

BERGISCHE UNIVERSITÄT WUPPERTAL



Anwendung des MIMO-Prinzips bei Mikrowellensensoren für Abbildung und Positionierung

vom Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik, Medientechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
genehmigte

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
eines Doktor-Ingenieurs

von

Dipl.-Ing. Gregor Kotyrba

Wuppertal, Februar 2007

Tag der mündlichen Prüfung: 02.02.2007

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Heinz Chaloupka

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen

Die Dissertation kann wie folgt zitiert werden:

urn:nbn:de:hbz:468-20070092

[<http://nbn-resolving.de/urn/resolver.pl?urn=urn%3Anbn%3Ade%3Ahbz%3A468-20070092>]

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter der Fachgruppe Höchstfrequenztechnik im Fachbereich Elektrotechnik, Informationstechnik und Medientechnik der Bergischen Universität Wuppertal.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr.-Ing. Heinz Chaloupka, der mir die Möglichkeit zur Promotion gab und dessen persönliches Engagement sowie ständige Diskussionsbereitschaft maßgeblich zum guten Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen danke ich für die Bereitschaft zur Übernahme des Korreferates und für sein dieser Arbeit entgegengebrachtes Interesse.

Ebenso herzlich danke ich meinen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Dietmar Eßer, Herrn Dipl.-Ing. Martin Kaluza und Herrn Dr.-Ing. Xin Wang für die gute Zusammenarbeit sowie ihre stetige Hilfsbereitschaft und Unterstützung.

Frau Jutta Bingel und Frau Sonja Gruntz möchte ich für die wertvolle Unterstützung bei organisatorischen Dingen danken.

Wuppertal, im Februar 2007

Gregor Kotyrba

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	vi
Liste häufig verwendeter Symbole	x
1 Einleitung und Vorbetrachtungen	1
1.1 Prinzipielle Aufgabenstellung	1
1.2 Einordnung des ausgewählten Verfahrens in die Klasse der Mikrowellen- positionierungssysteme	2
1.3 Ortung mit Hilfe verschiedener konventioneller monostatischer Radar- Konfigurationen	3
1.4 MIMO-Radar für konventionelle Ortungsaufgaben	6
1.5 Anwendung der Radar-Verfahren auf die spezielle Aufgabenstellung: Probleme und Lösungsansätze	7
1.6 Abgrenzung gegenüber dem Problem der „Inversen Streuung“	11
1.7 Anwendungspotential	12
1.8 Inhaltsübersicht	14
2 Rückstreumodelle	16
2.1 Vorbetrachtungen zur Notwendigkeit eines Rückstreumodells	16
2.2 Einführung der Koppelmatrix anhand des Sonderfalls einer Gruppe von Punktsreuern	18
2.3 Koppelkern im Fall ideal leitender Objekte	21
2.4 Übertragungsfunktion zwischen Antennen als Messgröße	23
2.5 Kurze Zusammenfassung	24

3	Erzielung einer räumlich-zeitlichen Auflösung von Streubeiträgen	25
3.1	Rekonstruktion einer Übertragungsfunktion zwischen Auflösungszellen	25
3.2	Synthese der räumlichen Abtastfunktion	28
3.3	Auswirkung einer unterschiedlichen Wahl des Abtastinkrements (Elementeabstands) a in der Apertur	33
3.4	Systematische Bestimmung der Elemente der MIMO-Radarmatrix	35
3.4.1	Generische MIMO-Radarmatrix	37
3.5	Bildung der MIMO-Radarmatrix mit kombinierten physikalischen und synthetischen Aperturen	37
3.5.1	MIMO-Radarmatrix bei simultaner Synthese der Sende- und Empfangsfelder	38
3.5.1.1	Beispielhafte Kombination eines physikalischen und synthetischen Systems	40
3.5.1.2	Bewegte SAR-Konfiguration mit einer Sende- und einer Empfangsantenne	42
3.5.2	Unabhängige Synthese der Sende- und Empfangsfelder	43
3.5.2.1	Kombination einer synthetischen Sendeapertur mit einer physikalischen Empfangsapertur	45
3.6	Kurze Zusammenfassung	46
4	Interpretation der räumlich-zeitlichen Information über Streubeiträge	48
4.1	Räumlich-zeitliche Interpretation der Laufzeitglieder	49
4.1.1	Eigenschaften der Impulsantwort	50
4.1.2	Übereinstimmende Fokusse beider Felder im Punkt $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$	51
4.1.3	Räumlich getrennte Fokusse des Sende- und Empfangsfeldes in $\vec{r}_0 \neq \vec{r}'_0$	53
4.1.4	Sonderfall der Kombination einer Vollaussleuchtung der Szene mit einem fokussiertem Feld	55
4.1.5	Konzept zur Extraktion der Parameter einer Szene aus den Eigenschaften der Impulsantwort unter Verwendung von A-priori-Informationen	56
4.2	Messtechnische Verifikation der gewonnenen Erkenntnisse an Rückstreudaten von ausgesuchten realen Streukörpern	59
4.2.1	Metallischer Zylinder als Beispiel für die Extraktion von Daten bei direkter Streuung	60
4.2.2	Zylinder mit Flügeln als Beispiel für die Extraktion der Daten von Mehrfachstreuvorgängen	61

4.3	Darstellung der gewonnenen Information in Form von zweidimensionalen Mikrowellenbildern	64
4.3.1	Extraktion und Abbildung der direkten Streubeiträge durch Auswertung der Impulsantwort für $\vec{r}_\mu = \vec{r}'_\nu$ und $\tau = 0$	67
4.3.2	Extraktion und Abbildung von Mehrfachstreubeiträgen durch Auswertung der Impulsantwort für $\vec{r}_\mu \neq \vec{r}'_\nu$ und $\tau > 0$	69
4.4	Nicht kohärente Verarbeitung holografischer Bilder mit mehreren Beleuchtungsrichtungen	72
4.5	Kurze Zusammenfassung	75
5	Experimentelle Verifikation	76
5.1	Einzelne Aspekte des Experiments	78
5.1.1	Abschätzung der grundlegenden Parameter des Experiments	78
5.1.2	Eigenschaften des Messraums	80
5.1.3	Vivaldi-Antennen auf der Sende- und Empfangsseite	82
5.1.4	Empfangssystem mit synthetischer Apertur	87
5.1.4.1	Mechanischer Aufbau	87
5.1.4.2	Bestimmung des maximalen Schwenkbereichs der Antenne	87
5.1.4.3	Bestimmung des Abtastschrittweite der synthetischen Apertur	88
5.1.5	Sendeantenne an variablen Positionen für holografische und MIMO-Verfahren	88
5.1.6	Aufnahme von Messdaten mittels eines vektoriiellen Netzwerk-Analysators	90
5.1.6.1	Forderung der Zeitinvarianz der abzubildenden Szene	91
5.1.6.2	Aliasing-Effekt durch Diskretisierung der Messdaten im Frequenzbereich	91
5.1.6.3	Einfluss der begrenzten Messbandbreite auf die Eigenschaften der Impulsantwort	92
5.1.6.4	Abschätzung der spezifischen Parameter des Netzwerk-Analysators	94
5.1.7	Zusammenfassung der Parameter des Experiments	97
5.2	Bereinigung der gewonnenen Rohmessdaten	98
5.2.1	Normierung der Rohmessdaten	99
5.2.2	Lineare Gewichtung des Frequenzgangs	101
5.2.3	Zeitliche Filterung von Streubeiträgen	101
5.3	Ausgewählte Beispiele von konventionellen Mikrowellenbildern	102

5.3.1	Beurteilung des Reflexionsverhaltens der eingesetzten Absorberwände	103
5.3.2	Stuhl mit vier metallischen Zylindern	105
5.3.3	Alubock mit Zylinder	107
5.3.4	Gerade angeordneter Zylinder mit Flügeln	109
5.3.5	Bezogen auf die Apertur schräg angeordneter Zylinder	111
5.4	Kurze Zusammenfassung	113
6	Elementverkopplung in breitbandigen Antennenarrays	114
6.1	Realisierungen von breitbandigen Antennenarrays	115
6.1.1	Vivaldi-Elemente	115
6.1.2	Zirkulares Array aus vier Vivaldi-Elementen	116
6.1.3	Breitbandige doppelkonische Monopole	117
6.1.4	Zirkulares Array aus doppelkonischen Monopolen	117
6.2	Definition der richtungsabhängigen Übertragungsfunktion und Impulsantwort	118
6.2.1	Übertragungsfunktion und Impulsantwort der doppelkonischen Monopole	120
6.3	Dispersion in Breitbandarrays	121
6.3.1	Beschreibung der Dispersion über integrale Kenngrößen	122
6.3.2	Vergleich der Dispersion im Vivaldi- und doppelkonischen Array	124
6.4	Numerische Kompensation der Dispersion in Breitbandarrays	126
6.4.1	Gewinnung der Gewichtskoeffizienten zur Kompensation der Dispersion	127
6.5	Kurze Zusammenfassung	132
7	Zusammenfassung	134
	Literaturverzeichnis	139

Abbildungsverzeichnis

1.1	Berührungslose Ermittlung der Position und Orientierung von Objekten . . .	2
1.2	Verschiedene konventionelle monostatische Radar-Konfigurationen. . . .	5
1.3	Schematische Darstellung einer MIMO-Konfiguration	6
1.4	Verschiedene Streubeiträge einer Szene und ihre Erfassung über unterschiedliche Abtaststrategien	8
1.5	Übergang vom Fernfeldbetrieb zum fokussierten Betrieb bei Reduktion der Betriebsfrequenz	9
2.1	Bedeutung des Rückstreumodells für die Extraktion der Geometriedaten aus den gemessenen Rückstreudaten.	17
2.2	Erregung des Stroms in einem Punktstreuer über Direktanregung, Zweifachstreuung und Dreifachstreuung	20
3.1	Transformation der Übertragungsfunktion zwischen zwei Antennenelementen in Übertragungsfunktionen zwischen zwei Auflösungszellen . . .	27
3.2	Illustration des Unterschieds bei der Verwendung einer monostatischen synthetischen Apertur im Vergleich zur vollständigen MIMO-Konfiguration im Hinblick auf die Abtastfunktion	30
3.3	Betrachtung der Auflösung einer fokussierten Apertur im K-Raum	32
3.4	Monochromatisches Auflösungsvermögen einer fokussierten synthetischen Apertur bei unterschiedlichen Frequenzen	33
3.5	Illustration des Unterschieds zwischen einer fokussierten und einer nicht fokussierten Apertur	34
3.6	Definition der Elemente der MIMO-Radarmatrix als Übertragungsfunktionen zwischen einzelnen Antennenelementen	36

3.7	Beispiel zur Kombination einer bewegten physikalischen Apertur auf der einen Seite mit einer synthetischen Apertur auf der anderen Seite	41
3.8	Monostatische synthetische Apertur	43
3.9	Kombination einer synthetischen Sendeaertur mit einer physikalischen (unbewegten) Empfangsapertur	45
4.1	Verlauf der simulierten Impulsantwort im Fall übereinstimmender Fokusse von Sende- und Empfangsfeld, welche mit dem Ort eines direkten Streuers zusammen fallen	51
4.2	Impulsantwort im Fall übereinstimmender Fokusse im Falle einer Mehrfachstreuung, bei der erster und letzter Streuort zusammenfallen	52
4.3	Räumlich getrennte Fokusse von Sende- und Empfangsfeld zur Detektion von Mehrfachstreuung mit räumlich getrenntem ersten und letzten Streuort	54
4.4	Extraktion der geometrischen Parameter der Objekte aus Messdaten	57
4.5	Fotos ausgewählter Streuziele als Beispiele für die Interpretation der Laufzeitglieder	59
4.6	Verifikation der Eigenschaften der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ an experimentellen Daten für einen vertikalen metallischen Zylinder	60
4.7	Verifikation der Eigenschaften der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ an experimentellen Daten für ein komplexes Objekt	62
4.8	Detektion von direkten Streubeiträgen und Mehrfachstreubeiträgen aus experimentellen Daten für ein komplexes Objekt	63
4.9	Detektion von Mehrfachstreubeiträgen aus experimentellen Daten mit verschiedenen Orten der Fokusse des Sende- und Empfangsfeldes	64
4.10	Zur Diskussion der 3-dimensionalen Ausdehnung von Auflösungszellen	65
4.11	Extraktion der Einfachstreubeiträge eines Zylinders mit Flügeln aus Messdaten	68
4.12	Extraktion der Einfachstreubeiträge einer Szene mit drei zylindrischen Objekten aus Messdaten	69
4.13	Extraktion der Einfachstreubeiträge einer Szene mit mehreren Objekten aus Messdaten	70
4.14	Extraktion einer Klasse von Mehrfachstreubeiträgen aus Messdaten für übereinstimmende Position der Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes und eine feste Laufzeit	71
4.15	Nicht kohärente Verarbeitung von Mikrowellenbildern 1	73
4.16	Nicht kohärente Verarbeitung von Mikrowellenbildern 2	74

5.1	Schematische Darstellung des Aufbaus des Experimentes zur Gewinnung von Messdaten unter Verwendung des MIMO-Prinzips.	77
5.2	Verlauf der auf eine Metallplatte bezogenen Reflektivität des eingesetzten Absorbermaterials	80
5.3	Foto des Messplatzes und detaillierte Aufnahme der verwendeten Absorber	81
5.4	Planare Vivaldi-Antenne	82
5.5	Schematische Zeichnung und Foto der verwendeten Vivaldi-Antenne . . .	83
5.6	Simulierter und gemessener Verlauf des Reflexionsfaktors am Antennenort	84
5.7	Betrag der Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne in der H-Ebene	86
5.8	Betrag der Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne in der E-Ebene	86
5.9	Skizze in der Draufsicht des eingesetzten Systems zur Erzeugung der synthetischen Empfangsapertur.	87
5.10	Foto der Sende- und Empfangsantenne	89
5.11	Übertragungsfunktion und Impulsantwort des Kaiser-Window's	93
5.12	Einfluss der Normierung auf die Übertragungsfunktion und die Impulsantwort	99
5.13	Lineare Gewichtung der Daten im Frequenzbereich.	101
5.14	Einfluss des <i>time-gating</i> auf die Impulsantwort	102
5.15	Reflektivitätsfunktion des leeren mit Absorberstellwänden abgetrennten Messbereichs	104
5.16	Reflektivitätsfunktion eines vertikalen metallischen Zylinders	104
5.17	Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten des Stuhls mit eingesetzten vier Zylindern.	105
5.18	Foto und rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen eines umgedrehten Stuhls mit vier metallischen Zylindern	106
5.19	Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten einer komplexen Szene bestehend aus drei dünnen Zylindern und einem dicken Zylinder. .	107
5.20	Foto und rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen einer Szene bestehend aus vier Objekten	108
5.21	Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten eines Zylinders mit zwei angeflanschten Flügeln	109
5.22	Foto und rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen eines Zylinders mit zwei Flügeln	110
5.23	Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten eines gedrehten Zylinders mit zwei angeflanschten Flügeln	111
5.24	Foto und rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen eines im Bezug auf die Apertur schräg angeordneten Zylinders mit zwei Flügeln	112

6.1	Zirkulares Array aus Vivaldi Elementen	115
6.2	Übersprechen im zirkularen Vivaldi-Array	116
6.3	Skizze eines doppelkonischen Monopols	117
6.4	Skizze und Foto des Arrays aus doppelkonischen Elementen	118
6.5	Streuparameter des doppelkonischen Arrays	119
6.6	Anregungsimpuls und die zugehörige Impulsantwort eines einzelnen doppelkonischen Elementes	120
6.7	Komplexwertige Übertragungsfunktion eines einzelnen doppelkonischen Elementes	121
6.8	Vergleich der Impulsantworten eines doppelkonischen Monopols	122
6.9	Verschiebung des Schwerpunkts τ_0 und Änderung der effektiven zeitlichen Länge $\Delta\tau$ im doppelkonischen Array	124
6.10	Verschiebung des Schwerpunkts τ_0 und Änderung der effektiven zeitlichen Länge $\Delta\tau$ im Vivaldi-Array	125
6.11	Numerische Kompensation der Dispersion mit Gewichtsfunktionen	126
6.12	Koeffizienten zur Korrektur der Dispersion	128
6.13	Einfluss der Kompensationsmaßnahmen auf den Schwerpunkt τ_0 und die effektive zeitliche Länge $\Delta\tau$ beim DKA	129
6.14	Abweichung der kompensierten Übertragungsfunktion von der Übertragungsfunktion eines einzelnen Elementes	131

Liste häufig verwendeter Symbole

$\vec{r}_A, \vec{r}_B, \vec{r}_C$	Ortsvektoren der Objekte in der Szene
α, β, γ	Orientierung der Objekte in der Szene
R	Abstand des Sensors zur Szene
D_{Szene}	Gesamtabmessung der Szene
D_A	Transversalabmessung der Antenne
M	Anzahl der Sendeantennen
N	Anzahl der Empfangsantennen
m	Index des Sendeelementes
n	Index des Empfangselementes
a	Abstand der Phasenzentren von zwei benachbarten Antennen
\vec{R}_m	Position des (Sende-) Elementes m
\vec{R}_n	Position des (Empfangs-) Elementes n
$\Delta\phi$	Keulenbreite im Azimut
$\Delta\theta$	Keulenbreite in der Elevation
ϕ	Azimutwinkel
θ	Elevationswinkel
Δx	räumliche Auflösung im Azimut, Querauflösung

Δy	räumliche Auflösung in der Tiefe
μ_0	Permeabilitätskonstante: $4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$
ε_0	Dielektrizitätskonstante: $8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$
ε_r	Dielektrizitätszahl
Z_0	Feldwellenwiderstand des freien Raumes: $120 \pi \Omega$
c	Lichtgeschwindigkeit
f	Frequenz
Δf	Bandbreite
ω	Kreisfrequenz $2\pi f$
f_0	Mittenfrequenz
λ	Wellenlänge
k_0	Wellenzahl
S	MIMO-Radarmatrix
S_{mn}	Element aus S: Übertragungsfunktion zwischen Antennenelementen
χ_{mn}	Abtastfunktion der Felder
γ_{mn}	gewichtete Abtastfunktion der Felder
w	Vektor aus komplexen Gewichtungskoeffizienten
\vec{E}_m	Freiraumfeld der Antenne m
\vec{e}_m	normiertes Freiraumfeld der Antenne m
\vec{C}	komplexwertige Richtcharakteristik
\vec{r}_0, \vec{r}_μ	Fokus des Sendefeldes
\vec{r}'_0, \vec{r}'_ν	Fokus des Empfangsfeldes
μ	Index der Auflösungszelle des Sendefeldes
ν	Index der Auflösungszelle des Empfangsfeldes
$F_{\mu\nu}$	Übertragungsfunktion zwischen Auflösungszellen
$f_{\mu\nu}$	bandbegrenzte Impulsantwort zwischen Auflösungszellen
Γ	Reflektivitätsfunktion
\vec{K}	Koppelkern

D_{SA}	Ausdehnung der synthetischen Apertur
$\Delta\psi$	Aperturöffnungswinkel
δd_{SA}	Schrittweite der synthetischen Apertur
D_E	Linearabmessung der Apertur eines einzelnen Elementes
Δf_{mess}	Messbandbreite
δf	Frequenzschrittweite
δf_{NA}	Frequenzschrittweite bei der Messung mit dem Netzwerk-Analysator
$\Delta\alpha$	Schwenkbereich der Empfangsapertur
$\delta\alpha$	Winkelschrittweite der Empfangsapertur
$\Delta\beta$	Schwenkbereich der Sendeapertur
$\delta\beta$	Winkelschrittweite der Sendeapertur
$H(\theta, \phi, j\omega)$	Übertragungsfunktion zwischen Antennenor und Punkt im Raum
$h(\theta, \phi, t)$	Impulsantwort zwischen Antennenor und Punkt im Raum
$H_{ref}(j\omega)$	Referenzübertragungsfunktion eines einzelnen doppelkonischen Elementes
$h_{ref}(t)$	Referenzimpulsantwort eines einzelnen doppelkonischen Elementes

KAPITEL 1

Einleitung und Vorbetrachtungen

1.1 Prinzipielle Aufgabenstellung

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist, das prinzipielle Potential von Mikrowellen-Positionierungsverfahren für eine bestimmte Klasse von Szenarien zu erkunden. Insbesondere sollen neue Konzepte zur Verarbeitung von Sensordaten erarbeitet werden, die zu einer verbesserten Ausnutzung der in diesen Daten enthaltenen Informationen führen. Dabei können die betrachteten Szenarien in abstrakter Form wie folgt charakterisiert werden: Ein oder mehrere „Objekte“ befinden sich in einem betrachteten Raumvolumen. Über diese Objekte sind „A-priori“-Informationen zu ihrer Form und materiellen Beschaffenheit bekannt. Nicht bekannt sind hingegen ihre genaue Position und Orientierung im Raum. Diese Information soll von dem betrachteten Mikrowellensystem auf berührungslosem Wege geliefert werden. Als Randbedingung zur Implementierung des Positionierungssystems wird angenommen, dass das Szenarium nur von einer Seite zugänglich ist, und der Abstand der Sensoren von den Objekten in der Größenordnung der transversalen Ausdehnung der Szene liegt. Ferner sollen die Objekte nicht über aktive Komponenten wie Transponder oder HF-Etiketten (RFID = *Radio Frequency Identification*) verfügen.

Auf Grund der Zielsetzung, möglichst allgemeingültige prinzipielle Ergebnisse zu erzielen, liegt der Bearbeitung obiger Fragestellung keine bestimmte Anwendung zu Grunde,

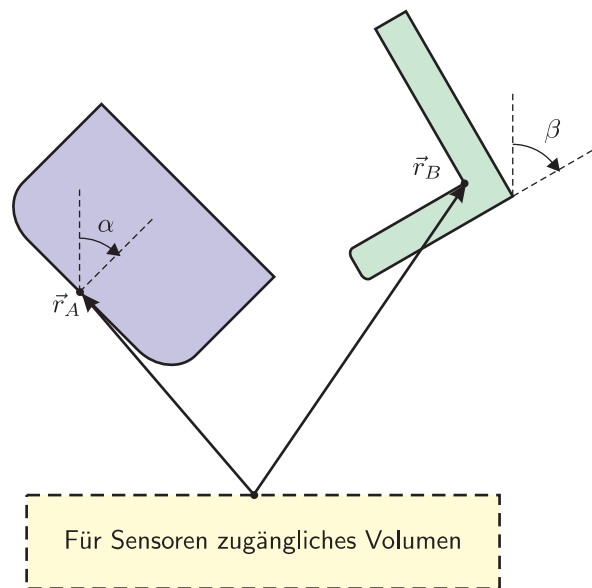


Abbildung 1.1: Berührungslose Ermittlung der Position (z.B. \vec{r}_A und \vec{r}_B) und Orientierung (z.B. α und β) von Objekten mit bekannter Form und Beschaffenheit aus Daten von Mikrowellensensoren.

jedoch werden im Abschnitt 1.7 einige mögliche Anwendungsfelder ohne Anspruch auf Vollständigkeit exemplarisch aufgezählt. Ein Vergleich des hier zu entwickelnden Verfahrens mit alternativen Verfahren wie z.B. kamerabasierten optischen Verfahren ist erst bei genauer Kenntnis der konkreten Anwendung möglich.

1.2 Einordnung des ausgewählten Verfahrens in die Klasse der Mikrowellenpositionierungssysteme

Ein mikrowellenbasiertes Positionierungssystem besteht grundsätzlich aus den Objekten, deren Position bestimmt werden soll, und aus einer Positionierungsinfrastruktur. In Abhängigkeit davon, an welcher Stelle des Systems die Positionsbestimmung vorgenommen wird, unterscheidet man zwischen *Selbstpositionierungssystemen* (Bestimmung der Position am Objekt selbst) und *Fremdpositionierungssystemen*. Fremdpositionierung liegt vor, wenn mit Hilfe der Infrastruktur die Position des Objekts bestimmt wird, ohne dass das Objekt über eine eigene Sensorik verfügt. Allerdings darf hierbei das Objekt mit unterstützenden Komponenten wie Transpondern ausgestattet sein. Als Beispiel für Selbstpositionierungssysteme seien das Global Positioning System (GPS) und Verfahren zur Selbstpositionierung von Transportrobotern in der Logistik im industriellen Umfeld genannt. Beispiele für Fremdpositionierungssysteme sind das Primär- und Sekundärradar zur Flugraumüberwachung, das Zielverfolgungsradar, das Antikollisionsradar für Kraft-

fahrzeuge, die Füllstandsmessung mittels Radar sowie die Bestimmung des Ortes eines mobilen Senders mittels Peilung. Entsprechend der im vorigen Abschnitt in allgemeiner Form umrissenen Aufgabenstellung ist das hier behandelte Verfahren den Fremdpositionierungsverfahren (ohne den Einsatz von Transpondern) zuzuordnen.

Betrachtet man die physikalischen Prinzipien, welche zur Positionierung und Lokalisierung mit Hilfe von Mikrowellensystemen [1] herangezogen werden, so erkennt man, dass dies die Messung von Laufzeiten (“time-of-flight“) und die Bestimmung der Richtung von einfallenden (oder transmittierten) Wellen (“angle-of-arrival“, “angle-of-departure“) sind. Während die (reine) Laufzeitmessung eine ausreichende Frequenzbandbreite (siehe [2–4]) aber keine physikalischen oder synthetischen Richtantennen voraussetzt, kann die Bestimmung der Ausbreitungsrichtung von Wellen monofrequent geschehen. Dieses setzt aber physikalische oder synthetische Aperturen voraus. GPS und Messung der Füllstandshöhe sind Beispiele für Systeme, welche ausschließlich auf Laufzeitmessungen beruhen. Dagegen kann der unbekannte Ort eines Senders ausschließlich aus Messungen von Richtungswinkeln ermittelt werden. Die hier untersuchten Verfahren beruhen (wie die meisten Radarverfahren) auf einer Kombination der Richtungswinkelbestimmung mit der Laufzeitbestimmung.

Weitere Informationen über die rückstreuende Szene gewinnt man auch durch Auswertung polarimetrischer Eigenschaften [5].

1.3 Ortung mit Hilfe verschiedener konventioneller monostatischer Radar-Konfigurationen

Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren ist im weitesten Sinne ein Radarverfahren. Einige Eigenschaften des Verfahrens ähneln also den aus der klassischen Radartechnik bekannten Eigenschaften, während andere Merkmale sich signifikant unterscheiden und damit Gegenstand der Untersuchungen in dieser Arbeit sind. Um diese Gemeinsamkeiten und Unterschiede besser herausarbeiten zu können, werden in diesem Abschnitt einige bekannte Fakten über konventionelle monostatische Radarsysteme mit physikalischen Richtantennen (keine synthetische Apertur) zusammengestellt. Als Beispiele für konventionelle monostatische Primär-Radarverfahren können bodengestützte Überwachungsradarsysteme für den Luftraum und luftgestützte Radars zur Überwachung des Verkehrsflusses auf Straßen dienen.

Solche Systeme benutzen Richtantennen mit schwenkbarer Antennenkeule, wobei die

Transversalabmessung D_A der Antenne typischerweise zwischen 20 bis 100 Freiraumwellenlängen beträgt, woraus eine 3-dB-Keulenbreite von ca. 2,5 bis 0,5 Grad folgt

$$\begin{aligned} 20 &\leq D_A/\lambda_0 \leq 100, \\ \Rightarrow 0,5 &\leq \Delta\phi \leq 2,5 \quad (\text{für die Keulenbreite}). \end{aligned}$$

Aus der Fernfeldbedingung

$$R \geq \frac{2D_A^2}{\lambda_0} \quad (1.1)$$

folgt somit, dass das Fernfeld bei etwa $800 \lambda_0$ bis $20000 \lambda_0$ beginnt. Für ein 1 GHz-Radar sind es damit 240 m bis 6000 m, und bei einem 94 GHz-Radar beträgt diese Entfernung 2,5 m bis 64 m. Die vom Radar zu erfassenden Objekte liegen also auf Grund der operationellen Funktion typischerweise im Fernfeld des Antennensystems. Daraus folgt, dass eine *Fokussierung* des Antennenfelds im Bereich der zu ortenden Objekte *nicht möglich* ist und damit die Entfernungsauflösung (“range“) nur über Laufzeitmessungen erzielt werden kann. Für die Querabmessung (“cross-range“) der Auflösungszelle folgt

$$\Delta x \approx R \cdot \Delta\phi > \frac{2D_A^2}{\lambda_0} \frac{\lambda_0}{D_A} = 2D_A \gg \lambda_0. \quad (1.2)$$

Die Querabmessung der Auflösungszelle ist also viel größer als die Freiraumwellenlänge. Damit erfasst die Auflösungszelle typischerweise (im Sinne einer Beschreibung der Rückstreuung z.B. mit Hilfe der geometrischen Beugungstheorie) eine große Zahl von „Streuzentren“, deren Beiträge sich zur Gesamtrückstreuung der Auflösungszelle (Radarquerschnitt (RCS) der Auflösungszelle) überlagern. Wegen der zur Freiraumwellenlänge sehr großen Querabmessung der Auflösungszelle führt diese Überlagerung zu einer starken Aspektwinkelabhängigkeit des RCS der Auflösungszelle („Echofluktuation“).

Im Sinne der Positionierungsaufgabe mit diesen klassischen Radarverfahren wird der Ort des gesamten Objekts (z.B. Flugzeug im Luftraum, Fahrzeuge auf Strasse) bestimmt und dabei werden typischerweise die einzelnen Teile des Objektes nicht aufgelöst. Im Gegensatz zu dem hier betrachtetem Fall (siehe auch Abb. 1.1) sind Wechselwirkungen zwischen den Strukturen in verschiedenen Auflösungszellen vernachlässigbar.

Im Folgenden werden zur Vorbereitung auf die Einführung des MIMO („Multiple-Input-Multiple-Output“)-Prinzips zur Erweiterung konventioneller Radarsysteme (Abschnitt 1.4) und als Vorbetrachtung für das hier untersuchte Problem (Abschnitt 1.5) zwei unterschiedliche Konfigurationen für konventionelle monostatische Radarsysteme erläutert.

Die beiden in Abb. 1.2 gezeigten Konfigurationen unterscheiden sich hinsichtlich der Abtaststrategie für den zu erfassenden Winkelbereich. Im Teil (a) von Abb. 1.2 wird die am

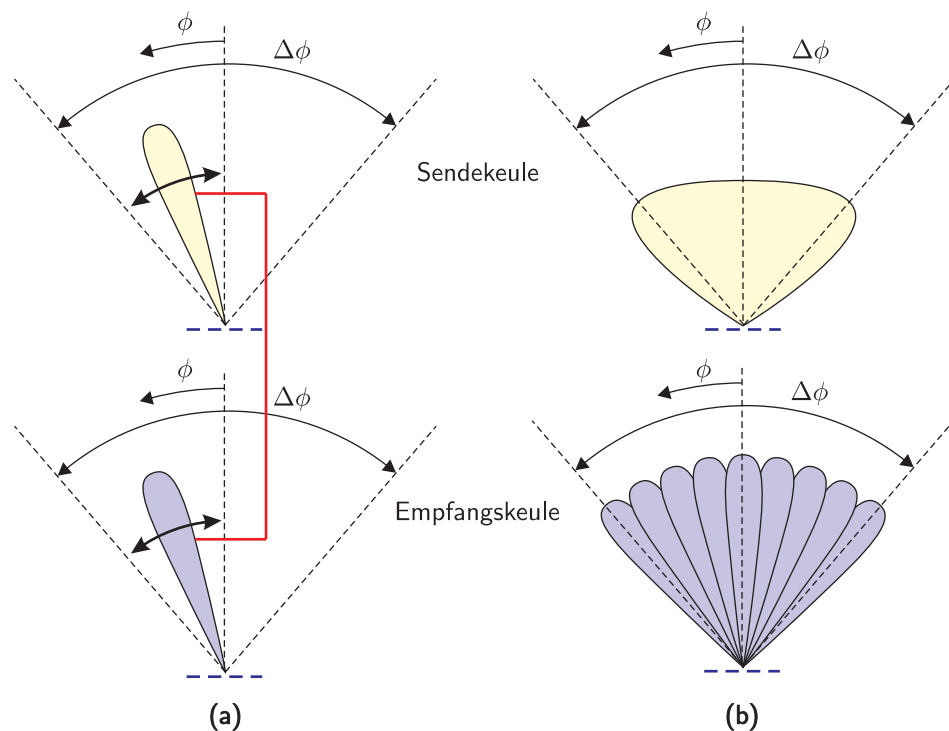


Abbildung 1.2: Verschiedene konventionelle monostatische Radar-Konfigurationen.

meisten verwendete Konfiguration gezeigt. Dabei sind Sende- und Empfangsantenne entweder identisch oder befinden sich (nahezu) am gleichen Ort. Sende- und Empfangskeule werden simultan geschwenkt und es wird angenommen, dass der zu erfassende Winkelbereich von M 3-dB-Keulensbreiten überdeckt wird. Das System hat einen Eingang (im Fußpunkt der Antenne eingespeistes Sendesignal) und einen Ausgang (am Fußpunkt der Antenne empfangenes Echosignal). In der für die späteren Betrachtungen wichtigen Systematik wird es in Anlehnung an die Bezeichnungsweise in der Kommunikationstechnik als SISO-System („Single-Input-Single-Output“) bezeichnet. Das System wird also für Festziele durch eine von der Keulenausrichtung abhängige Übertragungsfunktion zwischen dem Ein- und Ausgang charakterisiert. Denkt man sich die Keulenschwenkung als eine sequentielle Umschaltung zwischen M verschiedenen Keulen beschrieben, so besteht die verfügbare Information aus M zeitlich hintereinander ermittelten Übertragungsfunktionen.

Im Fall der Konfiguration (b) wird der zu erfassende Winkelbereich permanent mit einer den gesamten Winkelbereich abdeckenden Sendekeule illuminiert. Die Empfangsantenne ist dagegen eine Mehrfachkeulen-Antenne mit simultanen (festen) Keulen. Das System ist also ein SIMO („Single-Input-Multiple-Output“-)System mit einem Eingang und M Ausgängen. Die verfügbare Information besteht aus M simultan ermittelten Übertragungsfunktionen.

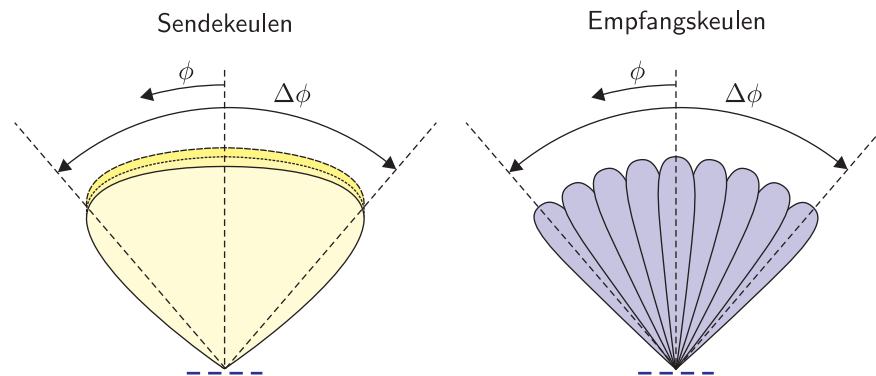


Abbildung 1.3: Schematische Darstellung einer MIMO-Konfiguration mit 3 Sendeantennen gleicher Amplitudenrichtcharakteristik, aber verschiedenen Orten der Phasenzentren. Dieses illustrierte System ist ein 3×9 -MIMO-System, verfügt also über $M = 3$ „Sendetore“ und $N = 9$ „Empfangstore“.

Geht man beim Vergleich der Konfigurationen (a) und (b) davon aus, dass in beiden Fällen die gleiche mittlere Sendeleistung eingesetzt wird, so erhält man in beiden Fällen den gleichen Signal-Rausch-Abstand (SNR), da im Fall (a) der Gewinn des Sende-Diagramms um den Faktor M höher ist, die Verweilzeit auf einem Radarziel (Objekt) jedoch um den Faktor M geringer als im Fall (b) ist. In beiden Fällen wird unter den oben charakterisierten Fernfeldbedingungen die Winkelinformation („cross-range“) über die erfassten Objekte ausschließlich über die Ausbreitungsrichtung der Wellen und die Entfernungsinformation („range“) ausschließlich über Laufzeiten bestimmt.

1.4 MIMO-Radar für konventionelle Ortungsaufgaben

Das für das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren wichtige MIMO-Prinzip („Multiple-Input-Multiple-Output“) wurde in der Literatur [6–11] bereits als Erweiterung des in Abschnitt 1.2 (Abb. 1.2b) erläuterten Radar-Prinzips vorgeschlagen. Um zu zeigen, dass die Motivation für die Einführung des MIMO-Verfahrens für die in dieser Arbeit behandelte Aufgabenstellung prinzipiell verschieden ist, soll im Folgenden kurz auf die Motivation bei der Einführung des MIMO-Radars für konventionelle Ortungsaufgaben eingegangen werden. Dazu erweitert man gemäß Abb. 1.3 das SIMO-System nach Abb. 1.2b mit nur einem Eingang zu einem System mit mehreren Eingängen. Diese Eingänge können gemäß Abb. 1.3 zu verschiedenen Sendeantennen mit gleicher Amplituden-Richtcharakteristik gehören. Platziert man diese Antennen an genügend weit voneinander entfernten Orten (siehe unten), so unterscheidet sich die Richtungsabhängigkeit der Phasen („Phasen-Richtcharakteristik“) signifikant.

Man erhält also Messdaten in Form von $M \times N$ verschiedenen Übertragungsfunktionen. Die in der Literatur vorgeschlagene Einführung dieses MIMO-Prinzips zielt primär auf die Reduktion der negativen Auswirkung der oben erläuterten Echofluktuations. Die Rückstreuung aus den einzelnen Auflösungszellen ist wegen der zur Freiraumwellenlänge großen Transversalauflösung der Auflösungszelle durch die Interferenz der Beiträge vieler Streuzentren gegeben. Das Ergebnis der Überlagerung hängt von den Phasenunterschieden zwischen diesen Teilbeiträgen ab und kann so klein werden (Dominanz der destruktiven Interferenz), dass die Rückstreuung aus einer Auflösungszelle im Rauschen unentdeckt bleibt, obwohl sich in der Auflösungszelle ein großes Objekt befindet. Dieser Effekt entspricht dem Fading bei Mehrwegeausbreitung. Falls mit mehr als einer Sendeantenne beleuchtet wird, und das Ergebnis der Überlagerung der Einzelstreubeiträge für die verschiedenen Antennen statistisch unabhängig ist, dann kann durch optimale Kombination (z.B. „Maximum-Ratio-Combining“ [12–14]) der Ergebnisse für die 3 Sendeantennen die Wahrscheinlichkeit einer starken Auslöschung der Rückstreuung signifikant reduziert werden. Diese statistische Unabhängigkeit der Ergebnisse für die verschiedenen Sendeantennen erfordert, dass der transversale Abstand a der Phasenzentren zweier benachbarter Sendeantennen die Ungleichung

$$a \gg R \frac{\lambda_0}{\Delta x} \quad (1.3)$$

erfüllt [15], wobei Δx die Querabmessung der Auflösungszelle im Abstand R ist.

1.5 Anwendung der Radar-Verfahren auf die spezielle Aufgabenstellung: Probleme und Lösungsansätze

Bei der Anwendung von Radarverfahren auf die im Abschnitt 1.1 beschriebene prinzipielle Aufgabenstellung müssen einige signifikante Unterschiede gegenüber der konventionellen Radaranwendung nach Abschnitt 1.3 berücksichtigt werden.

Bei der konventionellen Radaranwendung sollen einzelne, voneinander unabhängige Objekte lokalisiert werden, ohne die Details der Objekte räumlich aufzulösen. Um jedoch bei der hier vorliegenden Aufgabenstellung die Lage eines Objektes oder einer Gruppe von Objekten (siehe Abb. 1.1) zu bestimmen, muss der Ort einiger mit den Objekten fest verbundenen Punkten lokalisiert werden. Dazu ist es notwendig, dass Details der Objekte, aus denen auf die gesuchten Punkte geschlossen werden kann, räumlich aufgelöst werden [16]. Dabei ist die räumliche Auflösung strikt von der Genauigkeit zu unterscheiden. Räumliche Auflösung zweier Details bedeutet, dass sie „getrennt“ werden.

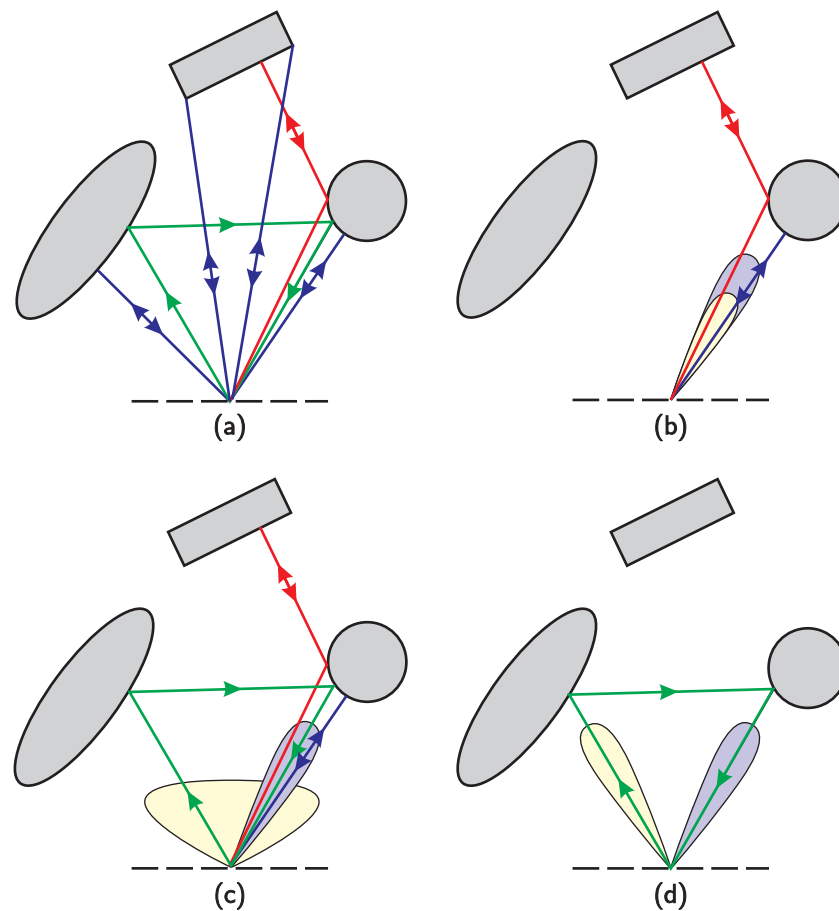


Abbildung 1.4: (a) Streubeiträge und ihre Erfassung über unterschiedliche Abtaststrategien: (b) Simultane Schwenkung einer Sendeelement und einer Empfangselement, (c) Breite Beleuchtungskeule und schmale Empfangselement, (d) MIMO-System mit unabhängiger Schwenkung der Sendeelement und der Empfangselement.

Gibt man die Querauflösung Δx vor, so ist diese im Fernfeld einer nicht fokussierten Antenne im Abstand R realisierbar, wenn für die Betriebswellenlänge λ_0 die Ungleichung

$$\lambda_0 < \frac{(\Delta x)^2}{2R} \quad (1.4)$$

erfüllt ist. Fordert man bei einem Abstand R zwischen Sensor und der Szene im Bereich einiger Meter eine Querauflösung Δx im Bereich von weniger Zentimetern, so bedeutet obige Ungleichung, dass das System im Submillimeterbereich betrieben werden muss (Beispiel: Mit $R = 3$ m und $\Delta x = 3$ cm folgt $\lambda_0 < 0,15$ mm entsprechend $f_0 > 2$ THz).

Da in dieser Arbeit die Verwendung von Submillimeterwellensystemen ausgeschlossen wird, muss man zu fokussierten physikalischen und/oder synthetischen Aperturen übergehen (siehe auch Abb. 1.5). Somit liegt darin der erste Unterschied zur konventionellen Radaranwendung.

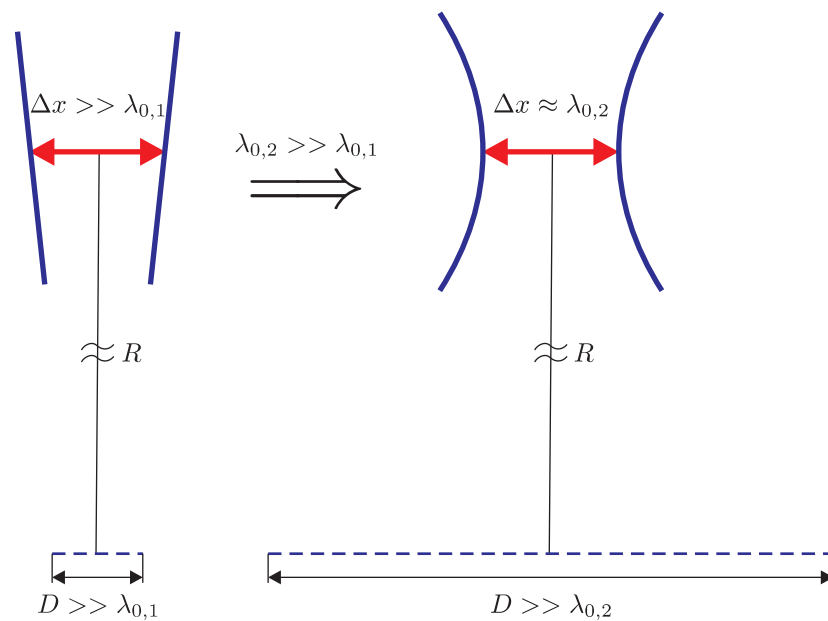


Abbildung 1.5: Übergang vom Fernfeldbetrieb zum fokussierten Betrieb bei Reduktion der Betriebsfrequenz

Im fokussierten Fall erhält man durch Ausnutzung der Ausbreitungsrichtung von Wellen (“direction of arrival“, “direction of departure“) sowohl eine Querauflösung (konventionell) als auch eine Tiefen- (Entfernungs-) Auflösung. Der dabei maßgebliche Effekt entspricht dem bei der monostatischen Peilung ausgenutzten Effekt.

Bei Aperturen, deren Ausdehnung in der gleichen Größenordnung wie der Abstand des Sensors zur Szene liegt, erzielt man Querauflösungen in der Größenordnung der Wellenlänge, so dass das avisierte System im Bereich der cm-Wellen realisiert werden kann.

Neben der Verwendung fokussierter Aperturen unterscheidet sich das untersuchte System vom konventionellen Radar auch hinsichtlich der Rückstreuung aus den einzelnen Auflösungszellen und hinsichtlich der Verkopplung der Streuung aus verschiedenen Auflösungszellen. Da die Auflösungszelle beim betrachteten Abbildungs- und Positionierungsverfahren nur eine Querabmessung im Bereich der Freiraumwellenlänge hat, tritt im Gegensatz zum konventionellen Radar keine starke Fluktuation der Rückstreuung der Auflösungszelle mit dem Aspektwinkel auf. Dagegen sind im Gegensatz zum konventionellen Radar die Wechselwirkungen zwischen den Auflösungszellen nicht vernachlässigbar. Diese Unterschiede sind in Tabelle 1.1 auf Seite 10 zusammengefasst.

Die Verwendung fokussierender Aperturen und relativ hoher Frequenzbandbreiten erlaubt also die Realisierung von Auflösungszellen, welche wesentlich kleiner als die Objekte sind. Damit erhält man orts aufgelöste Information über das Objekt, aus der im Prinzip neben der Position auch die Orientierung des Objektes abgeleitet werden kann.

	Konventionelles monostatisches Radar	Betrachtetes Abbildungs- und Positionierungsverfahren
Fokus des Antennenfeldes	im Unendlichen (keine Fokussierung)	Variabler Fokus im Endlichen
Querabmessung der Auflösungszelle im Bereich der abzubildenden Objekte	$\gg \lambda_0$	$2 \lambda_0$ bis $0,5 \lambda_0$
Aspektwinkelabhängigkeit der Rückstreuung aus der Auflösungszelle	Starke Fluktuation des RCS, stochastische Modellierung	„langsame“ Veränderung mit Aspektwinkel durch Wanderung der Streuzentren und Abschattung
Wechselwirkung zwischen Strukturen in unterschiedlichen Auflösungszellen	vernachlässigbar	stark bis dominant

Tabelle 1.1: Einige Unterschiede zwischen dem hier betrachteten Verfahren und einem konventionellen Radarsystem.

Auf diese Gewinnung der Position und Orientierung einer Gruppe von ausgedehnten Objekten aus Radarmessungen ist die vorliegende Arbeit ausgerichtet. Dabei ergeben sich die in Abb. 1.4 illustrierten Probleme. Bei dieser Illustration wird die Rückstreuung an der Gruppe von Objekten mit Hilfe der geometrischen Beugungstheorie (GTD) modelliert.

Die Auswertung der Radarmessungen im Hinblick auf Position und Orientierung der Objekte wird unter anderem durch folgende Fakten erschwert:

- Die direkte Rückstreuung an den Objekten wird durch „Streuzentren“ (Spiegelpunkte, Kanten, etc.) dominiert. Hätten diese Streuzentren innerhalb des Objektes eine feste, von der Aspektrichtung unabhängige Lage, so wäre die Positionierung dieser Streuzentren ein idealer Weg zur Bestimmung von Position und Orientierung der Objekte. In der Realität wandert jedoch ein Teil der Streuzentren (z.B. Spiegelpunkte) mit der Aspektrichtung [17].
- Neben direkten Rückstreubeiträgen („Einfachstreuung“) an Teilen der Objekte kommt es zu „Mehrfachstreuungen“ über verschiedene Teile des gleichen Objektes oder verschiedener Objekte. Obwohl in diesen Mehrfachstreubeiträgen Informationen über Position und Orientierung der Objekte enthalten sind, wird die Gewinnung dieser Information enorm erschwert, wenn der Beitrag nicht als Mehrfachstreuung sondern fälschlicherweise als Einfachstreuung verarbeitet wird. Im letzten Fall kommt es zur Rekonstruktion fiktiver Streuzentren („Artefakte“).

- Da laut Aufgabenstellung (vgl. Abb. 1.1) nur ein begrenztes Raumvolumen zur Positionierung der Sensoren verfügbar ist, kann es passieren, dass bei der Gewinnung der Messdaten aus der begrenzten Anzahl von Raumrichtungen stellenweise Abschattungseffekte auftreten.

Abb. 1.4a zeigt, dass es neben den direkten Streubeiträgen von Streuzentren eine Reihe von Mehrfachstreuungseffekten gibt. Angestrebtes Ziel bei der Auswertung von Rückstreuungsmessungen ist, möglichst alle diese unterschiedlichen Streubeiträge voneinander zu separieren und aus Teilinformationen dieser Streubeiträge auf geometrische Parameter der Szene zu schließen [18]. In den Abbildungen 1.4b bis 1.4d ist auf schematische Weise angedeutet, dass mit unterschiedlichen räumlichen Abtastschemata unterschiedliche Teilinformationen über diese Streubeiträge gewonnen werden. In Abb. 1.4b werden Sende- und Empfangskeule (Fokussierung nicht gezeigt) simultan geschwenkt. Dabei werden einige der Mehrfachstreuungen nicht erfasst. In Abb. 1.4c wird der Fall einer breiten Illumination und der Empfang über schmale Keulen illustriert. Dabei werden im Gegensatz zu Abb. 1.4b mehr Streubeiträge erfasst, jedoch überlagern sich diese Beiträge und können damit nicht separiert werden. Das im Abschnitt 1.4 vorgestellte MIMO-Prinzip erlaubt eine unabhängige Schwenkung von Sende- und Empfangskeule (Abb. 1.4d), liefert auf diese Weise mehr Informationen über die Einzelstreubeiträge und bietet damit verbesserte Voraussetzungen für die Separation der Einzelstreubeiträge.

Weitere Informationen könnte man durch polarimetrische Auswertung der Rückstreubeiträge gewinnen. Da diese Arbeit ihren Schwerpunkt in der Verwendung des MIMO-Prinzips hat, wurde aus Aufwandsgründen auf die Verwendung polarimetrischer Informationen verzichtet.

Auf Grund der gegebenen Randbedingungen bezüglich der Abmessung der Szene und des Abstands des Sensors zur Szene handelt es sich hierbei um Mikrowellenabbildung im Nahbereich. Weitere Arbeiten zu solchen Systemen sind in der Literatur [19,20] bekannt.

1.6 Abgrenzung gegenüber dem Problem der „Inversen Streuung“

Die dieser Arbeit zu Grunde liegende Aufgabenstellung unterscheidet sich von der Aufgabenstellung beim „klassischen“ Problem der „Inversen Streuung“ (siehe [21]). Im letzteren Fall soll aus bekannten Rückstreuendaten als Funktion der Frequenz und verschiedener Aspektwinkel das streuende Objekt „rekonstruiert“ werden. Dies bedeutet z.B. bei einem

transparenten dielektrischen Objekt, dass der räumliche Verlauf $\varepsilon_r(\vec{r})$ der Dielektrizitätszahl rekonstruiert werden muss. Bei einem Objekt aus gut leitendem Material ist die Rekonstruktion des Verlaufs der Oberfläche verlangt. Die Schwierigkeit bei der Lösung des inversen Streuproblems resultiert hauptsächlich aus zwei Fakten, nämlich aus der Nichtlinearität der Abbildung aus dem Objekt- in den Messraum und aus der schlechten Konditioniertheit des Problems. Die Nichtlinearität der Abbildung bedeutet, dass das Streufeld einer Anordnung aus zwei Objekten nicht gleich der Summe der Streufelder der einzelnen Objekte ist. Es ist offensichtlich, dass der Grund für diese Nichtlinearität in der Wechselwirkung zwischen den Objekten liegt. Schlechte Konditioniertheit bedeutet, dass Objekte stark verschiedener Form zu nur „wenig verschiedenen“ Streudaten führen können, so dass bei der Inversion dieses Zusammenhangs „kleine“ Messfehler zu signifikanten Fehlern im rekonstruierten Objekt führen.

Auf Grund dieser Probleme bei der Lösung des inversen Streuproblems existiert nach dem heutigen „State-of-the-Art“ (siehe [22]) keine praktikable Lösung zur Rekonstruktion einer nichtkonvexen Struktur aus streuenden Objekten aus Streudaten. Wenn es eine solche Lösung gäbe, so würde diese auch einen Weg zur Bestimmung von Position und Orientierung von Objekten einschließen.

Im Sinne der beschriebenen Aufgabenstellung für diese Arbeit besteht aber nicht die Notwendigkeit, das inverse Streuproblem zu lösen. Wenn die Form starrer Objekte bekannt ist, jedoch nicht ihre Position und Orientierung im Raum, so genügt zur Ermittlung dieser unbekanntenen Positions- und Orientierungsparameter, wenn die Position dreier Bezugspunkte auf dem Objekt verlässlich rekonstruiert wird. Bei mehreren gegeneinander beweglichen starren Objekten benötigt man die Lage von drei Bezugspunkten pro Objekt. Häufig sind die Freiheitsgrade für die Positions- und Orientierungsveränderung von Objekten eingeschränkt, z.B. bei der Bewegung von Objekten mit ebener Bodenfläche auf einer Ebene. In solchen Fällen kommt man mit der Positionsbestimmung von weniger Punkten (im Beispiel zwei Punkte pro Objekt) aus. Wie beim inversen Streuproblem wird auch das Problem der Bestimmung der Lage von Bezugspunkten durch Wechselwirkungseffekte signifikant erschwert, ist aber - im Gegensatz zum inversen Streuproblem - mit praktikablen Methoden lösbar.

1.7 Anwendungspotential

Die Vorteile der neuen Verfahren führen bei bestehenden Systemen vielfach zu einer Verbesserung der Leistungsfähigkeit oder eröffnen gänzlich neue Anwendungsfelder. Nach-

folgend sollen exemplarisch einige Szenarien vorgestellt werden, bei denen der Einsatz dieser Verfahren denkbar ist und ein Gewinn offensichtlich ist [23–26].

Die Positionierung von autark handelnden Robotern im industriellen Umfeld spielt in vielen Fällen eine große Rolle. So existieren bereits autonome Lager-Roboter oder autonome Beladungssysteme auf Containerumschlagplätzen. Alle diese Systeme müssen über eine sehr ausgeklügelte Sensorik verfügen, die es ihnen erlaubt, bei allen Witterungsverhältnissen und zu jeder Tages- und Nachtzeit zuverlässige Daten über die Position aller möglichen Objekte zu erhalten, um Kollisionen zu vermeiden. Die hier vorgestellten Verfahren können in solchen Systemen implementiert werden. Dabei können sie als Ergänzung oder redundantes System zu bestehenden Systemen (Laser, optische Verfahren) eingesetzt werden. Die Roboter können über physikalische Mehrfachantennen verfügen. Wenn sie zusätzlich dazu ihre Bewegung ausnutzen, dann wäre eine Realisierung einer synthetischen Apertur ebenfalls möglich. Die Vorteile von Algorithmen zur Klassifikation von Streubeiträgen kommen dabei auf Grund der im industriellen Umfeld typischerweise starken Mehrwegeausbreitung besonders gut zum Tragen.

