{Tx}}, f) + \mathbf{k}_{\text{Rx}}(\varphi_{\text{Rx}}, \psi_{\text{Rx}}, f) \quad (7.2)$$

ein zusammengesetzter Wellenvektor, der für eine Messrichtung bei einer Frequenz einen Punkt im k -Raum festlegt. Die beschreibenden Größen für die Ausdehnung des belegten k -Raum sind die Intervalle der Beobachtungswinkel $\varphi_i \in [\varphi_{i,1}, \varphi_{i,2}]$, $\psi_i \in [\psi_{i,1}, \psi_{i,2}]$ und der Frequenz $f \in [f_1, f_2]$. Über diese Intervalle wird über alle möglichen \mathbf{k}_{ges} ein Segment der Ewald-Kugel [4] definiert. Alle drei Größen können sich auch auf einen einzigen Wert beschränken.

Durch die Intervalle der Blickwinkel und die verwendete Frequenz, die den Durchmesser der Ewald-Kugel bestimmt, ergibt sich die Ausdehnung des belegten k -Raums und daraus unmittelbar das Auflösungsvermögen des Messsystems. Bei der bisher beschriebenen Betrachtung erfolgt allerdings noch keine Gewichtung des belegten k -Raums, die wiederum Aussagen zur Sichtbarkeit bestimmter Objekte zulassen würde. Eine Gewichtung ergibt sich beispielsweise durch das eingeschränkte Blickfeld der Sensoren oder auch durch das richtungsabhängige Rückstreuverhalten der betrachteten Objekte. Die systembezogenen Einschränkungen lassen sich durch Anpassung des Messsystems in gewissem Maße ausgleichen. Die Streueigenschaften der Objekte können dagegen nicht beeinflusst werden, und müssen besonders in Betracht gezogen werden.

Berücksichtigung der Streueigenschaften der Objekte

Alle komplexeren Objekte weisen einen richtungsabhängigen Rückstreuquerschnitt auf. Allerdings lässt dieser sich nur bei wenigen, einfachen Objekten in analytischer Form bestimmen.

Der Rückstreuquerschnitt σ ist abhängig von der Frequenz sowie den Ein- und Ausfallwinkeln der Welle. Er kann wie im vorherigen Abschnitt der k -Vektor über die Größen f , $\varphi_{\text{Tx}|\text{Rx}}$ und $\psi_{\text{Tx}|\text{Rx}}$ beschrieben werden.

Wenn man diese Größen zusammenfasst, kann der Rückstreuquerschnitt σ bzw. das normierte gestreute Feld ρ ebenso auch direkt in Abhängigkeit des Wellenvektors \mathbf{k}_{ges} ausgedrückt werden. Der Rückstreuquerschnitt bzw. das normierte gestreute Feld sind über

$$\sigma = |\rho|^2 = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|\mathbf{E}_s(\mathbf{r})|^2}{|\mathbf{E}_i(\mathbf{r})|^2} \quad (7.3)$$

definiert [84], [23]. Mit dieser Darstellung ist es möglich, dem zuvor gleichförmig belegten Ausschnitt des k -Raums

$$|\rho(\mathbf{k}_{\text{ges}})|^2 = \sigma(\mathbf{k}_{\text{ges}}) = \text{const.} \quad \forall \mathbf{k}_{\text{ges}} \quad (7.4)$$

mit einer richtungs- und frequenzabhängigen Belegung

$$\rho(\mathbf{k}_{\text{ges}}) = \rho(f, \varphi_{\text{Tx}|\text{Rx}}, \psi_{\text{Tx}|\text{Rx}}) \quad (7.5)$$

zu versehen. Diese Gewichtung beinhaltet die Rückstreuereigenschaften des Objekts.

Lässt sich der Rückstreuquerschnitt analytisch in verschiedene Anteile aufteilen, kann diese Betrachtung auch getrennt für einzelne Anteile des Rückstreuquerschnitts durchgeführt werden. Ein Objekt für das dies über die UTD-Theorie möglich ist, ist eine metallische Platte. Für sie kann das resultierende normierte Streufeld aus der komplexen Summe der Einzelanteile über

$$\rho = \rho_{\text{Fläche}} + \rho_{\text{Kanten}} + \rho_{\text{Ecken}} + \dots \quad (7.6)$$

bestimmt werden, wobei die Punkte für Terme aus Mehrfachreflektionen zwischen verschiedenen Anteilen stehen. Durch die Trennung der einzelnen Streuterme wie flächenhafte Streuung (GO), Kantenstreuung und Eckenstreuung lassen sich für verschiedene verwendete Aperturbereiche Rückschlüsse auf das zu erwartende Rekonstruktionsergebnis bezüglich des betrachteten Objekts ziehen. So kann ein Bereich bestimmt werden, in dem z. B. die spiegelnden Reflektionen erfasst werden können, was zu einer flächenhaften Darstellung der Metallplatte führt. Gleiche Aussagen können für die Sichtbarkeit von Kanten und Ecken durchgeführt werden. Mit dieser kombinierten Betrachtung aus Belegung des k -Raums und Rückstreuereigenschaften des Objekts sind grundsätzliche Aussagen zur Sichtbarkeit und zum Auflösungsvermögen bei verschiedenen Messanordnungen möglich.

Für zwei beispielhafte Positionen der Quelle sind in Abb. 7.10 und 7.11 die Amplituden der reflektierten Signale und somit die Bereiche in denen die Streuterme sichtbar sind für einen Zylindermantel dargestellt.

Als Quelle wird in den beiden Beispielen ein Hertz'scher Dipol bei einer Frequenz von 95 GHz verwendet. Das von der Platte reflektierte Signal wird auf einem Zylindermantel mit Radius $\rho = 0.6$ m im Bereich $z = 0 \dots 1.6$ m und $\varphi = -70^\circ \dots 70^\circ$ berechnet. Der Hertz'sche Dipol hat einen radialen Abstand von 0.6 m zur Rotationsachse des Zylindermantels auf dem das gestreute Feld bestimmt wird. Im ersten Fall befindet sich der Dipol in einer Höhe $z = 0.8$ m im zweiten bei $z = 0.1$ m. Die Platte hat eine Größe von $(B, H) = (6, 10)$ cm und befindet sich bei $(x, y, z) = (0.2, 0, 0.8)$ cm. Die Anordnung entspricht also weitestgehend der in Abb. 7.3 dargestellten.

In Abb. 7.12 sind beispielhaft die Kantenterme der metallischen Platte in eine k -Raumbelegung umgerechnet dargestellt. Daneben ist die fast homogene Belegung des k -Raums bei Beleuchtung einer metallischen Kugel dargestellt. Bei der bistatischen Messanordnung werden Teile einer Kugel mit Radius k_0 mit Zentrum am Punkt $(k_x, k_y, k_z) = (0, 0, k_0)$ belegt.

In beiden Beleuchtungskonstellationen zeigt sich deutlich, dass sich die spiegelnde Reflektion nur in einem sehr eingeschränkten Bereich erfassen lässt. Ebenso ist die Sichtbarkeit der Kanten eingeschränkt. Allein die Streuungen an den Ecken lassen sich im gesamten betrachteten Bereich erfassen.

Die Ergebnisse zeigen, dass bei frontaler Beleuchtung das monostatische Signal von besonderer Bedeutung ist, um die spiegelnden Terme zu erfassen. Im Fall der Beleuchtung von schräg unten könnten die spiegelnden Reflektionen mit einer bistatischen Anordnung erfasst werden bei der der Empfänger oberhalb der Platte das gestreute Feld erfasst. Dies entspricht der Anordnung der vorgestellten bistatischen Erweiterung.

In beiden Fällen bilden sich die spiegelnden Terme in einen horizontalen Vektor \mathbf{k}_{ges} ab. Die Erfassung des spiegelnden Signalanteils mit einer eindimensionalen, horizontalen, synthetischen Apertur führt also für eine Platte mit horizontaler Flächennormale immer zu einer k -Raumbelegung ohne Ausdehnung in vertikaler Rechnung.

Erst bei Verwendung einer flächenhaften Apertur mit zusätzlicher vertikaler Ausdehnung ergibt sich auch in dieser Richtung für die flächenhaften Streuterme ein vertikales Auflösungsvermögen.

7.2. Struktur des Abbildungsvorgangs

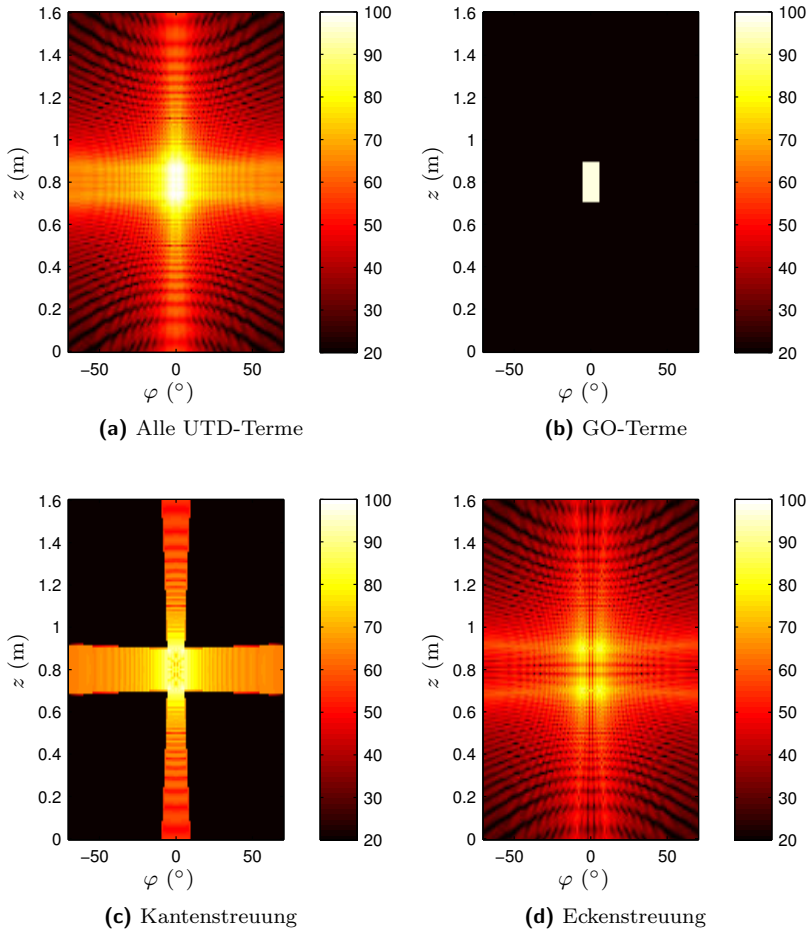


Abb. 7.10 Verteilung der UTD–Streuterme einer metallischen Platte bei frontaler Beleuchtung

