

Marlene Harter

**Dreidimensional bildgebendes
Radarsystem mit digitaler
Strahlformung für industrielle
Anwendungen**

Marlene Harter

**Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit
digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 75

Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen

von
Marlene Harter

Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, 2014

Impressum



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

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

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover – is licensed under the
Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 DE License
(CC BY-SA 3.0 DE): <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/de/>*



*The cover page is licensed under the Creative Commons
Attribution-No Derivatives 3.0 DE License (CC BY-ND 3.0 DE):
<http://creativecommons.org/licenses/by-nd/3.0/de/>*

Print on Demand 2014

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0249-4

DOI 10.5445/KSP/1000042368

Vorwort des Herausgebers

Unter anderem bedingt durch die im letzten Jahrzehnt in großer Vielfalt verfügbar gewordenen integrierten Schaltungen bei Frequenzen zwischen 10 und 100 GHz erfuhr die Radartechnik einen enormen Boom. Neben dem mittlerweile wichtigsten Technologietreiber der Radartechnik, dem Automobilradar, entstehen eine Vielzahl technischer Lösungen für unterschiedliche Anwendungen. Dazu gehören die schon seit langem etablierte Füllstandsmesstechnik, die Geschwindigkeitsmessung sowie einfache Bewegungsmelder (z.B. als Türöffner in Kaufhäusern, Sicherheitstechnik), aber zunehmend auch neuere komplexere Anwendungen im Verkehr (z.B. die Überwachung von Kreuzungen). In jüngster Zeit stehen insbesondere mehrkanalige Radarsysteme zur zwei- und dreidimensionalen Bildgebung im Fokus der Forschung, wobei es neben der hardwaretechnischen Umsetzung und der Bildgebungsalgorithmik auch im Bereich der Kalibrierung noch jede Menge offener Fragen für die Wissenschaft gibt. Hier setzt die Arbeit von Frau Marlene Harter an. In ihrer Dissertation hat sie wichtige wissenschaftliche Grundlagen zur Realisierung von dreidimensional bildgebenden Radarsystemen erarbeitet. Die besondere Herausforderung dieser Arbeit bestand aus der Kombination von systematischen wissenschaftlichen Untersuchungen und der ingenieurtechnischen Realisierung eines kompletten bildgebenden Radarsystems mit 8 Sendern und 8 Empfängern.

In der vorliegenden Arbeit hat Frau Harter ein komplettes bildgebendes Radarsystem mit 8 Sendern und 8 Empfängern bei 24 GHz realisiert und ein geeignetes Verfahren zur Selbstkalibrierung entwickelt und anhand von Messungen verifiziert. Als Anwendungsbeispiele wurden in der Arbeit Messaufgaben im industriellen Umfeld wie z.B. die Volumenbestimmung von Schüttgut, aber auch die Detektion von Personen in Gefahrenbereichen wie z.B. an Fußgängerampeln untersucht. Des Weiteren ermöglicht dieser Sensor eine Steigerung der Sicherheit in der Nähe von Gleisen im Schienenverkehr oder auch innerhalb von Gebäuden im täglichen Arbeitsalltag durch die Detektion

von Personen zu jeder Tages- und Nachtzeit sowie bei jedem Wetter. Eine weitere Einsatzmöglichkeit zur Erhöhung der Sicherheit für Leib- und Leben wäre die Beobachtung von Hochwasserdämmen oder Böschungen neben Straßen oder Schienen.

Die vorliegende Dissertation zeichnet sich insbesondere durch die praktische Realisierung und die damit erzielten vielbeachteten Ergebnisse aus. Frau Harter hat mit Ihrer Arbeit eine solide Grundlage für weitere Arbeiten gelegt. Ich wünsche ihr alles Gute für die Zukunft und hoffe, dass sie ihre exzellenten und vielseitigen Fähigkeiten auch weiterhin erfolgreich einsetzen kann.

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

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)**

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

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)
- Band 9 Gerd Gottwald
Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichsmethode (1995)
- Band 10 Norbert Geng
Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen Approximation der Helmholtz-Gleichung (1996)
- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting) (1996)

Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)

- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme (1996)
- Band 13 Markus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern (1996)
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model (1997)
- Band 16 Ralf Pöttschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung (1998)
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung (1998)
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetztter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)**

- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)

Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)

- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hoch-intensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen (2006)

**Forschungsberichte aus dem
Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE)
der Universität Karlsruhe (TH) (ISSN 0942-2935)**

- Band 49 Thomas Dreyer
**Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung
hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie (2006)**
- Band 50 Stephan Schulteis
**Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte
für multimediale Anwendungen (2007)**
- Band 51 Werner Sörgel
**Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik
(2007)**
- Band 52 Reiner Lenz
**Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger
für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)**
- Band 53 Christoph Schwörer
**Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenzvervielfacher
und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)**
- Band 54 Karin Schuler
**Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-
Radar-Sensorik (2007)**
- Band 55 Christian Römer
Slotted waveguide structures in phased array antennas (2008)

Fortführung als

**"Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik
und Elektronik" bei KIT Scientific Publishing
(ISSN 1868-4696)**

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die Bände sind unter www.ksp.kit.edu als PDF frei verfügbar
oder als Druckausgabe bestellbar.

- Band 55 Sandra Knörzer
**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme
bei Hochgeschwindigkeitszügen** (2009)
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
**Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien
für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten** (2009)
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
**Strategies for Time Domain Characterization of UWB
Components and Systems** (2009)
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
**Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-
Übertragung** (2010)
ISBN 978-3-86644-460-7
- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas
for Urban Communication** (2010)
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung** (2010)
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61 Grzegorz Adamiuk
**Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear
polarisierten Antennen für die UWB-Technik** (2010)
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
**AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized
Power-Added Efficiency for X-Band Applications** (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

- Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme (2011)
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung (2011)
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)
ISBN 978-3-86644-879-7
- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirelło
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3

Karlsruher Forschungsberichte aus dem
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
(ISSN 1868-4696)

- Band 73 Sebastian Diebold
**Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von
monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den
hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)**
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
**Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-
Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)**
ISBN 978-3-7315-0234-0
- Band 75 Marlene Harter
**Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler
Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)**
ISBN 978-3-7315-0249-4

Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik und Informationstechnik
des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Marlene Harter

geb. in Mühlacker

Tag der mündlichen Prüfung:

10. Januar 2014

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Erwin Biebl

Zusammenfassung

Die vorliegende Dissertation befasst sich mit der Konzipierung und Umsetzung eines neuartigen, dreidimensional messenden Radarsensors für industrielle Anwendungen sowie der Entwicklung der zugehörigen Signalverarbeitungsverfahren.

Das entworfene Messprinzip kombiniert die FMCW-basierte Entfernungsmessung mit einem Mehr-Sender/Mehr-Empfänger-Konzept zur Winkelbestimmung über die digitale Strahlformung. Hierbei ist es gelungen, eine zweidimensionale Winkelbestimmung durch eine orthogonale Anordnung der Send- und Empfangsantennenarrays mit einem deutlich reduzierten Hardwareaufwand zu realisieren. Der Vorteil der digitalen Strahlformung liegt in der Möglichkeit zur simultanen Fokussierung auf beliebige Winkel. Somit kann das System nicht nur zur Positionsbestimmung eines Messobjekts in drei Dimensionen, sondern auch zur Erstellung eines dreidimensionalen Abbilds der Umgebung eingesetzt werden.

Ein wesentlicher Bestandteil der Arbeit ist die Realisierung eines 24 GHz Radarsystems mit acht Send- und acht Empfangskanälen. Dazu wurde eine modulare Bauweise gewählt, die in ein flexibles und kompaktes Gesamtsystem umgesetzt wurde. Die Aufteilung der Grundfunktionen auf Module und die separate Anordnung der Antennen ermöglichen hierbei eine getrennte Analyse und Charakterisierung der jeweiligen Eigenschaften. Zur Steuerung der Send- und Empfangseinheiten dient ein FPGA-Modul, das die empfangenen Reflexionsdaten zur Weiterverarbeitung an einen PC überträgt und weiterführend auch einen Stand-alone-Betrieb ermöglicht.

Die Systemkenngrößen zur Bewertung der Leistungsfähigkeit des Radars werden im Laufe der Arbeit über Messungen ermittelt und zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretisch bzw. simulativ bestimmten Vergleichswerten. Mögliche Fehlereinflüsse innerhalb der Hardware, die aus Aufbau- und Bauteiltoleranzen resultieren können, werden entsprechend ihres Auftretens innerhalb der Systemkomponenten klassifiziert und in Bezug auf die

digitale Strahlformung untersucht. Dabei werden als Hauptfehlerquellen die in den Sendern und Empfängern vorliegenden Amplituden- und Phasendifferenzen identifiziert. Deren Auswirkungen werden anschließend, entsprechend den im realen System zu erwartenden Größen, anhand von Monte-Carlo Simulationen bewertet.

Ein wichtiger Teilaspekt der Arbeit ist hierbei die Einführung eines softwarebasierten Selbstkalibrierungsverfahrens, welches für die relevanten Fehlerquellen sowohl eine effiziente Initialkorrektur als auch eine Rekalibrierung des Radarsystems während des laufenden Betriebs ermöglicht.

Das Potential des entwickelten Radarsystems wird anhand von beispielhaften Anwendungen evaluiert. Die dreidimensionale Abbildungsmöglichkeit der Umgebung wird durch ein Messszenario zur Überwachung von Gefahrenbereichen nachgewiesen, was für den Fall der Fußgängerdetektion an Ampeln dargestellt wird. Zur Demonstration der dreidimensionalen Positionsbestimmung wird das Radarsystem zur Detektion und Unterscheidung der Oberleitungen von sogenannten Trolley-Fahrzeugen eingesetzt. Ein Funktionsnachweis zur radarbasierten Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung von ausgedehnten Objekten wird schließlich mit Hilfe eines eigens dafür aufgeschütteten Splitt-Haufens erbracht. Anhand dieses Anwendungsbereichs aus dem industriellen Umfeld wird ein Signalverarbeitungsverfahren entworfen, das eine radarbasierte Rekonstruktion der Oberfläche ermöglicht und ein Korrekturverfahren zur Erhöhung der Messgenauigkeit für die Messdaten beinhaltet.

Das in dieser Arbeit entwickelte Systemkonzept in Verbindung mit den entwickelten Signalverarbeitungsalgorithmen ermöglicht dreidimensionale Messungen mit einem vergleichsweise geringen Hardwareaufwand. Damit können die Kosten gegenüber bekannten Verfahren wesentlich verringert werden, wodurch sich neue Anwendungsfelder im industriellen Umfeld eröffnen.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als Doktorandin in der Forschungsgruppe Radio Frequency Technology der Siemens AG in München und als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Hiermit möchte ich mich herzlich bei allen Personen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick, für die stets positiven Anregungen, seine hervorragende Unterstützung meiner Forschungsarbeit und die Möglichkeit, meine Dissertation sowohl in der Industrie als auch am IHE anfertigen zu können. Für die freundliche Übernahme des Korreferats möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Erwin Biebl bedanken. Ferner gilt mein Dank auch dem ehemaligen Institutsleiter, Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck, der letztlich mein Interesse an der Radartechnik geweckt hat.

Für die Kooperation und Förderung meiner Doktorarbeit möchte ich mich bei meinem firmenseitigen Betreuer Dr.-Ing. Andreas Ziroff und der Forschungsgruppe Radio Frequency Technology der Siemens AG bedanken.

Des Weiteren danke ich allen Kollegen und Mitarbeitern aus Wissenschaft, Verwaltung und Technik für das einzigartige Arbeitsklima und die gute Zusammenarbeit am IHE. Insbesondere gilt mein Dank den IHE-Kollegen der Außenstelle im Lichttechnischen Institut für die fachlichen Diskussionen und die großartige Arbeitsatmosphäre. Auch möchte ich mich bei der IHE-Laufgruppe bedanken, die für die notwendige Abwechslung in den Mittagspausen gesorgt hat.

Für die sorgfältige Durchsicht des Manuskripts und die wertvollen Ratschläge bin ich Dr.-Ing. Christian Sturm, Dr.-Ing. Lukasz Zwirello und Dipl.-Ing. Frank Polzin besonders verbunden. Schließlich gilt mein ausdrücklicher Dank

auch meinen Studenten, die im Rahmen ihrer Abschlussarbeiten mit hohem Engagement und Kreativität zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Ein abschließender Dank geht an meine Eltern, die mich in jeglicher Hinsicht unterstützt und somit meinen beruflichen Werdegang ermöglicht haben.

Karlsruhe, im Januar 2014

Marlene Harter

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
1.1. Motivation und Umfeld der Arbeit	1
1.2. Zielsetzung der Arbeit	4
1.3. Radarverfahren zur Entfernungs- und Winkelbestimmung . .	5
1.4. Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	9
2. Systemkonzept des dreidimensional bildgebenden Radarsystems	13
2.1. Antennenanordnung	13
2.2. Systemübersicht	15
3. Grundlagen zu Radar und digitaler Signalverarbeitung	17
3.1. Radarprinzip	17
3.2. Übersicht der Signalverarbeitungsschritte	18
3.3. FMCW-Modulation	20
3.4. Array-Anordnungen und Winkelprozessierung	25
3.4.1. Dreidimensionale Geometrie	26
3.4.2. Ideales Signalmodell	28
3.4.3. Digitale Strahlformung	30
3.4.4. Weitere zweidimensionale Antennenanordnungen . .	35
3.4.5. Unterraumbasierte Verfahren	39
4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators	43
4.1. Aspekte zur Systemauslegung	43
4.2. Radararchitektur und Systemkomponenten	44
4.2.1. Synthesizereinheit	47
4.2.2. Sendeeinheit	48
4.2.3. Empfangseinheit	56
4.2.4. Steuer- und Auswerteeinheit	59

4.2.5.	Antennen	62
4.2.6.	Zusammenfassung der Systemparameter	66
4.3.	Untersuchung der Eigenschaften der Hardware	67
4.3.1.	Phasenrauschen	67
4.3.2.	Systemrauschzahl	69
4.3.3.	Signalleistungsbudget und Dynamik	75
4.3.4.	Messgenauigkeit und Auflösung	77
4.3.5.	Eigenschaften der Antennen	82
4.3.6.	Systemverhalten über der Temperatur	87
4.4.	Zusammenfassung und Fazit	90
5.	Fehleranalyse und Selbstkalibrierungsverfahren	91
5.1.	Klassifizierung der Fehlerquellen	91
5.2.	Einfluss ausgewählter Fehlerquellen	96
5.2.1.	Amplituden- und Phasenfehler	97
5.2.2.	Verkopplung	100
5.2.3.	Nichtideales Signalmodell	104
5.3.	Verfahren zur Selbstkalibrierung	105
5.3.1.	Korrektur der Amplitudenfehler	107
5.3.2.	Korrektur der Phasenfehler	109
5.3.3.	Erweiterung der Selbstkalibrierung auf den zweidi- mensionalen Fall	112
5.3.4.	Messtechnische Verifikation	115
5.4.	Fazit	120
6.	Systemverifikation anhand von dreidimensionalen Sensorapplikationen	121
6.1.	Überwachung von Gefahrenbereichen	121
6.2.	Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen	127
6.3.	Fazit	132
7.	Radarbasierte Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung	133
7.1.	Stand der Technik zur Schüttgutmessung	133
7.2.	Prinzip des Verfahrens	135
7.2.1.	Korrektur und Sortierung der Messdaten	137
7.2.2.	Rekonstruktion der Oberfläche	142

7.2.3. Bestimmung des Volumens	145
7.3. Verifikationsmessungen anhand eines Schüttguthaufens . . .	151
7.3.1. Wahl des verwendeten Materials	153
7.3.2. Referenzmessung	154
7.3.3. Messergebnisse	155
7.4. Erweiterungsmöglichkeiten	161
7.5. Fazit	164
8. Schlussfolgerungen	165
A. Anhang	171
A.1. Dekorrelationsverfahren	171
A.2. Detailansichten des aufgebauten Systems	174
A.3. Aktives Bandpassfilter	178
A.4. Verifikation der Rauschzahl nach der Y-Faktor Methode . . .	180
A.5. Auswirkung der Bewegung auf die Winkelmessung	183
Literaturverzeichnis	187

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

1D	eindimensional
2D	zweidimensional
3D	dreidimensional
A/D	Analog-zu-Digital
ADC	engl. <i>Analog-to-Digital Converter</i> (Analog-zu-Digital Wandler)
AM	Amplitudenmodulation
BRAM	engl. <i>Block Random Access Memory</i> (IP Prozessor Block: Dual-Port Schreib-/Lesespeicher)
bzgl.	bezüglich
bzw.	beziehungsweise
CFAR	engl. <i>Constant False Alarm Rate</i> (konstante Falschalarmrate)
CST	Microwave Studio von Computer Simulation Technology (Simulations-Software)
CW	engl. <i>Continuous Wave</i> (Dauerstrich-Betriebsart)
DBF	engl. <i>Digital Beamforming</i> (digitale Strahlformung)
DDR	engl. <i>Double Data Rate</i>
DDS	engl. <i>Direct Digital Synthesis</i> (Direkte Digitale Synthese)
DSB	engl. <i>Double Sideband</i> (Zweiseitenband)
DSP	Digitaler Signalprozessor
ENBW	engl. <i>Equivalent Noise Bandwidth</i> (äquivalente Rauschbandbreite)
engl.	englisch
ENR	engl. <i>Excess Noise Ratio</i> (Rauscherhöhungsfaktor)

ESPRIT	engl. <i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques</i>
FFT	engl. <i>Fast Fourier Transform</i> (schnelle Fourier-Transformation)
FM	Frequenzmodulation
FMCW	engl. <i>Frequency Modulated Continuous Wave</i> (frequenzmodulierte Dauerstrich-Betriebsart)
FPGA	engl. <i>Field Programmable Gate Array</i> (feldprogrammierbare Gatter-Anordnung)
GPIO	engl. <i>General Purpose Input/Output</i> (allgemein verwendbarer Ein-/Ausgang)
HF	Hochfrequenz
I/O-Pins	engl. <i>Input/Output-Pins</i> (Ein-/Ausgangspins)
I/Q	Inphase/Quadratur
ISE	engl. <i>Integrated Software Environment</i>
IP	engl. <i>Intellectual Property</i> (Geistiges Eigentum)
ISM-Band	engl. <i>Industrial, Scientific and Medical Band</i> (Frequenzbereich für Industrie-, Wissenschafts- und Medizinanwendungen)
LF	engl. <i>Loop-Filter</i> (Schleifenfilter)
LNA	engl. <i>Low Noise Amplifier</i> (rauscharmer Verstärker)
LO	Lokaler Oszillator
LOESS	engl. <i>Local Regression</i> (lokales Regressionsverfahren)
LOWESS	engl. <i>Locally Weighted Scatterplot Smoothing</i>
MIMO	engl. <i>Multiple Input Multiple Output</i> (System mit mehreren Ein- und Ausgängen)
MOSFET	engl. <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Metall-Oxid-Halbleiter Feldeffekttransistor)
MPMC	engl. <i>Multiport Memory Controller</i> (Mehrkanal-Speichercontroller)
MTI	engl. <i>Moving Target Indicator</i>
Music	engl. <i>Multiple Signal Classification</i>
NPI	engl. <i>Native Port Interface</i>
OFDM	engl. <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (orthogonaler Frequenz-Multiplex)
PC	engl. <i>Personal Computer</i>

PHY	engl. <i>Ethernet Physical Transceiver</i> (physikalische Ethernet-Schnittstelle)
PLL	engl. <i>Phase-Locked Loop</i> (Phasenregelschleife)
QFN	engl. <i>Quad Flat No Leads Package</i> (Gehäusebauform für oberflächenmontierbare Bauteile mit planen, nicht überstehenden Pins auf der Unterseite)
Radar	engl. <i>Radio Detection and Ranging</i>
RCS	engl. <i>Radar Cross Section</i> (Radarrückstreuquerschnitt)
RRF	engl. <i>Ramp Repetition Frequency</i> (Rampenwiederholrate)
Rx	Empfänger
SDRAM	engl. <i>Synchronous Dynamic Random Access Memory</i>
SLL	engl. <i>Side Lobe Level</i> (Nebenkeulenniveau)
SMA	engl. <i>Sub-Miniature-A</i> (koaxiale Steckverbinderbauform)
SNR	engl. <i>Signal to Noise Ratio</i> (Signal-zu-Rauschverhältnis)
T-Array	orthogonale Anordnung des Sende- und Empfangsantennenarrays in Form eines gedrehten T's
TCP/IP	engl. <i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>
TLS	Terrestrischer Laserscanner
Tx	Sender
vgl.	vergleiche
VCO	engl. <i>Voltage Controlled Oscillator</i> (spannungsgesteuerter Oszillator)
VHDL	engl. <i>Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language</i> (Hardware-Beschreibungssprache)
z.B.	zum Beispiel
ZF	Zwischenfrequenz

Konstanten

c_0	Lichtgeschwindigkeit $2,997925 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ im Vakuum
e	Eulersche Zahl 2,71828...
k_B	Boltzmann-Konstante $1,38065 \dots \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$
π	Kreiszahl 3,14159...

Lateinische Symbole und Variablen

Kleinbuchstaben

a	Steuervektor eines Arrays
<i>d</i>	Antennenabstand
e_x	Einheitsvektor in x-Richtung in kartesischen Koordinaten
e_y	Einheitsvektor in y-Richtung in kartesischen Koordinaten
e_z	Einheitsvektor in z-Richtung in kartesischen Koordinaten
<i>f₀</i>	Startfrequenz der Frequenzrampe
<i>f_A</i>	Abtastfrequenz
<i>f_a</i>	Ablagefrequenz
<i>f_C</i>	winkelprozessiertes Signal
<i>f_D</i>	Dopplerfrequenz
<i>f_R</i>	Entfernungsfrequenz
<i>f_o</i>	obere Grenzfrequenz
<i>f_u</i>	untere Grenzfrequenz
<i>f_{Rx}</i>	Empfangsfrequenz
<i>f_{Tx}</i>	Sendefrequenz
<i>h</i>	Referenzfunktion
<i>k</i>	diskreter Zeitindex; Wellenzahl
<i>l</i>	diskreter Frequenzindex
n	Rauschvektor
<i>p</i>	Zählindex
q	Fehlervektor
<i>r₀</i>	fokussierte Entfernung
<i>r_k</i>	Entfernung zum Objekt <i>k</i> in polaren Koordinaten
s	Vektor der Zwischenfrequenzsignale
<i>s_{Rx}</i>	Empfangssignal
<i>s_{Tx}</i>	Sendesignal
<i>s_{ZF}</i>	Zwischenfrequenz- bzw. Basisbandsignal
<i>t</i>	Zeitvariable
<i>v</i>	relative Geschwindigkeit
<i>w_m</i>	Faktor <i>m</i> einer Fensterfunktion
<i>w_n</i>	Faktor <i>n</i> einer Fensterfunktion

\mathbf{x}	Empfangssignalvektor
x	kartesische Koordinate
x_k	kartesische x-Koordinate des Objekts k
\mathbf{x}_{Rn}	Position des Empfängers Rx_n
\mathbf{x}_{Tm}	Position des Senders Tx_m
$x_{Tm/Rn}$	x-Koordinate des Senders Tx_m bzw. des Empfängers Rx_n
y	kartesische Koordinate
y_k	kartesische y-Koordinate des Objekts k
$y_{Tm/Rn}$	y-Koordinate des Senders Tx_m bzw. des Empfängers Rx_n
z	kartesische Koordinate
z_k	kartesische z-Koordinate des Objekts k
$z_{Tm/Rn}$	z-Koordinate des Senders Tx_m bzw. des Empfängers Rx_n

Großbuchstaben

\mathbf{A}	Matrix der Steuervektoren
A	Amplitude
A_w	Antennenwirkfläche
B	Bandbreite
B_{Rx}	Empfängerbandbreite
C_{ij}	Amplitude des Kopplungskoeffizienten
C_S	Summenkapazität
D	Dynamik
$ENBW$	engl. <i>Equivalent Noise Bandwidth</i> (äquivalente Rauschbandbreite)
\mathbf{F}	Auswahlmatrix
F	Rauschfaktor
F_{GR}	Antennengruppenfaktor
G	Gewinn
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
I	Strom
\mathbf{J}	Umkehrmatrix zur Modifikation des Antennenarrays
K	Anzahl der Ziele
K_C	Gangunterschied
L_F	Freiraumdämpfung

M	Anzahl Sendekanäle/-antennen
N	Anzahl Empfangskanäle/-antennen, Rauschleistung
NF	Rauschzahl
P	Signalleistung
\mathbf{Q}	Fehlermatrix
\mathbf{R}	Räumliche Kovarianzmatrix
$\hat{\mathbf{R}}$	Kurzzeit-Kovarianzmatrix
$\tilde{\mathbf{R}}$	fehlerbehaftete Kovarianzmatrix
\mathbf{R}_s	Signalkovarianzmatrix
\mathbf{R}_n	Rauschkovarianzmatrix
R	Entfernung
R_{DS}	Drain-Source Widerstand
R_S	Serienwiderstand
R_{Rn}	Entfernung vom Empfänger Rx_n zum Objekt
R_{Tm}	Entfernung vom Sender Tx_m zum Objekt
R_{\max}	maximale Entfernung
S	Leistungsdichte
S_{ij}	komplexer Streuparameter
\overline{SLL}	mittleres Nebenkeulenniveau
S/N	Signal-zu-Rauschverhältnis
T	Dauer einer Frequenzrampe
T_0	Normal-Temperatur (290 Kelvin)
U	Spannung
\mathbf{U}	Matrix der Eigenvektoren der Kovarianzmatrix
\mathbf{U}_n	Matrix der Eigenvektoren des Rausch-Unterraums der Kovarianzmatrix
\mathbf{U}_s	Matrix der Eigenvektoren des Signal-Unterraums der Kovarianzmatrix
\tilde{X}	fehlerbehaftetes Signal

Griechische Symbole und Variablen

α	Winkel
δ	Amplitudenfehler
Δf	Frequenzauflösung

ΔR	Entfernungsauflösung
Δs	Wegstrecke
Δt	Zeitauflösung
ϵ_r	Dielektrizitätszahl
ϕ	Phase
ϕ_0	Initialphase
Φ	Diagonalmatrix
φ	Phasenfehler
γ	Dämpfung auf dem Signalweg
λ	Wellenlänge
Λ_n	Rauscheinwerte (Diagonalmatrix)
Λ_s	Signaleigenwerte (Diagonalmatrix)
ν	Amplitude des Kopplungskoeffizienten
θ	Elevationswinkel
θ_0	Fokussierungswinkel in Elevation
θ_k	Elevationswinkel des Objekts k
θ_{unamb}	Eindeutigkeitsbereich in Elevation
$\theta_{3\text{dB}}$	Halbwertsbreite in Elevation
σ	Radarrückstreuquerschnitt
σ_δ	Standardabweichung des Amplitudenfehlers
σ_φ	Standardabweichung des Phasenfehlers
σ_ν	Standardabweichung der Amplitude des Kopplungskoeffizienten
σ_ς	Standardabweichung der Phase des Kopplungskoeffizienten
σ_ψ	Standardabweichung der Strahlfehlausrichtung
σ_n^2	Rauschleistung
ς_{ij}	Phase des Kopplungskoeffizienten
τ	Signallaufzeit; Zeitkonstante des Kondensatorlade-/entladevorgangs
ψ	Azimutwinkel
ψ_0	Fokussierungswinkel in Azimut
ψ_k	Azimutwinkel des Objekts k
ψ_{unamb}	Eindeutigkeitsbereich in Azimut
$\psi_{3\text{dB}}$	Halbwertsbreite in Azimut

Mathematische Symbole und Operatoren

arg	Winkel
$E\{ \cdot \}$	Erwartungswert
j	imaginäre Einheit $j = \sqrt{-1}$
ld	Logarithmus zur Basis 2
ln	natürlicher Logarithmus
log	Logarithmus zur Basis 10
min	Minimum
\vec{x}	Vektor
\bar{x}	gemittelte Größe
$ x $	Betrag
x^*	konjugiert komplexe Größe
\mathbf{x}^H	hermitesch Transponierte des Vektors bzw. der Matrix
\mathbf{x}^T	Transponierte des Vektors bzw. der Matrix
\hat{x}	geschätzt
\tilde{x}	fehlerbehaftet
\otimes	Kronecker-Produkt
\approx	ungefähr

Allgemeine Tiefindizes

AF	aktives Bandpassfilter
aus	Ausgang
CLK	engl. <i>Clock</i> (Schalt-, Steuertakt)
dB	Dezibel
eff	Effektivwert
ein	Eingang
nom	nominell
max	maximal
min	minimal
Mix	Mischer

1. Einleitung

1.1. Motivation und Umfeld der Arbeit

In vielen Bereichen der Industrie ist es notwendig, die Position oder die Anwesenheit von Objekten berührungslos zu messen. Bekannte Verfahren, die beispielsweise zur Automatisierung von Prozessen oder zur Überwachung von Gefahrenbereichen eingesetzt werden, sind im wesentlichen optische Systeme, basierend auf Lichtwellen im sichtbaren oder Infrarot-Bereich, mikrowellenbasierte Systeme, sowie Ultraschallmesssysteme [HS11]. Zur Bewegungserkennung von Personen werden häufig passive Infrarotsensoren genutzt. Fortgeschrittene Methoden verwenden Kamerasysteme mit entsprechenden Bildauswerteverfahren. Bei der Nutzung von Stereokameras kann auch die Position und die Entfernung von Objekten abgeleitet werden. Allerdings werden für diese Methode neben aufwendigen und rechenintensiven Auswerteverfahren auch ausreichend gute Licht- und Wetterverhältnisse benötigt. Atmosphärische Einflüsse wie Nebel oder Regen können bei optischen Verfahren zu Funktionsbeeinträchtigungen führen. In gleicher Weise werden auch laserbasierte Verfahren, wie etwa Lidar-Systeme, unter anderem durch Schmutzablagerungen oder Staub beeinflusst. Akustische Messmethoden im Ultraschallbereich sind diesbezüglich weniger empfindlich. Die Messgenauigkeit kann hier jedoch durch Luftbewegungen und Temperaturschwankungen entlang des Messwegs beeinträchtigt werden.

Radarsysteme hingegen sind weitestgehend unabhängig von Licht- und Wettereinflüssen und besitzen weitere Eigenschaften, die sie in besonderem Maße als Sensoren für das industrielle Umfeld attraktiv machen. So kann neben der Position von Objekten auch unmittelbar deren Relativgeschwindigkeit zum Sensor bestimmt werden. Sie sind im Gegensatz zu akustischen und optischen Verfahren robust gegenüber Schmutzablagerungen und können bei Bedarf auch verdeckt bzw. in einer geschützten Position angebracht werden. Im Vergleich zu optischen Messmethoden, für die zum Teil präzise Optiken

und bewegte Teile benötigt werden, kann der Fertigungsablauf bei Radarsystemen deutlich einfacher gestaltet werden. Bislang haben lediglich die hohen Kosten bzw. die mangelnde Verfügbarkeit von Mikrowellenkomponenten den Einsatz von Radarsensoren im industriellen Bereich verhindert, sodass kompakte Radarsensoren zur Objektortung bis vor wenigen Jahren militärischen Anwendungen vorbehalten waren. Durch die zwischenzeitlich auch kommerziell verfügbar gewordenen Komponenten und die Fortschritte in der Löt- und Aufbautechnik, werden Radarsensoren nun auch zunehmend im Industrie-, Verkehrs- und Transportwesen eingesetzt. Dazu gehören vor allem die in Lagertanks eingesetzten Füllstandssensoren, Sensoren zur Verkehrs- und Geschwindigkeitsmessung sowie Sensoren zur Umfelderkennung in Kraftfahrzeugen [SWR12, Sie13a, DKB⁺12]. Für den Betrieb solcher Radarsensoren sehen die Regulierungsbehörden weltweit sogenannte ISM-Bänder (engl. *Industrial, Scientific and Medical*) vor [Bun13].

Bei bestehenden Radarsensoren, die derzeit für Industrieanwendungen bereits zum Einsatz kommen, handelt es sich meist um eindimensional messende Systeme. Diese können lediglich den Abstand eines Objekts zum Sensor und gegebenenfalls dessen Relativgeschwindigkeit bestimmen. Möchte man auch die Position des Objekts in zwei Dimensionen bestimmen, so kann dies prinzipiell durch eine mechanische oder elektronische Strahlschwenkung realisiert werden. Der Übergang auf drei Dimensionen erfordert jedoch einen wesentlich gesteigerten Aufwand, was der Anwendung für Industrieumgebungen entgegensteht. Daher ist momentan der Einsatz noch auf wenige Spezialanwendungen beschränkt. Um den Aufwand zu reduzieren wird die dritte Dimension häufig durch eine mechanische Bewegung der Antenne bzw. des kompletten Radarsensors ermittelt [GS11, Ind12]. Hierbei erweist sich der Installations- und Wartungsaufwand ebenfalls als nachteilig.

Im Rahmen dieser Arbeit soll daher ein Verfahren entwickelt und evaluiert werden, das mit geringem Aufwand eine elektronische Strahlschwenkung in zwei Raumrichtungen ermöglicht und durch ein Selbstkalibrierungsverfahren eine zuverlässige Entfernungs- und Winkelbestimmung sicherstellt. Eine Selbstkalibrierung des Radarsystems würde neben einer Zeitersparnis in der Fertigung auch eine Rekalibrierung von umgebungs- und alterungsbedingten Abweichungen ermöglichen. Dies brächte gerade bei rauen Umgebungsbedingungen wie in einer industriellen Umgebung wesentliche Vorteile. Durch

eine rein elektronische Strahlschwenkung könnte eine dreidimensionale Detektion von Objekten bzw. eine dreidimensionale Umgebungserfassung von einer statischen Messposition aus erfolgen, was neue Anwendungsbereiche eröffnen würde (Bild 1.1).



Bild 1.1.: Mögliche Einsatzgebiete eines dreidimensional messfähigen Radarsystems: Überwachung von Fußgängerbereichen, Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen und Volumenbestimmung von Schüttgut [Dig13].

So könnte eine dreidimensionale Objekterkennung beispielsweise zur Überwachung von Gefahrenbereichen genutzt werden. Des Weiteren wäre durch ein dreidimensional messendes Radar die Rekonstruktion einer reflektierenden Oberfläche möglich, was zum Beispiel zur Volumenbestimmung genutzt werden könnte. Gerade im industriellen Einsatz spielt die Kenntnis über vorhandene Materialmengen eine große Rolle. Nicht nur in der Produktion ist der Lagerbestand in Silos eine wichtige Kenngröße, sondern auch beim Bergbau oder in Kieswerken ist die möglichst genaue Bestimmung von Fördermengen unverzichtbar. Eine dreidimensionale Abbildungsmöglichkeit erlaubt zudem eine Aussage über die Ladungsverteilung oder die Erkennung kleinerer Restmengen. Dies ist vor allem in Transportmitteln wie Schiffen oder Waggons von Vorteil. Ein dreidimensional messfähiger Radarsensor würde somit insbesondere bei den genannten Beispielen, wo mit Verschmutzung und Witterungseinflüssen zu rechnen ist, eine vorteilhafte Lösungsmöglichkeit und eine neue Technologie zur Verfügung stellen.

1.2. Zielsetzung der Arbeit

Zielsetzung dieser Arbeit ist die Konzeption eines dreidimensional bildgebenden Radarsystems einschließlich seiner praktischen Erprobung anhand von industriellen Sensorapplikationen. Dazu soll das Gesamtsystem betrachtet werden, welches neben dem Systemkonzept und der Realisierung des Radarsystems sowohl eine Selbstkalibrierung als auch eine anwendungsspezifische Signalverarbeitung umfasst.

Gemeinsamer Schwerpunkt aller im Fokus stehenden Anwendungen ist die präzise Abdeckung eines Messbereichs im dreidimensionalen Raum. In den folgenden Punkten sind die vom Gesamtsystem zu erfüllenden Anforderungen zusammengefasst:

- Das zu entwickelnde Radarsystem soll von einer statischen Messposition aus dreidimensionale Messungen ermöglichen. Dies ist gerade unter schwierigen Messbedingungen wie in einer industriellen Umgebung von Vorteil und reduziert den Wartungsaufwand bzw. eliminiert den mechanischen Verschleiß von den bisher bekannten, bewegten Radarsensoren.
- Es gilt einen möglichst großen Messbereich in der Entfernung bis maximal 50 m abzudecken, in dem Objekte dreidimensional lokalisiert und abgebildet werden sollen. Als zu erzielender Öffnungswinkel wird ein Wert von $\pm 20^\circ$ in beiden Raumrichtungen, d.h. Elevation und Azimut, als sinnvoll erachtet. Die Winkelauflösung hängt von der räumlichen Ausdehnung der Antennengruppe und somit von der Anzahl der Antennen ab, sodass ein Kompromiss zwischen Winkelauflösung und Antennenanzahl gefunden werden muss. Innerhalb des zu realisierenden Messbereichs wird eine Winkelauflösung von etwa 6° angestrebt.
- Die in einer industriellen Umgebung zu detektierenden Objekte sollen Personen (z.B. in Gefahrenbereichen) und metallische Gegenstände umfassen. Darüber hinaus soll die Erfassung und Abbildung von Materialmengen, wie z.B. Schüttgut, möglich sein. Dazu soll das unterschiedliche Rückstreuverhalten bei der Systemauslegung des Radarsensors berücksichtigt werden.

- Für das Gesamtsystem sollen zum einen eine robuste Signalverarbeitung und zum anderen eine Selbstkalibrierung entworfen werden, die einen zuverlässigen Betrieb und eine einfache Handhabung des Systems sicherstellen.
- Weitere Randbedingungen resultieren aus der Forderung nach einer industriellen Fertigbarkeit des Systemkonzepts bezüglich des Hardwareaufwands und den damit verbundenen Kosten sowie die flexible Einsatzfähigkeit in verschiedenen industriellen Anwendungen.

1.3. Radarverfahren zur Entfernungs- und Winkelbestimmung

Für eine radarbasierte Entfernungs- und Winkelbestimmung stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung. Für einen Überblick werden die möglichen Radarverfahren im Folgenden vorgestellt und diskutiert:

Modulationsarten des Radarsignals

Eine Modulation des Radarsignals ist erforderlich, um eine Entfernungs- und Geschwindigkeitsbestimmung von Radarzielen durchführen zu können.

Bei der Pulsmodulation wird ein kurzer hochfrequenter Impuls ausgesendet und die Zeitverzögerung bis zum Eintreffen des reflektierten Signals am Empfänger gemessen. Aus der ermittelten Signallaufzeit, die proportional zur zurückgelegten Wegstrecke ist, lässt sich die Entfernung zum Radarziel bestimmen. Neben der Entfernungsbestimmung kann auch die Geschwindigkeit des Objekts durch eine Auswertung der Dopplerverschiebung des reflektierten Signals gegenüber dem Sendesignal bestimmt werden [Lud93]. Gerade bei kurzen Distanzen sind hierzu aber A/D-Wandler mit einer sehr hohen Abtastrate und folglich auch ein hoher Signalverarbeitungsaufwand erforderlich [Men99].

Im Gegensatz dazu werden bei einem frequenzmodulierten Dauerstrich-Radar (engl. *Frequency Modulated Continuous Wave*, FMCW) wesentlich geringere Abtastraten bei der A/D-Wandlung benötigt. Bei diesem Funktionsprinzip

wird ein kontinuierliches, in der Frequenz variierendes Signal ausgesendet [Sto92]. Meist wird die Frequenz in Form einer sogenannten Frequenzrampe moduliert, bei der die Frequenz blockweise linear an- oder absteigt. Das an einem Objekt reflektierte Signal wird im Empfänger mit dem aktuell anliegenden Sendesignal ins Basisband heruntergemischt und dort nach einer entsprechenden Filterung mit einem A/D-Wandler diskretisiert. Die resultierende Zwischenfrequenz ist proportional zu der zurückgelegten Wegstrecke. Im Fall eines bewegten Objekts erfährt das Zwischenfrequenzsignal noch eine zusätzliche Dopplerverschiebung, die z.B. über eine Dreiecksmodulation des Sendesignals von der Entfernungsfrequenz getrennt werden kann.

Seit kurzer Zeit werden auch OFDM-Signale (engl. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) in Radarsystemen eingesetzt, die neben der herkömmlichen Radarfunktion zugleich auch eine drahtlose Kommunikation ermöglichen [SW11]. Solch ein OFDM-Radar stellt z.B. eine sinnvolle Lösung für den Einsatz in Kraftfahrzeugen dar, da die Möglichkeit einer zusätzlichen Datenübertragung (z.B. Car-to-Car Communication [HDS⁺10]) gegeben ist. Für die in dieser Arbeit betrachteten industriellen Anwendungen erweist sich dies jedoch durch die anspruchsvollere Signalgenerierung und -auswertung gegenüber dem erzielbaren Nutzen als zu aufwendig.

Verfahren zur Winkelbestimmung

Zur Bestimmung der Winkelrichtung eines Objekts muss die Einfallrichtung der reflektierten elektromagnetischen Welle bestimmt werden. Generell wird zwischen mechanischen und elektronischen Verfahren unterschieden.

Bei der mechanischen Strahlschwenkung wird eine stark gerichtete Antenne über der Zeit kontrolliert bewegt, sodass die empfangene Leistung eindeutig den entsprechenden Winkelkoordinaten zugeordnet werden kann. In [WCBS⁺06] und [MR06] werden solche Radarsysteme zur dreidimensionalen Umgebungs- und Geländeabbildung z.B. für den Einsatz im Tagebau vorgestellt. Die Nachteile dieses Verfahrens liegen unter anderem im hohen Aufwand für die elektromechanische Umsetzung, der mechanischen Beanspruchung der bewegten Teile sowie in der hohen Messdauer eines Scanzykus. Diese sind besonders bei einer zweidimensionalen Abtastung eines Messszenarios ausgeprägt [Sch98]. Trotz der genannten Nachteile wird die mechanische Strahlschwenkung auch für aktuelle Kraftfahrzeugradare einge-

setzt. Aufgrund der technologischen Fortschritte kann hier jedoch die Strahlschwenkung auf mikromechanischer Ebene umgesetzt werden, was bei entsprechend hohen Stückzahlen wiederum eine vergleichsweise kostengünstige Realisierung ermöglicht [AG12].

Zur elektronischen Winkelabbildung können auch mehrere Einzelantennen mit elektronisch verstellbaren Phasen eingesetzt werden [Mai05, Bro91]. Bei diesen sogenannten *Phased Array* Antennen lässt sich die Hauptstrahlrichtung des aus den Einzelantennen gebildeten Gruppenfaktors über elektronisch einstellbare Phasenglieder schwenken [Han09]. Des Weiteren kann über Amplitudenstellglieder eine zusätzliche Aperturbelegung erzeugt werden. Allerdings sind die vorwiegend in militärischen Anwendungen eingesetzten elektronisch gesteuerten Gruppenantennen für die Industriesensorik unter anderem durch die Vielzahl an kostenintensiven Bauteilen, wie z.B. die präzisen Phasenglieder, und den erforderlichen Abgleich der Phasentoleranzen, zu aufwendig und zu teuer [Sko08].

Über serielle Verzögerungsleitungen können sogenannte frequenzgeschwenkte Antennen realisiert werden, deren Hauptstrahlrichtung sich mit der Sendesignalfrequenz ändert [MWM03, VGA⁺13]. Als Nachteil ist bei dieser frequenzabhängigen Strahlschwenkung der Kompromiss zwischen Entfernungs- und Winkelauflösung zu nennen, da die Entfernungsauflösung durch die am Ziel wirksame Bandbreite bestimmt wird und damit von der Verweildauer des Strahls am Ziel abhängt. In der Realisierung bietet diese Form von Strahlschwenkung Vorteile, da lediglich die Komponenten eines monostatischen FMCW-Radars benötigt werden.

Die bisher genannten Verfahren haben die Gemeinsamkeit, dass sie zu einem bestimmten Zeitpunkt nur für eine Blickrichtung sensitiv sind. Durch das Zusammenführen der sequentiell durchgeführten Messungen kann eine Winkelabbildung generiert werden [ALGGVA⁺12].

An dieser Stelle seien noch die Monopuls-Verfahren erwähnt, die aufgrund der einfachen und direkten Winkelauswertung sehr häufig in Kraftfahrzeugradaren eingesetzt werden [WHW09]. Für gewöhnlich nutzen Differenzkeulenverfahren zur Winkelbestimmung zwei Antennen mit unterschiedlichen Hauptstrahlrichtungen oder Antennencharakteristiken. Je nach Lage des Objekts kommt es an den Antennen zu unterschiedlichen Amplituden und Pha-

sen der empfangenen Signale, die aus dem Verhältnis von Differenz- und Summensignal eine Winkelbestimmung ermöglichen. Nachteilig sind jedoch die begrenzte Mehrzielfähigkeit und der vergleichsweise kleine Eindeutigkeitsbereich. Zur Erfassung eines größeren Sichtwinkelbereichs werden zunehmend mehrere Antennen verwendet [GN11].

Die digitale Strahlformung (engl. *Digital Beamforming*, DBF) nutzt für die Winkelabbildung Gruppenanordnungen aus mehreren Sende- oder Empfangsantennen [Sch07]. Die eigentliche Strahlformung erfolgt dabei in der Auswertung mittels digitaler Signalverarbeitung, bei der die aufgezeichneten Signale zu Strahlungskeulen beliebiger Richtung kombiniert werden können. Aufgrund der in den letzten Jahren kostengünstig verfügbar gewordenen schnellen und zugleich hochauflösenden A/D-Wandlern, sowie der größer werdenden Leistungsfähigkeit von Digitalen Signalprozessoren (DSPs) und FPGAs (engl. *Field Programmable Gate Arrays*), kann die vergleichsweise aufwendige Digitalisierung und Verarbeitung der Messdaten einfach umgesetzt werden. Dadurch wird neben der klassischen Strahlformung auch der Einsatz von parametrischen Winkelschätzmethoden ermöglicht [KV96].

Die digitale Strahlformung kann sende- und empfangsseitig durchgeführt werden. Ein paralleler Betrieb mehrerer Sender ist allerdings nur durch eine Kodierung der Sendesignale möglich [DL06, SW11]. Während eine simultane Winkelabdeckung den gleichzeitigen Empfang der Messdaten und damit einhergehend die Realisierung mehrerer kompletter Empfangspfade erfordert, kann zur Reduktion des Hardwareaufwands die digitale Strahlformung auch im Zeitmultiplex erfolgen. Dazu wird ein Sender bzw. ein Empfänger über einen Hochfrequenzschalter nacheinander mit den Einzelantennen der Antennengruppe verbunden [May08]. Allerdings muss bei einem sequentiellen Betrieb, gerade in dynamischen Messszenarien, die Kohärenz der Signale durch eine hohe Schaltgeschwindigkeit gewährleistet werden, um Phasenfehler zu vermeiden. Die bislang aus der Literatur bekannten Radarsysteme zur digitalen Strahlformung aus der Kategorie Kleinradarsensoren ermöglichen vorwiegend nur eine eindimensionale Winkelbestimmung [FHS⁺08, MMG⁺04, RSWW10].

1.4. Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Aus den zuvor aufgeführten Verfahren wurde im Rahmen dieser Arbeit die digitale Strahlformung in Kombination mit mehreren Sendern und Empfängern und dem FMCW-Modulationsprinzip gewählt und zu einem neuartigen, dreidimensional messfähigen Radarsensor (3D-DBF-Radar) zusammengestellt. Aufgrund der beliebigen Winkelfokussierung mittels digitaler Signalprozessierung als auch der Möglichkeit zur sendeseitigen Strahlschwenkung bietet die digitale Strahlformung mehr Flexibilität gegenüber anderen Verfahren. Zudem ermöglicht DBF nicht nur eine einfache Winkelbestimmung sondern auch die Abbildung des gesamten Messszenarios, was eine entscheidende Rolle für die in dieser Arbeit fokussierten Industrieanwendungen spielt.

Für die geforderten Messdistanzen erweist sich eine Signalmodulation über das FMCW-Prinzip als sinnvoll, da dieses zum einen eine Realisierung der Empfänger mit geringer Komplexität und zum anderen, aufgrund der recht hohen Rampenwiederholrate, einen sequentiellen Betrieb der Sender erlaubt. Die Auswertung von Entfernung- und Winkelinformationen mittels digitaler Signalverarbeitung ermöglicht zudem die Implementierung einer softwarebasierten Selbstkalibrierung. Bild 1.2 zeigt einen Überblick zu den in dieser Arbeit behandelten Themen und deren Zusammenhänge.

Zunächst wird in Kapitel 2 das Systemkonzept des 3D-DBF-Radars mit einer speziellen Antennenanordnung vorgestellt, die eine zweidimensionale Strahlformung mit einer geringen Antennenanzahl ermöglicht.

In Kapitel 3 werden die Grundlagen zur FMCW-Modulation und zum DBF-Radar beschrieben. Dabei werden die theoretischen Grundlagen in Anlehnung an das Systemkonzept mit einer Mehr-Sender/Mehr-Empfängerkombination zur zweidimensionalen Abdeckung der Elevations- und Azimutebene aufbereitet. Die hier eingeführten Kenngrößen sowie Signalverarbeitungsschritte stellen die Grundlage für die folgenden Kapitel dar.

Kapitel 4 befasst sich mit der Realisierung und Charakterisierung des 3D-DBF-Radars. Einen wichtigen Teilaspekt stellt dabei die detaillierte und umfangreiche Beschreibung und Analyse der Hardware dar, die als Basis für die

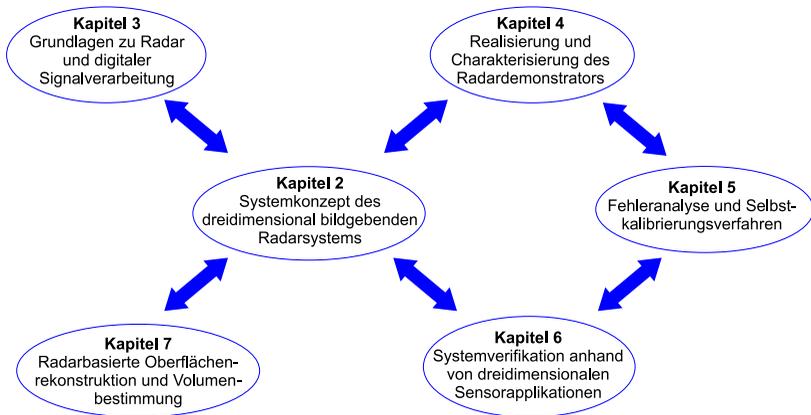


Bild 1.2.: Strukturierung der Arbeit und Zusammenhänge der einzelnen Kapitel.

Realisierung der in den folgenden Kapiteln beschriebenen Selbstkalibrierung und dreidimensionalen Sensorapplikationen dient. Die aus den durchgeführten Messungen ermittelten Systemkenngrößen erlauben eine vollständige Beurteilung der Leistungsfähigkeit des Radarsystems.

In Kapitel 5 werden mögliche auftretende Fehler innerhalb des 3D-DBF-Radars klassifiziert. Anschließend wird die Auswirkung der relevanten Fehlerquellen auf die digitale Strahlformung abgeschätzt. Schließlich wird ein softwarebasiertes Selbstkalibrierungsverfahren für die relevanten Fehlerquellen eingeführt, welches sowohl eine effiziente Initialkalibrierung als auch eine Rekalibrierung des Radarsystems während des Betriebs ermöglicht.

Die Systemverifikation erfolgt durch reale Messanwendungen in Kapitel 6. Mit Hilfe der Sensorapplikation aus dem Bereich zur Überwachung von Gefahrenbereichen wird die dreidimensionale Bildgebung des Radarsystems demonstriert. Bei einer weiteren Beispielanwendung wird das Radar zur Erfassung von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen eingesetzt. Anhand dieses vergleichsweise neuen Anwendungsgebiets wird die dreidimensionale Detektions- und Lokalisierungsfähigkeit von Objekten nachgewiesen.

In Kapitel 7 wird die Systemanwendung zur radarbasierten Oberflächen- und Volumenbestimmung präsentiert. Dazu wird ein neuartiges Signalverarbeitungsverfahren entwickelt, welches die Rekonstruktion einer Oberfläche ermöglicht. Durch eine anschließend durchgeführte Demonstrationsmessung an einem Splitt-Haufen wird mit dem entwickelten 3D-DBF-Radar die Materialmenge aus den gewonnenen Messdaten bestimmt.

Abschließend wird in Kapitel 8 eine Zusammenfassung und eine Diskussion der aus dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse gegeben.

2. Systemkonzept des dreidimensional bildgebenden Radarsystems

In diesem Kapitel wird das im Rahmen dieser Arbeit entworfene Systemkonzept einschließlich einer speziellen Antennenanordnung vorgestellt. Mit Hilfe des Mehr-Sender/Mehr-Empfänger-Konzepts und der FMCW basierten Entfernungsmessung wird eine effiziente dreidimensionale Abdeckung des Messbereiches von einer statischen Messposition aus ermöglicht. Als Betriebsfrequenz des Radarsystems wurde das ISM-Band bei 24 GHz gewählt, welches eine Bandbreite von 250 MHz zur Verfügung stellt. Allgemein steigt mit größer werdenden Frequenzen die atmosphärische Dämpfung der Radarsignale. Die Wahl der vergleichsweise hohen Trägerfrequenz von 24 GHz ist dennoch von Vorteil, da die resultierende Wellenlänge von 12,5 mm eine erhebliche Reduzierung der Bauteilgrößen und Antennenabmessungen ermöglicht. Weiterhin sind in dem verwendeten ISM-Band zahlreiche Bauteile, wie etwa integrierte Verstärker (engl. *Low Noise Amplifier*, LNAs), kommerziell verfügbar, die einen kompakten Aufbau und eine kostengünstige Realisierung des Radarsystems ermöglichen.

2.1. Antennenanordnung

Häufig werden in Radaranwendungen, die eine zweidimensionale Winkelabbildung benötigen, vollbesetzte planare Antennengruppen eingesetzt. Für Anwendungen in der Radioastronomie wurde jedoch erstmals ein Verfahren vorgestellt, das eine reduzierte Anzahl an Antennen benötigt und dennoch ein hohes Auflösungsvermögen bereitstellt [ML53]. Das sogenannte *Mill's Cross* verwendet zwei lineare Antennengruppen, die in Form eines Kreuzes orthogonal zueinander ausgerichtet sind. Wird eine der linearen Antennengruppen als Sendegruppe und die andere dementsprechend als Empfangsgruppe

2. Systemkonzept des dreidimensional bildgebenden Radarsystems

genutzt, kann durch Multiplikation der beiden Gruppenfaktoren ein virtueller, zweidimensionaler Gruppenfaktor generiert werden [HBT83]. Der so erzeugte zweidimensionale Gruppenfaktor aus zwei orthogonalen Antennengruppen mit M Sendern (Tx) und N Empfängern (Rx) entspricht dem Gruppenfaktor einer vollbesetzten Antennengruppe mit $M \cdot N$ Empfängern und einem Sender bzw. $M \cdot N$ Sendern und einem Empfänger. Mit dieser Array-Kombination kann bei gleichbleibender Winkelauflösung die Gesamtanzahl der Antennen durch den Einsatz von mehreren Sendern und mehreren Empfängern deutlich verringert werden. Bedingt durch die Größe der Einzelantennen und deren erforderlichen Antennenabstände wurde auf eine Kreuzform verzichtet und in der Realisierung stattdessen eine Anordnung in Form eines umgedrehten T's, ein sogenanntes T-Array, entsprechend Bild 2.1 gewählt [HMS⁺13]. Für das im späteren Verlauf der Arbeit realisierte Radarsystem wurde sowohl die Anzahl der Sende- als auch der Empfangsantennen zu acht gewählt, sodass die geforderte Auflösung mit vertretbarem Hardwareaufwand erzielt werden kann. Die Grundlagen in Kapitel 3 werden auf Basis der vorgestellten Antennenanordnung eingeführt und anschließend weitere Möglichkeiten zur Anordnung der Antennenarrays für eine zweidimensionale Winkelbestimmung gegeben.

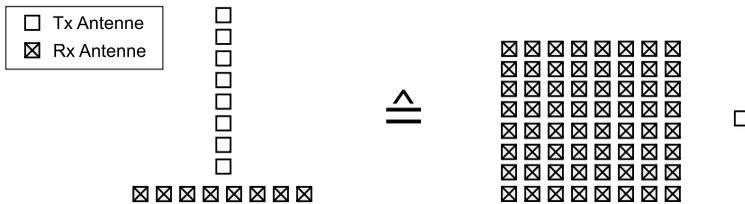


Bild 2.1.: Darstellung der gewählten Antennenanordnung von Sende- und Empfangsantennen gegenüber der Anordnung eines vollbesetzten Antennenarrays mit äquivalentem Gruppenfaktor.

2.2. Systemübersicht

Der Aufbau des dreidimensional messfähigen Radarsystemkonzepts mit zweidimensionaler digitaler Strahlformung ist in vereinfachter Darstellung in Bild 2.2 zu sehen. Dazu soll hier zunächst ein kurzer Überblick gegeben werden:

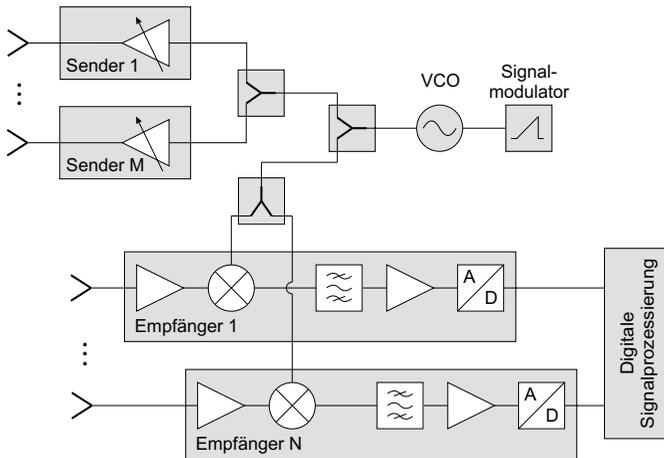


Bild 2.2.: Schematische Darstellung des Radarsystemkonzepts mit mehreren Sendern und Empfängern.

Das Sendesignal wird durch einen spannungsgesteuerten Oszillator (engl. *Voltage Controlled Oscillator*, VCO) generiert, dessen Frequenz über einen Signalmodulator linear moduliert wird. Über einen Wilkinsterteiler wird das Signal an die Sender und an die Mischer der Empfangskanäle geführt. Die Sender werden im Zeitmultiplex betrieben, die in der späteren Realisierung über schaltbare Verstärker umgesetzt werden. Innerhalb der parallel arbeitenden Empfangskanäle werden die Signale zunächst vorverstärkt und mit dem am Mischer anliegenden Lokaloszillator-Signal (LO-Signal) heruntergemischt. Anschließend werden die Zwischenfrequenzsignale mit einem aktiven Bandpassfilter verstärkt und über einen A/D-Wandler simultan abgetastet und digitalisiert. Die vom A/D-Wandler aufgezeichneten Signale können mittels digitaler Signalverarbeitung ausgewertet und zu einem Radarbild pro-

zessiert werden. Eine detaillierte Beschreibung der realisierten Hardware mit jeweils acht Sende- und Empfangskanälen folgt in Kapitel 4.

