

Masterarbeit

Theoretische und experimentelle Untersuchungen eines FPGA-basierten Radarsystems zur interferometrischen Abbildung von Weltraumobjekten

Fabian Michael Hochberg, B.Sc.

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Koreferent: Prof. Dr.-Ing. Marwan Younis
Betreuer: Dr.-Ing. Matthias Jirousek
Dr.-Ing. Simon Anger

Zeitraum: 01.05.2023 – 02.11.2023

Karlsruhe, den 02.11.2023

Eidesstattliche Erklärung

Ich versichere hiermit, dass ich meine Masterarbeit selbstständig und unter Beachtung der Regeln zur Sicherung guter wissenschaftlicher Praxis im Karlsruher Institut für Technologie (KIT) in der aktuellen Fassung angefertigt habe. Ich habe keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt und wörtlich oder inhaltlich übernommene Stellen als solche kenntlich gemacht.

Karlsruhe, den 02.11.2023

Fabian Michael Hochberg, B.Sc.

Zusammenfassung

Die Nutzung des Weltraums für verschiedenste wissenschaftliche und auch kommerzielle Anwendungen gewann in den letzten Jahren besonders auch durch das Aufkommen privater Raumfahrtunternehmen immens an Bedeutung. Dies zeigt sich insbesondere an dem Anstieg der Anzahl gestarteter neuer Satelliten und der in Zukunft geplanten Megakonstellationen mehrerer tausend kleinerer Satelliten. Die Beobachtung und Überwachung dieses schützenswerten Raumes ist für die globale Gemeinschaft von großem Interesse.

Am Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt wurde für diese Anwendung ein neuartiges Radarsystem entwickelt, welches nach dem Prinzip der synthetischen Apertur Satelliten mit einer hohen räumlichen Auflösung monostatisch abbilden kann. Im Hinblick auf die Weiterentwicklung des vorhandenen Systems zu einem bistatischen Abbildungssystem befasst sich die hier vorliegende Arbeit zunächst mit der Theorie des Informationsgewinns über die abzubildenden Objekte durch die Verwendung von verteilten Empfängern. Des Weiteren stellt die Arbeit grundlegende Untersuchungen zur interferometrischen, aber auch tomographischen Abbildung von Weltraumobjekten in theoretischer, aber vor allem auch praktischer Sicht an. Zur praktischen Validierung wird in dieser Arbeit ein neues Radarsystem auf Basis eines FPGAs in der vollständigen Systemkette von Hardwareaufbau bis zur Prozessierung der aufgenommenen Daten entwickelt und vorgestellt. Das eingesetzte SoC-Board ist von Grund auf im Hinblick auf die Abbildung realer Weltraumobjekte implementiert worden. Das Radarsystem wurde intern kalibriert und in Bezug auf die zeitliche Stabilität und Phasengenauigkeit untersucht und erlaubt präzise Analysen der empfangenen Signale. Dieses Radarsystem wird modellhaft in einem skalierten Testaufbau auf der Erde in Betrieb genommen und validiert.

Die hier gewonnenen Ergebnisse zeigen eindrucksvoll den Zugewinn an Information durch den Einsatz von zwei Empfängern für die interferometrische Abbildung von Objekten im Weltraum, der neben der dritten Dimension auch zeitlich stattfinden kann. Des Weiteren sind die Grenzen dieser Methode dargelegt, die eine realistische Erwartungshaltung an das große System formulieren lassen. Zusätzlich dazu bieten die tomographischen Analysen und die messtechnischen Verifikationen einen Ausblick auf die weiter mögliche Steigerung der Systemperformanz.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Theoretische Grundlagen	5
2.1	Grundlegende Radarverfahren	5
2.1.1	Pulsradar	5
2.1.2	Frequenzmoduliertes kohärentes Pulsradar	7
2.2	Radar mit synthetischer Apertur	12
2.2.1	Elektromagnetische Wechselwirkung mit der Szenerie	14
2.2.2	Bildrekonstruktion durch Rückprojektion	14
2.2.3	Informationsgewinn durch Interferometrie	19
2.2.4	Vollständige dreidimensionale Abbildung durch Tomographie	23
2.3	Skalierung des Abbildungsverfahrens für Weltraumobjekte	25
2.3.1	Antennenpositionierung für die Interferometrie	26
2.3.2	Antennenpositionierung für die Tomographie	26
3	Simulationen, Analysen und Aufbau des Radarsystems	29
3.1	End-to-End Simulator für ein interferometrisches Radar	29
3.1.1	Interferometrische Simulationen	30
3.1.2	Untersuchungen zur Kenntnisungenauigkeit in der Antennengeometrie	37
3.2	Systemaufbau des Radars	40
3.2.1	Digitale FPGA-Einheit	41
3.2.2	Analoge Hochfrequenzeinheit	44
3.3	Systemvalidierung, Kalibrierung und Fehleranalyse	48
3.3.1	Fehlerquellen und Korrektur	48
3.3.2	Systemvalidierung	51
4	Interferometrischer und tomographischer Messaufbau und Kalibration	53
4.1	Messaufbau	53
4.1.1	Messaufbau für tomographische Messungen	54
4.2	Kalibration und Fehlerkorrektur	55
4.2.1	Filterung der Radarsignale im Zeitbereich	55
4.2.2	Externe Kalibration	56
4.2.3	Filterung der Daten im Azimutfrequenzbereich	57
4.2.4	Kalibration der Aufnahmegeometrie	58
4.2.5	Glättung der interferometrischen Phase	59