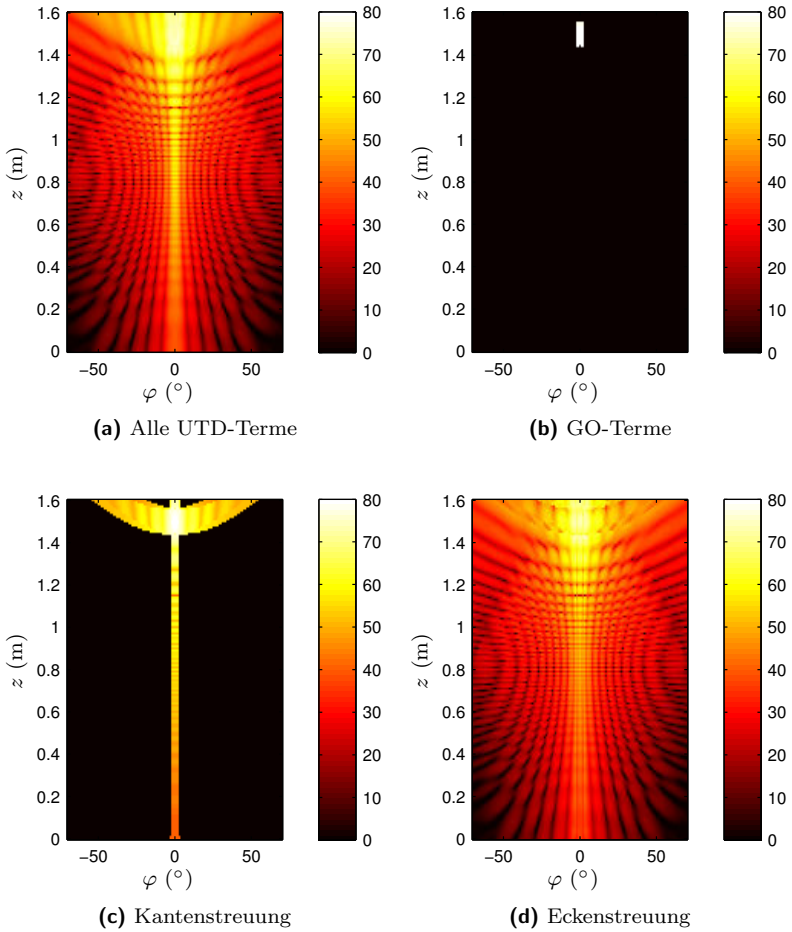
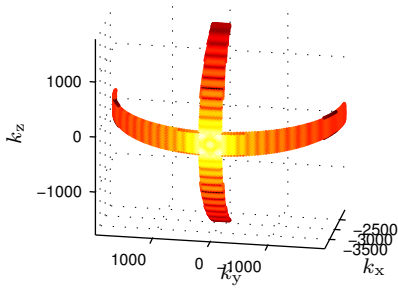
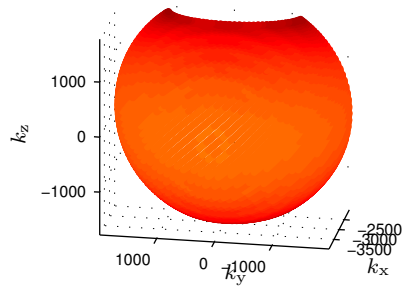


Abb. 7.11 Verteilung der UTD–Streuterme einer metallischen Platte bei Beleuchtung von schräg unten



(a) UTD-Terme der Kanten einer metallischen Platte



(b) Metallische Kugel

Abb. 7.12 Vergleich des belegten k -Raums für eine bistatische Anordnung bei frontaler Beleuchtung ($f = 95$ GHz); Geometrie entsprechend Abb. 7.10

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde die Realisierung eines Messsystems zur Abbildung verborgener Gegenstände mit Millimeterwellen analysiert und umgesetzt. Anwendungsgebiet dafür ist die Personenkontrolle in sicherheitskritischen Bereichen, wie etwa Flughäfen. Ein bildgebendes Verfahren, das auf Millimeterwellen basiert bietet dort gegenüber den heute eingesetzten Metalldetektoren den Vorteil auch nicht-metallische Gegenstände detektieren zu können.

Für diese Aufgabenstellung können tomografische Abbildungsprinzipien angewandt werden. Um ein Bild von möglichst hoher Qualität zu generieren, müssen möglichst große Bereiche des Frequenzraums mit Messdaten belegt werden. Der Frequenz- oder k -Raum kann entweder durch Änderung der Messperspektive oder durch Modulation der Frequenz belegt werden. Existierende Konzepte zur Detektion verborgener Gegenstände am Körper von Personen setzen dieses Prinzip bereits um. Allerdings ist der Aufwand auf Sensorebene dabei sehr groß. Durch Abtastung voll belegter zweidimensionaler synthetischer Aperturen werden möglichst große Bereiche des Frequenzraums belegt.

Mit dem hier umgesetzten Ansatz wurde aufgrund dieser Ausgangslage versucht den Systemaufwand zu verringern, um dadurch zu einem einfacheren, robusteren Aufbau zu gelangen. Ferner besteht durch die geringere erfasste Datenmenge das Potenzial zu einer wesentlich schnelleren Prozessierung zu gelangen.

Zur geeigneten Streufelderfassung wurde ein multistatisches Konzept mit zirkularer synthetischer Apertur und interferometrischer Erweiterung umgesetzt. Damit können mehrere unterschiedliche Perspektiven zur Beleuchtung und zum Empfang verwendet werden. Beim implementierten Messkonzept werden wenige MMW-Quellen und Empfänger benötigt, um eine Person komplett zu vermessen. Es erscheinen jedoch mindestens zwei Perspektiven sinnvoll. Das System kommt mit nur einer mechanischen Achse aus. Beim verwendeten Funktionsmuster ist die mechanische Scanzeit dadurch kleiner als 20 s. Messzeiten im Bereich weniger Sekunden erscheinen bei einem kompakteren Sensoraufbau als realistisch.

Ausgehend von der Vorstellung des verwendeten Signalmodells, bei dem nur einfache Streumechanismen berücksichtigt werden, wurde die Darstellungsmöglichkeit von Abbildungsvorgängen im Fourier- bzw. k -Raum vor-

gestellt. Typische Messkonfigurationen mit variabler und fester Beleuchtungsrichtung wurden in ihrer Frequenzraumdarstellung vorgestellt.

Aufgrund der umgesetzten zirkularen Anordnung ist die Analyse einer kreisförmigen Apertur von speziellem Interesse. Für die beiden Messanordnungen, der Mono- und der Bistatik, konnten aus den k -Raumbetrachtungen analytische Zusammenhänge für das Auflösungsvermögen dieser Messanordnungen abgeleitet werden. Hier zeigt sich, dass eine kreisförmige Apertur bereits ein, wenn auch eingeschränktes, dreidimensionales Auflösungsvermögen besitzt. Die so bestimmten erreichbaren Auflösungsgrenzen konnten durch Messungen bestätigt werden.

Neben der reinen Auflösbarkeit einzelner Streuzentren eines Objekts spielt auch die Sichtbarkeit von Objekten mit richtungsabhängigem Rückstreuverhalten eine wesentliche Rolle in der letztendlichen Darstellbarkeit. Dazu wurde eine neue kombinierte Darstellung der Belegung des k -Raums durch einen Messaufbau und dessen Gewichtung aufgrund der Rückstreuungseigenschaften des beleuchteten Objekts vorgestellt. Mit dieser Betrachtung ist es möglich Aussagen über die Sichtbarkeit von Objekten bei Verwendung bestimmter Messkonfigurationen zu treffen. Anhand von Streufeldberechnungen und Messungen wurden unterschiedliche Aperturtypen, wie etwa eine kreisförmige und eine lineare synthetische Apertur, für den Fall eines nicht isotropen Streukörpers miteinander verglichen.

Um das Streuverhalten relevanter Gegenstände im MMW-Bereich genauer beschreiben zu können, wurde deren Streufeld mit Hilfe numerischer Berechnungsverfahren bestimmt. Die so generierten Daten können in einem weiteren Schritt der SAR-Prozessierung zugänglich gemacht werden. Ein Schwerpunkt bei der numerischen Streufeldbestimmung lag in der Analyse des Streuverhaltens dielektrischer Körper. Diese sind von besonderem Interesse, da ihre Detektierbarkeit mit mm-Wellen das Hauptargument für die Anwendung dieser Technologie bei der Personenkontrolle im Vergleich zu existierenden Metalldetektoren ist. Das Streuverhalten dielektrischer Körper ist entgegen dem metallischer durch Mehrfachreflektionen geprägt. Diese sind allerdings nicht im verwendeten linearisierten Signalmodell, der Born-Näherung erster Ordnung, enthalten. Die Mehrfachreflektionen treten in den rekonstruierten Bildern als Echos in größerer Entfernung auf. Mit steigender relativer Permittivität treten diese ausgeprägter auf. Für viele Materialien erscheint die Art der Mehrfachreflektionen charakteristisch. Besonders bei Messungen mit einer hohen Bandbreite (35 GHz) sind sie aufgrund der guten Auflösung deutlich strukturiert. Bestes Beispiel dafür sind die Messungen des Keramikmessers. Durch weitere Analysen der Reflektionen erscheint damit, nach ersten Betrachtungen, eine grobe Materialcharakterisierung möglich zu sein. Allerdings zeigt sich auch, dass die

auftretenden Mehrfachreflektionen stark vom Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle abhängig sind.