Zum Abschluss dieses Kapitels werden in den folgenden Punkten die technischen Herausforderungen und Aufgabenstellungen zusammengefasst, die aus der geforderten Verifikation des Systemkonzepts resultieren:

- Entwurf und Realisierung einer kompakten Hardware einschließlich einer Radarelektronik zur Signalgenerierung, Datenerfassung und Steuerung des Messablaufs.
- Entwurf und Auswahl geeigneter Signalverarbeitungsverfahren zur Generierung von Radarbildern mit der realisierten Hardware.
- Entwicklung einer Selbstkalibrierung zur Kalibrierung des Radarsystems im laufenden Betrieb.
- Erprobung und Verifikation des Systems in realen Messszenarien.

3. Grundlagen zu Radar und digitaler Signalverarbeitung

Dieses Kapitel befasst sich mit den Grundlagen der Radartechnik und der digitalen Signalverarbeitung, die zum Verständnis der folgenden Kapitel notwendig sind. Zunächst wird in Abschnitt 3.1 das Radarprinzip erläutert und anschließend ein Überblick zu den relevanten Signalverarbeitungsschritten für das DBF-Radar gegeben. Basierend auf dem FMCW-Verfahren wird die radarbasierte Abstands- und Geschwindigkeitsbestimmung eingeführt. Die zweidimensionale Winkelabbildung wird anhand des T-Arrays dargestellt. Zusätzlich werden weitere 2D-Antennenanordnungen aufgezeigt, die ebenfalls eine zweidimensionale Winkelabbildung ermöglichen.

3.1. Radarprinzip

Um mit einem Radarsystem ein Objekt detektieren zu können, wird von einem Sender die Leistung P_{Tx} über eine Antenne mit dem Antennengewinn G_{Tx} abgestrahlt. Im Abstand R von der Antenne beträgt die Leistungsdichte folglich

$$S_{\text{Tx}} = \frac{P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}}}{4\pi R^2}. \quad (3.1)$$

Das Objekt im Abstand R streut entsprechend seines Radarrückstreuquerschnitts σ eine gewisse Leistung in Richtung des Empfängers zurück. Die Leistungsdichte an der Empfangsantenne ergibt sich demnach zu

$$S_{\text{Rx}} = \frac{P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} \sigma}{(4\pi R^2)^2}. \quad (3.2)$$

Die empfangene Leistung am Empfänger bestimmt sich aus der Leistungsdichte S_{Rx} und der Antennenwirkläche $A_w = \frac{\lambda^2 G_{\text{Rx}}}{4\pi}$ der Empfangsantenne

zu

$$P_{\text{Rx}} = S_{\text{Rx}} \cdot A_w = \frac{P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (3.3)$$

was der Radargleichung für ein Punktziel unter Freiraumausbreitung entspricht [Sko08]. Daraus wird ersichtlich, dass die Empfangsleistung mit $1/R^4$ abnimmt. Die maximale Reichweite des Radarsystems lässt sich durch Umstellen der Radargleichung zu

$$R_{\text{max}} = \left(\frac{P_{\text{Tx}} G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{\text{Rx,min}}} \right)^{1/4} \quad (3.4)$$

berechnen. Dabei entspricht $P_{\text{Rx,min}}$ der kleinsten vom Radarsystem noch detektierbaren Empfangsleistung.

3.2. Übersicht der Signalverarbeitungsschritte

Zunächst soll eine Übersicht zu den wesentlichen Signalverarbeitungsschritten des 3D-DBF-Radars gegeben werden, bevor in den folgenden Abschnitten detailliert auf diese eingegangen wird [HZZ11]. Dazu sind die einzelnen Schritte in einem Flussdiagramm entsprechend ihrer Reihenfolge in Bild 3.1 dargestellt.

- **Datenakquisition**

Den ersten Schritt stellt die Datenakquisition dar. Dazu werden die an den Empfängern bezüglich eines jeden Senders gleichzeitig anliegenden Signale digitalisiert und gespeichert. Nach einem Messzyklus, in dem die sequentiell betriebenen Sender nacheinander ein- und ausgeschaltet werden, liegen die Daten für jede Sender- und Empfängerkombination vollständig vor.

- **Entfernungsprozessierung**

Die Entfernungsprozessierung stellt den ersten wesentlichen Signalprozessierungsschritt dar und wird in Abschnitt 3.3 basierend auf dem

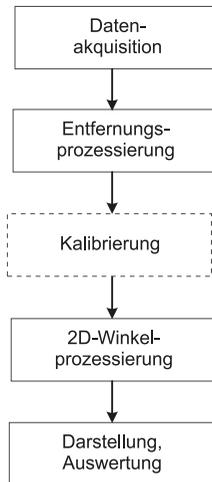


Bild 3.1.: Flussdiagramm der 3D-DBF-Radar Signalprozessierung.

FMCW-Radar Prinzip eingeführt. Sie erfolgt unabhängig von der Winkelprozessierung und wird auf jede Sender- und Empfängerkombination separat angewendet.

- **Kalibrierung**

Nach der Entfernungprozessierung kann optional eine Kalibrierung der Messdaten erfolgen, wie es im Rahmen der in Kapitel 5 vorgestellten Selbstkalibrierung beschrieben wird.

- **2D-Winkelprozessierung**

Die in Abschnitt 3.4 beschriebene 2D-Winkelprozessierung ermöglicht die Bestimmung der Winkelinformation in Elevations- und Azimutrichtung. Sie wird auf die Sende- und Empfangsantennengruppe angewendet und ist unabhängig von der Entfernungprozessierung.

- **Darstellung und Auswertung**

Der letzte Schritt in der Signalverarbeitungskette umfasst die Auswertung und die grafische Darstellung der Daten. Je nach Anwendung empfiehlt es sich, die nach der Prozessierung in Polarkoordinaten vorliegenden Daten in ein kartesisches Koordinatensystem zu transformieren.

ren und anschaulich über eine Intensitätsverteilung darzustellen, vgl. Kapitel 6 und 7.

3.3. FMCW-Modulation

Bei der FMCW-Modulation wird eine über der Zeit linear an- oder absteigende Frequenz ausgesendet. Diese sogenannte Frequenzrampe durchläuft dabei während der Zeitdauer T einen Frequenzhub B [Sto92]. Das Sendesignal lässt sich durch

$$s_{\text{Tx}}(t) = \cos\left(2\pi\left(f_0 t + \frac{B}{T}t^2\right)\right) \quad (3.5)$$

formulieren, bei dem die Signalamplitude an dieser Stelle aus Vereinfachungsgründen auf eins normiert ist. Der Frequenzverlauf wird durch $f_{\text{Tx}}(t) = f_0 + \frac{B}{T}t$ beschrieben und folgt der in Bild 3.2 dargestellten Form. Dabei

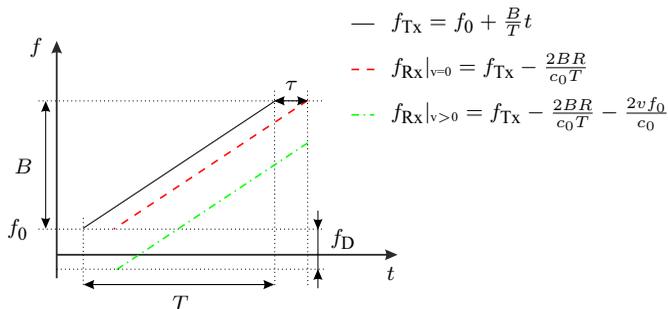


Bild 3.2.: Darstellung der zeitlichen Frequenzverläufe der Sende- und Empfangsfrequenz bei der FMCW-Modulation mit positiver Rampensteigung.

beschreibt f_0 die Startfrequenz der Frequenzrampe. Wird das ausgesendete Signal an einem Objekt reflektiert, so erreicht es mit einer Zeitverzögerung von $\tau \ll T$ den Empfänger. Das Empfangssignal ergibt sich zu

$$s_{\text{Rx}}(t) = \gamma s_{\text{Tx}}(t - \tau) \quad \text{für } 0 \leq t \leq T. \quad (3.6)$$

Mit γ werden alle Dämpfungsmechanismen auf dem Signalweg zusammengefasst. Im Empfänger wird das empfangene Signal mit dem aktuell anliegenden Sendesignal gemischt, was einer Multiplikation entspricht

$$s_{\text{ZF}}(t) = s_{\text{Tx}}(t) \cdot s_{\text{Rx}}(t). \quad (3.7)$$

Über die trigonometrische Beziehung

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2}(\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)) \quad (3.8)$$

kann das Produkt aus dem Sende- und Empfangssignal in zwei Summanden aufgeteilt werden. Der erste Summand beschreibt das Signal bei doppelter Trägerfrequenz, wohingegen der zweite Summand die gewünschte Zwischenfrequenz (ZF) bzw. die hier vorliegende Frequenz im Basisband beschreibt. Durch die anschließende Tiefpassfilterung wird der höherfrequente Signalanteil unterdrückt. Das ZF-Signal hat die Gestalt:

$$s_{\text{ZF}}(t) = \frac{1}{2} \gamma \cos \left(2\pi \left(f_0 \tau + \underbrace{\frac{B}{T} t \tau + \frac{B}{2T} \tau^2}_{f_{\text{R}}} \right) \right) \quad (3.9)$$

Unter der Annahme $\tau \ll T$ kann der letzte Term in Gleichung (3.9) vernachlässigt werden. Bei einem statischen Objekt ist die Signallaufzeit $\tau = 2R/c_0$ somit allein durch die Entfernung R des Objekts und die Geschwindigkeit c_0 der elektromagnetischen Welle im Medium gegeben. Somit ist die Frequenz f_{R} des Messsignals proportional zur Signallaufzeit τ und damit zur Entfernung

$$R = \frac{f_{\text{R}} c_0 T}{2B} \quad (3.10)$$

des Messobjekts und lässt sich nach der Digitalisierung mit einem A/D-Wandler über eine Fourier-Transformation bestimmen. Bei mehreren Reflexionsobjekten besteht das ZF-Signal aus einer Überlagerung verschiedenfrequenter

harmonischer Schwingungen, die bei der Spektralanalyse für jeden Reflektor eine Spektrallinie ergeben. Die Länge der Rampendauer T bestimmt die Frequenzauflösung Δf des ZF-Signals. Daraus ergibt sich unter Verwendung von Gleichung (3.10) die Entfernungsauflösung des FMCW-Radars zu

$$\Delta R = \frac{c_0}{2B}. \quad (3.11)$$

Bewegt sich ein Objekt mit einer konstanten Relativgeschwindigkeit v , so ist die Laufzeit mit $\tau = 2(R + vt)/c_0$ zeitabhängig. Dementsprechend folgt für das ZF-Signal

$$s_{\text{ZF}}(t) = \frac{1}{2} \gamma \cos \left(2\pi \left(\frac{2f_0 R}{c_0} + \underbrace{\left(\frac{2BR}{c_0 T} \right)}_{f_R} + \underbrace{\left(\frac{2f_0 v}{c_0} \right)}_{f_D} t + \frac{2Bv}{c_0 T} t^2 \right) \right). \quad (3.12)$$

Der erste Term beschreibt eine konstante Phase, während der zweite Term in Abhängigkeit von t die Entfernungsfrequenz f_R sowie die durch die Geschwindigkeit verursachte Dopplerverschiebung f_D enthält. Der letzte Term mit t^2 gibt die Frequenzänderung aufgrund einer sich ändernden Entfernung durch die Bewegung des Ziels an. Allerdings ist der Term für kurze Beobachtungszeiten und geringe Geschwindigkeiten klein genug, um vernachlässigt werden zu können.

In Bild 3.2 ist der zeitliche Verlauf der Sende- und Empfangsfrequenz f_{Tx} bzw. f_{Rx} verdeutlicht. Für ein ruhendes Objekt liegt lediglich eine zeitliche Verzögerung der Empfangsfrequenz gegenüber der Sendefrequenz vor. Bei einem bewegten Objekt erfährt die Empfangsfrequenz eine weitere Verschiebung um die Dopplerfrequenz f_D . Die Verkopplung von Entfernung und Geschwindigkeit im ZF-Signal lässt sich anhand der Messung eines frequenzmodulierten Sendesignals nicht separieren. Häufig wird eine Dreiecksmodulation, bestehend aus zwei Frequenzrampen mit entgegengesetzter Steigung, zur Trennung der Entfernungs- und Geschwindigkeitsverkopplung eingesetzt. Befinden sich allerdings mehrere Objekte im Messbereich des Radars, gelingt eine eindeutige Zuordnung über die Dreiecksmodulation nicht mehr. Die nicht vorhandenen, aber dennoch detektierten Ziele werden Schein- oder Geisterziele genannt. Zur Eliminierung dieser Mehrdeutigkeiten bedarf es weiterer Messungen mit unterschiedlichen Rampensteigungen, die jedoch die gesamte Messdauer verlängern [RM01, Men99]. Über Trackingverfah-

ren oder einen Amplitudenvergleich können Falschzuordnungen weiter reduziert werden [WHW09]. Bei der sogenannten Chirp-Sequence Modulation, die häufig in Automotive Radaren eingesetzt wird, können mit Hilfe einer Sequenz, bestehend aus mehreren gleichen Frequenzrampen mit hoher Wiederholrate, durch Auswertung über eine zweidimensionale schnelle Fourier-Transformation (engl. *Fast Fourier Transformation*, FFT) Mehrdeutigkeiten vermieden werden [WHW09, May08]. Allerdings sind zur Abtastung dieser schnellen Frequenzrampen A/D-Wandler mit sehr hohen Abtastraten erforderlich. Da es sich bei den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten industriellen Anwendungen jedoch vorwiegend um statische Messszenarien handelt, wird auf eine aufwendige Chirp-Sequence Modulation aufgrund der erhöhten Datenrate und zugunsten eines reduzierten Schaltungsaufwands verzichtet.

Basisbandverarbeitung

Nach der Abwärtsmischung wird das Basisbandsignal bzw. ZF-Signal zuerst analog verstärkt und gefiltert. Ziel dieser Filter-Verstärker Kombination ist die Anpassung der Signaldynamik an den nachfolgenden A/D-Wandler, um einen ausreichenden Signalpegel bei Zielen mit minimalem Radarrückstreuquerschnitt und maximalem Abstand zu gewähren, sowie eine Übersteuerung durch Ziele mit großem Rückstreuquerschnitt bei geringem Abstand zu verhindern. Dafür bietet sich ein aktives Bandpassfilter an, welches näherungsweise eine R^4 -Charakteristik bis zum Durchlassbereich aufweist und die höheren, unerwünschten Frequenzanteile über ein Tiefpassverhalten (Anti-Aliasing Filter) dämpft. Eine weitere Aufgabe dieser analogen Vorverarbeitungsstufe ist die Anpassung der Mischerausgangsimpedanz an den relativ hochohmigen Eingangswiderstand des A/D-Wandlers.

Über den A/D-Wandler wird das gefilterte und verstärkte ZF-Signal mit einer Abtastrate f_A abgetastet und digitalisiert. Das zeitdiskretisierte ZF-Signal ergibt sich zu

$$s_{ZF}[p] = s_{ZF}\left(\frac{p}{f_A}\right), \quad (3.13)$$

wobei p für den Abtastindex steht. Für die Abtastung des analogen Signals ist die erforderliche Abtastrate f_A festzulegen. Hierfür müssen die Frequenzen berücksichtigt werden, die sich aus der maximal zu erfassenden Zielentfernung und der größten zu erwartenden Zielgeschwindigkeit ergeben. Die

maximale Zwischenfrequenz ergibt sich aus der Summe dieser beiden Frequenzen, die wiederum laut dem Nyquist-Abtasttheorem mindestens mit der zweifachen Frequenz abgetastet werden muss. Nach der A/D-Wandlung liegt das Messsignal zur weiteren Verarbeitung digital vor.

Bei dem FMCW-Verfahren stellt die Frequenz des ZF-Signals die Messgröße dar. Wie bereits zuvor erwähnt, kann diese über eine diskrete Fourier-Transformation in den Frequenzbereich transformiert werden. Um diese effizient ausführen zu können, wird häufig die FFT eingesetzt [PLK11].

Aufgrund der begrenzten Messdauer steht das Messsignal nur für die Dauer T zur Verfügung. Dies entspricht einer Multiplikation des unendlich gedachten Messsignals mit einem Rechteckfenster, dessen Korrespondenz einer Si-Funktion im Frequenzbereich entspricht. Mittels einer geeigneten Fensterfunktion w kann das ZF-Signal vor der Transformation gewichtet werden [Har78]. Damit kann der Dynamikbereich des Radars erhöht und die Überdeckung von schwächeren Signalen durch Nebenmaxima stärker reflektierender Objekte reduziert werden. Die Fensterfunktion verringert jedoch die Nebenmaxima auf Kosten einer Reduktion und Verbreiterung des Hauptmaximums, was zu einer geringeren Entfernungs- bzw. Geschwindigkeitsauflösung führt. Mit der FFT wird das gefensterterte, diskret vorliegende ZF-Signal in den Frequenzbereich transformiert. Die FFT wird über die vorliegenden P Abtastpunkte der Frequenzrampe angewendet

$$S_{ZF}[l] = \sum_{p=0}^{P-1} s_{ZF}(p) e^{-j2\pi lp/P} \quad \text{für } l = 0, \dots, P-1 \quad (3.14)$$

welche dementsprechend $L = P$ äquidistante Werte, sogenannte Frequenzbins, liefert. Wird zur Mischung des gesendeten mit dem empfangenen Signal kein I/Q-Mischer verwendet, so liegt das aufgezeichnete Messsignal nach der Transformation in den Frequenzbereich spiegelsymmetrisch vor. Aufgrund der vorliegenden redundanten Information ist nur das Frequenzintervall von

$$0 \leq f < \frac{f_A}{2} \quad (3.15)$$

mit der entsprechenden Frequenzauflösung von

$$\Delta f = \frac{f_A}{L} = \frac{1}{T} \quad (3.16)$$

relevant. Das Frequenzspektrum wird aus derselben Anzahl von Punkten wie das Messsignal dargestellt. Entsprechend Gleichung (3.16) kann eine feinere Frequenzauflösung durch eine längere Rampendauer erzielt werden. Je nach Punkteabstand kommt es im Frequenzspektrum zu Diskretisierungsfehlern, die maximal dem Abstand zweier aufeinanderfolgender Punkte im Spektrum entsprechen. Diese können z.B. durch eine Interpolation des Maximums mit einer Parabel oder durch sogenannte Schwerpunkt-Algorithmen (engl. *centroiding*) [Lud93] reduziert werden. Alternativ kann die Punkteanzahl der FFT durch Anhängen von Nullen an das Signal (Zero-Padding) im Zeitbereich erhöht werden, was ebenfalls zu einer verbesserten Interpolation im Frequenzbereich führt [PLK11]. Jedoch kann der erhöhte Rechenaufwand bei einer größeren FFT-Punkteanzahl nachteilig sein, der bei einer FFT über N Punkte $N \cdot \log N$ Rechenoperationen erfordert.

Am Ende der Signalverarbeitungskette steht bei dem FMCW-Verfahren die Detektion der Ziele, die z.B. über eine Maximumsuche erfolgen kann [Lud93]. Für die Detektion von Zielen bedarf es eines ausreichend hohen Signal-zu-Rauschverhältnisses, durch das wiederum die maximale Reichweite des Radarsystems R_{\max} , vgl. Gleichung (3.4), gegeben ist. Das Signal-zu-Rauschverhältnis ist beim FMCW-Verfahren abhängig von der Rampendauer bzw. Beobachtungsdauer [Stu12].

Des Weiteren sind auch sogenannte CFAR-Detektoren (engl. *Constant False Alarm Rate*) bekannt, die eine konstante Falschalarmwahrscheinlichkeit aufweisen und ebenfalls zur Zieldetektion eingesetzt werden können. Bei diesen Verfahren wird die Detektionsschwelle dem Rauschpegel nachgeführt, womit eine höhere Detektionswahrscheinlichkeit erreicht werden kann [Wie09, Sko08].

3.4. Array-Anordnungen und Winkelprozessierung

Ein 3D Radarabbild der Umgebung kann mit den Dimensionen Entfernung, Azimut und Elevation erstellt werden, ohne dass eine der Dimensionen durch Bewegung des Radarsystems ermittelt werden muss. Für gewöhnlich werden vollbesetzte Antennenarrays zur zweidimensionalen Winkelbestimmung eingesetzt. In diesem Abschnitt werden das T-Array sowie weitere 2D-Antennenanordnungen vorgestellt, die durch eine geschickte Kombination aus einem

Sende- und Empfangsantennenarray eine zweidimensionale Winkelabbildung mit einer deutlich reduzierten Antennenanzahl ermöglichen. Zunächst wird die dem T-Array zugrundeliegende dreidimensionale Geometrie eingeführt, die es ermöglicht, eine Winkelbestimmung sowohl in Azimut- als auch in Elevationsrichtung durchzuführen. Basierend auf dieser Antennenanordnung wird ein ideales Signalmodell aufgestellt und ein kurzer Überblick über die später verwendeten Verfahren zur Winkelprozessierung gegeben. Für eine allgemeine Beschreibung verschiedener Winkelschätzmethode sei auf [KV96, vT02, LS08] verwiesen.

3.4.1. Dreidimensionale Geometrie

Zur Beschreibung der Ausbreitungspfade im dreidimensionalen Raum wird die im Folgenden beschriebene dreidimensionale Geometrie eingeführt. In Bild 3.3 ist die geometrische Anordnung der Sende- und Empfangsantennen in Form eines umgedrehten T's gezeigt. Das DBF-Radarsystem besteht aus M Sendeantennen, die orthogonal zu den N Empfangsantennen angeordnet sind. Allgemein kann die Position einer jeden Sende- bzw. Empfangsantenne im dreidimensionalen Raum durch $\mathbf{x}_{Tm/Rn} = x_{Tm/Rn}\mathbf{e}_x + y_{Tm/Rn}\mathbf{e}_y + z_{Tm/Rn}\mathbf{e}_z$ angegeben werden. Für den Fall des dargestellten T-Arrays vereinfachen sich die Positionen der entlang der z-Achse angeordneten Sendeantennen zu $\mathbf{x}_{Tm} = z_{Tm}\mathbf{e}_z$ und die der auf der x-Achse befindlichen Empfangsantennen zu $\mathbf{x}_{Rn} = x_{Rn}\mathbf{e}_x$.

Die Position eines Reflexionsobjekts (x_k, y_k, z_k) , welches sich in einem Abstand r_k vom Ursprung unter dem Azimutwinkel ψ_k und dem Elevationswinkel θ_k im dreidimensionalen Raum befindet, kann über die Kugelkoordinaten

$$x_k = r_k \sin \theta_k \cos \psi_k \quad (3.17)$$

$$y_k = r_k \sin \theta_k \sin \psi_k \quad (3.18)$$

$$z_k = r_k \cos \theta_k \quad (3.19)$$

beschrieben werden. Danach lassen sich die $M \cdot N$ Signalausbreitungswege über den Abstand R_{Tm} von einem Sender m zu einem Reflexionsobjekt k mit

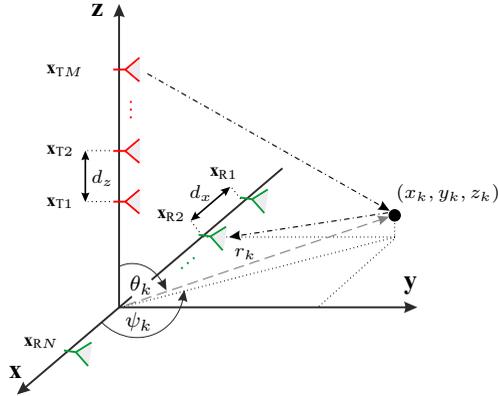


Bild 3.3.: Geometrische Anordnung des Sende- und Empfangsantennenarrays mit einem exemplarisch eingezeichneten Ausbreitungsweg für ein Reflexionsobjekt bei (x_k, y_k, z_k) .

$$\begin{aligned} R_{Tm}^2 &= x_k^2 + y_k^2 + (z_k - z_{Tm})^2 \\ &= r_k^2 - 2z_{Tm} r_k \cos \theta_k + z_{Tm}^2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

sowie aus dem Abstand R_{Rn} zwischen dem Reflexionsobjekt k und dem Empfänger n mit

$$\begin{aligned} R_{Rn}^2 &= (x_k - x_{Rn})^2 + y_k^2 + z_k^2 \\ &= r_k^2 - 2x_{Rn} r_k \sin \theta_k \cos \psi_k + x_{Rn}^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

beschreiben. Zur Berechnung der Entfernungen in den Gleichungen (3.20) und (3.21) wird zur Approximation der Wurzel eine binomische Reihe benutzt [BM08]:

$$\sqrt{1-a} = \sum_{k=0}^{\infty} \binom{\frac{1}{2}}{k} (-a)^k = 1 - \frac{1}{2}a - \frac{1}{8}a^2 - \dots \quad \text{für } |a| < 1 \quad (3.22)$$

Ist der Abstand r_k vom Ursprung zum Reflexionsobjekt viel größer als der Abstand vom Ursprung zu den Antennen [SS91, GW98], so ist die Fernfeldbedingung sowohl für die Sender

$$\left| \frac{-2z_{Tm}r_k \cos \theta_k + z_{Tm}^2}{r_k^2} \right| < 1 \quad (3.23)$$

als auch für die Empfänger

$$\left| \frac{-2x_{Rn}r_k \sin \theta_k \cos \psi_k + x_{Rn}^2}{r_k^2} \right| < 1 \quad (3.24)$$

mit $r_k \gg |z_{Tm}|$ bzw. $r_k \gg |x_{Rn}|$ erfüllt. Damit können die Abstände R_{Tm} und R_{Rn} über den konstanten und linearen Term der binomischen Reihe mit

$$R_{Tm} \approx \tilde{R}_{Tm} = r_k - z_{Tm} \cos \theta_k \quad (3.25)$$

und

$$R_{Rn} \approx \tilde{R}_{Rn} = r_k - x_{Rn} \sin \theta_k \cos \psi_k \quad (3.26)$$

angenähert werden. Der gesamte Ausbreitungsweg ergibt sich über die Summation der beiden Abstände zu

$$\tilde{R}_{Tm} + \tilde{R}_{Rn} = 2r_k - x_{Rn} \sin \theta_k \cos \psi_k - z_{Tm} \cos \theta_k. \quad (3.27)$$

Die Gleichung (3.27) kann in zwei Teile aufgespalten werden. Der erste Term ist für jede Sender- und Empfängerkombination gleich groß, während die zwei restlichen Terme die Unterschiede bezüglich den Antennenpositionen repräsentieren.

3.4.2. Ideales Signalmodell

Zur Modellierung der empfangenen Signale wird ein ideales Signalmodell für das verwendete T-Array mit einer M -elementigen Sendegruppe in vertikaler Richtung und einer N -elementigen Empfangsgruppe in horizontaler Richtung aufgestellt. Die Sender werden im Zeitmultiplex betrieben, sodass eine

eindeutige Zuordnung der empfangenen Signale zu dem jeweiligen Sender ermöglicht wird. Das empfangene Signal einer jeden Sender- und Empfängerkombination bestimmt sich aus der Überlagerung von K Zielen aus unterschiedlichen Richtungen $(\theta_1, \psi_1), (\theta_2, \psi_2), \dots, (\theta_K, \psi_K)$ mit additivem Rauschen $\mathbf{n}(l)$ zu

$$\mathbf{x}(l) = \mathbf{A}\mathbf{s}(l) + \mathbf{n}(l). \quad (3.28)$$

Dabei bezeichnet l den Frequenz- bzw. Zeitindex des Signals. Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass das Signal im Frequenzbereich vorliegt. Mit $\mathbf{x}(l)$ wird der Empfangssignalvektor des Antennenarrays beschrieben. Dieser setzt sich wiederum aus einer sogenannten Steuermatrix \mathbf{A} und einem Signalvektor $\mathbf{s}(l)$ des Quellsignals zusammen. Die Steuermatrix berücksichtigt die Information über die Einfallswinkel, während der sogenannte Signalvektor den Gleichanteil der empfangenen Signale wiedergibt und die Amplituden und Phaseninformationen der K Ziele enthält. Der Rauschanteil des Empfangssignalvektors wird mit $\mathbf{n}(l)$ beschrieben. Es folgt

$$\mathbf{x}(l) = [x_{11}(l), \dots, x_{1N}(l), x_{21}(l), \dots, x_{MN}(l)]^T \quad (3.29)$$

$$\mathbf{s}(l) = [s_1(l), \dots, s_K(l)]^T \quad (3.30)$$

$$\mathbf{n}(l) = [n_{11}(l), \dots, n_{1N}(l), n_{21}(l), \dots, n_{MN}(l)]^T \quad (3.31)$$

für die Vektoren, wobei mit $[\]^T$ die Transponierte angegeben wird. Die ideale Steuermatrix \mathbf{A} ist eine winkelabhängige $NM \times K$ Matrix der Form

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \psi_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_K, \psi_K)], \quad (3.32)$$

bestehend aus den Kronecker-Produkten $\mathbf{a}(\theta_k, \psi_k) = \mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_{\text{Rx}}(\theta_k, \psi_k)$ der Sende- und Empfangssteuervektoren des k -ten Ziels. Gemäß Bild 3.3 sind die Steuervektoren für die T-Antennengruppenanordnung durch

$$\mathbf{a}_{\text{Tx}}(\theta_k) = \left[e^{j \frac{2\pi}{\lambda} z_{T1} \cos \theta_k}, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} z_{T2} \cos \theta_k}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} z_{TM} \cos \theta_k} \right]^T \quad (3.33)$$

und

$$\mathbf{a}_{\text{RX}}(\theta_k, \psi_k) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_{\text{R1}}\sin\theta_k\cos\psi_k}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_{\text{R2}}\sin\theta_k\cos\psi_k}, \dots \\ \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_{\text{RN}}\sin\theta_k\cos\psi_k} \end{bmatrix}^T \quad (3.34)$$

gegeben. Der sendeseitige Steuervektor $\mathbf{a}_{\text{TX}}(\theta_k)$ zeigt entsprechend der dreidimensionalen Geometrie aus Bild 3.3 nur eine Abhängigkeit vom Elevationswinkel θ , während der Steuervektor $\mathbf{a}_{\text{RX}}(\theta_k, \psi_k)$ der Empfangsantennengruppe den Azimutwinkel ψ und den Elevationswinkel θ beinhaltet. Gleichung (3.28) beschreibt das grundlegende Signalmodell für das in dieser Arbeit vorgestellte Radarsystem mit T-förmiger Antennengruppenanordnung.

3.4.3. Digitale Strahlformung

Die digitale bzw. klassische Strahlformung ist eine Phasenauswertung. Dazu wird der Phasenunterschied an räumlich verteilten Antennen ausgenutzt, der im Fall einer einfallenden, ebenen Welle auftritt. Zur Bestimmung der Winkelinformation wird das Empfangssignal $x(l)$ über eine Korrelation mit einer vom Fokussierungswinkel (θ_0, ψ_0) abhängigen Referenzfunktion $h(l)$ multipliziert und die Summe über alle Sender- und Empfängerkombinationen gebildet. Die Winkelprozessierung ist von der Entfernungsprozessierung unabhängig und kann sowohl auf das Empfangssignal im Zeitbereich als auch auf das bereits in den Frequenzbereich transformierte Empfangssignal angewendet werden. Das winkelprozessierte Signal ergibt sich zu

$$f_C(r_0, \theta_0, \psi_0) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{m,n} \cdot h^*(z_{\text{T}m}, x_{\text{R}n}, \theta_0, \psi_0) \cdot x_{mn}(l). \quad (3.35)$$

Dabei kann mit $w_{m,n}$ eine zusätzliche Amplitudenbelegung auf die Antennenanordnung mit einer Fensterfunktion gegeben werden. Die Referenzfunktion beschreibt den Gangunterschied der bei Fokussierung auf den Punkt (θ_0, ψ_0) für die jeweilige Sende- und Empfangsantenne auftritt. Exemplarisch ist dazu in Bild 3.4 der zur Winkelbestimmung genutzte Gangunterschied, der aufgrund der Antennenabstände d_z auftritt, für den Fall des Sendeantennenarrays und einem Ziel im Fernfeld gezeigt. Entsprechend Gleichung (3.27) ergibt sich unter Vernachlässigung des Nahfeldterms der Gangunterschied für

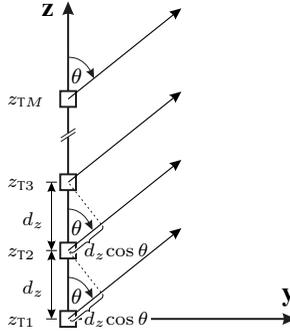


Bild 3.4.: Gangunterschied des Sendearrangs für ein Ziel im Fernfeld.

die Empfangssignale des T-Arrays zu:

$$K_C(z_{Tm}, x_{Rn}, \theta_0, \psi_0) = -z_{Tm} \cos \theta_0 - x_{Rn} \sin \theta_0 \cos \psi_0 \quad (3.36)$$

Zur Bestimmung der Referenzfunktion wird der Gangunterschied in eine Phase umgerechnet

$$h(z_{Tm}, x_{Rn}, \theta_0, \psi_0) = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} K_C(z_{Tm}, x_{Rn}, \theta_0, \psi_0)} \quad (3.37)$$

und in Gleichung (3.35) eingesetzt:

$$\begin{aligned} f_C(r_0, \theta_0, \psi_0) &= \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{m,n} \cdot \left[e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} K_C(z_{Tm}, x_{Rn}, r_0, \theta_0, \psi_0)} \right]^* \\ &\quad \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (\tilde{R}_{Tm} + \tilde{R}_{Rn})} \\ &= e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} 2r_k} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{m,n} \cdot \left[e^{+j \frac{2\pi}{\lambda} z_{Tm} (\cos \theta_k - \cos \theta_0)} \right. \\ &\quad \left. \cdot e^{+j \frac{2\pi}{\lambda} x_{Rn} (\sin \theta_k \cos \psi_k - \sin \theta_0 \cos \psi_0)} \right] \end{aligned} \quad (3.38)$$

Für die Winkelprozessierung werden nur die bezüglich der Antennenpositionen unterschiedlichen Phasenanteile herangezogen. Der für alle Sender-

und Empfängerkombinationen konstante Phasenterm wird vor die Doppelsumme gestellt, da er für die Winkelprozessierung nicht relevant ist. Werden im Folgenden nur noch die Antennenabstände d_z und d_x der Sende- und Empfangsantennen berücksichtigt und damit alle konstanten Phasenterme vernachlässigt, entspricht die digitale Strahlformung dem Gruppenfaktor des T-Arrays

$$F_{\text{GR}}(\theta_0, \psi_0) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{+j \frac{2\pi}{\lambda} m d_z (\cos \theta_k - \cos \theta_0)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{+j \frac{2\pi}{\lambda} n d_x (\sin \theta_k \cos \psi_k - \sin \theta_0 \cos \psi_0)}, \quad (3.39)$$

der sich durch Multiplikation der Sende- mit den Empfangsantennengruppenfaktoren ergibt. Wird von einer einheitlichen Belegung der Einzelantennen ausgegangen ($w_m = w_n = 1$), kann unter Verwendung der endlichen geometrischen Reihe

$$\sum_{m=0}^{M-1} q^m = \frac{q^M - 1}{q - 1} \quad (3.40)$$

der Gruppenfaktor des T-Arrays zu

$$F_{\text{GR}}(\theta_0, \psi_0) = \frac{\sin\left(\frac{\pi M}{\lambda} d_z (\cos \theta_k - \cos \theta_0)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d_z (\cos \theta_k - \cos \theta_0)\right)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi N}{\lambda} d_x (\sin \theta_k \cos \psi_k - \sin \theta_0 \cos \psi_0)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d_x (\sin \theta_k \cos \psi_k - \sin \theta_0 \cos \psi_0)\right)} \quad (3.41)$$

vereinfacht werden. Dieser Gruppenfaktor entspricht nach [Bal05] dem eines vollbesetzten Antennenarrays mit $M \times N$ Antennen.

Einfluss der Array-Geometrie

In den Gruppenfaktor des T-Arrays aus Gleichung (3.41) gehen die Sende- und Empfangsantennengruppenfaktoren unabhängig voneinander ein, womit

eine getrennte Betrachtung der Sende- und Empfangsantennengruppen möglich ist. Der Gruppenfaktor des T-Arrays ist mit jeweils acht Sende- und Empfangsantennen für einen Antennenabstand von $d_z = d_x = \lambda/2$ sowie $d_z = 1,14 \lambda$ und $d_x = 1,16 \lambda$ in den Bildern 3.5(a) und 3.5(b) dargestellt. Die Antennenabstände in Bild 3.5(b) entsprechen den in der späteren Realisierung gewählten Abständen. Aufgrund der unterschiedlichen Antennenabstände er-

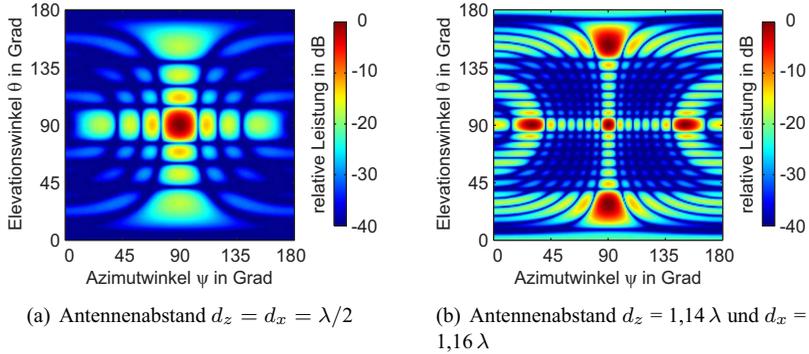


Bild 3.5.: Zweidimensionale Darstellung des Gruppenfaktors für das T-Array, bestehend aus zwei orthogonalen Antennengruppen mit jeweils acht Antennen.

geben sich unterschiedliche Winkelspektren. Neben dem Hauptmaximum treten Mehrdeutigkeiten im Gruppenfaktor in Bild 3.5(b) auf. Diese sogenannten Grating Lobes haben die gleiche Amplitude wie das Hauptmaximum und führen bei der digitalen Strahlschwenkung zu Falschzielen. Daher ist eine Beschränkung des Winkelbereichs mit steigendem Antennenabstand notwendig, um die Abbildung von Falschzielen zu vermeiden. Für das T-Array können mit den folgenden Gleichungen die Positionen der ersten Grating Lobes mit $m = n = \pm 1$ in Elevations- und Azimutrichtung, entsprechend [Bal05], mit

$$\theta = \arccos \left(\cos \theta_0 \pm m \frac{\lambda}{d_z} \right) \quad (3.42)$$

$$\psi = \arccos \left(\frac{\sin \theta_0 \cos \psi_0 \pm n \frac{\lambda}{d_x}}{\sin \theta} \right) \quad (3.43)$$

bestimmt werden. Die Grating Lobes zeigen eine Abhängigkeit sowohl von den Fokussierungswinkeln θ_0 und ψ_0 als auch von den Antennenabständen. Für die Fokussierungswinkel $\theta_0 = \psi_0 = 90^\circ$ haben die beiden ersten Grating Lobes den kleinsten Abstand zueinander und liegen damit am nächsten zur Mitte des Messbereichs. Damit kann der eindeutige Winkelbereich über

$$\theta_{\text{unamb}} = \arccos\left(\pm \frac{\lambda}{2d_z}\right) \quad (3.44)$$

$$\psi_{\text{unamb}} = \arccos\left(\pm \frac{\lambda}{2d_x \sin \theta_{\text{unamb}}}\right) \quad (3.45)$$

definiert werden. Demnach liegen die Mehrdeutigkeiten genau an den Grenzen des so definierten Winkelbereichs. Um Fehlinterpretationen am Rand zu reduzieren, kann der Winkelbereich je nach Anforderung weiter eingeschränkt werden. Des Weiteren sollten die Richtcharakteristiken der Einzelantennen so angepasst sein, dass nur eine Ausleuchtung des eindeutigen Winkelbereichs erfolgt.

Der minimale Winkelabstand zur Trennung von zwei gleich stark reflektierenden Objekten ist bei der klassischen Strahlformung über die Halbwertsbreite definiert. Für die Halbwertsbreite der Antennenkeule in der y-z-Ebene gilt nach [Bal05] im ungeschwenkten Fall ($\theta_0 = \psi_0 = 90^\circ$)

$$\theta_{3\text{dB}} = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d_z} \frac{2,782}{M}\right), \quad (3.46)$$

die damit der Halbwertsbreite der Sendeantennengruppe entspricht. Gleichermaßen ergibt sich die Halbwertsbreite in der x-y-Ebene der Empfangsantennengruppe zu

$$\psi_{3\text{dB}} = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d_x} \frac{2,782}{N}\right). \quad (3.47)$$

Danach ist die Breite der Hauptkeule umgekehrt proportional zur Ausdehnung des Antennenarrays mit $M \cdot d_z$ bzw. $N \cdot d_x$. Je mehr Antennen eingesetzt werden und je größer ihr Abstand zueinander ist, desto kleiner ist die erzielte Halbwertsbreite. Zur Verdeutlichung sind nochmals die eindimensionalen Gruppenfaktoren zweier Antennengruppen mit jeweils 8 Antennen in

einem Abstand von $d = \lambda/2$ und $d = 1,16 \lambda$ in Bild 3.6(a) dargestellt. Die neben der Hauptkeule auftretenden Nebenkeulen besitzen nur eine um 13 dB verringerte Amplitude. Eine größere Dynamik kann, wie auch bei der Entfernungsprozessierung, durch die Gewichtung der Antennen mit einer Fensterfunktion erzielt werden. Jedoch geht mit der Vergrößerung des Dynamikbereichs eine Verbreiterung des Hauptmaximums einher, was eine schlechtere Winkelauflösung zur Folge hat. Dazu sind im Vergleich die jeweils auf den Maximalwert normierten Gruppenfaktoren derselben Antennengruppen mit einer Dolph-Chebyshev Fensterung von 30 dB Nebenkeulendämpfung in Bild 3.6(b) zu sehen. Die Lage und Höhe der Grating Lobes kann allerdings durch die Anwendung der Fensterfunktion nicht beeinflusst werden.

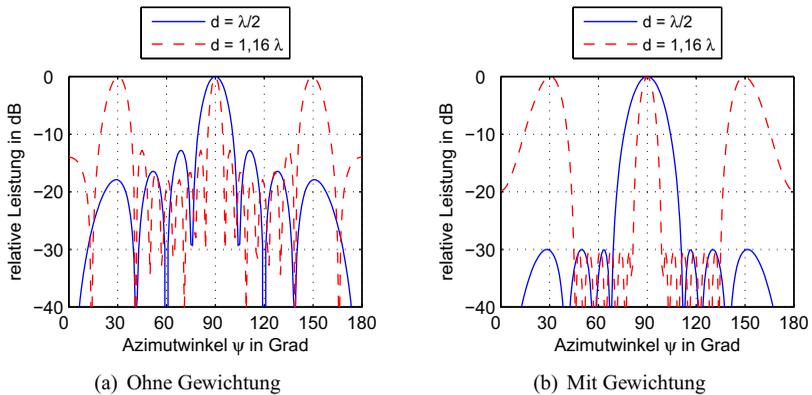


Bild 3.6.: Gruppenfaktoren für ein lineares Antennenarray bestehend aus acht Antennen mit einem Antennenabstand von $d = \lambda/2$ und $d = 1,16 \lambda$ ohne und mit Gewichtung durch ein Dolph-Cheyshev Fenster von 30 dB Nebenkeulenunterdrückung.

3.4.4. Weitere zweidimensionale Antennenanordnungen

Durch eine veränderte Anordnung der Antennen innerhalb der Antennengruppe kann eine kleinere Halbwertsbreite und damit eine verbesserte Winkelauflösung in der digitalen Strahlformung erzielt werden. Basierend auf dem

T-Array mit acht Sendern und acht Empfängern werden im Folgenden weitere Möglichkeiten zur Anordnung der Antennen gegeben, ohne die Antennenanzahl zu erhöhen [HMS⁺13]. Nichtlineare Antennenanordnungen, wie sie z.B. in [SFWS09] und [LXPX07] zu finden sind, werden im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet.

Für eine verbesserte Auflösung in Azimutrichtung kann die Sendeantennen-
gruppe diagonal in Form einer Treppe angeordnet werden. Um die Polarisati-
on beizubehalten, wird dabei die Orientierung der einzelnen Sendeantennen
nicht verändert. Die Anordnung des sogenannten Treppen-Arrays ist in Bild
3.7(a) skizziert. Die zur Darstellung des mit isotropen Kugelstrahlern simu-
lierten Gruppenfaktors in Bild 3.7(b) gewählten Antennenabstände sind in
Tabelle 3.1 zusammengefasst. Durch die zusätzliche Ausdehnung der Sende-
antennengruppe in Azimutrichtung mit dem Antennenabstand $d_x = 14,5$ mm
muss die doppelte Antennenanzahl zur Berechnung der theoretischen Halb-
wertsbreite in Azimutrichtung in Gleichung (3.47) eingesetzt werden. Die
Halbwertsbreite verbessert sich damit zu $\psi_{3\text{dB}} = 2,7^\circ$ gegenüber der Halb-
wertsbreite $\psi_{3\text{dB}} = 5,5^\circ$ des T-Arrays mit den Antennenabständen von $d_z =$
 $14,2$ mm und $d_x = 14,5$ mm. Weiter lässt sich durch die diagonale Anord-
nung der Sendeantennen eine diagonale Verzerrung des Gruppenfaktors in einem
Bereich beobachten, in dem auch die Nebenkeulen liegen. Das Treppen-Array
empfiehlt sich insbesondere dann, wenn eine verbesserte Auflösung in Azi-
mutrichtung gegenüber der Elevationsrichtung gefordert ist und die diagonale
Verzerrung der Hauptkeule toleriert werden kann.

Für eine weitere Verbesserung der Halbwertsbreite in Azimutrichtung können
die Antennenabstände zusätzlich noch vergrößert werden, wie es für das Emp-
fangsantennenarray im Fall des sogenannten breiten Treppen-Arrays in Bild
3.7(c) durchgeführt wurde. Der Antennenabstand wurde dabei auf $d_u = 1,5 \cdot$
 d_x vergrößert. Für das dargestellte breite Treppen-Array lässt sich die Halb-
wertsbreite in Azimut zu $\psi_{3\text{dB}} = 2,2^\circ$ bestimmen. Die diagonale Ausdeh-
nung des Gruppenfaktors kann durch die Verbreiterung des Empfangsanten-
nenarrays verringert werden. Jedoch wird durch die vergrößerten Antennen-
abstände der Eindeutigkeitsbereich in Azimutrichtung verkleinert.

Wird die Empfangsantennengruppe ebenfalls diagonal angeordnet, wie es in
dem in Bild 3.7(e) dargestellten halben Rauten-Array der Fall ist, so wird
auch in Elevationsrichtung eine verbesserte Halbwertsbreite erzielt. Sie be-
rechnet sich durch Einsetzen von $M = 16$ und dem Wert für den Antennenab-
stand d_z aus Tabelle 3.1 in Gleichung (3.46) zu $\theta_{3\text{dB}} = 2,8^\circ$. Das halbe Rauten-

Array entspricht einem um 90° gedrehten T-Array mit Antennenabständen von jeweils $d_v = \sqrt{d_x^2 + d_y^2}$. Aufgrund der vergrößerten Antennenabstände in Diagonalrichtung wird auch der Eindeutigkeitsbereich des halben Rauten-Arrays verkleinert.

Antennen- anordnung	Tx-Array Abstand		Rx-Array Abstand	
	Elevation	Azimut	Elevation	Azimut
T-Array	d_z	-	-	d_x
Treppen-Array	d_z	d_x	-	d_x
Breites Treppen-Array	d_z	d_x	-	d_u
Halbes Rauten-Array	d_z	d_x	d_z	d_x

Tabelle 3.1.: Abstände der 2D-Antennenanordnungen mit $d_z = 14,2$ mm, $d_x = 14,5$ mm und $d_u = 1,5 \cdot d_x = 21,75$ mm.

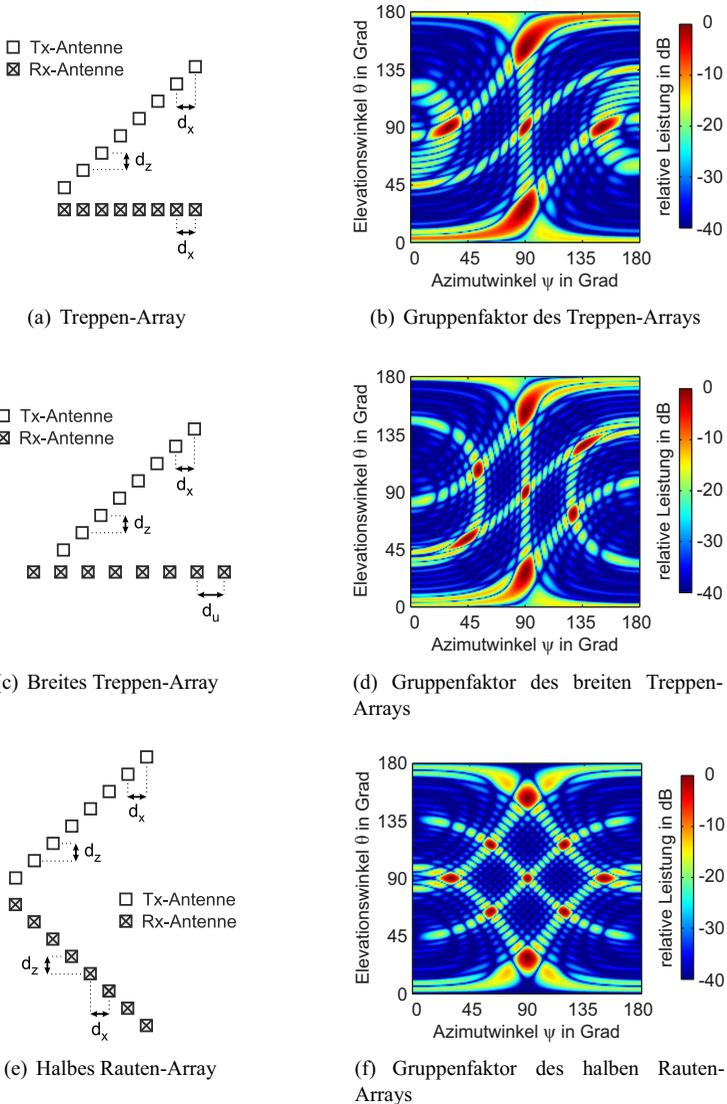


Bild 3.7.: Weitere 2D-Antennenanordnungen bestehend aus einer Sende- und Empfangsantennengruppe und deren Gruppenfaktoren für die Antennenabstände aus Tabelle 3.1.

3.4.5. Unterraumbasierte Verfahren

Bei den unterraumbasierten Verfahren wird die Zerlegung der Kovarianzmatrix in einen Signal- und einen Rauschunterraum zur Winkelschätzung herangezogen. Zu den bekanntesten Verfahren gehören der MUSIC (engl. *Multiple Signal Classification*) und der ESPRIT (engl. *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) Algorithmus [Sch86, PRK86, RPK86]. Das MUSIC-Verfahren verwendet die Orthogonalität des Rauschunterraums zu den Steuervektoren der Ziele zur Winkelschätzung, während das ESPRIT-Verfahren den Signalunterraum verwendet und eine Verschiebeinvarianz des Antennenarrays, wie es beispielsweise bei einem linearen Antennenarray der Fall ist, voraussetzt. Im Folgenden wird das im späteren Verlauf der Arbeit zur Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen eingesetzte MUSIC-Verfahren näher betrachtet. Für eine Beschreibung weiterer unterraumbasierter Verfahren sei z.B. auf [KV96, vT02] verwiesen.

Räumliche Kovarianzmatrix

Die räumliche Kovarianzmatrix beschreibt die Einfallsrichtung einer ebenen Welle über die räumlich verteilten Sender- und Empfängerkombinationen. Basierend auf dem Empfangssignalvektor aus Gleichung (3.28) kann sie wie folgt definiert werden [KV96]:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E \{ \mathbf{x}(l) \mathbf{x}^H(l) \} = \mathbf{A} E \{ \mathbf{s}(l) \mathbf{s}^H(l) \} \mathbf{A}^H + E \{ \mathbf{n}(l) \mathbf{n}^H(l) \} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{R}_s \mathbf{A}^H + \mathbf{R}_n \end{aligned} \quad (3.48)$$

Dabei beschreibt $E \{ \cdot \}$ den statistischen Erwartungswert, \mathbf{R}_s die Signalkovarianzmatrix und $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ die Rauschkovarianzmatrix mit der Rauschleistung σ_n^2 und der Einheitsmatrix \mathbf{I} . Die angegebene Rauschkovarianzmatrix gilt unter der Voraussetzung, dass die Varianz des Rauschens für alle Sendee- und Empfangskombinationen gleich und untereinander unkorreliert ist. Diese Eigenschaft wird gewöhnlicherweise als räumliches weißes Rauschen bezeichnet.

Das MUSIC-Verfahren basiert auf der Eigenwertzerlegung der Kovarianzmatrix \mathbf{R} . Mit Hilfe der unitären Matrix \mathbf{U} der Eigenvektoren und der Diagonal-

matrix \mathbf{A} , lässt sich die Kovarianzmatrix über

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A} + \sigma_n^2\mathbf{I} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H \quad (3.49)$$

darstellen. Dabei enthält die Diagonalmatrix $\mathbf{\Lambda}$ die reellen, nichtnegativen Eigenwerte in absteigender Reihenfolge. Werden K Signale empfangen, so werden maximal K Eigenwerte und Eigenvektoren der Kovarianzmatrix beeinflusst. Sind die Signale nicht kohärent, so besitzt die Kovarianzmatrix $\text{rang}(\mathbf{R}_s) = K$ Eigenwerte größer σ_n^2 . Demnach können die den K größten Eigenwerten zugehörigen Eigenvektoren zu einem sogenannten Signalunterraum und die restlichen Eigenvektoren zu einem Rauschunterraum zusammengefasst werden [KK11]. Werden die Signaleigenvektoren spaltenweise in eine Matrix \mathbf{U}_s geschrieben und die Eigenvektoren des Rauschunterraums entsprechend in \mathbf{U}_n , so ergibt sich die Kovarianzmatrix zu

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n\mathbf{\Lambda}_n\mathbf{U}_n^H \quad (3.50)$$

mit den Diagonalmatrizen $\mathbf{\Lambda}_s$ und $\mathbf{\Lambda}_n$ der Signal- bzw. Rauscheigenwerte. Die obigen Betrachtungen setzen eine exakte Kenntnis der Kovarianzmatrix voraus. In der Praxis muss aufgrund der begrenzten Beobachtungsdauer die Kovarianzmatrix über eine Anzahl Z sogenannter *Snapshots* geschätzt werden. Die sogenannte Kurzzeit-Kovarianzmatrix [KV96] ergibt sich demnach zu

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{Z} \sum_{l=1}^Z \mathbf{x}(l)\mathbf{x}^H(l). \quad (3.51)$$

Bei kohärenten Signalen reduziert sich der Rang von \mathbf{R}_s und es liegt ein Rangdefekt vor. Über sogenannte Dekorrelationsverfahren, die im Anhang A.1 aufgeführt sind, kann der Rang der Signalkovarianzmatrix wiederhergestellt werden.

MUSIC

Im Folgenden wird von einem vollen Rang der Signalkovarianzmatrix in Gleichung (3.50) ausgegangen. Der MUSIC-Algorithmus nutzt die Eigenschaft, dass die Eigenvektoren des Rauschunterraums orthogonal zu den Steuervektoren sind, sodass

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{A} = 0 \quad (3.52)$$

gilt. Unter Ausnutzung dieses Zusammenhangs lässt sich das MUSIC-Winkelspektrum über

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, \psi) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta, \psi) \mathbf{a}(\theta, \psi)}{\mathbf{a}^H(\theta, \psi) \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{a}(\theta, \psi)} \quad (3.53)$$

mit der aus der Kurzzeitkovarianzmatrix ermittelten Matrix des Rauschunterraums $\hat{\mathbf{U}}_n$ berechnen. Das so erzeugte Winkelspektrum weist jeweils bei den Winkeln, die den Richtungen der Ziele entsprechen, ein Maximum auf. Im Gegensatz zur klassischen Strahlformung sagt die Höhe des jeweiligen Maximums nichts über die Signalleistung aus. Das Pseudospektrum ist lediglich ein Maß für die Orthogonalität der Steuervektoren zum Rauschunterraum.

Bild 3.8 zeigt ein Winkelspektrum, das mit dem MUSIC-Verfahren ausgewertet wurde, im Vergleich zu der klassischen Strahlformung. Für die Simulation wurde ein lineares Antennenarray mit acht isotropen Kugelstrahlern im Abstand von $d = 14,5$ mm verwendet. Zur Dekorrelation der Kovarianzmatrix für das MUSIC-Verfahren wurde die räumliche Glättung verwendet, vgl. A.1. Die zwei Ziele im Abstand von $2,8^\circ$ können mit der digitalen Strahlformung nicht mehr aufgelöst werden, während die Winkeltrennung mit dem MUSIC-Verfahren noch möglich ist. Damit ist das MUSIC-Verfahren in der Auflösung nicht durch die Halbwertsbreite des Antennenarrays beschränkt. Die Genauigkeit der Winkelschätzung und die Winkeltrennfähigkeit des MUSIC-Verfahrens sind unter anderem abhängig vom Signal-zu-Rauschverhältnis. Untersuchungen diesbezüglich sind z.B. in [SA89, Sch10] zu finden.

Zur Berechnung des MUSIC-Pseudospektrums muss die Anzahl der zu detektierenden Ziele K bekannt sein. Dies ist in der Praxis normalerweise nicht der Fall. Die Anzahl der vorhandenen Signale kann durch statistische Ver-

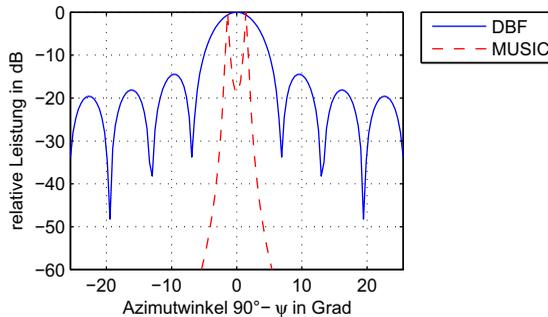


Bild 3.8.: Darstellung der Winkelauswertung mit dem MUSIC-Verfahren und der digitalen Strahlformung für zwei Ziele im Abstand von $2,8^\circ$.

fahren, sogenannte Ordnungsschätzer, bestimmt werden. Ein Überblick zu den verschiedenen Möglichkeiten der Ordnungsschätzung ist in [Sch10] und [KV96] zu finden. Im Rahmen dieser Arbeit wird das MUSIC-Verfahren zur Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen im Vergleich zu der digitalen Strahlformung eingesetzt. Da in dieser Anwendung die Anzahl der zu detektierenden Ziele bekannt ist, kann der Rechenaufwand für eine Ordnungsschätzung erspart und damit auch eine fehlerhafte Schätzung der Anzahl von Zielen vermieden werden.