5	Interferometrische und tomographische Messungen	61
5.1	Systemvalidierung	61
5.2	Interferometrische Messungen	62
5.2.1	Ebene Szenerie	62
5.2.2	Verkippte Szenerie	65
5.3	Vergleichsmessung Interferometrie und Tomographie	69
5.4	Änderungsdetektion durch zeitlich versetzte Aufnahmen	75
6	Schlussfolgerungen und Ausblick	79

Abbildungsverzeichnis

1.1	Einschlag in den Sentinel-1A Satelliten	3
1.2	Abbildung der ISS durch das IoSiS-System	3
2.1	Zeitliche Problematik des Pulsradars	7
2.2	Zeitliche Überlagerung naher Ziele beim FM-Pulsradar	8
2.3	Abstandsprofil eines idealen Streuers	10
2.4	Hamming-Fenster im Zeitbereich und Abstandsprofil eines idealen Punktziels	12
2.5	Schematische Aufnahmegeometrie des ISARs	13
2.6	Radar Aufnahmegeometrie für die Satellitenabbildung	15
2.7	Abtastmuster im Ortsfrequenzbereich	17
2.8	Anschauliche Fokussierung dreier Punktziele in einer ISAR Geometrie	18
2.9	Schematische Geometrie für interferometrische Messungen	19
2.10	Projizierte Geometrie für interferometrische Messungen	21
2.11	Abstraktion des Überlappungseffekts und Korrekturgeometrie	23
2.12	Räumliche Geometrie und Abtastmuster bei tomographischer Abbildung	24
2.13	Größe des Eindeutigkeitsbereiches bei der Satellitenabbildung im X-Band	27
2.14	Größe des Eindeutigkeitsbereiches bei der Satellitenabbildung für eine Orbithöhe	27
2.15	Geometrie für die tomographische Abbildung von Weltraumobjekten	28
2.16	Antennenabstand für die tomographische Abbildung von Satelliten	28
3.1	Detektion von sechs Streuzentren als Punktziel	32
3.2	Simulative Analyse einer 3D Punkteanordnung	34
3.3	Simulative Analyse einer 3D Punkteanordnung mit kleinerem Eindeutigkeitsbereich	35
3.4	Simulative Analyse einer 3D Punkteanordnung mit überlappenden Streuzentren	36
3.5	Fehlerinterferogramme für Fehler in den drei Raumrichtungen	38
3.6	Quantifizierung der Phasenfehlerampfen für die drei Raumrichtungen	39
3.7	Schematische Systemarchitektur des Gesamtsystems	41
3.8	Foto des eingesetzten SoC-Boards	41
3.9	Softwarearchitektur des Radarsystems	42
3.10	Blockschaltbild des TX-Pfades	45
3.11	Sendefilter mit Systemfrequenzplan	46
3.12	Tiefpassfilter zur Begrenzung der Signalbandbreite	46
3.13	Blockschaltbild des RX-Pfades	47
3.14	Empfangsfilter mit Systemfrequenzplan	48
3.15	Gruppenlaufzeit und Amplitudengang des Gesamtsystems	49