Auf systemtechnischer Seite wurde ein neues erweitertes Systemkonzept zur kombinierten mono- und bistatischen Messung vorgestellt. Offensichtlicher Vorteil ist zunächst die Einsparung einer Quelle. Für die bistatische Systemerweiterung wurden die Kalibrier- und die Rekonstruktionsverfahren entsprechend angepasst. Mit diesem Konzept sind erweiterte Messkonfigurationen möglich die auch über den vorgestellten Aufbau mit zwei Sende- und Empfangsorten hinausgehen. Die Signale der verschiedenen Messanordnungen können aufgrund der unterschiedlichen Laufzeitverzögerungen im Basisbandspektrum des Empfangssignals voneinander getrennt werden. Für diese Erweiterung sind jedoch noch Überlegungen zur Sensorplatzierung nötig, um geeignete, zusätzliche Informationen aus diesen Anordnungen zu erhalten. Ein Ansatz dafür wäre die kombinierte Betrachtung von Auflösung und Sichtbarkeit für Streukörper mit richtungsabhängigem Streuverhalten.

Neben dem multistatischen System mit 10 GHz Bandbreite wurde auch ein monostatischer Sensor mit 35 GHz Bandbreite entwickelt. Im Vergleich zu den Messungen mit 10 GHz Bandbreite konnten damit noch einmal deutliche Verbesserungen in der Interpretierbarkeit der Rekonstruktionsbilder erreicht werden. Durch den Auflösungsgewinn zeichnen sich die Kanten der abgebildeten Objekte deutlicher voneinander ab. Damit ist die Form der Objekte auch bei schräger Beleuchtung deutlicher erkennbar. Zusammengefasst kann man für beide Bandbreiten feststellen, dass bei schräger Beleuchtung alle Inhomogenitäten, sowohl material- als auch strukturbedingt, sowie Spiegelpunkte lokalisiert werden können. Bei ungünstiger Ausrichtung der Objekte zur Beleuchtungsrichtung können diese jedoch nicht vollständig sichtbar sein, wodurch teilweise Schwierigkeiten in der Interpretation verbleiben.

Für die Objektlokalisierung und Darstellung erwies sich eine Detektion der Streukörper in den rekonstruierten Bildern über CFAR-Algorithmen als hilfreich. Zudem zeigte sich, dass eine Überlagerung mit optischen Bildern die Zuordnung und Interpretation der Radardaten erheblich erleichtert.

Um im Fall einer eindimensionalen synthetischen Apertur zu einem dreidimensionalen Bild zu gelangen, wurden die Konzepte der Interferometrie auf die hier gegebene Situation mit isolierten Streuzentren angewandt. Die Auswertung der interferometrischen Phase ist aufgrund des fehlenden Phasenbezugs über größere Bildbereiche nur in einem Eindeutigkeitsintervall von 2π durchführbar. Zusammen mit der Ausnutzung der Eigenschaften der zirkularen Apertur, die ein dreidimensionales Auflösungsvermögen liefert, konnte eine Fokussierungsroutine zur eindeutigen Bestimmung der Lage isolierter Streuzentren im Raum erstellt werden. In einigen Messanordnungen

gen, wie etwa der sitzenden Person, ist es möglich aus den MMW-Daten ein Gittermodell zu generieren, das der Oberfläche der Person entspricht. Eine zusätzliche, dreidimensionale Konturbestimmung der Person, beispielsweise über optische Sensoren, würde hier weitere Erleichterung in der Darstellung und Interpretation der Ergebnisse mit sich bringen.

Insgesamt konnten die geplanten Ansätze sowohl auf Systemebene als auch im Prozessierungsbereich umgesetzt werden. Die resultierenden Bilder entsprechen den Möglichkeiten, die aufgrund der Systemeigenschaften und der physikalischen Eigenschaften sowie des Streuverhaltens der Objekte zu erwarten sind. Zur Interpretation der entstehenden Bilder ist allerdings oftmals Fachwissen zur Analyse von Radarbildern notwendig, da die Ergebnisse nicht den gewohnten optischen Bildern gleichen.

Das Systemkonzept bietet Möglichkeiten zur Erweiterung, d. h. zur Hinzunahme weiterer mono- als auch bistatischer Beleuchtungsrichtungen. Als Ziel möglicher Erweiterungen stehen v. a. die Erhöhung der Sichtbarkeit der Objekte und die leichtere Interpretation der entstehenden Bilder im Vordergrund.

Literaturverzeichnis

- [1] ANASTASSOPOULOS, V. ; LAMPROPOULOS, G. A.: Optimal CFAR detection in Weibull clutter. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 31 (1995), Nr. 1, S. 52–64. – 0018-9251
- [2] BALANIS, C.A.: *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, 1989
- [3] BALANIS, Constantine A.: *Antenna Theory*. New York : Harper & Row, 1982
- [4] BAMLER, R.: *Mehrdimensionale lineare Systeme*. Berlin : Springer Verlag, 1989
- [5] BAMLER, R.: A Systematic Comparison Of SAR Focussing Algorithms, 1991, S. 1005–1009
- [6] BAMLER, R. ; HARTL, P.: Synthetic aperture radar interferometry. In: *Inverse Problems* (1998), S. R1–R54
- [7] BASU, S. ; BRESLER, Y.: $O(N^2 \log_2 N)$ filtered backprojection reconstruction algorithm for tomography. In: *Image Processing, IEEE Transactions on* 9 (2000), Nr. 10, S. 1760–1773. – 1057-7149
- [8] BERTL, Sebastian: Bewegung von Streuzentren und Ansätze zur Kompensation für Radar mit zirkularer synthetischer Apertur / TU München. 2008 (mpass_TUM_SB_17). – Forschungsbericht
- [9] BRADLEY, C. J. ; COLLINS, P. J. ; FORTUNY-GUASCH, J. ; HASTRITER, M. L. ; NESTI, G. ; TERZUOLI, Jr. A. J. A. J. ; WILSON, K. S.: An investigation of bistatic calibration techniques. In: *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on* 43 (2005), Nr. 10, S. 2185–2191. – 0196-2892
- [10] BRONSTEIN, I.N. ; SEMENDJAJEW, K.A. ; MUSIOL, G. ; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 2000
- [11] BURKHOLDER, R. J. ; GUPTA, L. J. ; JOHNSON, J. T.: Comparison of monostatic and bistatic radar images. In: *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* 45 (2003), Nr. 3, S. 41–50. – 1045-9243

- [12] BURNSIDE, W. ; NAN, Wang ; PELTON, E.: Near-field pattern analysis of airborne antennas. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]* 28 (1980), Nr. 3, S. 318–327. – 0096-1973
- [13] CAFFORIO, C. ; PRATI, C. ; ROCCA, F.: SAR data focusing using seismic migration techniques. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 27 (1991), Nr. 2, S. 194–207. – 0018-9251
- [14] CARRARA, W.G. ; GOODMAN, R.N. ; MAJEWSKI, R.M.: *Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms*. Boston, MA : Artech House, 1995
- [15] CHENEY, Margaret: Introduction to Synthetic Aperture Radar (SAR) and SAR Interferometry. In: *Vanderbilt University Press, Nashville, TN*. (2002), S. 167–177
- [16] CLOUDE, S. R. ; PAPATHANASSIOU, K. P.: Polarimetric SAR interferometry. In: *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on* 36 (1998), Nr. 5, S. 1551–1565. – 0196-2892
- [17] COWARD, P. R. ; APPLEBY, R.: Development of an illumination chamber for indoor millimeter-wave imaging. In: *Passive Millimeter-Wave Imaging Technology VI and Radar Sensor Technology VII* Bd. 5077, Proceedings of SPIE, 2003, S. 54–61
- [18] CST: *Microwave Studio 2008*. <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>, 2008. – [Online; Stand: 29. Dezember 2008, 10:02 Uhr]
- [19] CUMMING, Ian G. ; WONG, Frank H.: *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data*. London : Artech House, 2005
- [20] DALLINGER, Alexander: *Zirkulares Synthetisches Apertur Radar zur Personenkontrolle mit Millimeter-Wellen*, TU München, Diss., 2008
- [21] DETLEFSEN, J.: The resolution limits of the imaging of conducting bodies using multistatic scattering. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]* 28 (1980), Nr. 3, S. 377–380. – 0096-1973
- [22] DETLEFSEN, Jürgen: *Radartechnik*. Springer, 1989
- [23] DETLEFSEN, Jürgen: *Computational Methods for Electromagnetics*. Lecture Documents, 2006

- [24] DOYLE, R. ; LYONS, B. ; J., Walshe ; CURTIN, P. ; LETTINGTON, A.H. ; MCENROE, T. ; MCNABOE, J.: Low Cost Millimetre Wave Camera Imaging up to 140GHz. In: *34th European Microwave Conference*. Amsterdam : Horizon House, EuMA, 2004, S. 1285–1288
- [25] EAVES, Jerry L. ; REEDY, Edward K.: *Principles of Modern Radar*. New York : Van Nostrand Reinhold Company, 1987
- [26] EMSS: FEKO. http://www.emss.de/products/feko_de.html, 2008. – [Online; Stand: 29. Dezember 2008, 10:03 Uhr]
- [27] ENDER, J.H.G.: Some Progress in SAR/MTI and Bistatic SAR Applications. In: *Proceeding IRS 2007* DGON, 2007, S. 23–29
- [28] FELBACH, Dirk: *Mikrowellenabbildung von Objekten im Untergrund*, TU München, Diss., 2001
- [29] FINN, H.M. ; JOHNSON, R.S.: Adaptive detection mode with threshold control as a function of spatially sampled clutter-level estimates. In: *RCA Review* (1968), Nr. 29, S. 414–464
- [30] FORNARO, G. ; LANARI, R. ; SANSOSTI, E. ; TESAURO, M.: SAR processing in conical geometry, 2000, S. 102–104 vol.1
- [31] FOZARD, John A.: *Diffraction and Scattering of High Frequency Waves*, University of Oxford, Diss., 2005
- [32] FRANKS, Lewis: *Signal Theory*. Englewood Cliffs, N.J. : Prentice Hall, 1969
- [33] GABRIEL, S ; LAU, RW ; GABRIEL, C: The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. In: *Phys Med Biol*. 41 (1996), Nr. 11, S. 2271–93
- [34] GEUDTNER, Dirk: *Die interferometrische Verarbeitung von SAR-Daten des ERS-1*, Universität Stuttgart, Diss., 1995
- [35] GOLDSMITH, P. F. ; HSIEH, C. T. ; HUGUENIN, G. R. ; KAPITZKY, J. ; MOORE, E. L.: Focal plane imaging systems for millimeter wavelengths. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 41 (1993), Nr. 10, S. 1664–1675. – 0018-9480
- [36] GOODMAN, Joseph W.: *Introduction to Fourier Optics*. McGraw-Hill, 1996