4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators

Zur Verifikation des dreidimensional messfähigen Systemkonzepts wird in diesem Kapitel ein eigens dafür entwickeltes Radarsystem vorgestellt. Auf Basis dieses Radardemonstrators werden in den folgenden Kapiteln sowohl ein Selbstkalibrierungsverfahren als auch verschiedene industrielle Anwendungsmöglichkeiten aufgezeigt. Zunächst wird ein Überblick über die Systemarchitektur des realisierten Radarsystems und die Aufteilung der verschiedenen Funktionsblöcke auf die Einzelmodule gegeben. Im Anschluss daran werden die Einzelmodule detailliert beschrieben. Im zweiten Teil des Kapitels erfolgt eine Funktionsanalyse und eine umfassende Charakterisierung der Systemparameter einschließlich der erzielbaren Leistungsfähigkeit. Anhand der ermittelten Hardwaretoleranzen und des analysierten Temperaturverhaltens des realisierten Systemdemonstrators können im darauf folgenden Kapitel deren Auswirkungen auf die Winkelabbildung in Form einer Fehleranalyse abgeschätzt und ein entsprechendes Korrekturverfahren entwickelt werden.

4.1. Aspekte zur Systemauslegung

Der von der Bundesnetzagentur als ISM-Band freigegebene Frequenzbereich von 24 GHz bis 24,25 GHz erlaubt eine maximale äquivalente isotrope Strahlungsleistung von 100 mW. Aus dieser Vorgabe sind bereits im Vorfeld sowohl die Sendeleistung als auch die maximal nutzbare Signalbandbreite festgelegt. Die theoretische Entfernungsauflösung lässt sich damit direkt aus der Bandbreite unter Verwendung von Gleichung (3.11) zu $\Delta R = 0,6$ m bestimmen.

Ein wichtiger Gesichtspunkt in der Konzipierung des Radarsystems stellt die Wahl der Periodendauer der Frequenzrampe dar. Zum einen sollte die Peri-

odendauer zur Erzeugung eines guten Signal-zu-Rauschverhältnisses, und damit verbunden zur Erzielung einer großen Reichweite, so groß wie möglich gewählt werden. Zum anderen muss in dynamischen Szenarien die Kohärenz der sequentiell betriebenen Sender weitestgehend gewährleistet werden, um Phasenfehler innerhalb eines Messzyklus zu vermeiden. Da in den beabsichtigten Zielanwendungen zur Demonstration des dreidimensional messfähigen Systemkonzepts vorwiegend von statischen Messobjekten ausgegangen werden kann und da seitens der kohärent empfangenden Empfänger keine Phasenfehler durch Bewegung zu erwarten sind, wird aufgrund des erhöhten Hardwareaufwands zur Generierung schneller Frequenzrampen und der damit verbundenen hohen Abtastraten bewusst auf eine Systemauslegung für dynamische Messszenarien verzichtet. Eine Abschätzung der Fehlerauswirkung infolge einer möglichen Bewegung auf die sendeseitige Winkelmessung wird dennoch in Anhang A.5 gegeben. Im Rahmen dieser Arbeit wird für die lineare Frequenzmodulation eine Anstiegs- bzw. Abfallzeit von je $T = 2,5$ ms festgelegt, sodass bei der durch den A/D-Wandler gegebenen Abtastrate eine ausreichend hohe Anzahl von Messpunkten zur Verfügung steht. In der Systemauslegung wurde eine Zieldetektion bis zu einer Reichweite von maximal 50 m angestrebt.

Wie bereits zuvor erwähnt, wird die Anzahl der Sende- und Empfangsantennen auf jeweils acht festgelegt, sodass neben der Erfassung eines großen Winkelbereichs von ca. $\pm 20^\circ$ auch eine gute Winkelauflösung mit vertretbarem Hardwareaufwand gewährleistet werden kann.

4.2. Radararchitektur und Systemkomponenten

Das Blockschaltbild in Bild 4.1 gibt einen Überblick über die verschiedenen Komponenten des 3D-DBF-Radars [HKZ10]. Das realisierte Radarsystem wurde aus mehreren Einzelmodulen aufgebaut, die sowohl den Vorteil einer hohen Flexibilität bieten als auch eine einfache Verifikation der einzelnen Funktionsblöcke ermöglichen. Entsprechend dem Blockschaltbild sind die Funktionsblöcke des Radarsystems auf vier Einzelmodule aufgeteilt:

- Synthesizereinheit (Synthesizer-Modul)
- Sendeeinheit (Tx-Modul)

- Empfangseinheit (Rx-Modul)
- Auswerteeinheit (FPGA-Modul)

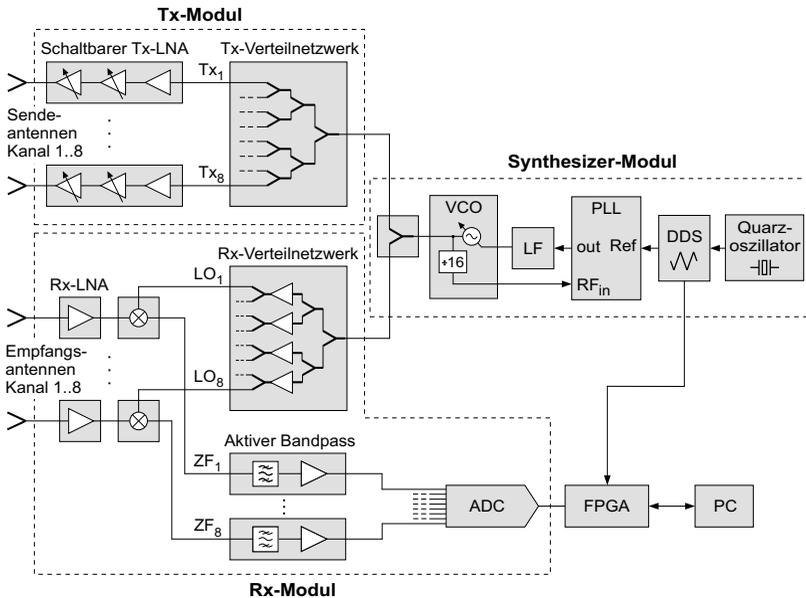


Bild 4.1.: Blockschaltbild des realisierten 3D-DBF-Radarsystems mit Aufteilung der Funktionsblöcke auf Einzelmodule.

Die Leiterplatten des Synthesizer-, Tx- und Rx-Moduls sind aus mehreren Lagen aufgebaut und beidseitig bestückt. Bild 4.2 zeigt einen Schnitt durch die Mehrlagenstruktur der Platinen. Die beiden äußeren Schichten bestehen aus einem RO4003-Substrat mit einer Dicke von jeweils $200 \mu\text{m}$ und einer Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r = 3,38$ [Rog07]. Dieses Keramik-Polymer-basierte Basismaterial weist bei der Betriebsfrequenz von 24 GHz ausreichend geringe Verluste auf und ermöglicht eine definierte Einstellung der gewünschten Leitungsimpedanz von 50 Ohm. In der Mitte wird ein Standard-FR4 Basismaterial mit einer Dicke von 1,2 mm eingesetzt. Der symmetrische Aufbau sorgt für eine gute Stabilität der Platinen und verhindert einen thermischen Verzug. Die HF-Signale werden auf der obersten Metallisierungslage in Form von

4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators

Mikrostreifenleitungen geführt, während die zugehörigen Masseflächen auf der oberen Innenlage angeordnet sind. Die beiden unteren Metallisierungslagen werden in erster Linie zur Führung der Signal- und Stromversorgungsleitungen sowie zur Entflechtung der übrigen Schaltungsteile (AD-Wandler, Bandpassfilter) benötigt. Die Verbindung zwischen den Lagen erfolgt entweder über durch alle Lagen gehende Durchkontaktierungen (Vias) oder über sogenannte Blind-Vias, die nur die Außen- mit den Innenlagen verbinden.

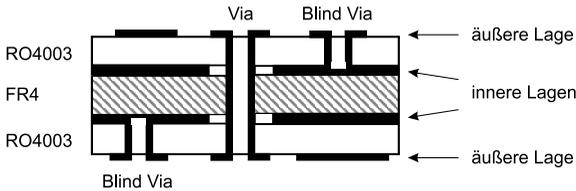
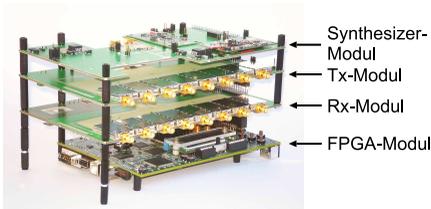


Bild 4.2.: Mehrlagenstruktur der gefertigten Platinen des Synthesizer-, Tx- und Rx-Moduls.

Die einzelnen Platinen werden über Pfostenleistenstecker zu einem sogenannten modularen Hardwarestack zusammengesteckt, wie es in dem Foto in Bild 4.3(a) dargestellt ist.



(a) Modularer Aufbau als Platinenstack



(b) Radarsystem im Gehäuse mit Antennen

Bild 4.3.: Fotografien des realisierten 3D-DBF-Radarsystems.

Auf dem Synthesizer-Modul befindet sich ein spannungsgesteuerter Oszillator (engl. *Voltage Controlled Oscillator*, VCO), der das Sende- und das Lokaloszillator-Signal (LO-Signal) für die Mischer auf dem Rx-Modul erzeugt. Dafür wird der VCO über einen Phasenregelkreis gesteuert. Das generierte 24 GHz Signal wird über SMA-Kabel (engl. *Sub-Miniature-A*) an das

Tx-Modul und das Rx-Modul geführt. Das Tx-Modul beinhaltet acht schaltbare Sender, während das Rx-Modul den kohärenten Empfang und die Verarbeitung des Radarsignals mit acht Empfängern ermöglicht. Die Systemsteuerung und das Auslesen der Daten wird von einem FPGA-Modul übernommen. Über die Pfostenfeldstecker werden sowohl die Steuersignale geführt als auch die digitalisierten Empfangssignale an das FPGA-Modul weitergegeben. Die Daten der Empfangssignale werden auf dem FPGA-Modul zwischengespeichert, bevor sie über eine Ethernetverbindung an den PC in Matlab übergeben werden.

Die Antennen, die auf einem Kunststoff-Träger befestigt sind, können über SMA-Stecker mit dem Tx- und Rx-Modul verbunden werden. Dadurch wird die Verwendung verschiedener Antennenanordnungen ermöglicht. Bild 4.3(b) zeigt das Radarsystem im Gehäuse mit dem montierten T-Array. Das Gehäuse hat eine Größe von 260 mm × 130 mm × 240 mm (B × H × T). Die Versorgung des Radarsystems kann über ein Netzteil oder eine Batterie erfolgen. Weitere Ansichten der realisierten Hardware bzw. Module sind in Anhang A.2 zu finden. Innerhalb der folgenden Abschnitte werden die einzelnen Funktionsblöcke im Detail beschrieben.

4.2.1. Synthesizereinheit

Im Synthesizer-Modul wird das FMCW-Signal mit einer Trägerfrequenz von 24 GHz erzeugt, welches über einen Wilkinson-Teiler auf zwei SMA-Buchsen und von dort aus über kurze Koaxialkabel an das Tx- und Rx-Modul als Sende- bzw. Lokaloszillatorsignal geführt wird. Das zentrale Element der Synthesizereinheit ist der VCO des Typs HMC3410LP4E [Hit06]. Über eine sogenannte Tuning-Spannung bzw. Steuerspannung kann die Ausgangsfrequenz des VCOs im Bereich von 23,7 GHz bis 24,5 GHz variiert werden. Zur Stabilisierung des Ausgangssignals und zur Erzeugung linearer Frequenzrampen wird der VCO in einen Phasenregelkreis eingebunden. Für diesen Anwendungsfall besitzt der VCO bereits einen integrierten Frequenzteiler, der die Ausgangsfrequenz um einen Faktor 16 auf 1,5 GHz herabsetzt. Im Blockschaltbild in Bild 4.1 sind die Komponenten des Phasenregelkreises dargestellt. Zur Realisierung des Phasenregelkreises wurde auf ein bestehendes Design zurückgegriffen, das im Folgenden kurz vorgestellt wird und in [Fer10] näher beschrieben ist. Die geteilte Ausgangsfrequenz des VCOs wird zunächst auf den Eingang eines integrierten, digitalen PLL-Frequenzsynthe-

sizers (engl. *Phased Locked Loop*) des Typs ADF4106 [Ana11a] von Analog Devices geführt. Dieser enthält bereits einen Phasenkomparator, Zähler und Frequenzteiler sowie eine Ladungspumpe, sodass zum Schließen des Regelkreises nur noch ein externes Schleifenfilter (engl. *Loop Filter*, LF) benötigt wird. Dazu wurde ein Schleifenfilter dritter Ordnung implementiert und an die gewählte Rampendauer von 2,5 ms angepasst. Durch Programmierung der Zähler- und Teilerregister kann die PLL die Ausgangsfrequenz des VCOs zunächst auf ganzzahlige oder rationale Vielfache der anzulegenden Referenzfrequenz regeln und stabilisieren. Allerdings können damit nur diskrete Frequenzsprünge realisiert werden. Die Erzeugung von linearen Frequenzrampen mit hoher Auflösung wird daher über eine Variation der Referenzfrequenz der PLL erzielt. Dies geschieht über einen Direct Digital Synthesizer (DDS) vom Typ AD9913, ebenfalls von Analog Devices, der es erlaubt, Frequenzrampen mit einstellbarer Anstiegszeit und einstellbarem Frequenzhub zu generieren. Der verwendete DDS-Baustein bietet hierbei den Vorteil, dass die einmalig konfigurierte Frequenzrampe periodisch über ein externes Triggersignal abgerufen werden kann. Somit kann ein direkter zeitlicher Bezug zwischen Triggersignal und Start der Frequenzrampe hergestellt werden, indem das Triggersignal über einen Leitungstreiber auch an das FPGA-Modul weitergeleitet wird. Infolgedessen kann die Abtastung der Empfangssignale mit einem vernachlässigbaren Jitter an die Frequenzrampe gekoppelt werden. Die Bezugsfrequenz für den DDS-Baustein wird mit einem 200 MHz Quarzoszillator [FOX13] erzeugt, der ein geringes Phasenrauschen aufweist und durch einen differentiellen Ausgang eine störungsarme Ankopplung an den DDS Baustein ermöglicht.

4.2.2. Sendeeinheit

Die Sendeeinheit besteht aus acht schaltbaren Sendekanälen. Entsprechend dem in Bild 4.1 dargestellten Blockschaltbild wird jeder Sendekanal über ein Leistungsteilernetzwerk, bestehend aus sieben Wilkinsonteilern, mit dem Sendesignal versorgt. Das vom VCO kommende Sendesignal wird über ein Koaxialkabel in das Wilkinsonteilernetzwerk eingespeist. Die Ausgangsstufe eines jeden Sendekanals wird über einen Verstärker realisiert, der zum einen das Sendesignal verstärkt und zum anderen das Schalten des Sendesignals ermöglicht. Das Ein- und Ausschalten des Sendesignals wird über den mehrstufigen Aufbau des Verstärkers ermöglicht. Während die erste Stufe zur Si-

cherstellung einer guten Eingangsanpassung permanent mit Spannung versorgt wird, kann die Versorgungsspannung der weiteren Stufen und damit auch das Ausgangssignal geschaltet werden.

Diese Methode zum Schalten des HF-Signals bietet wesentliche Vorteile gegenüber der Verwendung von Hochfrequenzschaltern. Zum Vergleich wurden kommerziell verfügbare HF-Schalter wie etwa [Uni11a] und [Hit11] betrachtet, die in maschinell bestück- und lötbaren QFN-Gehäusen (engl. *Quad Flat No Leads Package*) erhältlich sind. Die bei diesen Hochfrequenzschaltern häufig vorkommende stark variierende Einfügedämpfung von Schaltpfad zu Schaltpfad erfordert insbesondere bei einem Radarsystem zur digitalen Strahlformung einen erhöhten Kalibrierungsaufwand. Hierbei würden sich auch Längenunterschiede in den Ausgangsleitungen bzw. unsymmetrische Leiterbahnführungen, die bei der räumlichen Anordnung von mehrkanaligen HF-Schaltern auf einer Platine zwangsläufig entstehen, negativ auswirken. Weiterhin war bis zum Zeitpunkt der Realisierung der Hardware kein integrierter, für den genutzten Frequenzbereich geeigneter HF-Schalter verfügbar, der die gewünschte Anzahl an Ausgangsleitungen aufweist. Somit hätte das Schaltnetz wiederum aus einer Kombination von mehreren HF-Schaltern aufgebaut werden müssen. Zudem wäre wegen der Einfügedämpfungen, aber auch für eine ausreichende Sendeleistung, eine zusätzliche Verstärkung des Sendesignals erforderlich gewesen. Bei der im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Kombination aus einem Wilkinsonteilernetzwerk und schaltbaren Verstärkern kann hingegen ein symmetrischer Aufbau mit jeweils gleichen Leitungslängen garantiert werden. Die eingesetzten Verstärker erlauben eine aktive Verstärkung des Sendesignals nach Durchlaufen des Wilkinsonteilernetzwerks und können in beliebiger Kombination unabhängig voneinander ein- und ausgeschaltet werden. Damit ist im Gegensatz zu klassischen HF-Schaltern neben dem sequentiellen Schalten auch ein Parallelbetrieb mehrerer bzw. aller Sender möglich. In Bild 4.4 ist das Blockschaltbild des verwendeten Verstärkers CHA3688 [Uni11b] der Firma United Monolithic Semiconductors dargestellt. Der Baustein besteht aus einem integrierten dreistufigen Verstärker, der in der gezeigten Konfiguration über die Spannungsversorgung seiner zweiten und dritten Verstärkerstufe ein- und ausgeschaltet wird. Wie bereits zuvor erwähnt, wird für eine gute Eingangsanpassung des Verstärkers die erste Verstärkerstufe ständig mit Spannung versorgt. Zur Pufferung der Versorgungsspannung müssen nahe der Spannungsversorgungseingänge Stützkondensatoren angebracht werden. Um Schwingungen infol-

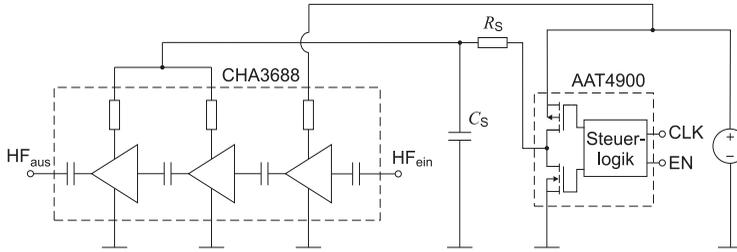


Bild 4.4.: Blockschaltbild des realisierten Verstärkers mit schaltbarer Versorgungsspannung über eine MOSFET-Halbbrücke.

ge parasitärer Induktivitäten zu vermeiden, die durch zu lange Leiterbahnen entstehen können, ist für jeden Spannungsversorgungsanschluss ein eigener Kondensator erforderlich. Laut Datenblatt [Uni11b] ist ein Wert von jeweils 10 nF erforderlich, der zusammen mit der angegebenen Bauform ein für die Anwendung geeignetes Hochfrequenzverhalten aufweist. Da die Anordnung eines Schaltelements zwischen Stützkondensator und Verstärker aufgrund der Leitungsinduktivität nicht zweckmäßig wäre, folgt daraus, dass bei jedem Schaltvorgang die Stützkondensatoren der zweiten und dritten Stufe umgeladen werden müssen. Die beiden Kondensatoren werden in Bild 4.4 zu einer Summenkapazität von 20 nF mit dem Formelzeichen C_S zusammengefasst. Um ein schnelles Schalten der Versorgungsspannung und insbesondere auch möglichst symmetrische Ein- und Ausschaltzeiten realisieren zu können, bietet sich als Schaltelement eine komplementäre Halbbrücke an, die aus einem p- und einem n-Kanal MOSFET (engl. *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) besteht. Im ausgeschalteten Zustand werden dann die Stützkondensatoren über den unteren Pfad der Halbbrücke entladen. Bei der Auswahl der MOSFET Halbbrücke ist neben der Dauerstrombelastbarkeit zu berücksichtigen, dass im eingeschalteten Zustand der Spannungsabfall über der Drain-Source Strecke des p-Kanal MOSFETs gering gehalten werden sollte. Bei der typischen Stromaufnahme der zweiten und dritten Verstärkerstufe von $I_V = 100 \text{ mA}$ und einem als noch zulässig definierten Spannungsabfall von $U_{\max} = 100 \text{ mV}$, kann der Drain-Source Widerstand über

$$R_{DS} < \frac{U_{\max}}{I_V} \quad (4.1)$$

zu $R_{DS} < 1 \Omega$ bestimmt werden. Diese Anforderung erfüllt die ausgewählte MOSFET-Halbbrücke mit der Bezeichnung AAT4900 [ANA11b]. Neben dem geringen Drain-Source Widerstand von nur $R_{DS} = 130 \text{ m}\Omega$ bietet der Baustein auch den Vorteil einer geringen Größe und der bereits integrierten Ansteuerlogik und Pegelwandlung.

Neben dem Spannungsabfall durch die Stromaufnahme des Verstärkers im konstanten Betrieb müssen auch die dynamischen Vorgänge während des Ein- und Ausschaltens berücksichtigt werden. Die Schaltzeiten können dann vernachlässigt werden, wenn sie kleiner sind als die Zeitspanne Δt zwischen zwei Abtastschritten der A/D-Wandlung des Zwischenfrequenzsignals. Der verwendete A/D-Wandler auf der Empfängerplatine hat eine maximal mögliche Abtastfrequenz von $f_A = 243 \text{ kHz}$. Damit beträgt die Zeit zwischen zwei Abtastschritten $\Delta t = 4 \mu\text{s}$. Um hieraus eine Forderung für die Halbbrücke ableiten zu können, wird zur Abschätzung der Schaltzeiten zunächst über die folgende Gleichung

$$U_{\text{ein}}(t) = U_{\text{nom}} \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{ein}}}{\tau}} \right) \quad (4.2)$$

der zeitliche Verlauf der Ladekurve des Kondensators C_S mit $\tau = R_{DS} \cdot C_S$ betrachtet. Gleichermaßen lässt sich die Ausschaltdauer über die Entladekurve

$$U_{\text{aus}}(t) = U_{\text{nom}} e^{-\frac{t_{\text{aus}}}{\tau}} \quad (4.3)$$

beschreiben. Wird für die Einschaltgrenze U_{ein} ein Wert von 90% der nominellen Versorgungsspannung U_{nom} festgelegt und für die Ausschaltgrenze U_{aus} dementsprechend ein Wert von 10%, so resultiert für beide Zeiten folgender Zusammenhang:

$$t_{\text{ein}} = t_{\text{aus}} = \ln \left(\frac{1}{0,1} \right) \cdot \tau \quad (4.4)$$

Mit den typischen Drain-Source Widerständen des AAT4900 von $R_{DS,p} = 130 \text{ m}\Omega$ für den p-Kanal MOSFET und $R_{DS,n} = 105 \text{ m}\Omega$ für den n-Kanal MOSFET ist die Bedingung mit $t_{\text{ein}} \approx 6 \text{ ns}$ und $t_{\text{aus}} \approx 4,8 \text{ ns}$ weitreichend erfüllt. Da durch die geringen Widerstände jedoch im Umschaltmoment wiederum hohe Peak-Ströme mit vergleichsweise großer Flankensteilheit ent-

stehen, konnte trotz des optimierten Layouts ein Über- bzw. Unterschwingen von etwa 10% gemessen werden. Aus diesem Grund wurde der bereits hierfür vorgesehene Serienwiderstand R_S bestückt, dessen Wert experimentell zu $0,5 \Omega$ ermittelt wurde. Mit diesem Wert stellt sich näherungsweise der gewünschte aperiodische Grenzfall ein. Die Bedingungen aus Gleichung (4.1) und Gleichung (4.4) sind auch mit der Widerstandssumme bestehend aus R_{DS} und R_S weiterhin erfüllt.

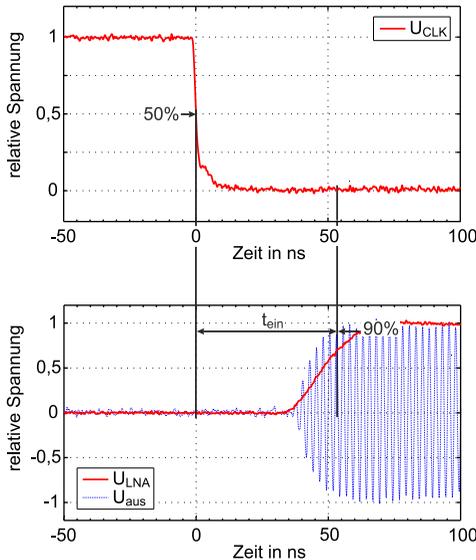


Bild 4.5.: Bestimmung der Einschaltverzögerung des schaltbaren Verstärkers über den Verlauf der Schaltspannung U_{CLK} (oben) und der Mischer- ausgangsspannung U_{aus} (unten).

Zur Messung der resultierenden Ein- und Ausschaltzeiten wurde die Ausgangsfrequenz des Verstärkers über einen externen Mischer mit einem separaten 24 GHz LO-Signal heruntergemischt und mit einem Oszilloskop aufgezeichnet. In Bild 4.5 ist der gemessene Verlauf der Spannungen beim Einschalten dargestellt. Die vor der MOSFET-Halbbrücke invertiert anliegende Schaltspannung U_{CLK} wird zum Zeitpunkt $t = 0$ s geschaltet, vgl. Bild 4.5

oben. Dazu zeigt das untere Bild die verzögert ansteigende Mischerausgangsspannung U_{aus} welche das Sendesignal darstellt und die nach der MOSFET-Halbbrücke direkt am Verstärker anliegende Versorgungsspannung U_{LNA} der zweiten und dritten Stufe. Die im Diagramm ersichtliche Totzeit zwischen der fallenden Flanke von U_{CLK} und dem beginnenden Anstieg von U_{LNA} kann durch die Gatterlaufzeiten des AAT4900 erklärt werden, die im Bereich von ca. 35 ns liegen. Die gesamte Einschaltdauer des Verstärkers wird gemessen zwischen dem Zeitpunkt, zu dem die Schaltspannung U_{CLK} zur Hälfte abgesunken ist und dem Zeitpunkt, zu dem die gemessene Ausgangsspannung U_{aus} 90 % ihres Maximalwertes erreicht. Somit lässt sich aus Bild 4.5 eine Einschaltzeit von $t_{\text{ein}} = 54$ ns entnehmen. Es ist zu beachten, dass bei der messtechnischen Verifikation der Einschaltdauer nicht die am Verstärker anliegende Versorgungsspannung U_{LNA} sondern die Mischerausgangsspannung U_{aus} berücksichtigt werden muss. Analog zur Einschaltdauer kann die Ausschaltdauer des schaltbaren Verstärkers über den Verlauf der gemessenen Spannungen bestimmt werden. Die Steuerspannung U_{CLK} wird wiederum zum Zeitpunkt $t = 0$ s geschaltet. Entsprechend kann, wie in Bild 4.6 eingezeichnet, die Ausschaltzeit aus der Verzögerung zwischen Steuer- und Mischerausgangsspannung zu $t_{\text{aus}} = 47$ ns abgelesen werden.

Des Weiteren wurden zur Bewertung des realisierten schaltbaren Verstärkers die folgenden Parameter an einem Prototyp gemessen. Im eingeschalteten Zustand, bei dem alle drei Stufen mit Spannung versorgt werden, kann für die Verstärkung ein Wert von 23,7 dB bei der Frequenz von 24,125 GHz ermittelt werden. In Bild 4.7 ist die Isolation des Verstärkers bei angelegter Spannungsversorgung an der ersten Verstärkerstufe im Vergleich zur Transmission dargestellt. Die Isolation des schaltbaren Verstärkers ist im aufgezeichneten Frequenzbereich kleiner als -32 dB. Bild 4.8 zeigt den Verlauf der Eingangsanpassung des Verstärkers mit anliegender Spannungsversorgung an der ersten Verstärkerstufe und zum Vergleich die Anpassung des Verstärkers komplett ohne Spannungsversorgung. Durch Versorgung der ersten Verstärkerstufe wird eine Anpassung von besser als -11 dB im gesamten Frequenzbereich von 23-25 GHz erreicht. Bei 24,125 GHz kann eine Anpassung von -14,6 dB abgelesen werden. Dabei beträgt der Stromverbrauch der ersten Verstärkerstufe lediglich 15 mA.

Die Ergebnisse der durchgeführten Messungen bezüglich Schaltzeiten, Anpassung und Isolation haben gezeigt, dass der realisierte schaltbare Verstärker durchaus vergleichbare Eigenschaften wie kommerziell erhältliche Hochfre-

quenzschalter aufweist, vgl. [Uni11a, Hit11], und damit sehr gut in der Realisierung der Hardware eingesetzt werden kann.

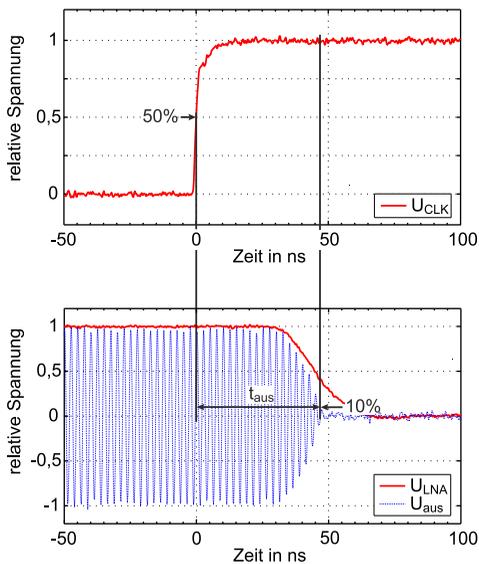


Bild 4.6.: Bestimmung der Ausschaltverzögerung des schaltbaren Verstärkers über den Verlauf der Schaltspannung U_{CLK} (oben) und der Mischer- ausgangsspannung U_{aus} (unten).

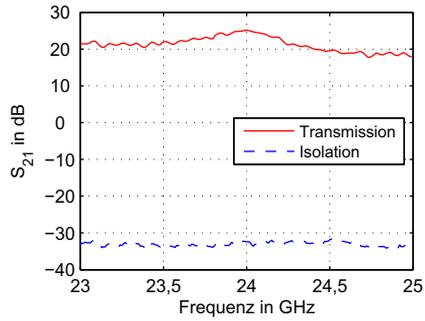


Bild 4.7.: Transmission und Isolation des schaltbaren Verstärkers.

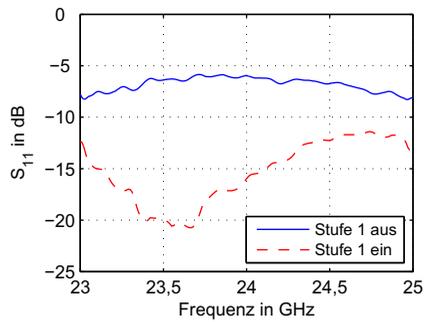


Bild 4.8.: Eingangsanpassung S_{11} des schaltbaren Verstärkers mit und ohne Spannungsversorgung der ersten Stufe.

4.2.3. Empfangseinheit

Zur empfangsseitigen digitalen Strahlformung enthält die Empfangseinheit acht Empfänger, die einen kohärenten Empfang und die kohärente Prozessierung der Radarsignale ermöglichen. Entsprechend dem Blockschaltbild in Bild 4.1 besteht jede Empfangskette aus einem rauscharmen Eingangsverstärker (Rx-LNA) des Typs HMC341 der Firma Hittite [Hit13b], einem Mischer HMC292 [Hit13a], ebenfalls von Hittite und einem aktiven Bandpassfilter zur Verstärkung und Filterung des ZF-Signals. Das LO-Signal wird von der Synthesizer-Platine über ein Wilkinsteilernetzwerk an die jeweiligen Mischer geführt. Um für die Mischer einen ausreichenden Leistungspegel für das LO-Signal zur Verfügung zu stellen, werden im Wilkinsteilernetzwerk zwischen der zweiten und dritten Teilerstufe Verstärker eingesetzt. Dazu werden die gleichen Verstärker wie auf der Sendeeinheit verwendet.

Das aktive Bandpassfilter wird benötigt, um das ZF-Signal für die Weiterverarbeitung mit dem nachfolgend beschriebenen A/D-Wandler aufzubereiten. Um Aliasing-Effekte zu vermeiden, müssen Frequenzanteile oberhalb der halben Abtastfrequenz des A/D-Wandlers ausreichend unterdrückt werden. Weiterhin wurde die Hochpasscharakteristik des Filters so ausgelegt, dass sie bei niedrigen Frequenzen dem R^4 -Verhalten der Freiraumdämpfung entgegenwirkt. Damit wird zum einen sichergestellt, dass der Empfänger durch Ziele im Nahbereich nicht übersteuert und zum anderen ein ausreichender Signalpegel für weiter entfernte Ziele bereitgestellt wird. Die Verstärkungskennlinie des unter diesen Randbedingungen entworfenen Filters ist in Bild 4.9 dargestellt.

Für den Abfall der Kennlinie oberhalb der maximalen Nutzfrequenz wurde ein Tiefpassverhalten 5. Ordnung gewählt, sodass bei der halben Abtastfrequenz von 121,5 kHz eine ausreichend hohe Dämpfung von 43 dB relativ zur Maximalverstärkung gegeben ist. Um einen möglichst glatten Verlauf im Durchlassbereich und eine weitestgehend frequenzunabhängige Gruppenlaufzeit zu erzielen, wurde als Filtertyp ein Bessel-Filter verwendet. Da das Radarsystem insbesondere für Anwendungen im moderaten Nahbereich eingesetzt werden soll, wurde der Durchlassbereich so dimensioniert, dass die untere und obere Grenzfrequenz des Bandpassfilters bei $f_u = 6,4$ kHz bzw. $f_o = 32,8$ kHz liegt. Die 3 dB-Bandbreite des Filters beträgt somit 26,4 kHz und die Maximalverstärkung von 68 dB (Spannungsverstärkungsfaktor von

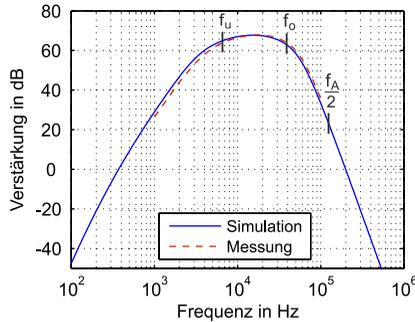


Bild 4.9.: Filtercharakteristik des aktiven Bandpassfilters.

2430) liegt bei einer Frequenz von 15,25 kHz vor. Nach Gleichung (3.10) entspricht diese ZF-Frequenz mit der gewählten Rampendauer von $T = 2,5$ ms einer Entfernung von 22,875 m.

Realisiert wurde das Bandpassfilter unter Verwendung von zwei rauscharmen Dual-Operationsverstärkern LT6234 [Lin13], wie in Bild A.9 in Anhang A.3 dargestellt. Der gewählte Operationsverstärker weist ein hohes Verstärkungs-Bandbreitenprodukt von 60 MHz und eine sehr geringe Rauschspannungsdichte von $1,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ auf. Durch den sogenannten Rail-to-Rail Ausgang, der eine Aussteuerung bis zur Versorgungsspannung erlaubt, kann das Filter ohne erhöhten Aufwand an einer unipolaren 5V-Spannungsebene betrieben werden, aus der auch die HF-Verstärker sowie der im Folgenden beschriebene A/D-Wandler versorgt werden. Das entwickelte Filter-Design wurde ebenfalls messtechnisch verifiziert. Dabei zeigt das Messergebnis eine gute Übereinstimmung mit der zuvor durchgeführten Simulation, was anhand der Kurven in Bild 4.9 ersichtlich ist. Die auf den Eingang des Bandpassfilters bezogene, simulativ ermittelte Rauschspannungsdichte ist in Bild 4.10 über der Frequenz dargestellt. Daraus kann bei der Frequenz von 15,25 kHz eine Rauschspannungsdichte von $2,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ abgelesen werden.

Zur Digitalisierung der Empfangssignale müssen alle acht Kanäle zum gleichen Zeitpunkt abgetastet werden, um die Kohärenz zwischen den Kanälen zu wahren. Der gewählte A/D-Wandler MAX1316 [MAX13] verfügt über acht Eingänge und ermöglicht die simultane Akquisition der Analogsignale. Die simultane Abtastung durch den A/D-Wandler wird dadurch realisiert, dass für jeden Kanal ein eigenes Abtast-Halteglied vorhanden ist. Durch die Integra-

tion auf einem Chip ist der Vorteil eines besonders niedrigen Abtast-Jitters von 50 ps sowie auch ein geringerer Hardwareaufwand im Vergleich zu einer Verwendung von einzelnen A/D-Wandlern gegeben. Des Weiteren stellt der eingesetzte A/D-Wandler bei den gegebenen ZF-Frequenzen eine ausreichend hohe Abtastfrequenz von 243 kHz und einen Eingangsspannungsbereich von 0 bis 5 V mit einer Auflösung von 14 Bit zur Verfügung. Die digitalisierten Werte werden an einer parallelen Schnittstelle bereitgestellt und über einen Pfostensteckverbinder an das FPGA-Board weitergegeben.

Die Empfängereinheit wurde in der gleichen Aufbautechnik wie das Synthesizer- und Tx-Modul mittels einer vierlagigen Platine realisiert. Um ein Übersprechen zwischen den Kanälen und eine Beeinflussung der Bandpassfilter durch die HF-Signale zu vermeiden, wurden die Filter einzeln mit Abschirmgehäusen versehen und auch räumlich von den HF-Signalen getrennt. Dazu werden die Filterschaltungen auf der Platinenunterseite angebracht, während sich die HF-Komponenten auf der Platinenoberseite befinden.

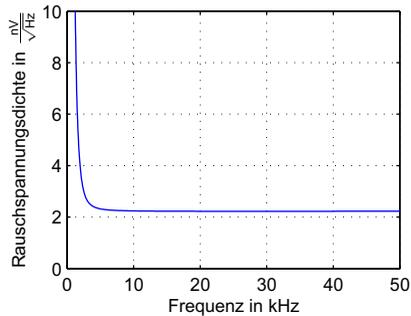


Bild 4.10.: Darstellung der Rauschspannungsdichte des realisierten Bandpassfilters.

4.2.4. Steuer- und Auswerteeinheit

Zur Steuerung des Radarsystems wird eine FPGA-Plattform vom Typ ML402 [Xil11] des Herstellers Xilinx verwendet. Dieses Modul basiert auf einem FPGA der Virtex-4 Familie und wurde unter anderem ausgewählt, da sich die erforderliche Peripherie zur Zwischenspeicherung der Messwerte, sowie eine physikalische Schnittstelle (PHY) zum Aufbau einer Ethernetverbindung bereits auf dem Board befinden. Weiterhin sind digitale I/O-Pins des FPGAs in ausreichender Anzahl auf Stiftleisten geführt, sodass eine einfache Anbindung an das Empfängermodul und die darüber angeordneten Sendeeinheiten möglich ist. Das FPGA-Modul dient zum einen zum Ansteuern der Sendekanäle und zum anderen zum Auslesen des A/D-Wandlers, der die Empfangswerte aller acht Empfangskanäle wie bereits erwähnt an einer parallelen Schnittstelle zur Verfügung stellt. Die Daten können über mehrere FMCW-Zyklen zwischengespeichert und über Ethernet an einen PC übertragen werden. Hierbei wurde das Datenformat so gewählt, dass die Empfangswerte unmittelbar in die Matlab-Umgebung eingelesen werden können. Von hier aus erfolgt auch die Konfiguration des Radarsystems und die Festlegung der Schaltabfolge der Sendekanäle. Die Nutzung von Matlab bietet den Vorteil, dass verschiedene Algorithmen zur Winkelauswertung in kurzer Zeit umgesetzt und evaluiert werden können. Der eingesetzte FPGA bietet jedoch auch ausreichend Reserven, um die Algorithmen oder Teile davon, wie etwa FFT-Berechnungen, auf Hardware-Ebene auszuführen. Dadurch lässt sich für spätere Endanwendungen die Rechenzeit verkürzen, wodurch auch Echtzeit- und Stand-alone-Anwendungen realisiert werden können.

Die für das FPGA-Modul entworfene Systemarchitektur [HZ11] ist in Bild 4.11 dargestellt. Sie setzt sich aus Funktionsblöcken für zeitkritische Operationen, die mittels der Hardwarebeschreibungssprache VHDL (engl. *Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*) realisiert wurden, sowie aus einem Embedded-Prozessor Design zusammen. Das eingebettete System dient als Schnittstelle zwischen einem PC und dem Radarsystem. Es ermöglicht den Datenaustausch sowie die Steuerung und Konfiguration des Radars. Das zentrale Element ist hierbei ein MicroBlaze Prozessor, der innerhalb der verwendeten Xilinx Entwicklungsumgebung ISE (engl. *Integrated Software Environment*) als Softcore zur Verfügung steht. Durch entsprechende Konfiguration mittels des sogenannten System Builder

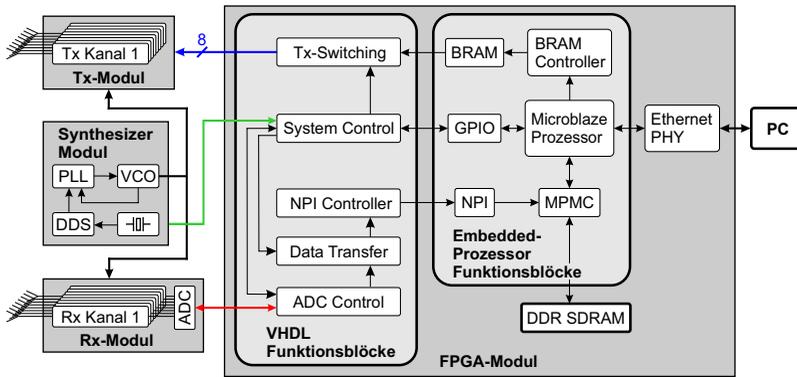


Bild 4.11.: Systemarchitektur des FPGA-Moduls.

Entwicklungswerkzeugs wurde der Prozessor innerhalb des FPGAs implementiert und auf die Systemarchitektur angepasst. Durch das Hinzufügen eines entsprechenden IP-Cores wurde eine TCP/IP (engl. *Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) Schnittstelle realisiert, die zusammen mit einem Schnittstellenbaustein (Ethernet PHY) Datenübertragungsraten von bis zu 100 MBit/s ermöglicht. Für die TCP/IP-Protokollverarbeitung wurde hierfür auf Software-Ebene der Open-Source Softwarestack "Lightweight IP" [TCP13] eingebunden. Dieser steht in der Programmiersprache C zur Verfügung, in der auch die Routinen für die Kommunikation mit dem PC geschrieben wurden. Auf dem FPGA-Board befindet sich ein 64 MB großer Speicher, der sich gut für die Zwischenspeicherung der Empfangsdaten eignet. Da es sich hierbei um einen DDR-SDRAM (engl. *Double Data Rate - Synchronous Dynamic Random-Access Memory*) Speicher handelt, werden unter anderem infolge der Zweiflanken-Übertragung besondere Anforderungen an das Timing und den Ablauf der Schreib- und Lesezugriffe gestellt. Daher ist als Schnittstelle zwischen MicroBlaze und DDR-SDRAM ein sogenannter Multi Port Memory Controller (MPMC) erforderlich, der in Form eines IP-Cores integriert wurde [Xil13]. Damit ist es auch möglich, einen kleinen Teil des Speichers als Programmspeicher für den Prozessor zu verwenden. Hierfür wurde ein Speicherbereich von ca. 1 MB reserviert. Der größte Teil steht jedoch für die Pufferung der A/D-Wandlerdaten zur Verfügung. Abhängig von den vorgegebenen Sweep-Zeiten ist es möglich, bei maximaler Abtastrate des

A/D-Wandlers bis zu 5000 Sweep-Zyklen kontinuierlich aufzunehmen und zwischenzuspeichern, bevor die Weiterverarbeitung der Daten bzw. die Übertragung zu einem PC gestartet werden muss.

Um die Anforderungen an das Timing erfüllen zu können und einen möglichst geringen Jitter der Abtastzeitpunkte zu erreichen, wird das Schalten der Sendekanäle und die Protokollbearbeitung des A/D-Wandlers über die VHDL-Module realisiert. Der Systemtakt wird hierbei unmittelbar von einem auf dem FPGA-Board befindlichen 100 MHz Quarzoszillator abgeleitet. Weiter muss die Ansteuerung des A/D-Wandlers synchron zum Beginn der FMCW-Rampen erfolgen. Hierzu wird das vom Synthesizermodul kommende Triggersignal eingelesen und vom VHDL Funktionsblock "System Control" bewertet, vgl. Bild 4.11. Liegt zusätzlich ein Befehl zum Starten einer Messung vor, werden entsprechende Signale an die "Tx-Switching" und "ADC Control" Module weitergegeben.

Für den Datenaustausch zwischen dem Prozessor und den VHDL Modulen wurden entsprechend den jeweiligen Datenraten und erforderlichen Bitbreiten verschiedene Arten von Schnittstellen ausgewählt. Um dem "ADC Control"-Modul einen direkten Zugriff zum DDR-SDRAM zu ermöglichen, wurde ein sogenanntes Native Port Interface (NPI) eingebunden, vgl. [Xil13]. In Verbindung mit dem in VHDL geschriebenen Steuermodul "NPI Controller" ist dann ein direkter Schreibzugriff und somit eine ausreichend schnelle Übertragung der A/D-Wandlerdaten in den DDR-SDRAM Speicher möglich, ohne dass dafür ein Prozesseingriff notwendig ist. Das Modul "Data Transfer", das sich zwischen dem "ADC Control"- und dem "NPI Control"-Modul befindet, bereitet hierbei die Daten für den NPI Controller vor und definiert den Adressbereich für die Datenspeicherung. Für die Übertragung von Konfigurations- und Statussignalen wird ein bidirektionales GPIO-Register (engl. *General Purpose Input/Output*) verwendet, das sich zwischen dem Prozessor und dem System Control-Modul befindet. Hiermit kann beispielsweise ein vom PC bzw. von der Matlab-Umgebung erhaltenes Startsignal sowie die Anzahl der abzutastenden FMCW-Sweeps vorgegeben werden. Für die Ansteuerung der Sendekanäle greift das VHDL-Modul "Tx-Switching" auf ein Block-RAM (BRAM) zu, das innerhalb des eingebetteten Systems definiert wurde. Das implementierte BRAM hat eine Größe von 64×8 Bit, sodass 64 verschiedene Schaltzustände der acht Sendekanäle gespeichert werden können. Abhängig von der gewählten Programmierung kann somit die Schaltungsreihenfolge der Sendekanäle durch den Speicherinhalt des BRAMs vorgege-

ben werden. Das Modul "Tx Switching" zählt dabei synchron zum Trigger-signal des Synthesizers die Speicheradressen hoch und schaltet entsprechend den Speicherinhalten die jeweiligen Sendekanäle. Die Schaltreihenfolge wird in Matlab programmiert und vor dem Start einer Messung an das Radarsystem übergeben. Mit diesem Ansatz können neben dem fortlaufenden Durchschalten der Sender auch beliebige Schaltmuster realisiert werden, womit auch weitergehende Signalverarbeitungsalgorithmen auf einfache Weise evaluiert werden können.

4.2.5. Antennen

Die Realisierung der Sende- und Empfangsantennengruppen erfolgt auf Basis von Patch-Antennen. Patch-Antennen zeichnen sich insbesondere durch ihre planare Form, eine geringe Größe sowie der einfachen und kostengünstigen Herstellung mittels Ätztechnik aus [Bal05]. Zur Erfassung eines möglichst gleich großen Gebiets in Azimut- und Elevationsrichtung wird sowohl für die Sende- als auch die Empfangsantennengruppe eine Antenne bestehend aus 2×2 Patch-Elementen mit ähnlicher Richtcharakteristik in Azimut und Elevation verwendet. Für die Entwicklung und Simulation der Antenne wurde das Programm CST Microwave Studio [Com12] verwendet. Bild 4.12(a) zeigt das Layout der entworfenen Patch-Antenne sowie deren Abmessungen. Als Substratmaterial wurde RO4003 mit einer Dicke von 0,5 mm gewählt [Rog07]. Die gemessenen und simulierten Richtcharakteristiken der entworfenen Patch-Antenne sind für die Sendemittelfrequenz von 24,125 GHz in den Bildern 4.13(a) und 4.13(b) dargestellt. Messungen und Simulationen stimmen jeweils sehr gut im Bereich von 50° bis 130° überein. Außerhalb dieses Bereichs ergeben sich, bedingt durch den Messaufbau, Abweichungen in den gemessenen Richtcharakteristiken.

Die Halbwertsbreite der gemessenen Richtcharakteristiken beträgt $\theta_{3\text{dB}} = 50^\circ$ in Elevation und $\psi_{3\text{dB}} = 42^\circ$ in Azimut. Mit der Patch-Antenne wird ein Gewinn von $G = 10$ dB erzielt. Innerhalb der T-förmigen Gruppenanordnung werden die Einzelantennen, wie in Bild 4.12(b) gezeigt, mit jeweils gleicher Orientierung entsprechend horizontal und vertikal platziert. Dabei werden die Antennen der Sendegruppe in einem Abstand von $d_z = 14,2$ mm und die der Empfangsgruppe in einem Abstand von $d_x = 14,5$ mm angeordnet, womit für die Antennengruppencharakteristiken eine vergleichbare Halbwertsbreite in Azimut und Elevation resultiert. Bedingt durch die Abmessungen der

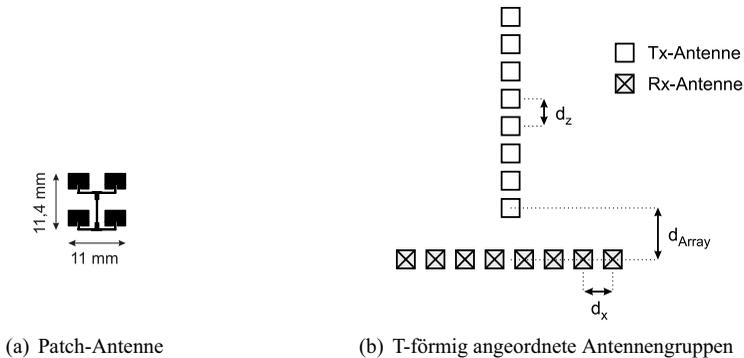


Bild 4.12.: Layout der einzelnen Patch-Antenne und die Anordnung der Antennen innerhalb der Antennengruppe in Form eines umgedrehten T's (T-Array).

Antennen und die relativ kleinen Abstände werden die Patch-Antennen der Sende- bzw. Empfangsgruppe jeweils auf einer gemeinsamen Platine gefertigt. Da die in der Antennengruppe eingebetteten Antennen über SMA-Kabel gespeist werden, kann der Gewinn je nach Toleranz der Kabellänge und Güte der Lötverbindungen um bis zu 2,5 dB schwanken, vgl. Abschnitt 4.3.5. Zur Reduzierung einer möglichen Verkopplung zwischen den Sende- und Empfangsantennen werden beide Antennenarrays mit einem Abstand von $d_{\text{Array}} = 3 \cdot d_x$ zueinander auf eine Platine montiert, die am Gehäuse des Radars befestigt ist, vgl. Bild 4.3(b). Die Vermessung der resultierenden Gruppencharakteristiken des Sende- bzw. Empfangsantennenarrays wurde mit einem Wilkinsonteilernetzwerk vorgenommen. Dafür wurde eigens ein Verteilnetzwerk bestehend aus sieben Wilkinsonteilern auf einer Platine aufgebaut. Das Verteilnetz erlaubt eine gleichzeitige Speisung von acht Antennen. In den Bildern 4.14(a) und 4.14(b) sind die für die digitale Strahlformung relevanten gemessenen und simulierten Richtcharakteristiken gegenübergestellt. Das Hauptmaximum und die ersten Nebenkeulen stimmen jeweils gut überein. Die Abweichungen innerhalb der Nebenkeulen im Bereich von 50° bis 130° resultieren zum Teil aus dem nichtideal aufgebauten Verteilnetz und der damit einhergehenden ungleichmäßigen Verteilung der Signalleistung an die Antennen. Sie können aber auch bedingt durch die Toleranzen der aufgebauten Antennen

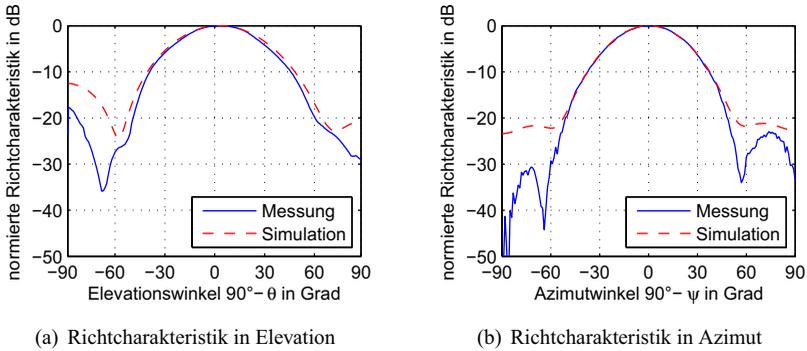
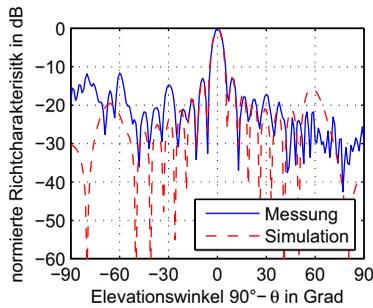
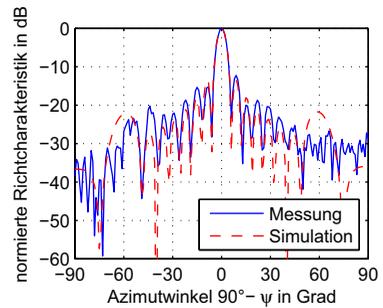


Bild 4.13.: Gemessene und simulierte Richtcharakteristiken der Patch-Antenne.

entstehen. Außerhalb des Bereichs von 50° bis 130° kam es aufgrund der Befestigung des Antennenarrays auf einer Platte zu Abschirmeffekten während der Messung, sodass der Verlauf von Messung und Simulation in diesem Bereich weniger gut übereinstimmt. Die Halbwertsbreite der Sendeantennengruppe in Elevation kann zu $\theta_{3\text{dB}} = 5,5^\circ$ für die Simulation und zu $\theta_{3\text{dB}} = 5,6^\circ$ für die Messung bestimmt werden. Bei der Simulation der Empfangsantennengruppe in Azimut ergibt sich eine Halbwertsbreite von $\psi_{3\text{dB}} = 5,2^\circ$ und entsprechend bei der Messung von $\psi_{3\text{dB}} = 5,1^\circ$. Mit den verwendeten Antennenabständen lässt sich der Eindeutigkeitsbereich der Antennengruppen nach Gleichung (3.44) theoretisch zu $63,9^\circ \leq \theta_{\text{unamb}} \leq 116,1^\circ$ in Elevation und nach Gleichung (3.45) zu $61,3^\circ \leq \psi_{\text{unamb}} \leq 118,7^\circ$ in Azimutrichtung bestimmen.



(a) Richtcharakteristik der Sendeantennengruppe in Elevation



(b) Richtcharakteristik der Empfangsantennengruppe in Azimut

Bild 4.14.: Gemessene und simulierte Richtcharakteristiken der Sende- und Empfangsantennengruppe.

4.2.6. Zusammenfassung der Systemparameter

Die gewählten Systemparameter des realisierten Radarsystems sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Mit diesen Systemparametern werden sowohl die Verifikationsmessungen der anschließenden Abschnitte als auch die Messungen für die verschiedenen Anwendungen in den folgenden Kapiteln durchgeführt. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird das T-Array verwendet, dessen Parameter ebenfalls in Tabelle 4.1 aufgeführt sind.

Systemparameter		
Startfrequenz der Rampe	f_0	24 GHz
Wellenlänge	λ	12,5 mm
Mögliche Modulationsformen		Rampe, Dreieck
Bandbreite	B	250 MHz
Periodendauer	T	2,5 ms (Rampe)
Abtastfrequenz	f_A	242,72 kHz
Sendeleistung (am Antennenport)	P_{Tx}	10 dBm
Antennenparameter		
Antennenanordnung	T-Array	
Anzahl Sendeantennen	M	8
Anzahl Empfangsantennen	N	8
Abstand der Sendeantennen	d_{Tx}	14,2 mm
Abstand der Empfangsantennen	d_{Rx}	14,5 mm
Halbwertsbreite in Elevation	θ_{3dB}	5,6°
Halbwertsbreite in Azimut	ψ_{3dB}	5,2°
Eindeutigkeitsbereich in Elevation	θ_{unamb}	90° ± 26,1°
Eindeutigkeitsbereich in Azimut	ψ_{unamb}	90° ± 28,7°
Antennengewinn	$G_{Tx} = G_{Rx}$	10 dB

Tabelle 4.1.: Übersicht der Systemparameter des realisierten Radarsystems.

4.3. Untersuchung der Eigenschaften der Hardware

In diesem Abschnitt erfolgt eine Untersuchung der Eigenschaften des realisierten Systemdemonstrators. Dabei werden neben den typischen Systemkenngrößen zur Charakterisierung eines FMCW-Radars auch die für die digitale Strahlformung relevanten Abweichungen bedingt durch Hardwaretoleranzen und Temperaturvariationen messtechnisch analysiert. Zugleich stellen die Untersuchungen einen Nachweis der Funktionstüchtigkeit und der erzielbaren Performanz des Radarsystems dar.

4.3.1. Phasenrauschen

Das Phasenrauschen resultiert aus den statistischen Phasenschwankungen des Oszillators, die primär durch thermisches Rauschen und Funkelrauschen verursacht werden [TWK98]. Im Frequenzspektrum führen die Phasenschwankungen zu Rauschseitenbändern in der nahen Umgebung der Signalfrequenz. In einem FMCW-Radarsystem kann das Phasenrauschen den Dynamikbereich begrenzen. Außerdem können schwächer reflektierende Ziele durch das Phasenrauschen naheliegender, stark reflektierender Objekte überdeckt werden. Zur Quantifizierung des Phasenrauschens wird die Rauschleistungsdichte eines Seitenbands auf das Maximum des Signals für die Bandbreite von 1 Hz normiert. Damit wird die sogenannte Einseitenbandrauschleistungsdichte in Abhängigkeit der Frequenzablage zur Trägerfrequenz angegeben.