3.16	Ergebnis der Pulskompression vor und nach Kalibration	50
3.17	Phasenanalyse des FPGA-Boards	52
3.18	Phasenanalyse des Radarsystems	52
4.1	Foto des Messaufbaus	54
4.2	Foto des tomographischen Messaufbaus	55
4.3	Spektrogramme vor und nach Fensterung im Abstandsprofil	56
4.4	Prinzip zur Entfernung des Clutters in den Daten	58
4.5	Interferogramme vor und nach Filterung	60
5.1	Fokussierung eines einzelnen Winkelreflektors am Rand der Drehplattform	62
5.2	Foto des Messaufbaus zum Messergebnis aus Abschnitt 5.2.1	63
5.3	Interferometrische Messung der Szenerie aus Abbildung 5.2	64
5.4	Gemessene Phasenstreuung und resultierende Höhenstreuung	64
5.5	Foto des Messaufbaus aus Abschnitt 5.2.2	66
5.6	Interferometrische Messung der Szenerie aus Abbildung 5.5	66
5.7	Dreidimensionale Darstellung der Messung der Szenerie aus Abbildung 5.5	67
5.8	Radaraufnahme der Szenerie aus Abbildung 5.5 mit Hamming-Filter	68
5.9	Foto des Satellitenmodells	69
5.10	Tomographische Abbildung des vollständigen Satellitenmodells	71
5.11	Interferometrische Abbildung des vollständigen Satellitenmodells	72
5.12	Interferometrische Abbildung des Satellitenmodells unter kleinerem Blickwinkel	73
5.13	Tomographische Abbildung des Satellitenmodells unter kleinerem Blickwinkel	74
5.14	Eingebrachte Änderungen zur Detektion	76
5.15	Differenztomogramm zur Änderungsdetektion	77
5.16	Differenzinterferogramm zur Änderungsdetektion	78

Tabellenverzeichnis

3.1	Parameter für die Simulation	30
3.2	Parameter des aufgebauten Radarsystems	40
4.1	Geometrie des Messaufbaus	53
4.2	Geometrie des tomographischen Messaufbaus	54
5.1	Interferometrisch extrahierte und tatsächliche Höhe der Winkelreflektoren	66

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

ADC	Analog-digital-Wandler
AMP	Verstärker (engl. amplifier)
ANT	Antenne
ATT	Dämpfungsglied (engl. attenuator)
BP	Bandpassfilter
CPU	Zentrale Recheneinheit (engl. central processing unit)
DAC	Digital-analog-Wandler
DEM	Digitales Höhenmodell (engl. digital elevation model)
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
FFT	Fast-Fourier-Transform
FM	Frequenzmodulation
FPGA	Field Programmable Gate Array
HF	Hochfrequenz
IFFT	Inverse Fast-Fourier-Transform
ISAR	Radar mit synthetischer Apertur und inverser Geometrie (engl. inverse synthetic aperture radar)
ISS	Internationale Raumstation
IoSiS	Imaging of Satellites in Space
IoSiS-NG	Imaging of Satellites in Space – Next Generation

LAN	Local Area Network
LEO	Niedriger Erdorbit (engl. low earth orbit)
LNA	Rauscharmer Verstärker (engl. low noise amplifier)
LO	Lokalszillator
LP	Tiefpassfilter
LUT	Umsetzungstabelle (engl. lookup table)
MF	Optimalfilter (engl. matched filter)
MIX	Frequenzumsetzer (engl. mixer)
OCXO	Beheizter Quarzoszillator (engl. oven-controlled crystal oscillator)
OSB	Oberes Seitenband
PRF	Pulswiederholfrequenz (engl. pulse-repetition frequency)
RCS	Radarquerschnitt (engl. radar cross-section)
RX	Empfänger
SAR	Radar mit synthetischer Apertur (engl. synthetic aperture radar)
SDK	Software Development Kit
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis
SSD	Solid-State Drive
SoC	System-on-a-Chip
TCP	Transmission Control Protocol
TX	Sender
UDP	User Datagram Protocol
USB	Unteres Seitenband