Moderne Fahrzeuge verfügen über eine große Anzahl von Assistenzsystemen, die nach unterschiedlichen Prinzipien arbeiten. Dazu zählen neben längst obligatorischen Einparkensoren auf Ultraschallbasis mittlerweile immer mehr radargestützte Abstandsregeltempomaten, die einen konstanten Abstand zum vorausfahrenden Fahrzeug automatisch einhalten. Im nächsten Schritt soll der Führer eines Kraftfahrzeugs auch bei Spurwechselmanövern oder bei langen und ermüdenden Autobahnfahrten durch Assistenzsysteme unterstützt werden. Die dafür notwendigen „Spurwechselassistenten“ zur Beobachtung von „toten“ Winkeln neben dem Fahrzeug bzw. „Spurhalteassistenten“ zur Beobachtung von festen Referenzobjekten wie Leitplanke, Randmarkierungen können als radarbasierte Verfahren ausgeführt werden. Die Möglichkeit der Nutzung der Eigenbewegung des Fahrzeugs erlaubt dabei die Realisierung einer synthetischen Apertur und damit den Aufbau eines witterungsunabhängigen bildgebenden Verfahrens.

In der Prozessautomatisierung werden häufig Systeme zur Detektion und Lageerkennung von Objekten auf kurze oder mittlere Entfernung benötigt. Diese Systeme können als bildverarbeitende Systeme oder als Radarsysteme ausgeführt werden. Radarsysteme enthalten auf Grund von Laufzeitmessung prinzipiell eine andere Art der Information über die abzubildenden Objekte als kameragestützte Verfahren. Sie spielen dann ihre Vorteile aus, wenn auf Grund begrenzter Anordnungsmöglichkeiten für Kameras bestimmte Bereiche der abzubildenden Szene nicht zugänglich sind, oder wenn Informationen über optisch undurchdringliche, für Mikrowellenstrahlung jedoch durchsichtige, Objekte benötigt werden.

1.8 Inhaltsübersicht

Im Sinne der Aufgabenstellung sollen aus den vom Sensorsystem erfassbaren elektromagnetischen Rückstreudaten einer Szene die Geometrieparameter (Position und Orientierung) von Objekten dieser Szene extrahiert werden. Zwischen den Rückstreumessdaten und diesen gesuchten Geometrieparametern existiert jedoch kein expliziter Zusammenhang, der zur direkten Lösung dieser Aufgabenstellung nutzbar wäre. Daher werden im *Kapitel 2* Rückstreumodelle eingeführt und diskutiert. Diese Rückstreumodelle sollen als „Bindeglied“ zwischen den Rückstreumessdaten auf der einen und den gesuchten Geometrieparametern auf der anderen Seite, dienen. Zur Veranschaulichung der Effekte bei einer „physikalisch korrekten“ Beschreibung des Streuvorgangs wird eine Gruppe von Punktstreuern betrachtet und dabei die Verkopplung dieser Punktstreuer voll berücksichtigt. Hiermit wird gezeigt, dass die für die Rückstreuung verantwortlichen räumlich verteilten Quellen nicht nur mit dem einfallenden Feld am Ort der Quelle (Quellpunkt) verknüpft werden müssen, sondern auch mit dem einfallenden Feld in den anderen Punkten (Anregungsort) der Struktur. Zur Demonstration der Allgemeingültigkeit dieser Beschreibung wird eine entsprechende Darstellung für die Streuung an ideal leitenden Objekten angegeben. Während in der vorliegenden Arbeit von diesem Modell mit verkoppelten Streuern ausgegangen wird, benutzen konventionelle Abbildungsmethoden das so genannte Reflektivitätsmodell. Es wird gezeigt, wie dieses aus dem vollständigen Modell durch Vernachlässigung der Kopplung zwischen verschiedenen Objektteilen hervorgeht.

Da für die vorliegende Arbeit das Modell mit verteilten „Anregungsorten“, verteilten „Quellorten“ und einer diese beiden Orte verknüpfenden Übertragungsfunktion gewählt wird, beschäftigt sich *Kapitel 3* mit der Frage, wie man aus den Rückstreudaten auf diese Übertragungsfunktionen schließen kann. Eine notwendige Bedingung hierfür ist eine Messkonfiguration aus synthetischen oder physikalischen Aperturen, welche eine voneinander unabhängige Kontrolle der räumlichen Verteilung des „Anregungsfelds“ (Sendefeld) und des Empfangsfelds (Abtastung der Quellen) erlaubt. Auf Grund der gegebenen Randbedingungen bezüglich der Abmessungen der Szene und der Antennenapertur und bezüglich des Abstands des Sensors zur Szene ergibt sich die Notwendigkeit zur Fokussierung der Sende- und Empfangsfelder. Die Ermittlung der gesuchten Übertragungsfunktionen zwischen den durch die variable Feldfokussierung realisierten „Anregungsauflösungszellen“ und „Quell-Auflösungszellen“ geschieht durch eine Linearkombination von Übertragungsfunktionen, welche zwischen Antennen in unterschiedlichen Positionen gemessen und durch die Rückstreuung an der Szene verursacht werden. Die unterschiedlichen Möglichkeiten zur Akquisition dieser Übertragungsfunktionen mit synthetischen und physikalischen Aperturen und einer Kombination beider Verfahren werden mit

Hilfe der Einführung der MIMO-Radarmatrix vereinheitlicht. Es wird gezeigt, dass eine nur unvollständige Kenntnis der MIMO-Radarmatrix die Formung eines Paares unabhängiger Auflösungszellen beeinträchtigt. Insbesondere wird gezeigt, dass das konventionelle monostatische SAR-Verfahren zur eindeutigen Formung von Paaren von Auflösungszellen ungeeignet ist.

Nachdem also in Kapitel 3 die Ermittlung von Übertragungsfunktionen zwischen Paaren von Auflösungszellen als Funktion der unabhängig voneinander wählbaren Orte dieser Auflösungszellen erläutert wurde, betrachtet *Kapitel 4* die Interpretation der so gewonnenen Übertragungsfunktionen zum Zwecke der Extraktion von Geometrieparametern im Sinne der Aufgabenstellung. Zu diesem Zweck werden die Eigenschaften der Fourierrücktransformierten der Übertragungsfunktion zwischen einem Paar von Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes diskutiert. Die so definierte Impulsantwort erlaubt eine Dekomposition und Klassifizierung der Streubeiträge der gesamten Szene in Einfachstreubeiträge und Mehrfachstreubeiträge, die einzelnen Teilen von Objekten zugeordnet werden können. Damit können diese zur Bestimmung der Geometrieparameter der in einer Szene vorhandenen Objekte herangezogen werden.

Im Anschluss daran erfolgt im *Kapitel 5* die Beschreibung der experimentellen Aspekte dieser Arbeit. Zu diesem Zweck werden im ersten Schritt die zur Durchführung der Experimente notwendigen radartechnischen Parameter abgeschätzt. Anschließend werden einzelne Komponenten des Experimentes erläutert. Danach erfolgt eine Diskussion der bei der Gewinnung von Rückstreudaten mit Hilfe eines Netzwerk-Analysators auftretenden Besonderheiten. Zum Abschluss des Kapitels werden einige experimentelle Ergebnisse vorgestellt und ihre Besonderheiten beleuchtet.

Kapitel 6 beschäftigt sich mit einem Sonderproblem, welches bei der Realisierung der Verfahren mit Hilfe physikalischer Aperturen (Antennenarrays) auftritt. In diesem Fall kommt es auf Grund der Elementverkopplung zur Degradation der Leistungsfähigkeit der Verfahren. Dabei wird am Beispiel von zwei unterschiedlichen Typen von breitbandigen Arrays die auftretende Dispersion analysiert. Dazu wird dieser Effekt durch geeignete integrale Kenngrößen beschrieben, und es wird ihr Einfluss auf die Positionierungsgenauigkeit und Mehrdeutigkeit erläutert. Im Anschluss daran werden Möglichkeiten zur Kompensation dieses Effektes in der Signalverarbeitung vorgestellt.

KAPITEL 2

Rückstreumodelle

2.1 Vorbetrachtungen zur Notwendigkeit eines Rückstreumodells

Ziel des in dieser Arbeit untersuchten Verfahrens ist, aus gemessenen Rückstreudaten die gesuchte Information, nämlich die Position und Orientierung eines Objektes oder einer Gruppe von Objekten, zu extrahieren. Die gesuchten Positions- und Orientierungsdaten („Geometrieparameter“) sind z.B. die Ortsvektoren vorgegebener Punkte auf den Objekten und/oder Richtungswinkel von Kanten der Objekte (siehe auch Abb. 1.1). Zur Erfüllung dieser Aufgabenstellung muss also bekannt sein, wie sich Veränderungen der Geometrieparameter auf die Rückstreumessdaten auswirken.

Die Rohmessdaten werden durch bandbegrenzte Übertragungsfunktionen zwischen Antennen an verschiedenen Positionen oder durch ihre Gegenstücke im Zeitbereich, nämlich durch bandbegrenzte Impulsantworten, dargestellt. Dabei ist es für sie charakteristisch, dass einzelne Messergebnisse (z.B. Impulsantwort für ein Antennenpaar mit fester Position) nicht exklusiv einem der gesuchten Geometrieparameter zugeordnet werden können, sondern im Allgemeinen von allen Strukturparametern beeinflusst werden.

Bei einer „brute force“-Lösung des Problems würde man experimentell oder über nume-

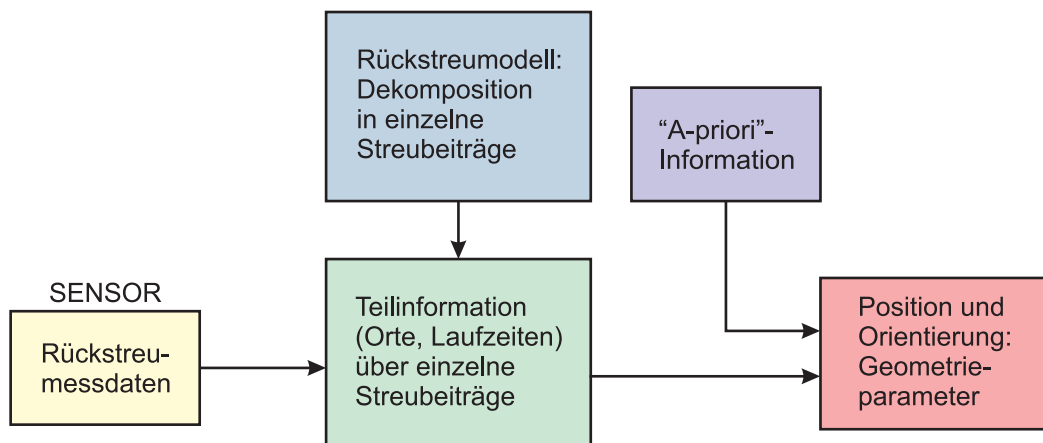


Abbildung 2.1: Bedeutung des Rückstreumodells für die Extraktion der Geometriedaten aus den gemessenen Rückstreudaten.

rische Modellierung des Rückstreuproblems alle möglichen Kombinationen der Geometrieparameter vorgeben und die zugehörigen Rückstreumessdaten abspeichern. Auf der Basis dieses Katalogs würde man zur Lösung des inversen Problems mit Methoden der Mustererkennung den gemessenen Rückstreudaten diejenige Kombination von Geometrieparametern zuordnen, die nach dem Katalog die „beste“ Übereinstimmung mit den Messdaten liefert.

Zu einer wesentlich einfacheren Auswertung kommt man, wenn man über ein geeignetes Streumodell einzelne Geometrieparameter zu einzelnen aus den Rückstreudaten gewonnenen Parametern zuordnen kann, also zu einer Separation von Geometrieparametern gelangt. Ziel bei der Einführung eines geeigneten Streumodells ist daher die Dekomposition (Zerlegung) der gemessenen Rückstreudaten in eine Summe von Einzelstreubeiträgen (z.B. im Sinne der GTD), über die Teilinformationen wie z.B. der Streuort (oder die Streuorte) und zugehörige Laufzeiten bekannt sind. Mit Hilfe von „A-priori“-Informationen können dann aus den Teilinformationen über die verschiedenen Streubeiträge die gesuchten Geometrieparameter gewonnen werden (siehe Abb. 2.1). Die dafür benötigten Zusammenhänge zwischen den Teilinformationen über die Streubeiträge und den Geometrieparametern lassen sich auf einfache Weise z.B. über geometrisch-optische Betrachtungen oder anhand von Experimenten gewinnen, da diese Teilinformationen nur mit wenigen Geometriedaten verknüpft sind.

2.2 Einführung der Koppelmatrix anhand des Sonderfalls einer Gruppe von Punktstreuern

Im Folgenden wird ein allgemeingültiges Streumodell abgeleitet. Jedoch wird dieses im Interesse der Anschaulichkeit zunächst am Sonderfall einer Gruppe isotroper Punktstreuer für ein festes und monochromatisches Beleuchtungsfeld erfolgen. Solche Punktstreuer kann man sich beispielsweise als dielektrische Kugeln mit einem Durchmesser $d \ll \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$ vorstellen, so dass für die Streuung das Rayleigh-Modell gilt.

Unter dieser Annahme gilt für das Dipolmoment \vec{I}_μ eines isotropen Punktstreuers am Ort \vec{r}_μ

$$\vec{I}_\mu = \Gamma_\mu \vec{E}(\vec{r}_\mu). \quad (2.1)$$

Γ_μ beschreibt die Reflektivität des isotropen Punktstreuers. Nimmt man zur Vereinfachung lineare Polarisation des anregenden Feldes $\vec{E}(\vec{r}_\mu)$ und eine flächenhafte Verteilung der Punktstreuer in der Einfallsebene des Feldes an, so lässt sich Gleichung (2.1) in skalarer Form schreiben als

$$I_\mu = \Gamma_\mu E(\vec{r}_\mu). \quad (2.2)$$

Bei gleichzeitiger Anwesenheit von M isotropen Punktstreuern setzt sich die Feldstärke des skalaren anregenden Feldes $E(\vec{r}_\mu)$ aus zwei Termen zusammen

$$E(\vec{r}_\mu) = E_{inc}(\vec{r}_\mu) + \sum_{\nu=1}^M G(\vec{r}_\mu - \vec{r}_\nu) I_\nu. \quad (2.3)$$

Dabei beschreibt $E_{inc}(\vec{r}_\mu)$ den Anteil, der durch die elektrische Feldstärke des einfallenden Feldes am Ort \vec{r}_μ verursacht wird, und der zweite Summenterm den Anteil, den andere vorhandene Streuer zum Streuverhalten des betrachteten Punktes beitragen. Mit Gleichung (2.3) lässt sich das Dipolmoment schreiben als

$$I_\mu = \Gamma_\mu \left[E_\mu^{(inc)} + \sum_{\nu=1}^M G_{\mu\nu} I_\nu \right], \quad (2.4)$$

mit $E_\mu^{(inc)} = E_{inc}(\vec{r}_\mu)$ und $G_{\mu\nu} = G(\vec{r}_\mu - \vec{r}_\nu)$. In Matrixnotation lässt sich Gleichung (2.4) formulieren zu

$$\mathbf{I} = \mathbf{\Gamma} (\mathbf{E}_{inc} + \mathbf{G}\mathbf{I}) \quad (2.5)$$

mit $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_M]$.

Die Auflösung von Gleichung (2.5) nach den Dipolmomenten I_μ der einzelnen Punktstreuer liefert schließlich

$$\mathbf{I} = [\mathbf{1} - \mathbf{\Gamma G}]^{-1} \mathbf{\Gamma E}_{inc} = \mathbf{K E}_{inc}. \quad (2.6)$$

Das Element $K_{\mu\nu}$ der $M \times M$ -Matrix \mathbf{K} („Koppelmatrix“) beschreibt die Abhängigkeit des Dipolmomentes des Streuers am Ort \vec{r}_μ von der elektrischen Feldstärke des einfallenden Feldes (ohne Streuer) am Ort \vec{r}_ν . Auf Grund der Reziprozität ist die Matrix \mathbf{K} symmetrisch. Verallgemeinert man Gleichung (2.6) auf ein „Kontinuum“ von Streuern, so erhält man für die Stromdichte am Ort \vec{r}

$$J(\vec{r}) = \int K(\vec{r}, \vec{r}') E_{inc}(\vec{r}') dV(\vec{r}') \quad (2.7)$$

mit dem „Koppelkern“ $K(\vec{r}, \vec{r}')$, für den auf Grund der Reziprozität

$$K(\vec{r}, \vec{r}') = K(\vec{r}', \vec{r}) \quad (2.8)$$

gilt. $K(\vec{r}, \vec{r}')$ beschreibt, wie die Struktur das einfallende Feld auf eine Stromdichteverteilung abbildet. Dabei ist die Stromdichte am Ort \vec{r} nicht nur von der Feldstärke am gleichen Ort, sondern auch von der Feldstärke in allen Punkten über die sich die Struktur erstreckt abhängig.

Um die Diskussion der anschaulichen Bedeutung der Koppelmatrix noch weiter zu führen, wird Gleichung (2.4) über

$$\mathbf{I}^{(p)} = \mathbf{\Gamma} (\mathbf{E}_{inc} + \mathbf{G I}^{(p-1)}) \quad \text{mit} \quad \mathbf{I}^{(0)} = 0 \quad (2.9)$$

iterativ gelöst, und so erhält man mit

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2 + \mathbf{K}_3 + \dots = \mathbf{\Gamma} + \mathbf{\Gamma G \Gamma} + \mathbf{\Gamma G \Gamma G \Gamma} + \dots \quad (2.10)$$

die Neumann-Reihe [27] für die Koppelmatrix. Die einzelnen Terme in Gleichung (2.10) können entsprechend Abb. 2.2 als Direktanregung der Punktstreuer (direkte Streuung), Zweifachstreuung, Dreifachstreuung, etc. interpretiert werden. Man beachte, dass in Abb. 2.2 nur die Anregung des linken Punktstreuers betrachtet wird. Für die anderen zwei Punktstreuer gelten analoge Überlegungen. Abbildung 2.2a zeigt für das Beispiel von drei Punktstreuern die Direktanregung, Abb. 2.2b die Anregung über den „Umweg“ über einen Punktstreuer und schließlich Abb. 2.2c die Anregung über den Umweg über zwei Punktstreuer.

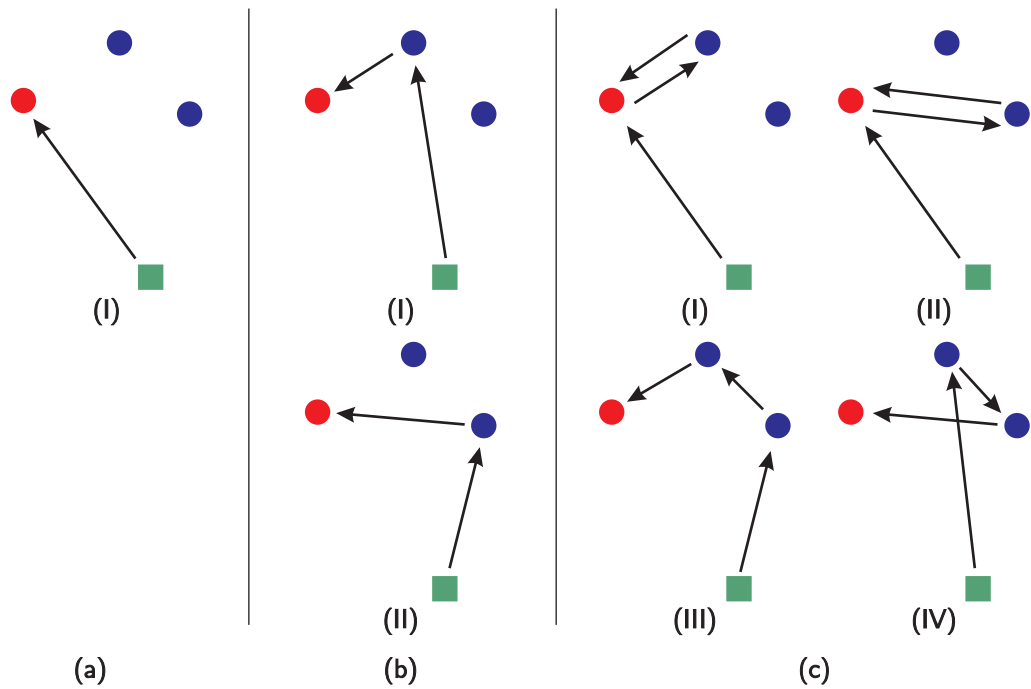


Abbildung 2.2: Erregung des Stroms im linken Punktstreuer über Direktanregung (Direktstreuung, **(a)**), auf dem „Umweg“ über einen weiteren Punktstreuer (Zweifachstreuung, **(b)**) und auf dem „Umweg“ über zwei Punktstreuer (Dreifachstreuung, **(c)**).

Auch der Koppelkern in Gleichung (2.7) kann in eine Neumannsche Reihe entwickelt werden und man erhält

$$\begin{aligned}
 K(\vec{r}, \vec{r}') &= \Gamma(\vec{r}) + \int G(\vec{r} - \vec{r}') \Gamma(\vec{r}) \Gamma(\vec{r}') dV(\vec{r}') + \\
 &+ \iint G(\vec{r} - \vec{r}') G(\vec{r}' - \vec{r}'') \Gamma(\vec{r}) \Gamma(\vec{r}') \Gamma(\vec{r}'') dV(\vec{r}') dV(\vec{r}'') + \dots
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Auch hier ist eine Interpretation gemäß Abbildung 2.2 möglich.

Nachdem die Koppelmatrix eingeführt ist, lässt sich das bei konventionellen Mikrowellenabbildungsverfahren zugrunde liegende Reflektivitätsmodell [28–30] als Näherung der Koppelmatrix durch ihren ersten Term der Neumann-Reihe, also unter Vernachlässigung der Verkopplung zwischen den Punktstreuern, deuten. Im Reflektivitätsmodell wird im Fall diskreter Punktstreuer

$$\mathbf{K} = \mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \Gamma_M \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

und im kontinuierlichen Fall

$$K(\vec{r}, \vec{r}') = \Gamma(\vec{r}) \delta(\vec{r} - \vec{r}') \quad (2.13)$$

gesetzt.

2.3 Koppelkern im Fall ideal leitender Objekte

Der im Abschnitt 2.2 anhand des einfachen Falls verkoppelter Punktstreuer eingeführte Koppelkern (bzw. Koppelmatrix) lässt sich auf die Streuung an beliebigen Objekten aus linearen Materialien verallgemeinern. In diesem Abschnitt soll kurz ausgeführt werden, wie dieser Koppelkern im Falle eines ideal leitenden Streukörpers mit der zugehörigen Integralgleichung zusammenhängt. Die Streuung an einem ideal leitenden Objekt lässt sich bekanntlich [31] unter anderem über eine H-Feld-Integralgleichung (MFIE) oder eine E-Feld-Integralgleichung (EFIE) beschreiben. Im Fall der MFIE geht man von dem Zusammenhang der äquivalenten Flächenstromdichte $\vec{J}(\vec{r}, j\omega)$ mit dem gesamten Magnetfeld an der metallischen Oberfläche (Normalenvektor $\vec{n}(\vec{r})$) aus:

$$\vec{J}(\vec{r}, j\omega) = \vec{n}(\vec{r}) \times \vec{H}(\vec{r}, j\omega). \quad (2.14)$$

Das Gesamtfeld setzt sich aus dem einfallenden Feld $\vec{H}_{inc}(\vec{r}, j\omega)$ und dem von der Gesamtheit aller äquivalenten Ströme erzeugten Feld zusammen. Mit $\vec{G}_J^H(\vec{r}, j\omega)$ als der Greenschen (Tensor) Funktion folgt

$$\vec{H}(\vec{r}, j\omega) = \vec{H}_{inc}(\vec{r}, j\omega) + \int_S \vec{G}_J^H(\vec{r} - \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{J}(\vec{r}', j\omega) dS(\vec{r}'). \quad (2.15)$$

Einsetzen von Gleichung (2.15) in Gleichung (2.14) liefert schließlich die gesuchte MFIE für \vec{J}

$$\vec{J}(\vec{r}, j\omega) = \vec{n}(\vec{r}) \times \vec{H}_{inc}(\vec{r}, j\omega) + \vec{n}(\vec{r}) \times \int_S \vec{G}_J^H(\vec{r} - \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{J}(\vec{r}', j\omega) dS(\vec{r}'). \quad (2.16)$$

Spaltet man von dem Oberflächenintegral für Punkte an glatten Oberflächen den Anteil $\vec{r} - \vec{r}'$ ab, so folgt

$$\vec{J}(\vec{r}, j\omega) = 2\vec{n}(\vec{r}) \times \vec{H}_{inc}(\vec{r}, j\omega) + \vec{n}(\vec{r}) \times \int_{\tilde{S}} \vec{G}_J^H(\vec{r} - \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{J}(\vec{r}', j\omega) d\tilde{S}(\vec{r}'). \quad (2.17)$$

Die Integralgleichung lässt sich numerisch mit Hilfe der Momentenmethode lösen, so dass man als Ergebnis folgenden Ausdruck in Abhängigkeit vom einfallenden Feld erhält

$$\vec{J}(\vec{r}, j\omega) = \int_S \vec{K}_H(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{H}_{inc}(\vec{r}', j\omega) dS(\vec{r}'). \quad (2.18)$$

$\vec{K}_H(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ ist der frequenzabhängige tensorielle Koppelkern für den Zusammenhang zwischen der Oberflächenstromdichte im Oberflächenpunkt \vec{r} mit dem einfallenden Magnetfeld in allen Oberflächenpunkten \vec{r}' .

Bei Vernachlässigung der Verkopplung im Reflektivitätsmodell erhält man aus dem ersten Glied der Neumannschen Reihe die Näherung der physikalischen Optik (PO)

$$\vec{J}(\vec{r}, j\omega) \approx \vec{J}^{PO}(\vec{r}, j\omega) = 2\vec{n}(\vec{r}) \times \vec{H}_{inc}(\vec{r}, j\omega).$$

Befindet sich das Objekt im Fernfeld einer Antenne, so gilt mit der von \vec{r} abhängigen Ausbreitungsrichtung $\vec{u}_i(\vec{r})$

$$\vec{H}_{inc}(\vec{r}, j\omega) = \frac{1}{Z_0} \left(\vec{u}_i(\vec{r}) \times \vec{E}_{inc}(\vec{r}, j\omega) \right).$$

Damit folgt für den tensoriellen Koppelkern $\vec{K}_E(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$, der den Zusammenhang zwischen der Stromdichte und der elektrischen Feldstärke beschreibt

$$\vec{K}_E(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{E}_{inc} = \frac{1}{Z_0} \vec{K}_H(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \cdot \left(\vec{u}_i(\vec{r}) \times \vec{E}_{inc}(\vec{r}, j\omega) \right), \quad (2.19)$$

so dass analog zu Gl. (2.18) für die Stromdichte am Ort \vec{r} im Allgemeinen gilt

$$\vec{J}(\vec{r}, j\omega) = \int_S \vec{K}_E(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{E}_{inc}(\vec{r}', j\omega) dS(\vec{r}'). \quad (2.20)$$

Im Fall der physikalischen Optik, also bei Vernachlässigung der Verkopplung, ist dagegen die Stromdichte im Punkt \vec{r} nur von der elektrischen Feldstärke im gleichen Punkt \vec{r} abhängig:

$$\vec{J}^{PO}(\vec{r}, j\omega) = 2\vec{n}(\vec{r}) \times \left(\vec{u}_i(\vec{r}) \times \vec{E}_{inc}(\vec{r}, j\omega) \right). \quad (2.21)$$

2.4 Übertragungsfunktion zwischen Antennen als Messgröße

Im Folgenden soll der Zusammenhang zwischen dem die Objekte beschreibenden Kopplern $\vec{K}_E(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ und der Übertragungsfunktion $S_{mn}(j\omega)$, die zwischen dem Eingang einer Sendeantenne mit dem Index m und einer Empfangsantenne mit dem Index n gemessen wird, hergeleitet werden. Dazu wird angenommen, dass alle Punkte der Objekte oder der Gruppe von Objekten im Fernfeld der Antennen liegen. Im Sendebetrieb sollen die Freiraumfelder der Antennen m und n in der Form

$$\vec{E}_m(\vec{r}, j\omega) = \vec{e}_m(\vec{r}, j\omega) \cdot a$$

und

$$\vec{E}_n(\vec{r}', j\omega) = \vec{e}_n(\vec{r}', j\omega) \cdot a$$

mit a als dem Wellenkoeffizienten der eingespeisten Welle beschrieben werden. Dann gilt für die durch das Feld der Antenne m induzierte äquivalente Stromdichte

$$\vec{J}_m(\vec{r}', j\omega) = a \int_V \vec{K}_E(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \cdot \vec{e}_m(\vec{r}, j\omega) dV(\vec{r}). \quad (2.22)$$

Die durch diese Stromdichte an den Klemmen der Antenne n verfügbare Welle ist durch

$$b = \int_{V'} \vec{e}_n(\vec{r}', j\omega) \cdot \vec{J}(\vec{r}', j\omega) dV(\vec{r}') \quad (2.23)$$

beschrieben. Somit erhält man aus der Kombination der Gleichungen (2.22) und (2.23) die Übertragungsfunktion

$$S_{mn}(j\omega) = \frac{b}{a} = \iint_{V V'} \vec{e}_n(\vec{r}', j\omega) \cdot \left\{ \vec{K}_E(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \vec{e}_m(\vec{r}, j\omega) \right\} dV(\vec{r}') dV(\vec{r}). \quad (2.24)$$

Im Sonderfall gleicher Polarisation beider Antennen im Bereich der Objekte lässt sich diese Gleichung skalar umschreiben zu

$$S_{mn}(j\omega) = \iint_{V V'} K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \chi_{mn}(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) dV(\vec{r}') dV(\vec{r}) \quad (2.25)$$

mit der Abtastfunktion

$$\chi_{mn}(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) = e_m(\vec{r}, j\omega) \cdot e_n(\vec{r}', j\omega). \quad (2.26)$$

Im Fall des Reflektivitätsmodells, also unter Vernachlässigung der Verkopplung, wird daraus

$$S_{mn}(j\omega) = \int_V \Gamma(\vec{r}) \tilde{\chi}_{mn}(\vec{r}, j\omega) dV(\vec{r}) \quad (2.27)$$

mit

$$\tilde{\chi}_{mn}(\vec{r}, j\omega) = e_m(\vec{r}, j\omega) \cdot e_n(\vec{r}, j\omega). \quad (2.28)$$

2.5 Kurze Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde zunächst die prinzipielle Notwendigkeit für die Einführung eines *Rückstreumodells* zur Interpretation der Rückstremessdaten aufgezeigt, da eine explizite Ermittlung der gesuchten Geometrieparameter nicht möglich ist. Im Anschluss daran erfolgte die Einführung des dieser Arbeit zugrunde liegenden Rückstreumodells am Sonderfall einer Gruppe von verkoppelten Punktstreuern. Dabei ergab sich eine Beschreibung der Rückstreuung des Ensembles von Punktstreuern über eine „Koppelmatrix (Koppelkern)“, welche die Rückstrahlung jedes individuellen Punktstreuers mit dem einfallendem Feld an den Orten *aller* Punktstreuer verknüpft. Es wurde gezeigt, dass im Gegensatz dazu bei konventionellen Abbildungsverfahren die Rückstrahlung jedes individuellen Punktstreuers nur mit dem einfallenden Feld am gleichen Ort verknüpft wird (Reflektivitätsmodell).

Um zu zeigen, dass das am Beispiel verkoppelter Punktstreuer eingeführte exakte Modell auf beliebige Strukturen übertragbar ist, wurde der Koppelkern für die Rückstreuung an ideal leitenden Objekten eingeführt und gezeigt, dass die konventionelle Vernachlässigung der Kopplung in diesem Fall auf die Approximation der „Physikalischen Optik“ führt.

Zum Schluss des Kapitels wurden die Rückstremessdaten in Form von Übertragungsfunktionen zwischen Antennen in unterschiedlichen Positionen $S_{mn}(j\omega)$ mit der Beschreibung der streuenden Szene über Koppelkerne verknüpft.

KAPITEL 3

Erzielung einer räumlich-zeitlichen Auflösung von Streubeiträgen

3.1 Rekonstruktion einer Übertragungsfunktion zwischen Auflösungszellen

Wie im Kapitel 2 ausgeführt wurde, kann die durch die Rückstreuung an einer Gruppe von Objekten („Szene“) verursachte Übertragung zwischen einer Antenne m und einer Antenne n (beschrieben durch $S_{mn}(j\omega)$) als lineare Superposition von Streubeiträgen dargestellt werden, die durch verschiedene „Anregungspunkte“ \vec{r} und verschiedene „Quellpunkte“ \vec{r}' gekennzeichnet sind. Anders ausgedrückt kann man sagen, dass das an der Empfangsantenne verfügbare Signal durch Überlagerung der in den verschiedenen Punkten der Szene (Quellpunkte \vec{r}') induzierten Ströme entsteht, und die Ströme ihrerseits in den Quellpunkten \vec{r}' nicht nur vom Wert des einfallenden Feldes am gleichen Ort, sondern auch vom Wert des Feldes an anderen Orten („Anregungspunkte“ \vec{r}) abhängig sind. Diese Beeinflussung der Stromdichte im Punkt \vec{r}' wird nach Gleichung (2.25) durch den frequenzabhängigen Koppelkern $K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ beschrieben. Der Koppelkern kann als Übertragungsfunktion von Punkt \vec{r} zum Punkt \vec{r}' interpretiert werden („Punktübertragungs-

funktion“). Auf Grund der Reziprozität gilt

$$K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) = K(\vec{r}', \vec{r}, j\omega) \quad (3.1)$$

und somit können Anregungspunkt und Quellpunkt vertauscht werden, ohne dass dies Auswirkung auf die Übertragung zwischen den Antennen hat.

Während bei den konventionellen Rekonstruktionsverfahren das Reflektivitätsmodell nach Gleichung (2.27) zugrunde gelegt und somit aus den Messdaten eine räumliche Verteilung der Reflektivität $\Gamma(\vec{r})$ rekonstruiert wird, soll in dieser Arbeit eine Rekonstruktion des von zwei Orten abhängigen Koppelkerns $K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ (Punktübertragungsfunktion) angestrebt werden. Die Motivation für diese Zielsetzung (siehe auch Einleitung) ergibt sich aus der Erwartung, dass $K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ besser als $\Gamma(\vec{r})$ zur Extraktion der Information über gesuchte Geometrieparameter geeignet ist. Wie bei den konventionellen Rekonstruktionsverfahren ist die räumliche Auflösung begrenzt. Unter Berücksichtigung dieser endlichen räumlichen Auflösung kann man Bereiche endlicher Ausdehnung („Auflösungszellen“) definieren und erhält anstelle der Übertragungsfunktion zwischen einzelnen Punkten Übertragungsfunktionen zwischen diesen Auflösungszellen.

Das Ergebnis $S_{mn}(j\omega)$ einer Einzelmessung zwischen zwei Antennen ergibt sich nach Gleichung (2.25) aus der Gewichtung der gesuchten Funktion $K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ mit der Abtastfunktion $\chi_{mn}(\vec{r}, j\omega)$, welche ihrerseits nach Gleichung (2.26) aus dem Produkt der beiden Antennenfelder gebildet wird. Durch gewichtete lineare Überlagerung der gemessenen Übertragungsfunktionen zwischen verschiedenen Antennenpaaren gemäß

$$F(j\omega) = \sum_{n,m} w_{mn} S_{mn}(j\omega) \quad (3.2)$$

kann man durch geeignete Wahl der Gewichtskoeffizienten w_{mn} eine neue Abtastfunktion

$$\gamma(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) = \sum_{m,n} w_{mn} \chi_{mn}(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \quad (3.3)$$

synthetisieren, so dass

$$F(j\omega) = \iint K(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \gamma(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) dV(\vec{r}') dV(\vec{r})$$

gilt.

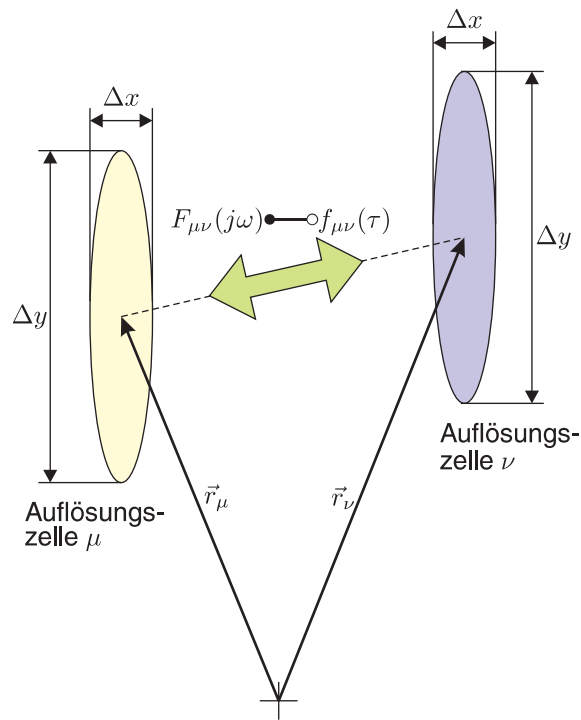


Abbildung 3.1: Illustration zur Transformation der Übertragungsfunktion zwischen zwei Antennenelementen $S_{mn}(j\omega)$ in Übertragungsfunktionen zwischen zwei Auflösungszellen $F(\vec{r}_\mu, \vec{r}'_\nu, j\omega)$.

Im nicht existierenden Idealfall einer synthetischen Abtastfunktion der Form

$$\gamma_{mn}^{(ideal)} = (\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0, \vec{r}'_0, j\omega) = \delta(\vec{r} - \vec{r}_0)\delta(\vec{r}' - \vec{r}'_0)$$

würde

$$F^{(ideal)}(j\omega) = F^{(ideal)}(\vec{r}_0, \vec{r}'_0, j\omega) = K(\vec{r}_0, \vec{r}'_0, j\omega)$$

gelten und somit die Punktübertragungsfunktion ideal rekonstruiert sein.

Im realen Fall muss man versuchen, eine Abtastfunktion in \vec{r} und \vec{r}' zu synthetisieren, die bei beliebig vorgebbaren Orten \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 ihr Maximum aufweist und in der Umgebung dieser Orte möglichst steil abfällt.

Zerlegt man den betrachteten Raum in eine Menge einzelner Auflösungszellen, die über die Indizes μ und ν beschrieben werden, so lassen sich die Übertragungsfunktionen zwischen zwei beliebigen Auflösungszellen, wobei der Fall, bei dem beide Auflösungszellen identisch sind, also $\mu = \nu$ gilt, ausdrücklich in die Betrachtung mit eingeschlossen wird, als

$$F_{\mu\nu}(j\omega) = F(\vec{r}_\mu, \vec{r}'_\nu, j\omega) \tag{3.4}$$

darstellen.

Bei der späteren Interpretation der Übertragungsfunktion zwischen Auflösungszellen ist ihre Darstellung im Zeitbereich, also als Impulsantwort, zweckmäßig, da diese in Form von Laufzeitgliedern interpretiert werden kann. Daher werden die zugehörigen Impulsantworten

$$f_{\mu\nu}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\mu\nu}(j\omega) \cdot e^{j\omega\tau} d\omega \quad (3.5)$$

eingeführt. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, unterschiedliche Streueffekte anschaulich durch einzelne Laufzeitglieder zu modellieren. Abbildung 3.1 veranschaulicht das Modell mit Übertragungsfunktionen bzw. Impulsantworten zwischen zwei Auflösungszellen.

3.2 Synthese der räumlichen Abtastfunktion

Die in Gleichung (2.26) und (3.3) definierte Abtastfunktion

$$\gamma(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) = \sum_{m,n} w_{mn} e_m(\vec{r}, j\omega) e_n(\vec{r}', j\omega) \quad (3.6)$$

ist eine Funktion der beiden Orte \vec{r} und \vec{r}' und nach den Überlegungen des vorigen Abschnitts möchte man diese Funktion so synthetisieren, dass sie in den vorgebbaren Mittelpunkt \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 eines Paares von Auflösungszellen (inklusive eines Paares aus identischen Auflösungszellen mit $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$) maximal wird und in der Umgebung dieser Punkte möglichst steil auf kleine Werte abfällt. Notwendige Bedingungen für das Erreichen dieses Ziels sind die Verfügbarkeit von Messdaten zwischen Antennen in unterschiedlichen Positionen und eine geeignete Wahl der Gewichtskoeffizienten w_{mn} . Zu jeder Messung $S_{mn}(j\omega)$ gehört ein Paar von Antennen in den Positionen \vec{R}_m und \vec{R}_n . Im allgemeinen Fall unterscheiden sich verschiedene Messungen in einer der beiden oder in beiden Positionen. Beim monostatischen Radar mit synthetischer Apertur werden Sende- und Empfangsantenne gemeinsam relativ zur Szene bewegt, so dass jede neue Sendeantennenposition mit einer neuen Empfangsantennenposition gepaart wird. Im Falle einer „vollständigen“ MIMO-Konfiguration gibt es M verschiedene Positionen \vec{R}_m der Sendeantenne(n) und N unterschiedliche Positionen \vec{R}_n der Empfangsantenne(n) und jede Position der Empfangsantenne wird mit jeder Position der Sendeantenne gepaart, so dass insgesamt $M \times N$ Übertragungsfunktionen $S_{mn}(j\omega)$ zur Verfügung stehen.

Im Folgenden wird die Wahl der Gewichtskoeffizienten w_{mn} zunächst für den allgemeinen Fall erläutert. Anschließend wird der Sonderfall einer vollständigen MIMO-Konfiguration mit dem Sonderfall des monostatischen SAR verglichen.

Um in den Mittelpunkten \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 der vorgegebenen Auflösungszellen zu einer konstruktiven Überlagerung der Einzel-Abtastfunktionen zu kommen, müssen die Gewichtskoeffizienten so gewählt werden, dass sie die Phasendifferenzen ausgleichen. Verlangt man weiterhin eine Kompensation der Ortsabhängigkeit der Feldamplituden, so ergibt sich die Vorschrift

$$w_{mn} = w_m \cdot w_n \text{ mit } w_m = \frac{e_m^*(\vec{r}_0, j\omega)}{|e_m(\vec{r}_0, j\omega)|^2} \text{ und } w_n = \frac{e_n^*(\vec{r}'_0, j\omega)}{|e_n(\vec{r}'_0, j\omega)|^2}. \quad (3.7)$$

Damit wird die für das Punktpaar \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 synthetisierte Abtastfunktion

$$\gamma(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0, \vec{r}'_0, j\omega) = \sum_{m,n} \frac{e_m^*(\vec{r}_0, j\omega) e_n^*(\vec{r}'_0, j\omega)}{|e_m(\vec{r}_0, j\omega)|^2 |e_n(\vec{r}'_0, j\omega)|^2} e_m(\vec{r}, j\omega) e_n(\vec{r}', j\omega). \quad (3.8)$$

Es ist offensichtlich, dass der Betrag der so synthetisierten Funktion für das Punktpaar (\vec{r}_0, \vec{r}'_0) den Wert Eins annimmt.

Im Sonderfall der oben definierten vollständigen MIMO-Konfiguration lässt sich Gleichung (3.8) umschreiben in

$$\begin{aligned} \gamma^{(MIMO)}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0, \vec{r}'_0, j\omega) &= \sum_{m=1}^M \frac{e_m^*(\vec{r}_0, j\omega)}{|e_m(\vec{r}_0, j\omega)|^2} e_m(\vec{r}, j\omega) \cdot \sum_{n=1}^N \frac{e_n^*(\vec{r}'_0, j\omega)}{|e_n(\vec{r}'_0, j\omega)|^2} e_n(\vec{r}', j\omega) \\ &= E_{TX}(\vec{r}, j\omega) E_{RX}(\vec{r}', j\omega). \end{aligned} \quad (3.9)$$

In diesem Fall ist also die Synthese der räumlichen Abtastfunktion identisch mit der Fokussierung der Sende- und Empfangsantenne, wobei die Fokusse \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 für beide Antennen (physikalische oder synthetische Apertur) unabhängig voneinander kontrollierbar sein müssen.

Im Sonderfall des monostatischen Radars gilt $w_{mn} = 0$ für $n \neq m$ und aus Gleichung (3.8) folgt

$$\gamma^{(SAR)}(\vec{r}, \vec{r}', \vec{r}_0, \vec{r}'_0, j\omega) = \sum_m \frac{e_m^*(\vec{r}_0, j\omega) e_m^*(\vec{r}'_0, j\omega)}{|e_m(\vec{r}_0, j\omega)|^2 |e_m(\vec{r}'_0, j\omega)|^2} e_m(\vec{r}, j\omega) e_m(\vec{r}', j\omega). \quad (3.10)$$

Hier lässt sich die Synthese der Abtastfunktion nicht über die getrennte Fokussierung der Sende- und Empfangsantenne erklären.

Im Gegensatz zur Abtastfunktion bei der vollständigen MIMO-Konfiguration hat die Abtastfunktion beim monostatischen SAR bei der Betrachtung von Punktpaaren (\vec{r}_0, \vec{r}'_0)

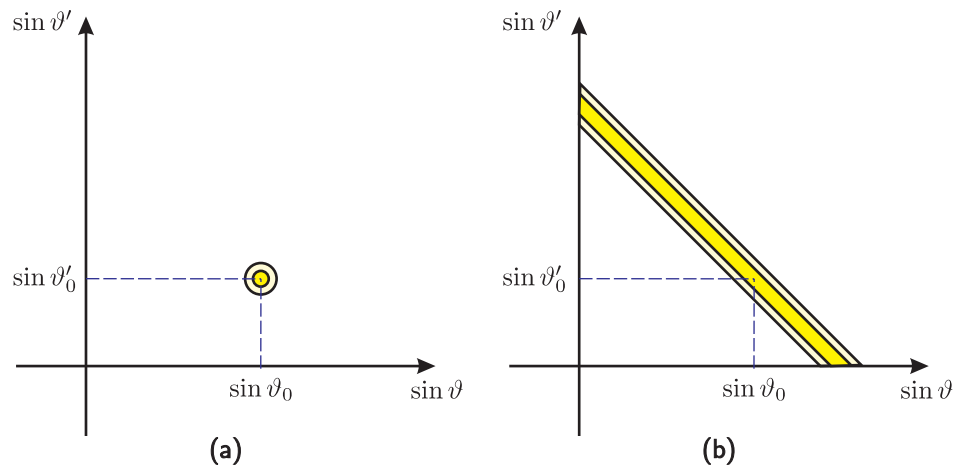


Abbildung 3.2: Illustration des Unterschieds bei der Verwendung einer monostatischen synthetischen Apertur **(b)** im Vergleich zur vollständigen MIMO-Konfiguration **(a)** im Hinblick auf die Abtastfunktion.

nicht die gewünschten Eigenschaften. Diesen Unterschied in den Abtastfunktionen des MIMO- und monostatischen SAR-Verfahrens kann man in analytischer Form darstellen, wenn man den Sonderfall von abgefragten Punktepaaren im Fernfeld (Abstand Fokus zur Apertur gegen Unendlich) betrachtet. In diesem Fall werden die Punkte \vec{r} und \vec{r}' durch ihre Richtungswinkel ϑ und ϑ' repräsentiert. Mit D_A als der Abmessung der Apertur und Näherung der Summe durch ein Integral erhält man für das MIMO-Verfahren

$$\gamma^{(MIMO)}(\vartheta, \vartheta', \vartheta_0, \vartheta'_0, j\omega) = \text{si} \left(\frac{\pi}{\lambda_0} D_A (\sin \vartheta - \sin \vartheta_0) \right) \cdot \text{si} \left(\frac{\pi}{\lambda_0} D_A (\sin \vartheta' - \sin \vartheta'_0) \right)$$

und für das SAR-Verfahren

$$\gamma^{(SAR)}(\vartheta, \vartheta', \vartheta_0, \vartheta'_0, j\omega) = \text{si} \left(\frac{\pi}{\lambda_0} D_A (\sin \vartheta + \sin \vartheta' - \sin \vartheta_0 - \sin \vartheta'_0) \right).$$

Diese Unterschiede sind in Abb. 3.2 illustriert. Im Fall des MIMO-Verfahrens erhält man eine Abtastung ausschließlich an dem vorgebbaren Winkelpaar $(\vartheta_0, \vartheta'_0)$. Dagegen werden im Fall des SAR-Verfahrens alle Winkelpaare (ϑ, ϑ') erfasst, für die

$$\sin \vartheta + \sin \vartheta' = \sin \vartheta_0 + \sin \vartheta'_0$$

gilt. Das monostatische SAR-Verfahren ist also für die hier avisierte Verarbeitung unbrauchbar.

Bei konventioneller Betrachtung des monostatischen SAR wird vom Reflektivitätsmodell ausgegangen, bei dem die Punkte \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 zusammenfallen und somit die unzureichenden Eigenschaften nicht zu Tage treten.

Im Folgenden soll der Fall der vollständigen MIMO-Konfiguration und damit die getrennte Fokussierung der Antennenfelder nach Gleichung (3.9) näher betrachtet werden. Da für E_{TX} und E_{RX} die gleichen Überlegungen gelten, werden für die Diskussion der Fokussierung die Indizes „TX“ und „RX“ weggelassen und die Antennenanzahl (M bei TX und N bei RX) wird mit Q bezeichnet

$$E(\vec{r}, j\omega) = \sum_{q=1}^Q \frac{e_q^*(\vec{r}_0, j\omega)}{|e_q(\vec{r}_0, j\omega)|^2} e_q(\vec{r}, j\omega). \quad (3.11)$$

Für die „Einzelantenne“ q (Antennenelement einer Gruppenantenne oder relativ zur Szene bewegte Antenne) wird für die vorliegende Anwendung gefordert, dass sie die zu untersuchende Szene möglichst homogen illuminiert. Daher wird die Transversalabmessung D der Apertur so klein, dass der Abstand vom Antennenort \vec{R}_q zu Punkten \vec{r} in der Szene die Fernfeldbedingung $|\vec{r} - \vec{R}_q| > 2D^2/\lambda_{min}$ erfüllt. Somit kann das normierte Feld der Einzelantenne in der Form

$$e_q(\vec{r}, j\omega) = \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \frac{C_q(\vec{r} - \vec{R}_q / |\vec{r} - \vec{R}_q|)}{|\vec{r} - \vec{R}_q|} \exp\left(-j\frac{\omega}{c}|\vec{r} - \vec{R}_q|\right) \quad (3.12)$$

angegeben werden. Hierbei bedeutet $C_q(\vec{u})$ die komplexwertige Richtcharakteristik der Antenne. Nimmt man zur Vereinfachung der Diskussion weiterhin an, dass die Amplitudenvariation des Feldes im Bereich der Szene auf Grund der Antennenrichtcharakteristik und auf Grund der Abstandsvariationen der Elemente zu vernachlässigen ist, so erhält man für Gleichung (3.11)

$$E(\vec{r}, j\omega) = E(\vec{r}, \vec{r}_0, j\omega) \approx \sum_{q=1}^Q \exp\left(j\frac{\omega}{c}(|\vec{r}_0 - \vec{R}_q|)\right) \exp\left(-j\frac{\omega}{c}(|\vec{r} - \vec{R}_q|)\right)$$

oder

$$E(\vec{r}, j\omega) = E(\vec{r}, \vec{r}_0, j\omega) \approx \sum_{q=1}^Q w_q \exp\left(-j\frac{\omega}{c}|\vec{r} - \vec{R}_q|\right) \text{ mit } w_q = \exp\left(j\frac{\omega}{c}(|\vec{r}_0 - \vec{R}_q|)\right). \quad (3.13)$$

Betrachtet man nun den Sonderfall einer linearen Apertur (physikalisch oder synthetisch) mit einem Elementeabstand (bzw. einer Abtastweite) a , so ist die Gesamtabmessung der Apertur

$$D_A = (Q - 1) a.$$

Aus Betrachtungen im K-Raum [32, 33] erhält man für die Ausdehnung des Maximums

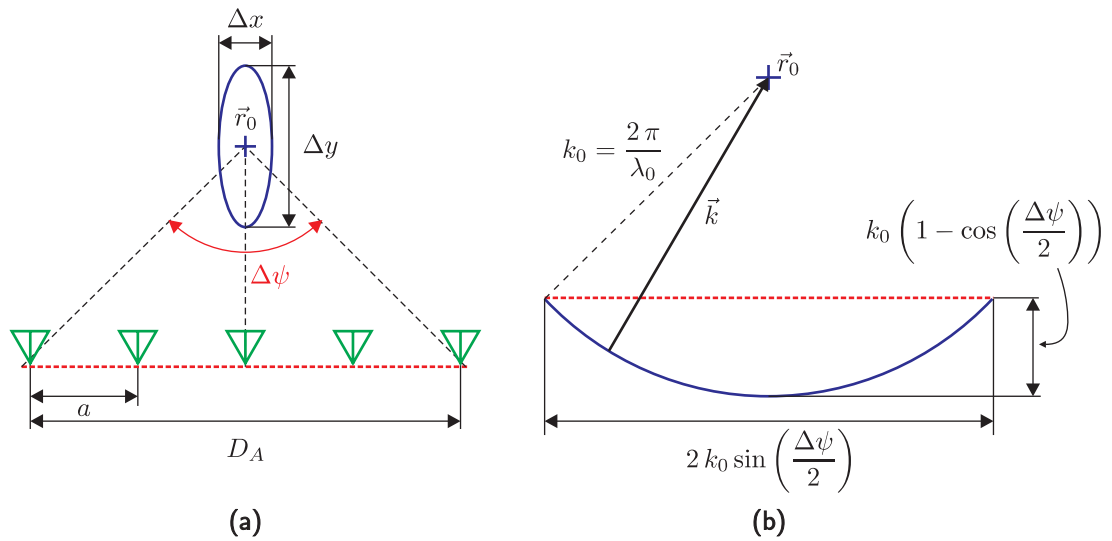


Abbildung 3.3: (a) Parameter der Konfiguration aus Antennenapertur und Aufpunkt \vec{r}_0 . (b) Betrachtung im K-Raum.

$$\Delta x = \frac{\lambda_0}{2 \cdot \sin\left(\frac{\Delta\psi}{2}\right)} \quad (3.14)$$

im Azimut und

$$\Delta y = \frac{\lambda_0}{1 - \cos\left(\frac{\Delta\psi}{2}\right)} \quad (3.15)$$

in der Tiefe.

Abbildung 3.3 zeigt das räumliche Auflösungsvermögen einer synthetischen Apertur. In Abb. 3.3a sind die relevanten Parameter für eine gegebene Konfiguration aus Antennenapertur und Aufpunkt gezeigt. Der Parameter $\Delta\psi$ ist als vom Aufpunkt \vec{r}_0 gesehener Öffnungswinkel der Apertur definiert. In Abb. 3.3b sind die Betrachtungen zur Auflösung im K-Raum illustriert.

Abbildung 3.4 stellt das monochromatische Auflösungsvermögen einer fokussierten synthetischen Apertur für den selben Aperturöffnungswinkel $\Delta\psi$ aber für zwei unterschiedliche Frequenzen f_0 dar.

Abbildung 3.5 illustriert nochmals den Unterschied des hier betrachteten fokussierten Betriebs zum Fernfeldbetrieb. Während im Fernfeldbetrieb (Fokus im Unendlichen) die Tiefenauflösung nur über Laufzeitmessungen erzielbar ist, erhält man im fokussierten Modus auch im monofrequenten Fall neben der Querauflösung auch eine Tiefenauflösung.

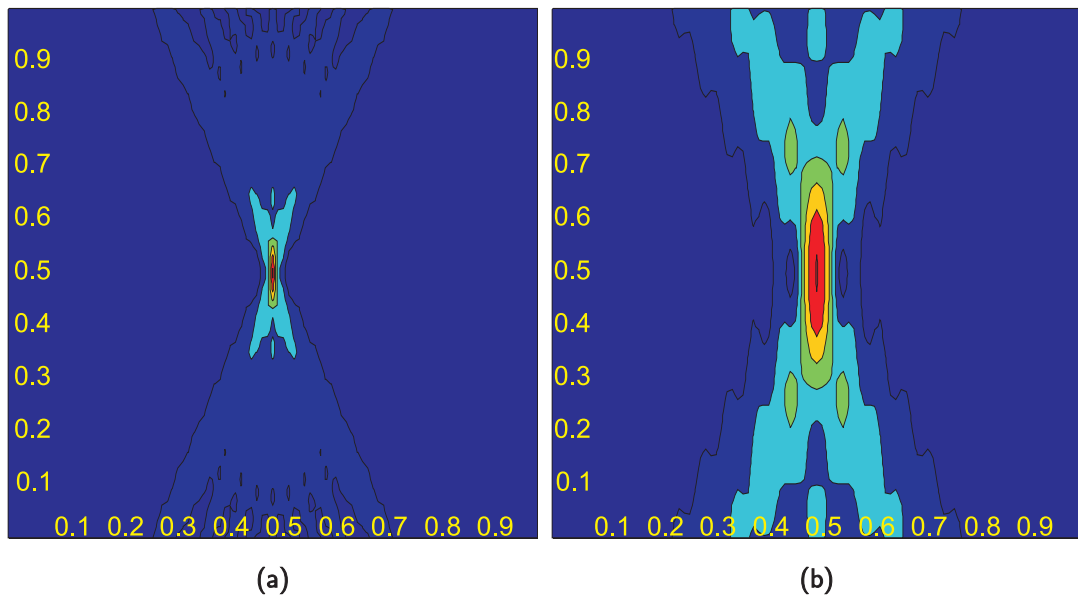


Abbildung 3.4: (a) Monochromatisches Auflösungsvermögen einer fokussierten synthetischen Apertur bei $f = 10$ GHz und $\Delta\psi = 60^\circ$. (b) Monochromatisches Auflösungsvermögen einer fokussierten synthetischen Apertur bei $f = 3$ GHz und $\Delta\psi = 60^\circ$.