Das Phasenrauschen des Frequenzsynthesizers wurde bei einer mit der Phasenregelschleife stabilisierten Frequenz von 24,125 GHz gemessen, da eine Messung des Phasenrauschens im FMCW-Mode nur mit hohem Aufwand zu realisieren ist. Es wird davon ausgegangen, dass das gemessene Phasenrauschen mit demjenigen im FMCW-Mode vergleichbar ist. In Bild 4.15 ist der Verlauf des Phasenrauschens im Bereich von 100 Hz bis 1 MHz über der Ablagefrequenz dargestellt. Daraus ist für einen Frequenzoffset von 10 kHz ein Einseitenband-Phasenrauschen von ca. -75 dBc/Hz zu entnehmen.

Im Fall des realisierten Radarsystems werden das Sende- und LO-Signal von derselben Quelle bezogen, sodass bei kleinen Messentfernungen die Phasenstörungen weitestgehend korreliert sind und innerhalb des Mischprozesses unterdrückt werden. Entsprechend [Sto92] lässt sich der Leistungspegel des heruntergemischten ZF-Signals relativ zur Einseitenbandrauschleistung

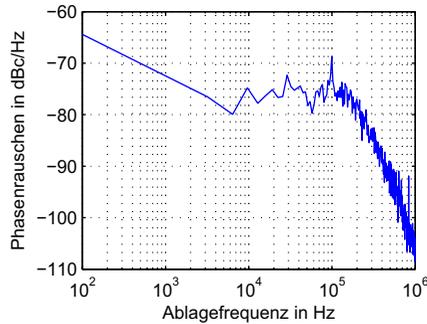


Bild 4.15.: Gemessenes Einseitenband-Phasenrauschen des mit einer Phasenregelschleife stabilisierten Ausgangssignals des VCOs.

des HF-Signals durch

$$C = 4 \sin^2(2\pi f_0 \tau) \cdot 4 \sin^2(\pi f_a \tau) \quad (4.5)$$

angeben. Dabei beschreibt der erste Term die Rauscherhöhung durch Überlagerung des unteren und oberen Seitenbands im Basisband in Abhängigkeit von der Trägerfrequenz f_0 und der Signallaufzeit τ . Die korrelationsbedingte Phasenrauschunterdrückung ist durch den zweiten Term als Funktion von Signallaufzeit τ und Ablagefrequenz f_a gegeben. In Bild 4.16 ist die Phasenrauschunterdrückung für verschiedene Entfernungen über der Ablagefrequenz aufgezeichnet. Daraus wird eine schlechter werdende Phasenrauschunterdrückung bei weiter entfernten Zielen ersichtlich. Auch wird die Phasenrauschunterdrückung bei größer gewählten Ablagefrequenzen geringer und zeigt bei sehr hohen Ablagefrequenzen ein oszillierendes Verhalten. Aufgrund des relativ kurzen Entfernungsmessbereichs des Radars und den entsprechend niedrig gewählten ZF-Frequenzen (< 40 kHz) kommt es zu einer hohen Phasenrauschunterdrückung. Infolgedessen kann davon ausgegangen werden, dass der in Abschnitt 4.3.3 berechnete Dynamikbereich von 64,12 dB nicht durch das Phasenrauschen beschränkt wird. Trotzdem muss, wie bereits erwähnt, mit einer schlechteren Auflösung gerechnet werden. Eine generelle Verbesserung der spektralen Reinheit des Signals kann durch einen kleineren Teilerfaktor in der PLL oder unter Verwendung einer fraktionalen PLL erzielt werden [Fer10, Bes03].

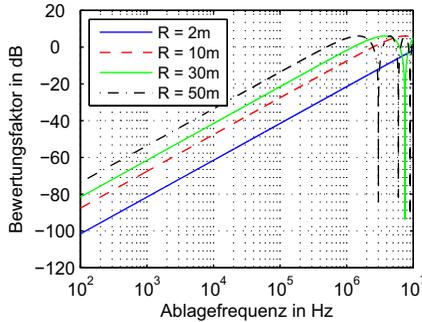


Bild 4.16.: Darstellung der Phasenrauschunterdrückung für verschiedene Entfernungen über der Ablagefrequenz.

4.3.2. Systemrauschzahl

Der Rauschfaktor eines Empfängers beschreibt die Reduktion des Signal-zu-Rauschverhältnisses vom Eingang zu seinem Ausgang

$$F = \frac{(S/N)_{\text{ein}}}{(S/N)_{\text{aus}}} \quad (4.6)$$

Mit S_{ein} und N_{ein} werden die Signal- und Rauschleistung am Eingang und dementsprechend mit S_{aus} und N_{aus} die Signal- und Rauschleistung am Ausgang bezeichnet [Mül90, Lud93]. Dabei wird mit $NF = 10 \log F$ das logarithmische Maß für den Rauschfaktor, die sogenannte Rauschzahl (engl. *Noise Figure*, NF) angegeben. Die Rauschzahl wird zunächst theoretisch berechnet und im Anschluss daran messtechnisch verifiziert. In Bild 4.17 sind die Verstärkungs- und Rauschbeiträge der einzelnen Komponenten eines Empfängers dargestellt. Die Berechnung der Rauschzahl wird in Bezug auf den Antenneneingang durchgeführt und damit ohne Berücksichtigung der Antennen. Die Angaben für den Verstärkungsfaktor und die Rauschspannungsdichte des aktiven Bandpassfilters beziehen sich auf eine ZF-Frequenz von 15,25 kHz. Bei dieser Frequenz besitzt das aktive Bandpassfilter die größte Verstärkung.

4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators

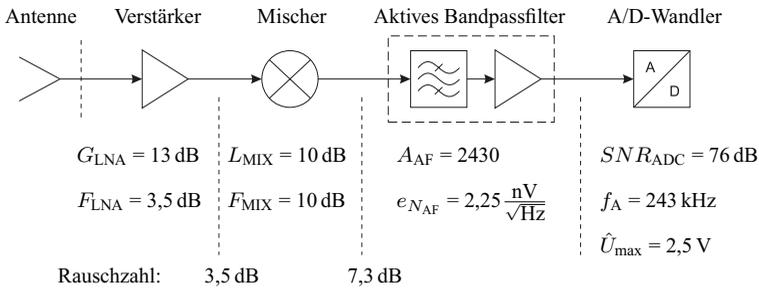


Bild 4.17.: Blockschaltbild eines Empfangskanals mit charakteristischen Angaben zu den Einzelkomponenten für die Berechnung der Systemrauschzahl.

Wird der Eingang des Empfangskanals mit einem ohmschen Widerstand abgeschlossen, so gibt dieser im angepassten Fall die Rauschleistung

$$N_{\text{ein}} = k_{\text{B}} T_0 B_{\text{Rx}} \quad (4.7)$$

an den Eingang des Empfängers ab (Johnson-Nyquist-Rauschleistung) [Joh28, Nyq28]. Dabei bezeichnet $k_{\text{B}} = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$ die Boltzmann-Konstante, T_0 die Temperatur von 290 K und B_{Rx} die Bandbreite des Empfängers. Die Ausgangsrauschleistung N_{aus} setzt sich aus der durch den Empfänger verstärkten Eingangsrauschleistung N_{ein} und dessen Eigenrauschen $N_{\text{Rx}} = k_{\text{B}} T_{\text{Rx}} B_{\text{Rx}}$ zusammen:

$$N_{\text{aus}} = G \cdot (N_{\text{ein}} + N_{\text{Rx}}) \quad (4.8)$$

Dabei wird mit G die Gesamtverstärkung und mit T_{Rx} die äquivalente Rauschtemperatur des Empfängers beschrieben. Damit lässt sich Gleichung (4.6) in

$$F = \frac{(S/N)_{\text{ein}}}{(G \cdot S_{\text{ein}})/N_{\text{aus}}} = \frac{G \cdot (N_{\text{ein}} + N_{\text{Rx}})}{G \cdot N_{\text{ein}}} = 1 + \frac{T_{\text{Rx}}}{T_0} \quad (4.9)$$

umformen. Der in Bild 4.17 gezeigte Empfangskanal setzt sich aus einem

HF- und einem ZF-Teil zusammen. Der Gewinn des HF-Teils berechnet sich aus der Verstärkung des Eingangsverstärkers und dem Konversionsverlust des Mischers zu

$$G_{\text{HF}} = \frac{G_{\text{LNA}}}{L_{\text{MIX}}} = 2 \quad (4.10)$$

und beträgt somit $G_{\text{HF}_{\text{dB}}} = 3$ dB. Nach der Formel von Friis [Fri44] wird der Rauschfaktor der Kettenschaltung aus Eingangsverstärker und Mischer wie folgt bestimmt:

$$F_{\text{HF}_{\text{DSB}}} = F_{\text{LNA}} + \frac{F_{\text{MIX}} - 1}{G_{\text{LNA}}} = 2,69 \quad (4.11)$$

Der so berechnete Rauschfaktor $F_{\text{HF}_{\text{DSB}}}$ bezieht sich allerdings auf das obere und untere Seitenband. Für den vorliegenden Empfangskanal ohne I/Q-Mischer muss die Überlagerung der beiden Seitenbänder und damit der zweifache Rauschfaktor berücksichtigt werden [Poz05]. Demnach resultiert für den Rauschfaktor des HF-Teils ein Wert von $F_{\text{HF}} = 5,38$ bzw. $NF_{\text{HF}_{\text{dB}}} = 7,3$ dB. Die Verwendung des Rauschfaktors bzw. der Rauschzahl erfordert gleiche Bezugsimpedanzen. Aufgrund des Übergangs von dem HF- in den ZF-Bereich wird der Rauschfaktor des HF-Teils in eine impedanzunabhängige Rauschspannungsdichte umgerechnet. Folglich ergibt sich die verfügbare thermische Rauschspannungsdichte, die bei eingangsseitigem Abschluss mit einem 50Ω -Widerstand an den Empfänger abgegeben wird, nach Gleichung (4.7) zu

$$e_{N_{\text{ein}}} = \sqrt{k_{\text{B}} T_0 R} = 0,447 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}, \quad (4.12)$$

mit einer Referenztemperatur von $T_0 = 290$ K. Damit berechnet sich die anliegende Rauschleistungsdichte vor dem aktiven Bandpassfilter zu

$$e_{N_{\text{HF}}} = e_{N_{\text{ein}}} \sqrt{G_{\text{HF}} \cdot F_{\text{HF}}} = 1,47 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}. \quad (4.13)$$

Am aktiven Bandpassfilter wird die anliegende Rauschspannungsdichte $e_{N_{\text{HF}}}$ des HF-Teils mit der eingangsbezogenen Rauschspannungsdichte $e_{N_{\text{AF}}}$ des Bandpassfilters quadratisch gemittelt und anschließend um den Faktor A_{AF}

des aktiven Bandpassfilters verstärkt:

$$e_{N_1} = A_{AF} \cdot \sqrt{e_{N_{HF}}^2 + e_{N_{AF}}^2} = 6531 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (4.14)$$

Die Rauschspannungsdichte $e_{N_{ADC}}$ des A/D-Wandlers lässt sich aus dem Signal-zu-Rauschverhältnis zu

$$(S/N)_{ADC} = 20 \log \left(\frac{U_{\max, \text{eff}}}{U_{N, \text{eff}}} \right) \quad (4.15)$$

bestimmen, welches sich als das Verhältnis des Effektivwerts der maximalen Signaleingangsspannung \hat{U}_{\max} zur effektiven Rauschspannung $U_{N, \text{eff}}$ definiert. Es wird vorausgesetzt, dass die betrachteten Signale innerhalb der Nyquist-Bandbreite des A/D-Wandlers liegen. Durch Umformung von Gleichung (4.15) und Bezug auf die Hälfte der maximalen Abtastfrequenz f_A ergibt sich die Rauschspannungsdichte des A/D-Wandlers:

$$e_{N_{ADC}} = \frac{U_{\max, \text{eff}}}{10^{\frac{(S/N)_{ADC}}{20}} \cdot \sqrt{\frac{f_A}{2}}} = 803,78 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (4.16)$$

Zur Berechnung der Rauschspannungsdichte am Ende der Kette wird die Rauschspannungsdichte am A/D-Wandler mit der am Ausgang des aktiven Bandpassfilters anliegenden Rauschspannung quadratisch gemittelt:

$$e_{N_2} = \sqrt{e_{N_{ADC}}^2 + e_{N_1}^2} = 6580,28 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (4.17)$$

Die Rauschspannungsdichte am Ausgang des Empfängers muss zur Bestimmung der Systemrauschzahl nach Gleichung (4.9) durch die Verstärkung des aktiven Bandpassfilters und des HF-Teils sowie durch die am Eingang anliegende Rauschspannungsdichte geteilt werden. Nach anschließender Quadrierung ergibt sich ein theoretischer Rauschfaktor von

$$F = \left(\frac{e_{N_2}}{e_{N_{\text{ein}}} \cdot A_{AF}} \right)^2 \frac{1}{G_{HF}} = 18,35 \quad (4.18)$$

und dementsprechend eine Rauschzahl von $NF = 12,64 \text{ dB}$ für den Empfangskanal.

Die Verifikation der Rauschzahl wurde anhand von zwei verschiedenen Methoden durchgeführt. An dieser Stelle soll die Messung unter Zuhilfenahme einer externen Signalquelle gezeigt werden. Im Anhang A.4 ist die Messung der Rauschzahl über die Y-Faktor Methode zu finden. Bei der hier gezeigten Methode erfolgt die Bestimmung der Rauschzahl anhand des Signal-zu-Rauschverhältnisses. Dafür wird die Rauschleistung des Empfangskanals mit eingangsseitigem $50\ \Omega$ -Abschluss gemessen. Anschließend wird eine definierte Leistung von $S_{\text{ein,dBm}} = -62\ \text{dBm}$ mit einer externen Signalquelle auf den Eingang gegeben. Die gemessenen Leistungen sowie die aus 100 Messungen zeitlich gemittelten Werte sind für Empfangskanal 6 (Rx 6) in Bild 4.18 über dem relevanten Frequenzbereich des gespiegelt vorliegenden Frequenzbereichs dargestellt.

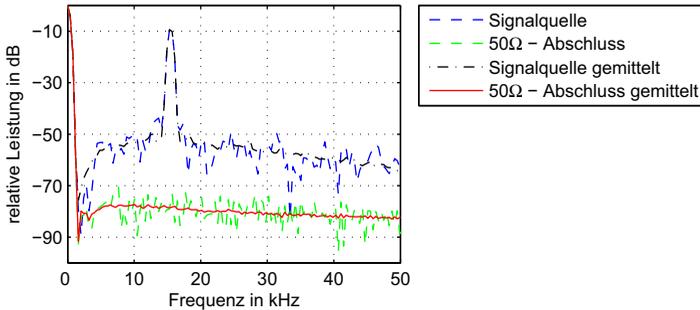


Bild 4.18.: Signal-zu-Rauschverhältnis für Empfangskanal 6 bei Anschluss einer externen Signalquelle und eingangsseitigem Abschluss.

Es ist ein Anstieg des Rauschpegels bei Anschluss der externen Signalquelle zu beobachten, der aus der Unkorreliertheit des Phasenrauschens der Signalquelle und des LO-Signals des Radarsystems resultiert. Entsprechend Bild 4.18 kann ein Signal-zu-Rauschverhältnis von $(S/N)_{\text{aus,dB}} = 69,6\ \text{dB}$ bei der Frequenz von $15,3\ \text{kHz}$ bestimmt werden. Um aus dem im Frequenzspektrum abgelesenen Signal-zu-Rauschverhältnis die Rauschzahl bestimmen zu können, muss für die eingangsseitige Rauschleistung $N_{\text{ein,dBm}}$ als Bandbreite die Messdauer $T = 2,5\ \text{ms}$ mit $1/T$ berücksichtigt werden [Stu12]. Des Weiteren muss in die Berechnung die äquivalente Rauschbandbreite $ENBW$ (engl. *Equivalent Noise Bandwidth*) des verwendeten Fensters vor der FFT mit ein-

bezogen werden. Als Fensterfunktion wurde ein Dolph-Chebyshev Fenster mit einer Nebenkeulenunterdrückung von 80 dB gewählt, für welches sich nach [Har78] eine äquivalente Rauschbandbreite von $ENBW = 1,74$ ergibt. Die Rauschzahl kann nach Gleichung (4.6) zu

$$NF = S_{\text{ein dBm}} - N_{\text{ein dBm}} - (S/N)_{\text{aus dB}} \approx 14 \text{ dB} \quad (4.19)$$

berechnet werden. Die bei verschiedenen ZF-Frequenzen gemessenen Rauschzahlen sind exemplarisch für den Empfangskanal 6 in Bild 4.19 gezeigt.

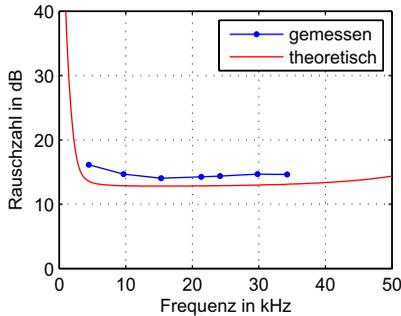


Bild 4.19.: Gemessene und theoretisch berechnete Rauschzahl von Empfangskanal 6.

Zum Vergleich wurde ebenfalls die theoretisch berechnete Rauschzahl eingezeichnet. Aufgrund der in der Rechnung nicht berücksichtigten Leistungsverluste durch die Verbindungen über SMA-Stecker kommt es zu Abweichungen zwischen der theoretisch berechneten und der gemessenen Rauschzahl. Im Vergleich zu der im Anhang A.4 gezeigten Y-Faktor Messmethode ergibt sich für die vorliegende Größe der Systemrauschzahl eine geringere Abweichung zur theoretisch berechneten Rauschzahl. Im Anhang A.4 sind auch die gemessenen Rauschzahlen der anderen Empfangskanäle zu finden, für die ein sehr ähnliches Ergebnis ermittelt wurde. Allgemein zeigen die Messungen eine gute Übereinstimmung mit der Theorie. Eine prinzipielle Verbesserung der Rauschzahl könnte durch den Einsatz eines Eingangsverstärkers mit einem höheren Verstärkungsfaktor erreicht werden.

4.3.3. Signalleistungsbudget und Dynamik

Das Signal-zu-Rauschverhältnis beschreibt das Verhältnis der Leistung des empfangenen Signals zum Rauschpegel eines Empfängers. Durch Umformen von Gleichung (4.6) kann das Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger über

$$(S/N)_{\text{ausdB}} = P_{\text{RxdBm}} - N_{\text{ein dBm}} - NF \quad (4.20)$$

dargestellt werden. Mit $P_{\text{Rx dBm}}$ wird die nach der Empfangsantenne anliegende Signalleistung

$$P_{\text{Rx dBm}} = P_{\text{Tx dBm}} + G_{\text{Tx dB}} - L_{\text{F dB}} + G_{\text{Rx dB}} \quad (4.21)$$

gegeben. Mit $L_{\text{F dB}}$ wird die Freiraumdämpfung über

$$L_{\text{F dB}} = 10 \log \left(\frac{(4\pi)^3 \cdot R^4}{\sigma \cdot \lambda^2} \right) \quad (4.22)$$

beschrieben, die von der Entfernung R des Objekts, dessen Radarrückstreuquerschnitt σ als auch von der Wellenlänge λ abhängt. Die am Eingang des Empfängers anliegende Rauschleistung ist, wie schon zuvor in Gleichung (4.7) angegeben, durch

$$N_{\text{ein dBm}} = -174 \text{ dBm} + 10 \log \left[\frac{B_{\text{Rx}}}{1 \text{ Hz}} \right] \quad (4.23)$$

definiert. Die Verifikation des Signal-zu-Rauschverhältnisses des Radarsystems wurde mit Hilfe eines Trihedrals als Referenzziel durchgeführt. Der Trihedral besitzt einen Radarrückstreuquerschnitt von $\sigma = 1,95 \text{ m}^2$ und wurde in einer Entfernung von 5,9 m vor dem Radarsystem in einem Absorberraum positioniert. Die ermittelte Ausgangsleistung des Senders beträgt $P_{\text{Tx}} = 10 \text{ dBm}$ während die Sende- bzw. Empfangsantennen einen Gewinn von $G_{\text{Tx}} = G_{\text{Rx}} = 10 \text{ dB}$ haben. Entsprechend Gleichung (4.20) und der gemessenen Rauschzahl von $NF = 16,1 \text{ dB}$ bei $f_{\text{R}} = 3,9 \text{ kHz}$ aus Bild 4.19, kann das theoretisch erwartete Signal-zu-Rauschverhältnis zu $(S/N)_{\text{aus}} = 60,4 \text{ dB}$ bei einer Messentfernung von 5,9 m berechnet werden. Um das berechnete mit dem gemessenen Signal-zu-Rauschverhältnis aus Bild 4.20 vergleichen zu können,

wurde wiederum für die Bandbreite der Rauschleistung die Rampendauer bzw. Messdauer von $T = 2,5$ ms eingesetzt. Des Weiteren wurde zur Belegung des ZF-Signals ein Dolph-Chebyshev Fenster mit 80 dB Nebenkeulenunterdrückung und einer entsprechenden äquivalenten Rauschbandbreite von $ENBW = 1,74$ berücksichtigt. In Bild 4.20 ist das gemessene Spektrum im Vergleich zum mittleren Rauschpegel gezeigt, woraus sich ein mit Sender 1 (Tx 1) und Empfänger 6 (Rx 6) gemessener Signal-zu-Rauschabstand von ca. 56 dB ergibt. Die Abweichung zum theoretischen Wert kann durch den geringeren als theoretisch angenommenen Gewinn der Sende- und Empfangsantenne und der Ausgangsleistung von Sender 1 begründet werden, vgl. Abschnitt 4.3.5 und 4.3.6. Zudem wurden die relativ langen Kabel zur Speisung der Antennen in der Berechnung ebenfalls nicht berücksichtigt. Des Weiteren ist zu beachten, dass der Gewinn der Gruppenfaktoren des Sende- und Empfangsantennenarrays von insgesamt 18 dB zu einem verbesserten Signal-zu-Rauschverhältnis nach der Winkelprozessierung führt.

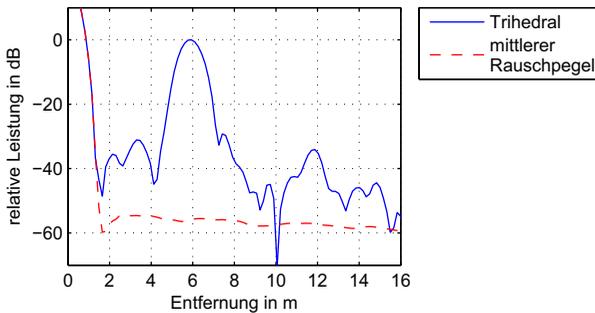


Bild 4.20.: Gemessenes Spektrum des Trihedrals in 5,9 m Entfernung zur Verifikation des Signal-zu-Rauschverhältnisses.

Für eine Person in 15 m Entfernung kann nach [FGC13] ein Radarrückstreuquerschnitt von $\sigma = -5$ dBsm bzw. $\sigma \approx 0,32$ m² bei 24 GHz angenommen werden. Dafür kann ein entsprechendes Signal-zu-Rauschverhältnis von 38,5 dB im Entfernungsspektrum berechnet werden. Damit darf davon ausgegangen werden, dass ein ausreichendes Signal-zu-Rauschverhältnis zur Detektion von Personen zur Verfügung steht.

Der Dynamikbereich ist durch die mit der Frequenz variierende Verstärkungskurve des aktiven Bandpassfilters ebenfalls entfernungsabhängig. Unter Annahme eines sinusförmigen Signals, wird der als Leistungsverhältnis ausgedrückte Dynamikbereich nach [Lud93] über den Quotient der Effektivwerte aus maximal zu verarbeitender Spannung zur Rauschspannung definiert:

$$D = 20 \log \left(\frac{U_{\max,\text{eff}}}{U_{N,\text{eff}}} \right) \quad (4.24)$$

Die Rauschspannung berechnet sich dabei aus den Rauschspannungsdichten von Bandpassfilter und A/D-Wandler. Bei der Maximalverstärkung des Bandpassfilters kann die effektive Rauschspannung entsprechend den Gleichungen (4.14) und (4.16), unter Berücksichtigung der jeweiligen Bandbreite von Filter und A/D-Wandler, zu $U_{N,\text{eff}} = 1,1 \text{ mV}$ berechnet werden. Die effektive Maximalspannung bestimmt sich durch den maximalen Eingangsspannungsbereich des A/D-Wandlers bei einer sinusförmigen Spannung zu $U_{\max,\text{eff}} = 1,77 \text{ V}$. Daraus folgt eine Dynamik von $64,13 \text{ dB}$ bei der Messfrequenz $f_{\text{ZF}} = 15,3 \text{ kHz}$. Eine verringerte Dynamik im Nahbereich wird hauptsächlich durch Sende- und Empfangsverkopplungen, Fehlanpassungen und Durchsprechen des LO-Signals am Empfangsmischer verursacht. Trotz des Hochpassverhaltens des Bandpassfilters können die Störungen nicht vollständig gefiltert werden, die, wie aus Bild 4.20 ersichtlich wird, zu einer Begrenzung des Messbereichs im Nahbereich führen.

4.3.4. Messgenauigkeit und Auflösung

Für eine Charakterisierung der erzielbaren Messgenauigkeiten und der Auflösung des Radarsystems wurden verschiedene Messungen in [HSZ⁺12] durchgeführt. Zur Bestimmung der Winkelgenauigkeit in Elevations- bzw. Azimutrichtung wurde das Radarsystem jeweils in der entsprechenden Ausrichtung auf einem drehbaren Turm montiert, der in Schritten von $\Delta 5^\circ$ innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs gedreht wurde (Bild 4.21(a)). Als Messobjekt wurde wiederum ein Trihedral in einer Entfernung von $5,9 \text{ m}$ vor dem Radarsystem statisch positioniert. Die Winkelabweichungen sind in Bild 4.21(b) über den gemessenen Winkelrichtungen aufgezeichnet. Im Bereich von -10° bis $+10^\circ$ wird eine maximale Messabweichung von kleiner $0,75^\circ$ erreicht.

Die Verifikation des Eindeutigkeitsbereichs in Winkelrichtung wird anhand der Sendeantennengruppe gezeigt. Nach Gleichung (3.44) berechnet sich der

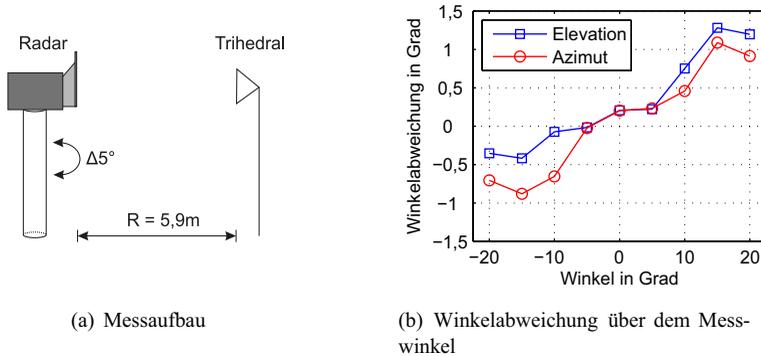


Bild 4.21.: Messung der Winkelabweichung in Elevations- und Azimutrichtung.

theoretische Eindeutigkeitsbereich in Elevationsrichtung zu $63,9^\circ \leq \theta_{\text{unamb}} \leq 116,1^\circ$. Hierfür sind in Bild 4.22 die gemessenen Winkelspektren des Trihedrals bei den Winkeln $\theta = 90^\circ$ und $\theta = 116^\circ$ gezeigt. Daraus wird ersichtlich, dass für Objekte im äußeren Randbereich des Eindeutigkeitsbereichs eine eindeutige Zuordnung der Winkelrichtung nicht mehr möglich ist. Je nach Anwendung muss der Eindeutigkeitsbereich daher entsprechend eingeschränkt werden.

Die resultierende Winkelauflösung des T-Arrays und die weiteren in Kapitel 3.4.4 vorgestellten Antennenanordnungen wurden ebenfalls messtechnisch untersucht. Für die Messungen wurden jeweils zwei Metallstangen mit einem Durchmesser von 2 cm und einer Länge von 1,9 m verwendet. Die zwei Metallstangen wurden in einer Entfernung von 5 m mit einem Abstand von 0,65 m zueinander vor dem Radarsystem positioniert. In den Bildern 4.23 sind die gemessenen zweidimensionalen Winkelspektren gezeigt. Da für diese Darstellungen keinerlei Fensterfunktionen zur Belegung der Antennen sowie keine Kalibrierung verwendet wurde, ist mit Nebenkeulen in der Höhe von -13 dB bzw. auch darüber zu rechnen.

Wie aus Bild 4.23(a) ersichtlich ist, können die zwei Stangen mit Hilfe des T-Arrays noch getrennt werden. Für eine genauere Bestimmung der Winkelauflösung wurden zum Vergleich die Azimutspektren aller Antennenanord-

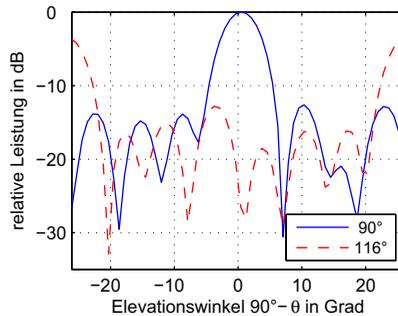


Bild 4.22.: Verifikation des Eindeutigkeitsbereichs der Sendeantennengruppe mit einem Trihedral bei $\theta = 90^\circ$ und $\theta = 116^\circ$.

nungen für einen Elevationswinkel von $\theta = 90^\circ$ in Bild 4.24 dargestellt. Aufgrund einer nicht optimalen Positionierung zeigt das Spektrum eine leicht unterschiedliche Leistung für die beiden Stangen. Aus dem dargestellten Winkelspektrum lässt sich dennoch für das T-Array eine Halbwertsbreite bzw. Winkelauflösung von etwa $\psi_{3\text{ dB}} = 5,2^\circ$ in Azimut ablesen, die mit der in Abschnitt 4.2.5 simulierten Halbwertsbreite des Antennenarrays übereinstimmt. Für das Treppen-Array kann eine bessere Winkelauflösung erzielt werden, die entsprechend Bild 4.24 zu $\psi_{3\text{ dB}} = 4^\circ$ abgelesen werden kann. Wie schon bereits zuvor anhand der Simulation festgestellt wurde, und auch im zweidimensionalen Winkelspektrum aus Bild 4.23(b) zu erkennen ist, kommt es zu einer Ausdehnung der Ziele in Diagonalrichtung, in welcher folglich auch die Nebenkeulen auftreten. Im Fall des verbreiterten Treppen-Arrays kommt es, wie in Bild 4.23(c) zu sehen, aufgrund der Vergrößerung der Abstände des Empfangsantennenarrays zu einem verkleinerten Eindeutigkeitsbereich in Azimutrichtung. Allerdings kann die Ausdehnung der Ziele im Radarbild in Diagonalrichtung gegenüber dem Treppen-Array verringert werden. Die Winkelauflösung für das breite Treppen-Array kann zu $\psi_{3\text{ dB}} = 3,2^\circ$ bestimmt werden. Mit Hilfe des halben Rauten-Arrays kann die Ausdehnung in Diagonalrichtung deutlich reduziert werden. In Azimutrichtung wird dieselbe Winkelauflösung wie für das Treppen-Array erzielt, was trotz kleiner messtechnisch bedingter Abweichungen aus Bild 4.24 ersichtlich wird. Wie schon zuvor in Kapitel 3.4.4 erwähnt, entspricht das halbe Rauten-Array einem ge-

4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators

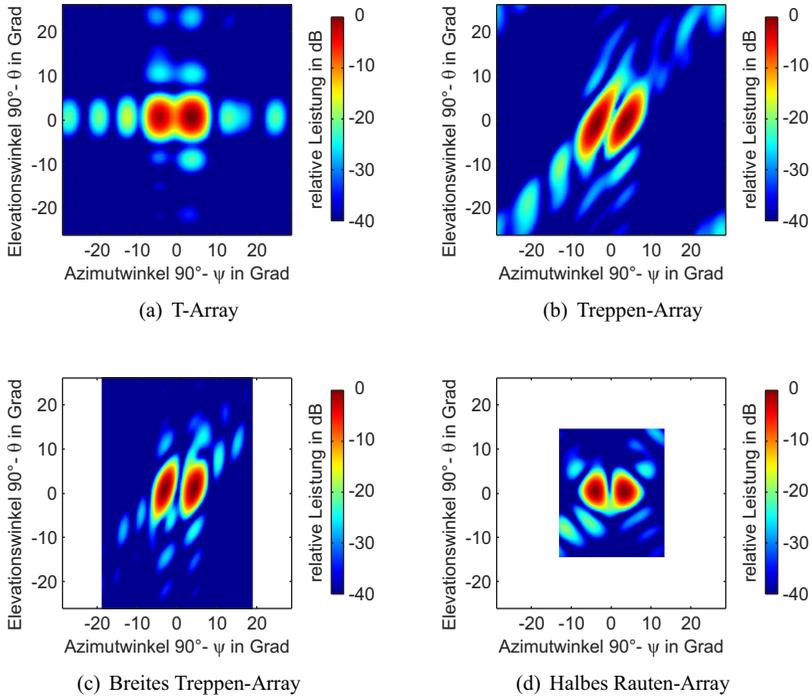


Bild 4.23.: Gemessene Winkelspektren der verschiedenen Antennenanordnungen für zwei Metallstangen in 5 m Entfernung und einem Abstand von 0,65 m zueinander.

drehten T-Array mit dem Unterschied eines größeren Abstands, wodurch sich auch der verkleinerte Eindeutigkeitsbereich erklären lässt. Die anschließenden Untersuchungen, sowie die Messungen in den folgenden Kapiteln werden mit dem T-Array durchgeführt.

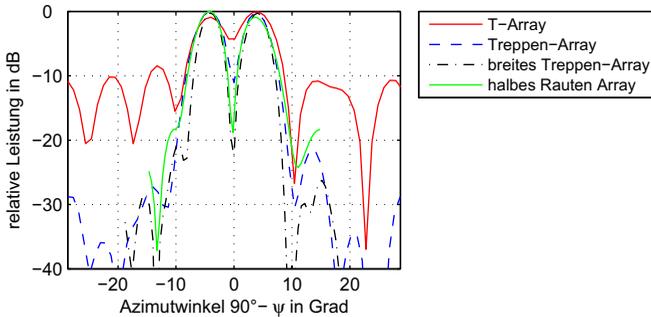


Bild 4.24.: Vergleich des Auflösungsvermögens in Azimutrichtung.

Schließlich wurde noch die Messgenauigkeit in Entfernungsrichtung untersucht. Dazu wurden die Abstände zu einer Metallplatte mit einer Größe von $20\text{ cm} \times 20\text{ cm}$ in einer Entfernung von 2,25 m bis 5 m in Schritten von 0,25 m gemessen. Die jeweiligen Messabweichungen sind in Bild 4.25 über der Entfernung dargestellt, woraus sich eine maximale Entfernungsabweichung von 8,9 mm entnehmen lässt.

Die Entfernungsauflösung wurde anhand von zwei Trihedralen vermessen. Aus dem Entfernungsspektrum konnte eine Entfernungsauflösung von $\Delta R = 0,69\text{ m}$ mit einer Bandbreite von 250 MHz und einer Dolph-Chebyshev Belegung von -40 dB Nebenkeulenunterdrückung bestimmt werden.

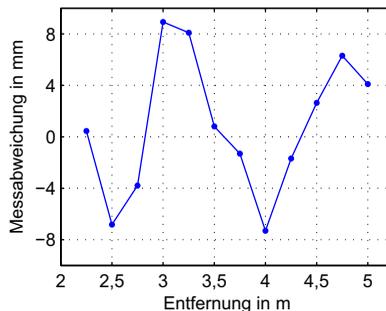


Bild 4.25.: Abweichung über der gemessenen Entfernung.

4.3.5. Eigenschaften der Antennen

Das Verhalten der realisierten Antennen innerhalb der Sende- und Empfangsgruppe weicht aufgrund von aufbaubedingten Toleranzen sowie durch die gegenseitigen Beeinflussungen von einer idealen Einzelantenne ab. Der daraus resultierende Gruppenfaktor kann in der digitalen Strahlformung zu einem fehlerhaften Winkelspektrum führen. Für eine Größenabschätzung der auftretenden Fehler innerhalb des T-Arrays wird die dafür gefertigte Sende- und Empfangsantennengruppe anhand von verschiedenen Messungen genauer charakterisiert. Hierbei bietet der Anschluss der Antennen über SMA-Kabel einen wesentlichen Vorteil, der eine separate und systemunabhängige Messung der Antennen ermöglicht.

In den Bildern 4.26(a) und 4.26(b) ist der gemessene Gewinn der Sende- und Empfangsantennen über der Frequenz zu sehen. Daraus kann im Bereich von 24,125 GHz eine maximale Abweichung von etwa 2 dB entnommen werden. Die Abweichungen des Gewinns lassen sich durch die fertigungsbedingten Toleranzen, durch die unterschiedliche Güte der Lötverbindungen sowie durch die Toleranzen der geätzten Antennen erklären. Des Weiteren kommt es zu einem unterschiedlichen Verlauf der Kurven der Sende- und Empfangsantennen aufgrund der horizontalen bzw. vertikalen Anordnung der Antennen innerhalb der Sende- und Empfangsgruppe und den verschiedenen langen Kabelzuleitungen zu der jeweiligen Antennengruppe. Bei der Phasenauswertung, die aufgrund der Übersichtlichkeit nicht über der Frequenz dargestellt wird, ergibt sich bei einer Frequenz von 24,125 GHz eine maximale Abweichung von 7° für die Sendeantennen und $5,5^\circ$ für die Empfangsantennen.

Die Abschätzung der auftretenden Verkopplung innerhalb der Antennengruppen erfolgt sowohl durch Simulation mittels CST Microwave Studio [Com12] als auch durch Messung. In den Bildern 4.27 und 4.28 sind jeweils exemplarisch die simulierten und gemessenen Kurven der Verkopplung von benachbarten Antennen am äußeren Rand sowie in der Mitte der Sende- und Empfangsgruppe gezeigt.

Entsprechend der vermessenen Verkopplung der Sende-Gruppe kann eine geringfügig stärkere Kopplung für die innenliegenden Antennen festgestellt werden, während die Verkopplung der Empfängergruppe in beiden Fällen ähnlich über der Frequenz verläuft. Die Abweichungen von Simulation und Messung sind unter anderem durch die in der Simulation nicht berücksichtigten

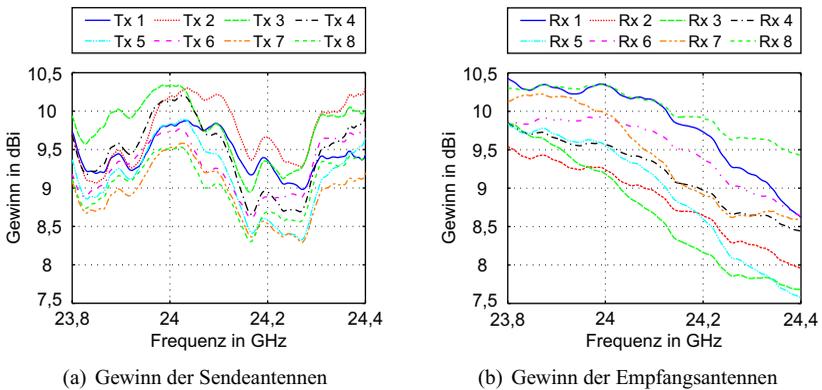
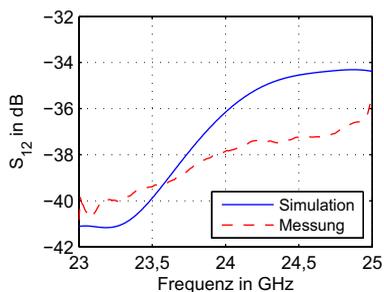


Bild 4.26.: Gemessener Gewinn der Antennen der Sende- und Empfangsantennengruppe.

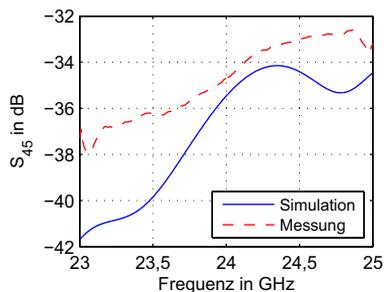
Antennenkabel und durch die fertigungsbedingten Toleranzen zu begründen. Anhand der durchgeführten Messungen lässt sich daraus schließen, dass im Bereich der Arbeitsfrequenz die Verkopplung direkt benachbarter Antennen kleiner als -32 dB ist. Die Verkopplung zwischen nicht direkt benachbarten Antennen innerhalb einer Antennengruppe fällt deutlich geringer aus und die Verkopplung zwischen Sende- und Empfangsantennen kann vernachlässigt werden, da diese unterhalb des Rauschens des zur Messung genutzten Netzwerkanalysators lag.

Die Auswirkungen der Verkopplung auf die Richtcharakteristiken der Antennen innerhalb der Antennengruppen wurden ebenfalls simulativ und messtechnisch untersucht. Für die Empfangsantennengruppe sind die Richtcharakteristiken der Antennen 1 bis 4 gegenüber der einer isoliert betrachteten Antenne in Bild 4.29(a) dargestellt. Daraus wird ersichtlich, dass sich die Verkopplung als eine leichte Verbreiterung in der Hauptkeule abzeichnet, welche für die in der Antennengruppe weiter innen liegenden Antennen zunimmt. Es kommt zu einer geringfügigen Erhöhung der Nebenkeulen, die aber keinen wesentlichen Einfluss auf die digitale Strahlformung haben, da sie außerhalb des Eindeutigkeitsbereichs des Antennenarrays liegen. In Bild 4.29(b) ist die Gruppencharakteristik mit und ohne Verkopplung dargestellt. Im Bereich

4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators

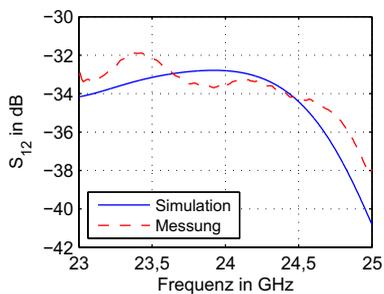


(a) Kopplung zwischen Antenne 1 und 2

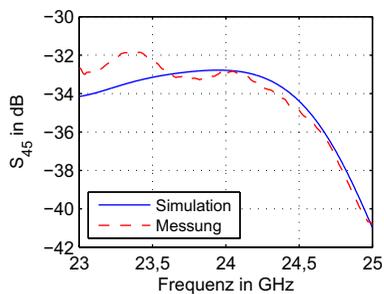


(b) Kopplung zwischen Antenne 4 und 5

Bild 4.27.: Simulation und Messung der Verkopplung ausgewählter Antennen innerhalb der Sendeantennengruppe.



(a) Kopplung zwischen Antenne 1 und 2



(b) Kopplung zwischen Antenne 4 und 5

Bild 4.28.: Simulation und Messung der Verkopplung ausgewählter Antennen innerhalb der Empfangsantennengruppe.

$70^\circ \leq \psi \leq 110^\circ$ kann ein nahezu identischer Verlauf der Richtcharakteristiken beobachtet werden. Des Weiteren können eine leichte Erhöhung der von der Hauptkeule weiter entfernten Nebenkeulen sowie Veränderungen in der Nullstellentiefe festgestellt werden.

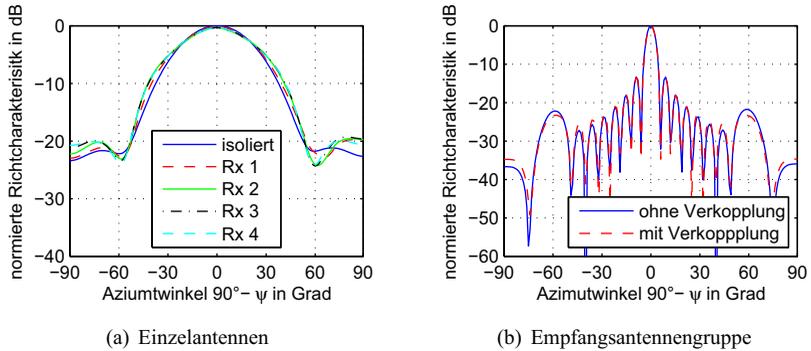


Bild 4.29.: Einfluss der Kopplung auf die Empfangsantennen: (a) Simulierte Richtcharakteristiken einer isolierten Einzelantenne und der sich innerhalb einer achtelementigen Antennengruppe befindenden Antennen 1 bis 4, (b) Simulierte Richtcharakteristiken der Antennengruppe mit und ohne Verkopplung.

Die gemessenen Richtcharakteristiken ausgewählter Antennen der Sende- und Empfangsantennengruppe sind in den Bildern 4.30(a) und 4.30(b) zu sehen. Im Vergleich zu der Richtcharakteristik einer isolierten Antenne haben die sich innerhalb einer Gruppe befindenden Antennen ein deutlich welligeres Richtdiagramm. Die zuvor in den Bildern 4.14(a) und 4.14(b) dargestellten Gruppencharakteristiken der Sende- und Empfangsantennen zeigen lediglich in den Nebenkeulen Störungen, während in der Hauptkeule keine Störung zu sehen ist. Daher kann in dem realisierten Radarsystem von einem durchaus vernachlässigbaren Einfluss der Verkopplung der Antennen ausgegangen werden.

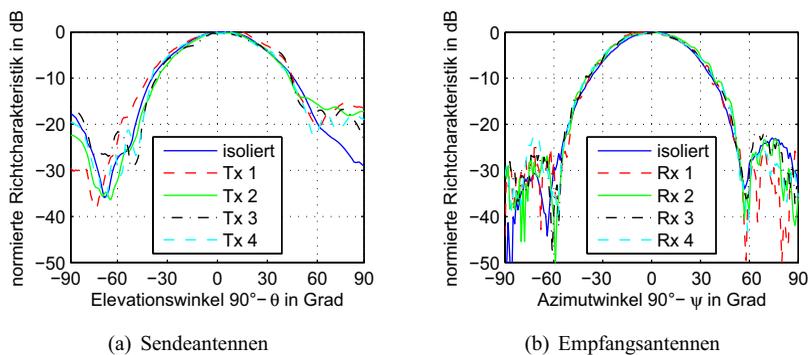


Bild 4.30.: Gemessene Richtcharakteristiken einer isolierten Antenne gegenüber ausgewählten Antennen innerhalb der Antennengruppe.

4.3.6. Systemverhalten über der Temperatur

Im industriellen Bereich werden Radarsysteme in einem großen Temperaturbereich betrieben. Veränderungen in der Temperatur können zu einer Abweichung im Frequenzgang der Bauteile und damit zu Schwankungen in Amplitude und Phase führen. Es ist daher sinnvoll, das Systemverhalten über der Temperatur zu charakterisieren, um gegebenenfalls Maßnahmen zur Temperaturkompensation vorzusehen. Bei Radarsystemen zur digitalen Strahlformung ist das Verhalten über der Temperatur von besonderem Interesse, da z.B. nicht nur mit einer reduzierten Ausgangsleistung gerechnet werden muss, sondern die unterschiedlichen temperaturabhängigen Abweichungen der Kanäle zu Fehlern in der digitalen Strahlformung führen können. Unter Zuhilfenahme einer Temperaturmesskammer wurde die Auswirkung einer Temperaturveränderung auf die Amplituden- und Phasenverläufe der Kanäle des realisierten Radardemonstrators im Bereich von $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ untersucht. Die Transmission eines jeden Sendekanals wurde mit einem Netzwerkanalysator bei $24,125\text{ GHz}$ gemessen. In den Bildern 4.31(a) und 4.31(b) sind Betrag und Phase der Transmission dargestellt, aus denen sich eine relativ große Temperaturabhängigkeit beobachten lässt. Die Amplituden und Phasen der Sendekanäle weisen untereinander einen fertigungsbedingten Offset auf und zeigen auch leicht unterschiedliche Verläufe über der Temperatur. Daraus wird ersichtlich, dass es nicht möglich ist, eine zufriedenstellende Kalibrierung z.B. durch die Ermittlung eines Korrekturfaktors zu erzielen, ohne jeweils die Temperaturverläufe mit einzubeziehen bzw. zu vermessen. Bei einer Temperatur von $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ kann entsprechend den durchgeführten Messungen von einer maximalen Amplitudenabweichung von $2,5\text{ dB}$ und einer maximalen Phasenabweichung von 40° zwischen den Sendekanälen ausgegangen werden.

Zur Untersuchung der Empfangskanäle wurde in jeden einzelnen Kanal ein Signal derselben Leistung per Kabel eingespeist. Die zugehörige Amplitude und Phase des resultierenden Peaks wurde dem Frequenzspektrum des ZF-Signals entnommen. Die über der Temperatur bestimmten Amplituden und Phasen sind in den Bildern 4.32(a) und 4.32(b) zu sehen. Daraus kann insbesondere eine starke Temperaturvariation der Amplituden und Phasen für die außen liegenden Empfangskanäle, d.h. Rx 1 und Rx 8, festgestellt werden. Über alle Kanäle betrachtet ist die maximale Amplitudendifferenz kleiner als

4. Realisierung und Charakterisierung des Radardemonstrators

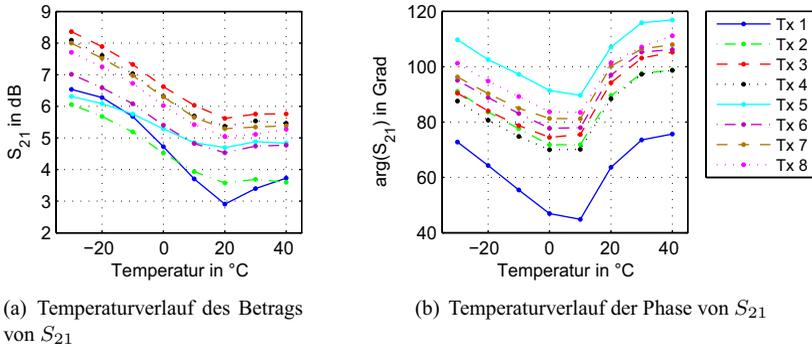


Bild 4.31.: Gemessene Transmission der Sendekanäle über der Temperatur.

1,5 dB und die maximale Phasenabweichung beträgt 30° bei einer Temperatur von 20°C . Gerade bei einem Einsatz des Radarsystems im Außenbereich können die Schwankungen über der Temperatur nicht vernachlässigt werden. Im Fall von einkanaligen Radarsystemen werden häufig Schwankungen in der Ausgangsleistung mit Hilfe eines Temperatursensors und einer zuvor in der Produktion vermessenen Temperaturkurve über einen regelbaren Verstärker kompensiert. Allerdings ist die Vermessung der Temperaturverläufe aller Kanäle eines mehrkanaligen Radarsystems sehr aufwendig und kostenintensiv. Um dennoch eine fehlerfreie Funktion des Radarsystems zu gewährleisten, bietet sich eine Selbstkalibrierung an, über die neben den temperatur- auch die alterungsbedingten Schwankungen der Kanäle während des Betriebs ausgeglichen werden können. Infolgedessen werden im nächsten Kapitel zunächst die Auswirkungen relevanter Fehlerquellen auf die digitale Strahlformung untersucht und anschließend ein softwarebasiertes Verfahren zur Selbstkalibrierung des Radarsystems vorgestellt.

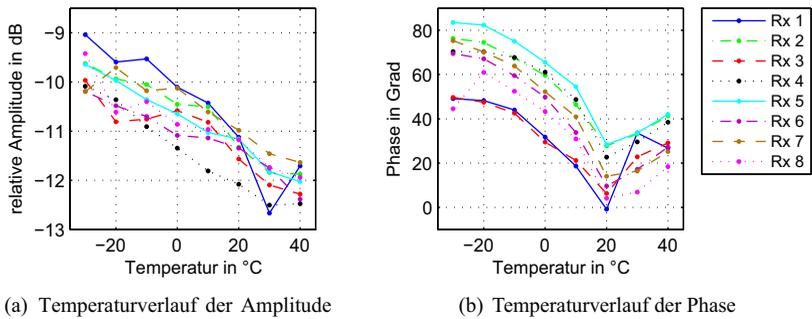


Bild 4.32.: Gemessene Amplituden und Phasen der Empfangskanäle über der Temperatur.

4.4. Zusammenfassung und Fazit

Zur Demonstration des dreidimensional bildgebenden Systemkonzepts mit sende- und empfangsseitiger digitaler Strahlformung wurde ein Radarsystem mit acht Sendern und acht Empfängern entwickelt. Aufgrund seines modularen Aufbaus bietet das realisierte System ein hohes Maß an Flexibilität und die Möglichkeit zum einfachen Austausch des Antennenarrays. Neben einer eingehenden Charakterisierung der Hardware wurden sowohl die Systemfunktion als auch die theoretisch bestimmten Systemparameter erfolgreich messtechnisch nachgewiesen. Dabei konnten die Winkelauflösungen in Azimut und Elevation entsprechend der Halbwertsbreite des Sende- und Empfangsantennenarrays zu $\psi_{3\text{ dB}} = 5,2^\circ$ und $\theta_{3\text{ dB}} = 5,6^\circ$ bestimmt werden. Die maximale Messabweichung beträgt maximal $1,3^\circ$ innerhalb des vermessenen Eindeutigkeitsbereichs. Bei benachbarten Antennen innerhalb eines Antennenarrays konnte eine Verkopplung von lediglich -32 dB festgestellt werden. Der Gewinn der Sende- und Empfangsantennen variiert um maximal 2 dB , während die Sende- und Empfangskanäle eine Amplitudendifferenz von höchstens $2,5\text{ dB}$ aufweisen. Der Phasenunterschied der Antennen beläuft sich auf maximal 7° . Dahingegen konnte eine deutlich höhere Phasendifferenz für die Sende- und Empfangskanäle bestimmt werden, die zu maximal 40° gemessen wurde.

Die durchgeführte Hardwarecharakterisierung sowie die gemessenen Hardwaretoleranzen bilden die Grundlage für die Fehleranalyse der Selbstkalibrierung, die im folgenden Kapitel eingeführt wird. Zudem ermöglicht der realisierte Systemdemonstrator durch seine kompakte Aufbauweise eine einfache Verifikationsmöglichkeit der im späteren Verlauf der Arbeit untersuchten Anwendungen.

5. Fehleranalyse und Selbstkalibrierungsverfahren

In der Praxis treten in einem Radarsystem Nichtidealitäten auf, die zu einer Reduktion der Detektionswahrscheinlichkeit oder zu einer Falschdetektion von Zielen führen können. Mögliche Ursachen für Abweichungen vom idealen Signalmodell können beispielsweise Fertigungstoleranzen, gegenseitige Beeinflussung der Antennen sowie verschiedene nichtideale Eigenschaften realer Bauteile sein. In diesem Kapitel werden mögliche Fehlerquellen entsprechend ihres Auftretens innerhalb der einzelnen Systemkomponenten eines DBF-Radars aufgezeigt und beschrieben. Anschließend erfolgt eine Analyse der Auswirkungen insbesondere jener Fehler, die einen direkten Einfluss auf die digitale Strahlformung haben. Dazu werden die relevanten Fehlerquellen entsprechend der Größe modelliert, in der sie im realisierten Radarsystem auftreten. Über eine mathematische Beschreibung der Fehler wird das ideale Signalmodell aus Abschnitt 3.4.2 zu einem nichtidealen Signalmodell erweitert. Im zweiten Teil dieses Kapitels wird zunächst ein kurzer Überblick über die aus der Literatur bekannten Verfahren gegeben, welche eine Kalibrierung mit einem Referenzziel an bekannter und unbekannter Position ermöglichen. Darauf aufbauend wird ein Verfahren zur gleichzeitigen Winkelbestimmung und Selbstkalibrierung vorgestellt, das es erlaubt, die zuvor ermittelten Hauptfehlerkomponenten des 3D-DBF-Radarsystems im laufenden Betrieb automatisch zu korrigieren.

5.1. Klassifizierung der Fehlerquellen

Angesichts der Komplexität eines Radarsystems mit digitaler Strahlformung kann es zu einer Vielzahl von Fehlereinflüssen kommen. In Bild 5.1 sind die Systemblöcke des realisierten Radarsystems einschließlich der dort möglichen Fehlerquellen gezeigt, die im Folgenden bezüglich ihrer Relevanz innerhalb des realisierten Radarsystems diskutiert werden.

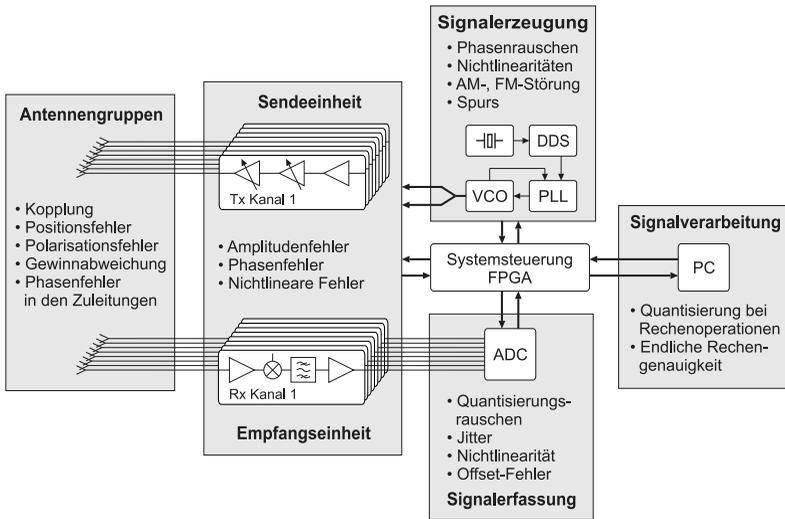


Bild 5.1.: Mögliche Fehlerquellen innerhalb eines Radarsystems mit digitaler Strahlformung.

• **Antennengruppen:**

Bei den Antennengruppen können die Verkopplungen der Antennen untereinander eine große Rolle spielen. Infolge der meist geringen Abstände zwischen den einzelnen Antennen kommt es zu einer gegenseitigen elektromagnetischen Beeinflussung. Unter dem Begriff Verkopplung werden verschiedene elektromagnetische Mechanismen zusammengefasst, die nach [ST98] in eine direkte Strahlungskopplung, eine indirekte Kopplung durch Nahfeldstreuungen sowie in eine Kopplung innerhalb des Speisetzwerkes aufgeteilt werden können.