- [37] GUPTA, I. J. ; LAI, A. K. Y. ; BURNSIDE, W. D.: Scattering by dielectric straps with potential application as target support structures. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 37 (1989), Nr. 9, S. 1164–1171. – 0018-926X
- [38] HARRIS, F. J.: On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. In: *Proceedings of the IEEE* 66 (1978), Nr. 1, S. 51–83. – 0018-9219
- [39] HAUSCHILD, T.: *Ortaufgelöste Detektion dielektrischer Schichtungen im Mikrowellenbereich*, Diss., 1998
- [40] HEIN, Achim: *Verarbeitung von SAR-Daten*, Universität-Gesamthochschule Siegen, Diss., 1999
- [41] HÄGELEN, Manfred ; BRIESE, Gunnar ; NÖTEL, Denis ; ESSEN, Helmut ; TESSMANN, Axel ; SCHLECHTWEG, Michael: Millimeterwave Sensors for concealed Weapon Detection. In: *Proceedings IRS 2007* (2007), S. 397–402
- [42] HUGUENIN, G. R.: Millimeter wave imaging technology, 1996, S. 1544–1546 vol.3
- [43] HUGUENIN, G. R. ; GOLDSMITH, P. F. ; DEO, N. C. ; WALKER, D. K.: *Contraband detection system*. Millitech Corp., U.S. Patent 5 227 800, 1993
- [44] HULST, H. Van d.: The interpretation of numerical results obtained by rigorous diffraction theory for cylinders and spheres. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]* 4 (1956), Nr. 3, S. 195–202. – 0096-1973
- [45] JAIN, Anil K.: *Fundamentals of Digital Image Processing*. Prentice Hall, 1989 (Information and System Sciences Series)
- [46] JIE, He ; RONGZHEN, Zhou ; ZHILIANG, Hong: Modified fast climbing search auto-focus algorithm with adaptive step size searching technique for digital camera. In: *Consumer Electronics, IEEE Transactions on* 49 (2003), Nr. 2, S. 257–262. – 0098-3063
- [47] JONES, Douglas S.: *Methods in Electromagnetic Wave Propagation*. Oxford : Clarendon Press, 1979

- [48] JOSEPH, P. J. ; TYSON, A. D. ; BURNSIDE, W. D.: An absorber tip diffraction coefficient. In: *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 36 (1994), Nr. 4, S. 372–379. – 0018-9375
- [49] JUST, D. ; ADAM, N. ; SCHWABISCH, M. ; BAMLER, R.: Comparison of phase unwrapping algorithms for SAR interferograms, 1995, S. 767–769 vol.1
- [50] KAPOOR, R. ; BANERJEE, A. ; TSIHRINTZIS, G. A. ; NANDHAKUMAR, N.: UWB radar detection of targets in foliage using alpha-stable clutter models. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 35 (1999), Nr. 3, S. 819–834. – 0018-9251
- [51] KELLER, Joseph B.: Geometrical theory of diffraction. In: *JOSA* 52 (1962), Nr. 2, S. 116–130
- [52] KELLER, P. E. ; MCMAKIN, D. L. ; HALL, T. E. ; SHEEN, D. M. A.: Use of a Neural Network to Identify Man-made Structure in Millimeter-Wave Images for Security Screening Applications. In: MCMAKIN, D. L. (Hrsg.): *Neural Networks, 2006. IJCNN '06. International Joint Conference on*, 2006, S. 2009–2014
- [53] KOUYOUMJIAN, R. ; PETERS, Jr. L. ; THOMAS, D.: A modified geometrical optics method for scattering by dielectric bodies. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]* 11 (1963), Nr. 6, S. 690–703. – 0096-1973
- [54] KOUYOUMJIAN, R. G. ; PATHAK, P. H.: A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface. In: *Proceedings of the IEEE* 62 (1974), Nr. 11, S. 1448–1461. – 0018-9219
- [55] LANARI, R. ; FORNARO, G. ; RICCIO, D. ; MIGLIACCIO, M. ; PAPHANASSIOU, K. P. ; MOREIRA, J. R. ; SCHWABISCH, M. ; DUTRA, L. ; PUGLISI, G. ; FRANCESCHETTI, G. ; COLTELLI, M.: Generation of digital elevation models by using SIR-C/X-SAR multifrequency two-pass interferometry: the Etna case study. In: *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on* 34 (1996), Nr. 5, S. 1097–1114. – 0196-2892
- [56] LETTINGTON, A. H. ; DUNN, D. ; ATTIA, M. ; BLANKSON, I. M.: Passive millimetre-wave imaging architectures. 5 (2003), Nr. 4, S. S103–S110

- [57] LOVBERG, J. A. ; MARTIN, C. ; KOLINKO, V.: Video-Rate Passive Millimeter-Wave Imaging Using Phased Arrays. In: MARTIN, C. (Hrsg.): *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, S. 1689–1692
- [58] LÜTHI, Thomas: Kritische Komponenten in abbildenden Sensoren im mm-Wellenbereich / Universitas Bernensis. 2000. – Forschungsbericht
- [59] LUDLOFF, Albrecht: *Praxiswissen Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg Verlag, 2002
- [60] LUEBBERS, R. J.: Comparison of lossy wedge diffraction coefficients with application to mixed path propagation loss prediction. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 36 (1988), Nr. 7, S. 1031–1034. – 0018-926X
- [61] LUEBBERS, R. J.: A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 37 (1989), Nr. 2, S. 206–211. – 0018-926X
- [62] MARECHAL, N.: Tomographic formulation of interferometric SAR for terrain elevation mapping. In: *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on* 33 (1995), Nr. 3, S. 726–739. – 0196-2892
- [63] MARTINÉZ, Carlos L.: *Multidimensional Speckle Noise Modelling and Filtering Related to SAR Data*, Diss., 2004
- [64] MCMAKIN, D. L. ; SHEEN, D. M. ; COLLINS, H. D.: Remote concealed weapons and explosive detection on people using millimeter-wave holography, 1996, S. 19–25
- [65] MEADOWS, P. J. ; WRIGHT, P. A.: ASAR image mode product quality, 2003, S. 1112–1114 vol.2
- [66] META, Adriano: *Signal Processing of FMCW Synthetic Aperture Radar Data*, Technische Universiteit Delft, Diss., 2006
- [67] MEYBERG, Kurt ; VACHENAUER, Peter: *Höhere Mathematik 2*. Springer-Verlag, 2001
- [68] MOLLA, J. ; HEIDINGER, R. ; IBARRA, A. ; LINK, G.: Dielectric properties of alumina/zirconia composites at millimeter wavelengths. In: *Journal of Applied Physics* 73 (1993), Nr. 11, S. 7667–7671

- [69] MOREIRA, A.: Space Borne Radar Technologies for Earth Remote Sensing. In: *Proceeding IRS 2007* DGON, 2007, S. 33–36
- [70] MOREIRA, Alberto: *Radar mit synthetischer Apertur – Grundlagen und Signalverarbeitung*, Universität Fridericiana zu Karlsruhe (TH), Habilitationsschrift, 2000
- [71] OLSEN, R. ; CLARK, S. ; GALLIANO, J. ; CHUNG-TA HSEIH, A. ; LOVBERG, J. A. ; MARTIN, C. A. ; PHILLIPS, C. A.: Video-rate passive millimeter-wave imager. In: CLARK, S. (Hrsg.): *Digital Avionics Systems Conference, 1999. Proceedings. 18th Bd.* 1/17 pp. vol.1, 1999, S. 3.C.1–1–3.C.1–8 vol.1
- [72] PAPATHANASSIOU, K.: *Polarimetric SAR Interferometry*, Diss., 1999
- [73] PEICHL, Markus ; DILL, Stephan ; JIROUSEK, Matthias ; SUESS, Helmut: Passive Microwave Remote Sensing for Security Applications. In: *Proceedings EuRAD* (2007), S. 32–35
- [74] PROAKIS, J. G. ; MANOLAKIS, D. G.: *Digital Signal Processing*. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice-Hall, 1996
- [75] RATHGEBER, Wolfgang: *Superresolution durch den Einsatz spektraler Schätzverfahren in der SAR-Prozessierung*, Diss., 2005
- [76] RAVID, R. ; LEVANON, N.: Maximum-likelihood CFAR for Weibull background. In: *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F* 139 (1992), Nr. 3, S. 256–264. – 0956-375X
- [77] RICHMOND, J.: Scattering by a dielectric cylinder of arbitrary cross section shape. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]* 13 (1965), Nr. 3, S. 334–341. – 0096-1973
- [78] RIGLING, B. D. ; MOSES, R. L.: Three-dimensional surface reconstruction from multistatic SAR images. In: *Image Processing, IEEE Transactions on* 14 (2005), Nr. 8, S. 1159–1171. – 1057-7149
- [79] RODRIGUEZ, E. ; MARTIN, J. M.: Theory and design of interferometric synthetic aperture radars. In: *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F* 139 (1992), Nr. 2, S. 147–159. – 0956-375X
- [80] ROSEN, P. A. ; HENSLEY, S. ; JOUGHIN, I. R. ; LI, F. K. ; MADSEN, S. N. ; RODRIGUEZ, E. ; GOLDSTEIN, R. M.: Synthetic aperture radar interferometry. In: *Proceedings of the IEEE* 88 (2000), Nr. 3, S. 333–382. – 0018-9219