Konstanten

$$c_0 = 299\,792\,458 \text{ m/s}$$

$$e = 2,718\,28\dots$$

$$j = \sqrt{-1}$$

$$k_B = 1,380\,649 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

$$R_E = 6371 \text{ km}$$

$$\pi = 3,141\,59\dots$$

Lichtgeschwindigkeit im Vakuum

Eulersche Zahl

Imaginäre Einheit

Boltzmann-Konstante

Mittlerer Erdradius

Pi

Formelzeichen

Kleinbuchstaben

b

Basislinienvektor

e

Einheitsvektor

f

Frequenz

fⁱ

Momentanfrequenz

f_m

Mittenfrequenz

h

Übertragungsfunktion im Zeitbereich

k

Chirprate

p

Ortsfrequenz

p

Vektor im Ortsfrequenzraum

r

Abstand

s

Zeitsignal

s_{BB}

Zeitsignal im Basisband

s_{BP}

Zeitsignal im reellen Bandpass

t

Zeit

x

Ortsvektor

\hat{x}

Geschätzter Ortsvektor

Großbuchstaben

A_{Az}	Eindeutigkeitsbereich in Azimut
A_r	Eindeutigkeitsbereich in Entfernungsrichtung
A_z	Eindeutigkeitsbereich in z -Richtung
B	Basislänge
B_{\perp}	Rechtwinklige Basislänge
B_W	Bandbreite
E	Energie
\mathbf{E}	E-Feld Vektor
G	Gewinn / Verstärkung
H	Übertragungsfunktion im Frequenzbereich
\mathbf{H}	Messmatrix der Abstandsprofile
P	Leistung
S	Signal im Frequenzbereich
\mathbf{S}	Streumatrix
\mathbf{V}	Interferogrammmatrix

Griechische Buchstaben

β	Wellenzahl
γ	Interferometrische Kohärenz
δ_{Az}	Auflösung in Azimut
δ_r	Auflösung in Range
δ_{ix}	Räumliche Ausdehnung eines Pixels
ε	Positionsfehlervektor
θ	Einfallswinkel auf die Szenerie
ϑ_{El}	Blickwinkelbereich in Elevation
λ	Wellenlänge
λ_m	Wellenlänge bei f_m
σ	Standardabweichung
σ_{RCS}	Radarquerschnitt
τ_p	Pulslänge
φ	Interferometrische Phase
φ_{Az}	Blickwinkelbereich in Azimut
φ_m	Mittlerer Blickwinkel in Azimut
ω	Winkelgeschwindigkeit

1 Einleitung

In den letzten Jahren konnte ein enormer zahlenmäßiger Anstieg an Satelliten im erdnahen Orbit (LEO) festgestellt werden, die besonders auch in ihren Abmessungen immer kleiner werden [ESA23]. Dies liegt darin begründet, dass die Kosten pro Kilogramm für einen Start neuer Satellitensysteme durch die Privatisierung der Raumfahrt kontinuierlich sinken. Besonders unterstützen diesen Trend die sogenannten „Rideshare“ Missionen, bei denen mehrere Satelliten verschiedener Hersteller in einem einzigen Start in den Orbit gebracht werden. Durch diesen Anstieg der Satelliten wird es immer wahrscheinlicher, dass diese mit Weltraumschrott kollidieren und beschädigt oder ganz zerstört werden. Da alle Objekte, auch sehr kleine, im LEO eine extrem hohe kinetische Energie tragen, stellen diese eine Gefahr für die Raumfahrt dar, da es mit Zunahme solcher Weltraummüllteile auch immer schwieriger werden wird, diesen auszuweichen. Die Kollisionen von Objekten erzeugen dabei eine große Anzahl an Schrottteilchen, von denen wiederum erneut eine Gefahr ausgeht. Im Extremfall führen diese Kollisionen zu dem sogenannten Kessler-Effekt [KCP78]. Unter dem Kessler-Effekt versteht man den irreversiblen kaskadierenden Effekt, bei dem sich der LEO immer weiter mit kleinen Weltraumschrottteilen füllt.