Bei der direkten Strahlungskopplung wird ein Teil der von einer Antenne abgestrahlten Leistung von einer anderen empfangen, die dadurch zu einer parasitären Strahlung angeregt wird [Vis05, Bal05]. Diese parasitären Strahlungsbeiträge überlagern sich mit der primären Strahlung und verzerren die Strahlungseigenschaften der Antennen innerhalb einer Antennengruppe. Aufgrund der Reziprozität gilt dies auch gleichermaßen für den Empfangsfall. Die Stärke der Verkopplung wird hauptsächlich von dem verwendeten Antennentyp und dem Abstand

der Antennen zueinander bestimmt. Bei den in dieser Arbeit verwendeten Patch-Antennen können neben den Freiraumwellen auch Oberflächenwellen auf dem Substrat auftreten, die ebenfalls zu einer direkten Verkopplung beitragen. Zusätzlich können noch durch Teilreflexion an den Substratkanten indirekte Verkopplungen verursacht werden [Mai05, Bal05]. Durch die Kopplungsmechanismen verändert sich neben dem Richtdiagramm auch die Impedanz der innerhalb einer Antennengruppe eingebetteten Antennen. Des Weiteren müssen durch die Fertigungstoleranzen der Antennen und der Speiseleitungen Abweichungen im Gewinn und der Phase sowie Positions- und Polarisationsfehler berücksichtigt werden. Im Vergleich zu den anderen beschriebenen Fehlern ist allerdings mit nur geringen Positions- und Polarisationsfehlern für die auf Substrat geätzten Patch-Antennen zu rechnen, sodass diese im weiteren Verlauf der Arbeit vernachlässigt werden. Für eingehende Betrachtungen dieser Fehlerquellen sei auf die Literaturstellen [All61] und [Ruz97] verwiesen.

- **Sende- und Empfangseinheiten:**

In der Sende- und Empfangseinheit treten sowohl lineare als auch nicht-lineare Fehler auf. Die Ursachen der linearen Fehler liegen zum einen in den Bauteiltoleranzen der verwendeten aktiven und passiven Schaltungskomponenten und zum anderen in den fertigungsbedingten Abweichungen. Die linearen Fehler der verwendeten Bauteile akkumulieren sich innerhalb eines jeden Sende- bzw. Empfangskanals und führen zu einem veränderten Amplituden- und Phasengang. Nichtlineare Fehler, wie z.B. Intermodulation und Kompression, sind möglichst durch ein geeignetes Systemdesign im Vorfeld zu vermeiden, da diese nur mit größerem Aufwand eliminiert werden können. Die Auswirkungen von nichtlinearen Fehlern werden im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter behandelt. Untersuchungen diesbezüglich und mögliche Gegenmaßnahmen sind z.B. in [Mat86] und [RH01] zu finden.

- **Signalerzeugung:**

Als Fehlerquellen in der Signalerzeugung sind hauptsächlich Nichtlinearitäten der Frequenzrampe und das Phasenrauschen des VCOs zu nennen. Ein nichtlinearer Verlauf der Frequenzrampe führt zu einer

zusätzlichen Modulation des ZF-Signals und zu einer spektralen Aufweitung der Zielantwort im Entfernungsspektrum. Neben einem möglichen Entfernungsmessfehler schließt die Verbreiterung der Spektrallinie eine Verringerung der Signalamplitude mit ein, die eine verschlechterte Dynamik und Mehrzielfähigkeit zur Folge hat [Gri91, PSGV03]. Da der Phasenfehler proportional zur Laufzeit des ausgesendeten Signals ist, wird mit zunehmender Entfernung die Auflösung im Entfernungsspektrum verschlechtert. Um gleichbleibende Eigenschaften auch für weiter entfernte Objekte zu erzielen, sind eine hohe Linearität der Frequenzrampe oder eine entsprechende Kompensation erforderlich, wie z.B. in [VHNM96] vorgeschlagen. Im Rahmen dieser Arbeit wird davon ausgegangen, dass bei den geringen Messdistanzen eine ausreichende Linearität der Frequenzrampe durch die verwendete Kombination aus Phasenregelschleife und DDS gegeben ist. Neben den systematischen Phasenfehlern bewirken auch die stochastischen Phasenfehler, bedingt durch das Phasenrauschen, eine spektrale Verbreiterung des Signals im Frequenzspektrum und damit eine verringerte Auflösung und Dynamik des Empfängers [TWK98]. Für die geforderten Messentfernungen sind jedoch entsprechend der durchgeführten Untersuchung in Kapitel 4.3.1, keine Beschränkungen des Dynamikbereichs durch das Phasenrauschen der verwendeten Synthesizeinheit zu erwarten. Des Weiteren sind noch Spurious-Signale und Störungen durch Amplituden- und Frequenzmodulation (AM- und FM-Störungen) im Sende- und/oder LO-Signal als mögliche Fehlerquellen zu nennen [TWK98, Bes03], auf die jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter eingegangen wird, da ihre Fehlerauswirkungen für das realisierte System vernachlässigbar sind.

- **Signalerfassung:**

Bei der Umwandlung des analogen Empfangssignals in ein Digitalsignal durch den A/D-Wandler entsteht infolge der endlichen Anzahl an Diskretisierungsstufen ein Quantisierungsrauschen, das die Signalgüte verringert [Sch02]. Nichtideale Eigenschaften des A/D-Wandlers können zu einer weiteren Reduktion des resultierenden Signal-zu-Rauschverhältnisses führen. Hier sind beispielsweise Signalverzerrungen durch eine nichtlineare Verteilung der Stufen oder auch ein durch additive Anteile erhöhtes Rauschniveau zu nennen, welches

etwa durch Kopplungen zwischen Analog- und Digitalteil innerhalb des A/D-Wandlerbausteins entstehen kann. Die genannten Fehler können nachträglich nicht vollständig kompensiert werden. Nur ein Teil lässt sich durch Mehrfachabtastung und Mittelwertbildung korrigieren, sofern die Anwendung dies zulässt. Bei dem verwendeten A/D-Wandler wird die Signalgüte nur geringfügig beeinflusst, da die Fehler im Vergleich zur vorangehenden Signalkette (Verstärker, Mischer, ZF-Filter) vernachlässigbar klein sind. Die Erhöhung des Rauschniveaus durch den A/D-Wandler wurde bereits in der Berechnung in Kapitel 4.3.2 berücksichtigt.

Ein besonderer Vorteil des verwendeten A/D-Wandlers ist die Möglichkeit, alle Eingänge, d.h. alle acht Empfangssignale, zeitgleich abzutasten. Dies wird innerhalb des A/D-Wandlers durch separate Abtast-Halteglieder für jeden Kanal erzielt. Somit sind die zeitlichen Verzögerungen zwischen den Abtastzeitpunkten (Jitter) der einzelnen Kanäle, gegenüber der sonst üblichen Verwendung von mehreren einzelnen A/D-Wandlern, auf ein Mindestmaß reduziert. Es verbleibt lediglich der interne Jitter des A/D-Wandlers, der allerdings vernachlässigbar ist. Neben den bisher betrachteten dynamischen Fehlern treten an einem A/D-Wandler auch statische Fehler auf. Beispielsweise können Offset-Spannungen zu einer Verminderung des Dynamikbereichs des A/D-Wandlers führen, sodass die ausgewerteten Wechselspannungsanteile schon bei geringeren Amplituden den Aussteuerbereich erreichen. Die in dem realisierten Radarsystem vorliegenden Offset-Spannungen sind jedoch vergleichsweise gering und unkritisch innerhalb der festgelegten Systemanforderungen.

- **Signalverarbeitung:**

Zur Signalverarbeitung werden die in digitaler Darstellung vorliegenden Empfangsdaten an die Matlab-Umgebung übertragen. Die anschließende Weiterverarbeitung erfolgt in Matlab mittels 64 Bit Gleitkommazahlen, sodass Rundungsfehler vernachlässigt werden können. Bei der Umsetzung der Signalverarbeitungsalgorithmen kann jedoch die Rechengenauigkeit bzw. die Darstellungsqualität in den Ergebnisdiagrammen beeinflusst werden. Eine feinere Darstellung des Entfernungsspektrums kann beispielsweise durch die Anwendung von Zero-Padding erreicht werden, wodurch die Anzahl der Punkte der FFT vergrößert

wird. Damit wird auch bei der Datenauswertung eine Quantisierung eingebracht, indem die Zieldetektion bzw. die Ermittlung der Leistungsverteilung der rückgestreuten Sendesignale im Raum nur für eine diskrete Anzahl von Positionen durchgeführt wird. Je nach Anwendung muss daher ein Kompromiss zwischen Rechengenauigkeit und Rechenzeit eingegangen werden, um die Datenmengen gering zu halten und um die Echtzeitfähigkeit des Systems zu garantieren.

Zuletzt sind noch die zeitvarianten Veränderungen zu nennen, die infolge der Temperaturabhängigkeit und Alterung der verwendeten Baugruppen entstehen können. Sowohl die Schwankungen der Umgebungstemperatur als auch die alterungsbedingte Langzeitdrift bewirken eine langsame Veränderung im Amplituden- und Phasengang der Bauteile. Diese Fehler lassen sich durch eine wiederholte Kalibrierung in regelmäßigen Zeitabständen korrigieren.

5.2. Einfluss ausgewählter Fehlerquellen

Da der Einfluss der Fehler auf die Entfernungsmessung bereits vielfach untersucht wurde [VHNM96, Gri91, PSGV03], konzentrieren sich die folgenden Abschnitte auf die Fehlereinflüsse bei der Winkelbestimmung. Von den im vorangegangenen Abschnitt benannten Fehlerquellen führen insbesondere die Abweichungen in Amplitude und Phase in den Antennen und den Sendebzw. Empfangskanälen sowie die gegenseitige Beeinflussung der Antennen zu einer Verzerrung des Winkelspektrums in der digitalen Strahlformung. In diesem Abschnitt werden die Auswirkungen dieser Fehler auf den Gruppenfaktor analysiert, die in der gleichen Größenordnung wie der in Kapitel 4 gemessenen Fehler angenommen werden. Die folgenden Betrachtungen werden simulativ anhand eines eindimensionalen Antennenarrays, bestehend aus $N = 8$ isotropen Kugelstrahlern, durchgeführt. Gemäß des realisierten Empfangsantennenarrays werden die Antennenabstände zu $d = 14,5$ mm gewählt und die Antennen mit einem Dolph-Chebychev Fenster von 30 dB Nebenkeulenunterdrückung belegt. Für Untersuchungen mit eigenwertbasierten Verfahren diesbezüglich, sei z.B. auf die Literaturstellen [LV92, SK92, RMS88] verwiesen.

5.2.1. Amplituden- und Phasenfehler

Die Amplituden- und Phasenabweichungen der Kanäle bzw. Antennen führen zu einem fehlerhaften Gruppenfaktor und damit auch zu einem fehlerhaften Winkelspektrum in der digitalen Strahlformung. Sie können eine Fehlausrichtung und Verbreiterung der Hauptkeule, eine Erhöhung der Nebenkeulen sowie eine Gewinnabweichung des Antennenarrays bewirken [Lee89]. Nach [Mai05] können Fehler, die auf Bauteiltoleranzen zurückzuführen sind, als zufällig und unkorreliert angenommen werden. Dagegen müssen systematische Fehler, die korrelierte Störungen in den Signalpfaden hervorrufen, bereits im Vorfeld korrigiert werden. Unter dieser Voraussetzung lassen sich Änderungen im Gruppenfaktor über statistische Methoden beschreiben. Innerhalb des Signalmodells erfolgt die Modellierung der Amplituden- und Phasenfehler über eine Diagonalmatrix, deren Diagonalelemente mit dem jeweiligen Fehlerkoeffizienten $A_n e^{j\varphi_n} = (1 + \delta_n) e^{j\varphi_n}$ des n -ten Empfängers besetzt werden. Dabei beinhaltet der fehlerbehaftete Amplitudenfaktor A_n den Amplitudenfehler δ_n , während φ_n den Phasenfehler beschreibt. Im Folgenden wird zur Vereinfachung die korrekte Amplitude aller Empfangssignale auf Eins normiert.

Da insbesondere eine Fehlausrichtung der Hauptkeule sowie erhöhte und unregelmäßige Nebenkeulen zu einer Falschdetektion in der Winkelbestimmung führen können, sollen im Folgenden deren Auswirkungen auf die digitale Strahlformung analysiert und abgeschätzt werden.

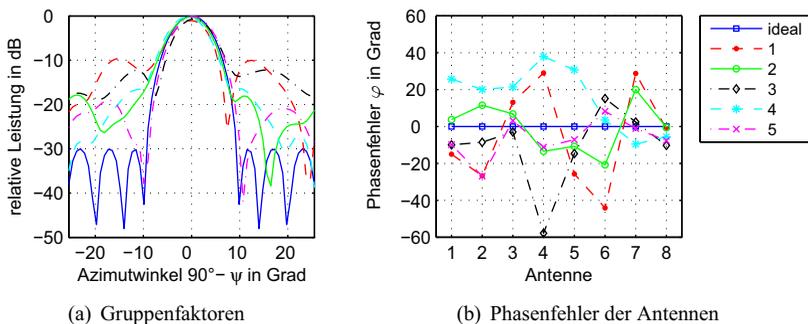


Bild 5.2.: Einfluss eines normalverteilten Phasenfehlers mit $\sigma_\varphi = 20^\circ$ Standardabweichung auf den Gruppenfaktor.

Die Fehlausrichtung der Hauptkeule wird durch Phasenfehler verursacht und hat, wie bereits erwähnt, eine fehlerhafte Winkelbestimmung zur Folge. In Bild 5.2(a) sind fünf exemplarische Simulationen von mit Phasenfehlern behafteten Gruppenfaktoren dargestellt. Dazu wurden die Phasenfehler aus einer Normalverteilung mit einer Standardabweichung von $\sigma_\varphi = 20^\circ$ bestimmt, die in Bild 5.2(b) für die jeweiligen Gruppenfaktoren gezeigt sind. Die gewählte Standardabweichung der Phasenfehler liegt dabei in der Größenordnung der gemessenen Phasenfehler aus Kapitel 4.3.5 bzw. 4.3.6. Für ein symmetrisches Antennenarray mit N Antennen im Abstand d kann nach [CCS73] und [Han09] die Standardabweichung der Strahlfehlausrichtung σ_ψ zu

$$\sigma_\psi = \sigma_\varphi \frac{\sqrt{\left(\sum_{n=-N/2}^{N/2} (w_n k d n)^2 \right)}}{\sum_{n=-N/2}^{N/2} w_n k^2 d^2 n^2} \quad (5.1)$$

abgeschätzt werden. Hierbei beschreibt w_n die Gewichtung des n -ten Antennenelements durch eine Fensterfunktion, k die Wellenzahl und σ_φ die Standardabweichung des Phasenfehlers. Aus Gleichung (5.1) lässt sich demnach die Standardabweichung der Strahlfehlausrichtung des betrachteten Antennenarrays mit einer Dolph-Chebyshev Belegung von 30 dB Nebenkeulenunterdrückung zu $\sigma_\psi = 0,49^\circ$ berechnen. Zur Evaluation dieses Wertes wurde eine Monte-Carlo Simulation [MGNR12] mit 100.000 Versuchen durchgeführt, bei der für jeden Versuch ein Satz von Phasenfehlern mit einer Standardabweichung von $\sigma_\varphi = 20^\circ$ berechnet wurde. Aus den ebenfalls mit einer Dolph-Chebyshev Fensterfunktion gewichteten Gruppenfaktoren wurde die Standardabweichung der Strahlfehlausrichtung zu $\sigma_\psi = 0,48^\circ$ bestimmt. Aufgrund der exakten Übereinstimmung der berechneten und simulierten Standardabweichungen ermöglicht Gleichung (5.1) eine gute Abschätzung der Strahlfehlausrichtung eines linearen Antennenarrays. Dabei zeigt das Antennenarray trotz der relativ großen Phasenfehler eine vergleichsweise geringe Strahlfehlausrichtung.

Im Vergleich zu dem idealen Gruppenfaktor aus Bild 5.2(a) ist neben der Fehlausrichtung der Hauptkeule auch eine offensichtliche Erhöhung der Nebenkeulen zu beobachten. Hohe Nebenkeulen können weitaus kritischer als

eine Strahlfehlausrichtung sein, da sie, wie bereits zuvor erwähnt, zu einer Falschdetektion führen können. Neben den Phasenfehlern bewirken auch die Amplitudenfehler eine Erhöhung der Nebenkeulen. Eine Abschätzung des mittleren Nebenkeulenniveaus kann für kleine Fehler nach den Ausführungen in [Ruz52, Ruz97] zu

$$\overline{SLL} = \frac{\sigma_\delta^2 + \sigma_\varphi^2}{N\xi_w} \quad \text{mit} \quad \xi_w = \frac{|\sum w_n|^2}{N \sum |w_n|^2}, \quad (5.2)$$

berechnet werden. In diese Abschätzung gehen die Varianzen σ_δ^2 und σ_φ^2 der Amplituden- und Phasenfehler, für die eine mittelwertfreie Normalverteilung angenommen wird, unabhängig voneinander ein. Mit ξ_w wird eine Amplitudengewichtung w_n der aus N Antennen bestehenden Antennengruppe berücksichtigt. Die Beurteilung des Einflusses von Amplituden- und Phasenfehlern auf die Höhe der Nebenkeulen erfolgt ebenfalls mit einer Monte-Carlo Simulation von 100.000 Versuchen. Wie zuvor wird die Betrachtung anhand der Empfangsantennengruppe mit acht isotropen Kugelstrahlern mit Abständen von $d = 14,5$ mm durchgeführt. Die Amplituden- und Phasenfehler wurden zu $\sigma_\delta = 2,5$ dB bzw. $\sigma_\varphi = 20^\circ$ gewählt, was den im realen System auftretenden Fehlern entspricht. Aus Gleichung (5.2) lässt sich unter Berücksichtigung der Amplitudenbelegung das mittlere Nebenkeulenniveau zu -14,6 dB berechnen, während das aus Bild 5.3 abgelesene mittlere Nebenkeulenniveau der Monte-Carlo Simulation bei etwa -18 dB liegt. Daraus lässt sich schließen, dass Gleichung (5.2) nur eine grobe Abschätzung des mittleren Nebenkeulenniveaus für die Größe der im realen System auftretenden Amplituden- und Phasenfehler ermöglicht. Zum Vergleich ist ebenfalls der ideale Gruppenfaktor in Bild 5.3 eingezeichnet, wobei eine Normierung auf den jeweiligen Maximalwert durchgeführt wurde. In der Realität kann durch die Einzelcharakteristiken der Antennen mit einer weiteren Absenkung des Nebenkeulenpegels gerechnet werden.

Neben dem mittleren Nebenkeulenniveau sind auch insbesondere die maximalen Nebenkeulen von Interesse. Dazu ist der aus der Monte-Carlo Simulation resultierende Verlauf der Maximalwerte ebenfalls in Bild 5.3 eingezeichnet. Bei einem Azimutwinkel von $\psi = 73^\circ$ im Nebenkeulenbereich beläuft sich der maximale Pegel auf -7 dB. In der Literatur wird häufig über eine Verteilungsfunktion die Wahrscheinlichkeit dafür angegeben, dass ein bestimmtes Nebenkeulenniveau nicht überschritten wird [Hsi85, Mai05, Ruz52,

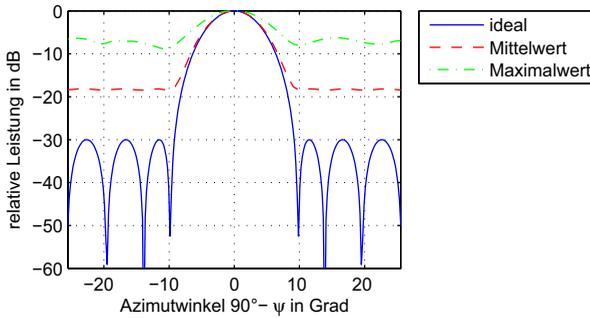


Bild 5.3.: Darstellung der aus einer Monte-Carlo Simulation ermittelten Mittel- und Maximalwerte der mit Amplituden- und Phasenfehlern von $\sigma_\delta = 2,5$ dB bzw. $\sigma_\varphi = 20^\circ$ Standardabweichung behafteten Gruppenfaktoren mit Dolph-Chebyshev Belegung von 30 dB Nebenkeulenunterdrückung.

Ruz97, All61]. Nach [Hsi85] kann im Bereich innerhalb der Nebenkeulen eine Rice-Verteilung [Ric44] angenommen werden. Für den Azimutwinkel $\psi = 73^\circ$ ist in Bild 5.4 die Verteilungsfunktion der aus der Monte-Carlo Simulation bestimmten Nebenkeulen dargestellt. Daraus lässt sich beispielsweise entnehmen, dass ein Nebenkeulenpegel von -15 dB mit einer Wahrscheinlichkeit von 85,2 % nicht überschritten wird. Werden zusätzlich die Antennencharakteristiken der realen Antennen berücksichtigt, kann eine deutlich höhere Unterschreitungswahrscheinlichkeit erzielt werden.

Es ist anzumerken, dass die temperatur- und alterungsbedingten Fehler im Vergleich zu den hier simulierten Fehlergrößen, die sich in ihrer Größenordnung an den Hardwaretoleranzen orientieren, einen deutlich geringeren Einfluss haben.

5.2.2. Verkopplung

Zur Ergänzung der Kopplungsmessungen aus Kapitel 4.3.5 wird die Verkopplung ebenfalls anhand von Simulationen analysiert. Die Verkopplung der Antennen lässt sich über eine winkelunabhängige Kopplungsmatrix modellieren [SH90]. Häufig wird zur Reduzierung der zu bestimmenden Para-

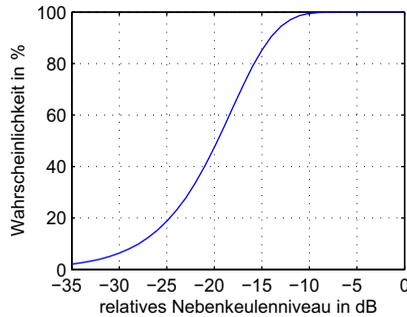


Bild 5.4.: Wahrscheinlichkeit für das Unterschreiten eines bestimmten Nebenkeulenniveaus bei einem Azimutwinkel von $\psi = 73^\circ$.

meter die Kopplungsmatrix über eine Tridiagonalmatrix dargestellt, bei der außer der Hauptdiagonale noch die erste obere und untere Nebendiagonale besetzt ist. Damit wird das Übersprechen direkt benachbarter Antennenelemente berücksichtigt, während die Kopplung von weiter entfernten Antennen vernachlässigt wird. Die Kopplungsmatrix kann durch die Besetzung weiterer Nebendiagonalen bis hin zur vollbesetzten Kopplungsmatrix erweitert werden. Zudem werden in der Literatur des Öfteren z.B. unter Annahme eines regelmäßigen Aufbaus, die Nebendiagonalen der Tridiagonalmatrix mit identischen Kopplungsparametern modelliert.

Für die hier durchgeführten Simulationen wird zur Modellierung der Verkopplung eine vollbesetzte Matrix \mathbf{Q}_c gewählt, deren Hauptdiagonale mit Einsen und die Nebendiagonalen mit den komplexen Streuparametern $S_{ij} = C_{ij}e^{j\zeta_{ij}}$ mit $C_{ij} = 1 + \nu_{ij}$ für $i \neq j$ und $i, j = 1 \dots 8$ belegt werden. Die Amplituden und Phasen der Kopplungskoeffizienten auf den Nebendiagonalen werden als normalverteilt mit einer Standardabweichung von $\sigma_\nu = 3$ dB und $\sigma_\zeta = 10^\circ$ angenommen, deren Mittelwerte in der Größenordnung der durchgeführten Kopplungsmessungen und -simulationen des Empfangsantennenarrays aus Kapitel 4.3.5 gewählt werden.

Exemplarisch ist dazu in Bild 5.5 ein simulierter Gruppenfaktor des Empfangsantennenarrays mit und ohne Verkopplung dargestellt, dessen Kopplungsmatrix für Betrag und Phase farblich kodiert in den Bildern 5.6(a) und

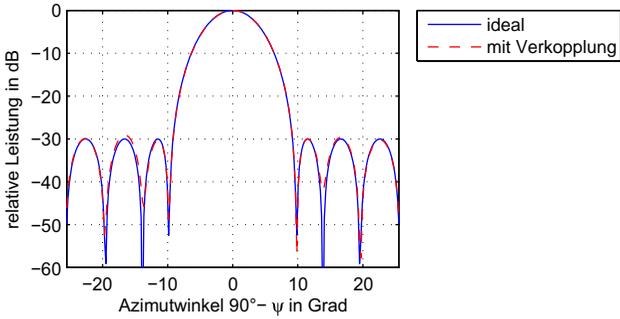


Bild 5.5.: Simulierter Gruppenfaktor mit und ohne Verkopplung.

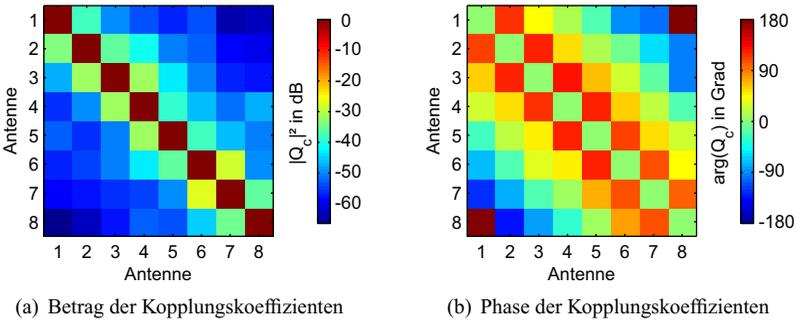


Bild 5.6.: Darstellung der Kopplungsmatrix in farblicher Kodierung für den Gruppenfaktor aus Bild 5.5.

5.6(b) zu sehen ist. Im Vergleich zum idealen Gruppenfaktor lässt sich lediglich in Bild 5.5 eine leichte Abweichung in den Nebenkeulen feststellen. Für eine genauere Charakterisierung der auftretenden Verkopplung wurde ebenfalls eine Monte-Carlo Simulation durchgeführt. Die daraus resultierenden Mittel- und Maximalwerte sind wiederum im Vergleich zu dem idealen Gruppenfaktor in Bild 5.7 aufgezeigt. Auch hier wurden alle drei Kurven auf den jeweiligen Maximalwert normiert. Der aus der Monte-Carlo Simulation bestimmte Mittelwert zeigt eine leichte Verschiebung innerhalb der Nebenkeulen. Bei einem Azimutwinkel von $\psi = 73^\circ$ beläuft sich die mittlere Nebenkeulenhöhe auf -30 dB und der Maximalwert auf -26 dB. Eine Fehltausrichtung der Hauptkeule kann für die vorliegenden Verkopplungsfehler nicht festgestellt werden.

Im Vergleich zu den zuvor untersuchten Amplituden- und Phasenfehlern verursacht die Verkopplung nur eine vernachlässigbare Verschlechterung des Gruppenfaktors. Infolgedessen wird die Verkopplung innerhalb des Selbstkalibrierungsverfahrens nicht weiter berücksichtigt.

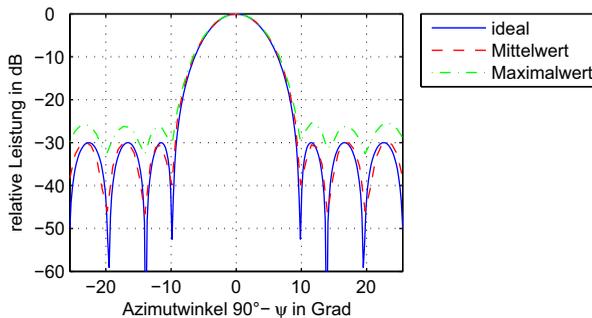


Bild 5.7.: Mittel- und Maximalwerte des aus einer Monte-Carlo Analyse resultierenden Gruppenfaktors mit Verkopplung.

5.2.3. Nichtideales Signalmodell

Das ideale Signalmodell aus Abschnitt 3.4.2 wird mit den aus den vorangegangenen Untersuchungen für das realisierte Radarsystem relevanten Fehlergrößen erweitert. In diesem nichtidealen Signalmodell werden die Amplituden- und Phasenfehler der Sender und Empfänger berücksichtigt. Durch Multiplikation des Empfangssignalvektors aus Gleichung (3.28) mit einer Fehlermatrix \mathbf{Q} ergibt sich der fehlerbehaftete Empfangssignalvektor zu

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}(l) &= \mathbf{Q} \cdot \mathbf{x}(l) \\ &= \mathbf{Q} \cdot (\mathbf{A}\mathbf{s}(l) + \mathbf{n}(l)).\end{aligned}\quad (5.3)$$

Entsprechend der M Sender und N Empfänger hat die Fehlermatrix \mathbf{Q} eine Größe von $M \cdot N \times M \cdot N$ und setzt sich wiederum aus den Fehlervektoren \mathbf{q}_{Tx} und \mathbf{q}_{Rx} sowie einer Einheitsmatrix \mathbf{I} zusammen:

$$\mathbf{Q} = (\mathbf{q}_{\text{Tx}} \otimes \mathbf{q}_{\text{Rx}}) \cdot \mathbf{I} \quad (5.4)$$

Beim Durchlaufen der Sendekanäle erfährt das Sendesignal zunächst Amplituden- und Phasenfehler, die über den Fehlervektor

$$\mathbf{q}_{\text{Tx}} = [A_{\text{T}1} e^{j\varphi_{\text{T}1}}, A_{\text{T}2} e^{j\varphi_{\text{T}2}}, \dots, A_{\text{T}M} e^{j\varphi_{\text{T}M}}]^T \quad (5.5)$$

der Größe $M \times 1$ gegeben werden. Dabei wird mit dem fehlerbehafteten Amplitudenfaktor $A_{\text{T}m} = (1 + \delta_{\text{T}m})$ der Amplitudenfehler $\delta_{\text{T}m}$ und mit $\varphi_{\text{T}m}$ der Phasenfehler des m -ten Senders beschrieben. Das an einem Objekt reflektierte Sendesignal gelangt zurück an die Empfänger, wo es mit den Amplituden- und Phasenfehlern der Empfangseinheit überlagert wird. Die Fehler werden durch einen Vektor

$$\mathbf{q}_{\text{Rx}} = [A_{\text{R}1} e^{j\varphi_{\text{R}1}}, A_{\text{R}2} e^{j\varphi_{\text{R}2}}, \dots, A_{\text{R}N} e^{j\varphi_{\text{R}N}}]^T \quad (5.6)$$

der Größe $N \times 1$ berücksichtigt. Der Fehlervektor \mathbf{q}_{Rx} enthält wiederum die Amplituden- und Phasenfehler mit $A_{\text{R}n} = (1 + \delta_{\text{R}n})$ und $\varphi_{\text{R}n}$ eines jeden Empfangskanals.

Auf Basis des hier vorgestellten nichtidealen Signalmodells wird im nächsten Abschnitt das Verfahren für eine Selbstkalibrierung des Radarsystems eingeführt.

5.3. Verfahren zur Selbstkalibrierung

Basierend auf den vorangegangenen Analysen sollen die für die Winkelbestimmung relevanten Fehler des realisierten Radarsystems über ein softwarebasiertes Kalibrierverfahren erfasst und korrigiert werden. Grundsätzlich wird in der Literatur zwischen Verfahren mit Referenzzielen an bekannten und unbekanntem Positionen unterschieden. Bei den sogenannten „off-line“ Kalibrierverfahren werden die Korrekturdaten aus einer Anzahl von bekannten Winkelrichtungen eines Referenzziels bestimmt, vgl. z.B. [NS96, PK91, Kor06]. Ein Überblick zu den verschiedenen Kalibrierverfahren und ein simulativer Vergleich wird in [VLL09] gegeben. Basierend darauf ist in [Sch10] eine Erweiterung der Kalibrierverfahren zu finden, die auch in ihrer Performanz bezüglich verschieden variierender Parameter untersucht und verglichen werden.

In der Praxis eignen sich solche „off-line“ Kalibrierverfahren aufgrund ihres hohen Aufwands lediglich zu einer Initialkalibrierung des Radarsensors. Jedoch können zeitvariante Fehler, wie z.B. Temperatur- und Alterungsdrift, während des Betriebs nicht berücksichtigt werden.

Mit einer Selbstkalibrierung kann eine automatische Rekalibrierung des Radarsystems vorgenommen werden. Damit wird die gleichzeitige Bestimmung von Positionswinkel und Kalibrierdaten anhand eines Reflexionsobjekts mit unbekannter Position ermöglicht. In [QLZ03] werden verschiedene Methoden zur Selbstkalibrierung klassifiziert und diskutiert. Bei all diesen Verfahren wird ein parametrisches Modell für den Empfangssignalvektor zu Grunde gelegt, um daraus die Fehler zu bestimmen.

Für das in dieser Arbeit realisierte 3D-DBF Radar ist insbesondere eine Korrektur der auftretenden Amplituden- und Phasenfehler notwendig. Zur Kalibrierung der Phasenfehler wird meist die Kenntnis ausgenutzt, dass die Antennen linear mit einem äquidistanten Abstand innerhalb der Sende- bzw. Empfangsantennengruppe verteilt sind. Selbstkalibrierungsverfahren für beliebige Antennengeometrien sind z.B. in [WOV91, VS94, FW88] zu finden. Allerdings ermöglichen diese Verfahren nur eine Korrektur kleiner Fehler und erweisen sich zudem als rechenintensiv.

Zur Korrektur der Amplituden- und Phasenfehler wird in dem Selbstkalibrierungsverfahren von Paulraj et al. [PK85] die Toeplitz-Struktur der räumlichen Kovarianzmatrix eines fehlerfreien Antennenarrays verwendet. Unter Aus-

nutzung der Gleichheit der Elemente auf einer Diagonale lassen sich zur Bestimmung der Amplituden- und Phasenfehler Gleichungen aufstellen. Basierend auf der Methode in [PK85] wird in [SL00] gezeigt, dass zur Korrektur der Amplituden- bzw. Phasenfehler die alleinige Betrachtung der Differenzen benachbarter Elemente auf der Hauptdiagonale bzw. auf der ersten oberen Nebendiagonale der räumlichen Kovarianzmatrix ausreicht. Li et al. [LE06] bestätigen diese Vereinfachung anhand von Simulationen unter Verwendung verschiedener Nebendiagonalen.

Stellvertretend für die aus der Literatur bekannten Verfahren zur simultanen Winkelschätzung und Korrektur der Verkopplung sind hier noch die Selbstkalibrierungsverfahren in [SS07, FW91, YL08] zu nennen. Allerdings erfolgt bei all diesen Verfahren nur eine Modellierung und Korrektur der Verkopplung zwischen direkt benachbarten Antennen. In [SS07] wird zur Selbstkalibrierung der Verkopplung ein amplituden- und phasenfehlerfreies Antennenarray vorausgesetzt. Friedlander et al. [FW91] beschreiben ein iteratives Kalibrierverfahren zur Schätzung der Amplituden-, Phasen- und Kopplungsfehler. Diese Methode erfordert jedoch Anfangsschätzwerte und zeigt sich nach den Ausführungen in [PK91] aufgrund von Versagen in der Konvergenz als nicht praxistauglich. Zur Bestimmung der Kopplungskoeffizienten werden in [YL08] die sich am äußeren Rand eines vollbesetzten Antennenarrays befindenden Antennen als Zusatzantennen betrachtet. Nachdem die Winkelbestimmung mit dem reduzierten Antennenarray durchgeführt wird, erfolgt eine Korrektur der Verkopplung durch die Hinzunahme der äußeren Antennen.

In dem folgenden Abschnitt wird zunächst die Selbstkalibrierung der Amplitudenfehler entsprechend [PK85] bzw. [SL00] eingeführt. Im Anschluss daran wird eine Korrekturmöglichkeit vorgestellt, die vergleichbare Resultate erzielt. Danach wird ein Verfahren zur Selbstkalibrierung der Phasen beschrieben, dessen Ergebnisse mit der Methode aus [PK85] bzw. [SL00] verglichen werden. Zum Schluss erfolgt eine Erweiterung des vorgestellten Selbstkalibrierungsverfahrens auf den zweidimensionalen Fall anhand des T-Arrays und die messtechnische Verifikation mit Hilfe des realisierten 3D-DBF-Radars.

5.3.1. Korrektur der Amplitudenfehler

Wird der eindimensionale Fall mit einem Sender und mehreren Empfängern betrachtet, so erfolgt nach der Entfernungsprozessierung eines jeden Empfängers die Suche nach einem statischen Reflexionsobjekt, welches sich zur Kalibrierung eignet. Im einfachsten Fall kann dies mit Hilfe einer Maximumsuche durchgeführt werden. Nachdem ein geeignetes Kalibrierobjekt gefunden wurde, kann für jeden Empfänger ein komplexer Wert aus der Entfernungszelle extrahiert werden. Entsprechend Kapitel 3.4.5 kann daraus die räumliche Kovarianzmatrix $\hat{\mathbf{R}}$ geschätzt werden. Für ein fehlerfreies, linear angeordnetes Antennenarray bestehend aus N Antennen mit jeweils gleicher Amplituden- und Phasenbelegung, besitzt die räumliche Kovarianzmatrix $\hat{\mathbf{R}}$ eine Toeplitz-Struktur. Angesichts eines fehlerbehafteten Antennenarrays gilt dies allerdings nicht mehr. Die Amplitudenkorrektur nach [SL00] bzw. [PK85], im Folgenden als Methode von Sng benannt, basiert auf der Wiederherstellung der Toeplitz-Struktur der fehlerbehafteten Kovarianzmatrix $\hat{\mathbf{R}}$. Unter Betrachtung der Hauptdiagonale der fehlerbehafteten Kovarianzmatrix

$$\left| \tilde{R}_{nn} \right| = \left| \hat{R}_{nn} \right| A_n A_n \quad \text{mit } n = 1 \dots N, \quad (5.7)$$

lassen sich $N - 1$ Gleichungen aus den jeweils benachbarten Diagonalelementen mit

$$\ln \left\{ \left| \tilde{R}_{nn} \right| / \left| \tilde{R}_{(n+1)(n+1)} \right| \right\} = 2 \ln A_n - 2 \ln A_{n+1} \quad (5.8)$$

zur Bestimmung der fehlerbehafteten Amplitude A_n aufstellen. Durch Lösen des Gleichungssystems lassen sich die geschätzten Amplituden \hat{A}_n bis auf einen Offset gegenüber den tatsächlichen Fehleramplituden bestimmen. Der Offset lässt sich weiter minimieren, indem der mittlere Amplitudenfehler aller Empfangskanäle zu null gesetzt wird.

Eine weitaus trivialere Amplitudenkorrektur kann stattdessen über eine Mittelwertbildung erzielt werden. Dazu wird im Entfernungs- bzw. Frequenzspektrum eines jeden Empfängers die fehlerbehaftete Signalamplitude $|\tilde{x}_n|$ mit $n = 1 \dots N$ des unbekanntes Kalibrierobjekts bestimmt. Zur Bestimmung der tatsächlichen Amplitude des Empfangssignals wird hier von einer identischen Amplitudenbelegung innerhalb des Antennenarrays ausge-

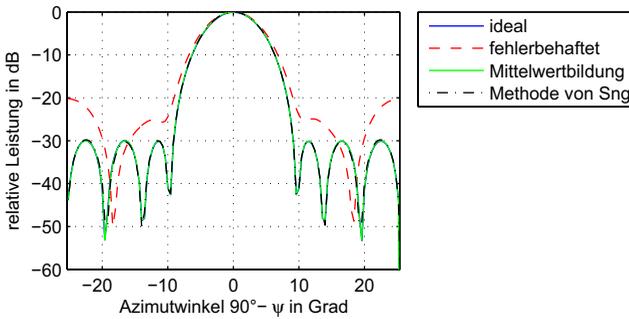


Bild 5.8.: Darstellung der Kalibrierung über die vorgeschlagene Mittelwertbildung und die Methode von Sng.

gangen. Über eine Mittelwertbildung mit

$$|\bar{x}| = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\tilde{x}_n| \quad (5.9)$$

kann mit der geschätzten Signalamplitude $|\bar{x}|$ der fehlerbehaftete Verstärkungsfaktor eines jeden Empfängers über $\hat{A}_n = |\tilde{x}_n| / |\bar{x}|$ berechnet und entsprechend korrigiert werden. Damit wird eine Aufstellung der Kovarianzmatrix nicht benötigt.

Hinsichtlich ihrer Performanz sollen im Folgenden die beiden Verfahren zur Amplitudenkorrektur simulativ verglichen werden. Exemplarisch zeigt Bild 5.8 die Gruppenfaktoren einer Amplitudenkorrektur gegenüber dem fehlerhaften und idealen Gruppenfaktor anhand eines Antennenarrays mit acht isotropen Kugelstrahlern im äquidistanten Abstand von $d = 14,5$ mm. Dazu sind in Bild 5.9 sowohl die geschätzten als auch die realen Amplitudenfehler zu sehen. Wie zuvor wurden die Amplitudenfehler aus einer Normalverteilung mit einer Standardabweichung von $\sigma_\delta = 2,5$ dB bestimmt. Eine vollständige Korrektur der Nebenkeulenerhöhung kann mit beiden Verfahren immer erzielt werden. Im dargestellten Fall liegen die mit der vorgestellten Mittelwertbildung bestimmten Amplitudenfehler den tatsächlichen Amplitudenfehlern näher. Der Offset der geschätzten gegenüber den realen Amplitudenfehlern bewirkt eine Veränderung in der absoluten Amplitude des Gruppenfaktors,

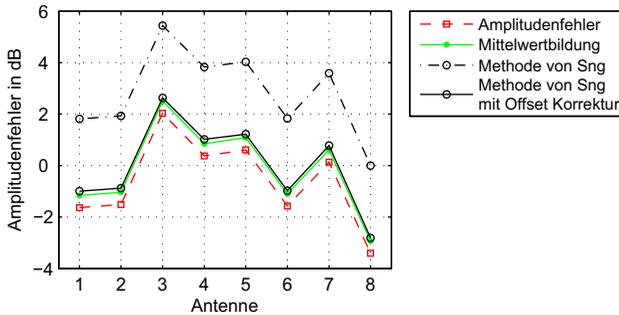


Bild 5.9.: Zu Bild 5.8 zugehörige Amplitudenfehler und die aus der Kalibrierung bestimmten Amplitudenfehler.

die infolge der vorgenommenen Normierung auf den jeweiligen Maximalwert in Bild 5.8 nicht ins Gewicht fällt. Dennoch wurden beide Korrekturverfahren auf die Ergebnisse einer Monte-Carlo Simulation mit dem ebenfalls zuvor verwendeten Antennenarray und einem normalverteilten Amplitudenfehler von $\sigma_\delta = 2,5$ dB angewendet. Dabei wurden die absoluten Amplituden der resultierenden Gruppenfaktoren verglichen. Für die Methode von Sng ohne Offset-Korrektur wurde eine Standardabweichung von 2,5 dB für die Amplitudenabweichung des Gruppenfaktors gegenüber dem Idealwert bestimmt, während für die Mittelwertbildung eine deutlich geringere Standardabweichung von 0,95 dB erzielt wurde. Wird der mittlere Fehler der geschätzten Amplitudenfehler für die Methode von Sng zu null gesetzt, verringert sich die Standardabweichung auf 0,88 dB. Daraus wird ersichtlich, dass mit der Mittelwertbildung ein vergleichbares Ergebnis wie mit der Methode von Sng erreicht wird.

5.3.2. Korrektur der Phasenfehler

Zur Korrektur der Phasenfehler wird ein lineares Antennenarray mit N äquidistant verteilten Antennen unter Fernfeldbedingung vorausgesetzt. Bei einem Antennenarray mit äquidistanten Abständen verhalten sich die Phasen einer einfallenden Wellenfront im Idealfall linear bzw. bei einem Azimutwinkel von $\psi = 90^\circ$ konstant. Diese Information kann zur Korrektur eines

fehlerbehafteten Antennenarrays genutzt werden. Zur Schätzung der idealen Phasen wird der folgende Least-Squares Schätzer angesetzt

$$\min_{a,b} \sum_{n=1}^N (f(x_n; a, b) - \arg(\tilde{x}_n))^2 \quad (5.10)$$

für den als Modellfunktion eine Ausgleichsgerade $f(x; a, b) = a \cdot x + b$ mit $x = n$ gewählt wird. Durch eine Minimierung der Fehlerquadrate können die unbekannt Parameter a und b bestimmt werden. Die Phasenfehler lassen sich wiederum über

$$\hat{\varphi}_n = \check{\phi}_n - \arg(\tilde{x}_n) \quad (5.11)$$

durch die anhand des Least-Squares Verfahrens geschätzten Phasen $\check{\phi}_n$ berechnen.

In dem von Sng et al. [SL00] vorgestellten Verfahren zur Selbstkalibrierung erfolgt die Kalibrierung der Phasenfehler anhand der ersten oberen Nebendiagonale der räumlichen Kovarianzmatrix. Die Phasen der Nebendiagonalelemente der fehlerbehafteten Kovarianzmatrix \tilde{R} werden durch

$$\arg(\tilde{R}_{n,n+1}) = \arg(\hat{R}_{n,n+1}) + \varphi_n - \varphi_{n+1} \quad (5.12)$$

gegeben. Auch hier wird zur Bestimmung der Phasenfehler die Toeplitz-Struktur der fehlerfreien Kovarianzmatrix \hat{R} ausgenutzt. Werden jeweils die benachbarten Elemente auf der oberen Nebendiagonale der fehlerbehafteten Kovarianzmatrix wie folgt voneinander subtrahiert,

$$\arg(\tilde{R}_{n,n+1}) - \arg(\tilde{R}_{n+1,n+2}) = \varphi_n - 2\varphi_{n+1} + \varphi_{n+2} \quad (5.13)$$

so lassen sich $N - 2$ Gleichungen aufstellen. Aufgrund des unterbestimmten Gleichungssystems liegt ein Offset der Phasenfehler vor, der reduziert werden kann, indem der mittlere Phasenfehler zu null gesetzt wird. Zur Bestimmung der Phasenfehler wird bei dieser Methode der Mittelwert aus den Phasendifferenzen benachbarter Antennen gebildet.

Exemplarisch sind die über beide Verfahren korrigierten Gruppenfaktoren sowie die geschätzten Phasenfehler in den Bildern 5.10(a) und 5.10(b) zu sehen. Für die vorliegenden Phasenfehler liefern beide Methoden ein nahezu identisches Ergebnis. Die geschätzten Phasenfehler bilden den Verlauf der eigentlichen Phasenfehler ab. Allerdings ist ein variierender Offset zwischen den geschätzten und den eigentlichen Phasenfehlern in Bild 5.10(a) erkennbar. Für die Kalibrierung ist allerdings nur die relative Abweichung zwischen den geschätzten und den eigentlichen Phasenfehlern entscheidend. Eine nahezu vollständige Korrektur des Gruppenfaktors kann für beide Verfahren in Bild 5.10(b) erzielt werden.

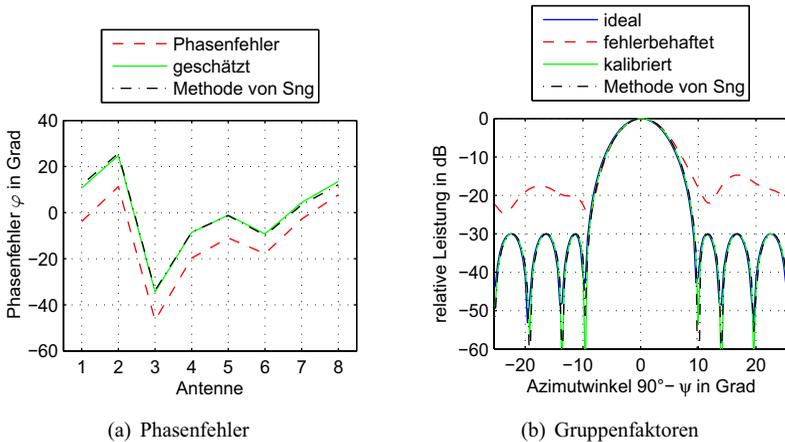


Bild 5.10.: Darstellung der Kalibrierung eines normalverteilten Phasenfehlers mit $\sigma_\varphi = 20^\circ$ Standardabweichung über die vorgestellte Methode und die Methode von Sng.

Für eine Bewertung wurden beide Korrekturverfahren auf die zuvor in Abschnitt 5.2.1 durchgeführte Monte-Carlo-Simulation mit 100.000 Versuchen und einem normalverteilten Phasenfehler von $\sigma_\varphi = 20^\circ$ angewendet. Eine Korrektur der durch die Fehler erhöhten Nebenkeulen konnte mit beiden Verfahren immer erzielt werden. Allerdings wurde mit der zuvor vorgestellten Methode eine leicht verbesserte Standardabweichung von $\sigma_\psi = 0,43^\circ$ für die Strahlfehlausrichtung bestimmt, während die Standardabweichung für die

Methode von Sng bei $\sigma_\psi = 0,56^\circ$ lag. Die Analyse zeigt, dass mit beiden Methoden keine vollständige Korrektur der Strahlfehlausrichtung, aber dennoch eine Korrektur der für die digitale Strahlformung weitaus kritischeren Nebenkeulenerhöhungen möglich ist.

5.3.3. Erweiterung der Selbstkalibrierung auf den zweidimensionalen Fall

Zur Kalibrierung der in Kapitel 4 realisierten Hardware wird die vorgestellte Selbstkalibrierung zur Amplituden- und Phasenkorrektur auf den zweidimensionalen Fall in Form des T-Arrays erweitert. Dabei wird von einem statischen Messszenario während eines Messzyklus, in dem die Sender sequentiell ein- und ausgeschaltet werden, ausgegangen. Nach dem Empfang aller Daten erfolgt die Entfernungsprozessierung einer jeden Sender- und Empfängerkombination. Die Selbstkalibrierung kann dann entsprechend den folgenden Schritten durchgeführt werden:

1. Auswahl eines geeigneten Kalibrierobjekts im Entfernungsspektrum und Extraktion der komplexen Daten \tilde{x}_{mn} bezüglich einer jeden Sender- und Empfängerkombination mit $m = 1 \dots M$ und $n = 1 \dots N$.
2. Schätzung der realen Signalamplituden anhand einer Mittelwertbildung über alle Sender- und Empfängerkombinationen mit

$$|\bar{x}| = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |\tilde{x}_{mn}| \quad (5.14)$$

und Bestimmung des fehlerbehafteten Verstärkungsfaktors einer jeden Sender- und Empfängerkombination mit

$$\hat{A}_{mn} = |\tilde{x}_{mn}| / |\bar{x}|. \quad (5.15)$$

3. Da die Phasenfehler der Empfänger bezüglich eines jeden Senders bzw. die der Sender bezüglich eines jeden Empfängers identisch sind, können die Korrekturen für die Sender und Empfänger unabhängig voneinander erfolgen. Durch eine Anwendung des Least-Squares Schätzers auf

die Phasen der Sender bzw. Empfänger, lassen sich die Phasenfehler entsprechend Abschnitt 5.3.2 durch

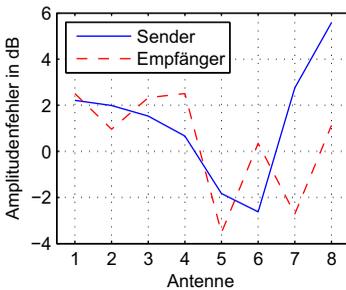
$$\hat{\varphi}_m = \check{\varphi}_m - \arg(\tilde{x}_m) \quad (5.16)$$

$$\hat{\varphi}_n = \check{\varphi}_n - \arg(\tilde{x}_n) \quad (5.17)$$

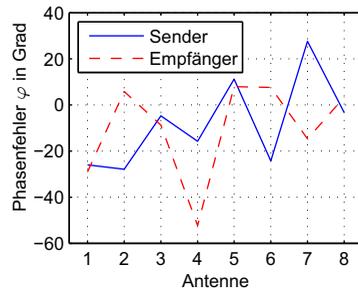
schätzen.

4. Korrektur der Messdaten anhand der ermittelten Fehlergrößen \hat{A}_{mn} für den fehlerbehafteten Verstärkungsfaktor und $\hat{\varphi}_m$ bzw. $\hat{\varphi}_n$ für die Phasen der Sende- und Empfangskanäle.

Die Effektivität der zweidimensionalen Selbstkalibrierung für Amplituden- und Phasenfehler soll exemplarisch anhand einer Simulation mit dem T-Array gezeigt werden. Dazu wurden wie schon zuvor die Amplituden- und Phasenfehler der Sender und Empfänger aus einer Normalverteilung mit einer Standardabweichung von jeweils $\sigma_\delta = 2,5$ dB bzw. $\sigma_\varphi = 20^\circ$ bestimmt, die in den Bildern 5.11(a) und 5.11(b) dargestellt sind. Entsprechend des realisier-



(a) Amplitudenfehler



(b) Phasenfehler

Bild 5.11.: Amplituden- und Phasenfehler des fehlerbehafteten Gruppenfaktors aus Bild 5.12(a).

ten T-Arrays wurden die Antennenabstände der Sender zu $d_z = 14,2$ mm und die der Empfänger zu $d_x = 14,5$ mm gewählt. Die Simulation wurde ebenfalls mit isotropen Kugelstrahlern durchgeführt. Das Resultat der zweidimensional angewendeten Selbstkalibrierung auf das fehlerbehaftete T-Array ist in den

Bildern 5.12(a) und 5.12(b) zu sehen. Daraus kann eine nahezu vollständige Korrektur der Nebenkeulen und der Stauchung der Hauptkeule beobachtet werden.

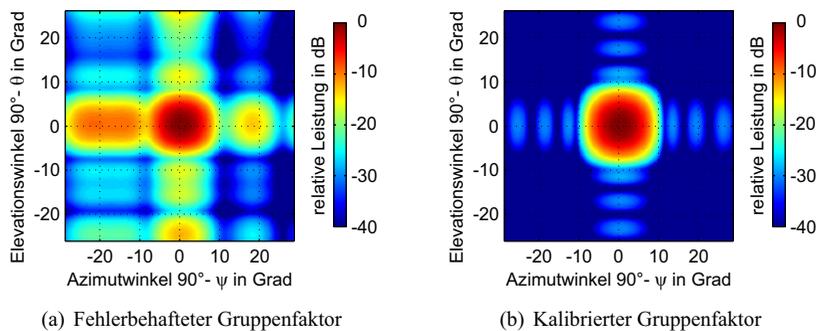


Bild 5.12.: Darstellung des fehlerbehafteten und des durch das vorgestellte Selbstkalibrierungsverfahren kalibrierten Gruppenfaktors des T-Arrays.

5.3.4. Messtechnische Verifikation

Nach den gezeigten simulativen Analysen zur Korrektur der Amplituden- und Phasenfehler soll zum Abschluss die Funktionalität des Selbstkalibrierungsverfahrens durch Anwendung auf reale Messdaten nachgewiesen werden. Dazu wurde das in Bild 5.13 gezeigte Messszenario mit drei Trihedralen gewählt und mit dem im Vordergrund zu sehenden 3D-DBF-Radar aufgenommen. Das Radarsystem befindet sich auf einem Tisch in einer Höhe von 1 m. Die Radarrückstreuquerschnitte (engl. *Radar Cross Section*, RCS) der verwendeten Trihedrale sowie deren Positionen relativ zum Radarsystem sind in Tabelle 5.1 gegeben. Bei einer Selbstkalibrierung befindet sich das Kalibrierziel für gewöhnlich an einer unbekanntenen Position. Daher sind die Positionsangaben der Trihedrale nur als Referenzwerte für die im Folgenden dargestellten Verifikationsmessungen zu verstehen.

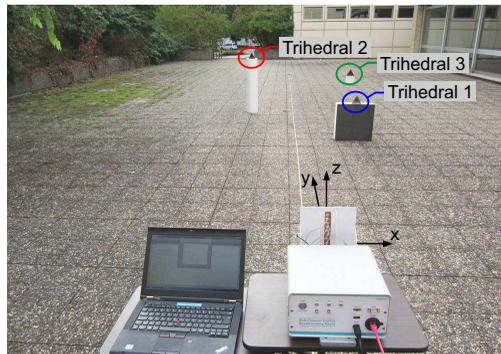


Bild 5.13.: Fotografie des Messszenarios mit drei Trihedralen an verschiedenen Positionen.

Zunächst wurden mit Hilfe einer Maximumsuche im Entfernungsspektrum die drei Trihedrale detektiert. Anschließend wurden die Amplitudenfehler aller Sender- und Empfängerkombinationen anhand eines jeden der drei Trihedrale bestimmt. Der daraus gebildete Mittelwert ist in Bild 5.14 farblich kodiert dargestellt. Daraus lässt sich im Vergleich zu den anderen Sendern eine geringere Sendeleistung für die Sender eins, zwei und fünf beobachten. Die im realen System auftretenden Amplitudenfehler liegen in der Größenordnung der für die Simulation zuvor angenommenen Amplitudenfehler. Des

Trihedral	x	y	z	θ	ψ	RCS
1	1 m	5 m	-0,4 m	94,5°	78,7°	1,95 m ²
2	-1 m	7,5 m	0,2 m	88,5°	97,6°	1,95 m ²
3	2 m	12 m	-0,7 m	93,3°	80,5°	43 m ²

Tabelle 5.1.: Positionen der zur Messung verwendeten Trihedrale.

Weiteren sind die aus der Messung geschätzten Phasenfehler für die Sender und Empfänger in den Bildern 5.15(a) und 5.15(b) zu sehen. Allgemein kann ein sehr ähnlicher Verlauf der anhand der verschiedenen Trihedrale bestimmten Phasenfehler festgestellt werden. Bei den Sendern zeigen insbesondere die durch Trihedral 2 bestimmten Phasenfehler eine Abweichung gegenüber den mit Hilfe von Trihedral 1 und 3 geschätzten Phasenfehlern.

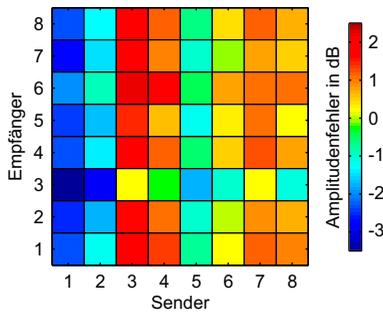


Bild 5.14.: Mittlerer Amplitudenfehler bestimmt anhand der drei Trihedrale.

In den Bildern 5.16 sind die zweidimensionalen Winkelspektren der Trihedrale mit einer Dolph-Chebyshev Fensterung von 30 dB Nebenkeulenunterdrückung gezeigt. Rechts davon sind jeweils die kalibrierten Winkelspektren zu sehen, die aus den mittleren Amplituden- und Phasenfehlern aller drei Trihedrale bestimmt wurden. Es lässt sich eine nahezu vollständige Unterdrückung der durch die Fehler erhöhten Nebenkeulen feststellen. Für Trihedral 1 und 3 werden sehr ähnliche Ergebnisse erzielt. Dies liegt daran, dass sich die beiden Trihedrale in der nahezu gleichen Winkelrichtung befinden. Im Winkelspektrum von Trihedral 2 ist noch eine deutlich erhöhte Nebenkeu-

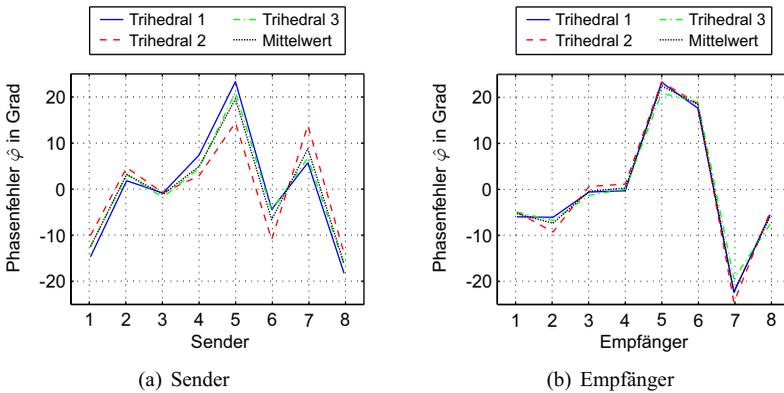
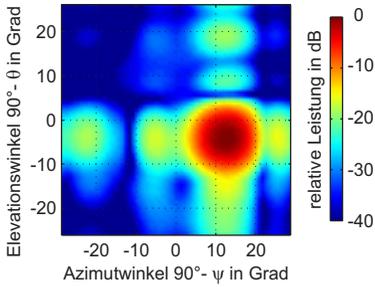


Bild 5.15.: Geschätzte Phasenfehler der Sender und Empfänger anhand der gemessenen Trihedrale sowie die daraus berechneten Mittelwerte.