- [81] ROSS, R. A.: Backscattering from square plates illuminated with vertical polarization. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 54 (2006), Nr. 1, S. 272–275. – 0018-926X
- [82] ROUVIERE, J. F. ; DOUCHIN, N. ; COMBES, P. F.: Improvement of the UTD formulation for diffraction of an electromagnetic wave by a dielectric wedge. In: *Electronics Letters* 33 (1997), Nr. 5, S. 373–375. – 0013-5194
- [83] ROUVIERE, J. F. ; DOUCHIN, N. ; COMBES, P. F.: Diffraction by lossy dielectric wedges using both heuristic UTD formulations and FDTD. In: *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 47 (1999), Nr. 11, S. 1702–1708. – 0018-926X
- [84] RUCK, George T. (Hrsg.): *Radar Cross Section Handbook*. Bd. 1. New York : Plenum Press, 1970
- [85] SAGO INC.: *Sago products page*. <http://www.sagosystems.com/Pages%20Folder/Products/products.html>, 21.04.2008
- [86] SCHEIBER, R.: *Hochauflösende Interferometrie für Radar mit synthetischer Apertur*, Diss., 2004
- [87] SCHEIBER, R. ; BOTHALE, V. M.: Interferometric multi-look techniques for SAR data, 2002, S. 173–175 vol.1
- [88] SEREGELYI, J. S. ; BERGERON, D. M. ; APPS, R. ; BOYLE, M. ; WALKER, R. A. ; FALL, R. W. ; GARDNER, C. L.: Neutralisation of Landmines Using a High-Power Microwave Applicator. 2001. – Forschungsbericht
- [89] SHEEN, D. M. ; DALE, H. ; HALL, T. E. ; MCMAKIN, D. L. ; GRIBBLE, R. P. ; SEVERTSEN, R. H. ; PRINCE, J. M. ; REID, L. D.: *Real-time wideband holographic surveillance system*. PNNL, Batelle, U.S. Patent 5 557 283, 1996
- [90] SHEEN, D. M. ; MCMAKIN, D. L. ; HALL, T. E.: Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection. In: *Micro-wave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 49 (2001), Nr. 9, S. 1581–1592. – 0018-9480
- [91] SHEEN, D. M. ; MCMAKIN, D. L. ; HALL, T. E.: Near Field Imaging at Microwave and Millimeter Wave Frequencies. In: MCMAKIN, D. L. (Hrsg.): *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, S. 1693–1696

- [92] SHEEN, D. M. ; McMAKIN, D. L. ; HALL, T. E. ; SEVERTSEN, R. H.: *Realtime wideband cylindrical holographic surveillance system*. Batelle, U.S. Patent 5 859 609, 1999
- [93] SIART, Uwe: *Modellgestützte Signalverarbeitung für inkohärente Radarsensoren in mehreren Frequenzbändern*, TU München, Diss., 2005
- [94] SINCLAIR, G. N. ; ANDERTON, R. N. ; APPLEBY, R.: Outdoor passive millimetre wave security screening, 2001, S. 172–179
- [95] SINCLAIR, G. N. ; COWARD, P. R. ; ANDERTON, R. N. ; APPLEBY, R. ; SEYS, T. ; SOUTHWOOD, P.: Detection of illegal passengers in lorries using a passive millimetre wave scanner, 2002, S. 167–170
- [96] SKOLNIK, Merrill I. (Hrsg.): *Radar Handbook*. New York : McGraw-Hill Book Company, 1970
- [97] SKOLNIK, Merrill I.: *Introduction to Radar Systems*. New York : McGraw-Hill Book Company, 2001
- [98] SLANEY, Malcom G.: *Imaging with Diffraction Tomography*, Purdue University, Diss., Mai 1985
- [99] SOUMEKH, M.: *Fourier Array Imaging*. Englewood Cliffs, N. J. : Prentice Hall, 1994
- [100] SOUMEKH, M.: *Synthetic aperture radar signal processing with MATLAB algorithms*. New York : J. Wiley, 1999
- [101] SOUMEKH, Mehrdad: *Fourier Array Imaging*. Englewood Cliffs, N.J. : Prentice Hall, 1994
- [102] SOUMEKH, Mehrdad: Depth-Focused Interior Echo Imaging. In: *IEEE Transactions on Image Processing* 8 (1999), Nr. 11, S. 1608–1618
- [103] SOUMEKH, Mehrdad: *Synthetic aperture radar signal processing with MATLAB algorithms*. New York : J. Wiley, 1999
- [104] STRATTON, Julius A.: *Electromagnetic Theory*. New York and London : McGraw Hill Book Company, 1941
- [105] ULANDER, L. M. H. ; HELLSTEN, H. ; STENSTROM, G.: Synthetic-aperture radar processing using fast factorized back-projection. In: *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* 39 (2003), Nr. 3, S. 760–776. – 0018-9251

- [106] WIKIPEDIA: *Apertur (Optik)*. [http://de.wikipedia.org/wiki/Apertur_\(Optik\)](http://de.wikipedia.org/wiki/Apertur_(Optik)), 2008. – [Online; Stand: 1. November 2008, 00:54 Uhr]
- [107] WOLF, E.: Three-Dimensional Structure Determination Of Semi-Transparent Objects From Holographic Data. In: *Optics Communications* 1 (1969), Nr. 4, S. 153–156
- [108] YEGULALP, A. F.: Fast backprojection algorithm for synthetic aperture radar, 1999, S. 60–65
- [109] YUJIRI, L. ; SHOUCRI, M. ; MOFFA, P.: Passive millimeter wave imaging. In: *Microwave Magazine, IEEE* 4 (2003), Nr. 3, S. 39–50. – 1527-3342

A Nomenklatur

Der Index o gibt an, dass sich die jeweilige Variable auf das betrachtete Objekt bezieht. Variablen mit Index a beziehen sich auf Größen der Apertur.

Mit Index ms werden Größen der monostatischen Messanordnung bezeichnet, mit bs Größen der bistatischen Anordnung.

Bezeichnung	Beschreibung
α_k	Gewichtungsfaktor zur Auflösungsbestimmung für verschiedene Fenstertypen
γ_h	Komplexer Korrelationskoeffizient
$\Delta\psi_{2\pi}$	Eindeutigkeitsbereich der interferometrischen Phase
$\Delta\varphi$	Aperturinkrement entlang der kreisförmigen synthetischen Apertur
δ_{az}	Auflösung in Azimut
δ_r	Auflösung in radialer Richtung
δ_x	Radiales Auflösungsvermögen für bistatische Anordnung in Abschnitt 2.4.2
δ_y	Azimutauflösung im Fall einer linearen synthetischen Apertur
δ_z	Auflösung parallel zur z -Achse
δ_φ	Auflösung in Azimut bei zirkularer Apertur
ϵ_0	Permittivitätskonstante
ϵ_r	relative Permittivität (i. a. komplex)
λ	Wellenlänge
ϕ	Interferometrische Phase
ϕ_{HB}	Halbwertsbreite der Antennenhauptkeule
φ	Azimutvariable im Fall einer zirkularen Apertur
φ_{asp}	Blickwinkel des Sensors zum betrachteten Streuzentrum bei zirkularer synthetischer Apertur
ψ	Anstellwinkel (Elevation) bzgl. der Hauptstrahlrichtung der Sendeantenne
ρ	normiertes gestreutes Feld (vgl. 7)
ρ	Radiale Koordinate im Abbildungsgebiet bzw. der synthetischen Apertur

Bezeichnung	Beschreibung
ρ_{xi}	Abstand Antenne–Streuzentrum für die beiden Empfänger bei der interferometrischen Auswertung (vgl. Abschnitt 6.2)
σ_s	Rückstreukoeffizientenverteilung im Abbildungsgebiet
σ	Radarrückstreuquerschnitt (RCS)
τ	Laufzeit des Signals zwischen Sender – Streuzentrum – Empfänger
ϑ_{ant}	Anstellwinkel der Sendeantenne bzgl. der Horizontalen (vgl. z. B. Abb. 2.11)
ξ	Allg. Azimutvariable
Ω_n	Dopplerfrequenzband
B	Bandbreite
B	Abstand (<i>Basis</i> bzw. <i>Baseline</i>) der beiden Empfänger bei der interferometrischen Auswertung (vgl. Kap. 6)
c_0	Lichtgeschwindigkeit (im Vakuum)
D_y	Größe der realen Apertur in y -Richtung
\mathbf{e}_i	Einheitsvektor in i -Richtung
f	Frequenz in Hertz
f_m	Mittenfrequenz
f_b	Differenzfrequenz beim FMCW-Radar
g	Rohdaten vor der SAR-Verarbeitung (komplex) (vgl. Kap. 2)
h	Rekonstruktionsergebnis der SAR-Verarbeitung (komplex)
h_a	Höhe der synthetischen Apertur über dem Nullpunkt
h_{bs}	Abstand der beiden Sensoren in der bistatischen Anordnung
H_H	Filter Hilbert-Transformation
k	Wellenzahl; im Freiraum mit Index 0
L	Länge zwischen Zentrum und Endpunkt einer linearen synthetischen Apertur; Gesamtlänge $2L$
\mathbf{n}_{ant}	Normalenvektor der Antennenanordnung
q	Zweidimensionale, ortsvariante Übertragungsfunktion der SAR-Datenaufnahme
R	Abstand zwischen Phasenzentrum der Antenne und Streuzentrum
r_0, R_0	Länge der senkrechten Projektion eines Streuzentrums auf die synthetische Apertur
\mathbf{r}	Position im Ortsbereich
r_i	Abstand Antenne–Streuzentrum für die beiden Empfänger bei der interferometrischen Auswertung (vgl. Abschnitt 6.1)
$\tan\delta$	Verlustfaktor eines dielektrischen Mediums

Bezeichnung	Beschreibung
T	Impulsdauer
T	Modulationsdauer beim FMCW-Radar in Kap. 4.1
u	Kalibrierte Rohdaten vor der SAR-Verarbeitung (komplex) (vgl. Kap. 4)
u_i	Einfallendes Feld (vgl. Kap. 2.1)
u_s	Gestreutes Feld (vgl. Kap. 2.1)
u, y	Azimutvariablen für lineare synthetische Aperturen (vgl. Kap. 2)
v	Interferogramm, erzeugt durch konjugiert komplexe Multiplikation zweier kohärenter SAR-Bilder (komplex)
x	<i>Fast-time</i> Variable
$x_+(t)$	Analytisches Signal bei der Hilbert-Transformation
z	Höhenkoordinate im Abbildungsgebiet