3.3 Auswirkung einer unterschiedlichen Wahl des Abtastinkrements (Elementeabstands) a in der Apertur

Die synthetische oder physikalische Apertur wird im Wesentlichen durch zwei Parameter charakterisiert. Das ist zum einen ihre lineare Gesamtabmessung D_A und zum anderen der Abstand a zweier benachbarter Antennenpositionen in der Apertur. Bei synthetischen Aperturen bedeutet a die räumliche Abtastweite und bei physikalischen Aperturen (Arrays) den so genannten Elementeabstand. Wie bereits im vorigen Abschnitt ausgeführt wurde, bestimmt die Gesamtabmessung D_A über den Öffnungswinkel $\Delta\psi$ die räumliche Auflösung relativ zur Freiraumwellenlänge λ_0 (siehe Gln. (3.14) und (3.15)). Mit gegebenem Wert von D_A ist die den technischen Aufwand bestimmende Zahl Q der Abtastwerte durch

$$Q = \frac{D_A}{a} + 1$$

gegeben. Da man also im Interesse eines niedrigen Aufwands an einem möglichst großen Wert von a interessiert ist, sollen hier Kriterien für die Wahl von a kurz erläutert werden.

Da für die Auswirkung einer unterschiedlichen Wahl von a auf das zu formende Feld im Fall von fokussierten und breitbandigen Aperturen keine analytischen Lösungen vorliegen, soll zunächst der monofrequente Fernfeld-Fall diskutiert werden. Daraus werden im zweiten Schritt qualitative Aussagen für breitbandige fokussierte Felder abgeleitet.

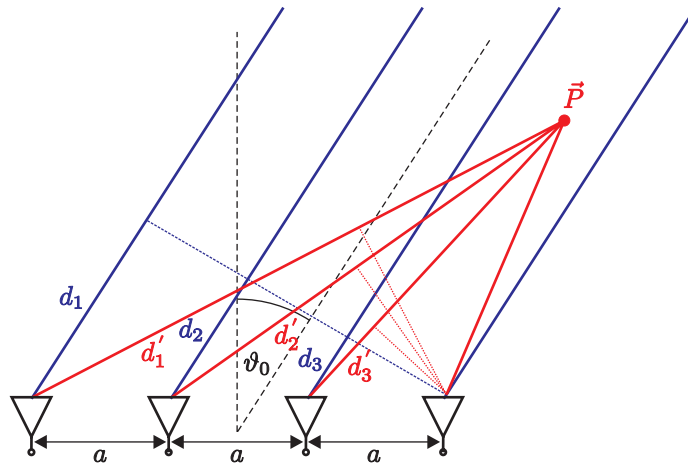


Abbildung 3.5: Darstellung des Unterschieds zwischen fokussiertem und nicht fokussiertem Betrieb. Im nicht fokussierten Fall (blau) wird die Keule in Richtung ϑ_0 geschwenkt, im fokussierten Fall (rot) wird eine Fokussierung auf den Aufpunkt \vec{P} demonstriert.

Ausgangspunkt für diese Diskussion ist im Fall der synthetischen Apertur eine kontinuierliche Messung entlang der Aperturkoordinaten ξ mit einer entsprechenden kontinuierlichen Gewichtsfunktion $w(\xi)$. Dies entspricht im Fall der physikalischen Apertur einer kontinuierlichen Belegungsfunktion $w(\xi)$. Die zugehörige Richtungsabhängigkeit des Fernfeldes ergibt sich in der Variablen $\sin \vartheta$ als Fouriertransformierte von $w(\xi)$

$$w(\xi) \quad \circ \text{---} \bullet \quad E(\sin \vartheta).$$

Ersetzt man die kontinuierliche Belegungsfunktion $w(\xi)$ durch eine Folge von Dirac-Impulsen im Abstand a gemäß

$$\tilde{w}(\xi) = \sum_{\mu} w(\mu a) \delta(\xi - \mu a),$$

so erhält man im $\sin \vartheta$ -Bereich die periodische Wiederholung von $E(\sin \vartheta)$ gemäß

$$\tilde{E}(\sin \vartheta) = \sum_{\nu} E\left(\sin \vartheta - \nu \frac{\lambda_0}{a}\right).$$

Ist $a > \lambda_0/2$, so erhält $E(\sin \vartheta)$ neben der erwünschten Keule in Richtung ϑ_0 weitere Keulen (sogenannte „Grating Lobes“) für die anderen Richtungen ϑ_{gr} mit

$$\sin \vartheta_{gr} = \sin \vartheta_0 + \nu \frac{\lambda_0}{a}.$$

Daher wird im schmalbandigen Fernfeldbetrieb bei Aperturen mit Keulenschwenkung der Abstand a kleiner als eine halbe Wellenlänge λ_0 gewählt.

Hält man die gewünschte Schwenkrichtung ϑ_0 fest, ändert aber die Frequenz, so verändert sich der Richtungswinkel ϑ_{gr} der Grating Lobes. Dadurch kommt es zu einer Art „Verschmierung“ des Effektes der Grating Lobes. Als Konsequenz dessen kann man bei sehr breitbandigen Systemen, bei denen die Bandbreite Δf in der Größenordnung der Mittenfrequenz liegt, unter bestimmten Bedingungen die Forderung $a < \lambda_{min}/2$ ignorieren. Im Fall physikalischer Aperturen spricht man in diesem Fall von „Thinned Arrays“ [34, 35]. Geht man vom Fernfeldbetrieb zum fokussierten Betrieb über, so ergibt sich ein weiterer Verschmierungseffekt der Grating Lobes.

Für die vorliegende Arbeit kann also gefolgert werden, dass wegen der Verwendung einer großen Frequenzbandbreite und wegen des fokussierten Betriebs auf die strenge Einhaltung der Bedingung $a < \lambda_0/2$ verzichtet werden kann. Eine Erhöhung der Anzahl der Abtastwerte führt allerdings zu einer Reduktion des „Bildrauschens“ (verschmierte Grating Lobes).

In der vorliegenden Arbeit wird bei der Empfangsapertur für das Abtastintervall die Bedingung $a < \lambda_{min}/2$ eingehalten. Bei den Positionen der Elemente der Sendeapertur wird von der oben erläuterten Möglichkeit großer Abstände aus Aufwandsgründen Gebrauch gemacht.

3.4 Systematische Bestimmung der Elemente der MIMO-Radarmatrix

Bei der unabhängigen und simultanen Formung von fokussierten Sende- und Empfangsfeldern werden sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite mehrere Freiheitsgrade bei der Gewichtung der Torsignale benötigt. Die Anzahl der verfügbaren Freiheitsgrade F hängt bekanntlich mit

$$F = M_A - 1$$

von der Anzahl der verfügbaren Antennentore M_A ab. Um ein Höchstmaß an Flexibilität bei der Keulenformung zu erreichen, ist es daher wünschenswert sowohl auf der Sendeseite als auch auf der Empfangsseite eine möglichst hohe Zahl von Antennentoren zu realisieren. Die Realisierung kann dabei physikalisch in Form einer Gruppenantenne mit M Sendeelementen und N Empfangselementen oder synthetisch durch Bewegung eines Sende- und/oder eines Empfangselementes und eine sequentielle Messung an M bzw. N Antennenpositionen erfolgen. Als Information über die abzubildende Szene gewinnt man in Anlehnung an Kapitel 2 in beiden Fällen einen Satz von Übertragungsfunktionen

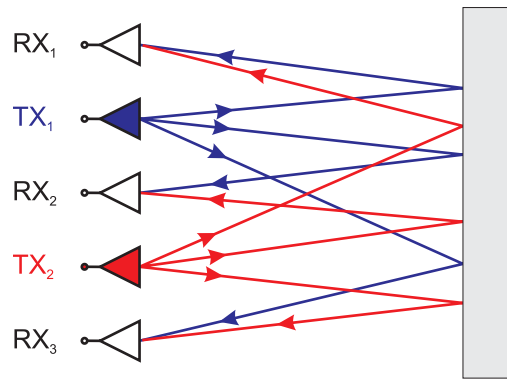


Abbildung 3.6: Definition der Elemente der MIMO-Radarmatrix als Übertragungsfunktionen zwischen einzelnen Antennenelmenten.

zwischen einer Sendeantenne, einer Empfangsantenne und dem Ziel

$$S_{mn}(j\omega) = \iint \vec{E}_m(\vec{r}, j\omega) \cdot \left\{ \vec{K}(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) \vec{E}_n(\vec{r}', j\omega) \right\} dV(\vec{r}') dV(\vec{r}),$$

die sich in einer Matrix zusammenfassen lassen

$$\mathbf{S}_{MN} = \begin{bmatrix} TX_1 \rightarrow RX_1 & \dots & TX_1 \rightarrow RX_N \\ TX_2 \rightarrow RX_1 & \dots & TX_2 \rightarrow RX_N \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ TX_M \rightarrow RX_1 & \dots & TX_M \rightarrow RX_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & \dots & S_{1N}(j\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{M1}(j\omega) & \dots & S_{MN}(j\omega) \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Die Matrix \mathbf{S}_{MN} beschreibt ein System mit mehreren Eingangsgrößen und mehreren Ausgangsgrößen. Sie wird daher in Anlehnung an die aus der Kommunikationstechnik bekannte MIMO-Kanalmatrix [36] „MIMO-Radarmatrix“ genannt.

Die Bestimmung der Elemente der Matrix \mathbf{S}_{MN} gestaltet sich je nach verwendeter Apertur unterschiedlich. So erlaubt eine physikalische Apertur auf der Sende- und/oder Empfangsseite die simultane Bestimmung von mehreren Elementen, während eine synthetische Apertur zur sequentiellen Messung von Matrixelementen $S_{mn}(j\omega)$ führt. Weiterhin sind die Eigenschaften der Matrix \mathbf{S}_{MN} ebenfalls sehr stark davon abhängig, ob die zur Apertursynthese durchgeführte Bewegung die Sende- und Empfangsapertur simultan erfasst, oder ob es sich um eine unabhängige Bewegung beider physikalischer Aperturen handelt.

3.4.1 Generische MIMO-Radarmatrix

Die Verwendung eines rein physikalischen Arrays auf der Sende- und Empfangsseite führt zu simultaner Bestimmung aller Matrixelemente $S_{mn}(j\omega)$. Die so gewonnene vollständige MIMO-Matrix stellt die Basis für den Entwurf von weiteren Algorithmen und Verfahren dar und wird daher *generische* MIMO-Matrix S_{MN} genannt.

Unter Voraussetzung zeitlicher Invarianz der abzubildenden Szene lässt sich die generische Matrix S_{MN} auch mit einem rein synthetischen Array auf der Sende- und Empfangsseite gewinnen. Dazu müssen beide Aperturen unabhängig voneinander erzeugt werden können. Die Matrix S_{MN} wird dann elementweise gebildet. Bei Vernachlässigung der Elementverkopplung in einem physikalischen Array sind beide Arten der Datenerfassung absolut äquivalent. Abb. 3.6 stellt ein MIMO-System mit 2 Sendeelementen und 3 Empfangselementen dar, mit dem sich eine generische 2×3 MIMO-Radarmatrix erzeugen lässt.

3.5 Bildung der MIMO-Radarmatrix mit kombinierten physikalischen und synthetischen Aperturen

Die Verwendung einer Kombination aus physikalischer und synthetischer Apertur führt je nach Realisierung zur vollständigen Bestimmung der MIMO-Radarmatrix S_{MN} oder zu Lücken in dieser Matrix. Dabei spielt der Aspekt eine Rolle, ob die synthetischen Aperturen auf der Sende- und Empfangsseite unabhängig voneinander gebildet werden können oder nur gemeinsam. Bei gemeinsamer Synthese beider Aperturen kommt es zu Auslassung einzelner Elemente und damit zu einer Degradation der Leistungsfähigkeit der im folgenden Kapitel vorgestellten Algorithmen. Werden die Aperturen dagegen unabhängig voneinander erzeugt, so kann durch eventuell auftretende Mehrfachbestimmung der einzelnen Elemente ein Vorteil durch Verbesserung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses erreicht werden.

Folgende Abschnitte befassen sich mit der Informationsgewinnung bei Verwendung kombinierter physikalischer und synthetischer Aperturen. Dabei wird zunächst der Fall der simultanen Synthese der Sende- und Empfangsfelder behandelt. Als Extremfall hierbei wird der Fall der monostatischen, synthetischen Apertur behandelt. Anschließend erfolgt die Betrachtung der unabhängigen Erzeugung beider Felder und ihr Einfluss auf die Eigenschaften der MIMO-Radarmatrix.

3.5.1 MIMO-Radarmatrix bei simultaner Synthese der Sende- und Empfangsfelder

Eine Kombination aus physikalischer und synthetischer Apertur mit simultaner Erzeugung der Sende- und Empfangsfelder liegt in der Praxis immer dann vor, wenn die Sende- und Empfangsantennen auf der selben Plattform untergebracht werden und nur simultan bewegt werden können. Diese Antennen bilden physikalische Aperturen, die jeweils aus einem Element oder mehreren Elementen bestehen können. Ist die Plattform oder die Szene beweglich, so kann die Relativbewegung zur Gewinnung einer synthetischen Apertur herangezogen werden. Als Beispiel können industrielle Automatisierungssysteme angeführt werden, bei denen Gegenstände auf einem Fließband an der physikalischen Apertur vorbei bewegt werden.

Im allgemeinen Fall solch einer kombinierten Konfiguration liegt senderseitig eine physikalische Apertur mit \tilde{M} Elementen vor, und die Empfangsseite besteht aus einem Array mit \tilde{N} Elementen. Damit bildet die physikalische Konfiguration ein MIMO-System mit $\tilde{M} \cdot \tilde{N}$ Übertragungswegen und der physikalischen MIMO-Matrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$

$$\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{11}(j\omega) & \dots & \tilde{s}_{1\tilde{N}}(j\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{s}_{\tilde{M}1}(j\omega) & \dots & \tilde{s}_{\tilde{M}\tilde{N}}(j\omega) \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Damit kann eine Formung des Sende- und Empfangsfeldes *zu jedem Zeitpunkt* der Messung mit $\tilde{M} - 1$ Freiheitsgraden auf der Sendeseite und $\tilde{N} - 1$ Freiheitsgraden auf der Empfangsseite durchgeführt werden.

Fügt man simultane Bewegung beider Arrays hinzu, so lässt sich zusätzlich zur physikalischen Apertur eine synthetische Apertur aufspannen. Die Abmessung der synthetischen Sendeapertur hängt von der Anzahl und dem Abstand der unterschiedlichen Positionen \hat{M} , die eine Sendeantenne während der Bewegung einnimmt, ab. Analog dazu bestimmt die Anzahl und der Abstand der Positionen \hat{N} der Empfangsantenne die Abmessung der synthetischen Empfangsapertur. Bei simultaner Bewegung ist die Anzahl der Sendepositionen und Empfangspositionen identisch. Sie definiert auch die Anzahl der Zeitschritte t_μ mit $\mu_{max} = \hat{M} = \hat{N}$, die für eine vollständige Messung benötigt werden.

Die MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ der gesamten Apertur, also der Kombination aus der synthetischen und physikalischen Apertur, besitzt folglich

$$M = \hat{M} + \tilde{M} - 1 \quad (3.18)$$

Zeilen und

$$N = \hat{N} + \tilde{N} - 1 \quad (3.19)$$

Spalten. Der hochgesetzte Index t_μ beschreibt den Abtastzeitpunkt, zu dem die Matrix dargestellt ist. Bedingt durch die Verwendung einer synthetischen Apertur ist die vollständige Information erst nach der Durchführung aller Messungen, also zum Zeitpunkt $t_\mu = t_{\hat{N}}$, in der Matrix enthalten

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_1)} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{11}^{(11)} & \cdots & \mathbf{s}_{1\tilde{N}}^{(1\tilde{N})} & \cdots & s_{1(\hat{N}+\tilde{N}-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \\ \mathbf{s}_{\tilde{M}1}^{(\tilde{M}1)} & \cdots & \mathbf{s}_{\tilde{M}\tilde{N}}^{(\tilde{M}\tilde{N})} & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \\ s_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)1} & \cdots & & & s_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)(\hat{N}+\tilde{N}-1)} \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Gleichung (3.20) zeigt die allgemeine Struktur der kombinierten MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ zum Zeitpunkt $t_\mu = t_1$. Darin ist die physikalische MIMO-Matrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ als Submatrix fett eingezeichnet. Die hochgestellten Indizes der Submatrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ beziehen sich auf die Indizierung innerhalb der Submatrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$, während die tiefgestellten Indizes die Indizierung innerhalb der kombinierten Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ darstellen. Mit fortschreitender Messung wandert die Submatrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ entlang der Hauptdiagonalen der kombinierten MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ und füllt diese sukzessiv auf. Zum Zeitpunkt $t_\mu = t_2$ ist die Submatrix auf der Hauptdiagonalen um ein Element verschoben, so dass die kombinierte Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_2)}$ folgende Form besitzt:

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_2)} = \begin{bmatrix} s_{11} & & \cdots & & s_{1(\hat{N}+\tilde{N}-1)} \\ & \mathbf{s}_{22}^{(11)} & \cdots & \mathbf{s}_{2\tilde{N}}^{(1\tilde{N})} & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ & \mathbf{s}_{(\tilde{M}+1)2}^{(\tilde{M}1)} & \cdots & \mathbf{s}_{(\tilde{M}+1)\tilde{N}}^{(\tilde{M}\tilde{N})} & \\ & & & \ddots & \\ s_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)1} & \cdots & & & s_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)(\hat{N}+\tilde{N}-1)} \end{bmatrix}. \quad (3.21)$$

Hier ist die physikalische Submatrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ ebenfalls fett hervorgehoben dargestellt. Analog dazu lassen sich die Matrizen für jeden weiteren Zeitpunkt t_μ bilden, so dass $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$

zum letzten Messzeitpunkt $t_\mu = t_{\hat{N}}$ folgende Form aufweist:

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_{\hat{N}})} = \begin{bmatrix} s_{11} & & \cdots & & s_{1(\hat{N}+\tilde{N}-1)} \\ & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \mathbf{S}_{(\hat{M}-1)(\hat{N}-1)}^{(11)} & \cdots & \mathbf{S}_{(\hat{M}-1)(\hat{N}+\tilde{N}-1)}^{(1\tilde{N})} \\ & & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)1} & \cdots & \mathbf{S}_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)(\hat{N}-1)}^{(\tilde{M}1)} & \cdots & \mathbf{S}_{(\hat{M}+\tilde{M}-1)(\hat{N}+\tilde{N}-1)}^{(\tilde{M}\tilde{N})} \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Als Ergebnis der Messung erhält man in der kombinierten MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_{\hat{N}})}$ \hat{N} $\tilde{M} \times \tilde{N}$ Submatrizen, die sich je nach Dimension auch teilweise überlappen können

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_{\hat{N}})} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}^{(t_1)} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}^{(t_{\hat{N}})} \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

Es ist offensichtlich, dass nicht alle Elemente der Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ von der Submatrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ erfasst werden. Daher verfügt die endgültige Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ über

$$N_{Null} = \hat{N} \cdot (\hat{N} - 1) \quad (3.24)$$

Nullelemente, die nicht bestimmt werden können. Die Nullelemente sind bei dem zu Grunde liegenden Modell immer Nebendiagonalelemente und liegen symmetrisch. Sie stellen nicht vorhandene Übertragungsfunktionen dar und führen damit zu Einschränkungen bei der Verarbeitung der gewonnenen Daten.

Zur Verdeutlichung werden die in diesem Abschnitt erläuterten Zusammenhänge an einem konkreten Beispiel eines Systems, das über 1 Sendeantenne und 3 Empfangsantennen verfügt, gezeigt. Zum Schluss wird der Extremfall eines bewegten SISO-Systems, also einer monostatischen SAR-Konfiguration oder einer bistatischen SAR-Konfiguration mit festem bistatischen Winkel β dargestellt.

3.5.1.1 Beispielhafte Kombination eines physikalischen und synthetischen Systems

Abbildung 3.7 stellt exemplarisch eine Messkonfiguration dar, die aus $\tilde{M} = 1$ Sendeelement und $\tilde{N} = 3$ Empfangselementen besteht. Damit bilden diese Elemente ein physikalisches $\tilde{M} \times \tilde{N}$ MIMO-System mit der physikalischen MIMO-Matrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$. Das Sende- und das Empfangsarray werden simultan bewegt, so dass die relative Position der Ele-

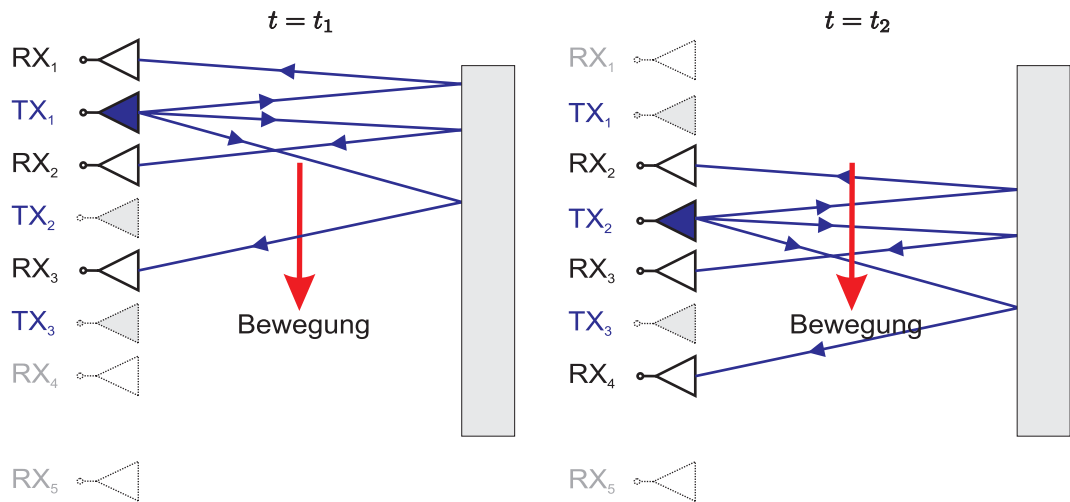


Abbildung 3.7: Beispielhafte Darstellung eines kombinierten Systems bestehend aus einer 1×3 physikalischen Apertur und 3 sequentiellen Messungen zur Gewinnung einer synthetischen Apertur

mente zueinander zu jedem Zeitpunkt identisch ist. Die synthetische Apertur erstreckt sich über $\hat{N} = 3$, so dass gemäß Gleichungen (3.18) und (3.19) sowie den Gleichungen (3.20), (3.21) und (3.22) die MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ für das dargestellte Beispiel folgende Form hat

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_{\hat{N}})} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & S_{13}(j\omega) & S_{14}(j\omega) & S_{15}(j\omega) \\ S_{21}(j\omega) & S_{22}(j\omega) & S_{23}(j\omega) & S_{24}(j\omega) & S_{25}(j\omega) \\ S_{31}(j\omega) & S_{32}(j\omega) & S_{33}(j\omega) & S_{34}(j\omega) & S_{35}(j\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{S}_{M\hat{N}}^{(t_1)} & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{S}_{M\hat{N}}^{(t_2)} & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{S}_{M\hat{N}}^{(t_3)} \end{bmatrix}.$$

Die Verwendung eines physikalischen Arrays mit der Dimension 3×1 erlaubt die simultane Bestimmung von drei Übertragungsfunktionen und damit drei Matrixelementen $S_{mn}(j\omega)$. Damit besitzt die Matrix zum Zeitpunkt t_1 folgende Form:

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_1)} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & S_{13}(j\omega) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Zum Zeitpunkt t_2 wird eine weitere teilweise gefüllte Zeile hinzugefügt, so dass für die Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ folgt

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_2)} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & S_{13}(j\omega) & 0 & 0 \\ 0 & S_{22}(j\omega) & S_{23}(j\omega) & S_{24}(j\omega) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Schließlich zum Zeitpunkt t_3 (nicht in der Abbildung dargestellt) besitzt die Matrix für das gegebene Beispiel folgende endgültige Struktur:

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_3)} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & S_{13}(j\omega) & 0 & 0 \\ 0 & S_{22}(j\omega) & S_{23}(j\omega) & S_{24}(j\omega) & 0 \\ 0 & 0 & S_{33}(j\omega) & S_{34}(j\omega) & S_{35}(j\omega) \end{bmatrix}.$$

Die Anzahl der Nullelemente in dieser Matrix lässt sich mit Hilfe der Gleichung (3.24) berechnen zu

$$N_{Null} = 3 \cdot (3 - 1) = 6,$$

was auch aus der oben dargestellten Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_3)}$ sofort ersichtlich ist. Anhand dieser Matrix lassen sich die Möglichkeiten der Synthese von Sende- und Empfangsfeldern diskutieren. Es ist offensichtlich, dass wegen des physikalisch vorhandenen Empfangsarrays bereits während der Messung, also zu jedem Zeitpunkt, eine Formung des Empfangsfeldes mit $\tilde{N} - 1$ Freiheitsgraden erfolgen kann. Das Sendefeld wird von einem einzelnen Element erzeugt, kann also nicht „in-situ“ beeinflusst werden. Unter Voraussetzung zeitlicher Invarianz der Szene besitzt die endgültige Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ 5 Spalten und 3 Zeilen, die auf die Realisierung der synthetischen Apertur zurückführbar sind. Auf Grund der gewählten Konfiguration ist die Matrix jedoch nicht vollständig besetzt, so dass nachgeschaltete Formung von Sende- und Empfangskeulen nach dem MIMO-Prinzip nur mit Einschränkungen erfolgen kann.

3.5.1.2 Bewegte SAR-Konfiguration mit einer Sende- und einer Empfangsantenne

Einen Extremfall des behandelten Systems stellt die in Abbildung 3.8 dargestellte Konfiguration dar. Dort wird eine physikalische Apertur bestehend aus einem Element sowohl auf der Sende- als auch Empfangsseite verwendet. Ist dabei die Sendeantenne identisch mit der Empfangsantenne, dann handelt es sich um eine monostatische Konfiguration, sind beide Aperturen verschieden aber in einem festen Abstand zueinander angeordnet, dann verfügt man über eine bistatische Konfiguration. Die physikalische MIMO-Matrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ enthält in beiden Fällen nur ein einzelnes Element. Auf Grund der Bewegung der Sende- und Empfangsapertur wird eine synthetische Apertur mit \hat{N} Abtaststellen erzeugt. Damit besitzt die kombinierte MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ nach erfolgter Messung

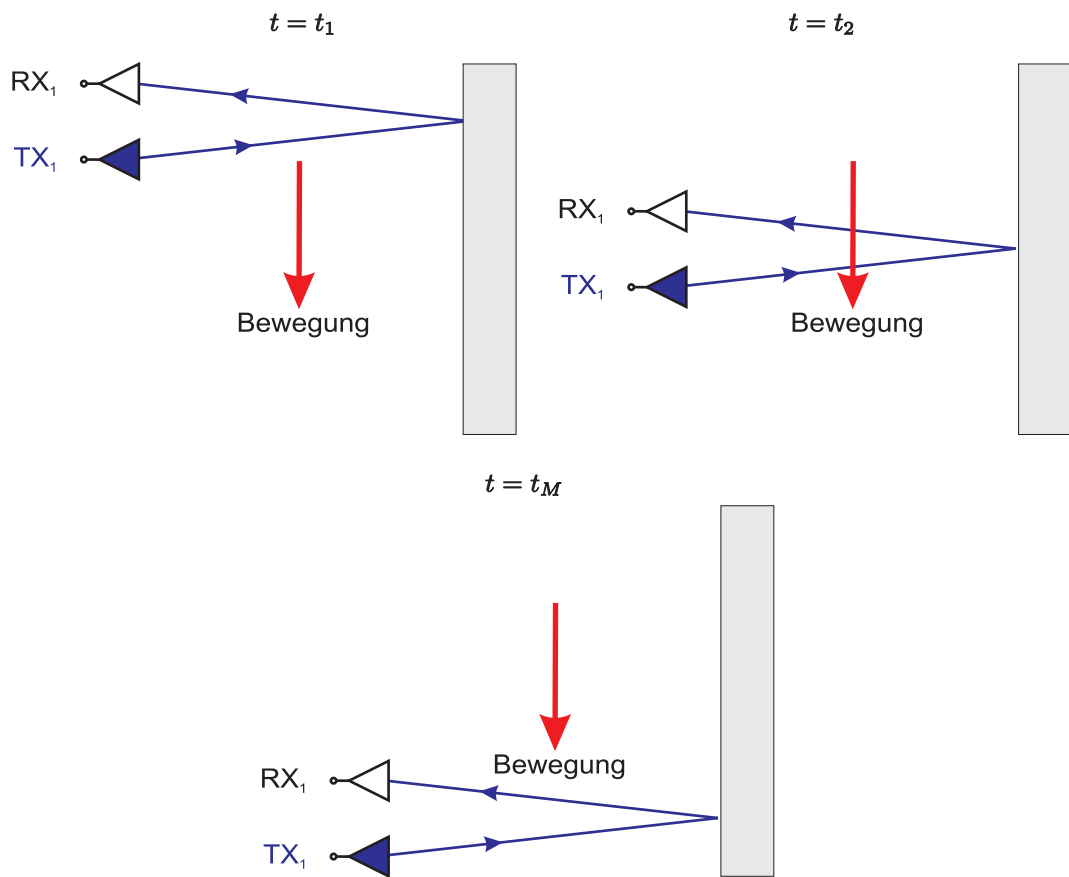


Abbildung 3.8: Monostatische synthetische Apertur

nur Hauptdiagonalelemente

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_n)} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & S_{22}(j\omega) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & S_{mn}(j\omega) \end{bmatrix}.$$

Da alle Nebendiagonalelemente dieser Matrix Null sind, ist weder eine Keulenformung zur Messzeit möglich noch eine eindeutige Formung des Sende- und Empfangsfeldes in der nachgeschalteten MIMO-Signalverarbeitung. Als Ergebnis der \hat{N} Messungen liegen lediglich \hat{N} unabhängige Übertragungsfunktionen vor.

3.5.2 Unabhängige Synthese der Sende- und Empfangsfelder

Unabhängige Erzeugung der synthetischen Sende- und Empfangsapertur tritt in der Praxis bei Systemen auf, bei denen beide physikalischen Aperturen nicht auf der selben festen

Plattform untergebracht sind. Als Beispiel kann man Mikrowellenabbildungssysteme mit getrennt schwenkbaren Sende- und Empfangsaperturen anführen. Eine solche Konfiguration wird in Kapitel 5 genauer beschrieben, weil sie bei der Durchführung von Experimenten im Rahmen dieser Arbeit Verwendung findet.

Bei der Bestimmung der Elemente der MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ verhält sich eine unabhängige Bewegung beider Aperturen signifikant anders als die im vorigen Kapitel beschriebene simultane Bewegung. Im Allgemeinen liegt auch hier senderseitig eine physikalische Apertur mit \tilde{M} Elementen vor, und auch hier besteht die Empfangsapertur aus \tilde{N} physikalischen Elementen, so dass beide physikalischen Aperturen ein MIMO-System mit der schon bekannten physikalischen MIMO-Matrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ bilden.

Zur Bildung von synthetischen Aperturen werden beide physikalischen Aperturen unabhängig voneinander und auch nicht simultan bewegt. Die Sendeapertur nimmt dabei \hat{M} Positionen ein, die Empfangsapertur \hat{N} Positionen. Dabei muss nicht zwingend $\hat{M} = \hat{N}$ gelten wie im Fall der simultanen Bewegung. Die Anzahl der diskreten Zeitschritte t_μ , die für eine vollständige Messung benötigt werden, beträgt hierbei

$$\mu_{max} = \hat{M} \cdot \hat{N}. \quad (3.25)$$

Die kombinierte MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ besitzt auch hier

$$M = \hat{M} + \tilde{M} - 1$$

Zeilen und

$$N = \hat{M} + \tilde{M} - 1$$

Spalten.

Die freie Bewegung beider Aperturen erlaubt eine flexible Positionierung der physikalischen MIMO-Submatrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ innerhalb der kombinierten MIMO-Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$, so dass nach der Durchführung aller Messungen, also zum Zeitpunkt $t_\mu = t_{\hat{M}\cdot\hat{N}}$ die Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ vollständig besetzt, also identisch mit der eingangs definierten generischen MIMO-Matrix ist. Bei der Durchführung der Messung werden hierbei für jede Position der physikalischen Sende- oder Empfangsapertur von der jeweils anderen Apertur alle Positionen eingenommen, und es werden Übertragungsfunktionen gemessen. Daher wird die Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ mit fortschreitender Messung im Allgemeinen zeilenweise bzw. spaltenweise aufgefüllt. In Abhängigkeit von der Dimension der physikalischen Aperturen können hierbei einzelne Elemente der Matrix mehrfach bestimmt werden. Dieser Umstand kann durch Superposition der Einzelergebnisse zu einer Verbesserung des

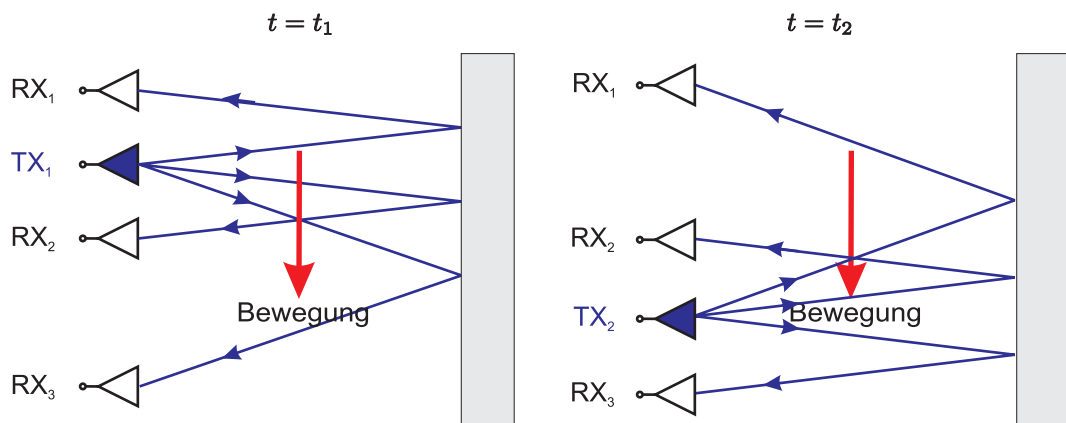


Abbildung 3.9: Kombination einer synthetischen Sendeapertur mit einer physikalischen (unbewegten) Empfangsapertur.

Signal-zu-Rausch-Verhältnisses genutzt werden.

Als Ergebnis der Messung erhält man eine vollständige MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$, die zur Synthese von Feldern auf der Sende- und Empfangsseite in der nachgeschalteten Signalverarbeitung herangezogen werden kann.

3.5.2.1 Kombination einer synthetischen Sendeapertur mit einer physikalischen Empfangsapertur

Realisiert man die Empfangsantenne mit einem Antennenarray bestehend aus \tilde{N} festen Einzelementen und die Sendeantenne als ein bewegtes Element, das sequentiell \hat{M} Positionen einnimmt, wie in Abbildung 3.9 dargestellt, so wird die Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ sukzessiv zeilenweise aufgefüllt. Die physikalische MIMO-Matrix $\tilde{\mathbf{S}}_{\tilde{M}\tilde{N}}$ besitzt die Dimension $1 \times \tilde{N}$, die Anzahl der notwendigen Zeitschritte t_μ zur Gewinnung der vollständigen Matrix beträgt gemäß Gleichung (3.25) \hat{M} . Die Anzahl der Spalten der kombinierten Matrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ beträgt laut Gleichung (3.19) $N = \tilde{N}$, und für die Anzahl der Zeilen gilt nach (3.18) $M = \hat{M}$.

Zum Zeitpunkt t_1 erhält man die erste Zeile der Matrix durch Messung aller Übertragungsfunktionen $S_{1N}(j\omega)$

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_1)} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & \dots & S_{1N}(j\omega) \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

Im nächsten Zeitschritt nimmt die Sendeantenne eine andere Position ein, und es erfolgt

die Messung aller Matrixelemente $S_{2N}(j\omega)$

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_2)} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & \dots & S_{1N}(j\omega) \\ S_{21}(j\omega) & S_{22}(j\omega) & \dots & S_{2N}(j\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}.$$

Zum Zeitpunkt $t = t_{\hat{N}}$ befindet sich die Sendeantenne an der letzten verfügbaren Position und es erfolgt die Messung der letzten Übertragungsfunktionen $S_{MN}(j\omega)$

$$\mathbf{S}_{MN}^{(t_{\hat{N}})} = \begin{bmatrix} S_{11}(j\omega) & S_{12}(j\omega) & \dots & S_{1N}(j\omega) \\ S_{21}(j\omega) & S_{22}(j\omega) & \dots & S_{2N}(j\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{M1}(j\omega) & S_{M2}(j\omega) & \dots & S_{MN}(j\omega) \end{bmatrix}.$$

Während der Messung kann bereits eine Synthese des Empfangsfeldes durchgeführt werden, in dem die Signale an den einzelnen Toren der Empfangsantenne entsprechend gewichtet linearkombiniert werden. Setzt man zusätzlich zeitliche Invarianz des Messobjektes voraus, so kann nach erfolgreichem Abschluss der kompletten Messung in der nachgeschalteten Verarbeitung zusätzlich zur empfangsseitigen Keulenformung mit $N - 1$ Freiheitsgraden eine senderseitige Keulenformung mit $M - 1$ Freiheitsgraden erfolgen.

Für den Fall eines festen Arrays auf der Sendeseite und einer synthetischen Apertur auf der Empfangsseite kehren sich die Verhältnisse um. Die MIMO-Radarmatrix $\mathbf{S}_{MN}^{(t_\mu)}$ wird von einem Zeitschritt zum nächsten spaltenweise aufgebaut, und es werden \hat{N} Zeitschritte bis zur vollständigen Messung benötigt. Weiterhin kann das Beleuchtungsfeld „in-situ“ geformt werden, während das Empfangsfeld in der nachgeschalteten Verarbeitung beeinflusst werden kann.

3.6 Kurze Zusammenfassung

Das vorliegende Kapitel befasste sich mit der Erzielung einer *räumlich-zeitlichen Auflösung* von *Streubeiträgen*. In der Erwartung, dass der im Kapitel 2 definierte Koppelkern $\vec{K}(\vec{r}, \vec{r}', j\omega)$ besser zur Extraktion der gesuchten Information über die abzubildende Szene geeignet ist, als die den konventionellen Verfahren zu Grunde liegende Reflektivitätsfunktion $\Gamma(\vec{r})$, wurde im vorliegenden Kapitel ein Weg angestrebt, aus Messdaten Informationen über diesen Koppelkern zu rekonstruieren.

Hierzu musste berücksichtigt werden, dass das Rückstreumodell zwischen räumlichen Bereichen in denen die Anregung erfolgt und solchen, in den sich die Quellen des gemessenen rückgestreuten Feldes befinden, unterscheidet. Konsequenterweise mussten für das Verfahren zwei verschiedene räumliche Auflösungszellen eingeführt werden, eine räumlich variable Auflösungszelle für die Anregung (fokussiertes Sendefeld) und eine räumlich variable Auflösungszelle für die Quellen des rückgestreuten Felds (fokussiertes Empfangsfeld). Als Ziel der Auswertung der Rückstreudaten wurde die Ermittlung der *Übertragungsfunktion* $F_{\mu\nu}(j\omega)$ zwischen jeder Anregungs-Auflösungszelle mit dem Index μ und jeder Quell-Auflösungszelle mit dem Index ν definiert. Für Vorbereitung späterer weiterer Auswertungen im Sinne der Aufgabenstellung, wurde die Fourierrücktransformierte dieser Übertragungsfunktion $f_{\mu\nu}(\tau)$ als *bandbegrenzte Impulsantwort* zwischen zwei Auflösungszellen eingeführt.

Um diese Übertragungsfunktionen zwischen Auflösungszellen zu ermitteln, wurden die in Kapitel 2 definierten Übertragungsfunktionen $S_{mn}(j\omega)$ zwischen Antennen in verschiedenen fixen Positionen mit Hilfe geeigneter Gewichtskoeffizienten linear kombiniert. Es wurde gezeigt, dass die räumliche Ausdehnung der Auflösungszellen durch den Öffnungswinkel bestimmt wird, unter dem die Apertur vom Aufpunkt aus gesehen wird.

Zur systematischen Darstellung der messtechnischen Erfassung der Übertragungsfunktionen $S_{mn}(j\omega)$ wurde die „vollständige“ *MIMO-Radarmatrix* \mathbf{S}_{MN} definiert. Sie erlaubt eine systematische Darstellung von unterschiedlichen Kombinationen aus physikalischen und synthetischen Aperturen auf der Sende- und Empfangsseite. Einige Sonderfälle der Realisierungen, wie MIMO-Realisierungen ohne Bewegung, rein synthetische Aperturen oder synthetische Aperturen auf einer Seite und physikalische Aperturen auf der anderen Seite, wurden genauer beleuchtet. Weiterhin wurde gezeigt, dass mit der häufig eingesetzten monostatischen synthetischen Apertur kein eindeutiges Paar von Auflösungszellen realisiert werden kann.

KAPITEL 4

Interpretation der räumlich-zeitlichen Information über Streubeiträge

Im Kapitel 3 wurden Methoden zur Gewinnung von MIMO-Messdaten mit physikalischen und synthetischen Aperturen erläutert. Diese Daten werden systematisch in der MIMO-Radarmatrix S_{MN} gespeichert, die in Abhängigkeit von der Realisierung der Aperturen vollständig oder nur teilweise aufgefüllt ist.

Die in dieser Matrix enthaltene Information muss im Sinne der Aufgabenstellung extrahiert werden. Da aber die gesuchten Parameter (Position und Orientierung) der Objekte in der betrachteten Szene nicht direkt aus den einzelnen Übertragungsfunktionen zwischen zwei Antennenelementen an fixen Positionen (Elemente der MIMO-Matrix) ermittelt werden können, liegen den weiteren Interpretationsschritten die Übertragungsfunktionen zwischen Auflösungszellen $F(\vec{r}, \vec{r}', j\omega) = F_{\mu\nu}(j\omega)$ gemäß Gleichung (3.2) oder ihre Fourierrücktransformierten $f(\vec{r}, \vec{r}', \tau) = f_{\mu\nu}(\tau)$ nach Gleichung (3.5) zu Grunde. Diese Übertragungsfunktionen und Impulsantworten lassen sich durch eine Linearkombination mit einem geeigneten Satz von Gewichtskoeffizienten w_{mn} aus den gespeicherten Messdaten berechnen. Die Gewinnung dieser Gewichtskoeffizienten wurde im Abschnitt 3.2 bereits ausführlich erläutert.

Die Interpretation der gewonnenen Information erfolgt im Folgenden durch eine räumlich-zeitliche Auswertung der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$. Dabei wird die für den Fokus

des Sendefeldes \vec{r}_0 und den Fokus des Empfangsfeldes \vec{r}'_0 gebildete Impulsantwort als eine Reihe von Laufzeitgliedern interpretiert, welche den einzelnen Streubeiträgern der gesamten Szene zugeordnet werden.

4.1 Räumlich-zeitliche Interpretation der Laufzeitglieder

Zur Gewinnung von Daten für die neuartige räumlich-zeitliche Interpretation von Laufzeitgliedern werden im ersten Verarbeitungsschritt für alle möglichen Kombinationen von Auflösungszellen des Sendefeldes (Index μ) mit Auflösungszellen des Empfangsfeldes (Index ν) Übertragungsfunktionen $F_{\mu\nu}(j\omega)$ und Impulsantworten $f_{\mu\nu}(\tau)$ gebildet. Im Anschluss daran erfolgt die Interpretation der darin enthaltenen Laufzeitglieder in der im weiteren Verlauf dieses Abschnitts vorgestellten Weise. Die so gewonnenen Informationen über die Szene werden dann im Sinne der Aufgabenstellung zur Bestimmung der gesuchten geometrischen Parameter der beteiligten Objekte verwendet.

Die Illustration der Interpretation der Laufzeitglieder in Abhängigkeit von den unabhängig wählbaren Fokussen des Sendefeldes \vec{r}_0 und des Empfangsfeldes \vec{r}'_0 erfolgt zunächst anhand von anschaulichen Überlegungen und wird durch numerische Simulationen untermauert, die auf einem einfachen Modell aus verkoppelten Punktstreuern basieren. Mit Hilfe dieser idealen, simulierten Daten werden Möglichkeiten der Klassifizierung von unterschiedlichen Streueffekten vorgestellt. Dabei wird die Diskussion der Eigenschaften der Laufzeitglieder zunächst für den Fall geführt, dass beide Fokusse übereinstimmend im selben Punkt $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$ liegen und danach für den Fall, dass der Fokus des Sendefeldes \vec{r}_0 verschieden vom Fokus des Empfangsfeldes \vec{r}'_0 gewählt wird. Zum Schluss erfolgt eine Betrachtung des Sonderfalls, bei dem nur eines der beiden Felder fokussiert wird, während die Amplitude des anderen Feldes im betrachteten Zielvolumen konstant ist.

Die anhand des einfachen Punktstreuer-Modells gewonnenen Erkenntnisse werden im Anschluss daran auf experimentelle Daten von ausgewählten realen Strukturen übertragen.

Die Fourierrücktransformierte $f_{\mu\nu}(\tau)$ der Übertragungsfunktion $F_{\mu\nu}(j\omega)$ ist auf Grund der Beschränkung der Transformation auf positive Frequenzen komplexwertig. Aus Gründen einer besseren Anschaulichkeit wird daher im weiteren Verlauf ihre Einhüllende dargestellt. Weiterhin wird bei der Darstellung der Beispiele in den folgenden Abschnitten

ebenfalls aus Gründen der Anschaulichkeit auf der Abszisse nicht die Laufzeit τ sondern der äquivalente Laufweg $s = c \cdot \tau$ aufgetragen. Damit lassen sich die ermittelten Effekte direkt in den dargestellten Strukturen geometrisch interpretieren.

4.1.1 Eigenschaften der Impulsantwort

Für die Darstellung der Impulsantwort als Summe von Laufzeitgliedern ist zunächst die Frage nach der Auflösung von Laufzeitgliedern von Interesse. Eine detaillierte Diskussion dieser Frage findet man in [37], wobei sich ergibt, dass die optimale Auflösung unter anderem vom Signal-Rausch-Abstand abhängt. Eine grobe und für die vorliegende Anwendung ausreichende Abschätzung erhält man über die Radar-Ambiguity-Funktion [38], wonach Laufzeiten bei hohem Signal-zu-Rausch-Abstand gut auflösbar sind, wenn die Laufzeitdifferenz größer als die Reziproke der effektiven Bandbreite ist. Letztere kann im hier vorliegenden Fall als Signalbandbreite Δf abgeschätzt werden, so dass man

$$\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f} \quad (4.1)$$

erhält.

Mit

$$\Delta s = c \cdot \Delta\tau \quad (4.2)$$

lässt sich diese Laufzeitdifferenz $\Delta\tau$ in eine Laufwegdifferenz Δs umrechnen. Die Laufwegdifferenz hat eine anschauliche Bedeutung und stellt die minimale Wegdifferenz dar, die zwei mögliche Verkopplungswege haben können, um getrennt aufgelöst werden zu können.

Die Impulsantwort ist so definiert, dass sie im abgefragten Fokus \vec{r}'_0 des Empfangsfeldes beobachtet wird und die Anregung (Dirac-Impuls im Grenzfall) im abgefragten Fokus \vec{r}_0 des Beleuchtungsfeldes zur Zeit $t = 0$ erfolgt. Das bedeutet, dass die Laufzeiten von den Antennen in den verschiedenen Positionen \vec{R}_m und \vec{R}_n zu dem jeweiligen Fokus \vec{r}_0 bzw. \vec{r}'_0 in den gewählten frequenzabhängigen Gewichtskoeffizienten berücksichtigt werden.

Fallen die beiden Fokusse genau mit den tatsächlichen Streuorten zusammen, so entspricht die so ermittelte Laufzeit der tatsächlichen Laufzeit von der Erregung im ersten Streuort zur Erregung im zweiten Streuort. Diese Laufzeit wird sich nur im Sonderfall einer geradlinigen Freiraumausbreitung zwischen diesen beiden Punkten aus dem geometrischen Abstand beider Punkte ergeben. Im Allgemeinen kann die Laufzeit auf Grund der Beteiligung weiterer Streuorte an der Übertragung von \vec{r}_0 nach \vec{r}'_0 größer als die aus

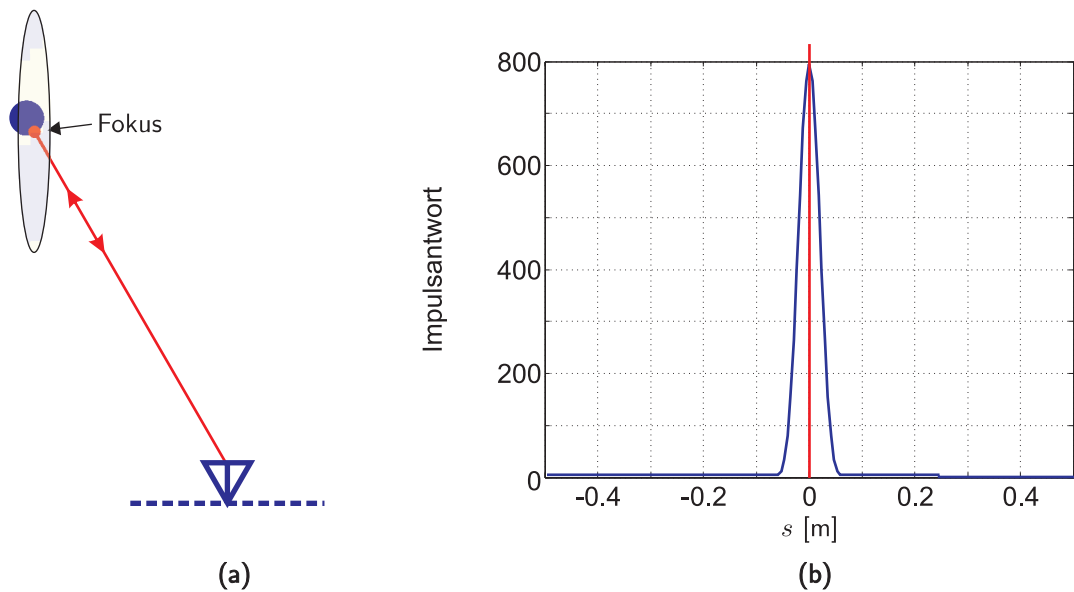


Abbildung 4.1: (a) Konfiguration aus übereinstimmenden Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes fokussiert in das Streuzentrum eines Objektes, (b) Verlauf der simulierten Impulsantwort im Fall übereinstimmender Fokusse von Sende- und Empfangsfeld, welche mit dem Ort eines direkten Streuers zusammen fallen.

dem geometrischen Abstand ermittelte Laufzeit sein.

Handelt es sich bei einem Streubeitrag um eine Einfachstreuung (direkte Streuung), so fallen auch erster und letzter Streuort zusammen. Stimmen zusätzlich die abgefragten beiden Fokusse mit diesem tatsächlichen direkten Streuort überein, so erhält man die Laufzeit Null. Wenn im allgemeinen Fall die tatsächlichen Streuorte in den die beiden Fokusse umgebenden Auflösungszellen liegen, jedoch nicht mit dem Ort der Fokusse übereinstimmen, so wird ihr Beitrag mit ausreichender Amplitude gewichtet, jedoch ist die tatsächliche Laufzeit von der zwischen den Fokussen ermittelten Laufzeit verschieden. Dies ist die Folge der endlichen Ausdehnung der Auflösungszellen. Im Sonderfall übereinstimmender Fokusse \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 und einer direkten Streuung erhält man eine positive Verzögerung $\tau > 0$, falls der tatsächliche Streuort (von den Antennen aus gesehen) hinter dem Ort der Fokusse liegt und eine negative Verzögerung $\tau < 0$, falls er vor dem Ort der Fokusse liegt.

4.1.2 Übereinstimmende Fokusse beider Felder im Punkt $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$

In diesem Abschnitt wird zunächst der Sonderfall betrachtet, dass im Rahmen der Abtastung der Szene die Fokusse von Sende- und Empfangsfeld auf den gleichen (aber beliebigen) Punkt $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$ eingestellt sind. Bei ausreichender räumlicher Filterwirkung der

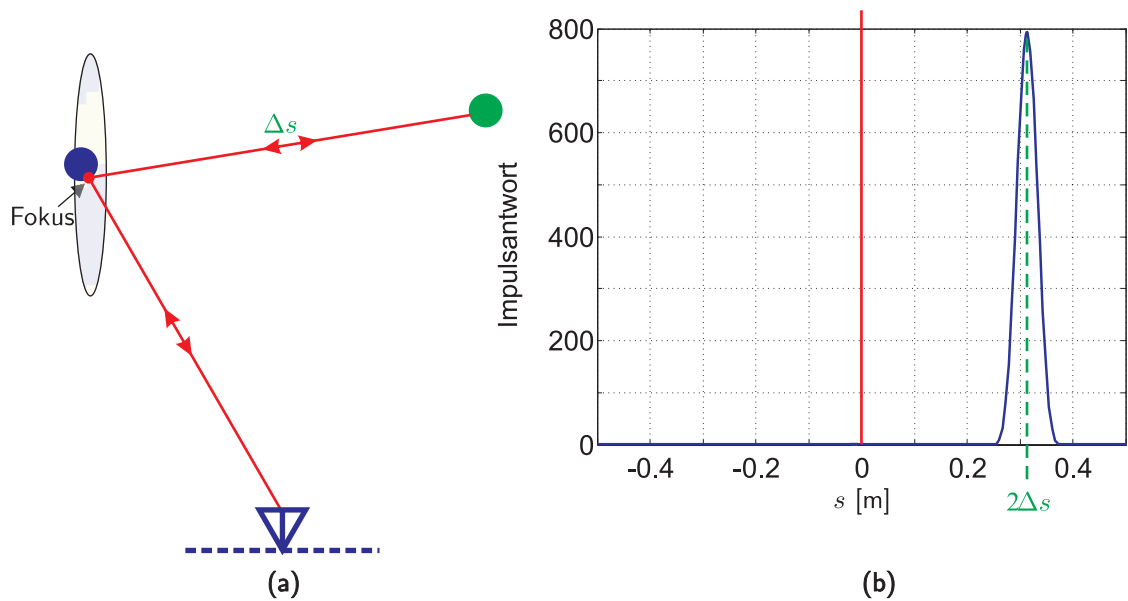


Abbildung 4.2: (a) Konfiguration aus übereinstimmenden Auflösungszellen des Sendefeldes fokussiert in das Streuzentrum eines Objektes bei Anwesenheit eines weiteren Objektes, (b) Impulsantwort im Fall übereinstimmender Fokusse im Falle einer Mehrfachstreuung, bei der erster und letzter Streuort zusammenfallen. Zur Vereinfachung ist weiterhin angenommen, dass der gemeinsame Fokus mit diesem Streuort zusammenfällt.

Feldfokussierung werden in dieser Konfiguration diejenigen Streubeiträge herausgefiltert, bei denen sich sowohl der erste als auch der letzte Streuort in der abgefragten Auflösungszelle um $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$ befinden. Dieser Typ von Mehrfachstreuung soll als Mehrfachstreuung erster Art bezeichnet werden.

In den Abbildungen 4.1 und 4.2 wird zur Vereinfachung zusätzlich angenommen, dass erster und letzter Streuort genau mit dem gemeinsamen Fokus zusammenfallen. Abb. 4.1 zeigt den Fall einer direkten Streuung (Einfachstreuung). Dieser Effekt taucht in der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ wegen des fehlenden „Laufumwegs“ als verzögerungsfreies Laufzeitglied ($\tau = 0$) auf. Der Verlauf der Einhüllenden der Impulsantwort für diese Klasse von Streueffekten ist in Abb. 4.1b zu sehen.

Neben dieser Direktstreuung gibt es aber auch höhere Streubeiträge, bei denen erster und letzter Streuort zusammenfallen. Es kann sich dabei um Mehrfachstreuvorgänge handeln. In diesem Fall ist die ermittelte Verzögerung $\tau > 0$. Eine Unterscheidung zwischen solchen höheren Streuvorgängen mit erstem und letztem Streuort in der abgefragten Auflösungszelle von einem direkten Streuer in dieser Auflösungszelle ist dann möglich, wenn die Verzögerung im ersten Fall größer als die (fälschliche) Verzögerung bei der direkten Streuung an einem Punkt, der in der Auflösungszelle hinter dem abgefragten Fokus liegt.