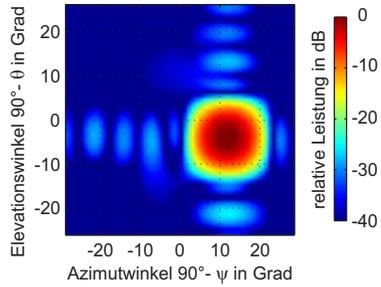
le unterhalb des Maximums zu erkennen.

Für eine detaillierte Anschauung sind die Winkelspektren von Trihedral 3 in Elevations- und Azimutrichtung in den Bildern 5.17 dargestellt, die mit den ermittelten Kalibrierdaten der einzelnen Trihedrale und dem daraus gebildeten Mittelwert kalibriert wurden. Werden die Winkelspektren von Trihedral 3 mit den ebenfalls anhand von Trihedral 3 ermittelten Amplituden- und Phasenfehlern kalibriert, liegen die Nebenkeulen entsprechend der gewählten Fensterfunktion vollständig unterhalb von -30 dB. Bei einer Kalibrierung mit den durch Trihedral 1 oder 2 bestimmten Fehlern kann zwar eine Reduktion der Nebenkeulen erzielt werden, jedoch liegen die Nebenkeulen etwas unregelmäßig vor und nicht vollständig unter -30 dB. Die Kalibrierung auf den gebildeten Mittelwert der Amplituden- und Phasenfehler aller drei Trihedrale stellt dagegen einen Kompromiss dar. Es empfiehlt sich für eine robuste Selbstkalibrierung die Kalibrierdaten z.B. aus einer Mittelung der anhand von Zielen aus unterschiedlichen (unbekannten) Winkelrichtungen bestimmten Amplituden- und Phasenfehlern zu verwenden. Aufgrund der relativ kleinen Phasenfehler in den Sendern und Empfängern kommt es zu einer geringen Fehlausrichtung von kleiner $0,2^\circ$ der Hauptkeule sowohl in Elevations- als auch Azimutrichtung, die infolge der Kalibrierung korrigiert werden kann. Die Restfehler in den kalibrierten Winkelspektren können durch eine etwaige

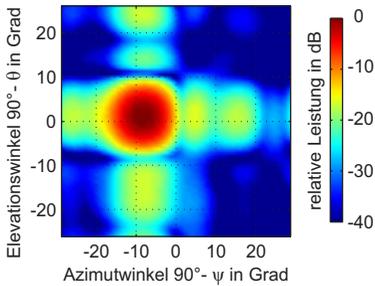
5. Fehleranalyse und Selbstkalibrierungsverfahren



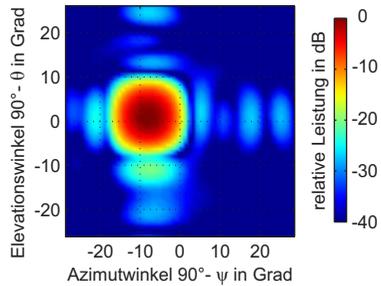
(a) Trihedral 1 unkalibriert



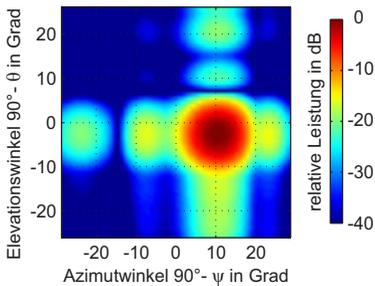
(b) Trihedral 1 kalibriert auf den Mittelwert



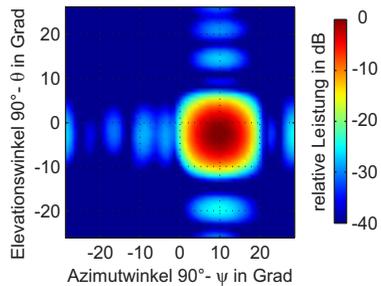
(c) Trihedral 2 unkalibriert



(d) Trihedral 2 kalibriert auf den Mittelwert



(e) Trihedral 3 unkalibriert



(f) Trihedral 3 kalibriert auf den Mittelwert

Bild 5.16.: Darstellung der unkalibrierten und die anhand der mittleren Amplituden- und Phasenfehler korrigierten Winkelspektren der drei Trihedrale.

Fehlausrichtung der Trihedrale erklärt werden. Eventuell trägt auch die im System vorliegende Antennenverkopplung zum Restfehler bei, die aufgrund ihres geringen Ausmaßes (vgl. Abschnitt 5.2.2) vernachlässigt wurde. Dennoch sind die Restfehler sehr klein, sodass über die Messungen nachgewiesen werden kann, dass entsprechend den durchgeführten Fehleranalysen in Abschnitt 5.2 die Hauptfehlerursachen in der digitalen Strahlformung aus den Amplituden- und Phasenfehlern des realisierten Radarsystems resultieren.

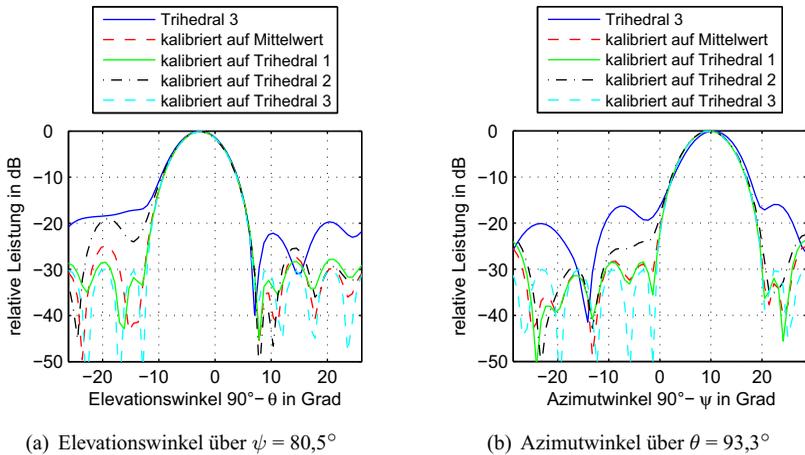


Bild 5.17.: Fehlerbehaftete und anhand der Trihedrale und deren Mittelwerte kalibrierte Winkelspektren von Trihedral 3.

5.4. Fazit

Entsprechend den in diesem Kapitel durchgeführten Analysen und Abschätzungen für das realisierte 3D-DBF-Radar, konnte gezeigt werden, dass die Phasenfehler sowohl eine Nebenkeulenerhöhung als auch eine Fehlausrichtung der Hauptkeule im Winkelspektrum bewirken, während die Amplitudenfehler nur eine Nebenkeulenerhöhung verursachen. Für eine Abschätzung der Fehlerauswirkungen entsprechend den im realen System auftretenden Größen wurden Monte-Carlo Simulationen mit jeweils 100.000 Versuchen durchgeführt. Dazu wurde ein Antennenarray mit acht isotropen Kugelstrahlern im Abstand von $d = 14,5$ mm und einer Dolph-Chebychev Amplitudenbelegung von 30 dB Nebenkeulenunterdrückung verwendet. Dabei konnte ein Anstieg des mittleren Nebenkeulenniveaus auf -18 dB für Amplituden- und Phasenfehler von $\sigma_\delta = 2,5$ dB und $\sigma_\varphi = 20^\circ$ beobachtet werden. Die aus der Monte-Carlo Simulation resultierende Standardabweichung der Strahlfehlausrichtung des betrachteten Antennenarrays beträgt $\sigma_\psi = 0,49^\circ$ bei einem Phasenfehler mit einer Standardabweichung von $\sigma_\varphi = 20^\circ$. Des Weiteren wurde gezeigt, dass die im realen System vorliegende Antennenverkopplung vernachlässigt werden kann.

Im zweiten Teil des Kapitels wurde ein Selbstkalibrierungsverfahren zur Korrektur der Amplituden- und Phasenfehler vorgestellt, welches eine vollständige Korrektur der durch die Amplituden- und Phasenfehler verursachten Nebenkeulenerhöhungen ermöglicht sowie die Strahlfehlausrichtung reduziert. Für die durchgeführten Simulationen konnte mit dem vorgestellten Algorithmus bezüglich der Korrektur der Strahlfehlausrichtung ein besseres Resultat erzielt werden als mit dem aus der Literatur bekannten Verfahren.

Durch eine Erweiterung des vorgestellten Selbstkalibrierungsverfahrens auf die zweidimensionale Winkelbestimmung in Form des T-Arrays konnte das Selbstkalibrierungsverfahren nicht nur theoretisch sondern auch praktisch anhand von Messungen mit dem realisierten 3D-DBF-Radarsystem evaluiert werden. Dabei wurde eine sehr gute Korrektur der Nebenkeulen sowie der Fehlausrichtung der Hauptkeule erzielt.

6. Systemverifikation anhand von dreidimensionalen Sensorapplikationen

Das realisierte 3D-DBF-Radarsystem eignet sich für vielzählige industrielle Anwendungen, in denen eine dreidimensionale Abbildung der Umgebung oder eine dreidimensionale Detektion von Objekten erforderlich ist. Die Funktionalität des 3D-DBF-Radars wird in diesem Kapitel anhand von zwei verschiedenen Sensorapplikationen veranschaulicht. Im ersten Fall steht die dreidimensionale Bildgebung im Vordergrund, die am Beispiel der Überwachung von Gefahrenbereichen dargestellt wird. Anschließend wird eine Sensorapplikation zur Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen vorgestellt. Hierbei handelt es sich um ein vergleichsweise neues Anwendungsfeld, bei dem die dreidimensionale Lokalisierung fokussiert wird.

6.1. Überwachung von Gefahrenbereichen

Die Überwachung von Verkehrskreuzungen und Gebäuden sowie die Überwachung von Gleisen im Schienenverkehr sind nur einige der zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten, für die sich das 3D-DBF-Radar eignet. Im Rahmen des Themenbereichs Fußgängerdetektion an Verkehrsampeln wird das realisierte 3D-DBF-Radar anhand eines realen Szenarios verifiziert [HKS⁺ 14]. Bei bedarfsgesteuerten Fußgängerampeln ist häufig zu beobachten, dass Fußgänger bei geringem Verkehrsaufkommen bereits vor der von ihnen angeforderten Grünphase die Straße überqueren oder aber, bei zu langer Wartezeit, die Straße an anderer Stelle überqueren. Aufgrund der dennoch erfolgenden Grünphase für die Fußgänger wird der Verkehrsfluss oftmals unnötig gestoppt, was gerade durch den folgenden Anfahrvorgang zu einer erhöhten Umweltbelastung führt. Durch eine Überwachung des Wartebereichs kann der Verkehrsfluss optimiert werden, indem überprüft wird, ob sich Fußgänger

ab dem Zeitpunkt der Bedarfsanmeldung bis zur geplanten Freischaltung der Grünphase noch weiterhin im Wartebereich aufhalten [Dep13].

Für eine Detektion von wartenden Fußgängern können unter anderem video-basierte Analyseverfahren oder sogenannte piezoelektrische Fußgängerplatten eingesetzt werden [BC05]. Jedoch bietet die radarbasierte Überwachung aufgrund der Unempfindlichkeit gegenüber Licht- und Wetterverhältnissen, der vergleichsweise einfachen Signalverarbeitung sowie der einfachen Installation wesentliche Vorteile.

Ein bekanntes System zur Fußgängerdetektion, das auf Radartechnik basiert, ist der TR2507-Kerbside Detector der Firma Siemens. Es ermöglicht die Überwachung des Wartebereichs am Straßenrand unter Verwendung eines Zwei-Strahl-FMCW-Radars [Sie13a, Man11]. In [KFL11] wird ein Radar mit zwei Empfangsantennen zur Personenüberwachung vorgestellt, das durch die Nutzung von einem Sender und zwei Empfängern neben der Entfernungs- auch eine Winkelbestimmung ermöglicht. Befinden sich allerdings mehrere Personen in unterschiedlichen Winkelrichtungen in einer Entfernungszelle, so versagt bei diesem Funktionsprinzip die Winkelauswertung.

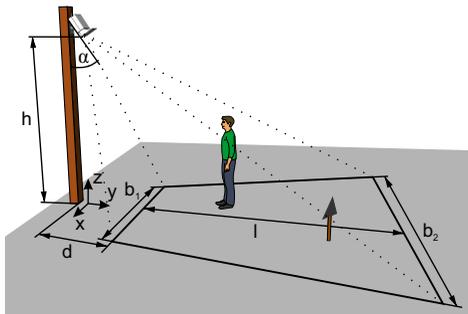


Bild 6.1.: Skizze des Messaufbaus.

Für eine dreidimensionale Abbildung des Messszenarios mit dem 3D-DBF-Radar empfiehlt sich, wie in Bild 6.1 skizziert, die Montage des Radarsystems in einer ausreichenden Höhe und mit einer gewissen Neigung α zum Boden [Kir12]. Hierfür eignen sich beispielsweise Ampelmasten. Je nach Aufhängung des Radarsystems ergeben sich aufgrund der Eindeutigkeitsbereiche in Elevation und Azimut unterschiedlich große Erfassungsbereiche. Ei-

ne Skizze des untersuchten Messszenarios ist in Bild 6.1 zu sehen. Die Angaben zur gewählten Befestigungshöhe und Ausrichtung des Radars und die daraus resultierende Größe des Messbereichs auf Bodenebene sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Im Vergleich zu einer horizontalen Aufhängung in einer niedrigen Höhe, kommt es bei der schrägen Aufhängung zu geringeren Abschattungen, falls mehrere Personen hintereinander stehen. Außerdem muss gewährleistet werden, dass sich die Personen im Blickfeld der Antennen befinden, was für den Messaufbau erst ab einer Entfernung von etwa 2 m gegeben ist. Die schräge Aufhängung hat allerdings auch den Nachteil, dass es zu Bodenreflexionen kommen kann.

Winkel	Höhe	Offset	Länge	Breite	Breite
α	h	d	l	b_1	b_2
45°	4,25 m	1,2 m	9,3 m	4,8 m	12,41 m

Tabelle 6.1.: Angaben bzgl. Bild 6.1 zur Messposition und zum Messbereich.

Im Messszenario befinden sich entsprechend dem in Bild 6.2 gezeigten Foto eine Person bei $(x, y) = (-1,2 \text{ m}, 5 \text{ m})$ und ein Trihedral auf einem Stativ bei $(x, y) = (1 \text{ m}, 8 \text{ m})$ in einer Höhe von $z = 0,6 \text{ m}$. Wird nur eine reine Entfernungsauswertung unter Nutzung von nur einem Sende- und einem Empfangskanal durchgeführt, so wird aus Bild 6.3 ersichtlich, dass eine Trennung der Person von der sich in der Hauptstrahlrichtung der Antennen befindenden Bodenreflexion ohne weitere Signalverarbeitungstechniken, wie z.B. MTI (engl. *Moving Target Indication*) [Sko08], nicht möglich ist. Zur Darstellung des Entfernungsspektrums in Bild 6.3 wurden die Empfangsdaten des Empfängers 4 (Rx 4) bezüglich des Senders 1 (Tx 1) ausgewertet.

Mit Hilfe der zweidimensionalen digitalen Strahlformung unter Nutzung von mehreren Sendern und mehreren Empfängern lassen sich der Boden, die Person sowie der Trihedral eindeutig im dreidimensionalen Raum lokalisieren. Dazu sind die Schnittebenen der Winkelspektren in den Bildern 6.4 bzw. 6.5(a) und 6.5(c) über dem Empfänger 4 und dem Sender 1 gezeigt. Aus der Elevationsdarstellung in Bild 6.4 wird ersichtlich, dass die Person mehrere Reflexionszentren aufweist. Diese können sich je nach Position und Entfernung zum Radar verändern. Hinter der Person lassen sich noch weitere, schwächere Bodenreflexionen erkennen.

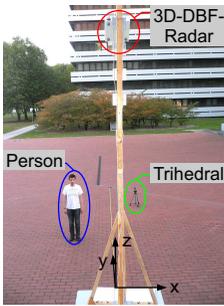


Bild 6.2.: Messszenario von vorne.

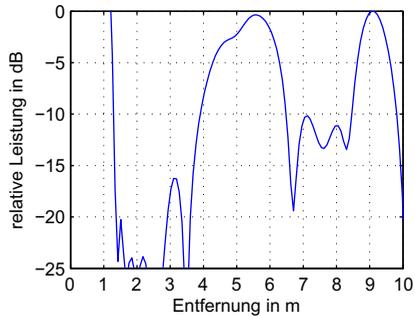


Bild 6.3.: Entfernungsspektrum von Tx 1 und Rx 4.

Bei den gezeigten Ergebnissen handelt es sich um Daten, die bereits mit der im vorangegangenen Kapitel 5.3 vorgestellten Selbstkalibrierung aufbereitet wurden. Die Kalibrierdaten wurden dafür anhand des sich im Messszenario befindenden Trihedrals ermittelt. Das Selbstkalibrierungsverfahren kann sowohl für eine Initialkalibrierung des Radarsystems als auch für eine wiederholte Kalibrierung während des laufenden Betriebs eingesetzt werden.

Eine große Herausforderung bei der Messung aus einer erhöhten Position mit zum Boden hin geneigten Antennen sind die verhältnismäßig starken Bodenreflexionen. Auch andere statische Objekte in der näheren Umgebung, wie z.B. Mauern oder Häuserwände, können ungewollte Reflexionen hervorrufen. Die Herausforderung ist es, den Einfluss von statischen Zielen zu minimieren. Eine Person allein anhand der Reflexionsleistung zu detektieren ist aufgrund des vergleichsweise geringen Rückstreuquerschnitts nur schwer möglich. Über eine Differenzbildung von zeitlich aufeinanderfolgenden Messungen, dem sogenannten MTI-Verfahren, kann die Person von statischen Umgebungsobjekten getrennt werden. Dies ist möglich, da beobachtet werden konnte, dass der Oberkörper einer Person durch die Atmung oder auch den Herzschlag ständig in Bewegung ist und die Person niemals völlig ruhig an einer Stelle steht. Die Bewegungen bewirken eine Phasenänderung der empfangenen Signale. Dagegen verändern sich die Reflexionen von ortsfesten Objekten über der Zeit nicht. Werden die bereits in Entfernungsrichtung

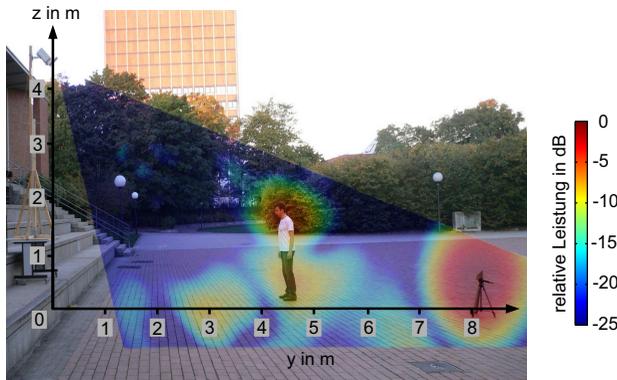
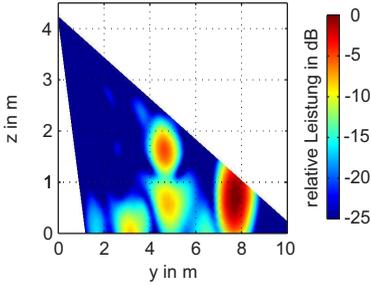


Bild 6.4.: Überlagerung von Foto und Messergebnis in Elevation über Empfänger 4.

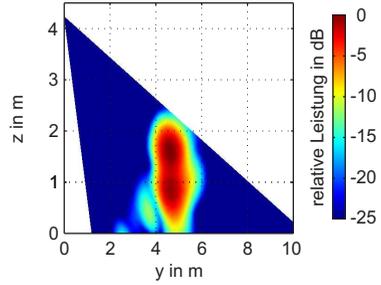
prozessierten, komplexen Messdaten zweier aufeinanderfolgender Messzyklen voneinander subtrahiert, können statische Objekte ausgelöscht werden. Das Ergebnis der Differenzbildung ist in den Bildern 6.5(b) und 6.5(d) zu sehen. Damit bleibt nach der Differenzbildung die Person erhalten, während die statischen Ziele vollständig unterdrückt werden können.

Aufgrund der Konzeption des Radarsystems auf statische Szenarien kann es durch den sequentiellen Betrieb der Sender bei dynamischen Messszenarien zu Phasenfehlern kommen. Die Phasenfehler bewirken wiederum eine Verschiebung der Hauptkeule nach der Winkelprozessierung. Eine Abschätzung der infolge der Bewegung auftretenden Fehlauseinrichtung bzw. der für eine fehlerfreie Winkeldarstellung notwendigen Rampenwiederholrate wird in Anhang A.5 gegeben.

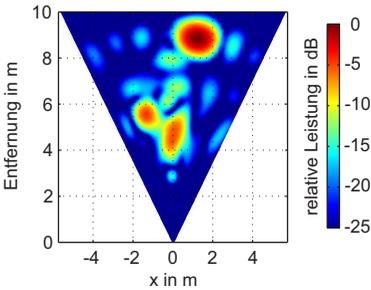
6. Systemverifikation anhand von dreidimensionalen Sensorapplikationen



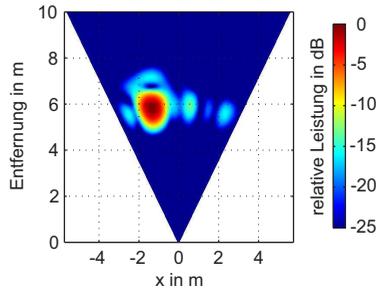
(a) Sendeseitiges DBF über Empfänger 4



(b) MTI in Elevation



(c) Empfangsseitiges DBF über Sender 1



(d) MTI in Azimut

Bild 6.5.: Messergebnisse des Fußgängerszenarios in Elevation und Azimut.

6.2. Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen

Die dreidimensionale Lokalisierung von Objekten soll anhand der Detektion von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen gezeigt werden. Bei dieser Aufgabenstellung handelt es sich um einen neuartigen Anwendungsbereich, der jedoch in der Industrie mehr und mehr an Bedeutung gewinnt. Trolley-Fahrzeuge werden elektrisch über zwei stromführende Oberleitungen betrieben, die die Hin- und Rückleiter darstellen [USA12, Maz11]. Solche Trolley-Fahrzeuge werden in den letzten Jahren immer häufiger zum Transport von Abraum im Tagebau eingesetzt, da sie im Vergleich zu ausschließlich mit Diesel betriebenen Fahrzeugen eine längere Einsatzdauer und einen verringerten Wartungsaufwand aufweisen. Somit ist eine Steigerung der Produktivität möglich und die Nutzung elektrischer Energie kann zu einem umweltfreundlicheren Betrieb und einer weiteren Kostenersparnis beitragen [KBR⁺04]. Kürzlich startete die Siemens AG das Projekt "eHighway" zur Elektrifizierung des Güterverkehrs auf Autobahnen [Sie12]. Das vorgestellte System kann mit geringen Umbauten an bestehenden Straßen installiert werden. Damit würden die eingesetzten Diesel-hybrid betriebenen Lastkraftwagen zu einer Reduzierung der CO₂-Emissionen beitragen.

Um ein sicheres An- und Abdocken der Stromabnehmer an die Oberleitungen zu ermöglichen, bietet das entwickelte 3D-DBF-Radarsystem eine vielversprechende Lösung [HZS⁺12]. Wie in Bild 6.6 dargestellt, kann zur Detektion der Oberleitungen das 3D-DBF-Radar etwa auf dem Dach des Fahrzeugs installiert werden. Neben der Positionserfassung der Oberleitungen kann auch deren Neigung mittels digitaler Strahlformung bestimmt werden. Diese Information kann unter anderem zu einer adaptiven Geschwindigkeitsregelung des Fahrzeugs, z.B. in hügeligem Gelände, eingesetzt werden. Des Weiteren kann die ermittelte Positionsinformation zu einer automatischen Spurführung genutzt werden, was insbesondere im Tagebau von Vorteil ist, da hier aufgrund des oftmals unebenen und unübersichtlichen Terrains und der unter Umständen durch Staub zusätzlich eingeschränkten Sicht die Betriebssicherheit gefährdet sein kann. Im Vergleich zu anderen bereits bestehenden Technologien, werden weder feste Installationen in der Umgebung noch Veränderungen an den Stromabnehmern benötigt [OA09]. Zudem ist die Radartechnologie ausreichend robust gegenüber Umgebungseinflüssen, wie z.B. Staub,

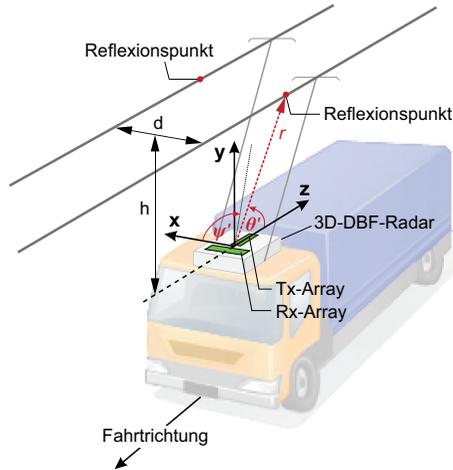


Bild 6.6.: Skizze eines Trolley-Trucks mit dem 3D-DBF-Radar auf dem Dach [Off12].

Schmutz und Regen.

Die Systemverifikation zum Einsatz des 3D-DBF-Radars wurde anhand des in den Bildern 6.7(a) und 6.7(b) gezeigten Messaufbaus [HSZ⁺13] demonstriert. Für den Aufbau wurden als Oberleitungen zwei Metallstangen mit einem Durchmesser von 2 cm verwendet, die in einer Höhe h und in einem Abstand d zueinander über dem sich auf dem Boden befindenden Radarsystem montiert wurden. Das 3D-DBF-Radar wurde dabei so auf dem Boden orientiert, dass das Sendeantennenarray parallel zu den Oberleitungen und damit in Fahrtrichtung liegt. Dementsprechend liegt das Empfangsantennenarray orthogonal zu den Oberleitungen. Über das FMCW-Verfahren kann die Entfernung vom Radarsystem zu den Oberleitungen bestimmt werden. Mit der empfangsseitigen digitalen Strahlformung lässt sich der Abstand der Oberleitungen zueinander erfassen, während die Neigung der Oberleitungen mit der sendeseitigen Strahlformung bestimmt werden kann.

In einer ersten Messung werden die zwei Oberleitungen in derselben Höhe entsprechend Bild 6.7(a) montiert. Die dazugehörigen Parameter sind in Tabelle 6.2 angegeben.

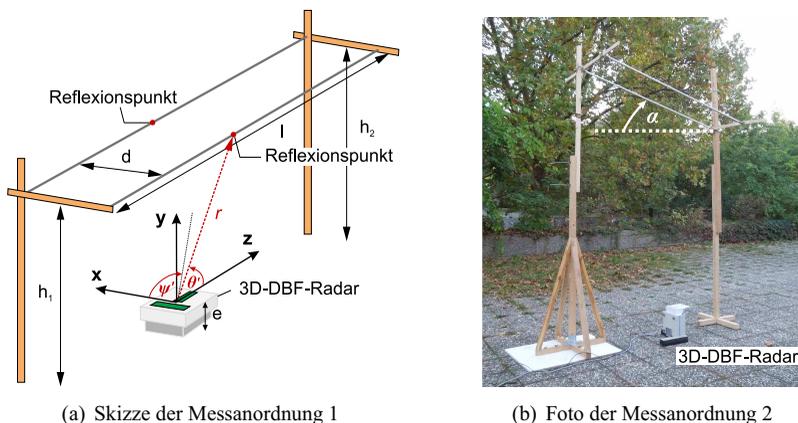


Bild 6.7.: Messaufbau zur Verifikation des 3D-DBF-Radarsystems zur Detektion der Oberleitungen von Trolley-Fahrzeugen.

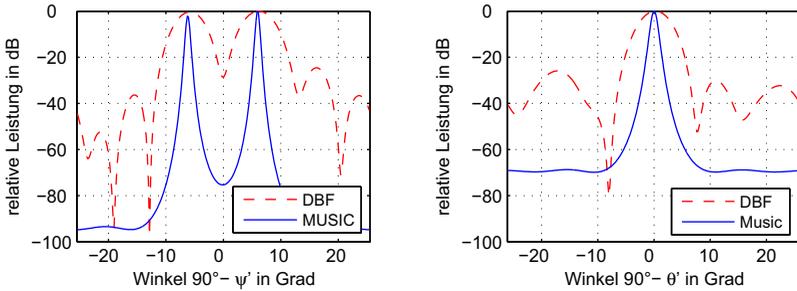
Messanordnung	Höhe h_1	Höhe h_2	Antennenhöhe e	Abstand d	Länge l	Neigungswinkel α
1	3 m	3 m	0,38 m	0,6 m	1,9 m	0°
2	3 m	2,5 m	0,38 m	0,6 m	1,9 m	$15,3^\circ$

Tabelle 6.2.: Parameter zu den Messaufbauten in den Bildern 6.7(a) und 6.7(b).

Nach der Entfernungspzessierung wird auf die Entfernungszelle, in der sich die Oberleitungen befinden, die zweidimensionale digitale Strahlformung angewendet. Die gemessenen Winkelspektren werden sowohl mit der klassischen Strahlformung als auch mit dem MUSIC-Verfahren ausgewertet. Die Ergebnisse sind in den Bildern 6.8(a) und 6.8(b) dargestellt. Demnach lassen sich aus Bild 6.8(a) die Lagewinkel der Oberleitungen quer zur Fahrtrichtung zu $\psi'_1 = 83,9^\circ$ und zu $\psi'_2 = 96,1^\circ$ bestimmen. In Tabelle 6.3 sind die gemessenen Winkel im Vergleich zu den realen Winkeln gegeben, die anhand der Parameter des Messaufbaus in Tabelle 6.2 berechnet wurden. Da in der ersten Messanordnung beide Oberleitungen horizontal über dem Boden aufgehängt

6. Systemverifikation anhand von dreidimensionalen Sensorapplikationen

sind, ergibt sich folglich für beide Oberleitungen jeweils nur eine einzige Reflexion bei $\theta' = 90^\circ$.



(a) Winkelspektrum quer zur Fahrtrichtung

(b) Winkelspektrum in Fahrtrichtung

Bild 6.8.: Messergebnisse der Anordnung 1 mit zwei parallelen Metallstangen.

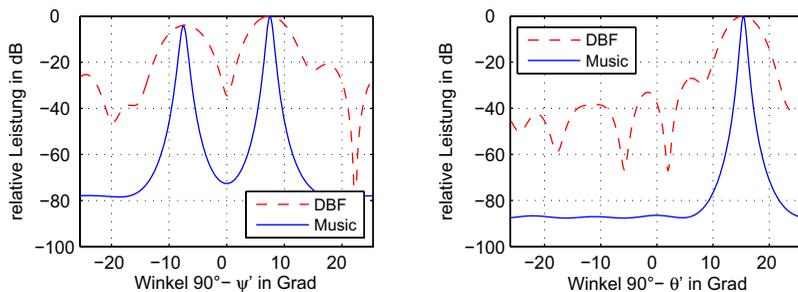
Messanordnung	Oberleitung	reale	gemessene	reale		gemessene	
		Entfernung r	Entfernung r	Winkel ψ'	Winkel θ'	Winkel ψ'	Winkel θ'
1	1	2,64 m	2,66 m	96,5°	90°	96,1°	90°
	2	2,64 m	2,66 m	83,5°	90°	83,9°	90°
2	1	2,39 m	2,36 m	97,2°	74,7°	97,5°	74,6°
	2	2,39 m	2,36 m	82,8°	74,7°	82,5°	74,6°

Tabelle 6.3.: Vergleich der realen und gemessenen Entfernungen und Winkel.

In einer zweiten Messanordnung werden die Oberleitungen mit einer Neigung von $\alpha = 15,3^\circ$ aufgehängt, vgl. Bild 6.7(b). Dazu wird eine Seite der Metallstangen in einer Höhe von $h_2 = 2,5$ m aufgehängt, während die andere Seite unverändert in der Höhe von $h_1 = 3$ m belassen wird. Aufgrund der Neigung haben die Metallstangen bei dieser Anordnung eine geringere Entfernung zum Radarsystem. Folglich wird der Winkelabstand zwischen den beiden Metallstangen größer. In Bild 6.9(a) können die Winkel der Metallstangen zu $\psi'_1 = 82,5^\circ$ und $\psi'_2 = 97,5^\circ$ bestimmt werden. Die Reflexion der Metallstangen kann entsprechend Bild 6.9(b) bei $\theta' = 74,6^\circ$ detektiert wer-

den. Damit lässt sich die gemessene Neigung der Metallstangen mit $\alpha = 15,4^\circ$ angeben. Die geringfügigen Abweichungen der gezeigten Messergebnisse gegenüber den als exakt betrachteten, realen Vergleichswerten können sowohl durch einen nichtidealen Messaufbau als auch durch eine nicht exakte Platzierung des Radarsystems unter den Metallstangen erklärt werden.

Bei einem Vergleich der beiden Verfahren zur Winkelauswertung treten bei der klassischen Strahlformung offensichtlich Nebenkeulen auf, die die Detektion der Oberleitungen erschweren können. Allerdings muss berücksichtigt werden, dass das MUSIC-Verfahren für eine korrekte Winkelschätzung eine Vorgabe über die Anzahl der zu schätzenden Winkel benötigt. In einer realen Messumgebung können jedoch noch weitere Objekte in ein und derselben Entfernungszelle auftreten, sodass über weitere Methoden die vorliegende Anzahl der Ziele geschätzt werden muss [Sch10, KV96]. Des Weiteren können in der Signalverarbeitung z.B. Trackingverfahren implementiert werden, die eine Verfolgung der Oberleitungen über die gesamte Messdauer und damit die Unterscheidung von anderen Objekten ermöglichen [WHW09].



(a) Winkelspektrum quer zur Fahrtrichtung

(b) Winkelspektrum in Fahrtrichtung

Bild 6.9.: Messergebnisse der Anordnung 2 mit zwei parallelen Metallstangen mit einer Neigung von $\alpha = 15,3^\circ$.

6.3. Fazit

Die zur Systemverifikation vorgestellten Anwendungen stellen nur eine kleine Auswahl aus den vielfältigen Anwendungsgebieten des 3D-DBF-Radars in der Industrie dar. Die Ergebnisse veranschaulichen die Funktionstüchtigkeit des 3D-DBF-Radars anhand von zwei verschiedenen realen Messszenarien. Damit können die in Kapitel 4 durchgeführten Hardwareanalysen zur Leistungsfähigkeit des Radars auch außerhalb einer Laborumgebung belegt werden. Des Weiteren wird durch die orthogonale Anordnung der Sende- und Empfangsantennen eine 3D Abbildung bzw. 3D Lokalisierung mit einer vergleichsweise geringen Anzahl an Antennen ermöglicht. Damit einhergehend reduziert sich auch die Anzahl der zu realisierenden Sende- und Empfangskanäle. Dies ermöglicht eine kostengünstige Hardwarelösung, was für den Einsatz in der Industrie eine wesentliche Rolle spielt. Im Vergleich zu anderen Technologien und Radarsensoren gehören neben der kostengünstigen Hardware-Realisierung auch die zuverlässige Entfernung- und zweidimensionale Winkelbestimmung sowie die Möglichkeit zur Selbstkalibrierung zu den Vorzügen des entwickelten 3D-DBF-Radarkonzepts. Mit Hilfe verschiedener Signalverarbeitungstechniken kann das realisierte 3D-DBF-Radar erweitert und damit an die speziellen Anforderungen der jeweiligen Messanwendung angepasst werden.

7. Radarbasierte Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung

Üblicherweise werden zur dreidimensionalen Oberflächenmessung Radarsysteme eingesetzt [WCBS⁺06, NPM⁺07, MR06, NLF⁺05], die zur Erfassung von mindestens einer Dimensionen eine mechanische Bewegung verwenden. Zur Erstellung von dreidimensionalen digitalen Geländemodellen erfolgt in der Luft- und Raumfahrt die Bewegung in Form eines Überflugs über das zu vermessende Gebiet, vgl. [GA12, RM00, ZB10, JLW⁺11]. Im Gegensatz dazu soll in dieser Arbeit, basierend auf dem realisierten Radarsystem mit zweidimensionaler digitaler Strahlformung, die Möglichkeit zur statischen, dreidimensionalen Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung gezeigt werden. Das hierfür speziell entwickelte Verfahren zur Prozessierung der Messdaten wird in diesem Kapitel eingeführt und mit Hilfe des Radardemonstrators messtechnisch verifiziert. Da gerade im industriellen Einsatz die Kenntnis von Oberflächen und vorhandenen Materialmengen eine große Rolle spielt (z.B. Fördermengen im Kieswerk, Tagebau), wird das neuartige Verfahren anhand eines aufgeschütteten Splitt-Haufens demonstriert. Um die Vorteile der radarbasierten und statischen dreidimensionalen Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung herauszustellen, wird zunächst ein kurzer Überblick zu bisher bekannten Messtechniken von Schüttgütern gegeben.

7.1. Stand der Technik zur Schüttgutmessung

Die Detektion von Füllhöhen kann beispielsweise über mechanische Drucksensoren, über Lichtschranken oder über Mikrowellenschranken erfolgen. Solche Sensoren haben jedoch den Nachteil, dass es sich hierbei um Grenzwert-

schalter handelt, die nur Aussagen über das Erreichen von diskreten Messpunkten ermöglichen. Darüber hinaus stehen nach [HS11] derzeit bereits vielfältige kontinuierliche Möglichkeiten zur Messung der Materialmenge zur Verfügung. Sowohl Wägesysteme am Zu- und Ablauf als auch Lotsysteme sind als mechanische Verfahren zu nennen. Bei metallischen Behältnissen kann die Materialgrenze durch die Messung der Kapazität durch eine mittig über die gesamte Höhe des Behälters angebrachte Sonde bestimmt werden. Als weitere Methoden sind Ultraschall und Laser zur Messung der Füllstände bekannt. Alle genannten Verfahren besitzen jedoch prinzipbedingte Nachteile wie mechanischer Verschleiß oder Störanfälligkeiten, verursacht durch zu hohe Lautstärken oder zu starke Staubeentwicklung.

Zur Umgehung der genannten Nachteile werden vermehrt mikrowellenbasierte Verfahren eingesetzt. Neben der in einer Sonde geführten Mikrowelle werden derzeit vor allem Radarsensoren verwendet, welche oberhalb des zu vermessenden Schüttguts angebracht werden [Wei98], vgl. Bild 7.1(a). Diese berührungslos messenden Radarsysteme werden von vielen Herstellern der Prozessautomatisierungstechnik für geschlossene Behältnisse wie im Fall von Silos angeboten, z.B. [Sie13b, SWR12, End12, Kro11]. Eine Gegenüberstellung der verschiedenen Radarsysteme ist in [Fin12] zu finden. Die Auswertung erfolgt bei den meisten verfügbaren Sensoren allerdings nur eindimensional, weshalb nicht der Verlauf der Oberfläche sondern nur der gemessene Abstand in die Berechnung des Volumens mit einbezogen werden kann. Gerade für die Lagerung, sowohl innerhalb von geschlossenen Behältern als auch auf Halden, ist jedoch nicht nur eine einzelne Füllstandshöhe bzw. die maximale Schütthöhe von Interesse, sondern vor allem auch das Gesamtvolumen. Als einziges bisher bekanntes zweidimensionales System zur Messung von Schüttgütern ist derzeit das iDDR von der Indurad GmbH verfügbar [Ind12, NWM⁺07]. Das iDDR basiert auf dem in [MMG⁺04] vorgestellten FMCW-Radar mit einem Sendekanal und acht Empfangskanälen. Es ermöglicht eine eindimensionale digitale Strahlformung bei einer Trägerfrequenz von 77 GHz. Das System wird neben der Volumenbestimmung in Silos auch zur Erfassung von Halden oder Volumenströmen auf Förderbändern angeboten. Allerdings wird die dritte Dimension, wie in Bild 7.1(b) dargestellt, durch eine mechanische Bewegung des Radarsystems bzw. des Förderbands erzielt. Prinzipiell könnten auch 3D Laserscanner, die für gewöhnlich zur Generierung von Geländemodellen eingesetzt werden, zur Schüttgutmessung verwendet werden. Allerdings ist die Radartechnik aufgrund der deutlich größeren Wel-

lenlänge für den Einsatz in Extremsituationen wie beispielsweise bei starker Staubentwicklung, Regen und Nebel prädestiniert.

Aus den hier genannten Verfahren zur Schüttgutmessung werden die wesentlichen Vorteile einer in Bild 7.1(c) skizzierten dreidimensionalen Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung ersichtlich.

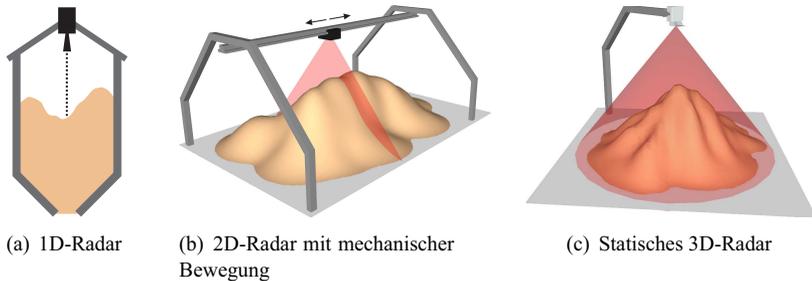


Bild 7.1.: Möglichkeiten zur Bestimmung des Volumens von Schüttgütern mittels Radar.

7.2. Prinzip des Verfahrens

Das entwickelte Auswerteverfahren zur dreidimensionalen Oberflächen- und Volumenbestimmung setzt sich aus mehreren Einzelschritten zusammen, die entsprechend ihrer Reihenfolge in Bild 7.2 dargestellt sind. Zunächst erfolgt eine Entfernungsprozessierung der im Zeitbereich aufgenommenen Signale aller Sender- und Empfängerkombinationen mittels einer FFT. Nach der anschließenden Winkelprozessierung über die orthogonal zueinander angeordneten Sende- und Empfangsantennengruppen mit jeweils acht Antennen liegt für jede Entfernungszelle eine 8×8 -Matrix vor, welche 64 Winkelzellen enthält. Die Winkelprozessierung wird ebenfalls in Form einer FFT durchgeführt. Innerhalb einer jeden Winkelzelle können Ziele in Entfernungsrichtung gesucht werden. Damit lassen sich z.B. durch eine Detektion des Maximums insgesamt 64 Entfernungen bestimmen, die in Verbindung mit den zugehörigen Winkeln eine Oberfläche beschreiben. Anschließend wird die in Polarkoordinaten vorliegende Punktmenge über eine Koordinatentransformation in kartesische Koordinaten überführt. Im Fall der Volumenberechnung

nung des Schüttguthaufens ist es zweckmäßig, den Ursprung des kartesischen Koordinatensystems auf den Boden des Messplatzes zu legen, sodass die Höhe des Schüttguthaufens durch die positive z-Koordinate beschrieben wird, vgl. Bild 7.12(b). Aufgrund von Phänomenen wie Mehrwegeausbreitung und Streuung am Material können die Messpunkte verfälscht sein, sodass eine Korrektur erforderlich wird. Nach der Korrektur und Sortierung der Messpunkte kann über eine Interpolation bzw. Approximation die Einhüllende bestimmt werden. Aus dieser kann im Anschluss daran das umschlossene Volumen des Schüttguts berechnet werden. In den nachfolgenden Abschnitten erfolgt für die in Bild 7.2 grau markierten Schritte eine detaillierte Beschreibung anhand des Messobjekts Schüttguthaufen. Die vorherigen Schritte werden entsprechend der Beschreibung in Kapitel 3 durchgeführt.

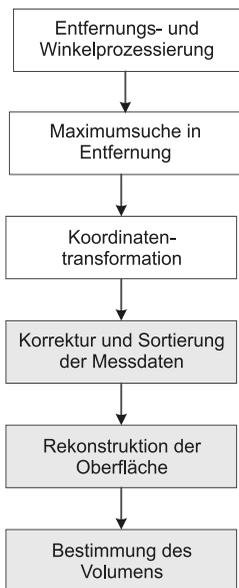


Bild 7.2.: Übersicht zu den einzelnen Schritten der Oberflächenrekonstruktion und der Volumenbestimmung.

7.2.1. Korrektur und Sortierung der Messdaten

Dem entwickelten Verfahren liegt die Idee zugrunde, dass die Reflexion bzw. Streuung am Messobjekt, hier im Fall des Materialübergangs von Luft zu Schüttgut, als lokales Maximum im Messsignal sichtbar ist. Das vom Radar empfangene Signal setzt sich aus vielen überlagerten Einzelsignalen zusammen. Allgemein sind deren Amplituden und Phasen statistisch verteilt, sodass die Amplitude und Phase des empfangenen Signals ebenfalls statistischen Schwankungen unterliegt [UD89, Lon83]. Wenn aufgrund von interferenzbedingten Fluktuationen eine andere Entfernungszelle eine höhere Leistung enthält als diejenige, die den Materialübergang beinhaltet, würde diese nach dem oben beschriebenen Verfahren fälschlicherweise als Materialübergang erkannt werden.

Zunächst wird für die Auswertung der zu betrachtende Entfernungsbereich eingeschränkt, der durch die Befestigungshöhe des zum Boden ausgerichteten Radarsystems bestimmt wird. Dies ist ohne weiteres möglich, da die Höhe des Radars über dem Boden im späteren Verlauf zur Berechnung des Volumens benötigt wird und daher bekannt sein muss.

Nach der Einschränkung des Suchbereichs kann durch eine Vorkenntnis der zu rekonstruierenden Oberfläche die Lage weiterer vorhandener lokaler Maxima berücksichtigt werden. Im Beispiel von Schüttgut wird dazu die Kenntnis über den maximalen Schüttwinkel benutzt. In Abhängigkeit der Materialeigenschaften wie Körnung, Feuchtigkeit und Rauheit ergibt sich ein Steigungs- bzw. Böschungswinkel für das Schüttgut. Dieser liefert eine näherungsweise Beschreibung, unter welchem Winkel der Schüttguthaufen bei gleichmäßiger Aufschüttung ansteigt. Wie in Bild 7.3 dargestellt, ist der Schüttwinkel dabei zur Horizontalen definiert. In [Cle79] wird für scharfkantigen Sand ein Schüttwinkel α_{\max} von etwa 33° genannt, welcher für das im Folgenden beschriebene Verfahren angenommen wird.



Bild 7.3.: Skizze zur Definition des Schüttwinkels.

Der allgemeine Ablauf des entwickelten Verfahrens zur Fehlerminimierung in der Volumenbestimmung ist in Bild 7.4 skizziert. Nach der Entfernung- und Winkelprozessierung wird in jeder Winkelzelle nach dem ersten und zweiten lokalen Maximum gesucht und die zugehörige Entfernungszelle gespeichert. Im ersten Schritt wird die 8×8 Matrix mit den Entfernungen der ersten Maxima betrachtet und von Polarkoordinaten in kartesische Koordinaten transformiert. Nach der Transformation ist zu beachten, dass die Messpunkte in kartesischen Koordinaten aufgrund der unterschiedlichen Entfernungen zur Oberfläche nicht mehr äquidistant über den Messbereich verteilt sind, vgl. Bild 7.7(a).

Im Idealfall liegen die Koordinaten der Messpunkte bereits so vor, dass deren Positionen in der Matrix auch die realen Nachbarschaftsbeziehungen der Messpunkte widerspiegeln. Falls große Differenzen zwischen den gemessenen Entfernungen auftreten, können einzelne Punkte nach der Transformation untereinander vertauscht sein. Um die Steigung bzw. das Gefälle α_i eines Punktes zu dessen acht ($i = 1 \dots 8$) umliegenden Nachbarpunkten bestimmen zu können, werden die Messpunkte so sortiert, dass sich benachbarte Punkte in der Matrix auch beieinander befinden. Auf die Formulierung "nebeneinander" wurde hier bewusst verzichtet, da in Einzelfällen (insbesondere bei einer Vielzahl an Messfehlern) eine zweidimensionale Sortierung der Punkte nicht möglich ist. Ist dies der Fall, muss entschieden werden, ob die x- oder y-Richtung bevorzugt wird. In dieser Arbeit wurde dafür die y-Koordinate gewählt. Anschließend erfolgt für jeden Messwert die genannte Bestimmung der Steigungswinkel α_i zu dessen benachbarten Punkten. Dies ist in Bild 7.5 in Verbindung mit Tabelle 7.1 verdeutlicht. Positive Winkel entsprechen einer Steigung und negative demnach einem Gefälle zu den umliegenden Punkten. Dabei ist der Winkel α nach vorheriger Definition der Winkel zur Horizontalen.

Ist der Betrag $|\alpha_i|$ für 7 oder 8 benachbarte Punkte größer als der vorher definierte maximale Schüttwinkel α_{\max} , so wird der untersuchte Messpunkt als fehlerhaft markiert. Auswertungen der Messungen haben gezeigt, dass gerade an den Randbereichen gehäuft mehrere benachbarte Punkte fehlerhaft sein können. Daher kann optional geprüft werden, ob auch die benachbarten Punkte zu große Steigungen zu 5 oder mehr Nachbarpunkten haben. Nach der Überprüfung aller Winkelzellen werden die als fehlerhaft markierten Punkte durch das zweite im Suchbereich gefundene potenzielle Ziel ersetzt. Nach einer erneuten Sortierung der gesamten Punktwolke in der xy-Ebene wer-

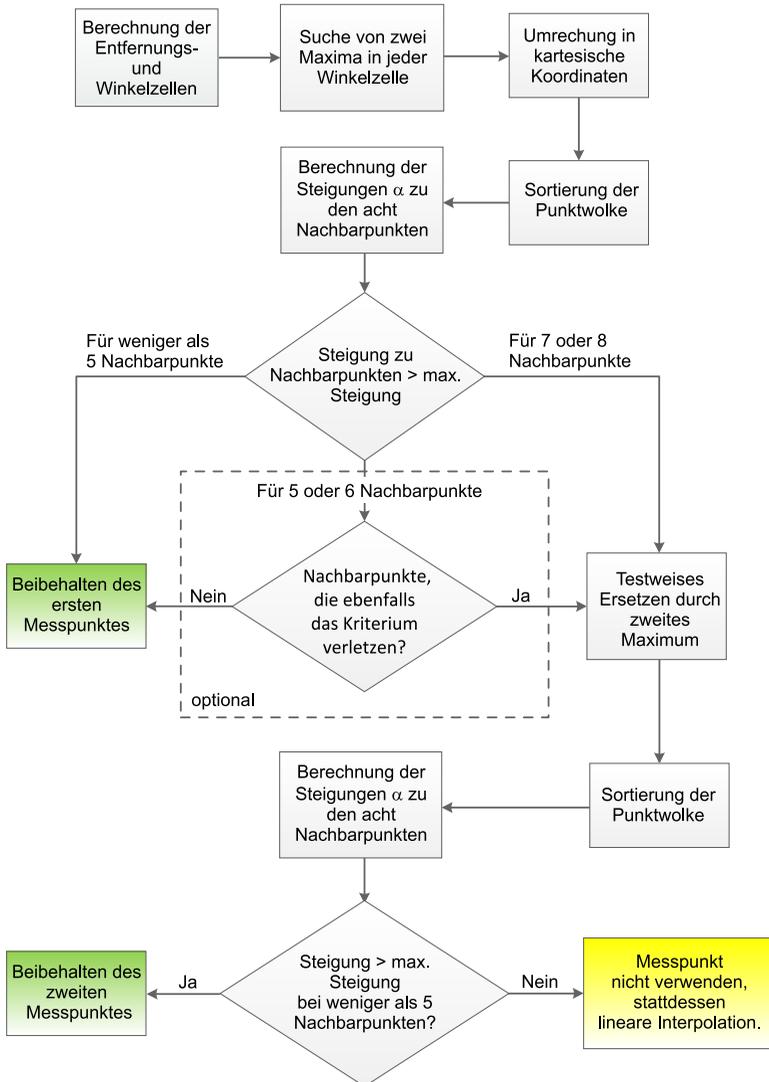
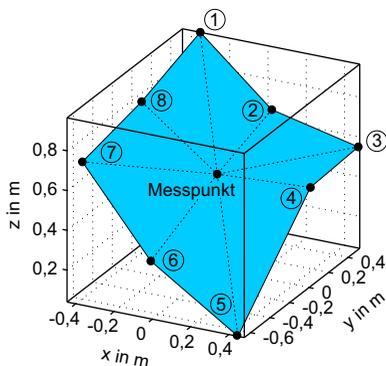


Bild 7.4.: Ablaufdiagramm der Fehlerkorrektur.



berechnete Winkel	
$\alpha_1 =$	$35,50^\circ$
$\alpha_2 =$	$15,22^\circ$
$\alpha_3 =$	$3,19^\circ$
$\alpha_4 =$	$2,38^\circ$
$\alpha_5 =$	$-30,78^\circ$
$\alpha_6 =$	$-19,99^\circ$
$\alpha_7 =$	$13,96^\circ$
$\alpha_8 =$	$33,53^\circ$

Bild 7.5.: Messpunkt mit benachbarten Punkten.

Tabelle 7.1.: Zugehörige Winkel.

den abermals die Winkel der ersetzten Punkte zu den umliegenden Punkten berechnet. Besitzen nach dem Austausch maximal 4 Nachbarpunkte eine Steigung größer als α_{\max} , wird das Ersatzziel beibehalten. Andernfalls wird der Messpunkt verworfen und durch eine lineare Interpolation zu den umliegenden Zielen ersetzt, um für die nachfolgende Oberflächenrekonstruktion genügend Stützstellen zur Verfügung zu haben. Die oben genannten Grenzen für die Anzahl der betragsmäßig zu großen Schüttwinkel benachbarter Punkte wurden durch die Auswertungen verschiedener Messungen bestimmt. Bei einer weiteren Verschiebung der Grenze nach unten würde sich die Wahrscheinlichkeit von irrtümlich als fehlerhaft eingestuft Messwerten erhöhen. Unabhängig davon hat sich ein Austausch von Punkten, deren Steigungen zu den Nachbarpunkten in weniger als 5 Fällen größer als der maximale Schüttwinkel α_{\max} waren, als nicht sinnvoll erwiesen.

Probleme existieren bei dem beschriebenen Verfahren vor allem an den Randpunkten des Messbereichs. So haben Eckpunkte beispielsweise nur 3 benachbarte Messpunkte, wodurch im Vergleich zu den inneren Messpunkten weniger Informationen zur Bewertung der Güte zur Verfügung stehen. Aufgrund des betrachteten Einsatzszenarios einer freistehenden Halde kann an den Randpunkten jedoch auch die Steigung zur Bodenhöhe betrachtet werden, weshalb um die Messwerte herum für die im Folgenden beschriebene Interpolation bzw. Approximation der Messpunkte zusätzliche Punkte auf

Bodenhöhe mit $z = 0$ m eingefügt werden, vgl. Bild 7.6. Alternativ kann die Höhe der eingefügten Messpunkte auch auf die Höhe von begrenzenden Elementen gesetzt werden.

Eine weitere Problematik entsteht bei der Interpolation der Höhe einer als ungültig markierten Stützstelle. Auch hierbei wird zeilenweise jede Zelle der die Koordinaten beinhaltenden Matrix untersucht. Bei fehlerhaften Randpunkten werden die oben beschriebenen umliegend eingefügten Punkte auf Bodenhöhe verwendet. In Bild 7.6 ist ein Teil der die Höheninformation enthaltenden Matrix skizziert. Rote Felder sind dabei als nicht verwendbare Messpunkte markiert und müssen interpoliert werden. Im linken Fall ist eine Interpolation ohne weiteres möglich, da keiner der umliegenden Messpunkte als nicht verwendbar markiert wurde. Im rechten Fall besteht das Problem, dass Punkte zur Interpolation herangezogen werden sollen, welche selbst erst noch interpoliert werden müssen. Daher wird auf den nächsten nicht markierten Punkt in der betrachteten Richtung zurückgegriffen. Befinden sich mehrere zu interpolierende Punkte in einer Richtung hintereinander, so wird im Extremfall der in jeder Richtung vorhandene Punkt auf Bodenhöhe verwendet. Diese werden auch herangezogen, wenn einer der äußeren Messpunkte interpoliert werden muss.

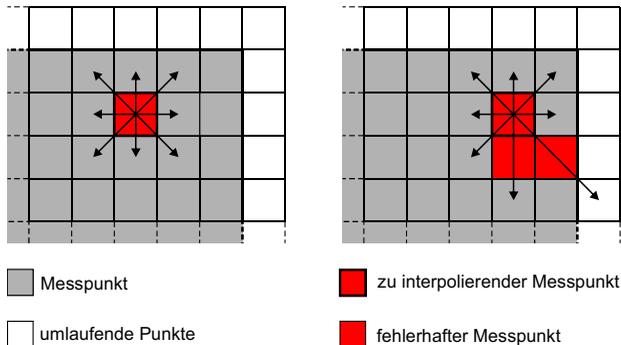


Bild 7.6.: Wahl der umliegenden Höheninformation zur Interpolation.

7.2.2. Rekonstruktion der Oberfläche

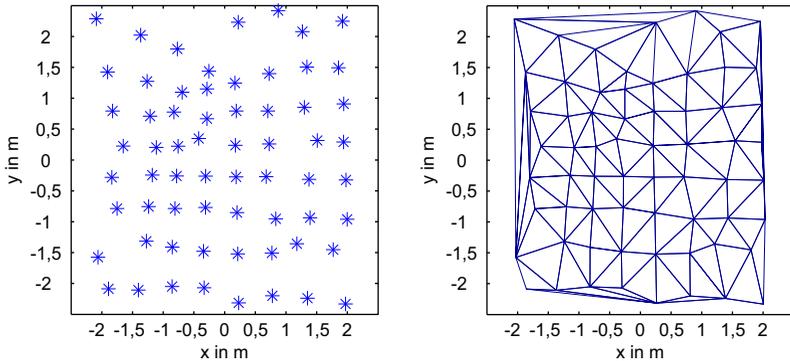
Um aus den Messpunkten ein möglichst exaktes Volumen bestimmen zu können, ist aufgrund der geringen Anzahl der Messpunkte zunächst eine geeignete Rekonstruktion der Oberfläche erforderlich. Dies kann unter anderem durch eine Interpolation oder eine Approximation der Messwerte geschehen. Aus dem rekonstruierten Modell der Oberfläche können Punkte in beliebiger Auflösung extrahiert werden. Im Gegensatz zu den Messpunkten können diese sowohl in x - als auch in y -Richtung äquidistant verteilt sein. Durch die frei wählbare Auflösung wird eine genaue Eingrenzung des Messbereichs ermöglicht, in dem das Volumen bestimmt werden soll. Im Folgenden werden mögliche Verfahren zur Rekonstruktion der Oberfläche vorgestellt.