B Überblick zu Betriebsmodi und Komponenten

Tab. B.1 Typische geometrische Abmessungen des zirkularen SAR-Systems

Parameter	Wert
Aperturradius ρ_a	0.6 m
Abstand der beiden Sensoren	1.62 m
Azimutabstastinkrement $\varphi_a \cdot \rho_a$	2...5 mm
Abstand Tx – Rx-Antenne	7.5 mm
Anstellwinkel Antenne ϑ_{ant}	60°

Tab. B.2 Parameter des Messanordnung mit der linearen synthetischen Apertur

Parameter	Wert
Abstand zum Objektmittelpunkt x_0	typ. 0.6 m
Länge der synthetischen Apertur $2L_a$	max. 0.8 m
Azimutbereich y_a	-0.4...0.4 m
Azimutinkrement Δy_a	2 mm
Elevationswinkel der Antennen ϑ_{ant}	60°

Tab. B.3 Übersicht über die Betriebsmodi der verschiedenen Sensoren bzw. Sensorkonfigurationen

Parameter	Bezeichnung	Wert
Sensor 1, monostatisch		
Frequenzbereich	$f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$	90.5 GHz... 102 GHz
Bandbreite	ΔF	11.5 GHz
Modulationsdauer	T	1-2+ ms
Sensor 2, monostatisch		
Frequenzbereich	$f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$	88.5 GHz... 101 GHz
Bandbreite	ΔF	12.5 GHz
Modulationsdauer	T	1-2+ ms
Sensoren 1 und 2, bistatisch		
Frequenzbereich	$f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$	90.5 GHz... 100.5 GHz
Bandbreite	ΔF	10.0 GHz
Modulationsdauer	T	2 ms
Sensor 3, monostatisch		
Frequenzbereich	$f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$	75 GHz... 110 GHz
Bandbreite	ΔF	35 GHz
Modulationsdauer	T	2 ms (typ.)

Tab. B.4 Daten der Komponenten der Sensoren mit 10 GHz Bandbreite

<hr/>	
VCO: BCO 2.25...2.5 GHz und aktiver $\times 10$ Vervielfacher	
Ausgangsleistung	12 dBm (typ.)
Frequenzbereich	22.5 ... 25 GHz
<hr/>	
Vervierfacher	
Eingangsfrequenzbereich	22.5 ... 25 GHz
Leistung Eingangssignal	10 dBm min.
Ausgangsfrequenzbereich	90 ... 100 GHz
Ausgangsleistung	20 dBm
Sweep Geschwindigkeit	1 ms min.
<hr/>	
W-Band Mischer (BM-10/90-100/0.2)	
LO und RF Eingang	90 ... 100 GHz
LO Pegel	10 dBm
IF Ausgang	0 ... 200 MHz
Wandlungsverlust	7 dB typ.
<hr/>	
Leistungsverstärkermodul (MPA)	
Mittelfrequenz	94 GHz
Bandbreite	± 5 GHz (typ.)
Sättigungsausgangsleistung	18 dBm (typ.)
1 dB Kompressionspunkt	14 dBm (typ.)
Kleinsignalverstärkung	11 dB
VSWR	2 : 1
<hr/>	
Low-Noise-Verstärkermodul (LNA)	
Mittelfrequenz	90 GHz
Bandbreite	± 10 GHz (typ.)
Kleinsignalverstärkung	16 dB
Rauschzahl	4.5 dB (typ.)
<hr/>	

Tab. B.5 Daten der Komponenten des Sensors mit 35 GHz Bandbreite

Oszillator	
Frequenzbereich	12 ... 18 GHz
Ausgangsleistung	min. 10 dBm typ. 13 dBm
Abstimmspannung	0 ... 15 V
Versechsfacher	
Eingangsfrequenzbereich	12 ... 18 GHz
Leistung Eingangssignal	12 ... 15 dBm max. 18 dBm
Ausgangsfrequenzbereich	75 ... 110 GHz
Ausgangsleistung	2 dBm (0 dBm min.)
W-Band Verstärker	
Frequenzbereich	75 ... 110 GHz
Verstärkungsfaktor	18 dB
$P_{1\text{ dB}}$	4 dBm
P_{sat}	9 ... 10 dBm
W-Band Mischer	
LO und RF Eingang	75 ... 110 GHz
LO Leistung	0 ... 5 dBm
IF Ausgang	0 ... 3 GHz
Wandlungsverlust	7 dB typ., 11 dB max.

C Ergänzungen

C.1 Frequenzbereichsalgorithmus für lineare synthetische Aperturen

Hier soll der grundsätzliche Ablauf des $\omega - k$ -Algorithmus vorgestellt werden, wie er in Abschnitt 3.2.2 Anwendung findet. Genauere Ausführungen dazu finden sich z. B. in [100]. Zur besseren Unterscheidung zwischen den Azimutvariablen bei der Datenaufnahme und beim erzeugten Bild wird die Azimutvariable vor der Prozessierung mit u und nach der Prozessierung mit dem bisher verwendeten y bezeichnet. In Bild C.1 ist der Algorithmus als Blockdiagramm dargestellt. Ausgangspunkt der Verarbeitung ist das an den Streuzentren $\sigma(\mathbf{r})$ reflektierte, und durch die Antenne an der Position $(x, y) = (0, u)$ aufgenommene Signal

$$s(t, u) = \sum_n \sqrt{\sigma_n} p \left[t - \frac{2\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c_0} \right]. \tag{C.1}$$

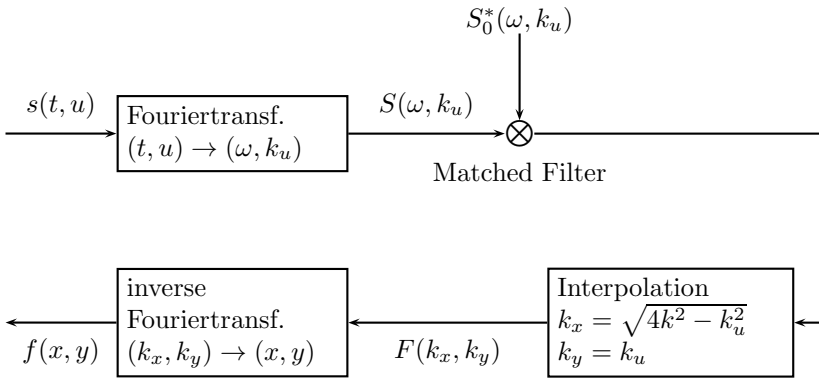


Abb. C.1 Ablauf des $\omega - k$ -Algorithmus als Blockdiagramm

Dabei bezeichnet p den verwendeten Impuls. Abhängig von der Form in der das aufgenommene Signal vorliegt muss zuerst die Fouriertransformation in Laufzeitrichtung durchgeführt werden. Daraus ergibt sich $s(\omega, u)$ zu

$$\begin{aligned} s(\omega, u) &= \mathcal{F}_t[s(t, u)] \\ &= P(\omega) \sum_n \sqrt{\sigma_n} \exp(-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}). \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

Dabei steht $k = \omega/c$ für die Wellenzahl. Das Signal $s(\omega, u)$ besteht aus einer Linearkombination von Signalen der Form $\exp[-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}]$. Mit einer Fouriertransformation bezüglich der Aperturvariable u (*slow-time*) ergibt sich

$$\mathcal{F}_u[\exp(-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2})] = \alpha \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - jk_u y_n) \quad (\text{C.3})$$

für $k_u \in [-2k, 2k]$. Der Amplitudenfaktor α ist abhängig von k , wird aber meistens, wie beispielsweise in [103], vernachlässigt. Der Zusammenhang aus (C.3) kann über die Methode der stationären Phase ermittelt werden. Für schnell oszillierende Signale mit einer Einhüllenden g ergibt sich mit ihr

$$\int g(u) \exp j\vartheta(u) du = \left[\frac{j2\pi}{\vartheta''(u^*)} \right]^{1/2} \cdot g(u^*) \exp(j\vartheta(u^*)), \quad (\text{C.4})$$

wobei u^* der stationäre Punkt ist der sich über

$$\left. \frac{d\vartheta}{du} \right|_{u=u^*} = 0 \quad (\text{C.5})$$

ergibt. Für (C.3) heißt das

$$\begin{aligned} \vartheta(u) &= -2k\sqrt{x^2 + (y - u)^2} - k_u u \\ \frac{d\vartheta(u)}{du} &= \frac{2k(y - u)}{\sqrt{x^2 + (y - u)^2}} - k_u. \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

Damit ergibt sich der stationäre Punkt u^* durch Null setzen der Ableitung zu

$$u^* = y - \frac{k_x x}{\sqrt{4k^2 - k_u^2}}. \quad (\text{C.7})$$

Setzt man dies in $\vartheta(u)$ ein, wird daraus

$$\begin{aligned}
 \vartheta(u^*) &= -2k\sqrt{x^2 + (y - u^*)^2} - k_u u^* \\
 &= -2k\sqrt{x^2 + \left(\frac{k_u x}{\sqrt{4k^2 - k_u^2}}\right)^2} + \frac{k_u^2 x}{\sqrt{4k^2 - k_u^2}} - k_u y \\
 &= -x \left(2k\sqrt{1 + \frac{k_u^2}{4k^2 - k_u^2}} - \frac{k_u^2}{\sqrt{4k^2 - k_u^2}} \right) - k_u y \\
 &= -x\sqrt{4k^2 - k_u^2} - k_u y,
 \end{aligned} \tag{C.8}$$

was zum Zusammenhang in (C.3) führt. Für die Fouriertransformierte $S(\omega, k_u)$ des Signals $s(u, t)$ ergibt sich zusammengefasst

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) \sum_n \sqrt{\sigma_n} \exp(-j\sqrt{4k^2 - k_u^2}x_n - jk_u y_n). \tag{C.9}$$