Abbildung 4.2a illustriert eine Mehrfachreflexion mit übereinstimmendem ersten und letzten Streuort. Wieder ist zur Vereinfachung angenommen, dass der gemeinsame Fokus gerade mit diesem Ort zusammenfällt. Der Hin- und Rückweg zu dem in diesem Beispiel vorhandenen weiteren Streuort außerhalb der abgefragten Auflösungszelle macht sich in der an Abb. 4.2b dargestellten Impulsantwort als Laufzeitglied mit $\tau > 0$ bemerkbar. Da im Beispiel zwischen den beiden beteiligten Streuorten eine direkte Verbindung besteht, entspricht der Laufweg des resultierenden Laufzeitgliedes dem doppelten geometrischen Abstand $2\Delta s$ beider Streuorte.

Die Auswertung der Impulsantwort in diese Richtung lässt zwar die Ortung des Anfangspunkts und des Endpunkts (hier identisch) des Mehrfachstreubeitrags zu, sie erlaubt aber keine räumliche Positionierung anderer am Streuvorgang beteiligter Streuorte. Die Position des in Abbildung 4.2a in grün dargestellten zweiten Streuortes kann sich auf einer Kugel mit dem Radius Δs um den Fokus der beiden Felder $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$ befinden.

4.1.3 Räumlich getrennte Fokuse des Sende- und Empfangsfeldes in

$$\vec{r}_0 \neq \vec{r}'_0$$

Legt man den Fokus des Sendefeldes und den des Empfangsfeldes unabhängig voneinander in unterschiedliche Raumpunkte \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 , so lässt sich mit dieser Konfiguration eine weitere Klasse von Mehrfachstreuvorgängen in der betrachteten Szene orten. Dabei handelt es sich um Mehrfachstreubeiträge, bei denen der erste beteiligte Streuort räumlich verschieden ist vom letzten beteiligten Streuort (Mehrfachstreuung 2. Art). Zur Detektion dieser Klasse von Streubeiträgen wird der Fokus des einen Feldes (z.B. Fokus des Sendefeldes) in den ersten Streuort gelegt, während das andere Feld (z.B. das Empfangsfeld) in den letzten beteiligten Streuort fokussiert wird. Betrachtet man die Fourierreücktransformierte $f_{\mu\nu}(\tau)$ einer für diese Konfiguration von Auflösungszellen gebildeten Übertragungsfunktion $F_{\mu\nu}(j\omega)$, so erkennt man in ihrem Verlauf eines oder mehrere Laufzeitglieder, die die einzelnen Verkopplungspfade zwischen den beiden beteiligten Streuorten repräsentieren. Bei diesen Verkopplungspfaden kann es sich sowohl um direkte Verkopplung zwischen den beiden beteiligten Streuorten handeln als auch um indirekte Verkopplungspfade, bei denen mehrere weitere Streuorte am Streuvorgang beteiligt sind. In Abhängigkeit von der Art dieser Verkopplung gestattet sich die Interpretation der gewonnenen Information unterschiedlich komplex. Eventuell vorhandene Einfachstreubeiträge von Objekten lassen sich mit dieser Konfiguration jedoch nicht detektieren.

Abbildung 4.3 stellt schematisch einen Mehrfachstreuvorgang von der beschriebenen

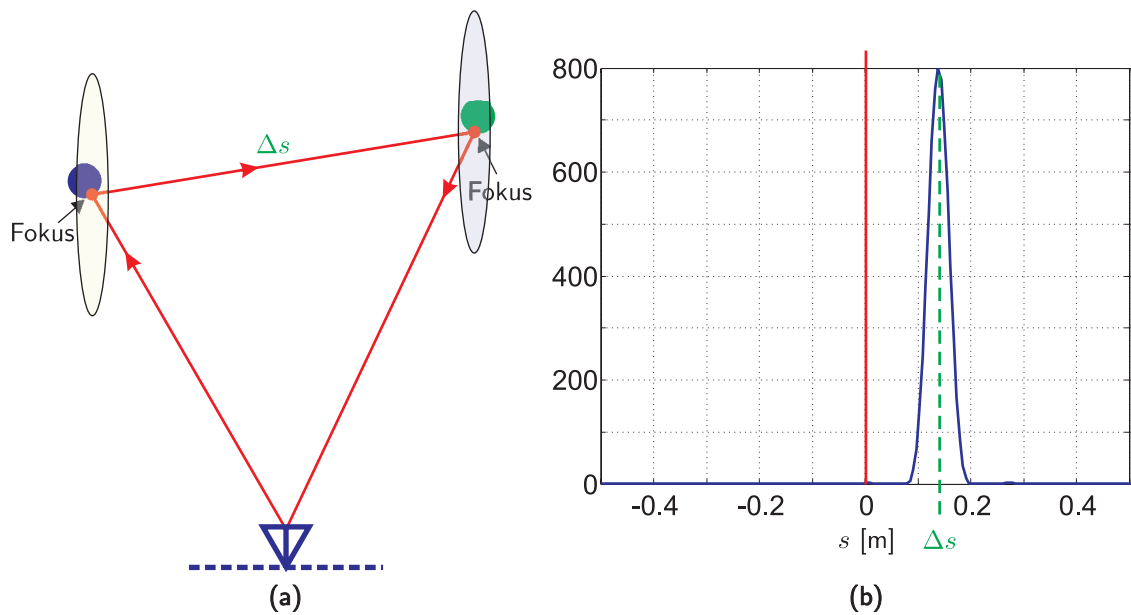


Abbildung 4.3: (a) Konfiguration aus Auflösungszellen des Sendefeldes fokussiert in Streuzentren von zwei verschiedenen Objekten, (b) Verlauf der simulierten Impulsantwort zwischen beiden Auflösungszellen mit einem Laufzeitglied zum Zeitpunkt $\tau > 0$ ($s > 0$), das einen Mehrfachstreubeitrag mit räumlich getrenntem ersten und letzten Streuort repräsentiert.

Klasse und die für diesen Streuvorgang ermittelte Impulsantwort dar. In der in Abb. 4.3a dargestellten Szene wird der Fokus des einen Feldes (z.B. des Sendefeldes) auf einen der beteiligten Streuer gesetzt, der den ersten Streuort des betrachteten Vorgangs darstellt. Der Fokus des anderen Feldes (folglich des Empfangsfeldes) liegt im zweiten beteiligten Streuer, der den letzten Streuort des Streuvorgangs markiert. Beide Streuorte verfügen auch hier über eine einzige direkte Line-Of-Sight-Verkopplung. Damit enthält die in Abb. 4.3b gezeigte, resultierende Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ ein einziges Laufzeitglied, dessen Laufweg dem einfachen geometrischen Abstand der beiden beteiligten Streuorte entspricht.

Auch wenn nicht alle Streuorte einer Mehrfachstreuung lokalisiert werden, so erkennt man durch Vergleich der in den Abbildungen 4.2 und 4.3 dargestellten Fälle, dass durch eine getrennte Variation der beiden Fokusse Mehrfachstreuvorgänge mit räumlich signifikant getrennten ersten und letzten Streuorten (wie in Abb. 4.3) von Mehrfachstreuungen mit übereinstimmenden ersten und letzten Streuorten (wie in Abb. 4.2) unterschieden werden können.

4.1.4 Sonderfall der Kombination einer Vollaussleuchtung der Szene mit einem fokussiertem Feld

Die variable Fokussierung des Sende- und Empfangsfeldes in unabhängige Fokusse \vec{r}'_0 und \vec{r}_0 erfordert als Basis für alle Operationen eine vollständige MIMO-Radarmatrix S_{MN} . Die Anzahl der Spalten und die Anzahl der Zeilen dieser Matrix entscheiden über die zur Verfügung stehenden Freiheitsgrade bei der Fokussierung des Sende- und Empfangsfeldes. Die Reduktion der Spaltenanzahl N oder Zeilenanzahl M schlägt sich in der Vergrößerung der räumlichen Ausdehnung der jeweiligen Auflösungszelle oder in Erhöhung der Mehrdeutigkeiten des jeweiligen Feldes nieder und zwar in Abhängigkeit davon, ob mit der Reduktion der Anzahl der Matrixelemente eine Reduktion der Aperturabmessung D_A bei konstantem Elementeabstand a oder eine Erhöhung des Elementeabstands a bei konstanter Aperturabmessung D_A einhergeht.

Reduziert man bei gleich bleibendem Elementeabstand die Zahl der Sendeantennenpositionen (Spaltenzahl N der MIMO-Matrix), so wächst die geometrische Ausdehnung der (Beleuchtungs-) Auflösungszelle. Im Sonderfall mit nur einer Sendeantennenposition (nur eine Spalte der MIMO-Matrix) umfasst die Auflösungszelle die gesamte Szene („Vollaussleuchtung“). Auf der Empfangsseite soll weiterhin von mehreren Antennenpositionen im Rahmen einer synthetischen oder physikalischen Apertur ausgegangen werden.

In der Darstellung der vorherigen Abschnitte wurde jeweils ein Paar von Auflösungszellen betrachtet. Behält man diese Darstellung bei, so verbleibt in diesem Sonderfall eine räumlich konzentrierte (Empfangs-)Auflösungszelle (fokussiertes Empfangsfeld) mit variabel vorgebbarem Fokus im Ort \vec{r}'_0 und eine die ganze Szene erfassende (Sende-)Auflösungszelle. Diese Konfiguration entspricht einem klassischen holografischen Abbildungssystem [39–42].

Um die Konsequenzen für die Auswertung zu diskutieren, sollte zwischen der Informationsgewinnung welche auf der räumlicher Filterung (Feldfokussierung) und auf Laufzeitauswertung beruht, unterschieden werden. In der vorherigen Betrachtung wurde den verschiedenen Streuvorgängen ein erster und letzter Streuort zugeordnet, welche im wichtigen Sonderfall auch zusammenfallen können. Bei Verfügbarkeit zweier unabhängig voneinander einstellbarer Fokusse (vorherige Abschnitte) konnten Paare von Streuorten abgefragt werden und so z.B. der Streuvorgang nach Abb. 4.3 von den Streuvorgängen nach Abb. 4.1 und 4.2 unterschieden werden. Bei vollständiger Szenenausleuchtung können über die Feldfokussierung nicht mehr Paare von Streuorten abgefragt werden, sondern nur noch einzelne Streuorte (erster oder letzter Streuort). Die Information über den zugehörigen

gen zweiten Streuort geht verloren. Wenn man also im Fall der Beispiele nach Abb. 4.2 und 4.3 den Empfangsfokus auf den linken Streuort legt, so werden beide Streuvorgänge (nach Abb. 4.2 und 4.3) simultan erfasst und lassen sich nicht voneinander unterscheiden.

Da im hier betrachteten Sonderfall kein Fokus \vec{r}_0 für das Sendefeld definiert ist, kann der Zeitnullpunkt für die Impulsantwort auch nicht darauf bezogen werden. Daher wird der Zeitnullpunkt zweckmäßigerweise auf den Ort \vec{r}'_0 des Empfangsfokus bezogen. Auf Grund dieser Konvention erhält man ein Laufzeitglied mit der Laufzeit $\tau = 0$, wenn der variable Ort des Empfangsfokus mit dem Ort eines direkten Streuers zusammenfällt.

Der hier betrachtete Sonderfall einer einzigen gleichförmigen Szenenausleuchtung entspricht der konventionellen Holografie und ist daher nicht Gegenstand der vorliegenden Arbeit, in der es ja gerade um die Ausnutzung der Ergebnisse verschiedener Ausleuchtungen geht. In Abschnitt 4.4 wird daher der Fall betrachtet, dass durch Auswertung der aus mehreren verschiedenen Beleuchtungen gewonnenen Mikrowellenbildern neue Informationen gewonnen werden können.

4.1.5 Konzept zur Extraktion der Parameter einer Szene aus den Eigenschaften der Impulsantwort unter Verwendung von A-priori-Informationen

Im Folgenden wird ein Konzept vorgestellt, das erlaubt die im Sinne der Aufgabenstellung gesuchten geometrischen Parameter (Position und Orientierung) von Objekten in einer Szene aus den gewonnenen Daten zu ermitteln. Bei diesem Konzept erfolgt eine direkte Auswertung der beschriebenen Eigenschaften der Impulsantwort.

Mit der für alle Kombinationen von Paaren von Auflösungszellen des Sendefeldes (Index μ) mit den Auflösungszellen des Empfangsfeldes (Index ν) gebildeten Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ lässt sich eine Datenbank mit allen in der betrachteten Szene enthaltenen Streubeiträgen generieren. Zu diesem Zweck werden für alle Laufzeitglieder, deren Amplitude über einer bestimmten Detektionsschwelle liegt, die Indizes der betrachteten Auflösungszellen μ und ν zusammen mit den Verzögerungen aller im Verlauf der Impulsantwort detektierten Laufzeitglieder als Parameter in einer Datenbank abgelegt. Diese Datenbank enthält nach der vollständigen Auswertung aller Kombinationen von Impulsantworten die Informationen über den Ort von allen direkten Streubeiträgen, die mit der durch die räumliche Abmessung der Auflösungszellen bestimmten Unsicherheit ermittelt wurden. Weiterhin sind in der Datenbank Informationen über den ersten und letzten Streuort sowie

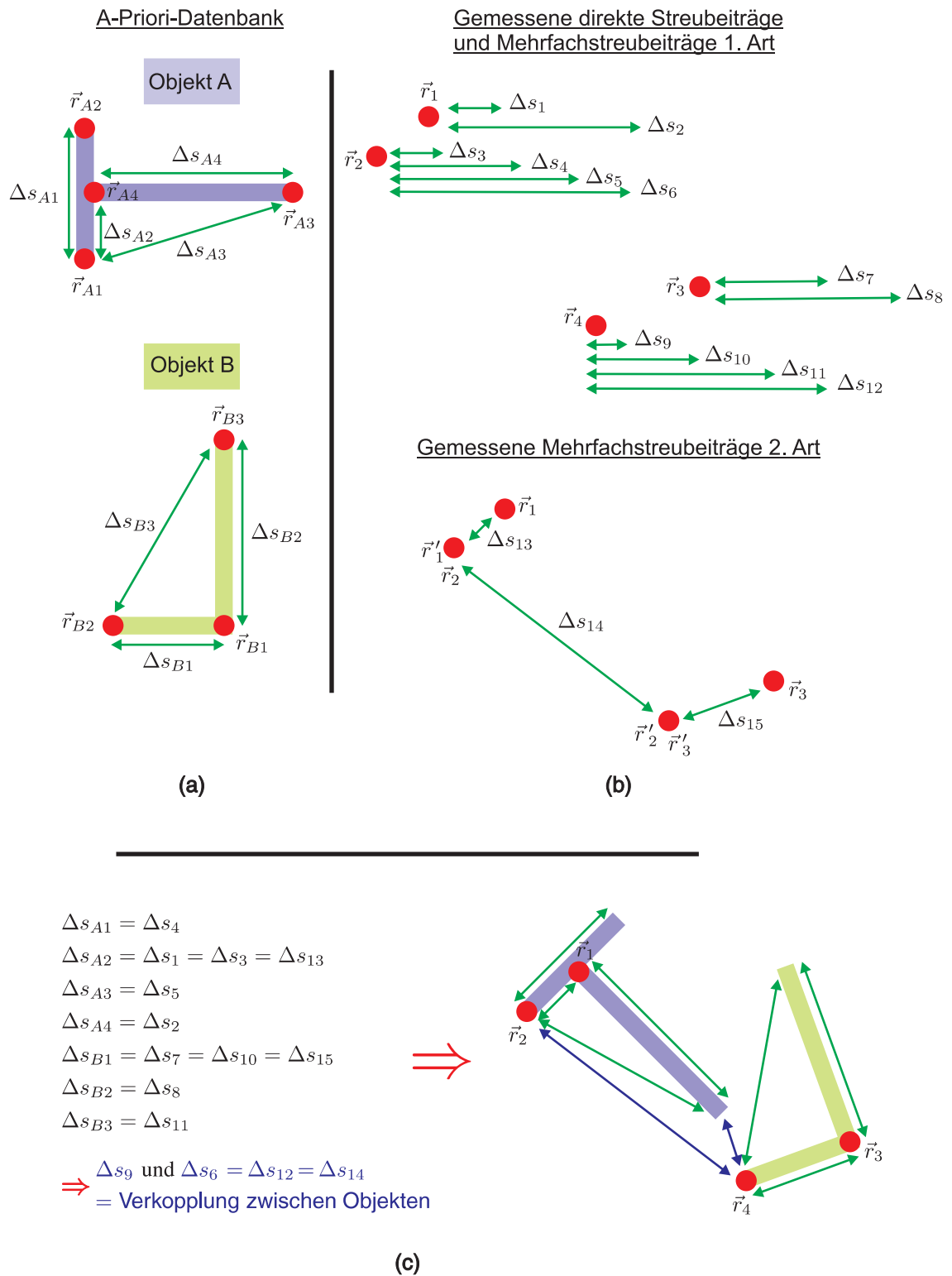


Abbildung 4.4: (a) Datenbank mit A-priori-Informationen über die in der Szene enthaltenen Objekte, (b) Datenbank mit gewonnenen Informationen über die Position und Art der in den Messdaten enthaltenen Streubeiträge, (c) Durch Abgleich beider Datenbanken gewonnene Positions- und Orientierungsparameter der in der Szene enthaltenen Objekte.

alle auflösbaren Verkopplungspfade für alle detektierten Mehrfachstreubeiträge der ersten Art und über den ersten und letzten Streuort sowie die Verkopplung für alle georteten Streubeiträge der zweiten Art enthalten.

Die Extraktion der gesuchten Parameter erfolgt durch einen Abgleich der ermittelten Streubeiträge mit den A-priori-Informationen über die beteiligten Objekte. Dieses Verfahren ist nicht trivial, und die Algorithmen, die einen solchen Abgleich effizient durchführen, sind nicht Gegenstand dieser Arbeit, daher wird die Extraktion von Parametern an einem einfachen Beispiel nur prinzipiell illustriert.

Abbildung 4.4a stellt zwei Beispielobjekte dar, von denen man weiß, dass sie die untersuchte Szene bilden. In der Datenbank sind Informationen über diese Objekte z.B. über die Positionen von dominanten Streubeiträgen $\vec{r}_{A1} \dots \vec{r}_{An}$ und $\vec{r}_{B1} \dots \vec{r}_{Bn}$ als A-priori-Informationen abgelegt. Ausgehend von diesen Informationen lassen sich die Abstände $\Delta_{s1} \dots \Delta_{sn}$ aller vorhandenen Streuorte bestimmen. Für diese Datenbankinformationen befinden sich die Objekte in einer Referenzposition und -orientierung.

Im operationellen Fall weisen die Objekte Positionen und Orientierungen auf, die von den Referenzpositionen abweichen und zunächst unbekannt sind. Diese Positionen und Orientierungen sollen aus den gemessenen Rückstreudaten extrahiert werden. Aus diesen Messdaten werden entsprechend dem oben beschriebenen Auswerteverfahren zunächst für übereinstimmende Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes die Orte der direkten Streubeiträge und die Laufzeiten der Mehrfachstreubeiträge 1. Art bestimmt. Dieses Ergebnis ist im oberen Teil von Abbildung 4.4b exemplarisch dargestellt. Danach werden für getrennte Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes die ersten und letzten Streuorte und die Laufzeiten der Mehrfachstreubeiträge der 2. Art ermittelt. Diese sind im unteren Teil der Abbildung 4.4b illustriert.

Im Sinne der Aufgabenstellung ist es nun notwendig, die aus den Messdaten ermittelten Laufzeitglieder $\Delta_{s1} \dots \Delta_{sn}$ und die Positionen der Streuorte $\vec{r}_1 \dots \vec{r}_n$ den A-priori-Informationen zuzuordnen. Das Ergebnis dieser Zuordnung und die daraus resultierenden Positionen und Orientierungen der Objekte für das gegebene Beispiel sind in Abbildung 4.4c dargestellt. Diese Abbildung zeigt zwei weitere Effekte, welche die Lösung der gestellten Aufgabe erschweren können. So können bei der Messung neben den Laufzeitgliedern, die einem einzelnen Objekt zugeordnet werden können, auch weitere Laufzeitglieder auftreten, die auf Verkopplung zwischen den Objekten zurückführbar sind. Diese Laufzeitglieder sind in Abb. 4.4c als blaue Pfeile dargestellt im Unterschied zu den Laufzeitgliedern eines Objektes, die in grüner Farbe abgebildet wurden. Weiterhin kann die Begrenzung des für die Sensoren verfügbaren Volumens dazu führen, dass nicht al-

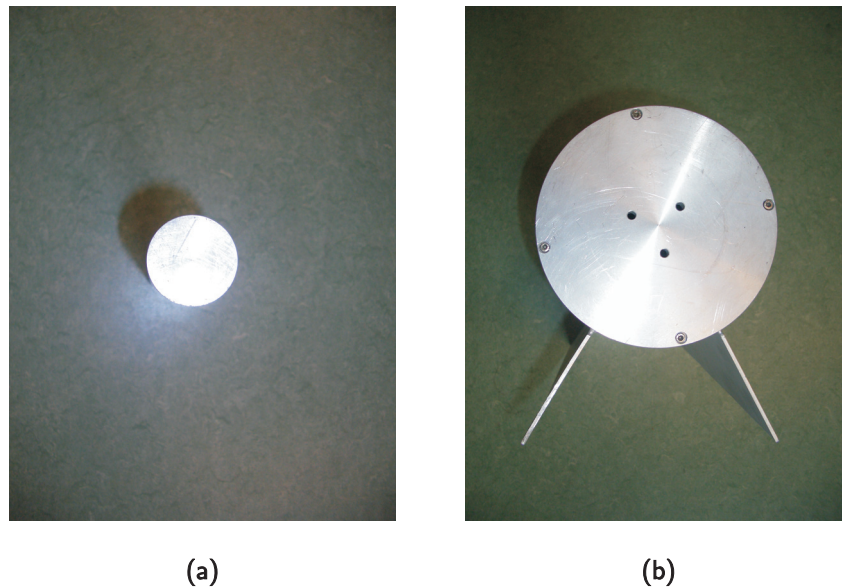


Abbildung 4.5: (a) Foto eines dünnen ($d = 40$ mm) vertikalen Zylinders, (b) Foto eines Zylinders mit angeflanschten Flügeln.

le dominanten Streuzentren von Objekten abgebildet werden. Bei der Darstellung von Mehrfachstreubeiträgen im vorliegenden sehr einfachen Beispiel wurde weiterhin nicht berücksichtigt, dass die Verkopplungspfade zwischen den einzelnen Streuzentren bedingt durch Streuung an weiteren beteiligten Orten länger sein können als die geometrischen Abstände zwischen den dominanten Streuzentren.

4.2 Messtechnische Verifikation der gewonnenen Erkenntnisse an Rückstreudaten von ausgesuchten realen Streukörpern

Die praktische Verifikation der mit Hilfe von simulierten Daten gewonnenen Erkenntnisse wird im Folgenden an gemessenen Rückstreudaten von realen Streukörpern durchgeführt. Dazu finden zwei ausgesuchte Streukörper Verwendung, die eine deutliche Demonstration der beschriebenen Effekte erlauben.

Als erstes Ziel kommt der in der Abbildung 4.5a dargestellte metallische Zylinder zum Einsatz. Dieser Zylinder ist bei dem Experiment vertikal angeordnet und besitzt eine Höhe von 1500 mm bei einem Durchmesser von 40 mm. Damit stellt dieses Objekt ein quasi-zweidimensionales Ziel dar, d.h. die Höhe des Objektes beeinflusst nicht das Ergebnis des durchgeführten Experimentes, weil das Objekt entlang der Höhenkoordinate über kon-

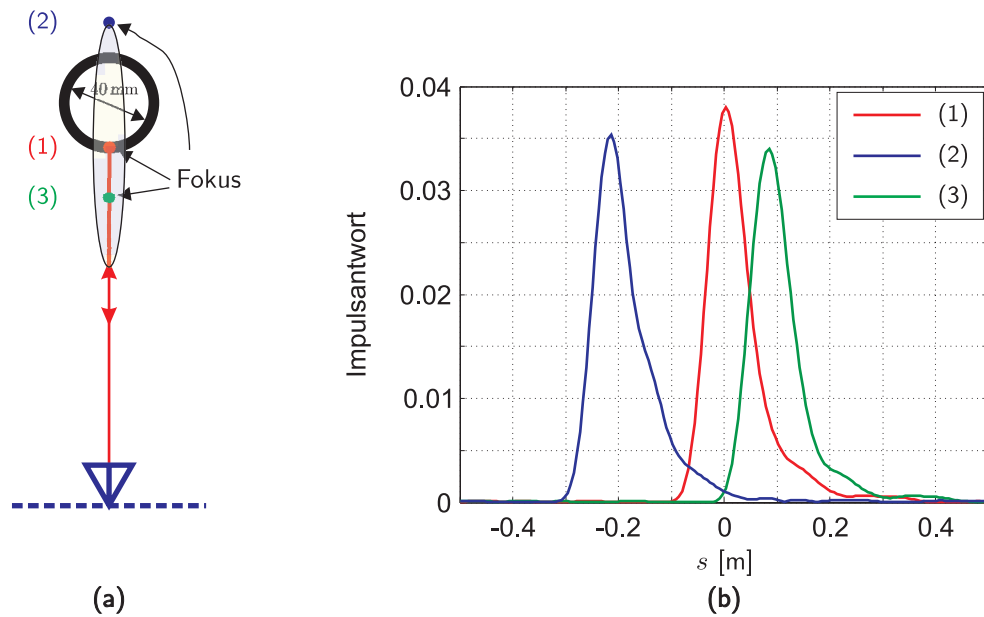


Abbildung 4.6: (a) Verifikation der Eigenschaften der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ an experimentellen Daten für einen vertikalen metallischen Zylinder mit einem Durchmesser $d = 40$ mm. Fokusse der beiden Auflösungszellen sind übereinstimmend gewählt. (b) Verlauf der experimentell ermittelten Impulsantwort für die links dargestellte Konfiguration bei unterschiedlicher Positionierung des Fokus.

stante Eigenschaften verfügt. Das Streuverhalten dieses Zylinders wird von einem starken direkten Streubeitrag im Spiegelpunkt an der Vorderseite des Objektes dominiert. Die bei dieser Art von Objekten unvermeidliche Kriechwelle ist bei diesem Experiment in ihrer Amplitude soweit abgeklungen, dass sie weder im rekonstruierten Bild noch im Verlauf der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ erscheint.

Zur Demonstration der Klassifikation von komplexen Mehrfachstrevorgängen kommt als zweiter Streukörper der in Abbildung 4.5b dargestellte Zylinder mit zwei Flügeln zum Einsatz. Dieser Zylinder besitzt eine Höhe von 540 mm und einen Durchmesser von 170 mm. Die beiden Seitenflügel besitzen eine Länge von 100 mm und einen Öffnungswinkel von 60° . Auf Grund seiner geometrischen Struktur verfügt dieses Objekt über ein komplexes Streuverhalten, das aber anschaulich geometrisch interpretiert werden kann.

4.2.1 Metallischer Zylinder als Beispiel für die Extraktion von Daten bei direkter Streuung

Abbildung 4.6a stellt schematisch die Messkonfiguration dar, mit der die Rückstreudaten des eingangs beschriebenen dünnen metallischen Zylinders aufgenommen werden. In dieser Abbildung ist die gewählte Position der Fokusse des Sendefeldes \vec{r}_0 und des

Empfangsfeldes \vec{r}'_0 illustriert. Zur Detektion von direkten Einfachstreubeiträgen des untersuchten Objektes und der bereits erläuterten Klasse von Mehrfachstreubeiträgen, bei der der „Streuanfang“ und das „Streuende“ identisch sind, werden beide Fokusse in den selben Punkt $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$ gelegt.

Die rote Kurve in Abbildung 4.6b zeigt die resultierende Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ für den Fall, dass beide Fokusse exakt auf der Stirnseite des betrachteten Zylinders liegen. In diesem Fall erhält man im Verlauf der Impulsantwort ein dominantes Laufzeitglied zum Zeitpunkt $\tau = 0$, d.h. der Streuvorgang am Objekt findet exakt im Fokus der Felder ohne eine Laufwegdifferenz Δs statt.

Wählt man den Ort der übereinstimmenden Fokusse der beiden Felder \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 so, dass sie nicht mit dem tatsächlichen Streuort zusammenfallen, so ergibt dies eine zeitliche Verschiebung der Laufzeitglieder in der Impulsantwort. Die in Abb. 4.6b in grün und blau dargestellten verschobenen Verläufe der Impulsantwort entsprechen den in Abb. 4.6a gewählten Orten der Fokusse $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$.

Abbildung 4.6b zeigt die beiden eng mit der Wahl von Orten der Fokusse zusammenhängenden Effekte. Neben der zeitlichen Verschiebung des Laufzeitgliedes ist dort auch eine Abnahme der Amplitude des Laufzeitgliedes deutlich zu erkennen. Beide Effekte stimmen mit der Erläuterung im vorhergehenden Abschnitt überein.

4.2.2 Zylinder mit Flügeln als Beispiel für die Extraktion der Daten von Mehrfachstreuvorgängen

Zur Demonstration der Detektion von komplexeren Streuvorgängen wird der in Abbildung 4.5b betrachtete Zylinder mit zwei Flügeln betrachtet. Dieser Streukörper verfügt über unterschiedliche Arten von Mehrfachstreubeiträgen, ist aber dennoch so beschaffen, dass eine anschauliche Interpretation im Rahmen der geometrischen Optik / Beugungstheorie möglich ist.

Auch für diesen Streukörper wurden im Rahmen der Messdatenauswertung für alle möglichen Kombinationen von Auflösungszellen des Sendefeldes (Index μ) mit Auflösungszellen des Empfangsfeldes (Index ν) Übertragungsfunktionen $F_{\mu\nu}(j\omega)$ und Impulsantworten $f_{\mu\nu}(\tau)$ gebildet. Charakteristische Impulsantworten für ausgesuchte Kombinationen aus μ und ν werden im Folgenden dargestellt und anschaulich geometrisch interpretiert.

Abbildung 4.7 stellt eine Konfiguration aus Auflösungszellen des Sendefeldes μ und des Empfangsfeldes ν dar, die geeignet ist, um Informationen über direkte Streuvorgänge aus

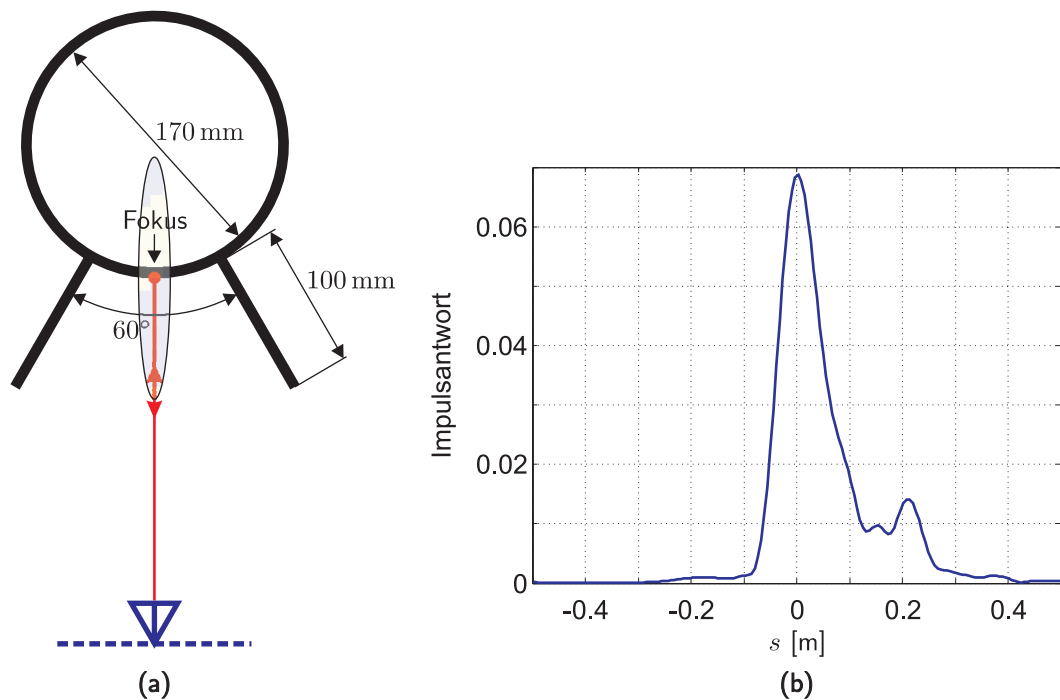


Abbildung 4.7: (a) Verifikation der Eigenschaften der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ an experimentellen Daten für ein komplexes Objekt, (b) Verlauf der experimentell ermittelten Impulsantwort für die links dargestellte Konfiguration für übereinstimmende Orte der Fokusse.

den Messdaten zu extrahieren. In dieser Konfiguration wurden die Fokusse des Sendefeldes \vec{r}_0 und des Empfangsfeldes \vec{r}'_0 auf die Stirnseite des Zylinders, wie in Abbildung 4.7a zu sehen ist, gelegt. Der Verlauf der mit dieser Konfiguration gewonnenen Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ ist in Abbildung 4.7b dargestellt.

An diesem Verlauf ist die Dominanz eines Streuzentrums mit dem Laufweg $\Delta s = 0$, was einer Laufzeit von $\tau = 0$ entspricht, für die festgelegten Fokusse deutlich sichtbar. Dabei handelt es sich um einen direkten Streuer am Ort $\vec{r}_0 = \vec{r}'_0$. Weiterhin ist im Verlauf der Impulsantwort ein weiteres schwaches Laufzeitglied mit einem Laufweg von ca. 220 mm erkennbar. Die Ursache für dieses Laufzeitglied stellt eine Kriechwelle auf der Oberfläche des Zylinders dar. Dieses Laufzeitglied ist somit der ersten Klasse der bereits beschriebenen Mehrfachstreuungsvorgänge zuzuordnen.

In Abbildung 4.8 sind Ergebnisse der Auswertung von Messdaten für eine Kombination aus Auflösungszellen μ und ν dargestellt, in der sowohl Einfachstreubeiträge als auch Mehrfachstreubeiträge mit identischem Anfang und Ende in Erscheinung treten.

Diese Ergebnisse sind für eine Konfiguration dargestellt, bei der beide Fokusse \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 in den selben Punkt, nämlich auf die äußerste Kante eines der beiden Flügel (vgl. Abb. 4.8a), gelegt werden.

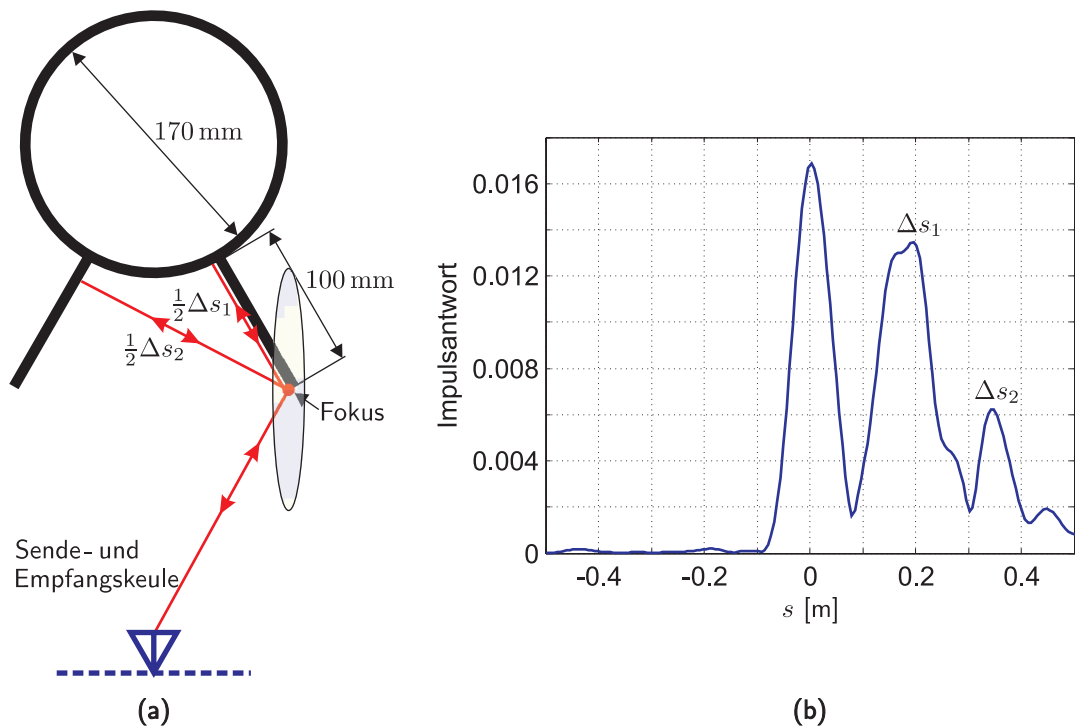


Abbildung 4.8: (a) Detektion von direkten Streubeiträgen und Mehrfachstreubeiträgen aus experimentellen Daten für ein komplexes Objekt, (b) Verlauf der experimentell ermittelten Impulsantwort für die links dargestellte Konfiguration für übereinstimmende Orte der Fokusse.

Der in Abbildung 4.8b dargestellte Verlauf der für diesen Fall ermittelten Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ zeigt drei dominante Laufzeitglieder. Das erste Laufzeitglied besitzt eine Verzögerung $\tau = 0$, also einen Laufweg von $\Delta s = 0$ zum Fokus. Damit handelt es sich um einen direkten Streubeitrag der Kante. Die Amplitude dieses Laufzeitgliedes ist um Faktor 4,2 kleiner als die Amplitude des direkten Streubeitrag der Stirnfläche laut Abb. 4.7a. Das zweite Laufzeitglied besitzt ein Maximum beim Laufweg $\Delta s_1 = 200$ mm. Dabei handelt es sich um die Kriechwelle, die von der Kante des Zylinder zum Zylinder selbst und zurück läuft. Schließlich gibt es ein drittes starkes Laufzeitglied, das mit einem Laufweg von $\Delta s_2 = 340$ mm in Erscheinung tritt. Dieses Laufzeitglied repräsentiert die Reflexion am gegenüberliegenden Flügel des Zylinders.

Beim letzten betrachteten Fall wurde eine Konfiguration aus Auflösungszellen gewählt, bei der das Sendefeld und das Empfangsfeld in unterschiedliche Punkte fokussiert werden. Mit dieser Konfiguration ist es möglich, Mehrfachstreubeiträge zu detektieren, bei denen der erste beteiligte Streuort verschieden ist vom letzten beteiligten Streuort.

Abbildung 4.9 zeigt die gewählte Konfiguration und den zeitlichen Verlauf der für diese Konfiguration resultierenden Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$. Die Fokusse der beiden Felder \vec{r}_0 und \vec{r}'_0 werden hier, wie in Abbildung 4.9a demonstriert wird, in Aufpunkte auf den Innensei-

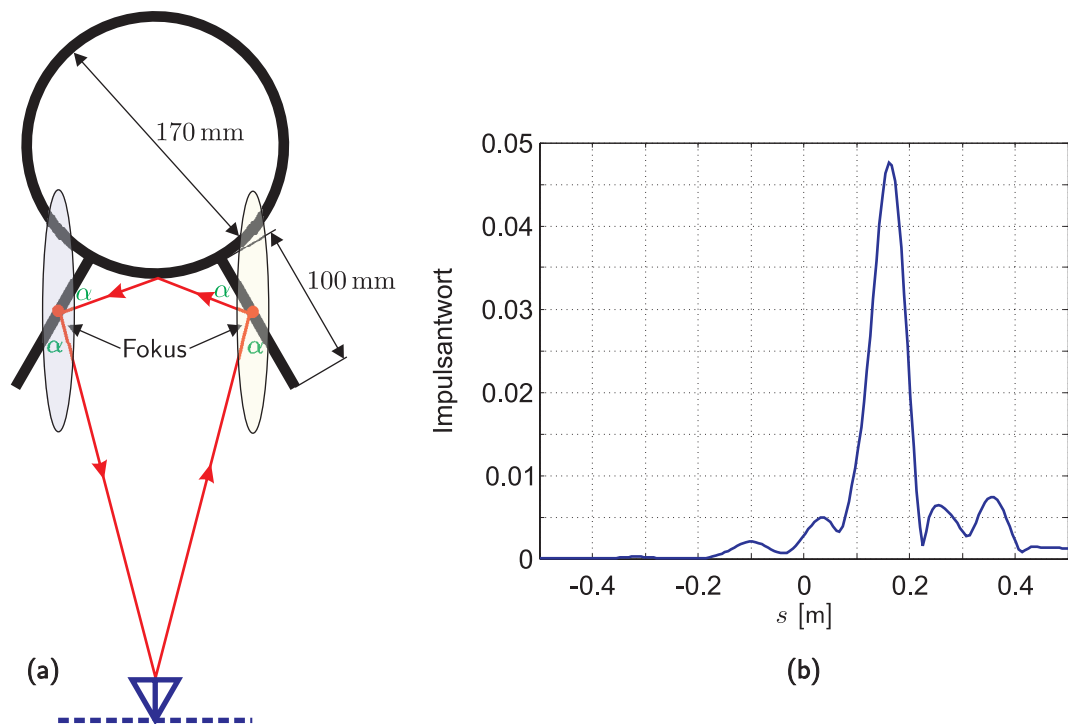


Abbildung 4.9: (a) Detektion von Mehrfachstreubeiträgen aus experimentellen Daten mit verschiedenen Orten der Fokusse des Sende- und Empfangsfeldes, (b) Verlauf der experimentell ermittelten Impulsantwort für die links dargestellte Konfiguration.

ten der gegenüberliegenden Flügel gelegt.

In Abbildung 4.9b erkennt man ein dominantes Laufzeitglied mit einem Laufweg von ca. 170 mm, das auf doppelte Reflexion zwischen den Flügeln und der Stirnseite des Zylinders zurückzuführen ist. Dieser Streuvorgang ist mit Überlegungen der geometrischen Optik leicht nachvollziehbar und lässt sich durch messtechnische Untersuchungen am Objekt bestätigen.

4.3 Darstellung der gewonnenen Information in Form von zweidimensionalen Mikrowellenbildern

Im vorhergehenden Abschnitt wurde auf exemplarische Weise gezeigt, wie durch eine direkte Auswertung der bandbegrenzten Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ zwischen Paaren von räumlichen Auflösungszellen μ und ν in Verbindung mit einem Katalog mit A-priori-Informationen die gesuchten Geometrieparameter der in der betrachteten Szene enthaltenen Objekte extrahiert werden können.

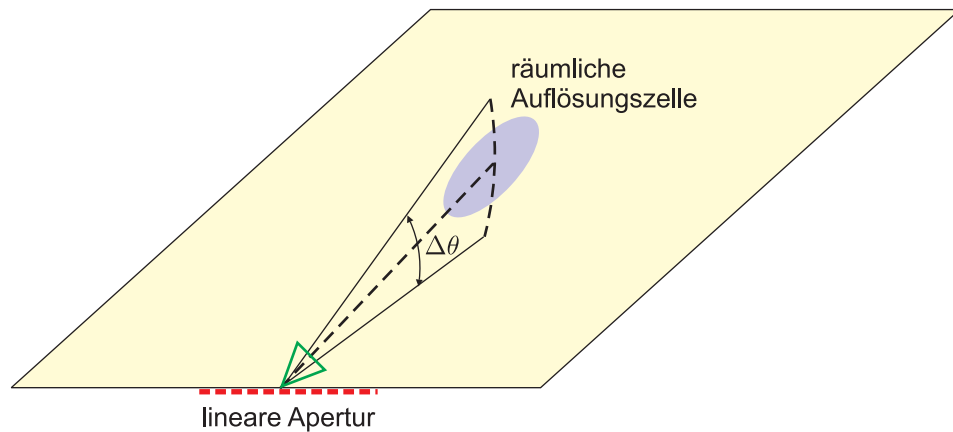


Abbildung 4.10: Zur Diskussion der 3-dimensionalen Ausdehnung von Auflösungszellen

Im Folgenden soll ein weiterer Weg zur Interpretation der gewonnenen Messdaten aufgezeigt werden, bei dem die gemessenen Daten vor der eigentlichen Extraktion der gesuchten Parameter als räumliche Verteilungen von Streuzentren aufbereitet werden.

Im Rahmen dieser Arbeit werden Konfigurationen betrachtet, bei denen eine Einzelantenne entlang einer Linie verschoben wird (synthetische Apertur mit linienförmiger Antennenbahn) oder in denen die einzelnen Antennen einer Gruppenantenne auf einer Linie angeordnet sind (lineare Gruppe). Dieser Konfiguration ist gemäß Abb. 4.10 eine Ebene („Hauptebene“) zugeordnet, welche von der die Antennenphasenzentren enthaltenden Linie und der Hauptstrahlrichtung der Einzelantenne(n) aufgespannt wird. In der in dieser Arbeit benutzten zweidimensionalen Beschreibung dieser Konfiguration erfolgt eine Beschränkung auf Streuorte innerhalb der oben eingeführten Hauptebene und damit auf zweidimensionale Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes (siehe Abb. 4.10).

Betrachtet man die Eigenschaften der Konfiguration im dreidimensionalen Raum, so erkennt man, dass die Ausdehnung der Auflösungszellen senkrecht zur Hauptebene durch die Keulbreite der Einzelantenne (Elemente der Gruppenantenne oder bewegte Einzelantenne) in dieser Richtung bestimmt wird. Da die Objekte der abgebildeten Szene dreidimensional sind, werden Streuzentren, die von der dreidimensionalen Auflösungszelle erfasst werden, im Sinne des zweidimensionalen Abbildungsverfahrens in die oben definierte zweidimensionale Auflösungszelle projiziert. Es kann davon ausgegangen werden, dass trotz dieser Eigenschaft des Abbildungsverfahrens, nur ein zweidimensionales Bild der dreidimensionalen Objekte zu liefern, eine Tauglichkeit für die Bestimmung der Position und Orientierung der Objekte ausreicht. Diese Feststellung gilt insbesondere dann, wenn die Freiheitsgrade hinsichtlich der Position und Orientierung eingeschränkt sind.

Bei der experimentellen Verifikation der Verfahren (siehe Kapitel 5) wurden zur Erzielung

leicht interpretierbarer Ergebnisse Objekte benutzt, die innerhalb der Keulenbreite der Einzelantenne zylinderförmige Gestalt mit der Zylinderachse senkrecht zur Hauptebene aufweisen. Hierbei ist der Begriff „zylinderförmig“ so zu verstehen, dass sich der Querschnitt in Richtung der Zylinderachse nicht ändert. Unter diesen Voraussetzungen liegen die Streuorte in der Hauptebene.

Um das Verfahren zu einem 3-D-Abbildungsverfahren zu erweitern, müsste man die verschiedenen Antennenpositionen nicht nur auf einer Linie sondern einer Fläche senkrecht zur Hauptebene anordnen. Die in dieser Arbeit entwickelten Verfahren lassen sich sinngemäß auch auf ein solches 3-D-Abbildungsverfahren übertragen.

Das Bildraster, also die Auflösung der zweidimensionalen Mikrowellenbilder, lässt sich durch aus der konventionellen Radartechnik bekannte Zusammenhänge abschätzen [43, 44]. Danach hängt die Querauflösung Δx_{konv} bei solchen Systemen von der Abmessung der verwendeten Apertur ab. Diese Auflösung ist identisch mit der Querabmessung Δx der hier betrachteten Auflösungszellen. Falls die relative Bandbreite $\Delta f/f_0$ die Ungleichung

$$\frac{\Delta f}{f_0} \geq 1 - \cos\left(\frac{\Delta\psi}{2}\right)$$

erfüllt, wird die Tiefenauflösung Δy_{konv} nicht durch die Aperturabmessung sondern durch die Frequenzbandbreite bestimmt. Hierbei bedeutet $\Delta\psi$ den in Abbildung 3.3 eingeführten Öffnungswinkel, unter dem die Apertur vom betrachteten Punkt aus gesehen wird.

Die im weiteren Verlauf gezeigten Verfahren zur Rekonstruktion von Mikrowellenbildern nutzen das MIMO-Prinzip zur unabhängigen Fokussierung des Sendefeldes. Dieses Verfahren bietet die Möglichkeit der Klassifizierung von Streubeiträgen in der bereits beschriebenen Art und Weise, so dass die in vorigen Abschnitten gewonnenen Erkenntnisse über die Eigenschaften der Impulsantwort zwischen zwei unabhängig gewählten Auflösungszellen $f_{\mu\nu}(\tau)$ bei der Diskussion der Verfahren Verwendung finden. Die nachfolgenden Verfahren stellen damit eine räumliche Art der Aufbereitung von Daten dar, die durch eine Auswertung der Impulsantwort gewonnen werden.

Die Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ verfügt neben der Laufvariablen τ über zwei Parameter μ und ν , die nach Gleichung (3.4) und (3.5) den Ortsvektoren der Fokusse des Sendefeldes \vec{r}'_μ und des Empfangsfeldes \vec{r}'_ν zugeordnet werden.

Für die Rekonstruktion von zweidimensionalen Mikrowellenbildern wird für jeden Bildpunkt \vec{r}_{BP} im oben beschriebenen Bildraster eine Zahl benötigt, die die Amplitude des jeweiligen Bildpunktes repräsentiert. Um die Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau) = f(\vec{r}'_\mu, \vec{r}'_\nu, \tau)$ für jeden Bildpunkt \vec{r}_{BP} auf eine einzige Zahl zu reduzieren, müssen die Ortsvektoren der

Fokuse \vec{r}_μ und \vec{r}_ν im Sinne des Rekonstruktionsverfahrens auf einen Ortsvektor begrenzt werden, und die Laufvariable τ muss konstant gehalten werden.

Im Folgenden werden zwei Verfahren zur Rekonstruktion von zweidimensionalen Mikrowellenbildern vorgestellt. Das erste Verfahren demonstriert die Extraktion von direkten Einfachstreubeiträgen für $\vec{r}_{BP} = \vec{r}_\mu = \vec{r}'_\nu$ und den Zeitpunkt $\tau = 0$, das zweite Verfahren beschreibt die Abbildung von Mehrfachstreubeiträgen für $\vec{r}_\mu \neq \vec{r}'_\nu$ und $\tau > 0$. Verschiedene Möglichkeiten zur weiteren Einschränkung der Parameter \vec{r}_μ und \vec{r}'_ν , die für die Rekonstruktion einer zweidimensionalen Abbildung notwendig sind, werden im Verlauf dieses Abschnitts diskutiert.

Die rekonstruierten Bilder dürfen auf Grund der gemachten Annahmen bezüglich Auflösung und Abmessung der abzubildenden Objekte nicht als Darstellungen im optischen Sinne verstanden werden. Viel mehr handelt es sich dabei um abstrakte räumliche Interpretation von bestimmten Klassen von Streuvorgängen.

Andere ausgewählte Möglichkeiten fortgeschrittener Auswertung von Mikrowellenbildern stellen z.B. [45–47] dar.

4.3.1 Extraktion und Abbildung der direkten Streubeiträge durch Auswertung der Impulsantwort für $\vec{r}_\mu = \vec{r}'_\nu$ und $\tau = 0$

Das erste vorgestellte Verfahren zur Rekonstruktion von Mikrowellenbildern ist der Extraktion von direkten Einfachstreubeiträgen gewidmet. Zu diesem Zweck findet die aus dem MIMO-Prinzip resultierende und in Abschnitt 4.1.2 vorgestellte übereinstimmende Fokussierung des Sende- und Empfangsfeldes in einen Punkt $\vec{r}_\mu = \vec{r}'_\nu$ Verwendung. Die identischen Fokuse der beiden Felder werden bei der Rekonstruktion des Bildes für jeden Punkt $\vec{r}_{BP} = \vec{r}_\mu = \vec{r}'_\nu$ des Bildrasters gelegt. Als Amplitude des Bildpunktes am Ort \vec{r}_{BP} wird der Betrag der Einhüllenden der Impulsantwort zum Zeitpunkt $\tau = 0$ gespeichert.

Abbildung 4.11 stellt das Ergebnis dieser Operation für den bereits mehrfach gezeigten Zylinder mit Flügeln zusammen mit der Kontur des betrachteten Objektes dar. Die rekonstruierte Verteilung von Streuzentren bildet die vordere Fläche des Zylinder exakt nach. Weiterhin sind im Vergleich zu konventionellen holografischen Aufnahmen (vgl. Abb. 5.22 auf Seite 110) nur wenige Bildartefakte erkennbar. Die zu erwartenden direkten Streubeiträge der beiden äußeren Flügelkanten sind bedingt durch die dargestellte Bilddynamik in der Abbildung nicht erkennbar.

In Abbildung 4.12 ist das Ergebnis der selben Operation für eine Szene bestehend aus

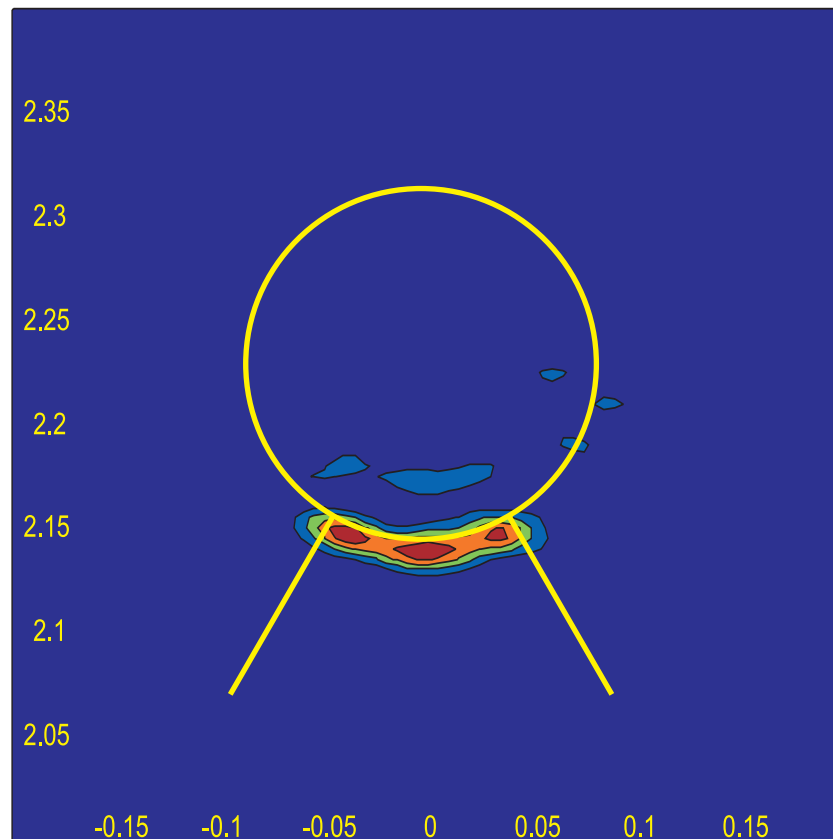


Abbildung 4.11: Extraktion der Einfachstreubeiträge eines Zylinders mit Flügeln aus Messdaten.

vier zylindrischen Objekten dargestellt. Die für diese Szene rekonstruierte Verteilung von Streuzentren zeigt ebenfalls sehr deutlich die direkten Streubeiträge der Szene. So sind dominante Streuzentren in den Spiegelpunkten von jedem der vier vorhandenen Zylinder vorhanden. Im Vergleich zu Abbildung 5.20 auf Seite 108, die mehrere konventionelle (holografische) Mikrowellenbilder der selben Szene zeigt, ist auch hier ein deutlicher Fortschritt zu erkennen. Die in den Abbildungen 5.20e und 5.20f sichtbaren Bildartefakte, die auf Mehrfachstreubeiträge der Szene zu deuten sind, treten in dem in Abb. 4.12 dargestellten Bild nicht auf.

Abbildung 4.13 zeigt das Ergebnis der beschriebenen Rekonstruktionsoperation für eine Szene bestehend aus vier vertikalen Zylindern mit einem Durchmesser von 40 mm und vier quadratischen vertikalen Objekten mit einer Kantenlänge von 20 mm, die in unterschiedlichen Abständen zueinander angeordnet werden. Durch die Variation des Abstands der Objekte zueinander erhält man bei Einsatz von holografischen Verfahren eine starke Variation der rekonstruierten Verteilung der Streuzentren in Abhängigkeit von der Position der Beleuchtungsantenne.