Interpolationsverfahren

Interpolationsverfahren werden vor allem dann verwendet, wenn nur wenige Messwerte zur Verfügung stehen, welche nicht von Störungen überlagert sind [KE08]. Obwohl die Messwerte in der betrachteten Anwendung fehlerbehaftet sind, werden aufgrund der begrenzten Anzahl von 64 Messpunkten dennoch Interpolationsverfahren berücksichtigt. Interpolationsverfahren lassen sich in globale und lokale Verfahren unterteilen. Globale Verfahren beschreiben den gesamten Messbereich durch eine einzige Funktion. Für den hier betrachteten zweidimensionalen Fall können die Messpunkte durch ein zweidimensionales Polynom beschrieben werden, welches bei steigender Messpunktzahl zu einer aufwändigen Funktion führt. Aus diesem Grund können bei lokalen Interpolationsverfahren, unter Berücksichtigung des Rechenaufwands, auch Funktionen definiert werden, die die Interpolation abschnittsweise zwischen den Messpunkten beschreiben.

Zunächst wird die lokale lineare Interpolation im dreidimensionalen Raum betrachtet. Die verwendete Implementierung in Matlab basiert auf dem in [Wat92] vorgestellten Verfahren. Zur Eingrenzung der abschnittsweise zu interpolierenden Bereiche wird die Delaunay-Triangulation verwendet, ein Ansatz, mit dem Dreiecksnetze aus einer Punktmenge im zweidimensionalen Raum erstellt werden können. Das Ergebnis des Verfahrens ist in Bild 7.7(b) gezeigt. Die Dreiecke werden so gebildet, dass die Umkreis-Bedingung erfüllt ist, welche besagt, dass kein weiterer Messpunkt innerhalb eines Dreiecks liegen darf. Die Delaunay-Triangulation ist eindeutig, solange sich nicht mehr als die das jeweilige Dreieck beschreibenden drei Punkte auf allen entstande-

nen Umkreisen befinden. Das entstandene Dreiecksnetz entspricht der Grundfläche des Messbereichs. Jedes der Dreiecke beschreibt einen Bereich in der xy -Ebene, in dem lokal interpoliert wird. Durch die z -Koordinaten der Punkte eines jeden Dreiecks ist somit eine eindeutige Ebene definiert, innerhalb der die z -Werte an beliebigen xy -Koordinaten lokal interpoliert werden können.



(a) Verteilung der Messpunkte in der xy -Ebene

(b) Delaunay-Triangulation der Messpunkte

Bild 7.7.: Definition der lokalen Interpolationsbereiche.

Eine weitere Möglichkeit zur Rekonstruktion der Oberfläche ist die Verwendung kubischer Polynome. In diesem Fall wird zunächst das gleiche Dreiecksnetz verwendet, das wie oben beschrieben nach der Delaunay-Triangulation ermittelt wurde. Als Erweiterung gegenüber der linearen Interpolation können jedoch aufgrund des höheren Grades des Polynoms auch partielle Ableitungen an den Eckpunkten und Kanten zu benachbarten Dreiecken ausgenutzt werden [Yan86]. Dies ermöglicht die Bildung einer approximierten Oberfläche, die stetige und differenzierbare Übergänge aufweist.

Lokale Regressionsanalyse

Im Gegensatz zur Interpolation müssen bei der Regressionsanalyse die Messwerte keine Teilmenge der mathematischen Modellierung der rekonstruierten Oberfläche sein. Daher eignen sich solche approximierenden Ansätze vor allem zur Verarbeitung von stark störungsbehafteten Signalen oder allgemein

bei einer Vielzahl von vorhandenen Messpunkten. Das Ziel der Regressionsanalyse ist die Parametrierung einer einfachen mathematischen Beschreibung, bei der die Abweichung zu den vorhandenen Messwerten möglichst gering ist. Ein bekannter Vertreter der globalen Regressionsverfahren ist der Least-Squares-Schätzer. Lokale Regressionsverfahren verlieren zwar den Vorteil der einfachen mathematischen Modellierung, können dafür aber kompliziertere Strukturen exakter beschreiben. Daher soll im Folgenden das sogenannte Local Regression (LOESS) Verfahren, eine Verallgemeinerung des in [Cle79] veröffentlichten Locally Weighted Scatterplot Smoothing Verfahrens (LOWESS), vorgestellt werden.

LOESS ist eine lokal gewichtete Methode zur Glättung der Messdaten, welche bekannte Verfahren der Regressionsanalyse verbindet. Die lokale Analyse erfolgt nach [The12] durch eine Eingrenzung der verwendeten Messpunkte bei der Bestimmung der approximierten Werte. Als Kriterium wird allerdings keine maximale örtliche Distanz festgelegt. Stattdessen kann bei der Regressionsanalyse der prozentuale Anteil der nächstgelegenen Messwerte zur untersuchten Stelle aus der Gesamtmenge der Messwerte gewählt werden. Somit werden zur Approximation der betrachteten Stelle immer gleich viele Messpunkte herangezogen. Nach diesem Prinzip werden für jeden zu approximierenden Wert die zur lokalen Teilmenge gehörenden Messwerte bestimmt und diese entsprechend ihres Abstandes gewichtet. Berücksichtigt man nur einen geringen Prozentsatz der Messwerte, so können Unebenheiten in der approximierten Oberfläche wiedergegeben werden. Bei einem sehr hohen Prozentsatz wird die Oberfläche dagegen geglättet. Das Verfahren soll hier für den zweidimensionalen Fall betrachtet werden. Zur Bewertung der einzelnen Messpunkte wird nach [The12] die trikubische Gewichtungsfunktion

$$w_i = \left(1 - \left| \frac{x - x_i}{d(x)} \right|^3 \right)^3 \quad (7.1)$$

verwendet. Sie berechnet das Gewicht eines jeden Messpunkts x_i der für die Approximation an der betrachteten Stelle x herangezogenen wird. Die Distanz zum am weitesten entfernten, noch zur Regression verwendeten Messpunkt wird als $d(x)$ bezeichnet. Somit liegen die Gewichte für die nächstgelegenen Messpunkte nahe bei eins und streben mit steigender Entfernung gegen null. Nach der Berechnung sämtlicher Gewichte werden diese für ei-

ne gewichtete Least-Squares-Schätzung des Wertes an der untersuchten Position genutzt. Entsprechend [The12] wird als Modell für die Least-Squares-Schätzung ein quadratisches Polynom zugrunde gelegt. Im Rahmen der untersuchten Messdaten hat sich die Beschränkung der für die zur lokalen Approximation genutzten Teilmenge auf die nächstgelegenen 30 % der Messpunkte als sinnvoll erwiesen.

7.2.3. Bestimmung des Volumens

Nach der Rekonstruktion der Oberfläche liegen, wie bereits erwähnt, Punkte mit jeweils äquidistanten Abständen in x- und y-Richtung vor, aus denen mittels Methoden der numerischen Integration das Volumen bestimmt werden kann. Der Messbereich kann dabei leicht durch die Eingrenzung der nach der Oberflächenrekonstruktion vorhandenen Punktmenge gewählt werden. Die eigentliche Berechnung des Volumens erfolgt mit der in [FH05] vorgestellten Trapezregel.

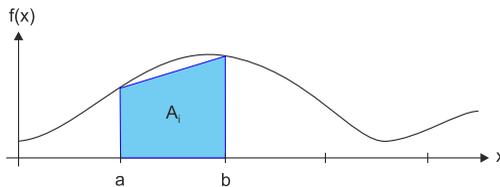


Bild 7.8.: Approximierung der Fläche A_i mit Hilfe eines Trapezes.

Bei der Trapezregel wird die in Bild 7.8 gekennzeichnete Fläche A_i unterhalb der Kurve zwischen zwei Stützstellen mit

$$A_i = \int_a^b f(x)dx \approx (b - a) \cdot \frac{f(b) + f(a)}{2} \quad (7.2)$$

an den eigentlichen Verlauf der Funktion angenähert. Durch wiederholte Anwendung der Trapezregel in jedem Teilintervall erhält man somit im zweidimensionalen Fall die einzelnen Flächen unterhalb einer Kurve. Das Volumen lässt sich durch abermalige wiederholte Anwendung der Trapezregel auf die berechneten Flächen entlang der y-Koordinate und Aufsummierung der erhaltenen Teilvolumen bestimmen.

Vergleich der betrachteten Interpolationsverfahren

Um die aufgeführten Interpolationsverfahren und die daraus bestimmten Volumina miteinander vergleichen zu können, werden diese anhand einer der dem im späteren Verlauf der Arbeit vermessenen Schüttguthaufen ähnlichen Oberfläche und einer Glockenkurve untersucht.

Die erste untersuchte Oberfläche wird über ein globales Polynom fünften Grades bestimmt:

$$\begin{aligned}
 f(x, y) = & 0,7554 - 0,5262x + 0,01544y - 0,101x^2 + 0,002769xy \\
 & - 0,131y^2 + 0,1109x^3 - 0,005954x^2y + 0,09177xy^2 \\
 & - 0,002534y^3 - 0,002017x^4 - 0,0004242x^3y \\
 & + 0,0207x^2y^2 - 0,0005084xy^3 + 0,002288y^4 \\
 & - 0,00347x^5 + 0,000545x^4y - 0,01509x^3y^2 \\
 & + 0,0006517x^2y^3 - 0,0009532xy^4
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Der betrachtete Messbereich wird durch $x_{\min} = -2$ m, $x_{\max} = 2$ m, $y_{\min} = -2$ m und $y_{\max} = 2$ m begrenzt. Durch analytische Integration über den Messbereich ergibt sich mit dem approximierten Polynom ein rechnerisches Volumen von $V_{\text{Polynom}} = 7,7397 \text{ m}^3$. Extrahiert man aus dem Polynom 64 Messpunkte in einer entsprechend den später dargestellten Messdaten vergleichbaren Anordnung, ergeben sich unter Verwendung der verschiedenen Interpolations- bzw. Approximationsverfahren die in Tabelle 7.2 gezeigten Volumina.

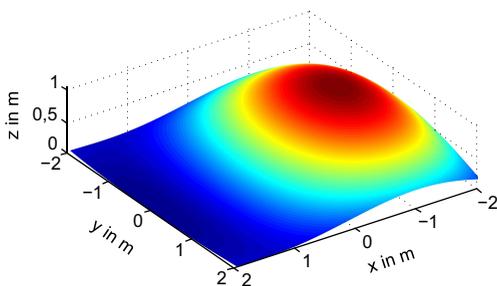


Bild 7.9.: Darstellung der durch das Polynom 5. Grades beschriebenen Oberfläche.

Verfahren	Volumen			
	Polynom	Fehler	Glockenkurve	Fehler
Referenz	7,7397 m ³		5,7244 m ³	
lineare Interpolation	7,5920 m ³	1,9 %	5,6538 m ³	1,2 %
kubische Interpolation	7,7206 m ³	0,2 %	5,7549 m ³	0,5 %
LOESS-Regressionsanalyse	7,7497 m ³	0,1 %	5,8088 m ³	1,5 %

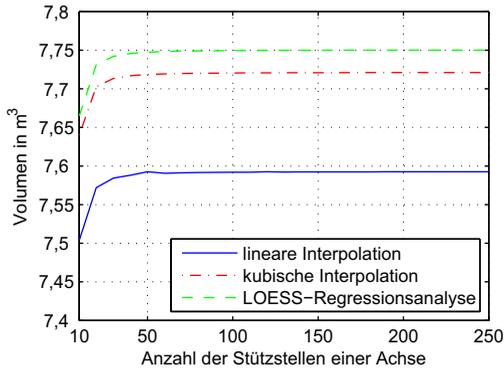
Tabelle 7.2.: Vergleich der mit verschiedenen Verfahren zur Oberflächenrekonstruktion berechneten Volumens des Polynoms 5. Grades und der Glockenkurve.

Dabei zeigt sich, dass die bestimmten Volumens sehr nahe beieinanderliegen. Es ist ersichtlich, dass das durch die lineare Interpolation bestimmte Volumen geringer ist als bei den beiden anderen Verfahren. Dies lässt sich durch die überwiegend konvexe Form des Polynoms erklären. LOESS und die kubische Interpolation liefern dagegen vergleichbare Ergebnisse. Dabei ist zu erwähnen, dass die hohe Genauigkeit dieser Verfahren auch dadurch entsteht, dass diese ebenfalls Polynome zur lokalen Näherung verwenden.

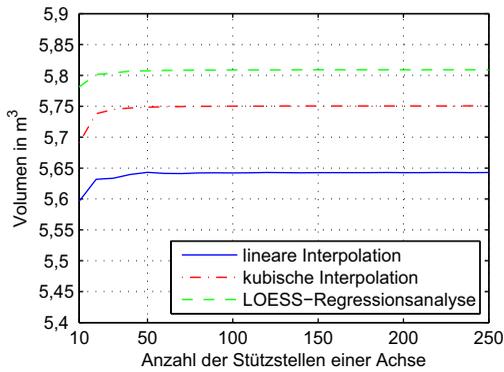
Für einen weiteren Vergleich wird noch eine Glockenkurve

$$f(x, y) = \exp\left(-\frac{(x^2 + y^2)}{2}\right) \quad (7.4)$$

innerhalb derselben Grenzen $x_{\min} = -2$ m, $x_{\max} = 2$ m, $y_{\min} = -2$ m und $y_{\max} = 2$ m betrachtet. Aus 64 zufällig gewählten Messpunkten wird die Oberfläche mit den beschriebenen Verfahren rekonstruiert und die berechneten Volumens verglichen. Das Referenzvolumen wird zu $V_{\text{Glocke}} = 5,7244$ m³ berechnet. Es zeigt sich in Tabelle 7.2 ein vergleichbares Ergebnis wie bei dem durch das Polynom beschriebenen Schütthaufen. Das mit der linearen Interpolation bestimmte Volumen ist am geringsten, während mit der LOESS-Regressionsanalyse ein leicht größeres Volumen ermittelt wird.



(a) Volumen aus der Oberfläche des Polynoms 5. Grades



(b) Volumen aus der Oberfläche der Glockenkurve

Bild 7.10.: Vergleich der berechneten Volumen aus der Oberfläche des Polynoms 5. Grades und der Glockenkurve bei einer unterschiedlichen Anzahl von Stützstellen.

Anzahl der zur Interpolation notwendigen Stützstellen

Zu betrachten ist noch die Anzahl der notwendigen Stützstellen in x- und y-Richtung für eine exakte Volumenbestimmung der Approximations- bzw. Interpolationsverfahren. Dazu werden die Untersuchungen ebenfalls anhand des globalen Polynoms und der Glockenkurve durchgeführt. Für jedes der Verfahren werden jeweils zwischen 10 und 250 gleichmäßig verteilte Stützstellen in jeweils beiden Dimensionen gewählt. Die Bilder 7.10(a) und 7.10(b) zeigen die damit berechneten Volumen der beiden Oberflächen über der Anzahl der Stützstellen einer Achse. Es ist deutlich zu erkennen, dass sich das ermittelte Volumen bei beiden Oberflächen schon ab 50 Zwischenwerten je Achse kaum noch verändert, was aufgrund des zweidimensionalen Messbereichs einer Gesamtmenge von $50 \cdot 50 = 2500$ Stützstellen entspricht. Mit der Erhöhung der Stützstellen kann eine genauere Eingrenzung des Messbereichs vorgenommen werden. Daher werden für die Auswertung der Messdaten 100 Stützstellen je Achse verwendet, was bei dem vom Radar abgedeckten Bereich in den nachfolgend durchgeführten Messungen einer Auflösung von 0,0485 m in der x- bzw. y-Richtung und einer Gesamtanzahl von 10000 Stützstellen entspricht.

Zufällige Wahl der Messpunkte

Des Weiteren wird statistisch untersucht, wie sich eine rein zufällige Wahl der Messpunkte auf die Rekonstruktion der Oberfläche auswirkt. Dazu wird wieder exemplarisch das zuvor eingeführte Polynom betrachtet. Zufällig bedeutet in diesem Falle, dass die x- und y-Koordinaten eines jeden Messpunkts unabhängig voneinander im Bereich von jeweils -2 m bis 2 m gleichverteilt generiert werden. Die z-Koordinate des jeweiligen Messpunkts wird anschließend durch Auswertung des Polynoms bestimmt. Um aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten, werden 2000 Stichproben mit jeweils 64 Messpunkten aus dem Polynom bestimmt. Diese werden mit allen drei untersuchten Verfahren ausgewertet. Bild 7.11 zeigt das zugehörige Histogramm. Die Breite der Klassen beträgt $0,1 \text{ m}^3$. In Tabelle 7.3 sind die zugehörigen Erwartungswerte und Standardabweichungen der Stichprobe zusammen mit den im vorherigen Abschnitt berechneten Volumen aufgeführt. Das durch Integration bestimmte Referenzvolumen beträgt wie bereits erwähnt $7,7397 \text{ m}^3$.

Auch hierbei zeigt sich in Bezug auf die bestimmten Volumen dieselbe Reihenfolge wie bei den exemplarischen Oberflächen mit gleichmäßig verteil-

ten Punkten. Es fällt auf, dass die Varianz der lokalen linearen Interpolation im Vergleich zu den anderen Verfahren am größten ist, was sich durch den geringeren Grad der Polynome und den damit einhergehenden geringeren Freiheitsgraden bei der Approximation erklären lässt. Aus dieser Untersuchung lässt sich schließen, dass für zufällig gewählte Messpunkte die LOESS-Regressionsanalyse das am besten geeignete Verfahren ist, da es die kleinste Standardabweichung aufweist.

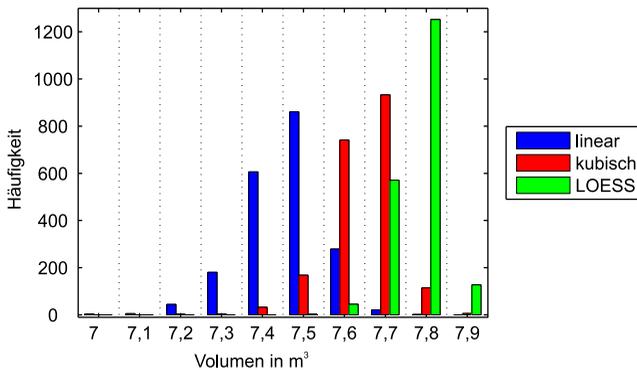


Bild 7.11.: Histogramm für das Volumen berechnet aus 2000 Stichproben mit jeweils 64 zufällig gewählten Messpunkten und einer Volumenteilung von $\Delta V = 0,1 \text{ m}^3$.

	linear	kubisch	LOESS
Erwartungswert	7,4588 m ³	7,6459 m ³	7,7710 m ³
Standardabweichung	0,0937 m ³	0,0768 m ³	0,0553 m ³

Tabelle 7.3.: Erwartungswerte und Standardabweichungen bei zufälliger Wahl der Messpunkte.

7.3. Verifikationsmessungen anhand eines Schüttguthaufens

Das beschriebene Verfahren zur Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung von Schüttgut soll anhand von realen Messungen an einem Schüttguthaufen mit dem realisierten Radardemonstrator verifiziert werden. Für einen möglichst realitätsnahen Messaufbau wurde auf einer ebenen Fläche ein Kieshaufen aufgeschüttet. Das Szenario entspricht damit dem Einsatz auf freistehenden Halden, welche keine räumliche Begrenzung besitzen. In den Bildern 7.12(a) und 7.12(b) sind die Skizzen des Messortes einschließlich der relevanten Bemaßungen gezeigt. Der Bereich besteht aus einer Fläche von ca. $3 \times 3,5 \text{ m}^2$, welche an zwei Seiten von einer niedrigen Mauer mit einer Höhe von 0,4 m begrenzt ist.

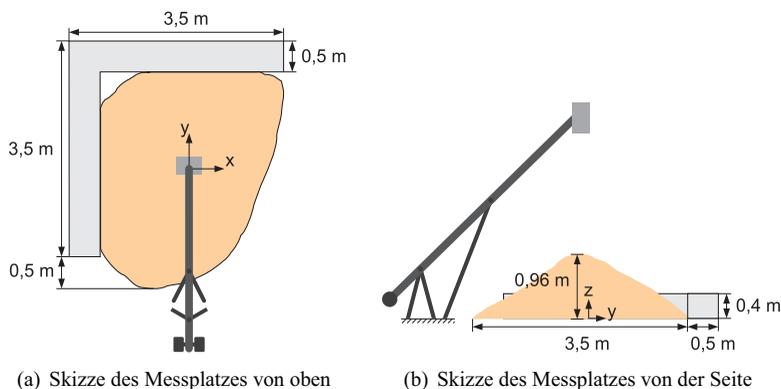


Bild 7.12.: Bemaßte Skizze des Messplatzes mit Mauerumrandung und Kamerakran.

Wie aus dem Foto 7.13(a) ersichtlich wird, befinden sich seitlich zwei Bäume, die zum Teil über den Messplatz ragen. Um den Messbereich möglichst vollständig erfassen zu können, wird das Radarsystem mit Hilfe eines Kamerakrans über dem Schüttguthaufen positioniert. Der Kran erlaubt über eine motorisierte Halterung die Winkelausrichtung des Systems. So können neben der senkrechten Ausrichtung der Antennen zum Boden hin prinzipiell beliebige

Messwinkel eingestellt werden. Entsprechend den Skizzen in Bild 7.12 wird der Kamerakran mit dem Radarsystem derart über dem Schüttguthaufen ausgerichtet, dass die Empfangsantennen entlang der eingezeichneten x -Achse und die Sendeantennen aufgrund der orthogonalen Anordnung dementsprechend entlang der y -Achse liegen. Um durch Abschattung entstehende Messfehler zu minimieren, wurde das System über der Mitte des Messplatzes bzw. über der Spitze des Schüttguthaufens positioniert. Durch eine separate Vermessung des Messbereichs sowie der Validierung durch Testmessungen mit Trihedralen kann bei der Verarbeitung der Messdaten der Bereich eingeschränkt werden. Ein nahezu exakter Abgleich ist mit Hilfe der ebenfalls in diesem Abschnitt vorgestellten Referenzmessung durch einen terrestrischen Laserscanner (TLS) möglich [Lei10]. Somit lässt sich die im Messbereich vorhandene und in den Bildern von 7.12 ebenfalls skizzierte niedrige Mauer aus den Daten entfernen oder alternativ das Radar so ausrichten, dass die äußeren Messpunkte gerade nicht mehr auf der Mauer liegen.



(a) Positionierung des Radarsystems mit dem Kamerakran über dem Schüttguthaufen



(b) Schüttguthaufen mit Laserscanner

Bild 7.13.: Fotografien des Messplatzes aus zwei unterschiedlichen Perspektiven.

7.3.1. Wahl des verwendeten Materials

Bei der Wahl des Schüttguts ist neben der Dielektrizitätszahl ϵ_r auch die Korngröße l des verwendeten Splitts zu beachten [UD89, Lon83, Bru03]. Die Körnung beeinflusst das Reflexionsverhalten des Schüttguts. Bei sehr kleinen Partikeln im Bereich $l \ll \lambda$ nähert sich das Verhalten des Schüttguts dem einer glatten Oberfläche an und die einfallende Welle wird spiegelnd reflektiert [GW98]. Entspricht die Korngröße in etwa der Wellenlänge des verwendeten Radarsystems, so wird die einfallende Leistung nahezu vollständig gestreut und nur ein sehr geringer Teil spiegelnd reflektiert. Im Fall von $l \gg \lambda$ werden die einzelnen Schüttgut-Körner getrennt erfasst, womit jedes Korn die einfallende Leistung in Abhängigkeit von dessen Radarrückstreuquerschnitts σ zurückstreut. Demnach nimmt der inkohärente Streuanteil mit steigender Rauigkeit zu, sodass sich der Rückstreukoeffizient einer rauhen Oberfläche aus einem kohärenten und einem inkohärenten Anteil zusammensetzt.

In [Keh94] werden Verfahren zur Berechnung beider Anteile vorgestellt und die daraus berechneten Rückstreukoeffizienten des kohärenten und inkohärenten Anteils für verschiedene Rauigkeiten über dem Einfallswinkel dargestellt. Daraus wird ersichtlich, dass der kohärente Anteil mit steigender Rauigkeit immer kleiner wird und für eine Frequenz von 24 GHz bereits ab einer Rauigkeitshöhe von 2 mm vom inkohärenten Anteil überlagert wird. Für den inkohärenten Anteil kann allgemein ein abnehmender Rückstreuquerschnitt bei flacher werdendem Einfallswinkel beobachtet werden.

Hat das zu vermessende Material eine zu kleine Dielektrizitätszahl ϵ_r , so wird von diesem nicht genügend Leistung zurückreflektiert, wodurch dessen Detektion erschwert wird.

In [Keh94] wurde die Dielektrizitätszahl von Kiesel zu etwa $\epsilon_r = 4$ bestimmt. Entsprechend den in [End05] angegebenen Richtwerten zu Dielektrizitätszahlen kann davon ausgegangen werden, dass das in dieser Arbeit betrachtete Gestein noch nicht im kritischen Bereich liegt.

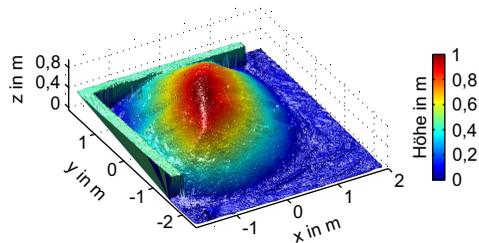
Als Schüttgut für den Messaufbau wurde Jurakalksplitt mit einer Korngröße von 2-5 mm gewählt. Im Messzenario befinden sich 5,4 t des Materials, welches aufgrund der ermittelten Dichte von $1,391 \text{ t/m}^3$ einem Volumen von etwa $3,9 \text{ m}^3$ entspricht. Das Schüttgut verteilt sich dabei wie in Bild 7.12 gezeigt auf eine Grundfläche von $3 \times 3,5 \text{ m}^2$. Die maximale Höhe des Haufens beträgt in etwa 1 m. Genaue Werte für die Höhe und das Volumen wurden mit der im Folgenden gezeigten Referenzmessung bestimmt.

7.3.2. Referenzmessung

Um zusätzliche Informationen über den Verlauf der Oberfläche des Schüttguthaufens zu erhalten, wurde eine Referenzmessung mit Hilfe eines dreidimensionalen terrestrischen Laserscanners durchgeführt. Der verwendete Laserscanner HDS6200 von Leica Geosystems hat nach [Lei10] eine maximale Entfernungsgenauigkeit von ca. 2 mm innerhalb eines Radius von 25 m. Damit liegt die Entfernungsabweichung unterhalb der Korngröße des Schüttguts. Bei maximaler Scanauflösung können Punktabstände innerhalb der generierten Netzstruktur von 1,6 mm bei einer Messentfernung von 10 m erreicht werden. Der Laserscanner wurde aufgrund seines hohen Gewichts nicht am Kamerakran sondern auf einem Stativ montiert. Diese Positionierung des Laserscanners erlaubt jedoch nur eine seitliche Aufnahme des Schüttguthaufens. Für eine Rundumaufnahme des Schüttguthaufens wurden daher Messungen aus insgesamt drei verschiedenen Positionen erstellt, welche anschließend mittels Software zusammengefügt wurden. Als Referenzpunkte wurden dazu fünf der in Bild 7.13(b) im Hintergrund sichtbaren weißen Kugeln, sogenannte Referenzmarken, verwendet. Anzumerken ist, dass die genannten Genauigkeitswerte nur bei guter Reflexion und optimalen Sichtbedingungen, d.h. ohne Staub oder Regen, erzielt werden können.



(a) Darstellung mit Hilfe der Scansoftware Leica Cyclone (Schüttguthaufen von oben)



(b) Matlab-Darstellung des Schüttguthaufens von der Seite

Bild 7.14.: Referenzmessung des Schüttguthaufens mit terrestrischem Laserscanner.

Zur Beschränkung der zu verarbeitenden Datenmenge wurde die Punktwolke nach der Messung ausgedünnt, sodass sich das Szenario, bei einem mittleren

Punktabstand von 5 mm, aus insgesamt 122128 Messpunkten zusammensetzt. Die Bilder 7.14(a) und 7.14(b) zeigen das Ergebnis der Laserscannung in verschiedenen Darstellungsweisen. Es sei erwähnt, dass die durchgeführte Lasermessung ebenfalls nicht fehlerfrei ist. Allerdings ist diese wesentlich genauer als eine Hochrechnung des Volumens aus der Dichte einer kleinen Teilmenge oder das Vermessen des Haufens per Hand, sodass dieses Ergebnis im Folgenden als Referenz genutzt wird. Aus der Lasermessung ergibt sich eine Höhe des Haufens von 0,96 m und ein Volumen von 4,11 m³.

7.3.3. Messergebnisse

Für die durchgeführten Messungen wurde das Radarsystem in einer Höhe von 4,2 m über dem Boden montiert. Das Ergebnis der rekonstruierten Oberfläche des gemessenen Schüttguthaufens ist in Bild 7.15 dargestellt. Darin sind die 64 Messpunkte nach der zweidimensionalen Strahlformung und der Maximumsuche in Entfernung ohne Anwendung des vorgeschlagenen Korrekturverfahrens zu sehen. Das Netz aus 64 Messpunkten zeigt nur eine sehr grobe Abdeckung der Oberfläche. Zudem liegen die Messpunkte in einem nicht-äquidistanten Raster vor, das sich aus den in den Winkelrichtungen unterschiedlichen Entfernungen zur Oberfläche des Schüttguthaufens und der anschließenden Koordinatentransformation ergibt.

Ohne das Korrekturverfahren sind deutliche Fehler in der Messung zu erkennen. Bei $x = -0,5$ m, $y = -1,26$ m liegt ein Messpunkt in einer Höhe von $z = 1,25$ m über dem Boden, obwohl sich an dieser Stelle kein Schüttgut befindet. Dieser Messfehler kann durch mögliche Reflexionen am Kamerakran verursacht worden sein. Im Bereich bei etwa $x = -1,15$ m, $y = 0,2$ m ist eine Mulde zu erkennen, die nicht der Realität entspricht. Des Weiteren ist im hinteren Bereich bei $x = 0,9$ m und $y = 1,3$ m eine Erhöhung zu sehen, an der sich jedoch entsprechend dem Laserscan kein Schüttgut befindet. Wird das vorgestellte Korrekturverfahren auf die Messdaten angewendet, kann eine deutliche Verbesserung des Messergebnisses, wie in Bild 7.16 gezeigt, festgestellt werden. Entsprechend dazu zeigt Bild 7.17 eine Übersicht über die im Rahmen der Korrektur veränderten Messwerte. Die Zeilen entsprechen der Lage der Punkte in x-Richtung, während die Spalten die Lage der Punkte in y-Richtung zeigen. Sind die Messpunkte mit einer '1' versehen, sind sie nach der Korrektur beibehalten worden und entsprechen dem ersten Maximum in Entfernung. Bei den mit einer '2' markierten Messpunkte, wurde

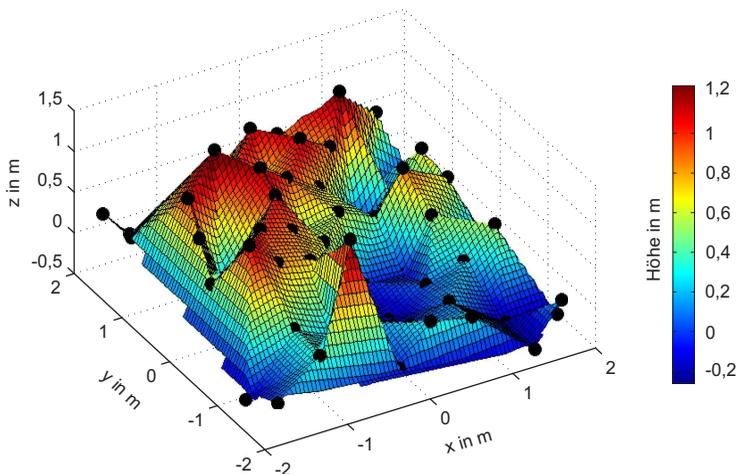


Bild 7.15.: Oberfläche bestehend aus 64 unkorrigierten Messpunkten.

das erste Maximum mit dem zweiten Maximum ausgetauscht. Die Zahl '3' gibt die Winkelzellen an, bei denen der Messpunkt mit Hilfe der umliegenden Nachbarpunkte linear interpoliert wurde. Insgesamt wurden 15 Messpunkte korrigiert. In Bild 7.16 ist die Korrektur des Peaks im vorderen Bereich sowie die Korrektur der Mulde deutlich zu erkennen. Es sei erwähnt, dass nach der Korrektur sämtliche Messpunkte mit $z < 0$ m sowie Messpunkte, welche sich nicht im ausgewerteten Bereich befinden, auf $z = 0$ m gesetzt wurden, um negative Volumen bzw. durch die Approximation der Oberfläche bedingte Fehler an den Rändern zu vermeiden.

In den Bildern 7.18 sind die Messergebnisse der rekonstruierten Oberflächen des Schüttguthaufens anhand der drei zuvor vorgestellten Techniken zu sehen. Unabhängig von den verwendeten Verfahren ist der Verlauf der Oberfläche in allen Bildern sehr deutlich erkennbar. Im Vergleich zu den bereits gezeigten Fotografien und dem Laserscan zeigt sich jedoch, dass trotz Korrektur nicht alle Messpunkte exakt mit dem Haufen übereinstimmen. Diese Abweichungen lassen sich durch Messfehler erklären, bei denen die im vorherigen Abschnitt 7.2.1 eingeführten Kriterien der Fehlerkorrektur nicht zutreffen bzw. erfüllt sind.

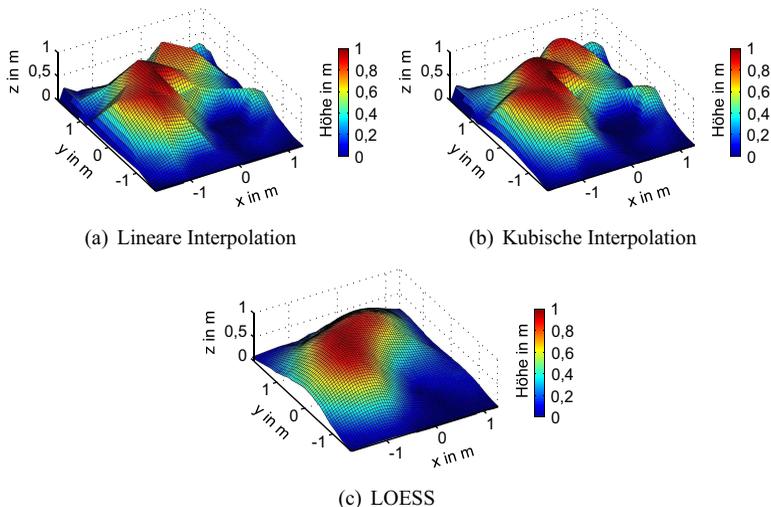


Bild 7.18.: Darstellung der mit den verschiedenen Verfahren aus der Radarmessung rekonstruierten Oberflächen.

Um einen genaueren Eindruck von den Ergebnissen zu erhalten, werden diese mit der Laserreferenzmessung kombiniert und gemeinsam dargestellt. Wie in Bild 7.19 für den Fall der LOESS-Regressionsanalyse gezeigt, wird der Laserscan im Folgenden mit einem farbigen Höhenprofil und die mit dem jeweiligen Verfahren ausgewertete Messung als schwarzes Gitternetz dargestellt. Für eine Verdeutlichung der Unterschiede sind auch die anderen zwei Kombinationen in Bild 7.20 dargestellt. Wie zu erwarten, zeigt die kubische Interpolation im Vergleich zur linearen Interpolation aufgrund der Form des Haufens ein größeres Volumen. Durch die gewichtete Least-Squares-Schätzung erzeugt die LOESS-Regressionsanalyse eine sehr homogene Oberfläche, welche große Übereinstimmungen mit der des Laserscans zeigt. Für die untersuchten Verfahren sind die jeweils berechneten Volumina in Tabelle 7.4 aufgelistet. Auch die berechneten Volumina entsprechen in ihrer Größe derselben Reihenfolge, die schon zuvor bei den durchgeführten Untersuchungen anhand des Polynoms und der Glockenkurve festgestellt wurde. Die lineare Interpolation liefert das geringste Volumen, darauf folgen mit geringem Abstand zueinander die kubische Interpolation und die LOESS-Regression.

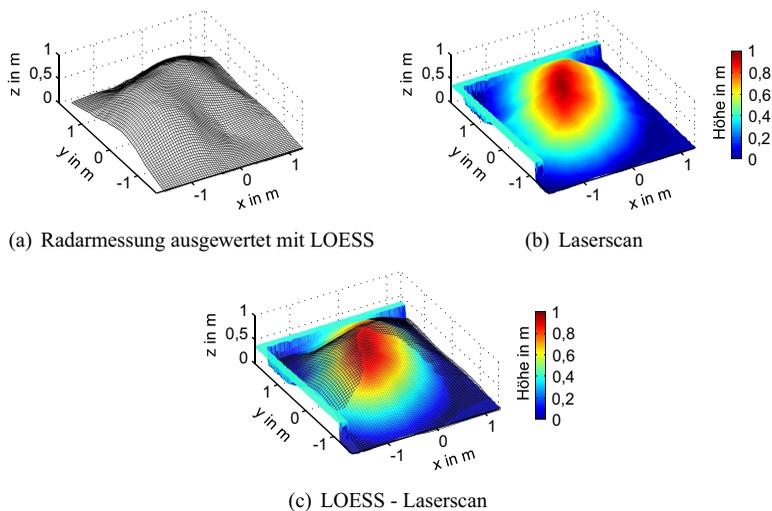


Bild 7.19.: Überlagerung von Radar- und Laserreferenzmessung.

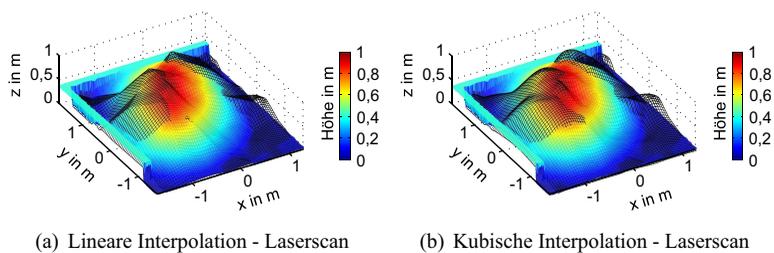


Bild 7.20.: Darstellung der Messergebnisse in Überlagerung mit der Laserreferenzmessung.

Bei der gezeigten Messung liegt das mit dem LOESS-Verfahren bestimmte Volumen sehr nahe am Sollvolumen von $4,11 \text{ m}^3$. Dies darf jedoch nicht darüber hinwegtäuschen, dass besonders bei den Interpolationsverfahren Abweichungen zu der mit dem Laserscanner abgetasteten Oberfläche des Schüttguthaufens bestehen und sich fehlende sowie überschüssige Volumenanteile ausgleichen. Die Robustheit des LOESS-Verfahrens, welches durch eine gewichtete Least-Squares-Schätzung Ausreißer und Messschwankungen weniger gewichtet, zeigt sich bei solch einer Anwendung von Vorteil.

Verfahren	Volumen	Fehler
Laserscan	$4,1102 \text{ m}^3$	
lineare Interpolation	$3,8310 \text{ m}^3$	6,8 %
kubische Interpolation	$3,9871 \text{ m}^3$	3,0 %
LOESS	$4,0843 \text{ m}^3$	0,6 %

Tabelle 7.4.: Berechnete Volumen des Schüttguthaufens.

7.4. Erweiterungsmöglichkeiten

Nachdem die Funktionalität des dreidimensional messfähigen Radarsystems zur Schüttgutmessung erfolgreich demonstriert wurde, soll nun noch die Möglichkeit zur Kombination von Messungen aus unterschiedlichen Winkeln zur Erhöhung der Genauigkeit untersucht werden. Um die Auswirkung der durch die unterschiedlichen Messwinkel zusätzlich generierten Messpunkte zu überprüfen, wird das Demonstrationssystem so am Kamerakran angebracht, dass sich die Antennenausrichtung entlang der y-Achse stufenlos schwenken lässt. Zwar wird durch das Schwenken der Vorteil eines stationären Systems aufgegeben, dennoch muss das Radarsystem nicht über den kompletten Messbereich bewegt werden, wie es für ein Radar mit eindimensionaler digitaler Strahlformung der Fall wäre, vgl. Bild 7.1(b). Des Weiteren ermöglicht das Schwenken die Abdeckung von sehr großen Halden, bei denen das Radarsystem aufgrund seines begrenzten Eindeutigkeitsbereichs in Winkelrichtung ansonsten sehr hoch über dem Haufen befestigt werden müsste.

Zur Erweiterung des Verfahrens werden zusätzlich zu der Messung senkrecht zum Boden jeweils zwei Messungen mit betragsmäßig gleichen Schwenkwinkeln miteinander kombiniert. Um die unterschiedlichen Messwinkel zu berücksichtigen, müssen die Messpunkte der Messungen aus geschwenkter Position angepasst werden. Zunächst werden die Messungen einzeln mit dem Korrekturverfahren korrigiert und anschließend mit Hilfe der LOESS-Regression zu einer gemeinsamen Oberfläche zusammengeführt. Eine Rekonstruktion durch die untersuchten Interpolationsverfahren hat sich als nicht zielführend erwiesen, da diese aufgrund von nicht korrigierbaren Messfehlern in den einzelnen Messungen nach der Kombination stark fehlerbehaftet sind.

Nach der Kombination der Messung senkrecht zum Boden und den jeweils zwei zusätzlichen Messungen mit betragsmäßig gleich geschwenkten Winkeln entlang der y-Achse stehen insgesamt 192 Messpunkte zur Verfügung. Es ist zu beachten, dass wie auch schon bei den Einzelmessungen nicht alle Messpunkte im Bereich des Schüttguthaufens liegen. Alle Messpunkte außerhalb des Haufens, deren Zahl mit steigendem Schwenkwinkel zunimmt, werden wie bei den einzelnen Messungen auf Bodenhöhe gesetzt. Dadurch werden Fehler, bedingt durch die Mauer und den Standfuß des Kamerakrans, vermieden. Insgesamt werden Schwenkwinkel von bis zu $\pm 10^\circ$ betrachtet.

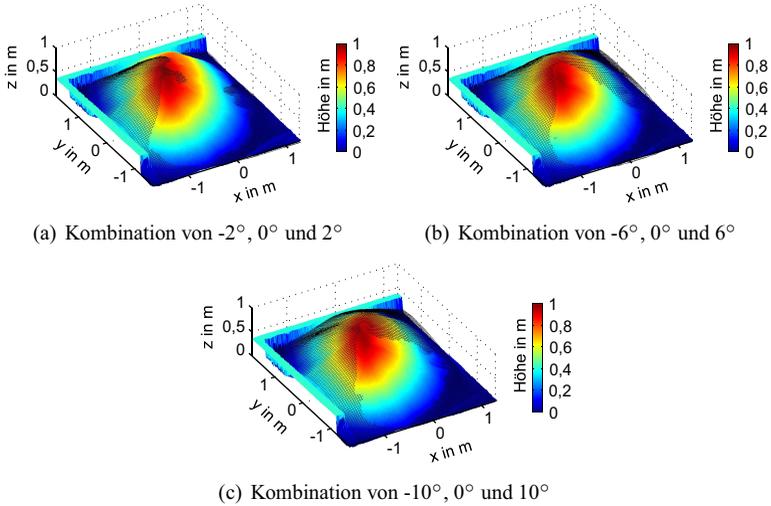


Bild 7.21.: Kombination von Messungen aus unterschiedlichen Winkeln.

Betrachtete Messwinkel	Volumen	Fehler
Referenz	$4,1102 \text{ m}^3$	
0°	$4,0843 \text{ m}^3$	0,6 %
$-1^\circ, 0^\circ, 1^\circ$	$4,1295 \text{ m}^3$	0,5 %
$-2^\circ, 0^\circ, 2^\circ$	$4,1304 \text{ m}^3$	0,5 %
$-4^\circ, 0^\circ, 4^\circ$	$4,2165 \text{ m}^3$	2,6 %
$-6^\circ, 0^\circ, 6^\circ$	$4,6997 \text{ m}^3$	14,3 %
$-8^\circ, 0^\circ, 8^\circ$	$4,5789 \text{ m}^3$	11,4 %
$-10^\circ, 0^\circ, 10^\circ$	$4,5563 \text{ m}^3$	10,9 %

Tabelle 7.5.: Berechnete Volumen unter verschiedenen Messwinkeln.

Die bestimmten Volumen sind in Tabelle 7.5 dem Referenzvolumen und dem aus der einzelnen senkrechten Messung bestimmten Volumen gegenübergestellt. Demnach kann ein ansteigendes Volumen bei größeren Schwenkwinkeln beobachtet werden. Durch Vergleich der Ergebnisse ausgewählter Kombinationen in den Bildern 7.21 mit der Einzelmessung aus Bild 7.19(c) wird ersichtlich, dass vor allem an den Randbereichen zusätzliche Volumenanteile hinzukommen. Davon betrifft ein Großteil die Gebiete an den Mauerumrandungen einschließlich der hinteren Mulde zwischen Mauer und Schüttgut und kann somit durch die dort auftretenden Messfehler begründet werden. Eine minimale Verbesserung gegenüber einer senkrechten Messung kann mit den Schwenkwinkeln $\pm 1^\circ$ erreicht werden. Allgemein kann davon ausgegangen werden, dass durch die Kombination von Messungen aus verschiedenen Messwinkeln eine genauere Volumenbestimmung resultiert, da durch die Mehrzahl an Messpunkten die fehlerbehafteten Punkte weniger ins Gewicht fallen. Eine Kombination von Messdaten aus verschiedenen Messwinkeln empfiehlt sich auch, wenn das Messobjekt nicht vollständig innerhalb des Messbereichs des Radarsystems liegt. Damit kann durch das Schwenken ein größerer Messbereich erfasst werden.

7.5. Fazit

Durch die Winkelprozessierung in zwei Raumrichtungen lässt sich mit dem in dieser Arbeit realisierten Radar, von einer statischen Messposition aus, ein dreidimensionales Höhenprofil gewinnen, welches neben einer genauen Aussage über das Volumen bzw. die vorhandene Materialmenge auch Informationen über die Form der Oberfläche liefert. Anhand des Messobjekts Schüttguthaufen wurden sowohl die zuvor durchgeführten theoretischen Untersuchungen bezüglich der Interpolations- und Approximationsverfahren zur Oberflächenrekonstruktion verifiziert als auch die Funktionalität des selbst entwickelten Korrekturverfahrens demonstriert. Aufgrund der Robustheit gegenüber Messfehlern wurde mit der untersuchten LOESS-Regression das beste Ergebnis erzielt. Zur Abdeckung von größeren Messbereichen wurde das Verfahren durch die Kombination von Messdaten aus verschiedenen Messwinkeln erweitert. Im Fall des vermessenen Schüttguthaufens ergaben sich geringfügige Verbesserungen bei der Genauigkeit der Volumenbestimmung durch Kombination der senkrechten Messung mit Messungen bei kleinen Schwenkwinkeln.

8. Schlussfolgerungen

Im industriellen Umfeld werden Radarsensoren zur Objektdetektion und Abstandsmessung eingesetzt. Zur weiteren Optimierung der Detektionsverfahren sowie zur Überwachung von Gefahrenbereichen gibt es eine steigende Nachfrage an Sensoren, die ihre Umgebung und die Position von Objekten auch dreidimensional erfassen können.

Die Herausforderung eines dreidimensional messenden Radarsystems besteht darin, die Hardware mit einem vertretbaren Aufwand zu realisieren. Bisher war dies mit hohen Kosten verbunden und daher in erster Linie dem militärischen Bereich vorbehalten. Durch die in letzter Zeit verfügbar gewordenen kostengünstigen Bauteile und Komponenten bei 24 GHz und durch die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellte Möglichkeit zur Reduktion der erforderlichen Anzahl an Sende- und Empfangskanälen ist nun auch der Einsatz im Industriebereich möglich.

Entsprechend des im ersten Kapitel erarbeiteten Lösungsansatzes wird die FMCW-basierte Entfernungsmessung mit der digitalen Strahlformung und einem Mehr-Sender-/Mehr-Empfänger-Prinzip kombiniert. Hierbei bietet die digitale Strahlformung einen entscheidenden Vorteil gegenüber anderen Verfahren, da sie digital die simultane Fokussierung auf beliebige Winkel im Raum ermöglicht. Zudem können mit der digitalen Strahlformung mehrere Ziele in einer Entfernungszelle aufgelöst werden. Durch den Einsatz von mehreren Sendern kann der Schaltungsaufwand deutlich reduziert werden.

Darauf aufbauend wurde in Kapitel 2 das Systemkonzept eingeführt und eine Übersicht zu den darin enthaltenen Komponenten gegeben. Der für die zweidimensionale Winkelabbildung wesentliche Bestandteil ist die vorgestellte orthogonale Antennenanordnung, die in Form eines umgedrehten T's ausgeführt wurde. Dabei entspricht der aus dem Sende- und Empfangsantennenarray gebildete Gruppenfaktor mit N Sendern und M Empfängern, dem einer vollbesetzten Antennengruppe mit $M \cdot N$ Sendern und einem Empfänger bzw. der einer vollbesetzten Antennengruppe mit $M \cdot N$ Empfängern und

einem Sender. Damit kann bei gleichbleibender Winkelauflösung die Gesamtanzahl der Sende- und Empfangsantennen erheblich verringert werden.

In Kapitel 3 wurden zunächst die Grundlagen bezüglich des FMCW-Radars und das Prinzip der zweidimensionalen Winkelabbildung einschließlich der gewählten Signalverarbeitungsalgorithmen eingeführt. Außerdem wurden basierend auf der unter dem Systemkonzept eingeführten orthogonalen Antennenanordnung weitere mögliche Antennengeometrien zur Verbesserung der Winkelauflösung vorgestellt.

Die Umsetzung des Systemkonzepts in einen funktionsfähigen Radarsensor mit acht Sendern und acht Empfängern wurde in Kapitel 4 beschrieben. Dazu wurde eine modulare Bauweise gewählt, bei der die Radarfunktionen in eine Synthesizer-, Sende- und Empfangseinheit aufgeteilt wurden. Zur Steuerung des Gesamtsystems dient ein FPGA-Modul. Durch die Modulbauweise wurde ein flexibles und kompaktes Gesamtsystem realisiert, das eine getrennte Analyse und Charakterisierung der jeweiligen Systemeigenschaften ermöglicht. Die Systemkenngrößen zur Bewertung der Leistungsfähigkeit wurden über Messungen ermittelt, die eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretischen Vergleichswerten zeigen. Dabei konnte die Winkelauflösung des T-Arrays, entsprechend der Halbwertsbreite des Sende- bzw. Empfangsantennenarrays, zu $5,6^\circ$ in Elevation und $5,2^\circ$ in Azimut bestimmt werden.

Aus der durchgeführten Fehleranalyse geht hervor, dass die im 3D-DBF-Radar vorliegenden Phasendifferenzen der Sender bzw. Empfänger sowohl eine Nebenkeulenerhöhung als auch eine Fehlausrichtung der Hauptkeule bewirken, während die Amplitudendifferenzen nur eine Nebenkeulenerhöhung verursachen. Dahingegen konnte gezeigt werden, dass die im realen System vorhandenen Antennenverkopplungen vernachlässigt werden können. Aufgrund der durchgeführten Normierung wurde ein möglicher Amplitudeneinbruch der Hauptkeule nicht weiter berücksichtigt.

Das anschließend zur Selbstkalibrierung der Amplituden- und Phasenfehler vorgestellte Verfahren ermöglicht eine vollständige Korrektur der Nebenkeulenerhöhung und eine Reduktion einer möglichen Strahlfehlausrichtung. Anhand einer durchgeführten Monte-Carlo Simulation konnte nachgewiesen werden, dass mit dem entwickelten Kalibrierungsalgorithmus ein besseres Resultat bezüglich der Strahlfehlausrichtung erzielt werden kann als mit ei-

nem aus der Literatur bekannten Verfahren.

Schließlich wurde in Kapitel 6 und 7 die Leistungsfähigkeit des entworfenen Systems und der Signalverarbeitungsalgorithmen anhand verschiedener Anwendungsbeispiele erfolgreich demonstriert. Dabei wurden die dreidimensionale Objektdetektion, die dreidimensionale Bildgebung sowie die Möglichkeit zur Vermessung von Oberflächen vorgestellt. Letztere kann zur Volumenbestimmung von Schüttgut verwendet werden, was ein vielversprechendes Anwendungsgebiet darstellt. Hierbei zeichnet sich insbesondere die Robustheit eines solchen Radarsystems aus, das ohne bewegte Teile auskommt und weitestgehend unabhängig von Staub und anderen Umgebungseinflüssen ist.

In der vorliegenden Arbeit wurde ein dreidimensional bildgebendes Radarsystem konzipiert und ein Prototyp zur Demonstration des Systems und der entworfenen Verfahren zur Auswertung und Selbstkalibrierung entwickelt. Dadurch konnten neue Anwendungsgebiete erschlossen und wesentliche Fortschritte gegenüber dem Stand der Technik erzielt werden. Dabei sind die folgenden Aspekte und Forschungsergebnisse besonders hervorzuheben:

- Das entworfene Systemkonzept basiert auf der Verwendung von mehreren Empfängern und mehreren Sendern. Durch eine orthogonale Anordnung der Sende- und Empfangsantennengruppen kann ein virtueller Gruppenfaktor erzeugt werden, der dem einer vollbesetzten Sendeantennengruppe mit einem Empfänger bzw. einer vollbesetzten Empfangsantennengruppe mit einem Sender entspricht. Damit wird eine erhebliche Reduktion des Hardwareaufwands bei gleichbleibender Winkelauflösung erzielt und neben der Entfernungsmessung eine Bestimmung beider Raumwinkel ermöglicht.
- Zur Verifikation des Systemkonzepts wurde ein komplettes Radarsystem mit acht Sendern und acht Empfängern realisiert und entsprechend den zuvor erarbeiteten Systemanforderungen die Leistungsfähigkeit mit Hilfe von Verifikationsmessungen erfolgreich evaluiert. Das Radarsystem bietet eine hohe Flexibilität aufgrund der modularen Aufbauweise und erlaubt sowohl eine einfache Rekonfiguration der Systemparameter als auch eine Anpassung der Antennen. Des Weiteren besteht durch das integrierte FPGA-Modul prinzipiell die Möglichkeit, die Algorithmen in Hardware umzusetzen und so Echtzeitmessungen durchzuführen.

Insgesamt zeichnet sich das entwickelte Demonstrationssystem durch seinen Stand-alone-Betrieb sowie durch seine kompakte und robuste Aufbauweise aus, die den Einsatz auch unter schwierigen Messbedingungen ermöglicht.

- Für das realisierte Radarsystem wurden die möglichen Fehlerquellen klassifiziert und entsprechend ihrer Relevanz in Bezug auf die digitale Strahlformung untersucht und bewertet. Dabei wurden die im 3D-DBF-Radar vorliegenden Amplituden- und Phasendifferenzen der Sender und Empfänger als Hauptfehlerursachen identifiziert. Es wurde eine effiziente Methode zur Korrektur der Amplituden- und Phasenfehler eingeführt. Durch eine Erweiterung der Selbstkalibrierung auf die zweidimensionale Winkelbestimmung in Form des vorgestellten T-Arrays mit mehreren Sendern und mehreren Empfängern wurde die Methode erstmalig anhand von realen Messungen mit einem 3D-DBF-Radar erfolgreich nachgewiesen. Damit wurde gezeigt, dass sich das vorgestellte Verfahren für eine initiale Selbstkalibrierung eines mehrkanaligen Radarsystems eignet und sich insbesondere auch zur Rekalibrierung von temperatur- und alterungsbedingten Fehlereinflüssen im laufenden Betrieb empfiehlt.
- Die Funktionalität des realisierten Radarsystems und der Selbstkalibrierung wurde anhand von neuartigen Anwendungsgebieten aufgezeigt. Ein möglicher Anwendungsbereich stellt die dreidimensionale Überwachung von Gefahrenbereichen dar, wie es für den Fall der Fußgängerdetektion an Ampeln gezeigt wurde. Des Weiteren wurde veranschaulicht, wie eine Unterscheidung von statischen und bewegten Objekten vorgenommen werden kann. Außerdem wurde solch ein Radarsystem erstmalig zur dreidimensionalen Detektion und Trennung von Oberleitungen bei Trolley-Fahrzeugen eingesetzt.
- Neben der dreidimensionalen radarbasierten Bildgebung und Positionsbestimmung bietet das Radarsystem die Möglichkeit zur statischen Oberflächenbestimmung von ausgedehnten Objekten. Im Fall der Anwendung zur Volumenbestimmung von Schüttguthaufen wurde die Rekonstruktion der Oberfläche durch die zweidimensionale digitale Strahlformung demonstriert. Zur Korrektur und Prozessierung der empfangenen Daten wurden ein neu entwickeltes Verfahren vorgestellt sowie

verschiedene Interpolations- und Approximationstechniken zur Oberflächenrekonstruktion aufgezeigt. Die sogenannte LOESS-Regressionsanalyse erwies sich dabei aufgrund ihrer Robustheit als besonders vorteilhaft. Auf Basis dieses Verfahrens wurde noch eine Erweiterungsmöglichkeit zur Kombination mehrerer Messungen aus verschiedenen Messwinkeln vorgestellt.

Das Potential des entwickelten dreidimensional messfähigen Radarsystems einschließlich der Selbstkalibrierung und Auswerteverfahren wurde im Rahmen dieser Dissertation an diversen Leitapplikationen unterstrichen und die Industrie- und Praxistauglichkeit verifiziert. Damit eignet sich das Gesamtsystem aufgrund der sehr guten Eigenschaften und Testergebnisse für die Weiterentwicklung zu einem kommerziellen Produkt.

A. Anhang

A.1. Dekorrelationsverfahren

Für die Anwendung des MUSIC-Verfahrens müssen die Empfangssignale unkorreliert vorliegen. Ist dies nicht der Fall, so reduziert sich der Rang der Signalkovarianzmatrix auf eins und die Winkelschätzung ist nicht möglich. Mit den hier zusammengefassten Methoden zur Dekorrelation kann der volle Rang der Signalkovarianzmatrix bei periodischen Antennenarrays wiederhergestellt werden. Die Dekorrelationsverfahren werden anhand eines linear entlang der z-Achse angeordneten Antennenarrays mit M Antennen im Abstand von d_z dargestellt.