Durch die Variablentransformation

$$\begin{aligned}
 k_x(\omega, k_u) &= \sqrt{4k^2 - k_u^2} \\
 k_y(\omega, k_u) &= k_u
 \end{aligned} \tag{C.10}$$

lässt sich (C.9) zu

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) \sum_n \sqrt{\sigma_n} \exp(-jk_x(\omega, k_u)x_n - jk_y(\omega, k_u)y_n) \tag{C.11}$$

umschreiben. Die, hier ideale, Objektfunktion im Azimut-Entfernungsbereich

$$f(x, y) = \sum_n \sqrt{\sigma_n} \delta(x - x_n, y - y_n) \tag{C.12}$$

hat die zweidimensionale Fouriertransformierte

$$F(k_x, k_y) = \sum_n a_n \exp(-jk_x x_n - jk_y y_n). \tag{C.13}$$

Das SAR-Signal $S(\omega, k_u)$ kann über

$$S(\omega, k_u) = P(\omega) F(k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)) \tag{C.14}$$

durch $F(k_x, k_y)$ ausgedrückt werden. Durch Multiplikation mit dem Matched-Filter-Term $P^*(\omega)$ erhält man für $F(k_x, k_y)$

$$\begin{aligned}
 F(k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)) &= P^*(\omega) S(\omega, k_u) \\
 &= |P(\omega)|^2 \sum_n \sqrt{\sigma_n} \exp(-jk_x x_n - jk_y y_n),
 \end{aligned} \tag{C.15}$$

wobei $k_u \in [-2k, 2k]$ und $\omega \in [\omega_c - \omega_0, \omega_c + \omega_0]$. Ein wichtiger Schritt in der Rekonstruktion über den Frequenzbereich ist die Variablentransformation in (C.10). Da die diskreten Stützpunkte im (ω, k_u) -Raum jedoch nach der Transformation in den (k_x, k_y) -Raum nicht auf dem (k_x, k_y) -Gitter zu liegen kommen, müssen die benötigten Stützpunkte durch Interpolation ermittelt werden. Eine genauere Beschreibung dieser Interpolation ist beispielsweise in [102] zu finden.

C.2 Größen zur Beurteilung der Bildqualität

Für Radar mit synthetischer Apertur existieren weitere Maße, die die Bildqualität, insbesondere den Kontrast des Prozessierungsergebnisses, beschreiben. Die Definitionen diese Parameter sind in der Literatur nicht einheitlich. Die im Folgenden verwendeten Definitionen entsprechen weitestgehend denen, die in [65], [19], [25] und [75] zu finden sind.

Das Verhältnis der Leistung in den Nebenkeulen zur Leistung in der Hauptkeule wird mit *Integrated Sidelobe Ratio* (ISLR) bezeichnet. Grundmaß der Aufteilung in Haupt- und Nebenkeule ist die 3 dB Impulsbreite, die hier mit $\delta_{\{r|\varphi\}}$ bezeichnet wird. Als Bereich der Hauptkeule wird ein Bereich von $\pm\delta_{\{r|\varphi\}}$ verwendet. Die Leistung der Nebenkeulen wird in einem Bereich von $\pm 10 \cdot \delta_{\{r|\varphi\}}$ ohne den Teil der Hauptkeule aufsummiert. Es ergibt sich als Definition

$$\text{ISLR} = \frac{\sum_{\substack{-10\delta_r \leq r \leq 10\delta_r \\ -10\delta_\varphi \leq \varphi \leq 10\delta_\varphi}} |h(r, \varphi)|^2 - \sum_{\substack{-\delta_r \leq r \leq \delta_r \\ -\delta_\varphi \leq \varphi \leq \delta_\varphi}} |h(r, \varphi)|^2}{\sum_{\substack{-\delta_r \leq r \leq \delta_r \\ -\delta_\varphi \leq \varphi \leq \delta_\varphi}} |h(r, \varphi)|^2}. \quad (\text{C.16})$$

Mit dem integrierten Nebenkeulenverhältnis wird auch der Kontrast eines SAR-Bildes assoziiert. Eine Kontrastminderung drückt sich in der Vergrößerung des ISLR aus. Ein weiteres Kriterium zur Beurteilung der Bildqualität ist das Verhältnis des Maximums der Nebenkeulen in einem Bereich $\pm 5 \cdot \delta_{\{r|\varphi\}}$ zum Maximum im Hauptkeulenbereich. Dieser Wert wird mit *Peak Sidelobe Ratio* PSLR bezeichnet und wird bestimmt durch

$$\text{PSLR} = \frac{\max_{\substack{r \in [-5\delta_r, 5\delta_r] \setminus [-\delta_r, \delta_r] \\ \varphi \in [-5\delta_\varphi, 5\delta_\varphi] \setminus [-\delta_\varphi, \delta_\varphi]}} |h(r, \varphi)|^2}{\max_{\substack{r \in [-\delta_r, \delta_r] \\ \varphi \in [-\delta_\varphi, \delta_\varphi]}} |h(r, \varphi)|^2}. \quad (\text{C.17})$$

Das dritte verwendete Maß ist das Verhältnis des Maximums der Nebenkeulen in einem Bereich außerhalb $\pm 5 \cdot \delta_{\{r|\varphi\}}$ jedoch innerhalb von $\pm 10 \cdot \delta_{\{r|\varphi\}}$

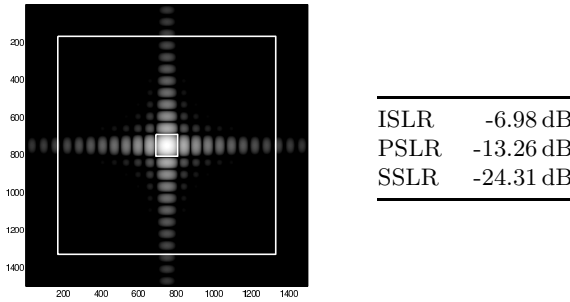


Abb. C.2 sinc-Funktion entsprechend (C.19) mit Bereichen $\pm\delta_{\{r,\varphi\}}$ sowie $\pm 10\delta_{\{r,\varphi\}}$; daneben theoretische Werte der Bildqualitätsparameter aus (C.16) bis (C.18)

zum Maximum der Hauptkeule. Dieser Wert wird mit *Spurious Sidelobe Ratio* SSLR bezeichnet

$$\text{SSLR} = \frac{\max_{\substack{r \in [-10\delta_r, 10\delta_r] \setminus [-5\delta_r, 5\delta_r] \\ \varphi \in [-10\delta_\varphi, 10\delta_\varphi] \setminus [-5\delta_\varphi, 5\delta_\varphi]}} |h(r, \varphi)|^2}{\max_{\substack{r \in [-\delta_r, \delta_r] \\ \varphi \in [-\delta_\varphi, \delta_\varphi]}} |h(r, \varphi)|^2}. \quad (\text{C.18})$$

Durch die Verwendung der 3 dB Impulsbreite als Maß zur Unterteilung in Haupt- und Nebenkeulen sind die soeben definierten Maße für verschiedene Systeme mit unterschiedlichen Auflösungsvermögen zur Beurteilung der Güte des Abbildungsergebnisses anwendbar.

Es lassen sich theoretische Untergrenzen für die eben vorgestellten Werte bestimmen. Für alle technischen Realisierungen werden die Werte aufgrund von Systembegrenzungen über den theoretischen Grenzen liegen. Höhere Werte zeigen also an, dass die jeweilige SAR-Prozessierung insgesamt zu einem nicht optimalen Ergebnis führt.

Für eine zweidimensionale sinc-Funktion

$$f(x, y) = \frac{\sin x}{x} \cdot \frac{\sin y}{y} \quad (\text{C.19})$$

wie sie bei der Fokussierung ohne Anwendung von Filtern als Rekonstruktionsergebnis eines idealen Punktstreuers entsteht, vgl. dazu (2.67), lassen sich theoretische Untergrenzen für die oben definierten Werte bestimmen. Diese sind in der Tabelle in Abbildung C.2 zusammengefasst. Die Werte in realen Systemen können nur oberhalb dieser liegen.

Tab. C.1 Bildqualitätsparameter unterschiedlicher Messreihen anhand einer Metallkugel aus der horizontalen Reihe im Testobjekt aus Abb. 5.1; Rekonstruktion mit Kaiser-Fenster ($\beta = 4$) in *range*-Richtung bei zwei Beispielen mit unterschiedlichem Abtastinkrement

	δz (cm)	$\delta\varphi \cdot r$ (mm)	ISLR	PSLR	SSLR
$\Delta\varphi = 0.2^\circ$					
synthetisch (10 GHz)	2.00	2.86	-9.45	-12.58	-20.81
Messung	2.3	2.55	-4.06	-10.46	-18.06
$\Delta\varphi = 0.1^\circ$					
synthetisch (10 GHz)	2.00	2.86	-9.00	-12.55	-22.82
Messung	2.06	2.28	-6.93	-13.00	-24.03

Bei Verwendung von Fenstern im Rahmen der SAR-Prozessierung werden durch die Absenkung der Nebenkeulen niedrigere Werte für die Gütekriterien erreicht. Bei der Auswertung realer Messungen erweist sich ein Kaiser-Bessel Fenster mit einem Faktor $\beta = 4$ in Entfernungsrichtung als günstig. Zur Bestimmung der Güteparameter wird aus dem in Abb. 5.1 dargestellten Testmuster eine Metallkugel aus der horizontalen Reihe verwendet. Diese kann als möglichst isoliert betrachtet werden. Für diese Rekonstruktion sind in Tabelle C.1 die sich ergebenden Bildqualitätsparameter zusammengefasst. Als Anhaltspunkt für die Untergrenzen der Parameter mit der verwendeten Fensterung sind zudem die Werte für die Rekonstruktion eines idealen synthetischen Streuzentrums aufgeführt. Würde man in Azimutrichtung ebenfalls eine Fensterung mit einem Kaiser-Bessel Fenster ($\beta = 4$) anwenden ergäbe sich ein Wert von -16 dB für ISLR. Auf eine Fensterung in Azimutrichtung wurde aber in den Rekonstruktionen verzichtet, so dass dieser Fall hier nicht weiter vertieft wird.

C.3 Statistische Verteilung der Amplitudenbilder

Ein rekonstruiertes SAR-Bild lässt sich durch Amplitude und Phase oder durch Real- und Imaginärteil in der Form

$$\begin{aligned}
 h(\xi, \psi) &= a(\xi, \psi) \cdot \exp(j\phi(\xi, \psi)) \\
 &= x(\xi, \psi) + jy(\xi, \psi)
 \end{aligned}
 \tag{C.20}$$

beschreiben.