Abbildung 5.18 auf Seite 106 stellt ein Foto und konventionelle Reflektivitätsfunktionen

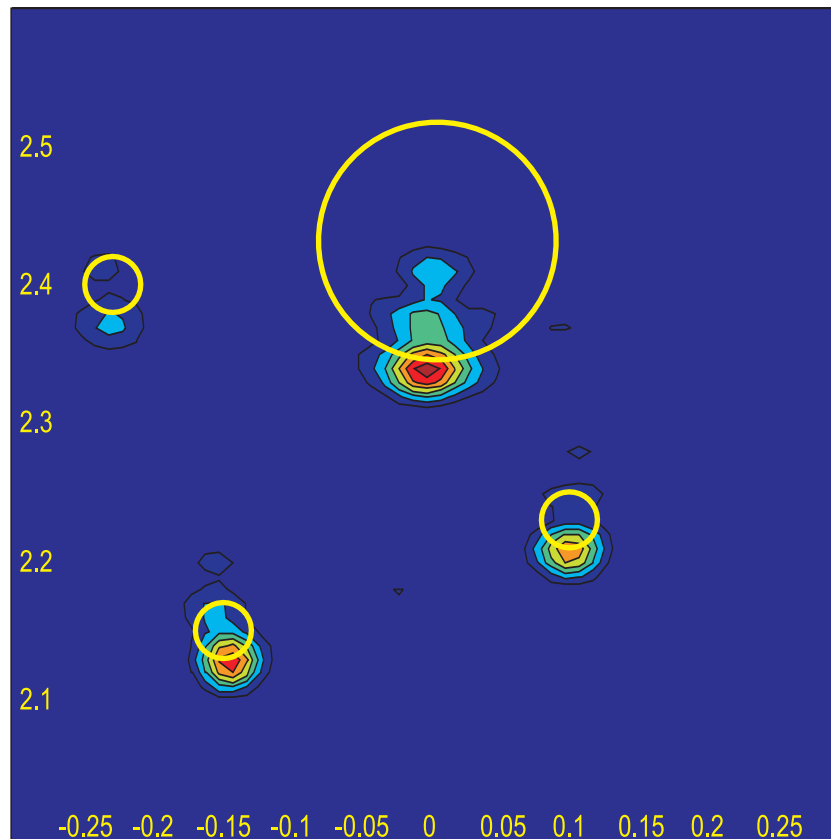


Abbildung 4.12: Extraktion der Einfachstreubeiträge einer Szene mit drei zylindrischen Objekten aus Messdaten.

der beschriebenen Szene für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne dar. In allen dort dargestellten Bildern sind die bereits beschriebenen Probleme der konventionellen Abbildung erkennbar. Abbildung 4.13 zeigt im Vergleich dazu eine zuverlässige Detektion aller vorhandenen direkten Streuzentren (Kanten der quadratischen Objekte und Spiegelpunkte der Zylinder), ohne dass störende Bildartefakte in Erscheinung treten.

4.3.2 Extraktion und Abbildung von Mehrfachstreubeiträgen durch Auswertung der Impulsantwort für $\vec{r}_\mu \neq \vec{r}'_\nu$ und $\tau > 0$

Analog zu der im vorigen Abschnitt vorgestellten Extraktion und Abbildung von direkten Streubeiträgen durch Auswertung der für ein Paar von räumlich übereinstimmenden ($\vec{r}_\mu = \vec{r}_\nu$) Auflösungszellen gebildeten Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau) = f(\vec{r}_\mu, \vec{r}_\nu, \tau)$ zum Zeitpunkt $\tau = 0$, kann eine gezielte Detektion und Abbildung von Mehrfachstreubeiträgen durch Auswertung der Impulsantwort für $\tau > 0$ erfolgen.

Für den Fall übereinstimmender Auflösungszellen des Sendefeldes mit den Auflösungs-

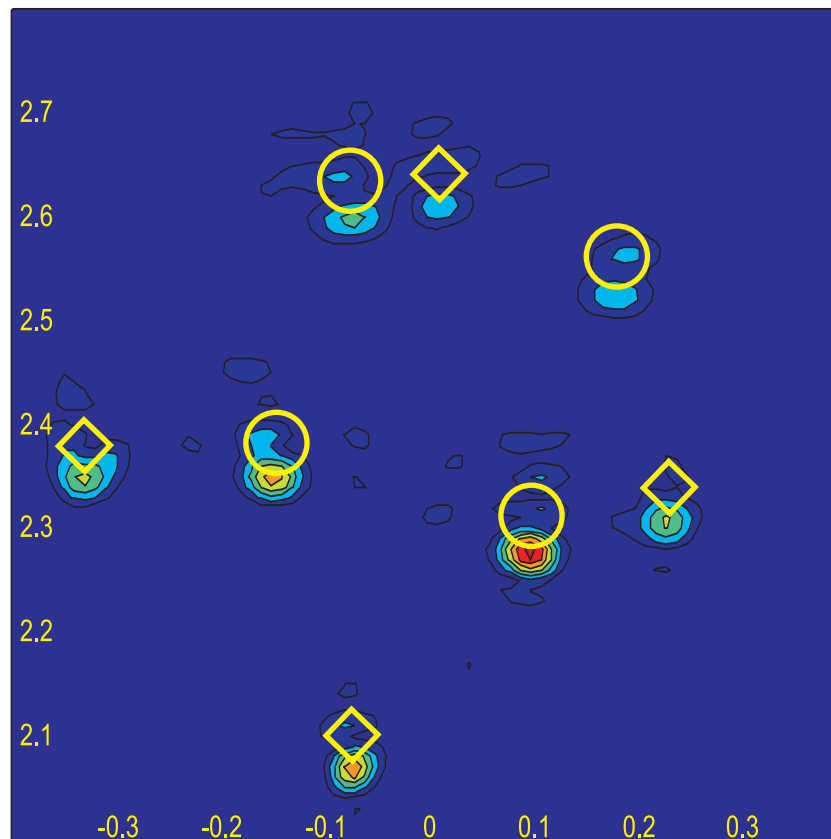


Abbildung 4.13: Extraktion der Einfachstreubeiträge einer Szene mit mehreren Objekten aus Messdaten.

zellen des Empfangsfeldes ($\vec{r}_\mu = \vec{r}_\nu$) extrahiert man mit diesem Verfahren Mehrfachstreubeiträge der 1. Art, also solche, bei denen der erste und letzte Streuort identisch sind (vergleiche dazu Abschnitt 4.1.2 und 4.2.2).

Bei Verwendung von räumlich getrennten Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes ($\mu \neq \nu$, $\vec{r}_\mu \neq \vec{r}_\nu$) werden durch diese Operation Mehrfachstreubeiträge 2. Art (erster Streuort verschieden vom letzten Streuort) abgebildet (siehe Abschnitt 4.1.3 und 4.2.2).

Die für die Rekonstruktion von zweidimensionalen Mikrowellenbildern notwendige Reduktion der Parameter auf einen Ortsvektor \vec{r}_{BP} kann für getrennte Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes auf unterschiedlichen Wegen erfolgen. So lassen sich zum Beispiel der Ort des Fokus des Sendefeldes $\vec{r}_\mu = \vec{r}_0$ und die Laufzeit $\tau = \tau_0$ konstant halten, während der Ort des Fokus des Empfangsfeldes entsprechend dem Bildraster $\vec{r}_{BP} = \vec{r}'_\nu$ variiert wird. Damit werden im resultierenden Mikrowellenbild für jeden Bildpunkt diejenigen Mehrfachstreubeiträge abgebildet, bei denen der Anfangsstreuort mit dem festen Fokus des Sendefeldes übereinstimmt. Die Bildpunkte beschreiben also die Verkopplung zwischen \vec{r}_{BP} und einem festen Punkt \vec{r}_0 , die bei einer festen Laufzeit $\tau = \tau_0$ auftritt. Alternativ zu einer festen Laufzeit $\tau = \tau_0$ kann bei diesem Verfahren

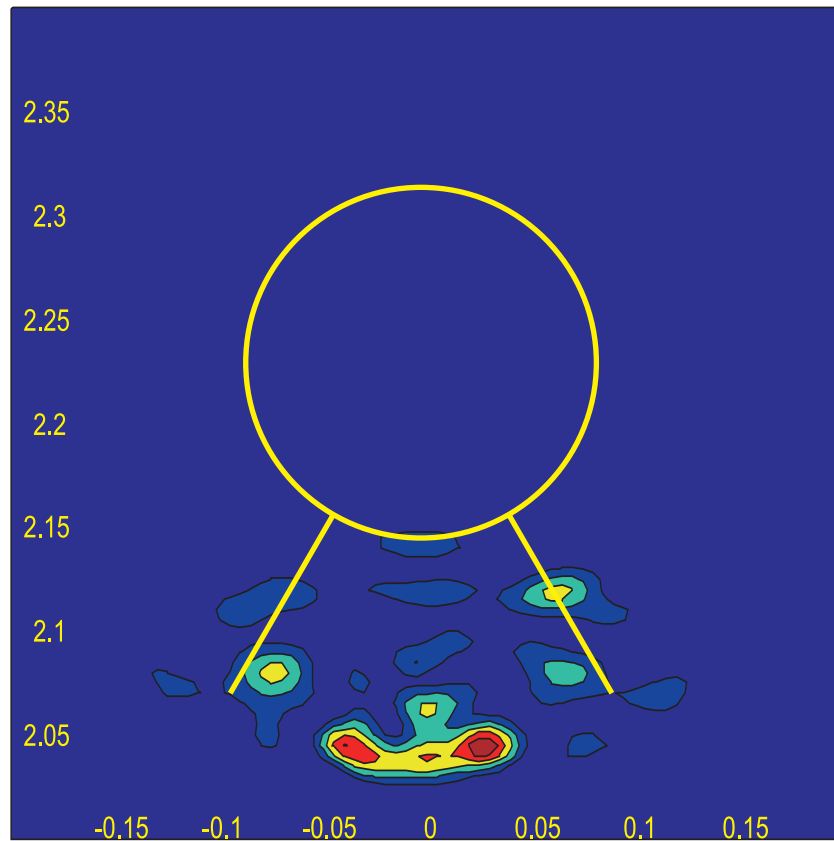


Abbildung 4.14: Extraktion einer Klasse von Mehrfachstreubeiträgen aus Messdaten für übereinstimmende Position der Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes und eine feste Laufzeit.

auch die Gesamtverkopplung zwischen den Bildpunkten und dem festen Fokus des Sendefeldes abgebildet werden. Dazu wird als Amplitude des Bildpunktes nicht der Wert der Einhüllenden der Impulsantwort zu einem festen Zeitpunkt τ_0 , sondern der Wert des Integrals

$$f_{BP} = \int_0^{\infty} f_{\mu\nu}(\tau) d\tau$$

abgebildet.

Eine andere Möglichkeit der Reduktion der Parameter lässt sich durch Bilden eines festen räumlichen Abstands zwischen den Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes

$$\Delta\vec{r} = \vec{r}_\mu - \vec{r}_\nu = \text{konst}$$

für eine feste Laufzeit $\tau = \tau_0$ realisieren, so dass in jedem Bildpunkt \vec{r}_{BP} die Amplitude der Einhüllenden der Impulsantwort zwischen den Punkten

$$\vec{r}_\mu = \vec{r}_{BP}$$

und

$$\vec{r}_\nu = \vec{r}_{BP} + \Delta\vec{r}$$

zum Zeitpunkt $\tau = \tau_0$ abgebildet wird.

Abbildung 4.14 stellt das rekonstruierte Mikrowellenbild für eine Konfiguration zur Abbildung von Mehrfachstreubeiträgen mit identischem ersten und letzten Streuort dar. Im vorliegenden Beispiel wurde das Mikrowellenbild des eingezeichneten Objektes aus den MIMO-Messdaten für eine in jedem Punkt übereinstimmende Position der Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes $\vec{r}_{BP} = \vec{r}_\mu = \vec{r}'_\nu$ und eine feste Laufzeit $\tau \approx 0,67$ ns ($\Rightarrow \Delta s \approx 200$ mm) rekonstruiert. An den Flügelkanten des Objektes sind Streubeiträge sichtbar, die als Mehrfachstreubeträge 1. Art (Kriechwelle auf dem Flügel zum Zylinder und zurück) geometrisch interpretiert werden können. Dabei handelt es sich um Streubeiträge, die bei der experimentellen Verifikation der Eigenschaften der Impulsantwort in Abbildung 4.8 für das selbe Objekt bereits diskutiert wurden.

Weiterhin sind in dem dargestellten Mikrowellenbild im unteren Teil der Abbildung Artefakte sichtbar, die auf Grund der endlichen Ausdehnung der Auflösungszellen entstehen (siehe Abschnitt 4.1.1). Dabei handelt es sich um Streubeiträge der vorderen Kontur des Zylinders, die einem falschen Ort räumlich zugeordnet werden.

Diese Bildartefakte lassen sich durch eine mehrstufige Auswertung vermeiden. Bei dieser Auswertung wird im ersten Schritt eine Detektion von direkten Einfachstreubeiträgen mit dem im vorigen Kapitel beschriebenen Verfahren durchgeführt. Die damit ermittelten Beiträge werden von den gemessenen Rückstreudaten subtrahiert, d.h. es werden neue Rückstreudaten generiert, die keine direkten Beiträge mehr besitzen. Diese Rückstreudaten bilden dann die Grundlage für weitere Verarbeitungsschritte, die zur Extraktion und Abbildung von Mehrfachstreubeiträgen herangezogen werden können. Mehrstufige Verarbeitung von Daten in der Mikrowellenabbildung wird z.B. in [48] vorgestellt.

4.4 Nicht kohärente Verarbeitung holografischer Bilder mit mehreren Beleuchtungsrichtungen

Im Abschnitt 4.1.4 des vorliegenden Kapitels wurde die konventionelle Holografie als Sonderfall einer Kombination von Paaren von Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes eingeführt. Diese Kombination besteht aus einer Vollaussleuchtung der Szene mit dem Sendefeld in Verbindung mit einem fokussierten Empfangsfeld. Für diese Konfi-

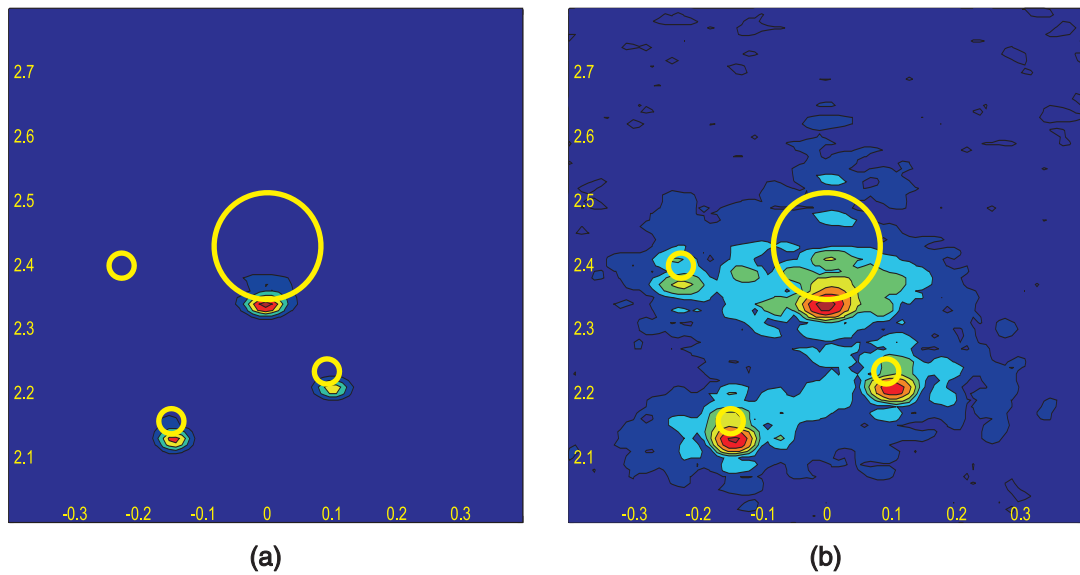


Abbildung 4.15: (a) Mittelwertbildung als Beispiel für nicht kohärente Verarbeitung von holografischen Mikrowellenbildern, (b) Multiplikation von einzelnen Bildern als zweites Beispiel für nicht kohärente Verarbeitung von holografischen Mikrowellenbildern.

guration aus Auflösungszellen lassen sich zweidimensionale Mikrowellenbilder basierend auf dem konventionellen Reflektivitätsmodell aus den gewonnenen Daten rekonstruieren. Da in diesen Mikrowellenbildern alle in der Einleitung (siehe Abschnitt 1.5) beschriebenen Effekte auftreten (siehe Beispiele auf Seite 105ff), sind sie alleine zur Gewinnung der gesuchten Geometrieparameter von Objekten in einer Szene im Sinne der Aufgabenstellung nicht geeignet.

Um dennoch einen Fortschritt im Sinne der Aufgabenstellung zu erreichen, müssen weitere Mikrowellenbilder von der selben Szene aber mit signifikant unterschiedlichen Parametern erstellt werden. Als ein variabler Parameter bietet sich die Position der Beleuchtungsantenne an, so dass von einer Szene mehrere konventionelle holografische Aufnahmen durch Variation der Position der Beleuchtungsantenne erstellt werden können.

Einen Fortschritt erreicht man nun durch eine Kombination aller vorhandenen Bilder zu einem Ergebnis. Die Möglichkeiten zur Kombination von vollständigen Mikrowellenbildern stellen im Gegensatz zu der beschriebenen MIMO-Auswertung ein nicht kohärentes Verfahren dar. Beispiele für die Kombination stellen die Mittelwertbildung (Summe) aller gewonnenen Bilder oder die Multiplikation von allen rekonstruierten Reflektivitätsfunktionen dar.

Die Mittelwertbildung betont die gemeinsamen Merkmale in allen Bildern. Dazu zählen im Wesentlichen die direkten Streubeiträge von Kanten und Spiegelpunkten, da ihre Position unabhängig von der Beleuchtungsrichtung in den konventionellen Mikrowellenbil-

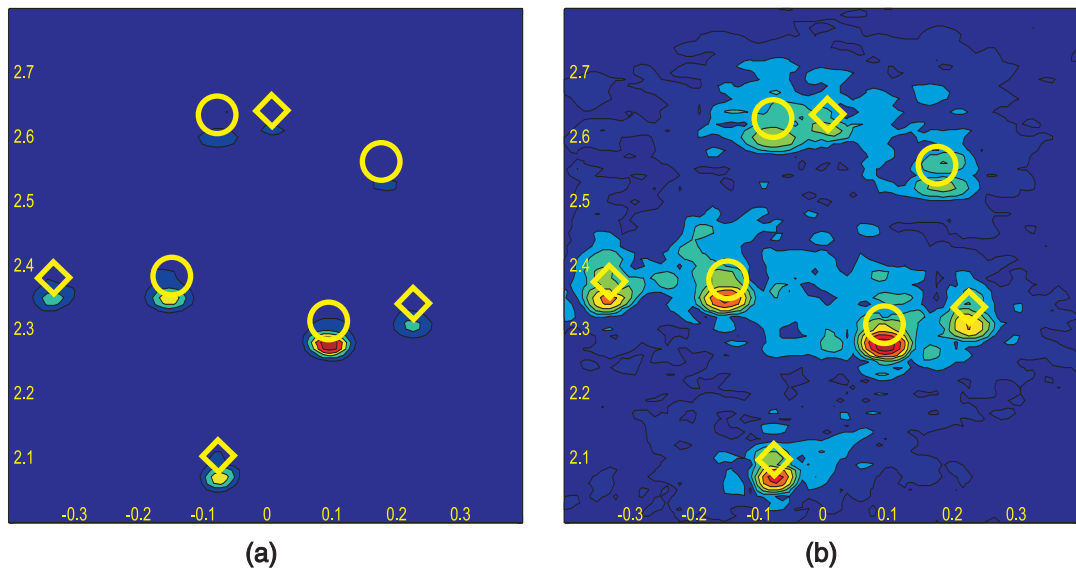


Abbildung 4.16: (a) Mittelwertbildung als Beispiel für nicht kohärente Verarbeitung von holografischen Mikrowellenbildern, (b) Multiplikation von einzelnen Bildern als zweites Beispiel für nicht kohärente Verarbeitung von holografischen Mikrowellenbildern.

dern ist. Damit stellt diese Operation ein einfaches Verfahren zur Extraktion von direkten Streubeiträgen dar. Im Gegensatz zu der im vorigen Abschnitt vorgestellten Auswertung der Impulsantwort $f_{\mu\nu}(\tau)$ für übereinstimmende Position der Auflösungszellen des Sende- und Empfangsfeldes ist dieses Verfahren jedoch nicht zuverlässig genug. Abbildungen 4.15a und 4.16a stellen das Ergebnis dieser Operation für zwei Szenen dar. In beiden Abbildungen ist erkennbar, dass nicht alle relevanten Streuzentren der Szene detektiert werden können. Vergleicht man dazu Abbildungen 4.13 und 4.12, die die Auswertung der Impulsantwort in der beschriebenen Weise darstellen, so lassen sich die Nachteile der nicht kohärenten Verarbeitung deutlich erkennen. Die Anwendung des MIMO-Prinzips führt in beiden Fällen zu einer ausreichenden Betonung der direkten Streuzentren bei gleichzeitiger Unterdrückung von Mehrfachstreubeiträgen.

Eine weitere exemplarisch ausgewählte Methode der nicht kohärenten Verarbeitung von rekonstruierten holografischen Bildern stellt die Multiplikation dieser Bilder dar. Auch in diesem Fall erfolgt eine Betonung von gemeinsamen Merkmalen aller Bilder. Jedoch ist in Abbildungen 4.15b und 4.16b deutlich zu erkennen, dass auch dieses Verfahren zu keinem befriedigenden Ergebnis im Sinne der Aufgabenstellung führt. Beide Abbildungen zeigen zwar die Detektion von direkten Streubeiträgen der vorhandenen Objekte, aber diese Bilder besitzen ein starkes Bildrauschen und verfügen über viele Artefakte, die eine Anwendung von Mustererkennungsalgorithmen im Sinne der Aufgabenstellung erschweren.

4.5 Kurze Zusammenfassung

Während im vorherigen Kapitel 3 die Ermittlung der Übertragungsfunktionen und der zugehörigen bandbegrenzten Impulsantworten zwischen Paaren von Auflösungszellen (räumlich konzentrierte Sende- und Empfangsfelder) erläutert wurde, beschäftigt sich dieses Kapitel 4 mit der *Interpretation* der als Funktion der beiden Orte *gewonnenen Impulsantworten* zum Zwecke der Gewinnung der Geometrieparameter im Sinne der Aufgabenstellung.

Zu diesem Zweck wurden zunächst die Eigenschaften der Fourierrücktransformierten $f_{\mu\nu}(\tau)$ der Übertragungsfunktion $F_{\mu\nu}(j\omega)$ zwischen einem Paar von Auflösungszellen diskutiert. Diese Diskussion erfolgte getrennt für den Fall, dass der Fokus des Sendefeldes \vec{r}_0 mit dem Fokus des Empfangsfeldes \vec{r}'_0 identisch ist, und für den Fall, dass beide Fokusse räumlich getrennt sind. Die Klassifizierung der Streubeiträge einer Szene in Einfachstreubeiträge (direkte Streuung) und in zwei Klassen von Mehrfachstreubeiträgen (Anfangsstreuort und Endstreuort identisch respektive verschieden) wurde für diese verschiedenen Fälle zunächst anhand von einfachen numerischen Simulationen erläutert und danach an experimentellen Daten verifiziert. Im Anschluss daran wurde ein Konzept zur Extraktion von Geometrieparametern aus den Eigenschaften der Impulsantworten auf exemplarischen Wege vorgestellt. Im weiteren Verlauf des Kapitels wurde die Rekonstruktion von zweidimensionalen Verteilungen von Streuzentren unter Verwendung des MIMO-Prinzips behandelt. Dabei wurden Verfahren zur Extraktion und Abbildung von Einfachstreubeiträgen und Mehrfachstreubeiträgen prinzipiell diskutiert und an experimentellen Daten demonstriert.

Als Sonderfall wurde die konventionelle Holografie, also die Kombination aus Vollaussleuchtung mit dem Sendefeld in Verbindung mit fokussiertem Empfangsfeld, behandelt. Erweitert man dieses Prinzip durch Rekonstruktion von mehreren holografischen Abbildungen für unterschiedliche Positionen der Sendeantenne, so können auch daraus die oben erwähnten Methoden hergeleitet werden, wenn man die komplexwertigen holografischen Abbildungen kohärent mit geeigneten Gewichtskoeffizienten addiert. Eine andere, am Schluss des Kapitels vorgestellte Methode erhält man jedoch, wenn man die holografischen Abbildungen für verschiedene Sendeantennenorte nicht-kohärent verarbeitet. Es wurde gezeigt, dass dieses Verfahren im Hinblick auf die erzielbaren Ergebnisse dem kohärenten Verfahren unterlegen sind.

KAPITEL 5

Experimentelle Verifikation

Zur experimentellen Verifikation der in den vorigen Kapiteln vorgestellten Konzepte wird eine Messkonfiguration aufgebaut, die es erlaubt, Experimente zur Mikrowellenabbildung unter Einsatz einer *Multiple-Input-Multiple-Output* (MIMO)-Messdatengewinnung durchzuführen. Das MIMO-System wird durch eine rechnergestützte synthetische Apertur auf der Empfangsseite und eine einzelne Sendeantenne, die unterschiedliche aber feste und reproduzierbare Positionen einnimmt und damit ihrerseits ebenfalls eine synthetische Apertur bildet, realisiert [49]. Eine schematische Skizze des Experimentes ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

Als Messobjekte werden zunächst einfache Streukörper gewählt, deren konventionell rekonstruierte Mikrowellenbilder sich anschaulich geometrisch interpretieren lassen. Diese Objekte dienen somit als Referenzobjekte zur Beurteilung der Eigenschaften des Datenacquisitionssystems. Im Anschluss daran werden komplexe Szenen aufgebaut, die zusätzlich zu einfachen Streubeiträgen über Mehrfachstreubeiträge bedingt durch Mehrfachstreuung zwischen unterschiedlichen Objekten oder Teilen der selben Objekte verfügen. Die so gewonnenen Messdaten werden ebenfalls mit konventionellen Verfahren rekonstruiert und ihre Mikrowellenbilder präsentiert.

Im vorliegenden Kapitel erfolgt zunächst eine Abschätzung der radartechnischen Parameter des Experimentes [43, 44, 50, 51]. Dazu zählt die benötigte Bandbreite des einge-

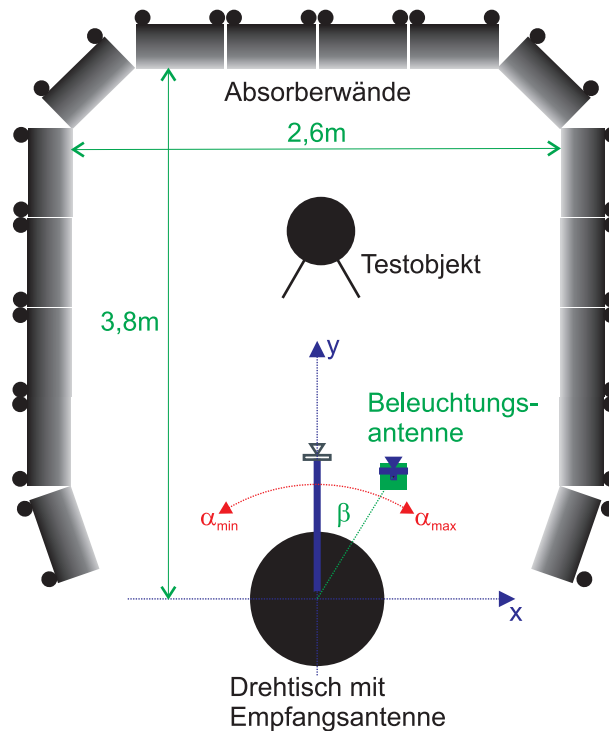


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung des Aufbaus des Experimentes zur Gewinnung von Messdaten unter Verwendung des MIMO-Prinzips.

setzten Signals, die Ausdehnung der synthetischen Apertur auf der Empfangsseite und auf der Sendeseite sowie die Anzahl der Abtaststellen bei der synthetischen Apertur. Dabei werden die in Kapitel 1 definierten Randbedingungen bezüglich des Zusammenhangs zwischen der Abmessung der Szene und dem Abstand des Sensors zur Szene, aber auch der Abmessung der Apertur sowie der geforderten Auflösung berücksichtigt. Danach werden die einzelnen Komponenten des Experimentes vorgestellt und erläutert.

Im Anschluss daran werden die einzelnen Signalverarbeitungsschritte erläutert, die zur Bereinigung der Messdaten durchgeführt werden, bevor diese als Elemente der MIMO-Radarmatrix gespeichert werden. Zu diesen Schritten zählen die Normierung der Daten, um die unerwünschten Streubeiträge des Raums und das direkte Übersprechen zwischen den Antennen zu unterdrücken, die Korrektur des Frequenzgangs und die zeitliche Filterung der Beiträge, die von nicht mit Absorbermaterial verkleideten Objekten stammen. Der Einfluss der einzelnen Verarbeitungsschritte wird exemplarisch an der Übertragungsfunktion und der Impulsantwort zwischen zwei festen Antennenpositionen bei Rückstreuung durch ein ausgesuchtes Objekt veranschaulicht.

Zum Abschluss erfolgt die Präsentation einiger konventionell erzeugter Mikrowellenbilder und ihre Interpretation.

5.1 Einzelne Aspekte des Experiments

5.1.1 Abschätzung der grundlegenden Parameter des Experiments

Einige der grundlegenden Parameter des Experiments werden durch die gegebene Aufgabenstellung festgelegt. So fordern die in Kapitel 1 definierten Randbedingungen, dass der Abstand der Szene zum Sensor R und die Gesamtabmessung der Szene D_{Szene} in der gleichen Größenordnung, bei maximal einigen Metern, liegen sollen. Die Ausrichtung dieser Arbeit auf die Bestimmung der Position und Orientierung einzelner Objekte in einer Gruppe von Objekten resultiert in der bereits gestellten Forderung, wonach das avisierte System in der Lage sein muss, einige charakteristische Punkte von einzelnen Objekten räumlich aufzulösen. Diese Forderung führt wiederum zur Ableitung der Notwendigkeit für eine räumliche Auflösung im Azimut („*Cross-Range-Auflösung*“) Δx in der Größenordnung von wenigen Zentimetern. Im Abschnitt 1.5 wird begründet, warum zur Realisierung dieser geforderten Parameter des Radarsystems nur fokussierte Aperturen Verwendung finden können. Dort wird die aus dieser Forderung resultierende Konsequenz erläutert, wonach die Ausdehnung der Apertur D_{SA} ebenfalls in der Größenordnung des Abstands zwischen Sensor und Szene R liegen muss, um mit fokussierten Aperturen eine Auflösung in der Größenordnung der Wellenlänge erreichen zu können.

Mit der Vorgabe der azimutalen räumlichen Auflösung Δx bei Einsatz von synthetischen Aperturen lässt sich die maximale Betriebsfrequenz f_{max} des geplanten Systems definieren. Aus der Forderung

$$\Delta x \approx 2 \dots 3 \text{ cm} \quad (5.1)$$

und unter der Voraussetzung, dass

$$R \approx D_{SA} \approx 1 \text{ m} \quad (5.2)$$

ist, folgt aus Gleichung (3.14), dass die maximale Betriebsfrequenz zwischen 10 GHz und 15 GHz liegen muss. Passend zu den Eigenschaften der eingesetzten Antennen wird diese für weitere Experimente zu

$$f_{max} = 14 \text{ GHz}$$

festgesetzt. Gleichung (3.15) definiert die Abmessung der Auflösungszelle einer fokussierten Apertur in der Tiefe für eine gegebene Wellenlänge λ_0 und einen gegebenen Aperturöffnungswinkel $\Delta\psi$. Für den hier geltenden Fall $R \approx D_{SA}$ folgt $\Delta\psi \approx 60^\circ$. Damit

lässt sich die Ausdehnung der Auflösungszelle in der Tiefe berechnen zu

$$\Delta y \approx 16 \text{ cm.}$$

Der fokussierte Betrieb setzt voraus, dass sich das abzubildende Objekt im Nahfeld der gesamten synthetischen oder physikalischen Apertur aber dennoch im Fernfeld des einzelnen Antennenelementes befindet. Bei einem Abstand zwischen Objekt und Szene von $R \approx 1 \text{ m}$ ist diese Fernfeldbedingung erfüllt.

Die Abtastung der synthetischen Apertur δd_{SA} lässt sich aus der Forderung nach Unterdrückung von Mehrdeutigkeiten im Bildbereich ableiten. Dabei muss das Abtasttheorem im Bildbereich erfüllt werden. Analog zur Betrachtung von linearen Gruppenantennen wird hier ein Elementeabstand von $\lambda/2$ gefordert

$$\delta d_{SA} \leq \frac{\lambda_{min}}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_{max}} = \frac{c}{2 \cdot 14 \text{ GHz}} = 10,7 \text{ mm.} \quad (5.3)$$

Dieser Wert stellt eine obere Grenze dar. Bei der praktischen Umsetzung wird δd_{SA} auf einen realisierbaren Abstand gesetzt. Aus diesen Parametern folgt, dass zum Erreichen der gewünschten Cross-Range-Auflösung mindestens

$$M > \frac{D_{SA}}{\delta d_{SA}} = 94 \quad (5.4)$$

Messungen durchgeführt werden müssen, deren Daten anschließend kohärent addiert werden.

Zuletzt muss beachtet werden, dass das abzubildende Objekt während der gesamten Messung beleuchtet bleibt. Aus dieser Bedingung folgt, dass die maximale Abmessung der synthetischen Apertur nicht größer sein darf als die 3 dB-Breite der Richtcharakteristik am Ort des Ziels.

Das Auflösungsvermögen von einzelnen Laufzeitgliedern in der Fourierreücktransformierten $f_{\mu\nu}(\tau)$ der Übertragungsfunktion zwischen zwei Auflösungszellen $F_{\mu\nu}(j\omega)$ hängt von der Bandbreite des verwendeten Signals ab. Dieses Auflösungsvermögen entspricht der *Range-Auflösung* ΔR bei konventionellen Radarsystemen. Diese Auflösung soll bei den durchzuführenden Experimenten in der gleichen Größenordnung liegen, wie die *Cross-Range-Auflösung* und wird daher zu $\Delta R \approx 3 \text{ cm}$ gesetzt. Die erforderliche Bandbreite beträgt dann

$$\Delta f = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{\Delta R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{c}{3 \text{ cm}} = 5 \text{ GHz.}$$

Dieser Wert stellt die untere Grenze dar, die nicht unterschritten werden darf, wenn die ge-

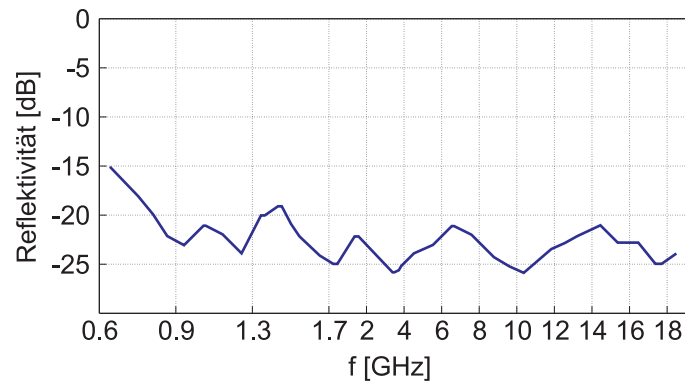


Abbildung 5.2: Verlauf der auf eine Metallplatte bezogenen Reflektivität des eingesetzten Absorbermaterials vom Typ AN-79 der Firma *Emerson & Cuming*.

forderte Auflösung erreicht werden soll. Da aber im späteren Verlauf der Messdatenverarbeitung Operationen durchgeführt werden, die die Signalbandbreite künstlich reduzieren, wird der Frequenzbereich der Messung auf

$$4 \text{ GHz} < f_{\text{mess}} < 14 \text{ GHz} \quad (5.5)$$

festgelegt und damit beträgt die Messbandbreite Δf_{mess} mit 10 GHz das Doppelte des hier geforderten Wertes. Diese Bandbreite wird durch die eingesetzten Antennen optimal unterstützt. Zu den erwähnten Operationen, welche die Bandbreite begrenzen, gehört die Anwendung von diversen Fensterfunktionen im Frequenzbereich und die Verarbeitung von Teilfrequenzbereichen.

Die hier beschriebenen und geschätzten Parameter Messbandbreite Δf_{mess} , Ausdehnung der synthetischen Apertur D_{SA} und Abtastung der synthetischen Apertur δd_{SA} stellen die grundlegenden Parameter des Abbildungssystems dar. Sie bestimmen die Eigenschaften der beteiligten Komponenten wie Bandbreite und dadurch auch Typ der eingesetzten Antennen, Ausführung des Systems zur Erzeugung der synthetischen Apertur und Beschaffenheit der eingesetzten Messtechnik. Weitere komponentenspezifische Parameter (z. B. Richtcharakteristik der Antennen, Bandbreite des ZF-Filters des Netzwerk-Analysators oder Parameter der synthetischen Apertur) werden an der Stelle behandelt, an welcher sie zum ersten Mal in Erscheinung treten.

5.1.2 Eigenschaften des Messraums

Alle in diesem Kapitel vorgestellten Experimente wurden in einem geschlossenen Raum mit den Abmessungen von 8,40 m \times 7,40 m durchgeführt. Zur Reduktion des Einflusses



Abbildung 5.3: (a) Foto des mit Absorbermaterial abgetrennten Messplatzes, (b) Detaillierte Aufnahme einer geschichteten Absorberwand.

der Wände und anderer im Raum vorhandener Gegenstände auf die Messung wurde in diesem Raum ein Experimentierbereich abgetrennt, innerhalb dessen die abzubildenden Objekte platziert wurden. Die Abtrennung erfolgte mittels Absorbermaterial vom Typ *ECCOSORB AN-79* der Firma *Emerson & Cuming*, das auf 16 beweglichen Stellwänden mit den Abmessungen $2,44\text{ m} \times 0,61\text{ m}$ angebracht wurde. Diese Stellwände wurden so angeordnet, dass sie einen Bereich mit der Grundfläche von $3,80\text{ m} \times 2,60\text{ m}$ von drei Seiten umschlossen. Der Boden und die Decke des Raumes wurden nicht mit absorbierendem Material verkleidet. Die Reflexionen von der Decke und der darunterhängenden Leuchte fanden ihre Berücksichtigung in der Signalverarbeitung der Messdaten sowie in der Wahl des Frequenzinkrementes δf bei Messungen im Frequenzbereich. Diese Schritte werden in den nachfolgenden Kapiteln genauer erläutert. Bei dem verwendeten Absorbermaterial handelt es sich um geschichtete kohlenstoffhaltige Matten aus Polyurethan, die auf einem flexiblen Schaumstoffträgermaterial aufgebracht sind. Die Reflektivität des Materials ist in Abbildung 5.2 dargestellt. Diesem Diagramm kann man entnehmen, dass die auf eine Metallplatte bezogene Reflektivität im gesamten verwendeten Messbereich von 4 GHz bis 14 GHz den Wert von -20 dB unterschreitet. Damit wird durch diese Absorberwände eine ausreichende Dämpfung der Streubeiträge von Wänden sowie anderen Gegenständen sichergestellt. Ein Foto des Messplatzes sowie eine detaillierte Aufnahme des verwendeten Absorbermaterials zeigt Abbildung 5.3.

Trotz der Verwendung der beschriebenen Absorberwände handelt es sich bei dem benutzten Messplatz um keinen idealen Absorberraum, so dass bei der Gewinnung von Messda-

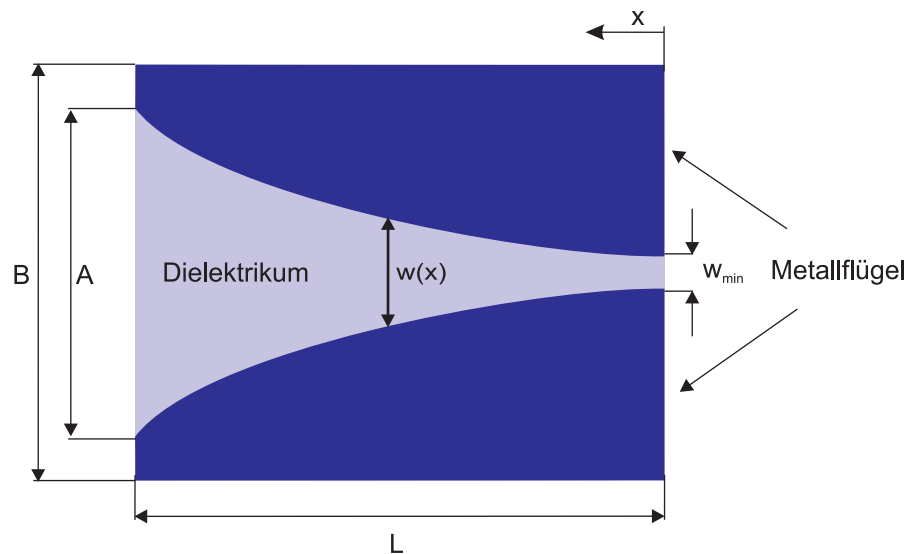


Abbildung 5.4: Schematische Darstellung einer planaren Vivaldi-Antenne.

ten gewisse Einschränkungen in Kauf genommen werden müssen [52].

5.1.3 Vivaldi-Antennen auf der Sende- und Empfangsseite

Für die Durchführung der gewünschten Experimente werden Antennen benötigt, die sich gemäß der Festlegung nach Gleichung (5.5) in einem Frequenzbereich von 4 GHz bis 14 GHz einsetzen lassen. Nach Evaluierung einiger Antennenkonzepte [53–56] fiel die Wahl auf eine Klasse von Breitbandantennen, die in der Literatur unter der Bezeichnung *Vivaldi-Antennen* zu finden ist [57–62]. Häufig werden Vivaldi-Antennen als geätzte Strukturen auf einem dielektrischen Substrat realisiert. Befinden sich beide Metallflächen oder Flügel dieser Antenne auf einer Seite des Substrats, so bezeichnet man diese Antenne als planar (siehe Abbildung 5.4). Liegen die Flügel auf gegenüberliegenden Seiten, so spricht man von einer antipodalen Realisierung. Vivaldi-Antennen gehören zur Klasse der Schlitzeleitungsantennen (Tapered-Slot-Antennen). Sie werden entsprechend der Kontur der Schlitzeitung genauer eingegliedert. So gibt es zum Beispiel *Constant Width Slot Antennas* (CWSA) mit einer konstanten Schlitzebreite des wellenführenden Kanals oder *Linear Tapered Slot Antennas* (LTSA) mit einer linear veränderlichen Breite des Kanals [58]. Die Kontur des Kanals bei einer Vivaldi-Antenne beschreibt eine Exponentialkurve

$$w(x) = \frac{w_{min}}{L} \cdot e^{\frac{x}{L} \cdot \ln\left(\frac{A}{w_{min}}\right)}. \quad (5.6)$$

Wie alle Tapered-Slot-Antennen ist die Vivaldi-Antenne eine Wanderwellenantenne, auf der sich eine Quasi-TEM Schlitzeleitungsmoden ausbreitet. Der elektrische Feldvektor liegt

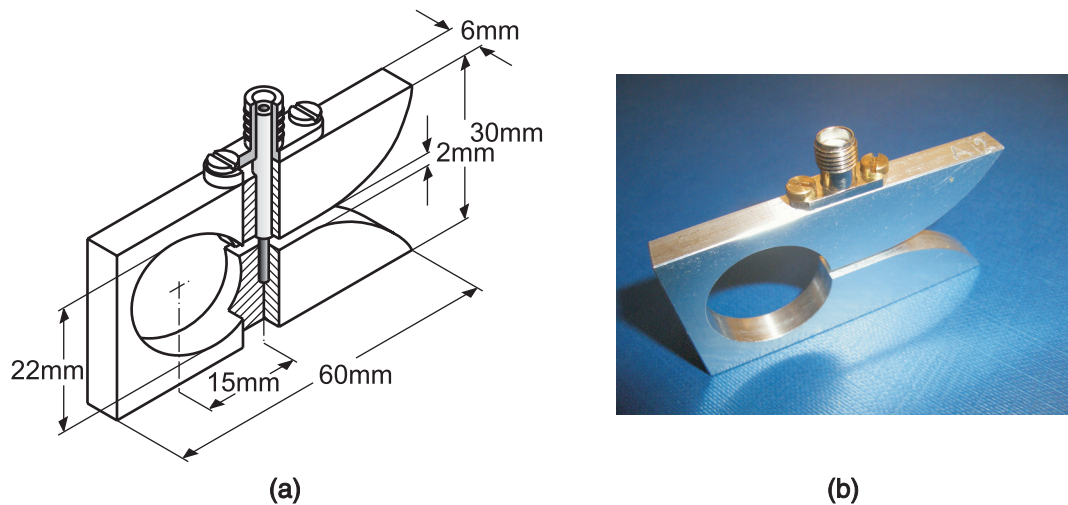


Abbildung 5.5: (a) Zeichnung der verwendeten Vivaldi-Antenne, (b) Foto der Realisierung der eingesetzten Vivaldi-Antenne.

zwischen den beiden Metallflächen, auf denen er senkrecht endet. Damit ist die E-Ebene einer Vivaldi-Antenne die Ebene, in der die Antenne liegt. Die magnetischen Feldlinien besitzen Komponenten quer und längs zur Ausbreitungsrichtung. Die elektromagnetische Welle durchläuft die Antenne vom Speisepunkt ausgehend und wird an der Apertur abgestrahlt. Im Gegensatz zu resonanten Antennen, bei denen eine stehende Welle existiert, strahlt eine Wanderwellenantenne dadurch, dass die Quasi-TEM-Mode durch eine kontinuierlich veränderliche Aperturabmessung in den Freiraum übergeht und sich dort weiter ausbreitet. Im Empfangsfall ist die Rückstreuung einer einfallenden elektromagnetischen Welle an einer Tapered-Slot-Antenne durch den kontinuierlich verlaufenden Antennenkanal relativ gering (geringer Radarquerschnitt), wodurch Mehrfachreflexionen und Resonanzen zwischen Objekt und Antenne minimiert werden. Diese Eigenschaft lässt Tapered-Slot-Antennen für Abbildungsexperimente besonders geeignet erscheinen, weil bei diesen Antennen keine Mehrfachreflexionen zwischen Antenne und Ziel als störende Bildartefakte in Erscheinung treten. Die hier verwendete Antenne ist eine Tapered-Slot-Antenne, die als massives Bauelement ohne Dielektrikum ausgeführt wurde. Für die Realisierung wurde einer massiven Ausführung gegenüber einer planaren der Vorzug gegeben, weil sich massive Elemente flexibler zu unterschiedlichen Typen von Arrays zusammenfügen lassen, und weil sie ohne weitere mechanische Maßnahmen robuster und unempfindlicher in der Handhabung sind. Diese Antenne wird über eine koaxiale Leitung gespeist und ist als Parallelplattenleitung mit sich aufweitender Apertur realisiert. Sie verfügt über lineare Polarisation und wird im Betrieb so angeordnet, dass der Polarisationsvektor vertikal ist. Den prinzipiellen Aufbau und die Abmessungen zeigt die Skizze in Abbildung 5.5a, die endgültige Realisierung ist auf dem Foto in Abbildung 5.5b dargestellt. Die Taperung, also die Aufweitung der Apertur der wellenführenden Parallelplattenleitung, wurde

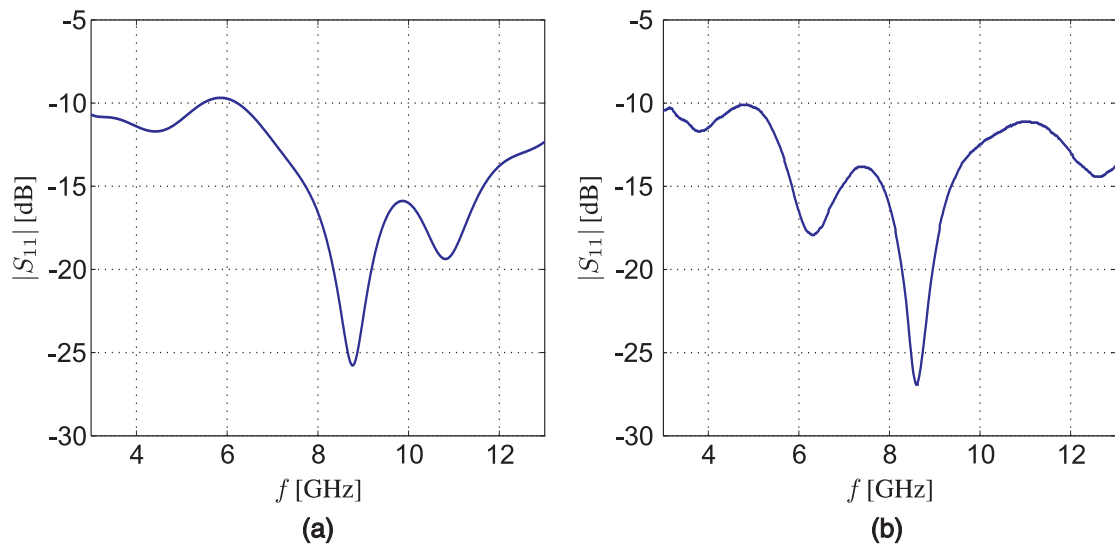


Abbildung 5.6: (a) Simulierter Verlauf des Reflexionsfaktors am Tor der Vivaldi-Antenne, (b) Gemessener Verlauf des Reflexionsfaktors am Tor der Vivaldi-Antenne.

hier nicht nach Gleichung (5.6) in exponentieller Form ausgeführt, sondern sie ist aus Gründen einer einfacheren Fertigung kreisbogenförmig ausgelegt. Diese Art der Taperung stellt aber in der Praxis keine Beeinträchtigung dar, weil während des Entwurfsprozesses deutlich sichtbar wurde, dass nicht die Taperung sondern der Übergang von der koaxialen Zuführung auf die Parallelplattenleitung den die Bandbreite begrenzenden Faktor darstellt. Nichtsdestotrotz wird diese Antenne weiterhin als *Vivaldi*-Antenne bezeichnet, weil dieser Antennentyp den Denkanstoß zum Entwurf dieser konkreten Antenne gab. Der Entwurf und die Optimierung erfolgten mittels eines kommerziellen numerischen Feldsimulationsprogramms [63].

Abbildung 5.6 stellt den simulierten und gemessenen Verlauf des Reflexionsfaktors Γ am Antennentor dar. An diesem Verlauf lässt sich gemäß der aus der Literatur [64, 65] bekannten Gleichung

$$\Delta f = f_{max}|_{VSWR=2} - f_{min}|_{VSWR=2} \quad (5.7)$$

mit

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (5.8)$$

die Frequenzbandbreite Δf ermitteln, für die die Antenne als ausreichend gut angepasst gilt. Die hier betrachtete Vivaldi-Antenne gilt in einem Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 14 GHz als ausreichend gut angepasst und ist somit für den angestrebten Messbereich von 4 GHz bis 14 GHz ohne Einschränkungen verwendbar.

Abbildungen 5.7a und 5.8a zeigen den simulierten Betrag der Richtcharakteristik für die H- bzw. E-Ebene für unterschiedliche Frequenzen. In diesen Abbildungen ist erkennbar, dass die Richtcharakteristik für höhere Frequenzen immer schmaler wird, und sie in der H-Ebene nur für $f = 3$ GHz annähernd omnidirektional ist.

Nach der Fertigstellung wurden alle Elemente messtechnisch charakterisiert. Dazu wurde der Verlauf des Reflexionsfaktors mittels eines Netzwerk-Analysators im Labor und die Richtcharakteristiken in einem reflexionsfreien Absorberraum gemessen. Abbildung 5.6 zeigt den gemessenen Verlauf des Betrags des Streuparameters S_{11} , also des Reflexionsfaktors Γ , am Antennentor als Funktion der Frequenz. Abbildungen 5.7a und 5.8a stellen die Beträge der gemessenen Richtcharakteristiken des Antennenelementes in der H- bzw. E-Ebene dar. Alle drei Diagramme weisen mehr oder weniger starke Abweichungen von den Simulationsergebnissen auf. Für diese Abweichungen gibt es im Wesentlichen drei Ursachen:

1. Die Messung des Reflexionsfaktors erfolgte in einem Labor ohne den Einsatz von Absorberwänden. Diese Einschränkung führt zu Mehrfachreflexionen von Wänden und weiteren im Labor befindlichen Gegenständen und damit zu einer Veränderung von S_{11} .
2. Das Antennenelement wurde durch zusätzliche Bauelemente befestigt. Diese Befestigungen beeinflussen die Eigenschaften der Antenne und sorgen damit für die Veränderung des Reflexionsfaktors am Antennentor sowie eine Verzerrung der Richtcharakteristik der Antenne.
3. Das zuführende Koaxialkabel ist asymmetrisch und wird ohne weitere Maßnahmen an die symmetrische Parallelplattenleitung angeschlossen (siehe Abbildung 5.5). Der Verzicht auf Symmetrierungskomponenten führt zur Bildung von Mantelwellen auf der zuführenden Leitung, die dann ihrerseits ebenfalls zum strahlenden Teil der Struktur wird. Der Einfluss davon ist besonders in der gemessenen Richtcharakteristik in der E-Ebene in Abbildung 5.8b zu sehen.

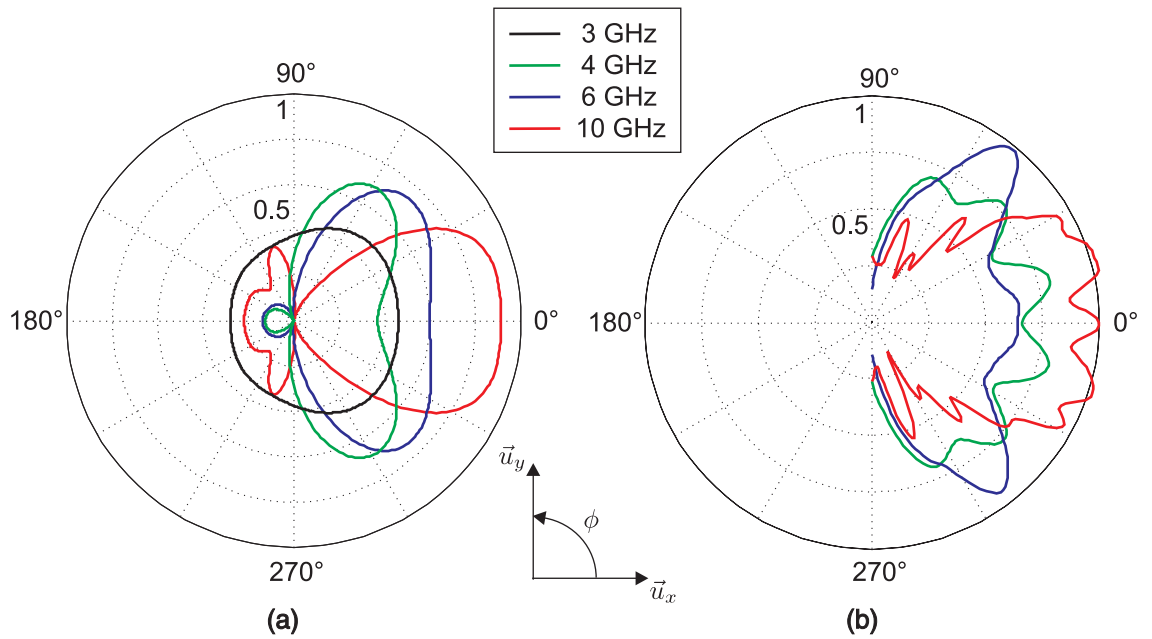


Abbildung 5.7: (a) Simulierter Betrag der Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne in der H-Ebene, (b) Gemessener Betrag der Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne in der H-Ebene.

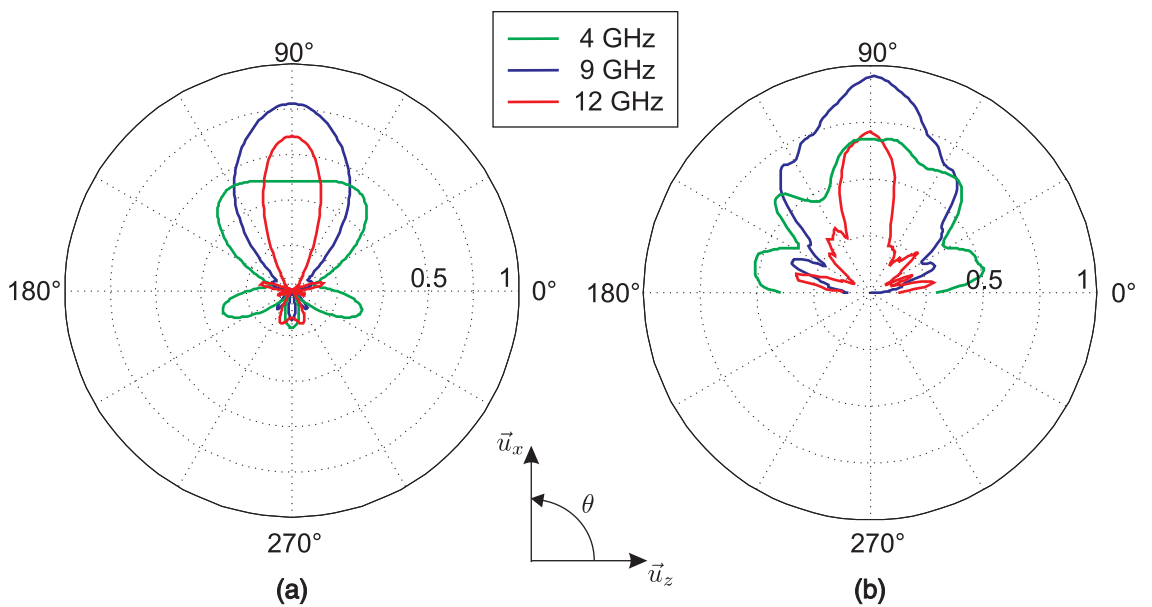


Abbildung 5.8: (a) Simulierter Betrag der Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne in der E-Ebene, (b) Gemessener Betrag der Richtcharakteristik der Vivaldi-Antenne in der E-Ebene.