Die Methode der Vorwärts-Rückwärts-Mittelung ermöglicht die Wiederherstellung des Rangs der Kovarianzmatrix für den Fall von zwei kohärenten Signalen [PK89]. Basierend auf der Spiegelsymmetrie des Antennenarrays wird eine Rückwärtskovarianzmatrix aufgestellt. Dabei bleiben die Steuerungsvektoren bei Vertauschung der Reihenfolge der Antennen und komplexer Konjugierung bis auf einen Skalierungsfaktor gleich [KV96]:

$$\mathbf{J} \cdot \mathbf{a}^*(\theta) = e^{j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_z \cos \theta} \cdot \mathbf{a}(\theta) \quad (\text{A.1})$$

Dabei stellt die Matrix \mathbf{J} eine sogenannte Vertauschungsmatrix dar, mit Nullen auf der Hauptdiagonale und ansonsten Einsen. Die Rückwärtskovarianzmatrix ergibt sich zu

$$\mathbf{R}_r = \mathbf{J}\mathbf{R}^*\mathbf{J} = \mathbf{A}\Phi\mathbf{R}_s\Phi\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (\text{A.2})$$

mit $\Phi = \text{diag}(e^{j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_z \cos \theta_0}, \dots, e^{j(M-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_z \cos \theta_K})$ als Diagonalmatrix. Schließlich folgt für die gesamte Kovarianzmatrix, die nach Bild A.1(a) aus der Mittelung der Kovarianzmatrizen in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung

$$\mathbf{R}_{vr} = \frac{1}{2}(\mathbf{R} + \mathbf{J}\mathbf{R}^*\mathbf{J}) = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{R}}_s\mathbf{A}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}, \quad (\text{A.3})$$

mit der neuen Signalkovarianzmatrix

$$\tilde{\mathbf{R}}_s = \frac{1}{2}(\mathbf{R}_s + \Phi\mathbf{R}_s\Phi) \quad (\text{A.4})$$

gebildet wird. Demnach ermöglicht die Vorwärts-Rückwärts-Mittelung die Wiederherstellung des Rangs der Kovarianzmatrix im Fall von zwei korrelierten Signalen.

Eine weitere Möglichkeit zur Rangerhöhung beim Auftreten kohärenter Signale ist die räumliche Glättung [SWK85]. Dieses Verfahren nutzt die Verschiebesymmetrie des Antennenarrays aus. Zur Rekonstruktion des Rangs der Kovarianzmatrix wird die Antennengruppe bestehend aus M Elementen in B überlappende Untergruppen mit M_s Antennenelementen aufgeteilt. Wie in Bild A.1(b) dargestellt, besitzen die Untergruppen jeweils $M_s - 1$ gemeinsame Elemente. Die Kovarianzmatrix erhält man durch Mittelung der Kovarianzmatrizen der Untergruppen:

$$\mathbf{R}_{rg} = \frac{1}{B} \sum_{b=1}^B \mathbf{R}_b = \frac{1}{B} \sum_{b=1}^B \mathbf{F}_b \mathbf{R} \mathbf{F}_b^T \quad (\text{A.5})$$

Dabei beschreibt $\mathbf{F}_b = [\mathbf{0}_{M_s \times b-1} \mathbf{I}_{M_s} \mathbf{0}_{M_s \times B-b}]$ die Auswahlmatrix, welche die b -te Untergruppe aus dem gesamten Antennenarray ausschneidet. Allerdings reduziert sich die Dimension der Kovarianzmatrix \mathbf{R}_{rg} auf $M_s \times M_s$, wodurch diese nur noch eine Trennung von $K \leq M_s - 1$ Zielen erlaubt. Wird die Anzahl der Untergruppen mindestens gleich der Anzahl der korrelierten Signale gewählt, so kann der Rang der Signal-Kovarianzmatrix über die räumliche Glättung vollständig wiederhergestellt werden.

Durch die Kombination beider Verfahren können mit jeder der B Untergruppen zwei kohärente Signale aufgelöst werden. Damit ist eine Richtungsbestimmung von K Signalen mit $K \leq \frac{2}{3}N$ Antennen möglich.

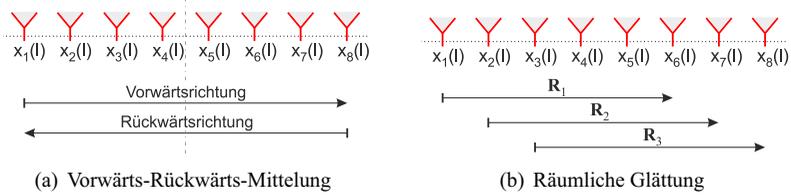


Bild A.1.: Darstellung der Verfahren zur Rangerhöhung der Kovarianzmatrix.

A.2. Detailansichten des aufgebauten Systems

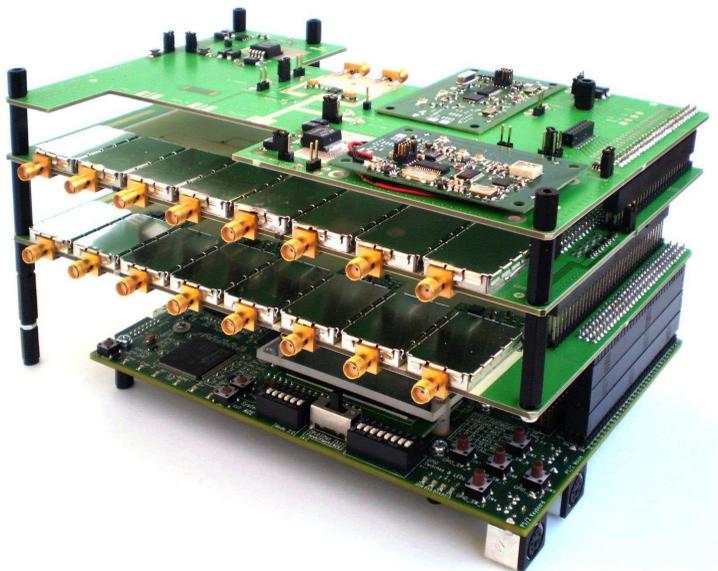


Bild A.2.: Hardwarestack bestehend aus Synthesizer-, Tx-, Rx- und FPGA-Modul (von oben nach unten).



Bild A.3.: Rückansicht des Radardemonstrators (ohne Antennen).

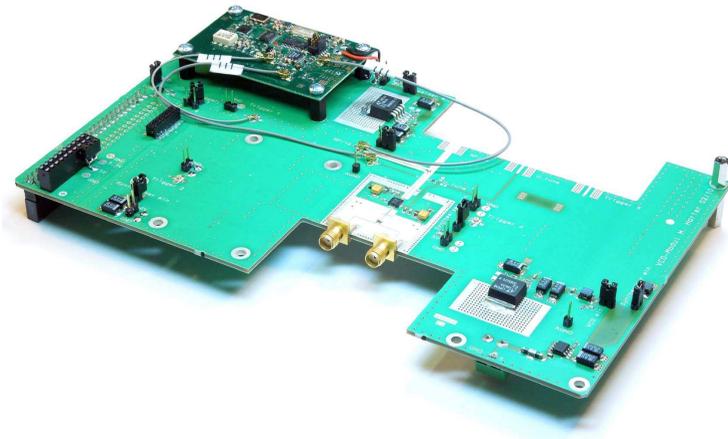


Bild A.4.: Oberseite des Synthesizer-Moduls mit VCO und aufgesetzter Phasengleichkreis-Platine.

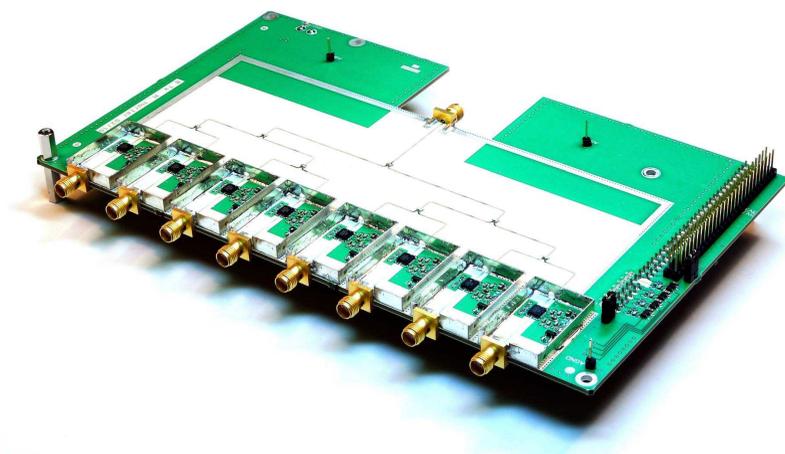


Bild A.5.: Oberseite des Tx-Moduls mit schaltbaren Verstärkern und Wilkinsonteilernetzwerk.

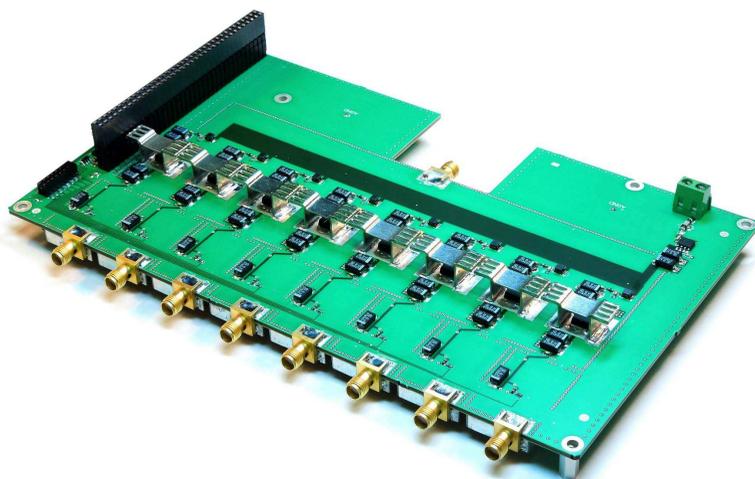


Bild A.6.: Unterseite des Tx-Moduls.

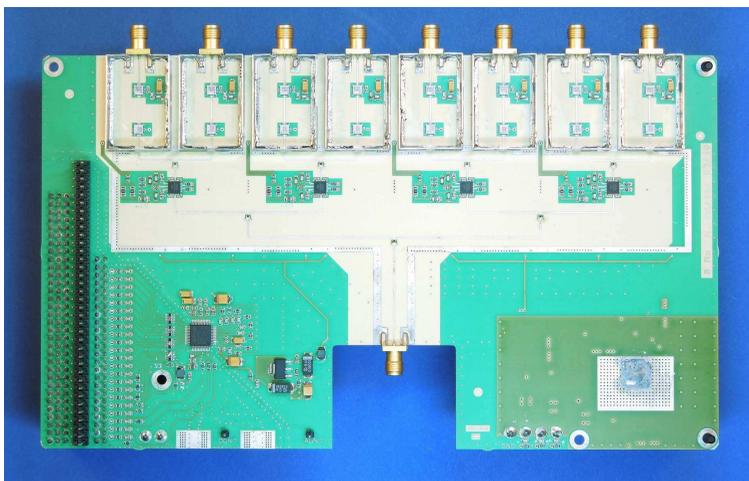


Bild A.7.: Oberseite des Rx-Moduls mit Eingangsverstärkern, Mischern, Wilkintonsteilernetzwerk und A/D-Wandler.

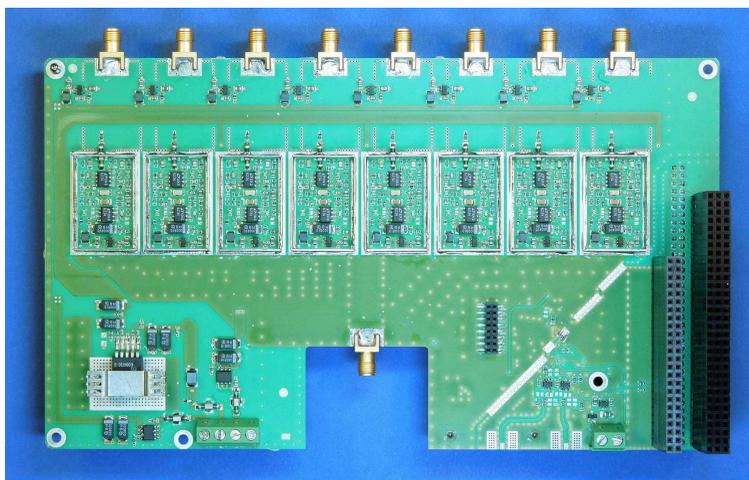


Bild A.8.: Unterseite des Rx-Moduls mit aktiven Bandpassfiltern.

A.3. Aktives Bandpassfilter

Das in den Empfangskanälen eingesetzte aktive Bandpassfilter ist inklusive der Bauteilwerte in Bild A.9 dargestellt. Das Filter ist mittels zweier Dual-Operationsverstärker realisiert, wobei die einzelnen Stufen jeweils als invertierende Verstärker mit einer Bezugsspannung von 2,5 V (halbe Versorgungsspannung) aufgebaut sind. Die erste Stufe des Bandpassfilters besteht aus einem kombinierten Hoch- und Tiefpass 1. Ordnung und wurde so dimensioniert, dass die Eingangsimpedanz im Nutzfrequenzbereich näherungsweise $50\ \Omega$ beträgt. Der Kondensator C2 wurde zur Unterdrückung hochfrequenter Störsignale vorgesehen. Die Gesamtverstärkung von 2430 des Bandpassfilters wurde so auf die einzelnen Stufen verteilt, dass sich jeweils bezüglich der Störempfindlichkeit der Schaltung und der Bias-Ströme der Operationsverstärkereingänge sinnvolle Bauteilwerte ergeben. Tendenziell wurde dabei den vorderen Stufen eine höhere Verstärkung gegeben, um die Rauschzahl günstig zu beeinflussen. So weist die erste Hoch-/Tiefpasskombination eine Verstärkung von -18,4 auf, die darauf folgende Stufe, die mit IC1B einen Hochpass 2. Ordnung bildet, einen Verstärkungsfaktor von -15. Der Kondensator C8, der sich am Ausgang von IC2B befindet, verhindert, dass der dem Nutzsignal durch Offsetspannungen überlagerte DC-Anteil der ersten beiden Stufen weiter verstärkt wird. Als dritte Stufe wurde mit IC2A ein Tiefpassfilter 2. Ordnung mit einem Verstärkungsfaktor von -8 realisiert. Darauf folgt mit IC2B ein weiteres Tiefpassfilter 2. Ordnung mit einem Verstärkungsfaktor von -1,1.

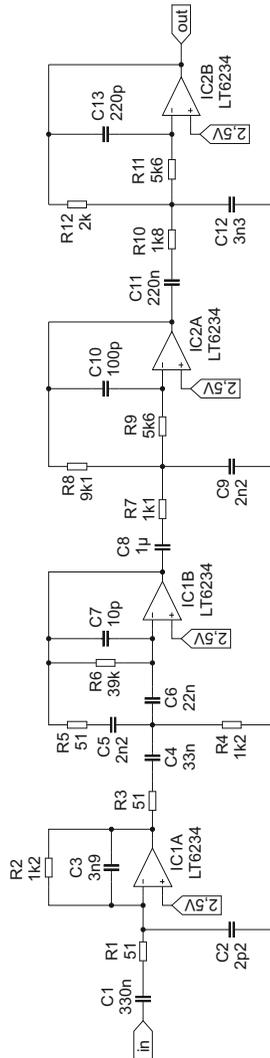


Bild A.9.: Aktives Bandpassfilter.

A.4. Verifikation der Rauschzahl nach der Y-Faktor Methode

Zur Bestimmung der Rauschzahl nach der Y-Faktor Messmethode [Poz05] wird eine Rauschquelle 346C von Agilent [Agi12] verwendet, die an den Eingang des Empfängers angeschlossen wird. Durch das Ein- und Ausschalten der Versorgungsspannung erzeugt diese zwei verschiedene Rauschleistungen, die den Rauschtemperaturen T_{on} und T_{off} entsprechen ($T_{\text{on}} > T_{\text{off}}$). Unter Berücksichtigung der Verstärkung G des Empfängers können die Rauschleistungen N_{on} und N_{off} am Ausgang des Empfangskanals wie folgt definiert werden:

$$N_{\text{on}} = Gk_{\text{B}}T_{\text{on}}B_{\text{Rx}} + Gk_{\text{B}}T_{\text{Rx}}B_{\text{Rx}} \quad (\text{A.6})$$

$$N_{\text{off}} = Gk_{\text{B}}T_{\text{off}}B_{\text{Rx}} + Gk_{\text{B}}T_{\text{Rx}}B_{\text{Rx}} \quad (\text{A.7})$$

Durch Division der beiden gemessenen Rauschleistungen wird der sogenannte Y-Faktor bestimmt:

$$Y = \frac{N_{\text{on}}}{N_{\text{off}}} = \frac{T_{\text{on}} + T_{\text{Rx}}}{T_{\text{off}} + T_{\text{Rx}}} \quad (\text{A.8})$$

Die Gleichung wird anschließend nach der äquivalenten Rauschtemperatur des Empfängers umgeformt

$$T_{\text{Rx}} = \frac{T_{\text{on}} - Y T_{\text{off}}}{Y - 1} \quad (\text{A.9})$$

und entsprechend in Gleichung (4.9) zur Bestimmung des Rauschfaktors des Empfängers eingesetzt:

$$F = 1 + \frac{T_{\text{Rx}}}{T_0} = 1 + \frac{T_{\text{on}}/T_0 - Y T_{\text{off}}/T_0}{Y - 1} \quad (\text{A.10})$$

Im Fall der verwendeten Rauschquelle entspricht die Rauschtemperatur T_{off} im ausgeschalteten Zustand der Temperatur T_0 des thermischen Rauschens. Damit lässt sich der Rauschfaktor des Empfängers mit $T_{\text{off}} = T_0$ zu

$$F = \frac{T_{\text{on}}/T_0 - 1}{Y - 1} \quad (\text{A.11})$$

und die Rauschzahl dementsprechend zu

$$NF = 10 \log \left(\frac{T_{\text{on}}}{T_0} - 1 \right) - 10 \log (Y - 1) \quad (\text{A.12})$$

$$= ENR - 10 \log (Y - 1) \quad (\text{A.13})$$

bestimmen. Mit *ENR* (engl. *Excess Noise Ratio*) wird das Überschussrauschen bzw. der Rauscherhöhungsfaktor der Rauschquelle bezeichnet, das mit $ENR = 13,61$ dB gegeben ist. Zur Bestimmung der Rauschzahl nach der Y-Faktor Messmethode wird das Radarsystem im CW-Mode bei 24,125 GHz betrieben. Bei eingeschalteter Rauschquelle lässt sich nur ein geringfügiges Ansteigen der Rauschleistung beobachten, welches durch die ähnlich großen Rauschzahlen von Rauschquelle und Empfänger begründet werden kann. Exemplarisch sind in Bild A.10 für den Empfangskanal 6 die gemessenen relativen Rauschleistungen sowie die aus mehreren Messungen gebildeten Mittelwerte bei ein- und ausgeschalteter Rauschquelle dargestellt. Daraus kann bei

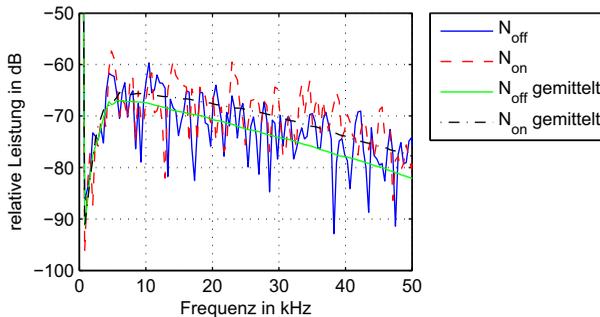


Bild A.10.: Gemessene Rauschleistungen bei ein- und ausgeschalteter Rauschquelle von Empfangskanal 6.

15 kHz, entsprechend der Maximalverstärkung des ZF-Filters, eine Differenz von 2,44 dB abgelesen werden. Durch Einsetzen der Differenz als Y-Faktor in Gleichung (A.13) ergibt sich eine Rauschzahl von $NF = 14,84$ dB. Mit der Y-Faktor Messmethode wurden die Rauschzahlen aller Empfangskanäle gemessen. Die jeweils gemittelten Werte sind in Bild A.11 über der Frequenz

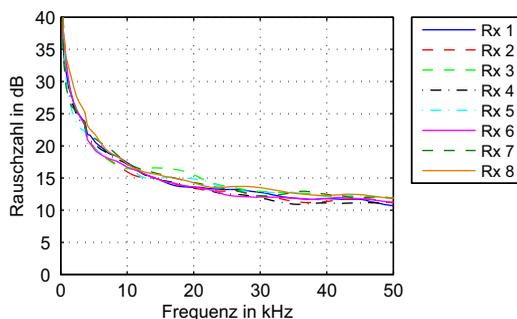


Bild A.11.: Nach der Y-Faktor Methode gemessene Rauschzahlen aller Empfangskanäle.

dargestellt. Geringfügige Schwankungen und Abweichungen können für alle Empfangskanäle gleichermaßen beobachtet werden. Lediglich für den Empfangskanal 3 (Rx 3) ist der Verlauf zwischen 10 und 20 kHz gegenüber den anderen Kanälen leicht erhöht. Generell resultieren die Abweichungen der gemessenen Rauschzahl zum theoretisch berechneten Wert aus den in der Rechnung nicht berücksichtigten Verbindungen mit SMA-Steckern und Kabeln. Des Weiteren führen die ähnlich großen Rauschzahlen von Rauschquelle und Empfänger zu Messungenauigkeiten, sodass mit der in Kapitel 4.3.2 vorgestellten Messmethode, unter Verwendung einer externen Signalquelle, ein der theoretisch berechneten Rauschzahl näherliegender Wert erzielt werden konnte.

A.5. Auswirkung der Bewegung auf die Winkelmessung

In einem dynamischen Szenario kann es bei der digitalen Strahlformung infolge der sequentiell geschalteten Sender zu Fehlern in der Winkelmessung kommen. Für den Fall eines 3D-DBF-Radars mit M geschalteten Sendern und N simultan empfangenden Empfängern können $M \cdot N$ Signale empfangen werden. Während der Zeitdauer eines Messzyklus, in dem die Sender nacheinander ein- und ausgeschaltet werden, kann sich das Messszenario verändern. Durch die in diesem Fall nicht mehr kohärenten Sendesignale kommt es zu Phasenfehlern, die wiederum zu einer fehlerbehafteten Winkelabbildung führen können. Trotz der Auslegung des Systems auf statische Szenarien soll der maximal auftretende Fehler in der Winkelmessung in Abhängigkeit von der Objektgeschwindigkeit und der Messdauer entsprechend den Ausführungen in [Sch07] für das 3D-DBF-Radar abgeschätzt werden. Dazu muss zwischen einer radialen und einer tangentialen Bewegung unterschieden werden:

- **Radiale Bewegung**

Bewegt sich das Objekt im Fernfeld mit einer radialen Geschwindigkeit $v_{r,rel}$ relativ zum Radarsystem, kommt es neben der Dopplerfrequenz f_D auch zu einer Entfernungsänderung. Von dem Zeitpunkt ab dem ein Sender aktiv ist, bis zu dem Zeitpunkt ab dem der nächste Sender aktiv ist, hat sich das Objekt um die Strecke Δs bewegt. Werden die Sender sequentiell mit der Frequenzrampe der Dauer T geschaltet, so ergibt sich mit einer Rampenwiederholrate (engl. *Ramp Repetition Frequency*, RRF) von $RRF = 1/T$ die einfache Wegdifferenz von $\Delta s = v_{r,rel}/RRF$ zwischen zwei aufeinanderfolgenden Sendesignalen. Die Auswirkung auf die Winkelabbildung soll anhand von Gleichung (3.39) veranschaulicht werden. In der Winkelprozessierung wird die radiale Bewegung durch Ersetzen von f_0 mit $f_0 + f_D$ berücksichtigt:

$$\begin{aligned}
 f_C(\theta_0, \psi_0) &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{+j2\pi \frac{f_0}{c_0} m d_z (\cos \theta_k - \cos \theta_0)} \underbrace{e^{+j2\pi \frac{f_D}{c_0} m d_z \cos \theta_k}}_{\text{Doppler-Term}} \\
 &\quad \underbrace{e^{-j2\pi \frac{f_0 + f_D}{c_0} 2m \Delta s}}_{\text{Bewegungsterm}} \\
 &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{+j2\pi \frac{f_0}{c_0} n d_x (\sin \theta_k \cos \psi_k - \sin \theta_0 \cos \psi_0)} \\
 &\quad \underbrace{e^{+j2\pi \frac{f_D}{c_0} n d_x \sin \theta_k \cos \psi_k}}_{\text{Doppler-Term}} \\
 &= \frac{\sin \left(\frac{\pi M}{\lambda} d_z \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) (\cos \theta_k + \frac{2\Delta s}{d_z}) - \cos \theta_0 \right) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} d_z \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) (\cos \theta_k + \frac{2\Delta s}{d_z}) - \cos \theta_0 \right) \right)} \\
 &\quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Sendegruppe}} \\
 &\quad \cdot \frac{\sin \left(\frac{\pi N}{\lambda} d_x \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) (\sin \theta_k \cos \psi_k) - \sin \theta_0 \cos \psi_0 \right) \right)}{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} d_x \left(\left(1 + \frac{f_D}{f_0} \right) (\sin \theta_k \cos \psi_k) - \sin \theta_0 \cos \psi_0 \right) \right)} \\
 &\quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{Empfangsgruppe}}
 \end{aligned} \tag{A.14}$$

Da die Empfänger simultan arbeiten, wird der Empfangsgruppenfaktor nur durch den Doppler-Effekt beeinflusst. Der Faktor $1 + f_D/f_0$ kann über $f_D/f_0 = 2v_{\text{rel}}/c_0$ mit $1 + \frac{f_D}{f_0} \approx 1$ angenähert werden. Demnach hat der Doppler-Effekt nur einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf die empfangsseitige Winkelprozessierung. In gleicher Weise lässt sich auch der Faktor $1 + f_D/f_0$ im Sendegruppenfaktor nähern. Letztendlich ist der Summand in der Sendegruppe ausschlaggebend für eine Fehlausrichtung in der Winkelabbildung. Das Maximum des Sendegruppenfaktors entsteht, wenn das Argument der Sinus-Funktion gleich null ist. Daraus folgt:

$$\theta_k = \arccos \left(\cos \theta_0 - \frac{2\Delta s}{d_z} \right) \tag{A.15}$$

Die maximale Fehlausrichtung $\Delta\theta_{\max} = |\theta_k - \theta_0|$ bestimmt sich aus der Differenz zwischen dem tatsächlichen Winkel und dem Fokussierungswinkel. Für das realisierte Radarsystem mit einem Sendeantennenabstand von $d_z = 14,2$ mm und einer gewählten Rampendauer von $T = 2,5$ ms kommt es bei einer Geschwindigkeit von 5 km/h und einem Fokussierungswinkel von $\theta_0 = 90^\circ$ zu einer Verschiebung des Hauptmaximums um $\Delta\theta_{\max} = 29,3^\circ$. Daraus wird deutlich, dass die gewählte Rampenwiederholrate für ein dynamisches Szenario nicht ausreichend hoch ist. Um z.B. eine Winkelverschiebung von $\Delta\theta_{\max} < 5^\circ$ auch am Rand des Eindeutigkeitsbereichs zu garantieren, müsste die Rampenwiederholrate zu $RRF = 2,5$ kHz bzw. die Rampendauer zu $T = 400$ μ s gewählt werden.

- **Tangentiale Bewegung**

Auch die tangentielle Bewegung hat eine Auswirkung auf die Winkelbestimmung mit den sequentiell geschalteten Sendern. Bewegt sich ein Objekt konstant mit der relativen Geschwindigkeit $v_{t,\text{rel}}$ tangential zum Radar, so verschiebt sich das Zielobjekt in einer Entfernung von r_k zwischen zwei aufeinanderfolgenden Sendesignale um

$$\Delta\theta = \frac{v_{t,\text{rel}}}{r_k RRF} \quad (\text{A.16})$$

bei einer Rampenwiederholrate von $RRF = 1/T$. Folglich kommt es in der Winkelprozessierung nach Gleichung (3.39), aufgrund der unterschiedlichen Phasenlagen der sequentiell geschalteten Sendesignale, zu einer Verschiebung des Hauptmaximums innerhalb des Sendegruppenfaktors:

$$f_C(\theta_0, \psi_0) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{+j \frac{2\pi}{\lambda} m d_z (\cos(\theta_k + (m-1)\Delta\theta) - \cos \theta_0)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{+j \frac{2\pi}{\lambda} n d_x (\sin \theta_k \cos \psi_k - \sin \theta_0 \cos \psi_0)} \quad (\text{A.17})$$

Im Fall eines Fußgängers in einer Entfernung von z.B. $r_k = 5$ m und

einer tangentialen Geschwindigkeit von $v_{t,rel} = 5 \text{ km/h}$ beträgt die Winkelverschiebung $\Delta\theta = 0,04^\circ$ bei der gewählten Rampenwiederholrate von $RRF = 400 \text{ Hz}$. Damit kommt es zu einer Verschiebung des Hauptmaximums im Winkelspektrum um $\Delta\theta_{max} = 0,3^\circ$ bei einem Fokussierungswinkel von $\theta_0 = 90^\circ$.

Im Vergleich zu der radialen Bewegung hat die tangentielle Bewegung einen deutlich geringeren Einfluss auf die Fehlausrichtung der Hauptkeule. Um auch dynamische Messszenarien berücksichtigen zu können, ist daher die radiale Bewegung für die Auslegung der Rampendauer bzw. Rampenwiederholrate maßgebend.

Literaturverzeichnis

- [AG12] Continental AG. ARS 300 Fernbereichs Radar Sensor 77 GHz Datenblatt. <http://www.conti-online.com>, May 2012.
- [Agi12] Agilent Technologies. Operating and Service Manual: Agilent 346A/B/C Noise Source. <http://www.home.agilent.com>, Jan. 2012.
- [ALGGVA⁺12] Y. Alvarez-Lopez, C. Garcia-Gonzalez, C. Vazquez-Antuna, S. Ver-Hoeye, and F. Las Heras Andres. Frequency Scanning Based Radar System. *Progress In Electromagnetics Research*, 132:275–296, 2012.
- [All61] J. L. Allen. Phased Array Radar Studies. Technical Report 236, MIT Lincoln Lab, Jul. 1961.
- [Ana11a] Analog Devices. ADF4106 PLL Frequency Synthesizer. <http://www.analog.com>, May 2011.
- [ANA11b] ANALOGIC Tech. AAT4900 Buffered Power Half-Bridge. <http://www.analogictech.com>, May 2011.
- [Bal05] C. A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 3rd edition, 2005.
- [BC05] F. Bu and C.-Y. Chan. Pedestrian Detection in Transit Bus Application: Sensing Technologies and Safety Solutions. In *Proceedings of IEEE Intelligent Vehicles Symposium*, pages 100–105, Jun. 2005.
- [Bes03] R. E. Best. *Phase Locked Loops: Design, Simulation and Applications*. Electronics Engineering. McGraw-Hill, 2003.
- [BM08] I. N. Bronstein and G. Musiol. *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, 2008.

- [Bro91] E. Brookner. *Practical Phased Array Antenna Systems*. Artech House, 1991.
- [Bru03] D. Brumbi. *Grundlagen der Radartechnik zur Füllstandsmessung*. Krohne Messtechnik GmbH & Co. KG, 2003.
- [Bun13] Bundesnetzagentur. Allgemeinzuteilung von Frequenzen. www.bundesnetzagentur.de, 2013.
- [CCS73] K. Carver, W. Cooper, and W. Stutzman. Beam-Pointing Errors of Planar-Phased Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21(2):199–202, Mar. 1973.
- [Cle79] W. S. Cleveland. Robust Locally Weighted Regression and Smoothing Scatterplots. *Journal of the American Statistical Association*, 74(368):829–836, Dec. 1979.
- [Com12] Computer Simulation Technology. CST Microwave Studio. <http://www.cst.com/>, 2012.
- [Dep13] Department of Transportation. Puffin Crossings, Good Practice Guide, Release 1. <http://assets.dft.gov.uk/publication>, Sep. 2013.
- [Dig13] Digitale Medien-Bibliothek 123RF. <http://www.123rf.com>, 2013.
- [DKB+12] J. Dickmann, J. Klappstein, H.-L. Bloecher, M. Muntzinger, and H. Meinel. Automotive radar- ”quo vadis?”. In *Proceedings of European Radar Conference (EuRAD)*, pages 18–21, Oct. 2012.
- [DL06] B. J. Donnet and I. D. Longstaff. MIMO Radar, Techniques and Opportunities. In *Proceedings of the European Radar Conference (EuRAD)*, pages 112–115, Sep. 2006.
- [End05] Endress + Hauser Messtechnik GmbH + Co. KG. Relative Dielektrizitätskonstante ϵ_r (DK-Werte) von flüssigen und festen Medien. <http://www.de.endress.com>, Nov. 2005.

- [End12] Endress+Hauser Messtechnik GmbH+Co. KG. Kontinuierliche Füllstandsmessung in Flüssigkeiten und Schüttgütern, Auswahl- und Projektierungshilfe für die Prozessindustrie. <http://www.de.endress.com>, Jun. 2012.
- [Fer10] A. Ferjeni. Untersuchung unterschiedlicher Frequenzsynthesizer-Konzepte zum Einsatz im FMCW-Radar. Diplomarbeit, Fachhochschule Kaiserslautern, Mär. 2010.
- [FGC13] J. Fortuny-Guasch and J.-M. Chareau. Radar Cross Section Measurements of Pedestrian Dummies and Humans in the 24/77 GHz Frequency Bands. JRC Scientific and Policy Reports, Joint Research Centre Ispra, 2013.
- [FH05] R. W. Freund and R. H. W. Hoppe. *Stoer/Bulirsch: Numerische Mathematik 1*. Springer, 2005.
- [FHS+08] R. Feger, A. Haderer, S. Schuster, S. Scheiblhofer, and A. Stelzer. A Four Channel 24-GHz FMCW Radar Sensor with Two-Dimensional Target Localization Capabilities. In *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 125–128, Jun. 2008.
- [Fin12] M. Fink. Untersuchung eines 2D-Digital Beamforming Radars zur Volumenbestimmung von Schüttgütern. Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Okt. 2012.
- [FOX13] FOX. Crystal Oscillator, FXO-LC73 SERIES, 3.3 V, 0.75 MHz - 1.35 GHz. <http://www.foxonline.com>, Oct. 2013.
- [Fri44] H. T. Friis. Noise Figures of Radio Receivers. *Proceedings of the IRE*, 32(7):419–422, Jul. 1944.
- [FW88] B. Friedlander and A. J. Weiss. Eigenstructure Methods for Direction Finding with Sensor Gain and Phase Uncertainties. In *Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pages 2681–2684, Apr. 1988.

- [FW91] B. Friedlander and A. J. Weiss. Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 39(3):273–284, Mar. 1991.
- [GA12] K. Goel and N. Adam. Three-Dimensional Positioning of Point Scatterers Based on Radargrammetry. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 50(6):2355–2363, Jun. 2012.
- [GN11] S. Gogineni and A. Nehorai. Monopulse MIMO Radar for Target Tracking. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 47:755–768, Jan. 2011.
- [Gri91] H. D. Griffiths. The Effect of Phase and Amplitude Errors in FM Radar. In *Proceedings of IEE Colloquium on High Time-Bandwidth Product Waveforms in Radar and Sonar*, pages 9/1–9/5, May 1991.
- [GS11] F. Gumbmann and L. Schmidt. Millimeter-Wave Imaging with Optimized Sparse Periodic Array for Short-Range Applications. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 49(10):3629–3638, Oct. 2011.
- [GW98] N. Geng and W. Wiesbeck. *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation: Funknetzplanung unter realen physikalischen Ausbreitungsbedingungen*. Information und Kommunikation. Springer, Berlin, 1998.
- [Han09] R. C. Hansen. *Phased Array Antennas*. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. John Wiley & Sons, 2009.
- [Har78] F. J. Harris. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. *Proceedings of the IEEE*, 66(1):51–83, Jan. 1978.
- [HBT83] R. C. Heimiller, J. E. Belyea, and P. G. Tomlinson. Distributed Array Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, AES-19(6):831–839, Nov. 1983.

- [HDS⁺10] G. R. Hiertz, D. Denteneer, L. Stibor, Y. Zang, X. P. Costa, and B. Walke. The IEEE 802.11 Universe. *IEEE Communications Magazine*, 48(1):62–70, Jan. 2010.
- [Hit06] Hittite Microwave Corporation. HMC3410LP4E MMIC VCO with RF/2 & DIV/16 RF Output, Advanced Product Summary, 2006.
- [Hit11] Hittite Microwave Corporation. HMC944LC4 GaAs MMIC SP4T Reflective Switch 23-30 GHz. <http://www.hittite.com>, Apr. 2011.
- [Hit13a] Hittite Microwave Corporation. HMC292LC3B GaAs MMIC Fundamental Mixer SMT 16-30 GHz. <http://www.hittite.com>, Mar. 2013.
- [Hit13b] Hittite Microwave Corporation. HMC341LC3B Low Noise Amplifier SMT 21-29 GHz. <http://www.hittite.com>, Mar. 2013.
- [HKS⁺14] M. Harter, J. Kowalewski, L. Sit, M. Jalilvand, A. Zirotf, and T. Zwick. 3D Radar Surveillance of Humans for Safety and Security Applications. In *Proceedings of German Microwave Conference (GeMIC)*, pages 1–4, Mar. 2014.
- [HKZ10] M. Harter, A. Kornbichler, and T. Zwick. A Modular 24 GHz Radar Sensor for Digital Beamforming on Transmit and Receive. In *Proceedings of European Radar Conference (EuRAD)*, pages 507–510, Oct. 2010.
- [HMS⁺13] M. Harter, T. Mahler, T. Schipper, A. Zirotf, and T. Zwick. 2-D Antenna Array Geometries for MIMO Radar Imaging by Digital Beamforming. In *Proceedings of European Radar Conference (EuRAD)*, Oct. 2013.
- [HS11] S. Hesse and G. Schnell. *Sensoren für die Prozess- und Fabrikautomation: Funktion - Ausführung - Anwendung*. Vieweg Verlag, 2011.
- [Hsi85] J. K. Hsiao. Design of Error Tolerance of a Phased Array. *Electronics Letters*, 21(19):834–836, Sep. 1985.

- [HSZ⁺12] M. Harter, T. Schipper, L. Zwirello, A. Zirotff, and T. Zwick. 24 GHz Digital Beamforming Radar with T-Shaped Antenna Array for Three-Dimensional Object Detection. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 4:327–334, Jun. 2012.
- [HSZ⁺13] M. Harter, T. Schipper, L. Zwirello, A. Zirotff, and T. Zwick. Detection of Overhead Contact Lines with a 2D-Digital-Beamforming Radar System for Automatic Guidance of Trolley Trucks. *International Journal of Vehicular Technology*, Jan. 2013.
- [HZ11] M. Harter and T. Zwick. An FPGA Controlled Digital Beamforming Radar Sensor with Three-Dimensional Imaging Capability. In *Proceedings of International Radar Symposium (IRS)*, pages 441–446, Sep. 2011.
- [HZZ⁺12] M. Harter, L. Zwirello, T. Schipper, A. Zirotff, and T. Zwick. A Novel Sensing Method for Automatic Guidance of Trolley Vehicles Based on Digital Beamforming Radar. In *Proceedings of IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, Nov. 2012.
- [HZZ11] M. Harter, A. Zirotff, and T. Zwick. Three-Dimensional Radar Imaging by Digital Beamforming. In *Proceedings of European Radar Conference (EuRAD)*, pages 17–20, Oct. 2011.
- [Ind12] Indurad GmbH. 2D Radar Solutions. <http://indurad.de>, Jun. 2012.
- [JLW⁺11] H. S. Jung, Z. Lu, J.-S. Won, M. P. Poland, and A. Miklius. Mapping Three-Dimensional Surface Deformation by Combining Multiple-Aperture Interferometry and Conventional Interferometry: Application to the June 2007 Eruption of Kilauea Volcano, Hawaii. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 8(1):34–38, Jan. 2011.
- [Joh28] J. B. Johnson. Thermal Agitation of Electricity in Conductors. *Physical Review*, 32:97–109, Jul. 1928.

- [KBR⁺04] W. G. Koellner, G. M. Brown, J. Rodriguez, J. Pontt, P. Cortes, and H. Miranda. Recent Advances in Mining Haul Trucks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2):321–329, 2004.
- [KE08] U. Kiencke and R. Eger. *Messtechnik*. Springer-Verlag, Berlin, 2008.
- [Keh94] J. Kehrbeck. *Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung - System-Modellierung und Verifikation*. Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, 1994.
- [KFL11] T. Klein, M. Faassen, and A. Lauer. Radar-Based Surveillance of Persons from an Elevated, Tilted Position using a Two Channel 24 GHz FMCW Radar System. In *Proceedings of International Radar Symposium (IRS)*, pages 725–730, 2011.
- [Kir12] M. Kircher. Erfassung von Personen im dreidimensionalen Raum mittels eines 2D-Digital Beamforming Radars. Bachelorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, Jan. 2012.
- [KK11] K. D. Kammeyer and K. Kroschel. *Digitale Signalverarbeitung*. Springer Vieweg, 2011.
- [Kor06] A. Kortke. *Analyse und Kalibration von linearen Microstrip-Patch-Antennenarrays*. Dissertation, TU Berlin, 2006.
- [Kro11] Krohne Messtechnik GmbH. Optiwave 6300 C Technisches Datenblatt. <http://www.krohne-downloadcenter.com>, Jun. 2011.
- [KV96] H. Krim and M. Viberg. Two Decades of Array Signal Processing Research: The Parametric Approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(4):67–94, Jul. 1996.
- [LE06] Y. Li and M.-H. Er. Theoretical Analyses of Gain and Phase Error Calibration with Optimal Implementation for Linear

- Equispaced Array. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(2):712–723, Feb. 2006.
- [Lee89] M. L. Lees. Digital Beamforming Calibration for FMCW Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 25:281–284, Mar. 1989.
- [Lei10] Leica Geosystems AG. Leica HDS 6200 Datasheet. <http://www.leica-geosystems.com>, Jun. 2010.
- [Lin13] Linear Technology. LT6234 Low Noise Amplifier. <http://www.linear.com/product/LT6234>, Jan. 2013.
- [Lon83] M. W. Long. *Radar Reflectivity of Land and Sea*. Artech House, 1983.
- [LS08] J. Li and P. Stoica. *MIMO Radar Signal Processing*. John Wiley & Sons, 2008.
- [Lud93] A. Ludloff. *Handbuch Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg Verlag, 1993.
- [LV92] F. Li and R. J. Vaccaro. Sensitivity Analysis of DOA Estimation Algorithms to Sensor Errors. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 28(3):708–717, Jul. 1992.
- [LXPX07] G. Li, J. Xu, Y.-N. Peng, and X.-G. Xia. Location and Imaging of Moving Targets using Nonuniform Linear Antenna Array SAR. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 43(3):1214–1220, Jul. 2007.
- [Mai05] R. J. Mailloux. *Phased Array Antenna Handbook*. Artech House, 2nd edition, 2005.
- [Man11] K. Manston. The Challenge of Using Radar for Pedestrian Detection. <http://www.siemens.co.uk/traffic>, 2011.
- [Mat86] B. Mathews. Nonlinearities in Digital Manifold Phased Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(11):1346–1355, Nov. 1986.

- [MAX13] MAXIM. MAX1316 8-Channel 14-Bit, Simultaneous-Sampling ADCs with +5V Analog Input Ranges. <http://www.maximintegrated.com>, 2013.
- [May08] W. Mayer. *Abbildender Radarsensor mit sendeseitig geschalteter Gruppenantenne*. Dissertation, Universität Ulm, 2008.
- [Maz11] J. Mazumdar. Performance Improvement of Mining Haul Trucks Operating on Trolley Systems. In *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pages 1–6, 2011.
- [Men99] R. Mende. *Radarsysteme zur automatischen Abstandsregelung in Automobilen*. Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, Jul. 1999.
- [MGNR12] T. Müller-Gronbach, E. Novak, and K. Ritter. *Monte Carlo-Algorithmen*. Springer-Lehrbuch Masterclass. Springer, 2012.
- [ML53] B. Y. Mills and A. Little. A High-Resolution Aerial System of a New Type. *Australian Journal of Physics*, 6:272–278, May 1953.
- [Mül90] R. Müller. *Rauschen*. Springer-Verlag, 1990.
- [MMG⁺04] W. Mayer, M. Meilchen, W. Grabherr, P. Nuchter, and R. Guhl. Eight-Channel 77-GHz Front-End Module with High-Performance Synthesized Signal Generator for FM-CW Sensor Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(3):993–1000, 2004.
- [MR06] D. G. Macfarlane and D. A. Robertson. A 94 GHz Real Aperture 3D Imaging Radar. In *Proceedings of European Radar Conference (EuRAD)*, pages 154–157, Sep. 2006.
- [MWM03] W. Mayer, M. Wetzel, and W. Menzel. A Novel Direct-Imaging Radar Sensor with Frequency Scanned Antenna. In *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 3, pages 1941–1944, Jun. 2003.

- [NLFG⁺05] G. Nico, D. Leva, J. Fortuny-Guasch, G. Antonello, and D. Tarchi. Generation of Digital Terrain Models with a Ground-Based SAR System. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 43(1):45–49, Jan. 2005.
- [NPM⁺07] L. Noferini, M. Pieraccini, D. Mecatti, G. Macaluso, G. Luzi, and C. Atzeni. DEM by Ground-Based SAR Interferometry. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 4(4):659–663, Oct. 2007.
- [NS96] B. C. Ng and C. M. S. See. Sensor-Array Calibration Using a Maximum-Likelihood Approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(6):827–835, Jun. 1996.
- [NWM⁺07] K. Nienhaus, R. Winkel, W. Mayer, A. Gronau, and W. Menzel. An Experimental Study on Using Electronically Scanning Microwave Radar Systems on Surface Mining Machines. In *Proceedings of IEEE Radar Conference*, pages 509–512, Apr. 2007.
- [Nyq28] H. Nyquist. Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors. *Physical Review*, 32:110–113, Jul. 1928.
- [OA09] R. R. Obaid and R. H. Ahmad. Automatic Guidance System for Trolley-Powered Mining Haul Trucks. In *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pages 1–6, 2009.
- [Off12] Microsoft Office. Lastwagen. <http://office.microsoft.com>, 2012.
- [PK85] A. Paulraj and T. Kailath. Direction of Arrival Estimation by Eigenstructure Methods with Unknown Sensor Gain and Phase. In *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 10, pages 640–643, Apr. 1985.
- [PK89] S. U. Pillai and B. H. Kwon. Forward/Backward Spatial Smoothing Techniques for Coherent Signal Identification. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 37(1):8–15, Jan. 1989.

- [PK91] J. Pierre and M. Kaveh. Experimental Performance of Calibration and Direction-Finding Algorithms. In *Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pages 1365–1368, May 1991.
- [PLK11] F. Puente León and U. Kiencke. *Messtechnik: Systemtheorie für Ingenieure und Informatiker*. Springer, 2011.
- [Poz05] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2005.
- [PRK86] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath. A Subspace Rotation Approach to Signal Parameter Estimation. *Proceedings of the IEEE*, 74(7):1044–1046, Jul. 1986.
- [PSGV03] M. Pichler, A. Stelzer, P. Gulden, and M. Vossiek. Influence of Systematic Frequency-Sweep Non-Linearity on Object Distance Estimation in FMCW/FSCW Radar Systems. In *Proceedings of European Microwave Conference (EuMC)*, volume 3, pages 1203–1206, Oct. 2003.
- [QLZ03] L. Qiong, G. Long, and Y. Zhongfu. An Overview of Self-Calibration in Sensor Array Processing. In *Proceedings of 6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, pages 279–282, Oct. 2003.
- [RH01] D. J. Rabideau and L. C. Howard. Mitigation of Digital Array Nonlinearities. In *Proceedings of the IEEE Radar Conference*, pages 175–180, May 2001.
- [Ric44] S. O. Rice. Mathematical Analysis of Random Noise. *Bell System Technical Journal*, page 24, Jul. 1944.
- [RM00] A. Reigber and A. Moreira. First Demonstration of Airborne SAR Tomography Using Multibaseline L-Band Data. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 38(5):2142–2152, Sep. 2000.
- [RM01] H. Rohling and M.-M. Meinecke. Waveform Design Principles for Automotive Radar Systems. In *Proceedings of*

- CIE International Conference on Radar*, pages 1–4, Oct. 2001.
- [RMS88] Y. Rockah, H. Messer, and P. M. Schultheiss. Localization Performance of Arrays Subject to Phase Errors. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 24(4):402–410, Jul. 1988.
- [Rog07] Rogers Corporation. RO4000® Series High Frequency Circuit Materials Data Sheet. <http://www.rogerscorp.com>, 2007.
- [RPK86] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath. ESPRIT-A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cisoids in Noise. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 34(5):1340–1342, Oct. 1986.
- [RSWW10] M. D. Richter, M. Schneider, P. Wenig, and R. Weigel. 77 GHz Automotive Digital Beamforming Radar with SiGe Chipset. In *Proceedings of German Microwave Conference*, pages 210 – 213, Mar. 2010.
- [Ruz52] J. Ruze. Physical Limitations on Antennas. Technical report, Research Laboratory for Electronics, Massachusetts Institute of Technology (MIT), May 1952.
- [Ruz97] J. Ruze. Pattern Degradation of Space Fed Phased Arrays. Technical report, Research Laboratory for Electronics, Massachusetts Institute of Technology (MIT), Dec. 1997.
- [SA89] P. Stoica and N. Arye. MUSIC, Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 37(5):720–741, May 1989.
- [Sch86] R. Schmidt. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(3):276–280, Mar. 1986.
- [Sch98] R. Schneider. *Modellierung der Wellenausbreitung für ein bildgebendes Kfz-Radar*. Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, 1998.

- [Sch02] C. Schenk. *Halbleiter-Schaltungstechnik: Nachrichtentechnische Schaltungen*. Springer Verlag, 2002.
- [Sch07] K. Schuler. *Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-Nahbereichs-Radar-Sensorik*. Dissertation, Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE), Universität Karlsruhe (TH), 2007.
- [Sch10] M. Schoor. *Hochauflösende Winkelschätzung für automobile Radarsysteme*. Dissertation, Universität Stuttgart, Jan. 2010.
- [SFWS09] C. M. Schmid, R. Feger, C. Wagner, and A. Stelzer. Design of a Linear Non-Uniform Antenna Array for a 77-GHz MIMO FMCW Radar. In *Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning and RFID*, pages 1–4, Sep. 2009.
- [SH90] H. Steyskal and J. S. Herd. Mutual Coupling Compensation in Small Array Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 38(12):1971–1975, Dec. 1990.
- [Sie12] Siemens AG. Mit eHighway in die Zukunft, Innovative Lösungen für den Straßengüterverkehr. <http://www.siemens.de/mobility>, 2012.
- [Sie13a] Siemens AG. Heimdall Traffic Detector Family. <http://www.siemens.co.uk/traffic>, Sep. 2013.
- [Sie13b] Siemens AG. Sensoriksysteme - Füllstandsmessung. <http://www.automation.siemens.com>, 2013.
- [SK92] A. L. Swindlehurst and T. Kailath. A Performance Analysis of Subspace-Based Methods in the Presence of Model Errors. I. The MUSIC Algorithm. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(7):1758–1774, Jul. 1992.
- [Sko08] M. Skolnik. *Radar Handbook*. Electronics Electrical Engineering. McGraw-Hill Education, 3rd edition, 2008.

- [SL00] Y. H. Sng and Y. Li. Fast Algorithm for Gain and Phase Error Calibration of Linear Equi-Spaced (LES) Array. In *Proceedings of International Conference on Signal Processing Proceedings (WCCC-ICSP)*, volume 1, pages 441–444, Aug. 2000.
- [SS91] B. D. Steinberg and H. M. Subbaram. *Microwave Imaging Techniques*. John Wiley and Sons, 1991.
- [SS07] F. Sellone and A. Serra. A Novel Online Mutual Coupling Compensation Algorithm for Uniform and Linear Arrays. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(2):560–573, Feb. 2007.
- [ST98] W. L. Stutzmann and G. A. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 1998.
- [Sto92] A. G. Stove. Linear FMCW Radar Techniques. *IEE Proceedings of Radar and Signal Processing*, 139(5):343–350, Oct. 1992.
- [Stu12] C. Sturm. *Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, 2012.
- [SW11] C. Sturm and W. Wiesbeck. Waveform Design and Signal Processing Aspects for Fusion of Wireless Communications and Radar Sensing. *Proceedings of the IEEE*, 99(7):1236–1259, Jul. 2011.
- [SWK85] T.-J. Shan, M. Wax, and T. Kailath. On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 33(4):806–811, Aug. 1985.
- [SWR12] SWR Engineering und VEGA. Kontinuierliche Füllstandsmessung. Broschüre, Jun. 2012.
- [TCP13] A Lightweight TCP/IP Stack - Zusammenfassung. <http://savannah.nongnu.org/projects/lwip/>, Apr. 2013.

- [The12] The MathWorks, Inc. Matlab Curve Fitting Toolbox Manual: Filtering and Smoothing Data. <http://www.mathworks.com>, Jul. 2012.
- [TWK98] M. Thumm, W. Wiesbeck, and S. Kern. *Hochfrequenzmesstechnik: Verfahren und Messsysteme*. Vieweg+Teubner Verlag, 1998.
- [UD89] F. T. Ulaby and C. Dobson. *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Artech House Remote Sensing Library. Artech House, Incorporated, 1989.
- [Uni11a] United Monolithic Semiconductors. CHS2411-QDG Reflective SP4T Switch 23-26 GHz. <http://www.ums-gaas.com>, Mar. 2011.
- [Uni11b] United Monolithic Semiconductors. CHS3688-QDG Low Noise Amplifier 12.5-30 GHz. <http://www.ums-gaas.com>, Mar. 2011.
- [USA12] Hutnyak Consulting USA. Trolley History. <http://www.hutnyak.com/Trolley/trolleyhistory.html>, 2012.
- [VGA⁺13] C. Vazquez, C. Garcia, Y. Alvarez, S. Ver-Hoeye, and F. Las-Heras. Near Field Characterization of an Imaging System Based on a Frequency Scanning Antenna Array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(5):2874–2879, May 2013.
- [VHNM96] M. Vossiek, P. Heide, M. Nalezinski, and V. Magori. Novel FMCW Radar System Concept with Adaptive Compensation of Phase Errors. In *Proceedings of European Microwave Conference (EuMC)*, volume 1, pages 135–139, Sep. 1996.
- [Vis05] H. J. Visser. *Array and Phased Array Antenna Basics*. John Wiley & Sons, 2005.
- [VLL09] M. Viberg, M. Lanne, and A. Lundgren. *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*, chapter Calibration in Array Processing. Elsevier Science, 2009.

- [VS94] M. Viberg and A. L. Swindlehurst. A Bayesian Approach to Auto-Calibration for Parametric Array Signal Processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42(12):3495–3507, Dec. 1994.
- [vT02] H. L. van Trees. *Optimum Array Processing, Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley, 2002.
- [Wat92] D. F. Watson. *Contouring: A Guide to the Analysis and Display of Spatial Data*. Pergamon Press, 1992.
- [WCBS+06] E. Widzyk-Capehart, G. Brooker, S. Scheduling, R. Hennessy, A. Maclean, and C. Lobsey. Application of Millimetre Wave Radar Sensor to Environment Mapping in Surface Mining. In *Proceedings of International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision (ICARCV)*, pages 1–6, Dec. 2006.
- [Wei98] M. Weiss. *Mikrowellen-Füllstandsmessung von Flüssigkeiten mit gleichzeitiger Trennschichtenfassung*. VDI Verlag, 1998.
- [WHW09] H. Winner, S. Hakuli, and G. Wolf. *Handbuch Fahrerassistenzsysteme: Grundlagen, Komponenten und Systeme für aktive Sicherheit und Komfort*. Vieweg + Teubner, 2009.
- [Wie09] W. Wiesbeck. *Skriptum zur Vorlesung Radar System Engineering*. Karlsruher Institut für Technologie (KIT), Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik, 2009.
- [WOV91] B. Wahlberg, B. Ottersten, and M. Viberg. Robust Signal Parameter Estimation in the Presence of Array Perturbations. In *Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, volume 5, pages 3277–3280, Apr. 1991.
- [Xil11] Xilinx. Virtex-4 ML402 Evaluation Platform. <http://www.xilinx.com>, Jan. 2011.
- [Xil13] Xilinx. LogiCORE IP Multi-Port Memory Controller (MPMC) (v6.03.a). <http://www.xilinx.com>, Mar. 2013.

- [Yan86] T. Y. Yang. *Finite Element Structural Analysis*. Prentice-Hall International Series in Civil Engineering and Engineering Mechanics. Prentice-Hall, 1986.
- [YL08] Z. Ye and C. Liu. 2-D DOA Estimation in the Presence of Mutual Coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(10):3150–3158, Oct. 2008.
- [ZB10] X. X. Zhu and R. Bamler. Very High Resolution Spaceborne SAR Tomography in Urban Environment. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 48(12):4296–4308, Dec. 2010.



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

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Die vorliegende Dissertation befasst sich mit der Konzipierung, Umsetzung und Charakterisierung eines dreidimensional messenden Radarsensors für industrielle Anwendungen. Das entworfene Messprinzip kombiniert die FMCW-basierte Entfernungsmessung mit einem Mehr-Sender/Mehr-Empfänger-Konzept zur zweidimensionalen Winkelbestimmung über die digitale Strahlformung. Neben Algorithmen zur Signalauswertung wird ein softwarebasiertes Selbstkalibrierungsverfahren eingeführt und evaluiert, das sowohl eine effiziente Initialkorrektur der relevanten Fehleranteile als auch eine kontinuierliche Kalibrierung während des Betriebs ermöglicht. Anhand von exemplarischen Messszenarien aus dem industriellen Umfeld wird das Potential des entwickelten Radarsystems zur dreidimensionalen Positionsbestimmung von Objekten, zur dreidimensionalen Umgebungsabbildung sowie zur Oberflächenrekonstruktion und Volumenbestimmung erfolgreich nachgewiesen.

Marlene Harter beendete das Studium der Elektro- und Informationstechnik an der Universität Karlsruhe (TH) im Jahr 2008 mit dem Abschluss als Diplom-Ingenieurin. Im selben Jahr begann sie Ihre Doktorarbeit in der Forschungsgruppe Radio Frequency Technology bei der Siemens AG und als wissenschaftliche Mitarbeiterin am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik.

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0249-4