Real- und Imaginärteil x und y der Bildpunkte können statistisch als mittelwertfrei beschreiben werden. Weiter wird angenommen, dass sie dieselbe Varianz σ besitzen. Statistisch lassen sie sich durch eine Gauss-Verteilung

$$p(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-\nu^2}{2\sigma^2}\right) \quad \nu \in \{x, y\} \quad (\text{C.21})$$

beschreiben. Nimmt man an, dass Real- und Imaginärteil der Bildpunkte statistisch unabhängig voneinander sind, gilt

$$\begin{aligned} p(x, y) &= p(x) \cdot p(y) \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{-(x^2 + y^2)}{2\sigma^2}\right). \end{aligned} \quad (\text{C.22})$$

Durch eine Variablentransformation aus der Darstellung Real-/ Imaginärteil zur Darstellung mit Amplitude und Phase lässt sich letztendlich auch die Amplitudenverteilung ableiten. Dazu verwendet man die Substitution

$$\begin{aligned} r^2 &:= x^2 + y^2 \\ \varphi &:= \arctan \frac{y}{x}. \end{aligned} \quad (\text{C.23})$$

Die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Amplitude bestimmt sich durch Integration über die Phase der Bildpunkte

$$\begin{aligned} p(r) &= \int_0^{2\pi} p(r, \varphi) r d\varphi \\ &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \int_0^{2\pi} d\varphi \\ &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right). \end{aligned} \quad (\text{C.24})$$

Die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Amplituden wird als *Rayleigh*-Verteilung bezeichnet.

C.4 Weibull Verteilung und CFAR

Die Weibull Verteilung wird im Radarbereich oftmals zur Darstellung von Schein- bzw. Störzielen (sog. *Clutter*) wie sie beispielsweise durch Wellen

im Meer bei flachen Beleuchtungswinkeln auftreten verwendet. Sie wird durch zwei Parameter beschrieben. Die Rayleigh (C.24) Verteilung ist ein Spezialfall der Weibull Verteilung. Voraussetzung für die Anwendung der Weibull Verteilung zur Beschreibung des Hintergrundes ist, dass dieser vor allem durch *Clutter* und nicht durch Rauschen hervorgerufen wird [76]. Unter dieser Voraussetzung kann die Verteilung

$$f(x) = \frac{C}{B} \left(\frac{x}{B}\right)^{(C-1)} \cdot \exp \left[- \left(\frac{x}{B}\right)^C \right] \quad (\text{C.25})$$

verwendet werden. Dabei ist x die betrachtete Zufallsgröße, die das Ausgangssignal eines Hüllkurvendetektors sein kann und für die $x \geq 0$ gilt. B ist ein Skalierungsfaktor und C ein Formparameter. Setzt man $C = 2$ und $B^2 = \overline{x^2}$ ergibt sich aus (C.25) die Rayleigh Verteilung

$$f(x) = \frac{2x}{\overline{x^2}} \cdot \exp \left[-\frac{x^2}{\overline{x^2}} \right]. \quad (\text{C.26})$$

Im allgemeinen Fall sind die beiden Parameter B und C in (C.25) unbekannt. Zur Bestimmung kann ein Maximum-Likelihood Kriterium angewandt werden um die beiden Parameter simultan aus den Testdaten \mathbf{x} zu bestimmen. Die Verbundwahrscheinlichkeitsdichte aus M statistisch unabhängigen Messwerten $f(\mathbf{x})$ ist

$$f(\mathbf{x}) = \left(\frac{C}{B^C}\right)^M \prod_{j=1}^M \left[x_j^{C-1} \exp \left(-\frac{x_j^C}{B^C} \right) \right]. \quad (\text{C.27})$$

Daraus ergibt sich

$$\ln f(\mathbf{x}) = M \ln C - MC \ln B + (C-1) \sum_{j=1}^M \ln x_j - \frac{1}{B^C} \sum_{j=1}^M x_j^C \quad (\text{C.28})$$

Zur Bestimmung der Schätzwerte \hat{B} und \hat{C} muss (C.28) nach den beiden Parametern abgeleitet und zu Null gesetzt werden. Die Ableitungen sind

$$\frac{\partial \ln f(\mathbf{x})}{\partial B} = -\frac{MC}{B} + \frac{C}{B} \sum_{j=1}^M \left(\frac{x_j}{B}\right)^C \quad (\text{C.29})$$

und

$$\frac{\partial \ln f(\mathbf{x})}{\partial C} = \frac{M}{C} - M \ln B + \sum_{j=1}^M \ln x_j - \sum_{j=1}^M \left(\frac{x_j}{B}\right)^C \ln \left(\frac{x_j}{B}\right). \quad (\text{C.30})$$

Nullsetzen von (C.29) ergibt

$$\hat{B}^{\hat{C}} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}}. \quad (\text{C.31})$$

Setzt man (C.30) unter Verwendung von (C.31) zu Null, erhält man

$$\frac{\sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}} \ln x_j}{\sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}}} - \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \ln x_j = \frac{1}{\hat{C}}. \quad (\text{C.32})$$

Diese Gleichung kann zu iterativen Bestimmung von \hat{C} verwendet werden. Einsetzen dieses Wertes in (C.31) ergibt den Schätzwert \hat{B} .

Aus den beiden Schätzwerten für die Parameter B und C kann ein Schwellwert T der Form

$$T(\mathbf{x}) = \alpha' \hat{B} \quad (\text{C.33})$$

bestimmt werden. Es kann gezeigt werden, dass ein Detektor unter Verwendung dieses Schwellwerts die Detektionswahrscheinlichkeit P_D bei gegebener Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_{FA} maximiert (vgl. [29]). Mit \hat{B} aus (C.31) ergibt sich für den Schwellwert T

$$T(\mathbf{x}) = \alpha' \hat{B} = \alpha' \left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M x_j^{\hat{C}} \right)^{1/\hat{C}}. \quad (\text{C.34})$$

Sind die Parameter B und C bekannt kann daraus die Fehlalarmwahrscheinlichkeit bestimmt werden. Sie gibt die Wahrscheinlichkeit an mit der Clutter der durch die Weibullverteilung beschrieben wird über der Schwelle T liegt und folglich fälschlicherweise als Objekt identifiziert wird. Die Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_{fa} wird hier zu

$$\begin{aligned} P(x_t > T) &= \int_T^{\infty} f(x) dx \\ &= \int_T^{\infty} \frac{Cx^{C-1}}{B^C} \exp \left[- \left(\frac{x}{B} \right)^C \right] dx \\ &= \exp \left[- \left(\frac{T}{B} \right)^C \right]. \end{aligned} \quad (\text{C.35})$$

Damit lässt sich (C.33) als

$$\begin{aligned} T &= B (-\ln P_{\text{fa}})^{1/c} \\ &= B\alpha^{1/c} \end{aligned} \quad (\text{C.36})$$

schreiben. Der Koeffizient α hängt von der Anzahl der Testdaten und der gewünschten Fehlalarmwahrscheinlichkeit P_{fa} ab, jedoch nicht von den Parametern B und C der Weibull Verteilung.

C.5 Kubische Splines

Splinefunktionen sind in vielen Gebieten geeignet um Funktionen zu approximieren. Im Gegensatz zur globalen Polynominterpolation werden bei der Splineinterpolation nur abschnittsweise Polynome verwendet. Vorteil dieses Ansatzes ist, dass eine Änderung bzw. Ungenauigkeit eines Stützwerts nicht den gesamten Verlauf des Interpolationspolynoms betrifft. Somit ist dieser Interpolationsansatz robuster als die globale Polynominterpolation. Allerdings verringert sich durch die abschnittsweise Definition der Interpolationspolynome auch ihre globale Differenzierbarkeit. Ein oft gewählter Ansatz ist die Verwendung von Polynomen dritten Grades, so dass durch geeignete Randbedingungen eine Stetigkeit bis zur zweiten Ableitung gegeben sind.

Eine Funktion f soll im Intervall $[a, b]$ in dem an ihre Werte an den Stützstellen $a = x_0 < x_1 < \dots < x_{n-1} < x_n = b$ gegeben sind, interpoliert werden.

Dazu wird in jedem Teilintervall ein Polynom 3. Grades, das zweifach stetig differenzierbar ist, angesetzt. Allgemein lautet die approximierende Funktion

$$\begin{aligned} S_j(x) &= \alpha_j + \beta_j \cdot (x - x_j) + \gamma_j \cdot (x - x_j)^2 + \delta_j \cdot (x - x_j)^3 \\ &\text{für } x_j \leq x \leq x_{j+1} \text{ und } j = 0, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (\text{C.37})$$

Um das Gleichungssystem eindeutig zu lösen werden $4n$ Bedingungen benötigt. Für jedes der n Intervalle sind zwei Interpolationsbedingungen zu erfüllen:

$$S_j(x_j) = f_j \quad j = 0, 1, \dots, n-1 \quad (\text{C.38})$$

$$S_j(x_{j+1}) = f_{j+1} \quad j = 0, 1, \dots, n-1 \quad (\text{C.39})$$

Dadurch entstehen bereits $2n$ Bedingungen. Weiterhin muss der Spline an den Stützstellen innerhalb des Intervalls $[a, b]$ zweimal stetig differenzierbar sein muss. Die sich dadurch ergebenden $2n - 2$ Bedingungen lauten

$$S'_j(x_j) = S'_{j+1}(x_j) \quad j = 1, \dots, n - 1 \quad (\text{C.40})$$

$$S''_j(x_j) = S''_{j+1}(x_j) \quad j = 1, \dots, n - 1 \quad (\text{C.41})$$

Die restlichen zwei Bedingungen ergeben sich aus den Randbedingungen. Dabei gibt es verschiedene Möglichkeiten, so z. B.:

- freier Rand oder natürlicher Spline: $S''_0(x_0) = 0, S''_{n-1}(x_n) = 0$
- eingespannter Rand: $S'_0(x_0) = f'_0, S'_{n-1}(x_n) = f'_n$ wobei f'_0 und f'_n vorgegeben, normalerweise entweder durch die Ableitung der zu interpolierenden Funktion f oder durch eine Approximation derselben.
- periodische Randbedingung: $S'_0(x_0) = S'_{n-1}(x_n), S''_0(x_0) = S''_{n-1}(x_n)$
- *not-a-knot*: Die äußeren drei Punkte werden je durch ein Polynom interpoliert.