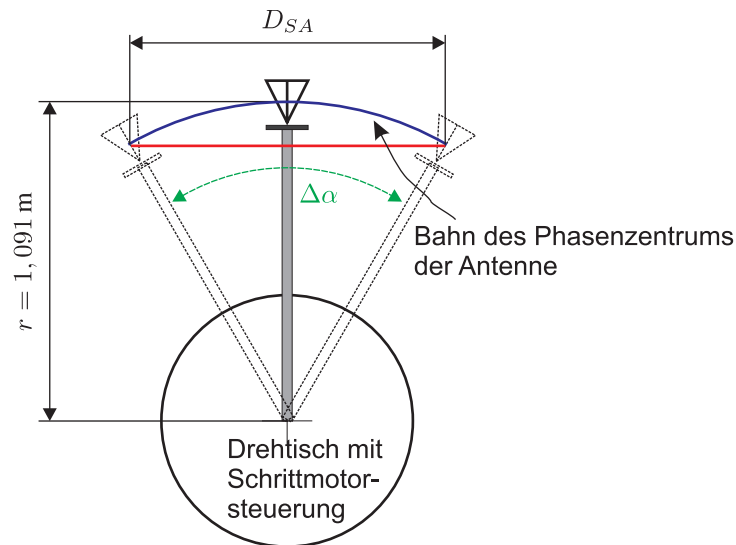


Abbildung 5.9: Skizze in der Draufsicht des eingesetzten Systems zur Erzeugung der synthetischen Empfangsapertur.

5.1.4 Empfangssystem mit synthetischer Apertur

5.1.4.1 Mechanischer Aufbau

Die synthetische Apertur auf der Empfangsseite wird bei dem vorliegenden Experiment durch eine Vivaldi-Antenne realisiert, die mittels eines 1 m langen Auslegers an einen Drehtisch befestigt wird. Die zur Berechnung der Aperturabmessung relevante Größe, nämlich der Abstand r zwischen der Drehachse des Tisches und dem Phasenzentrum der Antenne ist geringfügig größer und beträgt 1091 mm. Die Höhe der Antenne über dem Boden beträgt 54 cm für die Beleuchtungsantenne und 61 cm für die Empfangsantenne. Abbildung 5.9 zeigt eine prinzipielle Skizze des verwendeten Systems. Zu sehen ist dort die kreisbogenförmige Bahn des Phasenzentrums der Antenne und die Definition der Antennenapertur D_{SA} .

5.1.4.2 Bestimmung des maximalen Schwenkbereichs der Antenne

Die Forderung für die Aperturabmessung $D_{SA} \approx R \approx 1 \text{ m}$ wurde in Gleichung (5.3) bereits aufgestellt und begründet. An dieser Stelle werden die für die Durchführung der Messung relevanten Größen symmetrischer Schwenkbereich der Einzelantenne $\Delta\alpha$ und die Winkelabtastung $\delta\alpha$ hergeleitet.

Der Schwenkbereich $\Delta\alpha$ lässt sich aus der geforderten Ausdehnung der Apertur berech-

nen (vgl. Abb. 5.9) und beträgt

$$\Delta\alpha = 60^\circ. \quad (5.9)$$

Er ist identisch mit dem bereits geforderten Aperturöffnungswinkel $\Delta\psi$ für Ziele, die sich auf der Mittelachse der Apertur im Abstand $R \approx D_{SA}$ befinden.

5.1.4.3 Bestimmung des Abtastschrittweite der synthetischen Apertur

Die bei der Realisierung des Systems zulässige größte Schrittweite der Aperturabtastung δd_{SA} wurde in Gleichung (5.3) bereits abgeschätzt. Dieser Wert wird hier in die für das Experiment relevante Winkeldifferenz $\delta\alpha$ umgerechnet und beträgt

$$\delta\alpha \leq \arctan\left(\frac{\delta d_{SA}}{r}\right) = 0,6^\circ,$$

denn aus praktischen Gründen wird bei der Durchführung des Experimentes nicht die räumliche Differenz zwischen zwei Abtaststellen der Apertur δd_{SA} sondern die Winkeldifferenz zwischen zwei Antennenpositionen $\delta\alpha$ konstant gehalten.

Die im eingesetzten Drehtisch implementierte Software erfordert als Parameter die Anzahl der zurückzulegenden Schritte, aus denen sich mit Kenntnis der mechanischen Übersetzung eine Winkeldifferenz berechnen lässt. Daher wird bei der Durchführung der Experimente nicht eine gerade Winkeldifferenz $\delta\alpha$, sondern eine gerade Anzahl von Schritten δS angegeben. Mit $\delta S = 20$ Schritte und der mechanischen Übersetzung von 0,0234 Grad pro Schritt folgt

$$\delta\alpha = 20 \cdot 0,0234^\circ = 0,468^\circ. \quad (5.10)$$

Damit benötigt man

$$M = \frac{\Delta\alpha}{\delta\alpha} = \frac{60^\circ}{0,468^\circ} = 129 \quad (5.11)$$

Messungen, um die gesamte synthetische Apertur mit der zur Vermeidung von Mehrdeutigkeiten geforderten Auflösung abzutasten.

5.1.5 Sendeantenne an variablen Positionen für holografische und MIMO-Verfahren

Bei der Durchführung der Experimente findet eine einzelne auf einem Stativ montierte Vivaldi-Antenne als Beleuchtungsantenne Verwendung. Mit der Kombination aus einer einzelnen festen Beleuchtungsantenne in Verbindung mit einer synthetischen Empfangs-

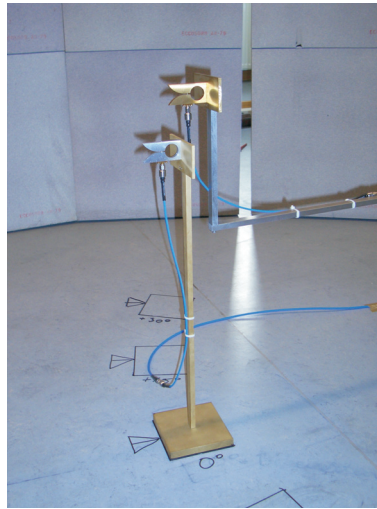


Abbildung 5.10: Foto der Sende- und Empfangsantenne

apertur lassen sich holografische Abbildungsverfahren realisieren. Der Übergang zur Anwendung des MIMO-Prinzips bei der Gewinnung von Messdaten erfolgt durch eine Erweiterung der Anzahl der Beleuchtungsorte. Dazu wird die Beleuchtungsantenne auf unterschiedliche aber feste und exakt vermessene Positionen gestellt. Die Beleuchtungspositionen werden analog zu der Realisierung der Empfangsapertur auf einer Kreisbahn angeordnet, sie unterscheiden sich also im Winkel β_i . Für diese Winkel gilt prinzipiell die gleiche Abschätzung bezüglich der Abmessung der Apertur und ihrer Abtastung wie für die Empfangswinkel α_i der synthetischen Apertur auf der Empfangsseite.

Aus praktischen Gründen bei der Durchführung der Experimente aber auch wegen der praktischen Tauglichkeit der vorgestellten Verfahren wird die Anzahl der Beleuchtungswinkel β_i mit 5 Stück bewusst extrem niedrig gehalten und zu $\pm 30^\circ$, $\pm 15^\circ$ und 0° festgelegt. Damit erhält man für die Sendeapertur mit

$$\Delta\beta = 60^\circ$$

die selbe Aperturabmessung und somit die selbe Auflösung wie für die Empfangsapertur. Mit

$$\delta\beta = 15^\circ$$

ist die Sendeapertur dagegen sehr stark unterabtastet.

Abbildung 5.10 zeigt die Beleuchtungsantenne auf dem Stativ sowie die Empfangsantenne am Ende des Auslegers. Am Boden sind Markierungen zur Realisierung variabler Beleuchtungswinkel erkennbar.

Als Ergebnis einer vollständigen Messung mit der beschriebenen Konfiguration erhält man eine MIMO-Radarmatrix mit 129×5 Übertragungsfunktionen zwischen Antennen bei festen Positionen. Mit diesen Daten lassen sich 5 konventionelle, holografische Mikrowellenbilder für unterschiedliche Beleuchtungsfelder aber identische Empfangsaperturen rekonstruieren. Alternativ dazu können die Elemente der MIMO-Radarmatrix im Sinne eines fortgeschrittenen Rückstreumodells gemeinsam interpretiert werden.

5.1.6 Aufnahme von Messdaten mittels eines vektoriellen Netzwerk-Analysators

Beispiele zur Verwendung eines vektoriellen Netzwerk-Analysators bei Experimenten zur Mikrowellenabbildung lassen sich zahlreich angeben [66–68].

Interpretiert man in dem hier gegebenen Experiment die Tore der Sende- und Empfangsantenne als Tore eines 2-Tors, so lässt sich das gegebene System bestehend aus der Sendeantenne, der Empfangsantenne und den abzubildenden Objekten durch eine im Idealfall symmetrische Streumatrix

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

beschreiben. Die Hauptdiagonalelemente S_{11} und S_{22} dieser Matrix beschreiben die Eigenschaften der eingesetzten Antennen und weichen für den Fall eines leeren Messraums nicht von den in Abbildung 5.6 dargestellten Werten ab. Ihre Nebendiagonalelemente S_{21} und S_{12} sind auf Grund des Reziprozitätstheorems ebenfalls identisch und stellen die bereits definierten Übertragungsfunktionen zwischen zwei Antennen an festen Positionen dar. Im Falle eines leeren Raums beschreiben sie das direkte und unerwünschte Übersprechen zwischen den Antennen sowie unerwünschte Streubeiträge des Raums und sonstiger vorhandener Gegenstände. Bei der Durchführung des Experiments beinhalten sie die gesamte Information über die abzubildende Szene. Sie entsprechen den Elementen der MIMO-Radarmatrix $S_{mn}(j\omega)$.

Ein kompletter Messzyklus besteht aus der Bestimmung des komplexen Streuparameters S_{21} für jede gegebene Winkelkombination aus α_i und β_i in dem in Gleichung (5.5) definierten Frequenzbereich mittels eines vektoriellen Netzwerk-Analysators. Da in dieser Arbeit für viele Aspekte die Zeitbereichsdarstellung parallel zur Frequenzbereichsdarstellung verwendet wird, müssen die so gewonnenen Daten anschließend mittels *Inverser Fouriertransformation* (IFFT) in den Zeitbereich transformiert werden. Durch die Anwendung der IFFT nur auf die positiven Frequenzen führt dieser Weg zur Bildung des

komplexen analytischen Signals im Zeitbereich. Im Folgenden wird, wenn nicht anders angegeben, bei Zeitbereichsdarstellungen immer der Betrag des analytischen Signals also die Hüllkurve des entsprechenden Bandpasssignals dargestellt.

Die Durchführung von Abbildungsexperimenten im Frequenzbereich mit Hilfe eines vektoriellen Netzwerk-Analysators erfordert die Berücksichtigung einiger besonderer Aspekte, um zuverlässige und reproduzierbare Ergebnisse zu erzielen. Auf die Besonderheiten der Messung wird im Folgenden genauer eingegangen.

5.1.6.1 Forderung der Zeitinvarianz der abzubildenden Szene

Ein vektorieller Netzwerk-Analysator mit zwei Messtoren, wie der bei diesem Experiment verwendete *PNA Series Network Analyzer E8363A* der Firma *Agilent Technologies*, ermöglicht die Messung von allen vier komplexen Streuparametern eines Zweitors in einem vorgegebenen Frequenzbereich Δf (hier maximal: 45 MHz bis 40 GHz). Die Messung der Streuparameter erfolgt sequentiell an diskreten Frequenzpunkten, deren Frequenzinkrement δf_{NA} durch den Benutzer frei wählbar ist.

Diese Eigenschaft muss bei der Aquisition von Messdaten für das gegebene Experiment berücksichtigt werden, denn um Verfälschungen des Messergebnisses zu vermeiden, muss sichergestellt sein, dass während der laufenden Messung keine Veränderung des Messobjektes stattfindet. Diese Einschränkung führt dazu, dass mit dieser Methode ausschließlich statische Experimente durchgeführt werden können. Die Durchführung von dynamischen Experimenten mit schnell bewegten Objekten resultiert in der Gewinnung von „falschen“ (dispersiven) Messdaten, weil auf Grund der Veränderung der abzubildenden Szene während der Messung den bei unterschiedlichen Frequenzpunkten aufgezeichneten Daten nicht dieselbe Anordnung von Messobjekten zu Grunde liegt.

5.1.6.2 Aliasing-Effekt durch Diskretisierung der Messdaten im Frequenzbereich

Die von einem Netzwerk-Analysator durchgeführte Diskretisierung von Messdaten im Frequenzbereich liefert als Ergebnis einen Vektor von komplexen Zahlen der Länge M_{NA} . Diese Daten werden durch die inverse Fouriertransformation in ein Zeitsignal überführt. Betrachtet man die Eigenschaften der diskreten Fouriertransformation [69], so erkennt man, dass die Diskretisierung von Daten im Frequenzbereich zu einer periodischen Fortsetzung des Zeitsignals nach der Anwendung der inversen Fouriertransformation führt. Die Periodenlänge dieser Wiederholungen ist dabei umgekehrt proportional zum Abtast-

intervall im Frequenzbereich also zum Frequenzinkrement δf_{NA}

$$\tilde{f}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t - k \cdot T_{NA}). \quad (5.12)$$

Als Ergebnis der Rücktransformation erhält man also nicht das eindeutige Signal $f(t)$, sondern dessen periodische Wiederholung $\tilde{f}(t)$ (siehe Gleichung (5.12)), wobei die Periodendauer T_{NA} dem Kehrwert des Frequenzinkrements δf_{NA} entspricht

$$T_{NA} = \frac{1}{\delta f_{NA}}.$$

Die Periodenlänge T_{NA} dieses Abbildungssystems verhält sich analog zur Pulswiederholungsfrequenz eines Impulsradars. Beide Kenngrößen bestimmen die eindeutige Reichweite des Systems. Bei der Wahl des Parameters δf_{NA} des Netzwerk-Analysators bei dem vorliegenden Experiment muss darauf geachtet werden, dass keine periodische Wiederholung eines späten und unerwünschten Echos mit der eindeutigen Entfernung zum Ziel zusammenfällt. Die Wahl des Parameters wird in einem späteren Abschnitt bei der Diskussion der spezifischen Parameter des Netzwerk-Analysators für das vorliegende Experiment ausführlich begründet.

Die anschließende Unterdrückung von Streubeiträgen von unerwünschten Objekten geschieht durch eine Filterung der Daten im Zeitbereich (*time-gating*) in der Form, dass Echos, die den Empfänger mit zu hoher Laufzeit erreichen, als unerwünschte Streubeiträge des Raums identifiziert werden und damit keine Berücksichtigung in der weiteren Signalverarbeitung finden. Diese Operation entspricht einer Glättung des Spektrums.

5.1.6.3 Einfluss der begrenzten Messbandbreite auf die Eigenschaften der Impulsantwort

Fensterung der Messdaten im Frequenzbereich Damit als Ergebnis der inversen Fouriertransformation einer Übertragungsfunktion $S(f)$ die exakte Impulsantwort $s(t)$ herauskommt, muss die Übertragungsfunktion in einem spektralen Bereich $-\infty < f < \infty$ erfasst worden sein. Da die Messung mit Hilfe des Netzwerk-Analysators aus naheliegenden Gründen nur in einem begrenzten Frequenzbereich $f_{\text{start}} < f < f_{\text{stop}}$ erfolgt, entspricht das Ergebnis der inversen Fouriertransformation der Filterung des eigentlichen

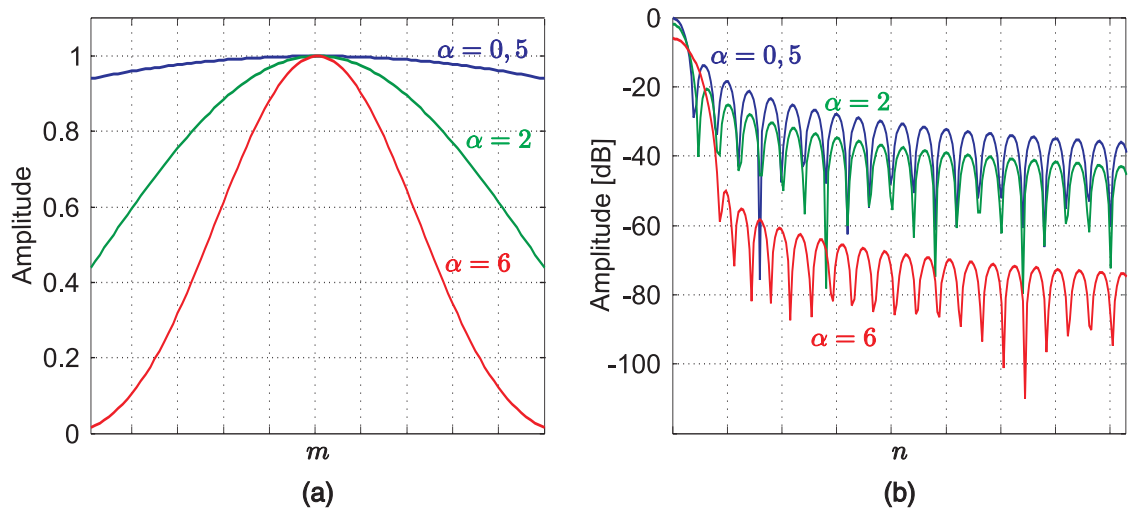


Abbildung 5.11: (a) Betrag der Übertragungsfunktion des Kaiser-Windows für verschiedene Wahl des Parameters α aufgetragen über Frequenzstützstellen mit dem Index m , (b) Impulsantwort des Kaiser-Windows für verschiedene Wahl des Parameters α aufgetragen über Stützstellen im Zeitbereich mit dem Index n .

Signals mit einem Rechteck-Fenster

$$S(f) \cdot \text{rect}\left(\frac{f - f_0}{\Delta f}\right) \bullet \circ s(t) \underbrace{*}_{\text{Faltung}} (\Delta f \cdot \text{si}(\Delta f \cdot \pi \cdot t) \cdot e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot t}) \quad (5.13)$$

mit $\Delta f = f_{\text{stop}} - f_{\text{start}}$. Die tatsächliche Impulsantwort des Systems wird also mit einer si-Funktion gefaltet. Die Folge davon ist ein nicht-kausales Verhalten, da die Nebenzipfel der si-Funktion bereits vor dem zeitlichen Nullpunkt auftauchen.

Darüberhinaus kann man nicht ausschließen, dass die nicht unerheblichen Nebenzipfel der si-Funktion wichtige Teile der Impulsantwort überdecken. Abhilfe schafft hier die Filterung der Messdaten mit einem Frequenzfenster, dessen Fouriertransformierte ein geeigneteres Verhalten zeigt als die des Rechteckfensters. Aus der Literatur [70, 71] sind zahlreiche Frequenzfenster (Blackmann-Harris, Hamming, Bartlett, Chebyshev, usw.) bekannt, die für unterschiedliche Zwecke entworfen wurden und damit unterschiedlichen Ansprüchen genügen. In dieser Arbeit wird ein Kaiser-Fenster [72] gemäß

$$\text{kaiser}(x, \alpha) = \begin{cases} \frac{I_0\left(\alpha \sqrt{1 - \left(\frac{x}{\tau}\right)^2}\right)}{I_0(\alpha)}, & \text{für } |x| \leq \tau, \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (5.14)$$

verwendet. Dabei bezeichnet I_0 die modifizierte Besselfunktion 1. Art und 0. Ordnung. In Abbildung 5.11a ist der Betrag der Übertragungsfunktion eines Kaiserfensters mit unterschiedlichen Parametern α dargestellt. Dort ist ersichtlich, dass ein Kaiser-Fenster

mit $\alpha = 0$ einem Rechteck-Fenster entspricht, während ein hoher Wert von α zu einem „Gauss-ähnlichen“ Verhalten führt. Damit sieht man, dass dieses Fenster mit Hilfe des α -Parameters entweder hinsichtlich der Auflösung oder in Hinsicht auf die Dynamik optimiert werden kann. Abbildung 5.11b zeigt exemplarisch die Impulsantworten eines Kaiser-Bandpassfilters für die selben Werte des Parameters α . Mit zunehmendem Wert von α steigt die Nebenzipfeldämpfung und gleichzeitig die Breite (die zeitliche Länge) des Hauptimpulses. Als Folge davon erhält man eine höhere Dynamik, dafür aber können dicht beieinander liegende Impulse nicht mehr aufgelöst werden.

Interpolation von Stützstellen Die Bandbreite eines Signals Δf im Frequenzbereich bestimmt im Allgemeinen die zeitliche Auflösung der Stützstellen der inversen Fourier-transformierten dieses Signals ΔT im Zeitbereich. Bei den im Rahmen dieser Arbeit durchzuführenden Experimenten werden streng bandbegrenzte Übertragungsfunktionen gemessen. Die strenge Begrenzung der Bandbreite führt dabei zu einer Reduktion der zeitlichen Auflösung der durch die Fourierrücktransformation gewonnenen Impulsantworten zwischen zwei Antennen.

Eine künstliche Erweiterung der Bandbreite, bekannt unter dem Namen *zero-padding* schafft an dieser Stelle Abhilfe. Bei dieser Operation wird angenommen, dass die Bandbreite des gemessenen Signals deutlich höher ist als die tatsächliche Messbandbreite, und alle nicht gemessenen Frequenzstützstellen werden zu Null gesetzt. Nach erfolgter Fourierrücktransformation der so ermittelten Übertragungsfunktion erhält man eine Impulsantwort im Zeitbereich, deren zeitliche Auflösung mit der höheren Bandbreite korrespondiert. Allerdings wird durch Anwendung dieser Operation keine zusätzliche Information gewonnen, die zusätzlichen Abtaststellen entstehen durch stetige Interpolation von Zwischenwerten im Zeitbereich.

5.1.6.4 Abschätzung der spezifischen Parameter des Netzwerk-Analysators

In diesem Abschnitt erfolgt die Festlegung von spezifischen Parametern des Netzwerk-Analysators für die weiteren Experimente. Zu diesen Parametern gehört die Schrittweite des Frequenzinkrementes δf_{NA} , dessen Bedeutung bereits bei der Diskussion des durch die Diskretisierung der Messdaten im Frequenzbereich hervorgerufenen Aliasing-Effektes angesprochen wurde. Weitere wichtige Parameter des Messgerätes sind die Breite des Zwischenfrequenzfilters Δf_{ZF} und die Ausgangsleistung P_{out} .

Frequenzinkrement Die Wahl des Frequenzinkrements δf_{NA} wird von der gewünschten eindeutigen Reichweite des Systems beeinflusst. Durch den Einsatz von Absorberwänden können zwar bei dem vorliegenden Experiment direkte Reflexionen von den Wänden des Raumes vernachlässigt werden, trotzdem gibt es Objekte im Raum, die eine Verfälschung des Messergebnisses hervorrufen können. Daher wurden die Abstände zu diesen Objekten mittels eines Lasers bei der Versuchsvorbereitung präzise vermessen, um den dafür relevanten Parameter δf_{NA} passend auswählen zu können. Zu den berücksichtigten Objekten zählen:

1. Leuchte an der Decke des Raumes im Abstand von 2,088 m von der Antenne. Die Laufzeit des Signals von der Antenne zur Leuchte und zurück beträgt

$$\tau_{Leuchte} = \frac{2 \cdot 2,088 \text{ m}}{c} = 13,92 \text{ ns.}$$

2. Die Decke selbst im Abstand von 3,2 m. Die Laufzeit zur Decke und zurück beträgt

$$\tau_{Decke} = \frac{2 \cdot 3,2 \text{ m}}{c} = 21 \text{ ns.}$$

3. Tischkante auf der gegenüberliegenden Seite der Antenne im Abstand von 2,728 m. Die Laufzeit dorthin und zurück beträgt

$$\tau_{Decke} = \frac{2 \cdot 2,728 \text{ m}}{c} = 18,18 \text{ ns.}$$

4. Wand hinter der Antenne im Abstand von 4,492 m. Die Laufzeit zu der Wand und zurück beträgt

$$\tau_{Decke} = \frac{2 \cdot 4,492 \text{ m}}{c} = 29,95 \text{ ns.}$$

Ausgehend von diesen Abschätzungen kann man nun die Schrittweite der Frequenzänderung bei der Messung δf_{NA} festlegen. Will man maximal doppelte Laufzeit zum entferntesten Objekt, nämlich zur Rückwand, zulassen, so darf die Schrittweite der Frequenzänderung nicht mehr als

$$\delta f_{NA,max} \leq \frac{1}{2 \cdot 29,95 \text{ ns}} = 16,69 \text{ MHz}$$

betragen. Nach Hinzufügen von „Karencbandbreite“ wird dieser Wert festgelegt zu

$$\delta f_{NA} = 12,5 \text{ MHz.} \quad (5.15)$$

Mit dieser Festlegung und der Festlegung nach Gleichung (5.5) bezüglich der Messbandbreite ergibt sich die Anzahl der Messintervalle zu

$$N_i = \frac{\Delta f_{\text{mess}}}{\delta f_{NA}} = 800$$

und damit die Anzahl der Messstützstellen

$$N = N_i + 1 = 801. \quad (5.16)$$

Betrachtet man den Betrag der Richtcharakteristik der Antenne in der H-Ebene und der E-Ebene, wie sie in Abbildung 5.7 bzw. 5.8 dargestellt sind, so erkennt man, dass die Direktivität für Winkel $\Theta \neq 90^\circ$ sehr schnell abfällt. Genauso ist der Betrag der Direktivität für Winkel $\Phi \approx 180^\circ$ ebenfalls gering. Dieser Umstand wirkt sich günstig auf die Messung aus. Durch den gegebenen Verlauf der Direktivität werden Echos von der Decke und der Rückwand des Raumes, die nicht mit Absorbern verkleidet sind, bereits durch die Antenne schwächer gewichtet. Zusammen mit der zeitlichen Filterung von späten Echos ergibt das eine ausreichende Unterdrückung von unerwünschten Streubeiträgen.

Breite des ZF-Filters Einen weiteren wichtigen Parameter stellt die Breite des Zwischenfrequenzfilters des Netzwerk-Analysators Δf_{ZF} dar. Dieser Wert beeinflusst maßgeblich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis S/N aber auch die Messzeit T_{mess} . Als Kompromiss zwischen einem hohen S/N und gerade noch akzeptabler Messzeit T_{mess} wird

$$\Delta f_{ZF} = 100 \text{ Hz} \quad (5.17)$$

gewählt.

Ausgangsleistung Die Ausgangsleistung am Tor des Netzwerk-Analysators wird im Sinne eines hohen Signal-zu-Rausch-Verhältnisses S/N zu

$$P_{\text{out}} = 0 \text{ dBm} \quad (5.18)$$

festgelegt.

5.1.7 Zusammenfassung der Parameter des Experiments

An dieser Stelle erfolgt eine kurze Zusammenfassung der Messparameter, die nacheinander in den vorausgegangenen Abschnitten bestimmt wurden.

Parameter des Raums

- Breite: 2,6 m
- Länge: 3,8 m
- Abstand des Sensors zum Objekt: $R \approx 1$ m
- Maximale lineare Abmessung der Szene: $D_{Szene} \approx 1$ m

Parameter des Netzwerk-Analysators

- Messbandbreite: $4 \text{ GHz} < f_{\text{mess}} < 14 \text{ GHz} \Rightarrow \Delta f_{\text{mess}} = 10 \text{ GHz}$
- Frequenzinkrement: $\delta f = 12,5 \text{ MHz}$
- Anzahl der Messstützstellen: $N = 801$
- Breite des Zwischenfrequenzfilters: $\Delta f_{ZF} = 100 \text{ Hz}$
- Ausgangsleistung: $P_{out} = 0 \text{ dBm}$

Parameter der Empfangsapertur

- Schwenkbereich der Empfangsantenne: $-30^\circ < \alpha < 30^\circ$
- Öffnungswinkel der Empfangsapertur: $\Delta\psi_{RX} = 60^\circ$
- Abmessung der Empfangsapertur: $D_{SA} \approx R \approx 1$ m
- Azimutale Ausdehnung der Auflösungszelle: $\Delta x \approx 2 \dots 3$ cm
- Ausdehnung der Auflösungszelle in der Tiefe: $\Delta y \approx 16$ cm
- Abtastung der Empfangsapertur: $\delta\alpha = 0,468^\circ$
- Anzahl der Abtastschritte der Empfangsapertur: $M = 129$

Parameter der Beleuchtungsapertur

- Stützstellen der Beleuchtungsapertur: $\beta = \pm 30^\circ, \pm 15^\circ, 0^\circ$
- Öffnungswinkel der Beleuchtungsapertur: $\Delta\psi_{TX} = 60^\circ$
- Abtastung der Beleuchtungsapertur: $\delta\beta = 15^\circ$
- Anzahl der Abtastschritte der Beleuchtungsapertur: $N = 5$

Die Gesamtdauer einer kompletten Messung beträgt 54 Minuten für jede einzelne Position der Beleuchtungsantenne. Dabei werden 129 Dateien mit 801 komplexen Zahlen pro Beleuchtungsposition erzeugt.

5.2 Bereinigung der gewonnenen Rohmessdaten

Die gewonnenen Messdaten stellen bandbegrenzte Übertragungsfunktionen zwischen einer Sendeantenne und einer Empfangsantenne dar. Sie werden für jede Kombination aus Sendeantenne an der Position \vec{R}_m und Empfangsantenne an der Position \vec{R}_n ermittelt. Als Ergebnis der Messung enthalten diese Funktionen neben der gewünschten Information über die abzubildende Szene auch weitere unerwünschte Beiträge, wie z.B. Beiträge, die auf das direkte Übersprechen zwischen beiden Antennen zurückführbar sind, oder Streubeiträge, die von Objekten im Raum stammen, die nicht mit Absorbermaterial verkleidet wurden. Diese unerwünschten Beiträge müssen aus den Messdaten entfernt werden, bevor diese als Elemente der MIMO-Radarmatrix \mathbf{S}_{MN} in der weiteren Verarbeitung Verwendung finden.

Zu den „bereinigenden“ Operationen gehören die Normierung der Daten bezogen auf die Antwort des freien Raums, die lineare Gewichtung des Frequenzganges zur Betonung der hohen spektralen Anteile und eine Entfernung von unerwünschten (späten) Streubeiträgen durch zeitliche Filterung des Signals. Eine Grundlage für die letzte Operation wurde durch eine zur Abmessung der gesamten Szene passende Wahl des Frequenzinkrements δf_{NA} des Netzwerk-Analysators bereits bei der Definition der Messparameter gelegt.

Alle diese Schritte werden in den nachfolgenden Abschnitten einzeln erläutert, und es wird ihr Einfluss auf die Messdaten anhand eines konkreten Beispiels gezeigt. Als Beispiel dient die Übertragungsfunktion für einen metallischen Zylinder mit einem Durchmesser von 170 mm, an den zwei Flügel in einem Öffnungswinkel von 60° mit der Länge

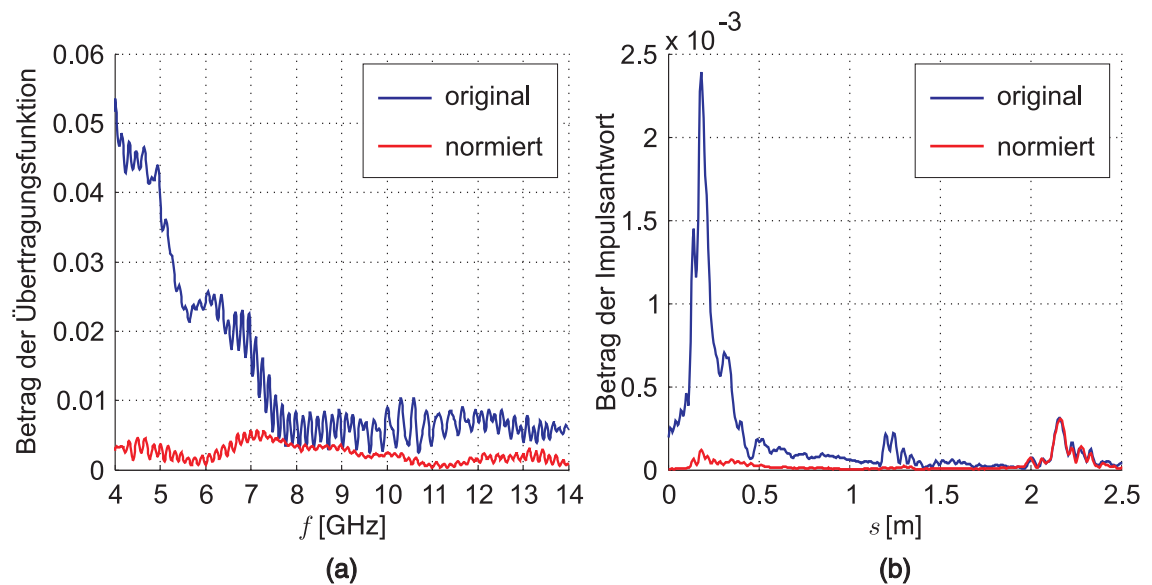


Abbildung 5.12: (a) Einfluss der Normierung auf die Übertragungsfunktion, (b) Einfluss der Normierung auf die Impulsantwort.

von 100 mm angeflanscht sind. Die Messung der betrachteten Übertragungsfunktion und ihrer Impulsantwort erfolgte für eine feste Position der Beleuchtungsantenne mit der Richtung $\beta = 0^\circ$ und eine feste Position der Empfangsantenne ebenfalls mit der Richtung $\alpha = 0^\circ$. Die hier beschriebenen Verarbeitungsschritte werden analog zu dem dargestellten Beispiel für alle Elemente der MIMO-Radarmatrix durchgeführt.

5.2.1 Normierung der Rohmessdaten

Eine der wirkungsvollsten Maßnahmen zur Unterdrückung von unerwünschten Streubeiträgen besteht in der Verkleidung des Messraums mit Absorbermaterial. Dennoch gibt es bei der gewählten Konfiguration des Experimentes eine Reihe von unerwünschten Effekten, die sich durch diese Maßnahme nicht vermeiden lassen. Dazu zählen neben dem direkten Übersprechen zwischen der Sende- und Empfangsantenne auch Streubeiträge von Objekten, die sich aus praktischen Gründen bei der Realisierung des Experimentes nicht mit absorbierendem Material verkleiden lassen. Zu diesen Objekten gehören die in Abschnitt 5.1.6.3 bei der Abschätzung des Frequenzinkrementes δf_{NA} betrachteten Objekte.

Eine sinnvolle Kompensationsmaßnahme zur Unterdrückung von ortsfesten und zeitinvarianten Störungen stellt die Normierung der Messdaten auf die Antwort des leeren Raums dar. Zu diesem Zweck wird eine vollständige Referenzmessung des leeren Messraums, d.h. eine Bestimmung aller Übertragungsfunktionen zwischen allen bei weiteren Experi-

menten auftretenden Kombinationen der Positionen der Sendeantenne \vec{R}_m und der Empfangsantenne \vec{R}_n durchgeführt.

Die so ermittelten Übertragungsfunktionen werden als Referenzdaten $S_{mn,ref}(j\omega)$ gespeichert und später von den Messdaten des Objektes für identische Kombination aus Position der Sende- und Empfangsantenne $S_{mn}(j\omega)$ subtrahiert

$$S_{mn,norm}(j\omega) = S_{mn}(j\omega) - S_{mn,ref}(j\omega). \quad (5.19)$$

$S_{mn}(j\omega)$ beschreibt die gemessene Übertragungsfunktion zwischen der Sendeantenne m und der Empfangsantenne n bei Anwesenheit des zu untersuchenden Objektes (Element der MIMO-Matrix), und $S_{mn,ref}(j\omega)$ stellt die zuvor gemessene Referenzübertragungsfunktion des leeren Raumes für die selbe Antennenkombination dar.

Abbildungen 5.12a und 5.12b stellen das Ergebnis der Normierung im Frequenzbereich bzw. im Zeitbereich dar. In Abb. 5.12a ist erkennbar, dass die niedrigen spektralen Anteile der Übertragungsfunktion nach der Normierung sehr stark gedämpft werden, so dass der Verlauf des Betrags dieser Funktion nach der Operation annähernd konstant ist. Die Dominanz der niedrigen Frequenzanteile im Originalmesssignal ist auf das Übersprechen zwischen der Sende- und Empfangsantenne zurückzuführen. Bei der hier betrachteten Messung werden beide Antennen im Abstand von 6 cm übereinander angeordnet. Betrachtet man die Richtcharakteristik der verwendeten Vivaldi-Elemente in der E-Ebene (vgl. Abb. 5.8), so ist deutlich erkennbar, dass die Richtcharakteristik für höhere Frequenzen schmaler wird, so dass das Überkoppeln zwischen zwei übereinander angeordneten Elementen mit zunehmender Frequenz erschwert wird. Ebenso deutlich ist der Einfluss der Normierung auf die Impulsantwort in Abbildung 5.12b erkennbar. Aus diesem Diagramm wird ersichtlich, dass das direkte Übersprechen ein sehr starkes Laufzeitglied mit einem Gesamtlaufweg von ca. 0,2 m verursacht. Dieses Laufzeitglied ist in seiner Amplitude deutlich stärker als der gewünschte Beitrag des Ziels, welches einen Gesamtlaufweg von ca. 2,2 m besitzt. Weiterhin ist in den Originaldaten ein weiteres Laufzeitglied mit einem Laufweg von ca. 1,3 m zu erkennen. Es ist anzunehmen, dass es sich dabei um eine Reflexion an der Kante des Drehtisches handelt.

Die beschriebene Normierung der Daten sorgt für eine gute Unterdrückung von ortsfesten und zeitinvarianten Störfaktoren. Als Ergebnis der Operation bleiben im Wesentlichen Streubeiträge des Ziels erhalten. Die Tatsache, dass die Streubeiträge des Ziels, dargestellt im Zeitbereich, in den Originaldaten identisch mit den der gefilterten Daten sind, bestätigt, dass die Wahl des Frequenzinkrements δf_{NA} in der richtigen Größenordnung liegt.

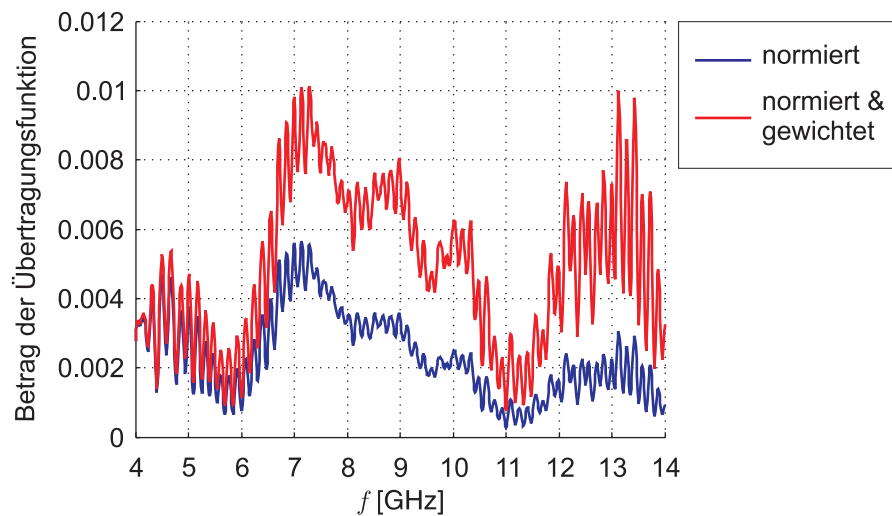


Abbildung 5.13: Lineare Gewichtung der Daten im Frequenzbereich.

5.2.2 Lineare Gewichtung des Frequenzgangs

Bei Verwendung von Signalen mit hoher Bandbreite in der Mikrowellenabbildung lässt sich mit einfachen Überlegungen im K-Raum zeigen, dass eine lineare Gewichtung des Frequenzgangs der gewonnenen Daten (Rampenfiter) zur einer Verbesserung der Resultate führt

$$S_{mn,gew}(j\omega) = |\omega| \cdot S_{mn}(j\omega). \quad (5.20)$$

Diese Gewichtung sorgt für eine Betonung der höheren spektralen Komponenten und damit für eine bessere Auflösung der einzelnen Streuzentren bei der Rekonstruktion. Abbildung 5.13 zeigt den Einfluss der Gewichtung auf die Messdaten. Die blaue Kurve stellt den Betrag der normierten Übertragungsfunktion dar, die rote Kurve zeigt den Betrag der normierten und linear gewichteten Übertragungsfunktion.

5.2.3 Zeitliche Filterung von Streubeiträgen

Unerwünschte Streubeiträge der Wände und anderer Gegenstände im Raum werden durch die Verwendung von Absorbermaterial und durch eine Normierung der Daten auf die Übertragungsfunktionen des leeren Raums weitestgehend unterdrückt. Die Normierung der Daten kann prinzipbedingt nur solche unerwünschten Streubeiträge eliminieren, die sowohl in den Referenzdaten als auch in den Messdaten in identischer Form enthalten sind. Findet zwischen der Referenzmessung und der Aufzeichnung der Rückstreudaten der betrachteten Szene eine Veränderung im nicht mit Absorbermaterial abgetrennten Bereich des Messraums statt, so hat diese Veränderung die Generation von Streubeiträgen

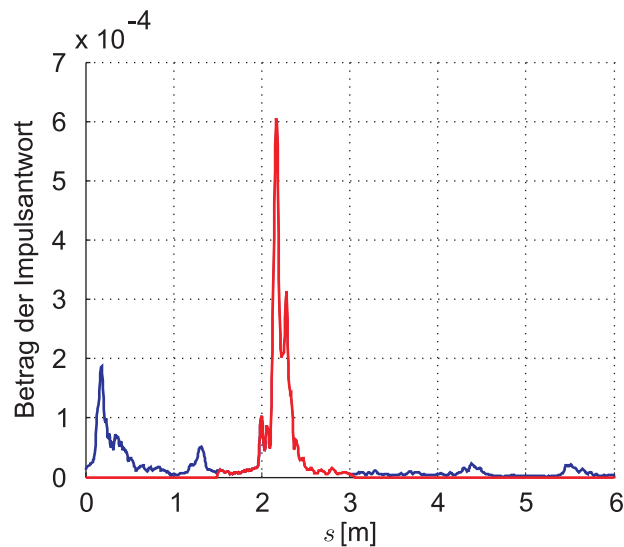


Abbildung 5.14: Einfluss des *time-gating* auf die Impulsantwort

zur Folge, die nicht durch die Normierungsoperation aus den Messdaten vollständig entfernt werden können. Ist man jedoch in der Lage diese Streubeiträge auf Grund ihrer Laufzeit von den gewünschten Rückstreudaten des Ziels zu trennen, so lassen sich die gewonnenen Messdaten durch zeitliche Filterung (*Time-Gating*) bereinigen. Durch die *Time-Gating*-Operation werden also alle Streubeiträge, die beim Empfänger mit zu kurzer oder zu langer Verzögerung eintreffen, nachträglich gelöscht. Dabei wirkt sich die hohe Bandbreite der Messung positiv aus, weil auf Grund der dann vorliegenden kurzen Impulse eine hohe Selektion der Streubeiträge erfolgen kann. Abbildung 5.14 stellt das Ergebnis dieser Operation dar. Der Verlauf der Impulsantwort im roten Diagramm ist von Streubeiträgen befreit, die einen Gesamtlaufweg $s < 1,5$ m oder $s > 3$ m besitzen. Auf diese Weise enthält das resultierende Signal nur noch Beiträge des Ziels.

5.3 Ausgewählte Beispiele von konventionellen Mikrowellenbildern

In folgenden Abschnitten werden Ergebnisse einiger im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Experimente gezeigt. Bei diesen Experimenten handelt es sich um Rückstreuungsmessungen an unterschiedlich komplexen Szenarien, deren Messdaten mit den bereits beschriebenen Parametern aufgezeichnet wurden. Im weiteren Verlauf werden ausgesuchte Objekte in Form konventionell rekonstruierter Mikrowellenbilder vorgestellt. Dabei handelt es sich um holografische Bilder bei unterschiedlichen Positionen der Beleuchtungsantenne.

5.3.1 Beurteilung des Reflexionsverhaltens der eingesetzten Absorberwände

Abbildung 5.15 stellt das konventionell rekonstruierte Mikrowellenbild (Reflektivitätsfunktion) des leeren Raums dar. Es handelt sich dabei um eine holografische Aufnahme, bei der die Beleuchtungsantenne im Abstand $r = 1,091$ m in einem Winkel $\beta = 0^\circ$ vom Koordinatenursprung platziert wurde.

Für die gewonnenen Messdaten wurde die Reflektivitätsfunktion $\Gamma(\vec{r})$ in einem Bereich $-1,5 \text{ m} \leq x \leq 1,5 \text{ m}$ und $2 \text{ m} \leq y \leq 5 \text{ m}$ rekonstruiert. Der Bildbereich erfasst somit den gesamten mit Absorbern umfassten Messraum aber auch die Absorberwände selbst.

Mit dieser Abbildung lässt sich die Qualität der verwendeten Absorberwände beurteilen. Man erkennt in Abb. 5.15 bei den Koordinaten $y \approx 3,6$ m und $-1,5 \text{ m} \leq x \leq 1,5 \text{ m}$ die „Reststreuung“ der verwendeten Stellwände. Ihre Amplitude beträgt ca. 5 Einheiten.

Im Vergleich dazu ist in Abbildung 5.16 die rekonstruierte Reflektivitätsfunktion $\Gamma(\vec{r})$ eines dünnen metallischen Zylinders dargestellt. Der verwendete Zylinder besitzt einen Durchmesser $d = 40$ mm und ist bei den Koordinaten $x = 0$ m und $y = 2,1$ m positioniert. Der Streubeitrag des Zylinders ist mit einer Amplitude von 40 Einheiten um Faktor 8 größer als die Streubeiträge der Absorberwände. Die diesem Bild zu Grunde liegenden Daten wurden nicht auf die Daten des leeren Raums normiert, deswegen sind die Streubeiträge der Stellwände bei den oben angegebenen Koordinaten ebenfalls sichtbar und können mit dem Streubeitrag des Objektes verglichen werden.

Bei dem dünnen Zylinder handelt es sich um ein Objekt mit relativ geringer Rückstreuung. Alle weiteren untersuchten Objekte verfügen über gleich starke oder stärkere Streubeiträge. Damit ist deutlich sichtbar, dass die vorhandenen Absorberwände zur Unterdrückung von unerwünschten Streubeiträgen über eine ausreichende Reflexionsdämpfung für die gegebenen Experimente verfügen.

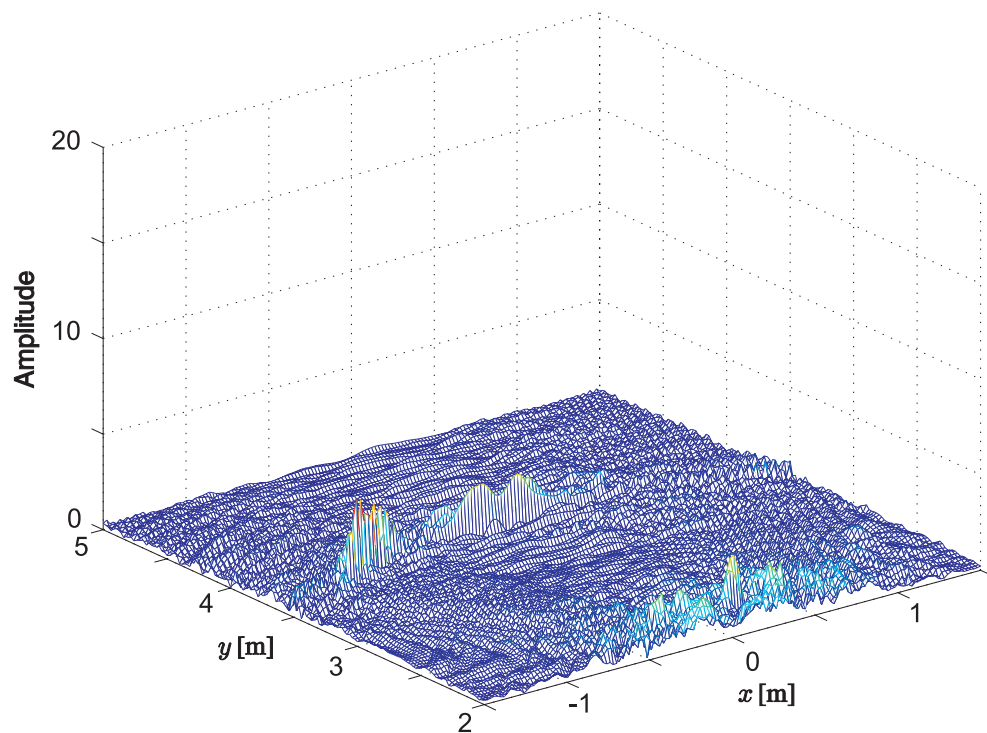


Abbildung 5.15: Konventionell rekonstruierte Reflektivitätsfunktion $\Gamma(\vec{r})$ des leeren, mit Absorberstellwänden abgetrennten Messbereichs. Es sind die restlichen Streubeiträge der verwendeten Absorberwände zu sehen.

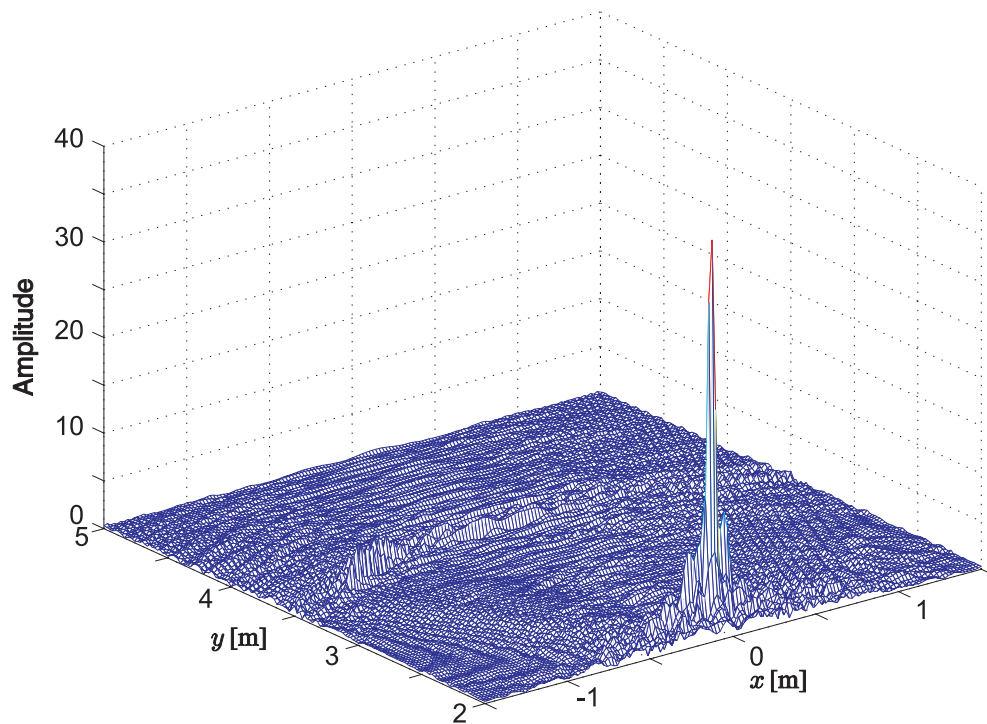


Abbildung 5.16: Reflektivitätsfunktion $\Gamma(\vec{r})$ eines vertikalen metallischen Zylinders mit einem Durchmesser $d = 40$ mm zur Beurteilung der Eigenschaften des verwendeten Absorbermaterials.

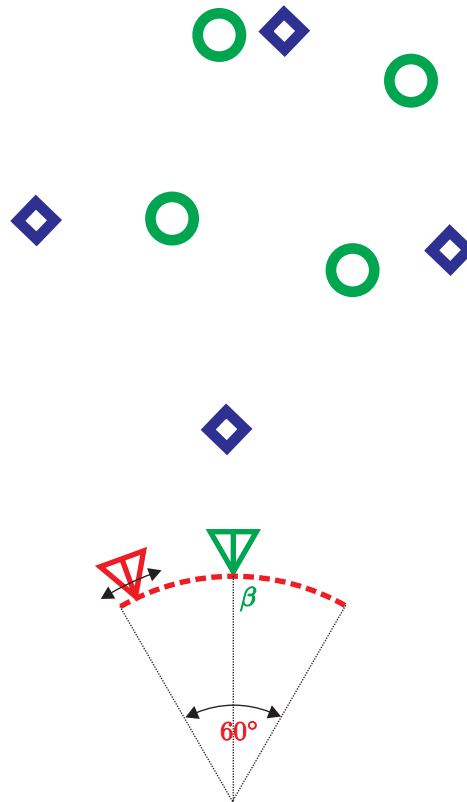


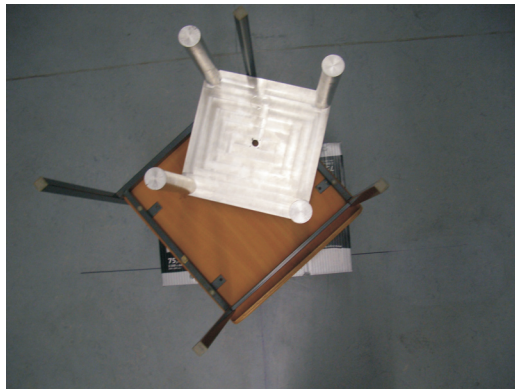
Abbildung 5.17: Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten des Stuhls mit eingesetzten vier Zylindern.

5.3.2 Stuhl mit vier metallischen Zylindern

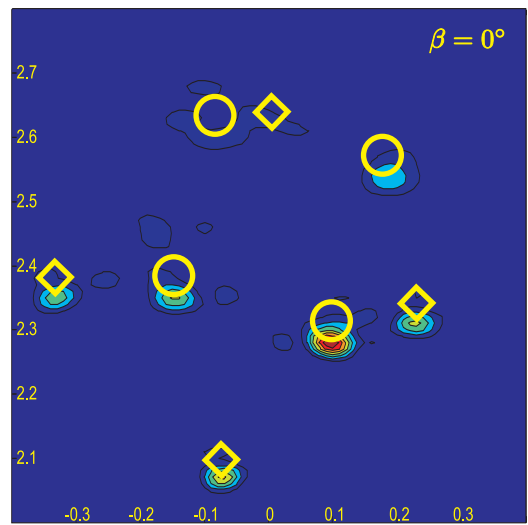
Abbildung 5.18a zeigt ein Foto eines umgedrehten Stuhls mit vier darin platzierten metallischen Zylindern. Abbildungen 5.18b bis 5.18f stellen holografische, konventionell rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen $\Gamma(\vec{r})$ dieser Szene für unterschiedliche, in den Bildern angegebene Position der Beleuchtungsantenne laut Abbildung 5.17 dar.

Die vier Stuhlbeine und die vier metallischen Zylinder besitzen einen relativ großen Abstand zueinander, so dass in den rekonstruierten Mikrowellenbildern geometrisch interpretierbare Einfachstreubeiträge dominieren. Auf Reflexionen zwischen den einzelnen Teilen zurückführbare Mehrfachstreubeiträge treten aber trotzdem hauptsächlich in Abb. 5.17e in Erscheinung. Weiterhin ist die Position der Streuzentren weitestgehend unabhängig von der Position der Beleuchtungsantenne.

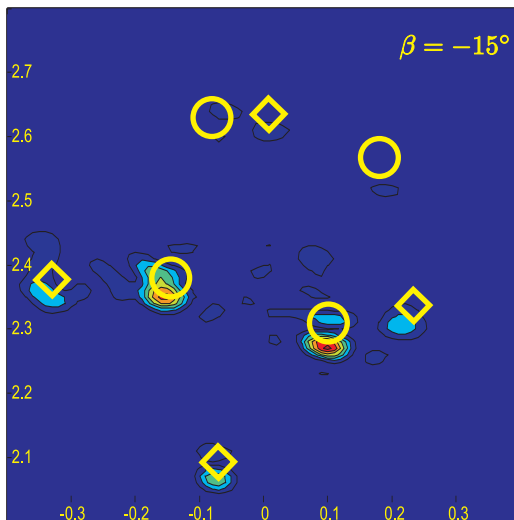
Für die Rekonstruktion der Messdaten wurde ein Teilbereich $5 \text{ GHz} \leq f \leq 10 \text{ GHz}$ des gesamten gemessenen Frequenzbereichs ausgewählt.



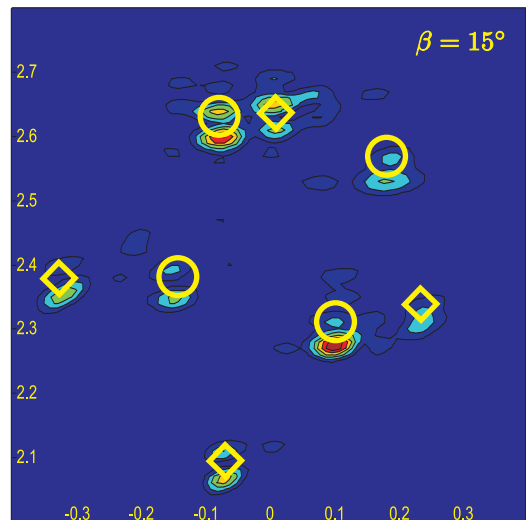
(a)



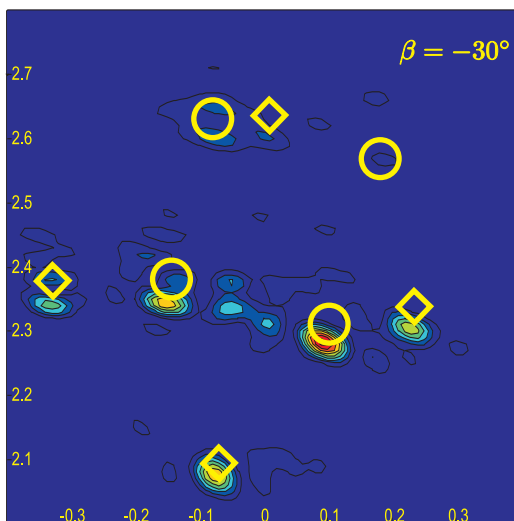
(b)



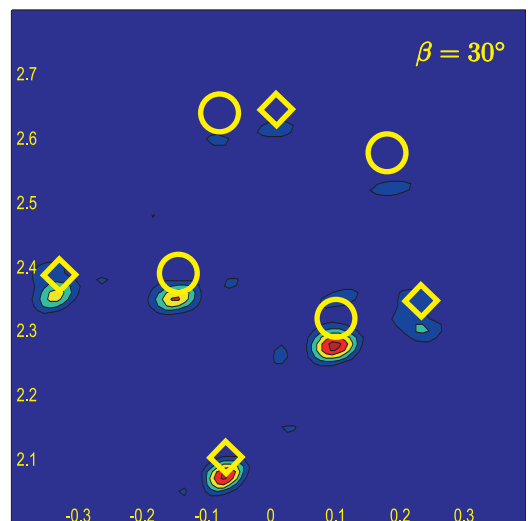
(c)



(d)



(e)



(f)

Abbildung 5.18: (a) Foto eines umgedrehten Stuhls mit vier metallischen Zylindern, (b) - (f) rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen der Messdaten der abgebildeten Szene für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne.

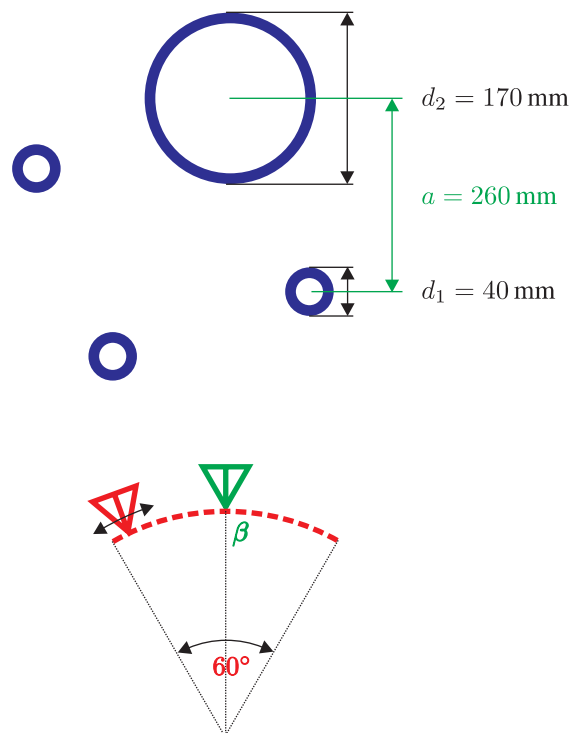


Abbildung 5.19: Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten einer komplexen Szene bestehend aus drei dünnen Zylindern und einem dicken Zylinder.

5.3.3 Alubock mit Zylinder

Abbildungen 5.19 und 5.20a zeigen die Skizze und ein Foto einer komplexen Szene bestehend aus drei dünnen Zylindern mit einem Durchmesser $d_1 = 40$ mm und einem dicken Zylinder mit einem Durchmesser $d_2 = 170$ mm im Abstand von $a = 260$ mm, deren Rückstreudaten in der selben Weise gemessen wurden, wie die Rückstreudaten des vorigen Beispiels. Abbildungen 5.20b bis 5.20f stellen die konventionell rekonstruierten Reflektivitätsfunktionen $\Gamma(\vec{r})$ dieser Messdaten für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne dar. Für die Rekonstruktion der Messdaten wurde auch hier ein Teilbereich $5 \text{ GHz} \leq f \leq 10 \text{ GHz}$ des gesamten gemessenen Frequenzbereichs ausgewählt.

An den Mikrowellenbildern sind einige Aspekte zu beobachten, welche die konventionelle Abbildungsverfahren an der gegebenen Aufgabenstellung bereits bei einer Szene dieser geringen Komplexität scheitern lassen. So sind in Abb. 5.19b, 5.19c und 5.19f Abschattungseffekte zu beobachten, die signifikante Teile der Struktur nicht erkennen lassen. Weiterhin ist in Abb. 5.19e und 5.19f die Generation von Mehrfachstreubeiträgen bedingt durch Verkopplung zwischen einzelnen Teilen von Objekten zu erkennen.

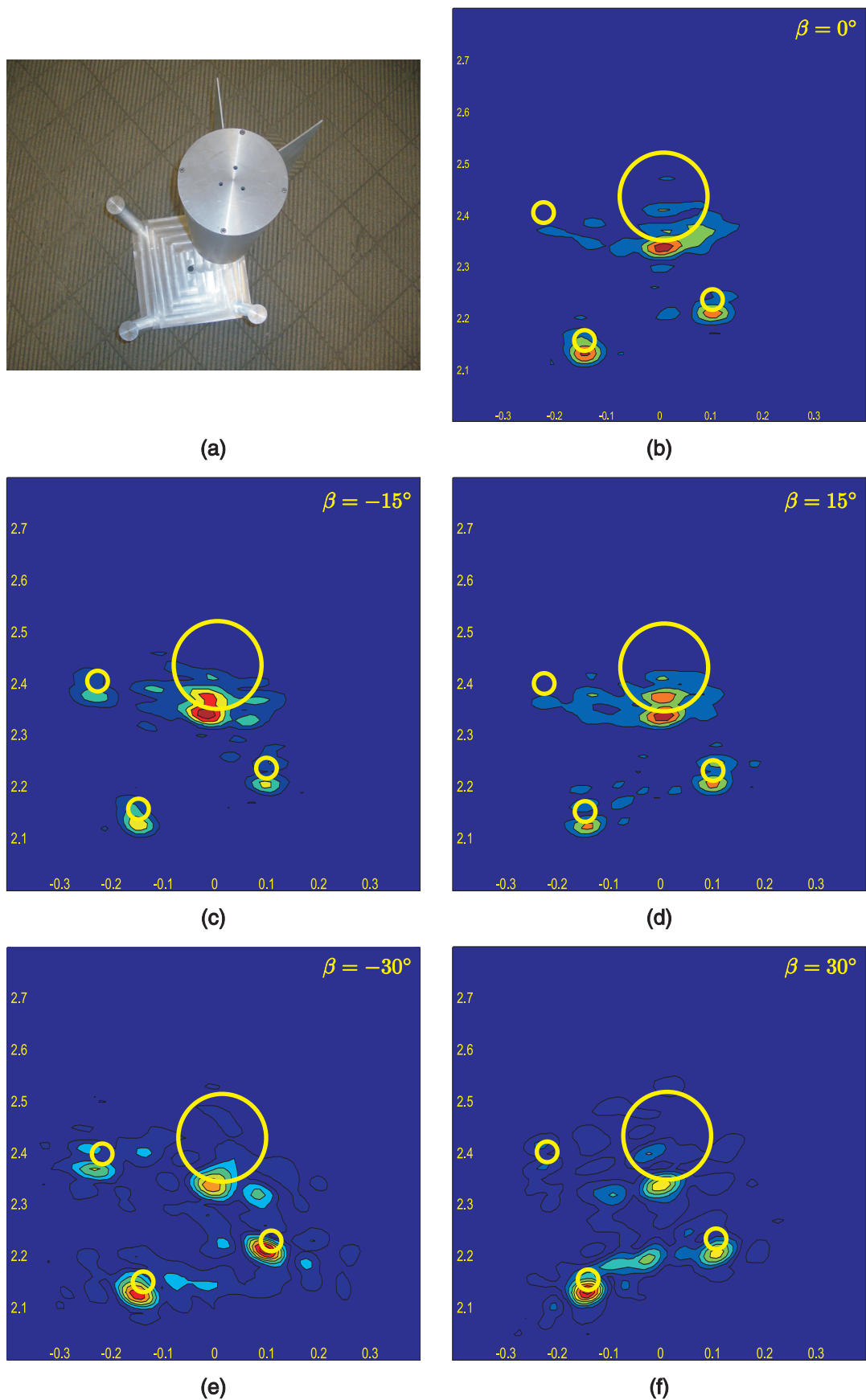


Abbildung 5.20: (a) Foto einer Szene aus vier Objekten, (b) - (f) rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen der Messdaten der abgebildeten Szene für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne.

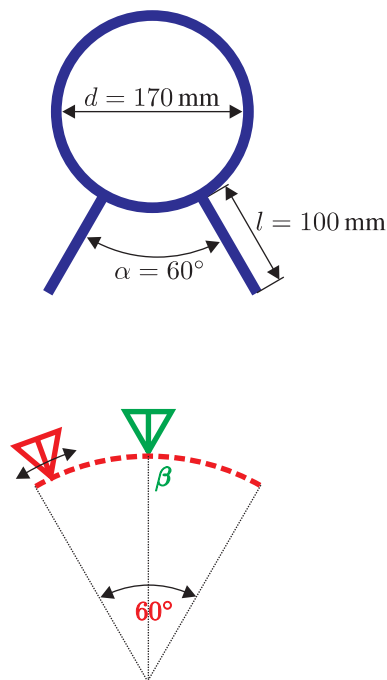


Abbildung 5.21: Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten eines Zylinders mit zwei angeflanschten Flügeln

5.3.4 Gerade angeordneter Zylinder mit Flügeln

Abbildungen 5.21 und 5.22a zeigen die Skizze und ein Foto eines komplexen Objektes. Bei dem Objekt handelt es sich um einen Zylinder mit dem Durchmesser $d = 170$ mm mit zwei angeflanschten Flügeln mit der Länge von $l = 100$ mm. Der Öffnungswinkel α der beiden Flügeln beträgt 60° .

Diese Struktur verfügt neben direkten Einfachstreubeiträgen über eine Reihe von Mehrfachstreubeiträgen. Die Position und Anzahl der Streuzentren in den konventionell rekonstruierten Reflektivitätsfunktionen variiert sehr stark mit der Position der Beleuchtungsantenne.

Abbildungen 5.22b bis 5.22f stellen die konventionell rekonstruierten Reflektivitätsfunktionen $\Gamma(\vec{r})$ dieser Messdaten für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne dar.

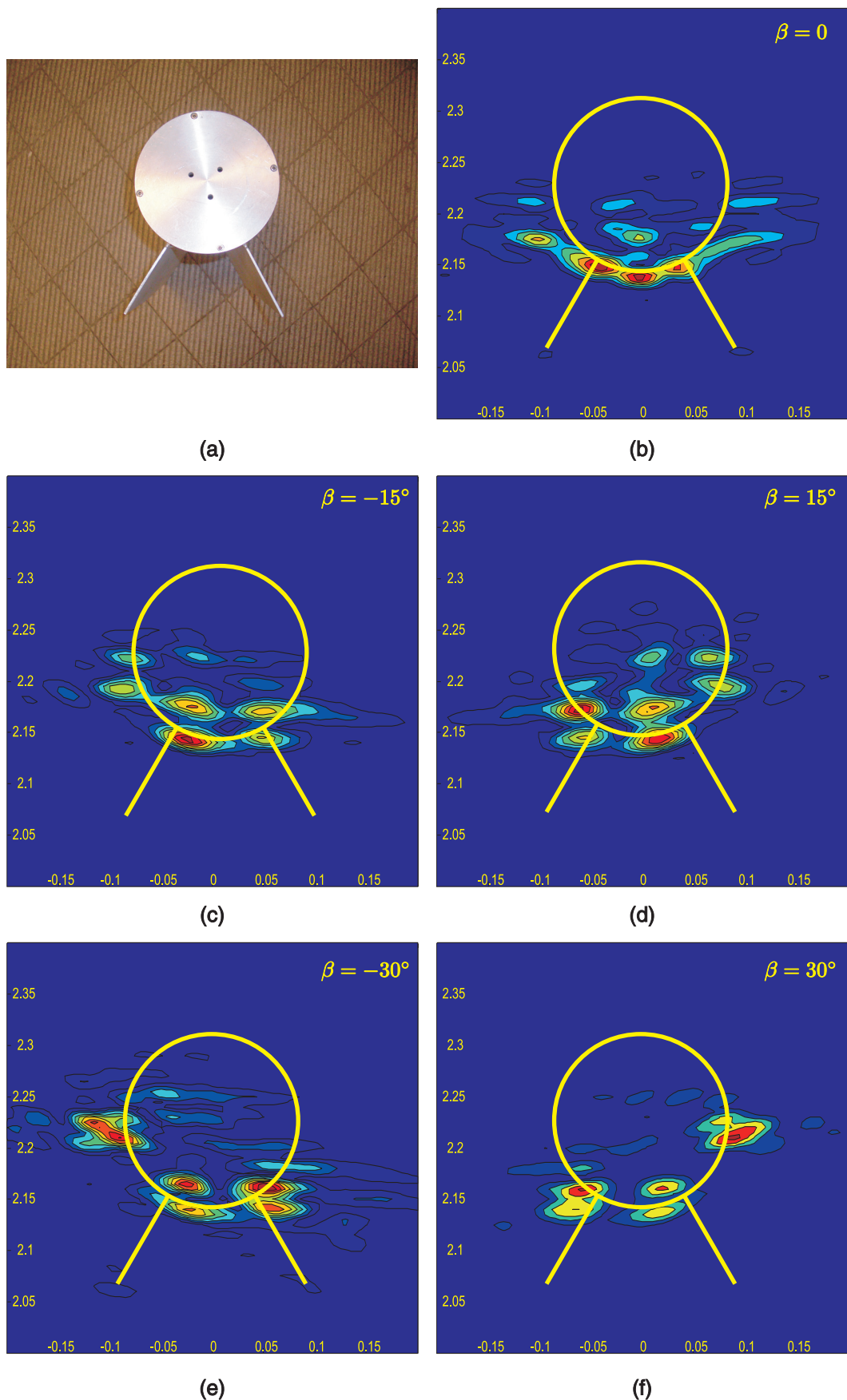


Abbildung 5.22: (a) Foto eines Zylinders mit zwei Flügeln, (b) - (f) rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen der Messdaten des abgebildeten Objektes für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne.

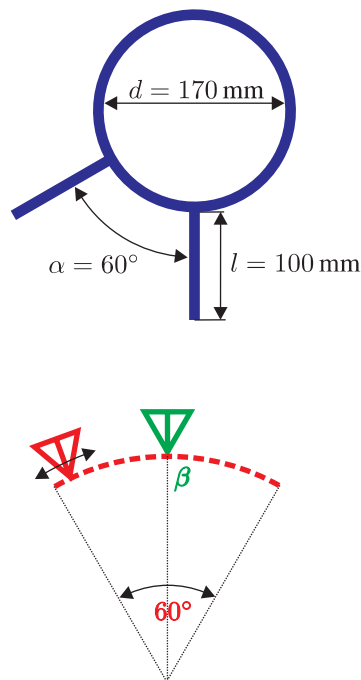


Abbildung 5.23: Skizze des Aufbaus zur Messung der Rückstreudaten eines gedrehten Zylinders mit zwei angeflanschten Flügeln

5.3.5 Bezogen auf die Apertur schräg angeordneter Zylinder

Bei diesem Experiment handelt es sich um das selbe Objekt wie im Fall davor. Allerdings wurde dieses Objekt um ca. 30° gegenüber der Empfangsapertur um seine Hochachse verdreht.

Diese Drehung macht sich in einer signifikanten Veränderung der Anzahl und Position der Streuzentren in den Reflektivitätsfunktionen $\Gamma(\vec{r})$ bemerkbar. Daran erkennt man den Effekt der Aspektwinkelabhängigkeit von Streuzentren, der bei konventioneller Mikrowellenabbildung die Ermittlung der korrekten Position und Orientierung von Objekten im Sinne der Aufgabenstellung sehr stark erschwert.

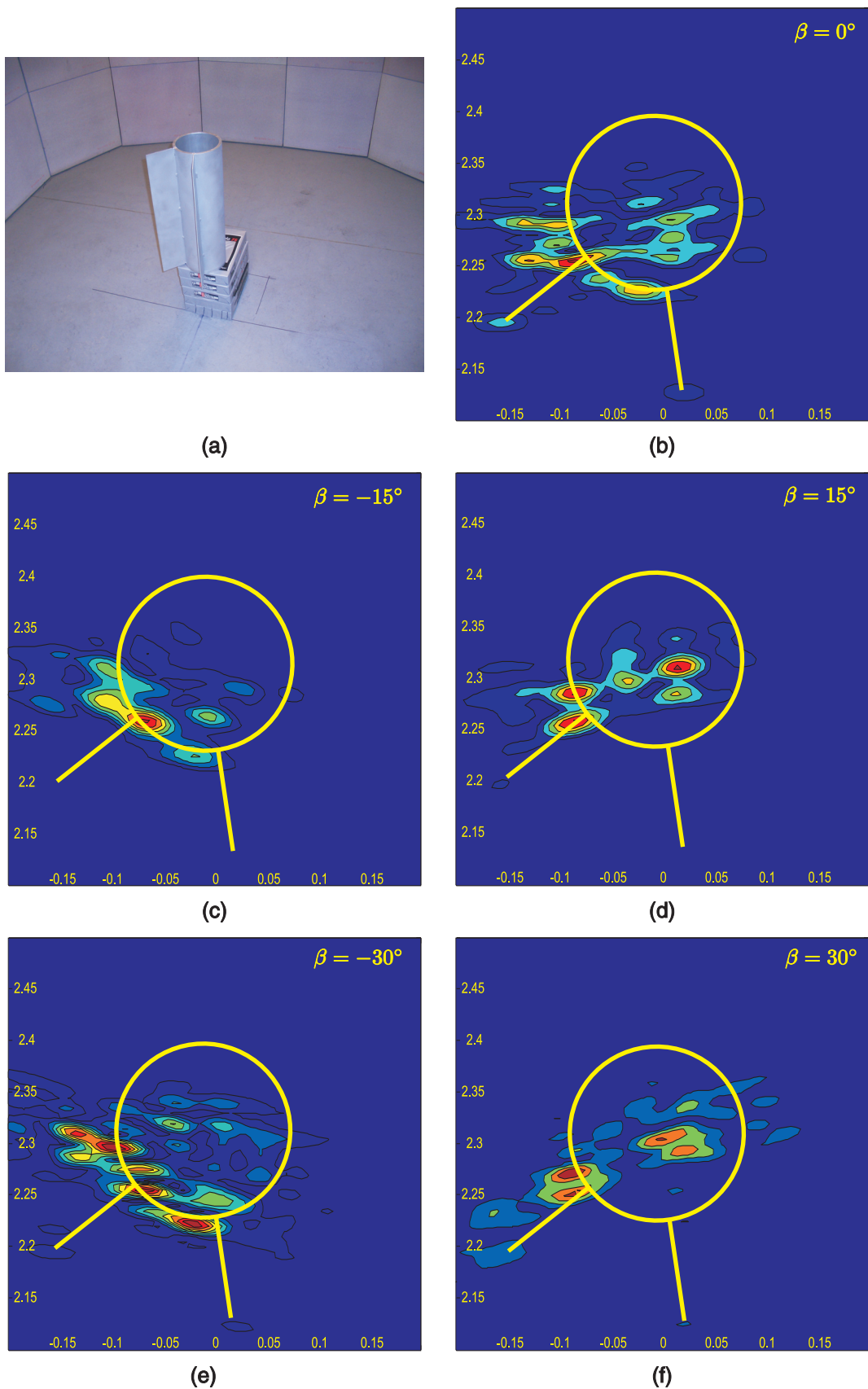


Abbildung 5.24: (a) Foto eines im Bezug auf die Apertur schräg angeordneten Zylinders mit zwei Flügeln, (b) - (f) rekonstruierte Reflektivitätsfunktionen der Messdaten des abgebildeten Objektes für unterschiedliche Positionen der Beleuchtungsantenne.

5.4 Kurze Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurden die *experimentellen Aspekte* dieser Arbeit behandelt. Zu diesem Zweck wurden im ersten Schritt die grundlegenden radartechnischen Parameter des Abbildungssystems diskutiert und für die Durchführung der weiteren Experimente festgelegt. Im Anschluss daran wurde der Entwurf und die messtechnische Charakterisierung der bei den Experimenten verwendeten breitbandigen Antennenelementen beschrieben. Bei diesen Elementen handelte es sich um eine aus der Literatur unter dem Namen „Vivaldi-Antennen“ bekannte Klasse von Antennen.

Nach Abschluss der Diskussion der Einzelantennen erfolgte eine Beschreibung des Systems zur Erzeugung von synthetischen Aperturen auf der Empfangsseite. Dieses System wurde mit Hilfe eines rechnergesteuerten Drehtisches mit einer am Ende eines Auslegers positionierten Antenne realisiert. In diesem Abschnitt wurden die für die synthetische Apertur spezifischen Parameter genannt und diskutiert und zum Schluss wurde die zur Realisierung des MIMO-Prinzips notwendige Variation der Position der Sendeantenne erläutert.

Im Anschluss daran erfolgte eine Diskussion des Datenaufzeichnungsverfahrens mit Hilfe eines vektoriellen Netzwerk-Analysators und aller damit zusammenhängenden Probleme. Dabei wurde auf die signaltheoretischen Aspekte der Messdatengewinnung eingegangen, und es wurden die für die Messung relevanten spezifischen Parameter des Messgerätes abgeschätzt.

Nach der Messdatengewinnung folgte ein Abschnitt, der sich mit der Bereinigung der gewonnenen Messdaten von störenden Einflüssen befasste. Dabei wurde auf einzelne Operationen eingegangen, denen die gewonnenen Rohmessdaten unterworfen wurden, bevor diese als Elemente der MIMO-Radarmatrix für weitere Verfahren abgelegt wurden.

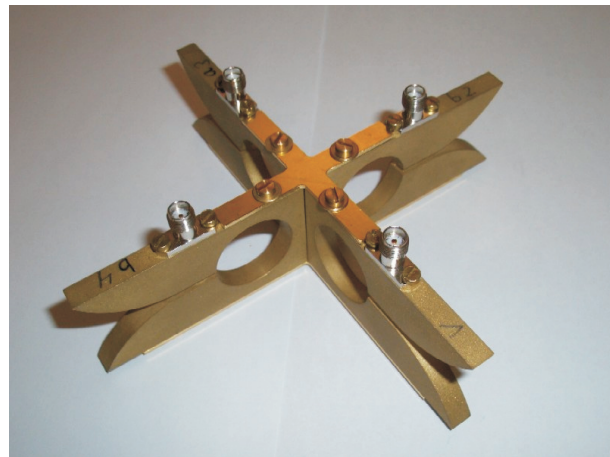
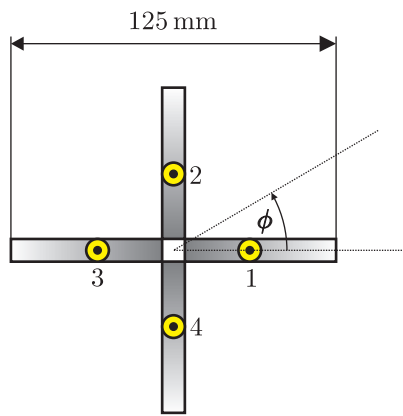
Zum Abschluss wurden einige experimentelle Ergebnisse für unterschiedlich komplexe Szenen gezeigt. Dabei wurde bei jedem Experiment auf die Besonderheiten der jeweiligen Szene im Sinne der Aufgabenstellung hingewiesen.

KAPITEL 6

Elementeverkopplung in breitbandigen Antennenarrays

Kapitel 3 erläutert die Synthese von fokussierten Sende- und Empfangsfeldern unter Verwendung von physikalischen und synthetischen Aperturen. Im Rahmen dieser Erläuterung wird zu jedem Zeitpunkt angenommen, dass sich die betrachteten physikalischen Arrays ideal verhalten. Das bedeutet, dass die ohne weitere Maßnahmen unvermeidbare Verkopplung der Antennenelemente und die damit zusammenhängenden Auswirkungen auf die Feldeigenschaften stets vernachlässigt werden.

In diesem Kapitel soll die Betrachtung der Elementeverkopplung und der daraus resultierenden winkelabhängigen Dispersion in breitbandigen Antennenarrays nachgeholt werden. Dazu werden im ersten Schritt zwei Typen von breitbandigen Antennenarrays, die im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut und verifiziert wurden, vorgestellt. Die erste Realisierung besteht aus vier Vivaldi-Elementen, die Zweite aus vier doppelkonischen Monopolen. Anschließend erfolgt die Definition einer winkelabhängigen Übertragungsfunktion und ihres Gegenstücks im Zeitbereich, nämlich der winkelabhängigen Impulsantwort. Mit ihrer Hilfe wird die Dispersion in beiden vorgestellten Arrays untersucht. Zu diesem Zweck werden von der Impulsantwort abgeleitete, integrale Kenngrößen eingeführt, die die Dispersion quantitativ beschreiben, und es wird der Einfluss dieser Kenngrößen auf die Positionierungsgenauigkeit ermittelt. Im letzten Schritt werden Ansätze zur numerischen Kompensation dieser Effekte vorgestellt.



(a)

(b)

Abbildung 6.1: (a) Skizze eines zirkulären Arrays bestehend aus vier Vivaldi-Elementen. (b) Foto der praktischen Realisierung dieses Arrays.

6.1 Realisierungen von breitbandigen Antennenarrays

Breitbandige Antennenarrays [73–76] als Realisierungen physikalischer Aperturen finden unter anderem bei Positionierungsaufgaben auf mobilen Plattformen Verwendung. Für diesen Anwendungsbereich wird häufig ein Antennensystem benötigt, das Keulenformung in einer Ebene ohne Bevorzugung von einzelnen Raumrichtungen erlaubt. Daher bieten sich zu diesem Zweck zirkuläre Arrays an, bei denen die jeweiligen Einzelelemente entlang eines Kreises angeordnet werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden zwei unterschiedliche Typen von solchen Arrays vorgestellt. Als erstes ein zirkuläres Array bestehend aus vier Vivaldi-Elementen und als zweites ein zirkuläres Array, das aus vier doppelkonischen Monopolen aufgebaut wurde. Im späteren Verlauf dieses Kapitels werden die Eigenschaften beider Arrays anhand von Messungen und numerischen Simulationen miteinander verglichen.

6.1.1 Vivaldi-Elemente

Der Entwurf und die messtechnische Verifikation der einzelnen Vivaldi-Elemente wurde bereits ausführlich im Abschnitt 5.1.3 auf Seite 82ff erläutert. Dort findet man in Abbildung 5.5 auf Seite 83 eine schematische Darstellung und ein Foto der Realisierung dieser Antenne. Abbildungen 5.7 und 5.8 auf Seite 86 stellen den simulierten und gemessenen Betrag der Richtcharakteristik eines einzelnen Elementes für ausgewählte Frequenzen in der H- bzw. E-Ebene dar. Die frequenzabhängige Änderung der Richtcharakteristik ist ein erstes klares Indiz für dispersives Verhalten dieses Antennentyps. Die Dispersion eines

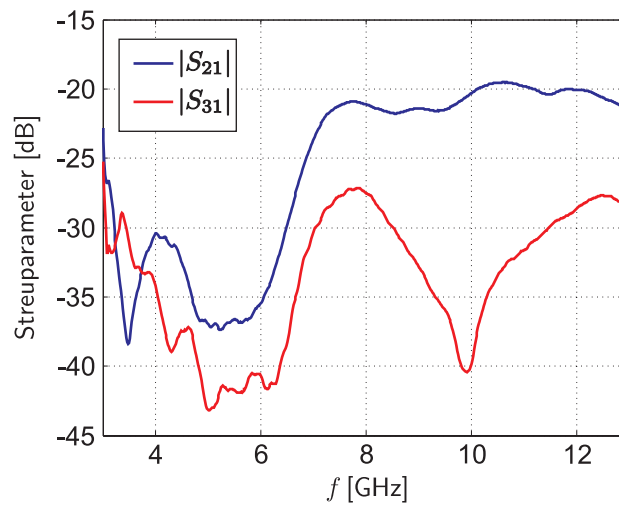


Abbildung 6.2: Gemessenes Übersprechen im zirkularen Vivaldi-Array. S_{21} beschreibt die Verkopplung zwischen zwei im Winkel von 90° angeordneten Elementen. S_{31} beschreibt die Verkopplung zwischen zwei im Winkel von 180° angeordneten Elementen.

einzelnen Elementes wird jedoch nicht näher erläutert. Sie wird nur für das im nächsten Abschnitt beschriebene Array analysiert.

6.1.2 Zirkulares Array aus vier Vivaldi-Elementen

Abbildung 6.1 zeigt eine schematische Darstellung und die Realisierung eines zirkularen Arrays mit vier Vivaldi-Elementen. Das so aufgebaute Array besitzt die gewünschte Eigenschaft, eine Keulenformung in der Ebene $\theta = 90^\circ$ zu ermöglichen, ohne dabei einzelne Richtungen zu bevorzugen. Zu den Nachteilen dieser Konfiguration gehört die starke Beeinflussung der Elemente untereinander und die dadurch sehr stark ausgeprägte Dispersion.

Eine messtechnische Charakterisierung [77] des aufgebauten Arrays zeigt, dass der Einfluss der benachbarten Elemente auf den Streuparameter S_{11} zu vernachlässigen ist. Der Verlauf von $|S_{11}|$ eines Elementes im Verbund ist identisch mit dem in Abbildung 5.6 auf Seite 84 dargestellten Verlauf von $|S_{11}|$ eines einzelnen Elementes. Die Streuparameter S_{21} und S_{31} beschreiben die Elementeverkopplung. An ihrem Verlauf in Abbildung 6.2 ist die starke Frequenzabhängigkeit des Effektes erkennbar. Erwartungsgemäß ist das Übersprechen zwischen zwei gegenüberliegenden Elementen, beschrieben durch den Streuparameter S_{31} , im Mittel schwächer ausgeprägt als das Übersprechen zwischen zwei benachbarten Elementen, beschrieben durch den Streuparameter S_{21} . Dieser Effekt verschwindet bei sehr niedrigen Frequenzen. Vergleicht man die Richtcharakteristiken

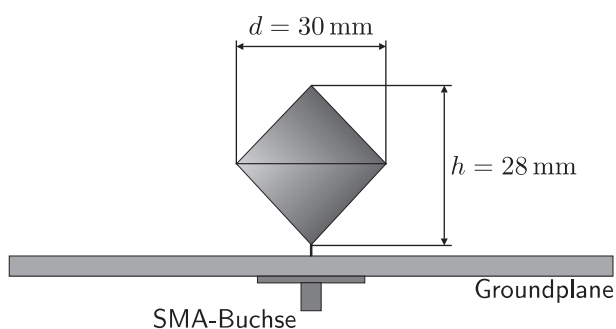


Abbildung 6.3: Schematische Darstellung eines doppelkonischen Monopols über einer metallischen Grundplatte

der einzelnen Antennenelemente für unterschiedliche Frequenzen, so lässt sich dort eine Erklärung für dieses Phänomen finden. Für niedrige Frequenzen verfügen Einzelelemente über eine annähernd omnidirektionale Richtcharakteristik, was in Verbindung mit der hier benutzten Geometrie des Arrays das Überkoppeln erleichtert. Für höhere Frequenzen sieht man eine stärker ausgeprägte Richtwirkung, wodurch die Kopplung zu Nachbarelementen erschwert wird.

6.1.3 Breitbandige doppelkonische Monopole

Eine weitere Klasse von Antennen, die für Breitband-Anwendungen gut geeignet sind, stellen doppelkonische Monopole dar. Diese Elemente sind von einfachen Monopolannten abgeleitet, und genauso wie diese werden sie über einer metallischen Grundplatte angeordnet. Durch geschickte Änderung der Antennenbauform erreicht man eine ausgezeichnete Anpassung über einen sehr weiten Frequenzbereich. Das in Abbildung 6.3 dargestellte Einzelelement besitzt eine Höhe $h = 28 \text{ mm}$ und einen maximalen Durchmesser $d = 30 \text{ mm}$ in der Mitte des Elementes. Es ist über einer metallischen Grundplatte angeordnet und wird durch eine koaxiale Leitung gespeist. In Abbildung 6.5a stellt die rote Kurve den Verlauf des Betrags des Streuparameters S_{11} dar. An diesem Verlauf erkennt man, dass der Betrag von S_{11} den Wert -10 dB von 3 GHz bis jenseits von 20 GHz unterschreitet. Damit beträgt das Stehwellenverhältnis $\text{VSWR} < 2$, womit die Antenne nach Gleichung (5.7) und (5.8) in diesem Bereich als ausreichend gut angepasst gilt.

6.1.4 Zirkulares Array aus doppelkonischen Monopolen

Abbildung 6.4 zeigt eine schematische Darstellung eines Antennenarrays, das aus im vorigen Kapitel beschriebenen doppelkonischen Elementen besteht. Dazu werden vier die-

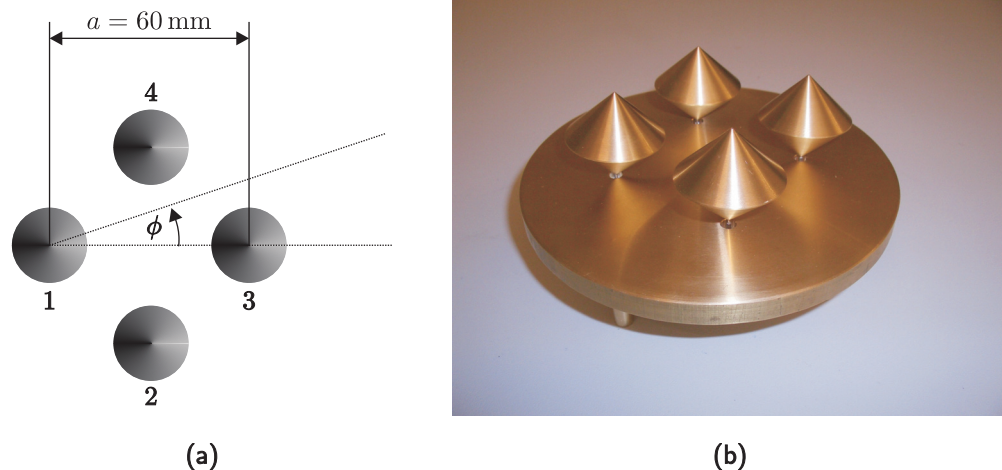


Abbildung 6.4: (a) Schematische Darstellung eines Arrays aus doppelkonischen Elementen. (b) Foto einer praktischen Realisierung des Arrays.

ser Elemente kreisförmig auf einer metallischen Platte im Radius $a/2 = 30 \text{ mm}$ (d.h. im Abstand $a = 60 \text{ mm}$) angeordnet. Die rechte Seite der Abbildung 6.4 zeigt ein Bild der Realisierung dieses Antennenarrays. Betrachtet man den Verlauf des Streuparameters S_{11} in Abbildung 6.5a, so stellt man, wie bereits beim Array aus Vivaldi-Elementen, auch hier nur eine marginale Änderung dieses Parameters für ein Array-Element im Vergleich zu einem einzelnen isolierten Monopol fest, die auf Elementeverkopplung zurückzuführen ist. Als Maß für die Verkopplung werden auch hier die Streuparameter S_{21} und S_{31} herangezogen, deren Betrag in Abbildung 6.5b dargestellt ist. Der Streuparameter S_{21} beschreibt die Transmission zum benachbarten Element, während der Streuparameter S_{31} die Transmission zum gegenüberliegenden Element darstellt. Auch hier fällt der Betrag von S_{31} im Mittel niedriger aus als der Betrag von S_{21} . Die mit der Zusammenfassung von Antennenelementen zu einem Array einhergehende Veränderung des Reflexionsfaktors führt aber nicht zu einer Reduktion der nutzbaren Bandbreite der Antenne, denn sowohl der einzelne Monopol als auch ein Element aus dem Array verfügen über eine Reflexionsdämpfung, die im gesamten interessierenden Bereich besser als -10 dB ist, was einem $\text{VSWR} < 2$ entspricht.

6.2 Definition der richtungsabhängigen Übertragungsfunktion und Impulsantwort

In Gleichung (3.12) auf Seite 31 wurde die Fernfeldrichtcharakteristik einer einzelnen Antenne definiert. Sie lässt sich in Abhängigkeit vom Elevationswinkel θ , Azimutwinkel

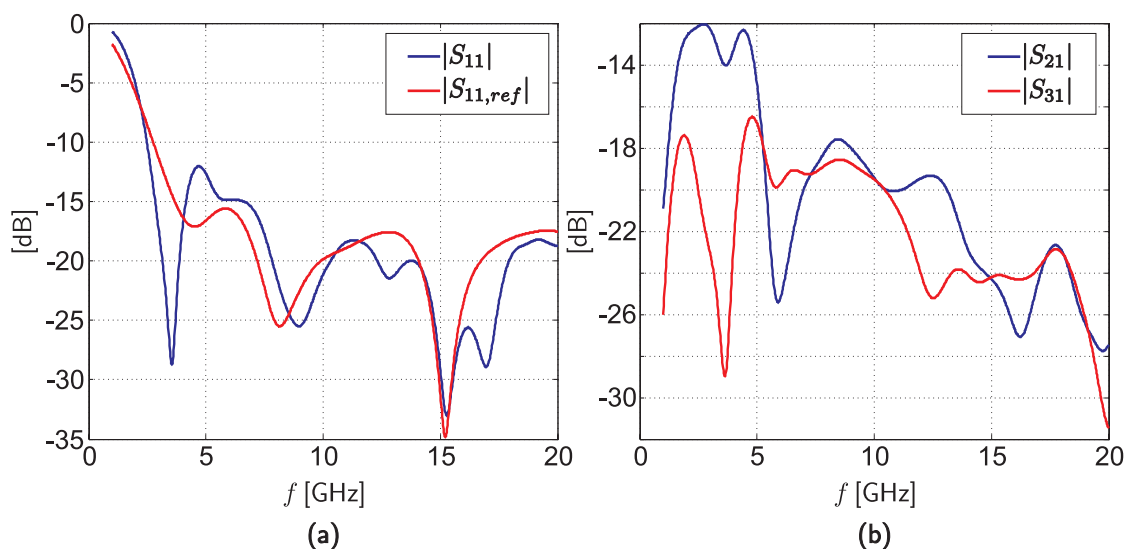


Abbildung 6.5: (a) Vergleich zwischen den Reflexionsfaktoren eines einzelnen Elementes und eines Elementes im Verbund. (b) S_{21} beschreibt das Übersprechen zwischen zwei benachbarten Elementen, S_{31} beschreibt das Übersprechen zwischen zwei gegenüberliegenden Elementen des Arrays.

ϕ sowie der Frequenz $j\omega$ in folgender Form schreiben:

$$\vec{C}(\theta, \phi, j\omega) = \left| \vec{C}(\theta, \phi, j\omega) \right| \cdot e^{j\Psi(\theta, \phi, j\omega)} \cdot \vec{q}(\theta, \phi, j\omega) \quad \text{mit} \quad |\vec{q}| = 1.$$

Für eine feste Entfernung des Betrachters von der Antenne R_0 lässt sich damit die komplexwertige richtungsabhängige Übertragungsfunktion $H(\theta, \phi, j\omega)$ definieren

$$H(\theta, \phi, j\omega) = \sqrt{\frac{Z_0}{2\pi}} \cdot \frac{e^{-j\frac{\omega}{c}R_0}}{R_0} \cdot \vec{C}(\theta, \phi, j\omega). \quad (6.1)$$

Sie verknüpft den Phasor der elektrischen Feldstärke am Ort des Betrachters mit dem Koeffizienten der in das Antennenrotor eingespeisten Welle. Die Fouriertransformierte von $H(\theta, \phi, j\omega)$ stellt die richtungsabhängige Impulsantwort $h(\theta, \phi, t)$ einer Antenne dar

$$h(\theta, \phi, t) \circ \bullet H(\theta, \phi, j\omega). \quad (6.2)$$

Sie beschreibt den Zeitverlauf der Antwort einer Antenne im Fernfeld auf die Anregung mit einem definierten Impuls am Antennenrotor.

Die Veränderung der Amplitude und/oder Phase der Übertragungsfunktion $H(\theta, \phi, j\omega)$ und der Impulsantwort $h(\theta, \phi, t)$ für eine feste Entfernung R_0 in Abhängigkeit von den Winkeln θ und ϕ wird als Dispersion bezeichnet. Sie stellt eine wichtige charakteristische Kenngröße von breitbandigen Antennen und Antennenarrays dar.

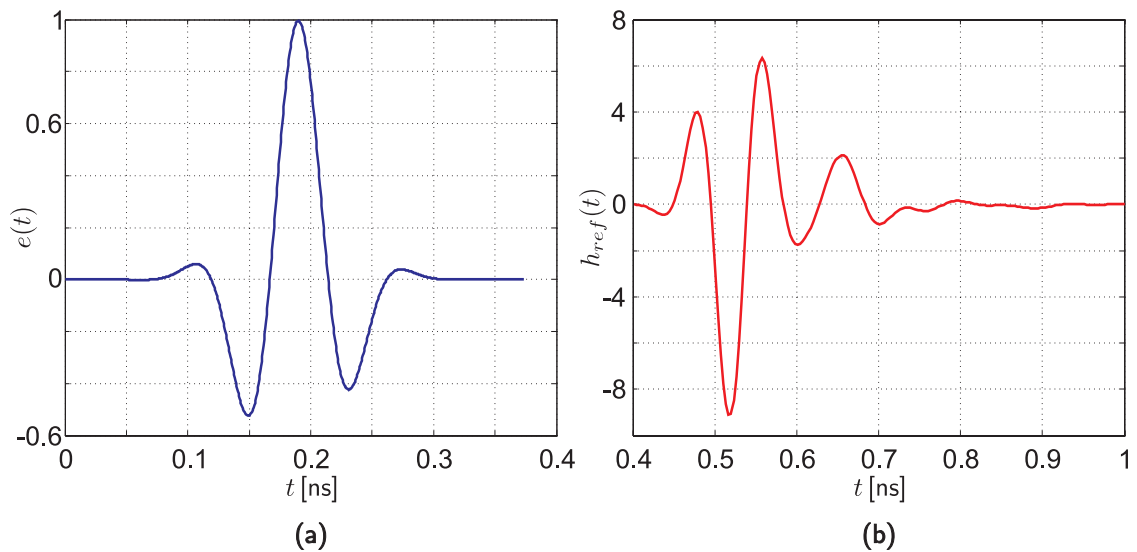


Abbildung 6.6: (a) Gauss'scher Anregungsimpuls. (b) Antwort eines einzelnen doppelkonischen Elementes auf den unter (a) dargestellten Impuls.

Beim Entwurf von breitbandigen Antennen können je nach geplanter Anwendung unterschiedliche Forderungen bezüglich der Dispersion aufgestellt werden. So ist beim Einsatz in Positionierungssystemen, die mit laufzeitbasierten Verfahren (TOA, TDOA, RTOF) arbeiten, entweder eine zu vernachlässigende oder eine für alle Einfallswinkel exakt bekannte Dispersion, die dann kompensiert werden muss, von höchster Bedeutung. Deswegen sind für diesen Anwendungsbereich dispersionsarme Antennen wie zum Beispiel doppelkonische Monopole besonders gut geeignet. OFDM-basierte Kommunikationssysteme lassen sich dagegen auch mit verzerrenden Antennen wie z.B. logarithmisch periodischen Antennen sehr gut betreiben, denn einzelne Frequenzträger in diesen Systemen sind in ihrer Eigenschaft wieder als schmalbandige Subkanäle zu betrachten. Daher tritt dort keine signifikante Verschlechterung der Eigenschaften auf Grund von Antennendispersion auf. Moderne adaptive Kommunikationssysteme können die Kanaleigenschaften für jeden Träger separat schätzen und Subkanäle mit besonders schlechten Eigenschaften aus der Datenübertragung ausnehmen.

6.2.1 Übertragungsfunktion und Impulsantwort der doppelkonischen Monopole

Abbildung 6.6b zeigt die winkelunabhängige Antwort eines einzelnen doppelkonischen Monopols $h_{ref}(t)$ auf die Anregung mit dem in Abbildung 6.6a dargestellten Gauss'schen Impuls. Zusammen mit der in Abbildung 6.7 dargestellten winkelunabhängigen Übertragungsfunktion $H_{ref}(j\omega)$ stellt sie eine wichtige Kenngröße dar, die im weiteren Verlauf

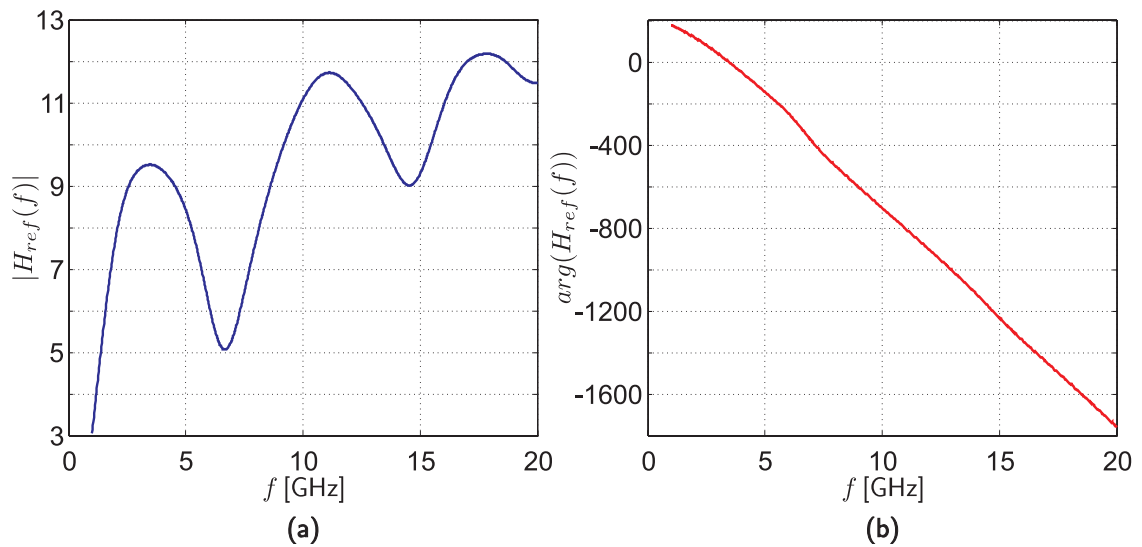


Abbildung 6.7: (a) Betrag der Übertragungsfunktion eines einzelnen doppelkonischen Elementes. (b) Phase der Übertragungsfunktion eines einzelnen doppelkonischen Elementes.

des Kapitels zur Beschreibung der Eigenschaften von Antennenarrays und zur Beurteilung der Kompensationsmaßnahmen herangezogen wird.

Fasst man mehrere doppelkonische Elemente zu einem Array zusammen, so besitzt ein einzelnes Element aus diesem Array auf Grund der gegenseitigen Beeinflussung der Elemente untereinander eine vom Aspektwinkel ϕ abhängige Impulsantwort $h(t, \phi)$ und Übertragungsfunktion $H(j\omega, \phi)$. Aus diesem Grund wird bei der Analyse der Dispersion ein Fokus auf die Änderung der Impulsantwort $h(t, \phi)$ gelegt. Der Verlauf der Impulsantwort für unterschiedliche Aspektwinkel ϕ ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Eine winkelabhängige Änderung dieser Antwort im Vergleich zu $h_{ref}(t)$ in Abbildung 6.6a ist leicht erkennbar.

6.3 Dispersion in Breitbandarrays

Um die Dispersion in breitbandigen Antennenarrays [78, 79] systematisch analysieren zu können, ist es zweckmäßig, sich den zeitlichen Verlauf der Impulsantwort $h(t, \phi)$ eines Antennenelementes im Array anzuschauen. Abbildung 6.8 zeigt den Verlauf von $h_j(t, \phi)$ für drei unterschiedliche Einfallsrichtungen $\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 60^\circ$ und $\phi_3 = 180^\circ$ am Beispiel eines Arrays aus vier doppelkonischen Elementen. Dabei wird das Element mit dem Index $j = 1$ laut Abbildung 6.4a betrachtet. Im Vergleich zu Impulsantwort eines ungestörten doppelkonischen Elementes $h_{ref}(t)$ (Abb. 6.6b) lässt sich deutlich erkennen, dass der Anfang der „gestörten“ Antwort mit dem Anfang der Antwort eines ungestörten

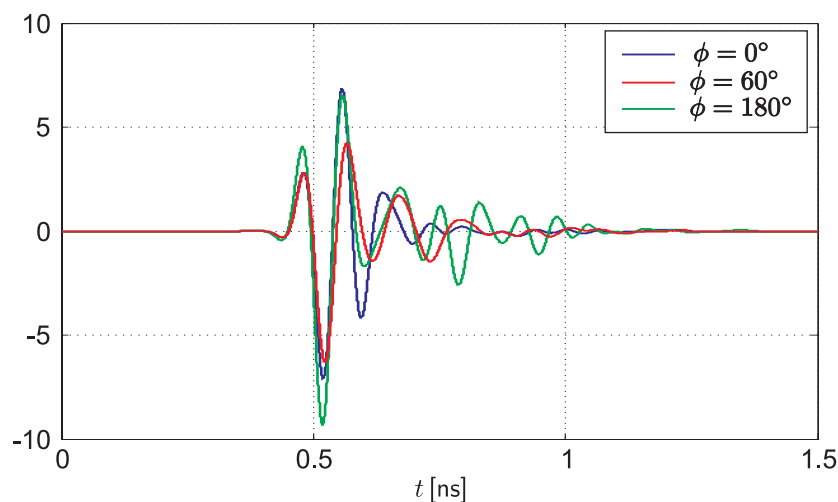


Abbildung 6.8: Vergleich der Impulsantworten eines doppelkonischen Monopols im Array für unterschiedliche Aspektwinkel ϕ_n .

Elementes übereinstimmt. Nach kurzer Zeit allerdings wird die Originalantwort durch die ersten Reflexionen der benachbarten Elemente überlagert. Es kommt zu Verzerrungen der Impulsantwort. Der Einfluss dieser Verzerrung auf die Genauigkeit der Laufzeitschätzung wird in diesem Kapitel analysiert. Passend zu den Eigenschaften der verwendeten Antennenarrays wird für diese Analyse der Einfallswinkel auf Werte $0 < \phi < 360^\circ$ bei $\theta = 90^\circ$ beschränkt, und es werden vertikal polarisierte einfallende Wellen betrachtet.

6.3.1 Beschreibung der Dispersion über integrale Kenngrößen

Um die offensichtlich vorhandene winkelabhängige Dispersion der Impulsantwort sowohl qualitativ als auch quantitativ zu beschreiben, ist es im ersten Schritt notwendig, geeignete integrale Kenngrößen einzuführen, die mit wenigen Parametern den gesamten zeitlichen Verlauf der Impulsantwort $h(t, \phi)$ oder einer eindeutig davon abgeleiteten Größe beschreiben. Als geeignete abgeleitete Funktion erweist sich die Kreuzkorrelation $R(\tau)$ eines beliebigen (gestörten) Empfangssignals $s(t)$ mit der Impulsantwort eines einzelnen Referenzelementes $h_{\text{ref}}(t)$

$$R(\tau) = \int s(\tau + t) \cdot h_{\text{ref}}(t) dt \quad \circ \bullet \quad S(j\omega) \cdot H_{\text{ref}}^*(j\omega). \quad (6.3)$$

Die so gewonnene Funktion $R(\tau)$ bildet die Grundlage für die Laufzeitschätzung in einem Positionierungssystem. Falls $s(t)$ eine exakte Kopie der Referenzantwort $h_{\text{ref}}(t)$ bis auf eine Amplitudenänderung und eine Verzögerung T darstellt, dann besitzt $R(\tau)$ ein Maximum zum Zeitpunkt T . Treffen mehrere Impulse am Empfänger in so kurzen Abständen

ein, dass sich die Kreuzkorrelationsfunktionen überlappen, dann können hochauflösende Verfahren zur Schätzung der einzelnen Laufzeiten Verwendung finden. Bei Verwendung eines Antennenarrays kommt es zu einer Veränderung der Impulsantwort in Abhängigkeit vom Einfallswinkel ϕ . Die Impulsantwort eines einzelnen Elementes mit dem Index j lässt sich zusammensetzen aus dem Referenzsignal $h_{\text{ref}}(t)$ und einem winkelabhängigen Term $\Delta(t, \phi)$, der die Störung des Signals beschreibt:

$$h_j(t, \phi) = h_{\text{ref}}(t, \phi) + \Delta(t, \phi) \circ \bullet H_j(j\omega, \phi). \quad (6.4)$$

Algorithmen zur Bestimmung der Laufzeit und der Position, die die ϕ -Abhängigkeit der Impulsantwort $h_j(t, \phi)$ in vollem Maße berücksichtigen, werden extrem komplex. Algorithmen, die den Term $\Delta(t, \phi)$ dagegen vernachlässigen, führen zur Reduktion der Genauigkeit bei der Laufzeitschätzung.

Die Veränderung der Genauigkeit bei der Laufzeitschätzung kann anhand der Eigenschaften der Kreuzkorrelationsfunktion $R(\tau, \phi)$ analysiert werden. Dazu lässt sich diese Funktion schreiben als

$$R(\tau, \phi) = R_0(\tau) + \int \Delta(\tau + t, \phi) \cdot h_{\text{ref}}(t) dt \quad (6.5)$$

mit $R_0(\tau)$ als Autokorrelationsfunktion von $h_{\text{ref}}(t)$.

Zur Beurteilung der winkelabhängigen Änderung der Kreuzkorrelationsfunktion $R(\tau, \phi)$ werden Momente m_μ als integrale Kenngrößen eingeführt:

$$m_\mu(\phi) = \int \tau^\mu \cdot (R(\tau, \phi))^2 d\tau \quad \text{mit} \quad \mu = 0, 1, 2, \dots \quad (6.6)$$

Sie besitzen nur noch eine Abhängigkeit von ϕ und sind nicht mehr zeitabhängig. Die Kenngröße $\tau_0(\phi)$ definiert als

$$\tau_0(\phi) = \frac{m_1(\phi)}{m_0(\phi)} \quad (6.7)$$

stellt den Schwerpunkt der Funktion dar. Sie beschreibt den Einfluss der Dispersion auf die Genauigkeit der Laufzeitschätzung. Für $|\tau_0(\phi)| > 0$ kommt es zu einer Verschiebung des Schwerpunktes von $R(\tau, \phi)$ und damit zu einem systematischen Fehler in der Laufzeitschätzung. Als weitere charakteristische Kenngröße kann die effektive zeitliche Länge

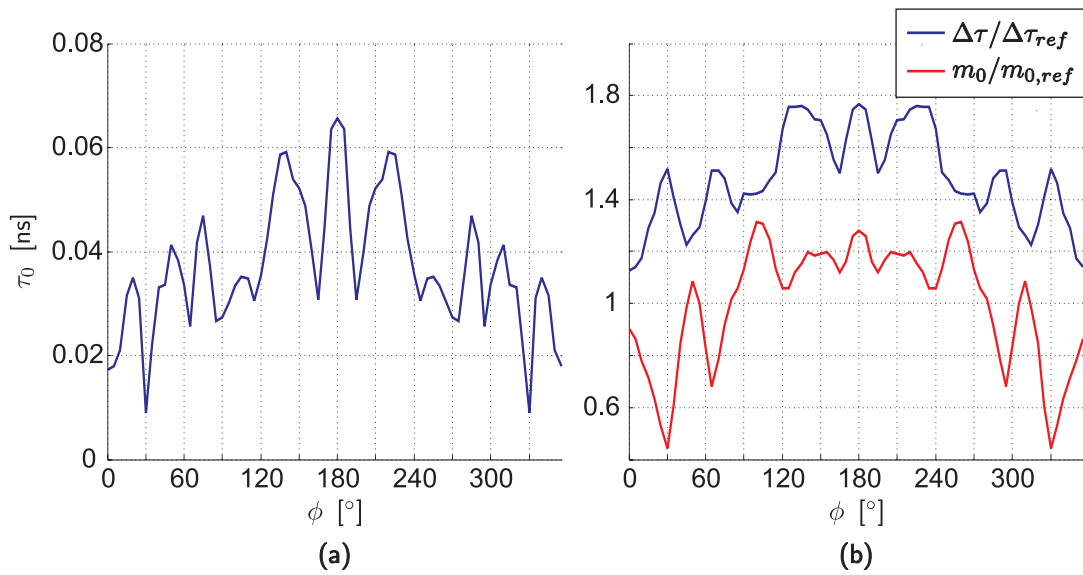


Abbildung 6.9: (a) Winkelabhängige Verschiebung des Schwerpunktes $\tau_0(\phi)$ im doppelkonischen Array. (b) Winkelabhängige Änderung der effektiven zeitlichen Länge $\Delta\tau(\phi)$ und des nullten Momentes $m_0(\phi)$ normiert auf die ungestörten Fälle.

des Impulses $\Delta\tau(\phi)$ definiert werden als

$$\begin{aligned}
 (\Delta\tau(\phi))^2 &= \frac{m_2(\phi) - (m_1(\phi))^2 / m_0(\phi)}{m_0(\phi)} \\
 &= \frac{m_2(\phi)}{m_0(\phi)} - (\tau_0(\phi))^2.
 \end{aligned} \tag{6.8}$$

Der Wert dieser Größe nimmt mit steigender Dispersion zu und führt damit zu reduzierter Auflösung von mehrfachen Impulsen.

6.3.2 Vergleich der Dispersion im Vivaldi- und doppelkonischen Array

Die dieser Analyse zu Grunde liegende Daten wurden numerisch mit Hilfe eines kommerziellen Simulationspaketes [63] gewonnen. Beim Vergleich der Ergebnisse für doppelkonische Arrays und Vivaldi-Arrays ist zu beachten, dass für die Simulationen jeweils passende Frequenzbereiche gewählt wurden. So wurden die Daten des doppelkonischen Arrays in einem Bereich $1 \text{ GHz} < f_0 < 20 \text{ GHz}$ ermittelt, während die Daten des Vivaldi-Arrays in einem Bereich von $2 \text{ GHz} < f_0 < 12 \text{ GHz}$ berechnet wurden. Die unterschiedliche Frequenzbandbreite hat eine unterschiedliche Länge der Anregungsimpulse zur Folge. Bei der Berechnung der Kreuzkorrelationsfunktion $R(\tau)$ wurde in jedem Fall

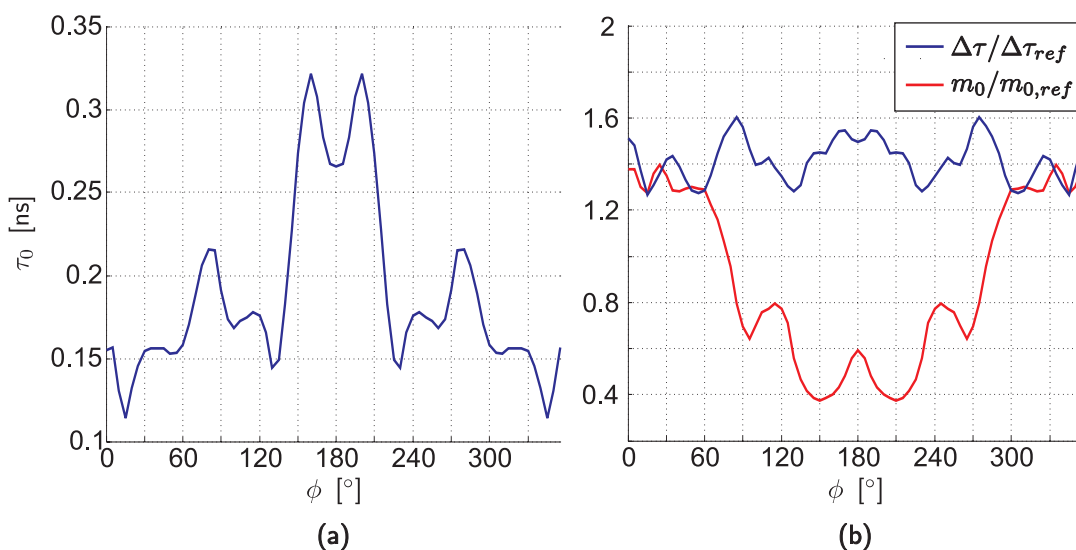


Abbildung 6.10: (a) Winkelabhängige Verschiebung des Schwerpunktes $\tau_0(\phi)$ im Vivaldi-Array. (b) Winkelabhängige Änderung der effektiven zeitlichen Länge $\Delta\tau(\phi)$ und des Nullten Momentes $m_0(\phi)$ normiert auf die ungestörten Fälle.

die Korrelation mit $h_{ref}(t)$, also mit der Impulsantwort eines einzelnen doppelkonischen Elementes durchgeführt.

Die Abbildungen 6.9 und 6.10 stellen den winkelabhängigen Verlauf des Schwerpunkts für die beiden bereits diskutierten Antennenarrays dar. In Abbildung 6.9a lässt sich ablesen, dass sich der zeitliche Schwerpunkt der Korrelationsfunktion $\tau_0(\phi)$ im doppelkonischen Array im schlimmsten Fall um 0,07 ns verschieben kann, was zu einem systematischen Entfernungsfehler von ca. 20 mm führt. Im rechten Diagramm kann man erkennen, dass die effektive zeitliche Länge $\Delta\tau(\phi)$ verglichen mit dem Referenzimpuls um den Faktor 1,8 zunimmt. Am Verlauf des Momentes nullter Ordnung $m_0(\phi)$ lassen sich Abschattungseffekte für bestimmte Einfallswinkel erkennen. Bei diesen Winkeln reduziert sich der normierte Wert des Momentes nullter Ordnung auf Werte kleiner als 1.

Abbildung 6.10 zeigt die Ergebnisse der selben Analyse für ein Array bestehend aus Vivaldi-Elementen. Die zeitliche Verschiebung des Schwerpunkts liegt hier bei Werten zwischen 0,12 ns und 0,33 ns, sie ist also im ungünstigsten Fall um Faktor 5 größer als beim Array aus doppelkonischen Elementen. Diese Verschiebung führt zu einem systematischen Fehler in der Entfernungsschätzung von ca. 100 mm. Die effektive zeitliche Länge des Impulses bezogen auf den Referenzimpuls liegt beim Vivaldi-Array in der gleichen Größenordnung wie beim doppelkonischen Array. Der Verlauf des normierten Momentes nullter Ordnung m_0 lässt auch hier Aussagen über Abschattungseffekte treffen. Dort erkennt man, dass die beim doppelkonischen Array punktuell vorhandene Abschattung sich beim Vivaldi-Array auf die Hälfte des Aspektwinkelbereichs erstreckt. Sie tritt für Win-

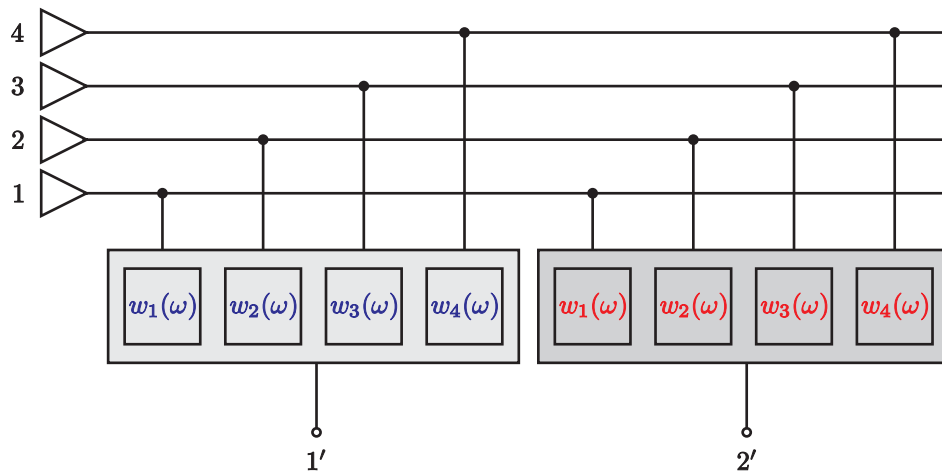


Abbildung 6.11: Numerische Kompensation der Dispersion eines Arrays mit vier Antennenelementen mit Gewichtsfunktionen $w_n(j\omega)$. Als Ergebnis sind exemplarisch zwei kompensierte Tore 1' und 2' dargestellt.

kel $100^\circ < \phi < 280^\circ$ auf. Dieser Effekt lässt sich anhand der Geometrie des eingesetzten Arrays sehr gut nachvollziehen. Dabei ist die unterschiedliche Zählrichtung des Winkels ϕ beim doppelkonischen Array und Vivaldi-Array gemäß Abbildungen 6.1a und 6.4a zu beachten.

6.4 Numerische Kompensation der Dispersion in Breitbandarrays

Der Einfluss der Elementeverkopplung auf die Genauigkeit der Positionierung wurde im vorigen Abschnitt sowohl für das Antennenarray bestehend aus Vivaldi-Elementen als auch beim doppelkonischen Array erläutert. An dieser Stelle werden numerische Verfahren zur Kompensation (siehe auch [80]) der durch die Verkopplung bedingten Dispersion am Beispiel des doppelkonischen Arrays vorgestellt. Ziel dieser Verfahren ist es, durch frequenzabhängige Filterung der einzelnen Torsignale eine im Optimalfall omnidirektionale und frequenzunabhängige Richtcharakteristik oder Übertragungsfunktion zu synthetisieren

$$\frac{\partial H_n(j\omega, \phi)}{\partial \phi} = \frac{\partial H_n(j\omega, \phi)}{\partial \omega} = 0. \quad (6.9)$$

Zu diesem Zweck werden die Signale aller Antennentore mit frequenzabhängigen Gewichtskoeffizienten

$$\mathbf{w}(j\omega) = [w_1(j\omega) \ w_2(j\omega) \ \dots \ w_N(j\omega)]^T$$

gewichtet und linearkombiniert. Diese Gewichte müssen für die gegebene Antennenstruktur einmalig ermittelt werden. Anschließend werden damit neue Antennentore erzeugt, die auf Grund der Kompensation über verbesserte Eigenschaften verfügen. Die Gewichtung kann sowohl im Frequenzbereich

$$H_{\text{ref}}(j\omega) \approx \tilde{H}(j\omega, \phi) = \sum_{n=1}^{N_A} w_n(j\omega) \cdot H_n(j\omega, \phi) \quad (6.10)$$

als auch im Zeitbereich erfolgen

$$h_{\text{ref}}(t) \approx \tilde{h}(t, \phi) = \sum_{n=1}^{N_A} \int w_n(t - t') \cdot h_n(t', \phi) dt'. \quad (6.11)$$

In beiden Fällen versucht man durch Filterung der gestörten Signale für jeden Winkel ϕ die Übertragungsfunktion $H_{\text{ref}}(j\omega)$ bzw. die Impulsantwort $h_{\text{ref}}(t)$ eines einzelnen Elementes nachzubilden. Im Allgemeinen ist diese Operation auf Grund der begrenzten Anzahl von Freiheitsgraden nicht exakt möglich, sondern erfordert den Einsatz von Optimierungsalgorithmen. Daher besitzen die ermittelten Größen $\tilde{H}(j\omega, \phi)$ und $\tilde{h}(t, \phi)$ weiterhin eine ϕ -Abhängigkeit und weichen von dem exakten Ergebnis $H_{\text{ref}}(j\omega)$ bzw. $h_{\text{ref}}(t)$ ab. Deswegen ist neben den bereits eingeführten integralen Kenngrößen $\tau_0(\phi)$ und $\Delta\tau(\phi)$ die durch die folgende Gleichung beschriebene Abweichung $\varepsilon(j\omega)$ der kompensierten Übertragungsfunktion $\tilde{H}(j\omega, \phi)$ von der idealen Funktion $H_{\text{ref}}(j\omega)$ eine weitere Größe, mit der die Qualität der Kompensationsmaßnahme beschrieben werden kann

$$(\varepsilon(j\omega))^2 = \frac{1}{2\pi} \int \left| \tilde{H}(j\omega, \phi) - H_{\text{ref}}(j\omega) \right|^2 d\phi. \quad (6.12)$$

Im folgenden Abschnitt wird die numerische Kompensation der Dispersion mit Optimierungsalgorithmen gezeigt. Das Ergebnis der Optimierung wird am Verlauf der bereits definierten Größen $\tau_0(\phi)$, $\Delta\tau(\phi)$ und $\varepsilon(j\omega)$ demonstriert.

6.4.1 Gewinnung der Gewichtskoeffizienten zur Kompensation der Dispersion

Das in Gleichung (6.10) und (6.11) formulierte Optimierungsziel kann auf unterschiedliche Weise interpretiert werden.

Eine Möglichkeit der Interpretation besteht in der unabhängigen Nachbildung der Übertragungsfunktion $H_{\text{ref}}(j\omega)$ oder der Impulsantwort $h_{\text{ref}}(t)$ eines ungestörten Elementes

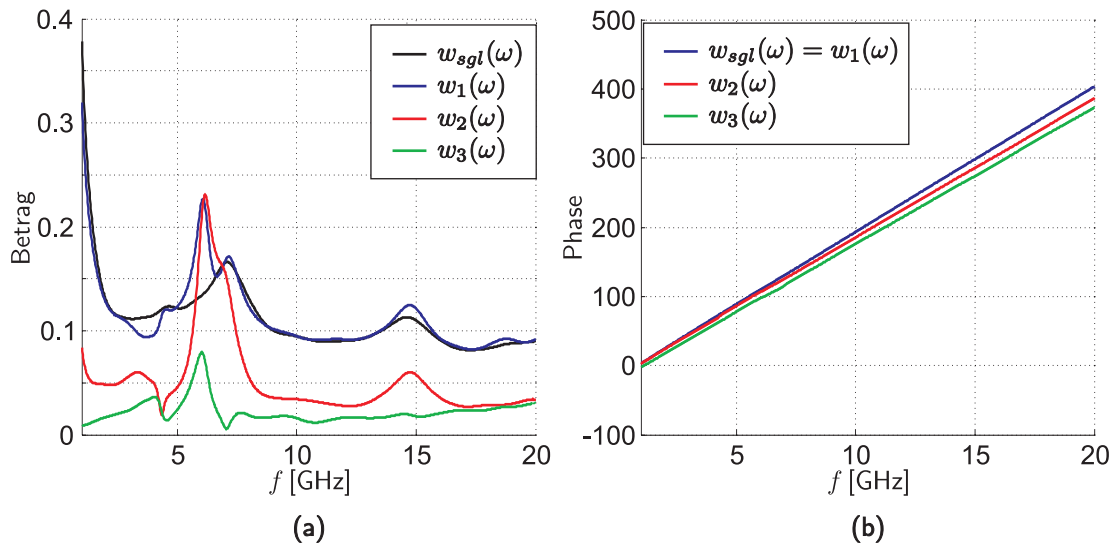


Abbildung 6.12: (a) Betrag der Koeffizienten zur Korrektur der Dispersion im Frequenzbereich. (b) Phase der Koeffizienten zur Korrektur der Dispersion im Frequenzbereich.

für jeden Winkel ϕ_n . Da dieses Ziel auf Grund mangelnder Freiheitsgrade prinzipiell nicht erreichbar ist, muss eine passende Optimierungsstrategie gewählt werden, die trotz einer stark reduzierten Anzahl von Freiheitsgraden zu einem, im Bezug auf die Anwendung befriedigenden, Ergebnis führt. Betrachtet man dazu den Einfluss des in Gleichung (6.7) definierten Schwerpunkts der Korrelationsfunktion $\tau_0(\phi)$ und der in Gleichung (6.8) definierten effektiven zeitlichen Länge $\Delta\tau(\phi)$, die allesamt von den Momenten der Korrelationsfunktion $m_\mu(\phi)$ abhängen, so stellt die Forderung nach Gleichheit der Momente ein sinnvolles Optimierungsziel dar

$$\int \tau^\mu \cdot (R_{\text{ref}}(\tau))^2 d\tau = \int \tau^\mu \cdot (\tilde{R}(\tau, \phi))^2 d\tau \quad \text{mit } \mu = 0, 1, \dots, N - 2. \quad (6.13)$$

Dabei soll explizit nicht der exakte Verlauf der Übertragungsfunktion $H_{\text{ref}}(j\omega)$ oder der exakte Verlauf der Impulsantwort $h_{\text{ref}}(t)$ eines ungestörten Elementes nachgebildet werden, sondern es sollen durch die Kompensation die integralen Eigenschaften des gestörten Elementes angepasst werden. Bei dem hier betrachteten Array aus vier doppelkonischen Elementen verfügt man aus Symmetriegründen über drei Gewichtsfunktionen, die zur Filterung der Torsignale herangezogen werden können. Abbildung 6.11 zeigt das verfügbare Antennensystem mit vier Elementen und exemplarisch zwei kompensierten Toren, die einer weiteren Signalverarbeitung zur Verfügung stehen.

Ein anderer Kompensationsansatz verfolgt die Bildung einer omnidirektionalen Richtcharakteristik $\vec{C}(\theta, \phi, j\omega) = C_0(j\omega)$, wobei zunächst alle Frequenzstützstellen unabhängig voneinander betrachtet werden. Bei Betrachtung der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$, die

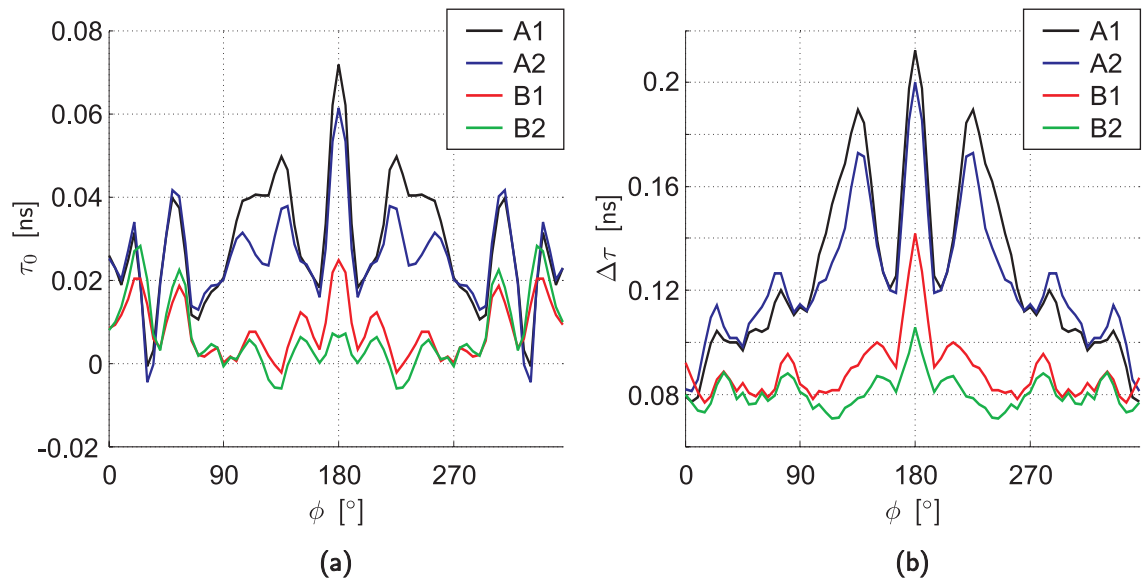


Abbildung 6.13: (a) Einfluss der Kompensation auf den Schwerpunkt τ_0 beim doppelkonischen Array. (b) Einfluss der Kompensation auf die effektive zeitliche Länge $\Delta\tau$ beim doppelkonischen Array.

über Gleichung (6.1) eng mit der Richtcharakteristik verknüpft ist, lässt sich die Kompensation auch hier als eine Optimierungsaufgabe auffassen

$$\frac{1}{2\pi} \int \left| \tilde{H}(j\omega, \phi) - H_{\text{ref}}(j\omega) \right|^2 d\phi \stackrel{!}{=} \text{Min.} \quad (6.14)$$

Dabei wird die Abweichung der Übertragungsfunktion $\tilde{H}(j\omega, \phi)$ von der Referenz $H_{\text{ref}}(j\omega)$ über alle Winkel im quadratischen Mittel minimiert. Der Verlauf der Differenz hängt sehr stark von der Anzahl der zur Kompensation herangezogenen Antennentore ab. Im einfachsten Fall wird das Signal nur an dem Tor mit dem Index j gewichtet, dessen Dispersion auch kompensiert werden soll. Damit gilt für $\tilde{H}(j\omega, \phi)$

$$\tilde{H}(j\omega, \phi) = w_j(j\omega) \cdot H_j(j\omega, \phi),$$

wobei die zu anderen Toren gehörenden Gewichtskoeffizienten gleich Null sind. Bezieht man alle verfügbaren Tore in die Kompensationsmaßnahmen ein, dann gilt für $\tilde{H}(j\omega, \phi)$ die bereits bekannte Gleichung

$$\tilde{H}(j\omega, \phi) = \sum_{n=1}^{N_A} w_n(j\omega) \cdot H_n(j\omega, \phi).$$

Diese Gleichung lässt sich auch in einer Matrixform schreiben

$$\begin{bmatrix} H_{\text{ref}}(j\omega_i) \\ \vdots \\ H_{\text{ref}}(j\omega_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1(j\omega_i, \phi_1) & \dots & H_N(j\omega_i, \phi_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_1(j\omega_i, \phi_M) & \dots & H_N(j\omega_i, \phi_M) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_1(j\omega_i) \\ \vdots \\ w_N(j\omega_i) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_{\text{ref}}(j\omega_i) = \mathbf{H}(j\omega_i, \phi) \cdot \mathbf{w}(j\omega_i). \quad (6.15)$$

Für den Fall, dass $M = N$ gilt, beschreibt die Gleichung (6.15) ein lineares Gleichungssystem, das eindeutig lösbar ist. Damit bekommt man eine kompensierte Richtcharakteristik $\tilde{H}(j\omega, \phi)$, die für jede Frequenz ω_i und für M Winkel exakt mit $H_{\text{ref}}(j\omega)$ übereinstimmt. Bezieht man deutlich mehr Winkel ϕ in die Berechnung der Gewichtskoeffizienten ein, als Antennenelemente vorhanden sind, so erhält man mit Gleichung (6.15) ein überbestimmtes Gleichungssystem, das nicht eindeutig lösbar ist. Die zur Lösung der Gleichung notwendige Invertierung der Matrix $\mathbf{H}(j\omega_i, \phi)$ ist nicht ohne Weiteres möglich. Abhilfe schafft hier die Verwendung einer *pseudoinversen* Matrix, wie sie zum Beispiel das *Moore-Penrose* [81–83] Verfahren liefert. Damit erhält man als Ergebnis einen Vektor von Gewichtskoeffizienten für jede Frequenzstützstelle ω_i , der im Sinne einer Least-Square-Optimierung ermittelt wurde und die kleinste Norm aufweist.

Im weiteren Schritt kann eine Abhängigkeit zwischen den einzelnen Frequenzstützstellen gefordert werden. Diese erhält man, in dem zusätzlich die Differenz zwischen zwei benachbarten Frequenzpunkten minimiert wird

$$\int \left| \frac{\partial C}{\partial \omega}(j\omega, \phi) \right|^2 d\phi \stackrel{!}{=} \text{Min}. \quad (6.16)$$

Damit erhält man eine Glättung des Verlaufs der Gewichtsfunktionen, die sich in den Verläufen von $\tau_0(\phi)$, $\Delta\tau(\phi)$ und $\varepsilon(j\omega)$ unterschiedlich bemerkbar macht.

Abbildung 6.12 stellt den Verlauf von numerisch ermittelten Koeffizienten, die zur Kompensation der Dispersion beim doppelkonischen Array benötigt werden, für zwei Fälle dar. In beiden Fällen wurden die Koeffizienten mit der zweiten beschriebenen Methode ermittelt. Konkret wurde dabei für jede Frequenzstützstelle ω_i ein Satz von Koeffizienten durch einen Least-Square-Optimierungsalgorithmus für 36 Winkel berechnet. Mit der Bezeichnung $w_{\text{sgl}}(j\omega)$ ist der Betrag und die Phase des Koeffizienten dargestellt, der alleine nur an dem zu kompensierenden Tor eingesetzt wird. Bei der Ermittlung dieses Koeffizienten besitzt die Matrix $\mathbf{H}(j\omega, \phi)$ 36 Spalten und eine Zeile. Die Koeffizienten $w_1(j\omega)$, $w_2(j\omega)$ und $w_3(j\omega)$ stellen den Fall dar, bei dem alle verfügbaren Elemente zur Kompen-

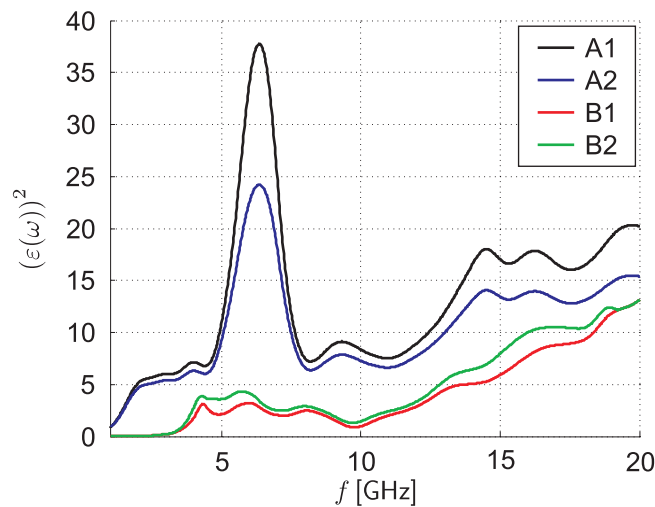


Abbildung 6.14: Abweichung $\varepsilon(j\omega)$ der kompensierten Übertragungsfunktion $\hat{H}(j\omega, \phi)$ von der Übertragungsfunktion eines einzelnen ungestörten Elementes $H_{\text{ref}}(j\omega)$.

sation der Dispersion eines einzelnen Elementes herangezogen werden. Damit verfügt die Matrix $\mathbf{H}(j\omega, \phi)$ über 36 Spalten und 4 Zeilen. Bei den vier ermittelten Koeffizienten sind auf Grund der in der Antennenstruktur vorhandenen Symmetrie nur drei Koeffizienten unterschiedlich. Damit werden die zum aktiven Element 1 benachbarten Elemente 2 und 4 (siehe Abbildung 6.4 auf Seite 118) jeweils mit $\frac{1}{2} w_2(j\omega)$ gespeist.

Abbildung 6.13 zeigt den Einfluss der Kompensationsmaßnahmen auf den Verlauf des zeitlichen Schwerpunkts $\tau_0(\phi)$ und der effektiven zeitlichen Länge $\Delta\tau(\phi)$. In beiden Abbildungen bezeichnet *A1* den Verlauf der jeweiligen Größen bei einem gestörten und nicht kompensierten Element. Damit ist das die Referenz, an der sich die Kompensationsmaßnahmen orientieren. Der Verlauf *A2* stellt das Ergebnis der einfachen Kompensation nur am gestörten Element mit dem Gewichtskoeffizient $w_{\text{sgl}}(j\omega)$ dar, während der Verlauf *B1* den Fall beschreibt, bei dem die gesamte Apertur zur Kompensation herangezogen wird. Im Fall *B2* wird zusätzlich eine Glättung nach Gleichung (6.16) durchgeführt. Als Ergebnis der Kompensation ist ein um Faktor 4 verbesserter Wert des zeitlichen Schwerpunkts erkennbar. Der Einfluss der Glättung auf den Verlauf von $\tau_0(\phi)$ ist eher zu vernachlässigen, während er beim Verlauf von $\Delta\tau(\phi)$ deutlich erkennbar ist.

Sowohl das Diagramm in Abbildung 6.9a als auch das Diagramm *A1* in Abbildung 6.13a beschreiben den Verlauf des zeitlichen Schwerpunkts $\tau_0(\phi)$ eines un kompensierten Elementes im doppelkonischen Array. Bei genauer Betrachtung beider Diagramme fällt eine marginale Abweichung der einzelnen Verläufe auf. Diese Abweichung ist auf die Entstehungsgeschichte der einzelnen Diagramme zurückführbar. So wurden zur Berechnung von $\tau_0(\phi)$ und $\Delta\tau(\phi)$ in Abbildung 6.9 simulierte Zeitbereichsdaten herangezogen, aus

denen die Momente $m_\mu(\phi)$ und die abgeleiteten Größen $\tau_0(\phi)$ und $\Delta\tau(\phi)$ bestimmt wurden. Abbildung 6.13 dagegen zeigt den Einfluss der Kompensation, die im Frequenzbereich durchgeführt wurde, auf diese Größen. Die zur Ermittlung der Momente und der weiteren Größen benötigten Zeitbereichsdaten wurden mittels inverser Fouriertransformation aus den kompensierten Frequenzbereichsdaten gewonnen. Wegen der bekannten Eigenschaften der diskreten Fouriertransformation besitzen die so gewonnenen Daten im Zeitbereich im Vergleich zu „echten“ Zeitbereichsdaten minimal unterschiedliche Eigenschaften.

Abbildung 6.14 zeigt die frequenzabhängige Abweichung der Übertragungsfunktion von der eines einzelnen Elementes nach Gleichung (6.12). Hierbei ist ebenfalls eine deutliche Verbesserung zu erkennen, die aber nach Durchführung der Glättung etwas schlechter wird. Der Grund dafür ist darin zu suchen, dass beim unabhängigen Optimieren für jeden Punkt auch tatsächlich immer die optimale Lösung gefunden wurde. Beim Hinzufügen einer weiteren Bedingung wird die für den Frequenzpunkt gefundene Lösung zu Gunsten eines Kompromisses wieder verworfen. Dieses macht sich in einer Verschlechterung von $\varepsilon(j\omega)$ bemerkbar.

6.5 Kurze Zusammenfassung

Dieses Kapitel befasste sich mit *Imperfektionen, die bei Realisierungen von breitbandigen physikalischen Aperturen* auftreten. Dazu wurden exemplarisch zwei Typen von breitbandigen Antennenarrays vorgestellt. Als Erstes ein Array, das aus vier Vivaldi-Elementen mit einer winkelabhängigen Richtcharakteristik bestand und als Zweites ein Antennenarray, das aus vier omnidirektionalen doppelkonischen Monopolen aufgebaut wurde. Beide Arrays wurden im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut und messtechnisch charakterisiert.

Anschließend wurde zur Beschreibung dieser Imperfektionen die winkelabhängige Übertragungsfunktion $H(j\omega, \phi)$ im Frequenzbereich und ihr Gegenstück im Zeitbereich, die winkelabhängige Impulsantwort $h(t, \phi)$ eingeführt. Diese Größen eignen sich besonders gut, um Eigenschaften von Breitbandantennen und Arrays zu beschreiben.

Im Anschluss daran wurden integrale frequenzunabhängige Kenngrößen Verschiebung des Schwerpunkts $\tau_0(\phi)$ und effektive zeitliche Länge $\Delta\tau(\phi)$ definiert. Damit lassen sich Eigenschaften der Impulsantwort oder einer davon abgeleiteten Größe in Abhängigkeit vom Aspektwinkel ϕ beschreiben. Der Vorteil dieser Größen liegt in der Möglichkeit einer direkten Interpretation ihres Einflusses auf die Positionierungseigenschaften. Diese

Größen wurden für beide oben beschriebene Arrays ermittelt und gegenübergestellt.

Im letzten Abschnitt wurden Ansätze zur numerischen Kompensation der Dispersion am Beispiel des doppelkonischen Arrays aufgezeigt. Es konnte gezeigt werden, dass eine Verbesserung der Positionierungsgenauigkeit um den Faktor 4 durch reine Signalverarbeitung möglich ist. Damit stellt dieses Verfahren eine preiswerte Methode zur Erhöhung der Genauigkeit eines breitbandigen Positionierungssystems dar.

KAPITEL 7

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Prinzipien zur Anwendung von Mikrowellenabbildungssystemen bei der Bestimmung der Positionen und Orientierungen von Objekten in einer Gruppe mit mehreren Objekten untersucht. Konventionelle Mikrowellen-Abbildungsverfahren beruhen auf der Rekonstruktion einer effektiven (unphysikalischen) räumlichen Verteilung von unabhängigen Punktstreuern und bilden somit höhere Streuvorgänge (Mehrfachstreuungen) in fiktive Streuzentren ab, welche die Auswertung der Abbildungen im Hinblick auf die Extraktion der gesuchten Geometrieparameter sehr erschweren. Daher lag der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit insbesondere auf einer erweiterten Messdatenaufnahme mit Hilfe einer Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO)-Konfiguration und einer verbesserten Auswertung der auf diese Weise gewonnenen Sensordaten mit Hilfe eines neuen Rückstreumodells, welches die Extraktion der gesuchten Geometrieparameter signifikant verbessert.

Zur Präzisierung aber auch zur Beschränkung der Aufgabenstellung wurden Randbedingungen bezüglich der Abmessung von einzelnen Objekten, der gesamten Szene und bezüglich des Abstands des Sensors zur Szene aufgestellt. Weiterhin wurde angenommen, dass das Volumen, in dem die zur Gewinnung von Messdaten notwendigen Sensoren untergebracht werden konnten, räumlich begrenzt war, so dass die zu untersuchende Szene nicht von allen Seiten zugänglich war. Ferner wurde davon ausgegangen, dass über die Objekte der Szene A-priori-Informationen (Form und evtl. materielle Beschaffenheit)

vorliegen, so dass nur ihre Position und Orientierung aus den Sensordaten gewonnen werden muss.

Im Gegensatz zu konventionellen Radarverfahren, bei denen einzelne, voneinander unabhängige Objekte lokalisiert werden sollen, ohne ihre Details räumlich aufzulösen, ist die simultane Bestimmung der Position und Orientierung von Objekten nur dann möglich, wenn Details des Streuvorgangs an den einzelnen Objekten räumlich-zeitlich aufgelöst werden. Diese Forderung definierte die notwendige räumliche Auflösung des verwendeten Systems. Bei der Realisierung des abbildenden Radarsystems mit einer geforderten räumlichen Auflösung in der Größenordnung von wenigen Zentimetern, verbunden mit den definierten Randbedingungen bezüglich Abmessung und Abstand zwischen Sensor und Szene, wurde auf fokussierte Aperturen zurückgegriffen, die eine Querauflösung in der Größenordnung von einer Betriebswellenlänge bieten. Damit konnte das System im Zentimeterwellenbereich (4 GHz bis 14 GHz) ausgeführt werden. Zur Aufnahme der Rückstreudaten wurden Übertragungsfunktionen von in M verschiedenen Positionen befindlichen Sendeantennen zu ebenfalls in verschiedenen Positionen (N) sich befindenden Empfangsantennen gemessen. Die verschiedenen Sendeantennen-Positionen können durch mehrere Antennenelemente eines Sende-Arrays („physikalische Apertur“) aber auch durch die von einer Einzel-Sendeantenne sequentiell eingenommene Positionen („synthetische Apertur“) realisiert werden. Analoge Überlegungen gelten für die verschiedenen Empfangsantennen-Positionen.

Im Sinne der Aufgabenstellung sollten aus den vom Sensorsystem erfassbaren elektromagnetischen Rückstreudaten einer Szene die Geometrieparameter (Position und Orientierung) von Objekten dieser Szene extrahiert werden. Zwischen den Rückstreumessdaten und diesen gesuchten Geometrieparametern existiert jedoch kein expliziter Zusammenhang, der zur direkten Lösung dieser Aufgabenstellung nutzbar wäre. Daher ist es zweckmäßig als „Bindeglied“ zwischen den Rückstreumessdaten auf der einen und den gesuchten Geometrieparametern auf der anderen Seite so genannte Rückstreumodelle einzuführen. Zur Veranschaulichung der Effekte bei einer „physikalisch korrekten“ Beschreibung des Streuvorgangs wurde eine Gruppe von Punktstreuern betrachtet und dabei die Verkopplung dieser Punktstreuer voll berücksichtigt. Hierbei wurde gezeigt, dass die für die Rückstreuung verantwortlichen räumlich verteilten Quellen nicht nur mit dem einfallenden Feld am Ort der Quelle (Quellpunkt) verknüpft werden müssen, sondern auch mit dem einfallenden Feld in den anderen Punkten (Anregungsort) der Struktur. Zur Demonstration der Allgemeingültigkeit dieser Beschreibung wurde eine entsprechende Darstellung für die Streuung an ideal leitenden Objekten angegeben. Während in der vorliegenden Arbeit dieses Modell mit verkoppelten Streuern zugrunde gelegt wird, benutzen

konventionelle Abbildungsmethoden das so genannte Reflektivitätsmodell. Es wurde gezeigt, wie dieses aus dem vollständigen Modell durch Vernachlässigung der Kopplung zwischen verschiedenen Objektteilen hervorgeht.

Das hier benutzte Rückstreumodell zur Dekomposition der Messdaten in einzelne Streubeiträge inklusive von Mehrfachstreubeiträgen unterscheidet also im Gegensatz zum konventionellen Modell zwischen räumlichen Bereichen in denen die Anregung erfolgt und solchen, in den sich die Quellen des gemessenen rückgestreuten Feldes befinden. Daher muss man zur Gewinnung der Parameter dieses neuen Modells aus den Messdaten zwei verschiedene räumliche Auflösungszellen einführen, eine räumlich variable Auflösungszelle für die Anregung (fokussiertes Sendefeld) und eine räumlich variable Auflösungszelle für die Quellen des rückgestreuten Feldes (fokussiertes Empfangsfeld). Die Realisierung dieser unabhängig voneinander formbaren Auflösungszellen erfordert, dass die physikalische oder synthetische Sendeapertur unabhängig von der physikalischen oder synthetischen Empfangsapertur fokussiert werden kann. Damit ist z.B. die Datenakquisition, wie sie beim monostatischen SAR geschieht für die hier vorgeschlagene Auswertung unzureichend. Es müssen vielmehr mehrere Sendeantennenpositionen mit mehreren Empfangsantennenpositionen kombiniert werden („Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO“). Die Gesamtheit aller Übertragungsfunktionen zwischen diesen verschiedenen diskreten Antennenpositionen bildet die so genannte MIMO-Matrix. Die räumliche Ausdehnung der Auflösungszellen wird durch den Öffnungswinkel bestimmt unter dem die Apertur vom Aufpunkt aus gesehen wird.

Ziel der Auswertung der in der MIMO-Matrix enthaltenen Rückstreudaten ist die Ermittlung der Übertragungsfunktion zwischen einem Paar von Auflösungszellen (räumlich „konzentriertes“ Sendefeld gepaart mit einem räumlich „konzentrierten“ Empfangsfeld) in Abhängigkeit von den beiden Orten der Auflösungszellen. Diese Übertragungsfunktion beschreibt die Anregung der Quellen im Bereich der zweiten Auflösungszelle durch ein einfallendes Feld im Bereich der ersten Auflösungszelle. Auf Grund der Reziprozität ist diese Übertragungsfunktion unabhängig von der Richtung, d.h. Anregungsort und Quellort können vertauscht werden. Als wichtiger Sonderfall ist natürlich der Fall enthalten, bei dem beide Auflösungszellen zusammenfallen. Um diese Übertragungsfunktionen zwischen Auflösungszellen zu ermitteln, werden die Übertragungsfunktionen zwischen Antennen in verschiedenen Positionen (Elemente der MIMO-Matrix) mit Hilfe geeigneter Gewichtskoeffizienten linear kombiniert. Dabei sind die Gewichtskoeffizienten in Abhängigkeit der beiden Orte der abgefragten Auflösungszellen zu wählen.

Nachdem die Übertragungsfunktionen zwischen Paaren von Auflösungszellen als Funktion der unabhängig voneinander wählbaren Orte dieser Auflösungszellen bestimmt sind,

können diese Funktionen zur Klassifikation von unterschiedlichen Streubeiträgen wie Einfachstreuung, Mehrfachstreuung mit identischem ersten und letzten Streuort oder Mehrfachstreuung mit verschiedenem ersten und letzten Streuort ausgewertet werden. Darüber hinaus können nach Zuordnung des Streubeitrags zu einer dieser Klassen, Parameter dieses Streubeitrags u.a. einige Streuorte extrahiert werden. Diese Klassifikation und Parameterextraktion lässt sich einfacher durchführen, wenn man über eine Fourierrücktransformation von der Übertragungsfunktion zur bandbegrenzten Impulsantwort zwischen einem Paar von Auflösungszellen übergeht. Die Klassifizierung der Streubeiträge einer Szene in Einfachstreubeiträge (direkte Streuung) und in zwei Klassen von Mehrfachstreubeiträgen (Anfangsstreuort und Endstreuort identisch respektive verschieden) anhand der Eigenschaften der Impulsantwort konnte für räumlich übereinstimmende und für räumlich getrennte Auflösungszellen zunächst für einfache simulierte Daten gezeigt und dann an experimentellen Ergebnissen verifiziert werden. Basierend auf der Interpretation der Impulsantwort konnte schließlich ein einfaches Konzept zur Extraktion der Geometrieparameter unter Verwendung von A-priori-Informationen auf exemplarische Weise vorgestellt werden.

Es wurde gezeigt, wie man aus den Impulsantworten für ortsvariable Paare von Auflösungszellen zweidimensionale Mikrowellenbilder rekonstruieren kann. Gegenüber den mit konventionellen Rekonstruktionsverfahren erzeugten Bildern besitzen diese neuen Verfahren die bereits beschriebene Möglichkeit zur Klassifizierung von Streubeiträgen. Die Fortschritte dieser Verfahren im Vergleich zur nicht kohärenten Verarbeitung mehrerer konventioneller (z.B. holografischer) Bilder wurden an experimentellen Daten demonstriert.

Die vorgeschlagenen neuen Verfahren wurden anhand umfangreicher experimenteller Ergebnisse verifiziert. Zur Gewinnung der MIMO-Rückstreudaten wurde ein Messsystem aufgebaut, welches erlaubt, holografische Aufnahmen mit einer festen Beleuchtungsantenne und einer synthetischen Empfangsapertur durchzuführen. Durch Kombination mehrerer sequentieller holografischer Messungen mit Sendeantennen an verschiedenen Positionen können alle Elemente einer vollständigen MIMO-Matrix gewonnen werden, welche zur Anwendung der beschriebenen neuen Verfahren unbedingt erforderlich sind. Die zur Gewinnung der Daten benötigten Komponenten (Antennen, System zur Erzeugung der synthetischen Apertur) aber auch die besonderen Aspekte der Mikrowellenabbildung mit Hilfe eines vektoriellen Netzwerk-Analysators wurden erläutert. An dieser Stelle ist es wichtig zu betonen, dass diese Messkonfiguration nur zur Gewinnung experimenteller Daten für eine Verifikation der Verfahren entworfen wurde. Sie ist also nicht repräsentativ für mögliche operationelle Abbildungsverfahren. Bei solchen operationellen Systemen

würde man z.B. mehrere Sendeantennen simultan mit zueinander orthogonalen Signalen speisen und auf diese Weise mehrere Elemente der MIMO-Matrix simultan messen.

Falls man die Aperturen als physikalische Aperturen realisiert, muss man Imperfektionen, die bei der Realisierung von sehr breitbandigen Antennenarrays auftreten, in Betracht ziehen. Diese sind insbesondere die unerwünschte Verkopplung benachbarter Antennenelemente. Dazu wurden exemplarisch zwei Typen von breitbandigen Antennenarrays betrachtet. Beide Arrays wurden aufgebaut und messtechnisch charakterisiert. Zu Analyse der Imperfektionen wurden integrale Kenngrößen eingeführt, welche die zur Positionierung relevanten Eigenschaften von Breitbandarrays beschreiben. Diese Kenngrößen wurden für die beiden realisierten Typen von Antennenarrays bestimmt und miteinander verglichen. Zum Schluss erfolgte ein numerischer Ansatz zur Kompensation der Imperfektionen in der nachgeschalteten Signalverarbeitung. Dabei konnte gezeigt werden, dass ein deutlicher Gewinn bei der Genauigkeit eines solchen Systems alleine durch die Signalverarbeitung erreichbar ist.

Im Sinne eines Ausblicks kann festgestellt werden, dass durch die in dieser Arbeit neu entwickelten Verfahren eine signifikante Verbesserung in der Tauglichkeit der Mikrowellenabbildungsverfahren zur Extraktion von Geometrieparametern von Objekten in einer Szene mit mehreren Objekten erzielt werden konnte. Bei einer über diese Arbeit hinausgehenden Weiterentwicklung der Verfahren würde eine Hinzunahme polarimetrischer Information, also die Auswertung der für einzelne Streubeiträge charakteristischen Veränderungen der Polarisation der elektromagnetischen Felder für eine weitere Verbesserung im Sinne der Aufgabenstellung sorgen.

Literaturverzeichnis

- [1] M. Vossiek, L. Wiebking, P. Gulden, J. Wieghardt, C. Hoffmann, and P. Heide, “Wireless local positioning,” *IEEE Microwave Magazine*, pp. 77–86, Dec 2003.
- [2] J. C. Adams, W. Gregorwich, L. Capots, and D. Licardo, “Ultra-wideband for navigation and communications,” in *Proc. IEEE Aerospace Conference*, vol. 2, pp. 785–792, IEEE, Mar 2001.
- [3] R. J. Fontana and S. J. Gunderson, “Ultra-wideband precision asset location system,” in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 147–150, IEEE, 2002.
- [4] W. C. Chung and D. S. Ha, “An accurate ultra wideband (UWB) ranging for precision asset location,” in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 389–393, IEEE, 2003.
- [5] S. R. Cloude and E. Pottier, “A review of target decomposition theorems in radar polarimetry,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 35, pp. 498–518, 1996.
- [6] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela, “MIMO radar: an idea whose time has come,” in *Proceedings of the IEEE International Radar Conference*, pp. 71–78, IEEE, Apr 2004.

- [7] F. C. Robey, S. Coutts, D. Weikle, J. C. McHarg, and K. Cuomo, "MIMO radar theory and experimental results," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 300–304, IEEE, Nov 2004.
- [8] E. Fishler, R. Blum, L. Cimini, D. Chizhik, and R. Valenzuela, "Performance of MIMO radar systems: Advantages of angular diversity," in *Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 305–309, IEEE, Nov 2004.
- [9] D. W. Bliss and K. W. Forsythe, "Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution," in *Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 54–59, IEEE, Nov 2003.
- [10] D. Rabideau and P. Parker, "Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar," in *Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 1057–1064, IEEE, Nov 2003.
- [11] H. A. Khan, W. Q. Malik, and D. J. E. C. J. Stevens, "Ultra wideband multiple-input multiple-output radar," in *Proceedings of the IEEE International Radar Conference*, pp. 900–904, IEEE, May 2005.
- [12] L. Kahn, "Ratio squarer," *Proc. IRE*, vol. 42, p. 1704, 1954.
- [13] R. G. Vaughan and J. B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 36, pp. 149–172, Nov. 1987.
- [14] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, pp. 337–339. John Wiley & Sons, Inc., July 1999.
- [15] H. Chaloupka, "MIMO-Radar: Ein neues Konzept für Radarsysteme." Interner Report, Wuppertal 2006.
- [16] G. D. Galdo, N. Czink, and M. Haardt, "Cluster spatial localization from high-resolution parameter estimation," in *Proc. IEEE/ITG Workshop on Smart Antennas*, 2006.
- [17] L. Guanyue and B. Zheng, "Scatterers' migration in ISAR imaging and compensation," in *Proceedings of Fourth International Conference on Signal Processing*, vol. 2, pp. 1477–1480, 1998.
- [18] G. Dural and D. L. Moffatt, "ISAR imaging to identify basic scattering mechanisms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, p. 99, 1994.

- [19] B. Michael and W. Menzel, "A novel close-range imaging system," in *26th European Microwave Conf.*, pp. 130–134, 1996.
- [20] B. Michael, W. Menzel, and A. Gronau, "A real-time close-range imaging system with fixed antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2736–2741, 2000.
- [21] M. Fisher and K.-J. Langenberg, "Limitations and defects of certain inverse scattering theories," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, pp. 1080–1088, October 1984.
- [22] A. Qing, "Electromagnetic inverse scattering of multiple two-dimensional perfectly conducting objects by the differential evolution strategy," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 1251–1262, June 2003.
- [23] H. H. Meinel, "Applications of microwaves and millimeterwaves for vehicle communications and control in Europe," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 609–612, IEEE, 1992.
- [24] M. Kotaki, Y. Takimoto, E. Akutsu, Y. Fujita, H. Fukuhara, and T. Takahashi, "Development of millimeter wave automotive sensing technology in Japan," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 709–712, 1992.
- [25] H. Daembkes and J. F. Luy, "Millimeter-wave components and systems for automotive applications," *Microwave Eng. Europe*, pp. 43–48, 1996.
- [26] H. T. Steenstra, F. L. Muller, and P. J. F. Stewart, "Multistatic FMCW radar for collision avoidance application, optimization of the antenna configuration and improving data processing," in *28th European Microwave Conf.*, pp. 13–16, 1999.
- [27] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew, G. Musiol, and H. Mühlig, *Taschenbuch der Mathematik*. Harry Deutsch Verlag, 1997.
- [28] A. W. Rihaczek, *Principles of High Resolution Radar*. McGraw-Hill, 1969.
- [29] A. W. Rihaczek and S. J. Hershkowitz, *Radar Resolution and Complex Image Analysis*. Artech House, Inc., 1996.
- [30] B. Borden, "Some issues in inverse synthetic aperture radar image reconstruction," *Inverse Problems*, vol. 13, p. 571, 1997.
- [31] A. J. Poggio and E. K. Miller, "Integral equation solutions of three-dimensional scattering problems," in *Computer Techniques for Electromagnetics* (R. Mittra, ed.), pp. 159–264, 1973.

- [32] W. M. Brown and L. J. Porcello, "An introduction to synthetic-aperture radar," *IEEE Spectrum*, vol. 6, pp. 52–62, 1969.
- [33] D. L. Mensa, *High Resolution Radar Imaging*, pp. 37–101. Artech House, Inc., 1981.
- [34] J. L. Schwartz and B. D. Steinberg, "Ultrasparse, ultrawideband phased arrays," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1014–1017, IEEE, 1996.
- [35] J. L. Schwartz and B. D. Steinberg, "Ultrasparse, ultrawideband arrays," *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 45, pp. 376–393, March 1998.
- [36] K.-D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*, pp. 704–721. Teubner Verlag, 2004.
- [37] N. J. Nilsson, "On the optimum range resolution of radar signals in noise," *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 7, pp. 245–253, October 1961.
- [38] P. M. Woodward, *Probability and Information Theory with Applications to Radar*. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1953.
- [39] W. J. Krzystofik, "Microwave holography," in *13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. MIKON-2000*, pp. 597–600, IEEE, 2000.
- [40] H. M. Smith, *Principles of Holography*. John Wiley & Sons, Inc., 1969.
- [41] J. W. Goodman, "An introduction to the principles and applications of holography," *Proc. IEEE*, vol. 59, pp. 1292–1304, September 1971.
- [42] N. H. Farhat, "High resolution microwave holography and the imaging of remote objects," *Optical Engineering*, vol. 14, pp. 499–505, 1975.
- [43] M. Skolnik, *Radar Handbook*. McGraw-Hill Publishing Company, 1990.
- [44] P. Z. Peebles, *Radar Principles*. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [45] J. P. Skinner, B. M. Kent, R. C. Wittmann, D. L. Mensa, and D. J. Andersh, "Normalization and interpretation of radar images," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, pp. 502–506, Apr 1998.
- [46] V. C. Chen, R. Lipps, and M. Bottoms, "Advanced synthetic aperture radar imaging and feature analysis," in *Proc. of International Radar Conference*, pp. 22–29, IEEE, Sep 2003.

- [47] B. Borden, "Reduction of radar image artefacts caused by target inlets," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, pp. 898–901, May 1999.
- [48] A. Boag, "A fast multilevel domain decomposition algorithm for radar imaging," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, pp. 666–671, Apr 2001.
- [49] B. Levitas and J. Matuzas, "Evaluation of UWB ISAR image resolution," in *2nd European Radar Conference EURAD 2005*, pp. 89–91, IEEE, Oct 2005.
- [50] D. L. Mensa, *High Resolution Radar Imaging*. Artech House, Inc., 1981.
- [51] D. E. Vakman, *Sophisticated Signals and the Uncertainty Principle in Radar*. Springer-Verlag New York, Inc., 1968.
- [52] B. Levitas and J. Matuzas, "Indoor time domain RCS measurements and ISAR imaging without anechoic chamber," in *Proceedings of 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, vol. 2, pp. 686–690, 2004.
- [53] J. Teniente-Vallinas, R. Gonzalo-Garcia, and C. del Rio-Bocio, "Ultra-wide band corrugated gaussian profiled horn antenna design," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 316–319, 2001.
- [54] Y. H. Choung, "Wideband double-slot cross-notch antenna," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. 2, pp. 448–451, 2001.
- [55] H. G. Schantz, "Introduction to ultra-wideband antennas," in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 1–9, IEEE, 2003.
- [56] H. Holter, "Element for wideband and very wide-angle phased arrays," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 440–443, IEEE, 2001.
- [57] W. Sorgel, C. Waldschmidt, and W. Wiesbeck, "Transient responses of a vivaldi antenna and a logarithmic periodic dipole array for ultra wideband communication," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 592–595, IEEE, 2003.
- [58] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y.-S. Kim, E. L. Kollberg, and J. F. Johansson, "The tapered slot antenna - a new integrated element for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, pp. 365–374, Feb 1989.

- [59] J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Novel ultrawide-bandwidth vivaldi antenna with low crosspolarisation," *Electronics Letters*, vol. 29, pp. 2004–2005, 1993.
- [60] J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Balanced antipodal vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays," in *Proc. IEE - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 143, pp. 97–102, 1996.
- [61] J. P. Weem, Z. Popovic, and B. M. Notaros, "Vivaldi antenna arrays for SKA," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 174–177, IEEE, 2000.
- [62] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001.
- [63] CST GmbH, *Microwave Studio V5*. Darmstadt, 2005.
- [64] J. D. Kraus, *Antennas*, pp. 433–439. McGraw-Hill Book Company, 1950.
- [65] A. Krischke, *Rothammels Antennenbuch*. DARC Verlag, 2002.
- [66] C.-H. Tseng and T.-H. Chu, "An effective usage of vector network analyzer for microwave imaging," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 2884–2891, September 2005.
- [67] D. B. Lin and T. H. Chu, "Bistatic frequency-swept microwave imaging measurement system," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 1910–1913, 1993.
- [68] D. B. Lin and T. H. Chu, "Bistatic frequency-swept microwave imaging: Principle, methodology and experimental results," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, pp. 855–861, 1993.
- [69] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and J. T. Young, *Signale und Systeme*. Wiley-VCH, 1991.
- [70] A. Oppenheim and R. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, 1989.
- [71] K.-D. Kammeyer and K. Kroschel, *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner Verlag, 2002.
- [72] J. F. Kaiser, "Nonrecursive digital filter design using the I_0 -sinh window function," in *Proc. of IEEE Symp. Circuits and Systems*, pp. 20–23, 1974.

- [73] T. N. Ogurtsova, G. P. Pochanin, and P. V. Kholod, "Multielement UWB receiving antenna," in *Proc. of the IVth International Conference on Antenna Theory and Techniques*, pp. 549–552, Sep 2003.
- [74] A. F. Kardo-Sysyoev, S. V. Zazulin, I. A. Smirnova, A. D. Frantsuzov, and A. N. Flerov, "Ultra wide band solid state pulsed antenna array," in *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 5* (P. D. Smith and S. R. Cloude, eds.), Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2002.
- [75] A. O. Boryssenko and D. H. Schaubert, "Single-polarized, dielectric-free, Vivaldi tapered slot phased array: performance prediction," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 436–439, IEEE, 2001.
- [76] K. Heidary, "Ultra-wideband antenna arrays," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 472–475, IEEE, 2001.
- [77] J. Hottenbacher, *Untersuchung von Prinzipien für die präzise Positionsbestimmung von Objekten mit Hilfe von UWB-Antennen-Arrays*. Diplomarbeit, Bergische Universität Wuppertal, 2004.
- [78] H. G. Schantz, "Dispersion and UWB antennas," in *Proc. of International Workshop on Ultra Wideband Systems*, pp. 161–165, IEEE, 2004.
- [79] G. Kotyrba and H. J. Chaloupka, "On signal distortion in compact UWB arrays due to element interaction," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. 1A, pp. 614–617, Jul 2005.
- [80] H. Steyskal and J. S. Herd, "Mutual coupling compensation in small array antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, pp. 1971–1975, December 1990.
- [81] E. H. Moore, "On the reciprocal of the general algebraic matrix," *Bulletin of the American Mathematical Society*, vol. 26, pp. 394–395, 1920.
- [82] R. Penrose, "A generalized inverse for matrices," *Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*, vol. 51, pp. 406–413, 1955.
- [83] R. Penrose, "On best approximate solution of linear matrix equations," *Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*, vol. 52, pp. 17–19, 1956.
- [84] G. Kotyrba and H. Chaloupka, "Millimetre-wave imaging with reduced number of degrees of freedom in array signal processing: Concepts for enhanced angular reso-

- lution,” in *Advances in Radio Science 1 (Kleinheubacher Berichte 2002)*, pp. 119–124, 2003.
- [85] X. Gao and Y. Liu, “Feature extraction and feature selection of microwave scattering images,” in *Proceedings of the IEEE 1994 National Aerospace and Electronics Conference*, pp. 57–61, 1994.
- [86] D. A. Ausherman, A. Kozma, J. L. Walker, H. M. Jones, and E. C. Poggio, “Developments in radar imaging,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-20, pp. 363–400, 1984.
- [87] I. J. LaHaie, “Overview of an image-based technique for predicting far-field radar cross section from near-field measurements,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, pp. 159–169, 2003.
- [88] J. Melin, “Measuring radar cross section at short distance,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 8, pp. 991–996, 1987.
- [89] A. Broquetas and J. P. L. J. A. Cardama, “Spherical wave near-field imaging and radar cross-section measurement,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 5, pp. 730–735, 1998.
- [90] T. Vaupel and T. F. Eibert, “Comparison and application of near-field ISAR imaging techniques for far-field radar cross section determination,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 1, pp. 144–151, 2006.