Die Satellitenbetreiber auf der Erde haben für die Identifikation von Problemen nur die Zustandsdaten, die sogenannten „Housekeeping“ Daten, der Satelliten zur Verfügung. In 2016 schlug ein gerade einmal Millimeter großer Partikel in das Solarpanel des europäischen Satelliten Sentinel-1A ein und hat zu einem messbaren Leistungsabfall im Solarpanel geführt [ESA16]. Dieser Einschlag wurde durch eine on-board Kamera dokumentiert (siehe Abbildung 1.1). Die allermeisten Satelliten besitzen allerdings keine solche Kamera und das Ingenieurteam am Boden muss auf maximal Vermutung basierenden Grundlagen Entscheidungen treffen, die eventuell falsch sein könnten. Eine hochauflösende Abbildung des Satelliten, die mögliche Einschläge oder Ähnliches aufzeigen kann und den äußeren Zustand des Satelliten zeigt, bietet hier einen großen Mehrwert. Da auch der Anteil an unbekanntem Weltraumobjekten in den letzten Jahren zugenommen hat, besteht auch hier ein Interesse, diese hochauflösend abbilden zu können [ESA23]. Um zukünftig eine hochgenaue Überwachung und Abbildung von Objekten im LEOs zu erfüllen, wurde am Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) das experimentelle System IoSiS (Imaging of Satellites in Space) entwickelt und aufgebaut. Es handelt sich hierbei um ein bildgebendes Radarsystem, welches Satelliten während des Überfluges in besonders hoher räumlicher Auflösung abbilden kann [Ang20]. Das Radarsystem verwendet hierzu das Verfahren der synthetischen Apertur in inverser Geometrie (ISAR). Dieses System arbeitet im X-Band und erreicht eine Auflösung von 3,4 cm. Eine Abbildung der Internationalen Raumstation (ISS) durch dieses System zeigt Abbildung 1.2.

Ein solches Radarsystem besitzt eine abstandsunabhängige Auflösung und ist deswegen den meisten optischen Systemen überlegen. Insbesondere kann hier auch eine Abbildung bei nahezu jeden

Wetter-, Tag- und Nachtverhältnissen erfolgen, was die nutzbaren Überflüge der Satelliten über den Beobachtungsstandort, im Vergleich zu den optischen Systemen, massiv erhöht.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit einer Weiterentwicklung des IoSiS-Systems, um mit diesem zukünftig auch interferometrische Abbildungen von Weltraumobjekten durchführen zu können. Durch die Verwendung von mehreren Empfängern, die räumlich durch eine Basislinie getrennt sind und dasselbe Radarecho empfangen, kann ein Informationsgewinn der Streuzentrumsverteilung in der dritten Dimension erfolgen [BH98]. Nach bestem Wissen des Autors sind interferometrische Abbildungen in diesem Kontext noch nicht experimentell untersucht worden. Eine theoretische Abhandlung der Verwendung von Interferometrie in einer speziellen Aufgabenstellung ist in [MAK23] thematisiert. Die vorliegende Arbeit bildet die Grundlage des zukünftigen IoSiS-NG (Next Generation) Systems, das als ein multistatisches Radar mit wenigen Sendern und vielen Empfängern aufgebaut werden soll. Dieses System wird dabei höchst aufgelöste Abbildungen von Weltraumobjekten in drei Dimensionen ermöglichen. Für die experimentelle Validierung des theoretischen Informationsgewinns durch ein multistatisches System wurde in dieser Arbeit ein neues, mehrkanaliges Radarsystem basierend auf einem FPGA (Field Programmable Gate Array) mit integrierten Analog-digital und Digital-analog-Wandlern, ein sogenanntes System-on-a-Chip (SoC), entworfen. Hierfür wurde das SoC in Betrieb genommen und für die Radaranwendung programmiert, mit dem eine hochgenaue interferometrische Abbildung durchgeführt werden kann. Das Radarsystem wird in einem ersten Test in einem skalierten Messaufbau validiert, um die Grenzen dieser Abbildungsmethodik darstellen zu können. Die Analyse soll auch zukunftsgerichtet die Verwendung weiterer Empfänger untersuchen, um eine noch genauere Abbildung unter Verwendung der SAR-Tomographie durchführen zu können.

Kapitel 2 behandelt die theoretischen Analysen der Radarverfahren, der Bildrekonstruktion und der Auswertalgorithmik der interferometrischen Daten, die als Grundlage in einer theoretischen Betrachtung auf die Abbildung der Weltraumobjekte skaliert werden. Kapitel 3 zeigt den im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Hard- und Softwareaufbau des Radarsystems. Neben dem Design und dem Aufbau wird die Validierung des Systems mittels einer allgemeinen Standardprogrammierung gezeigt. Im Kapitel 4 wird hierauf aufbauend das Radar in einem Messaufbau zur Machbarkeitsdemonstration zur interferometrischen und tomographischen Abbildung von Weltraumobjekten eingebettet. Kapitel 5 zeigt einige Messungen und analysiert die Performanz des Systems. Kapitel 6 fasst die gewonnenen Erkenntnisse zusammen, liefert einen Ausblick auf die Anwendung in einem Nachfolgersystem des IoSiS-Systems und stellt die möglichen weiteren Untersuchungen vor.

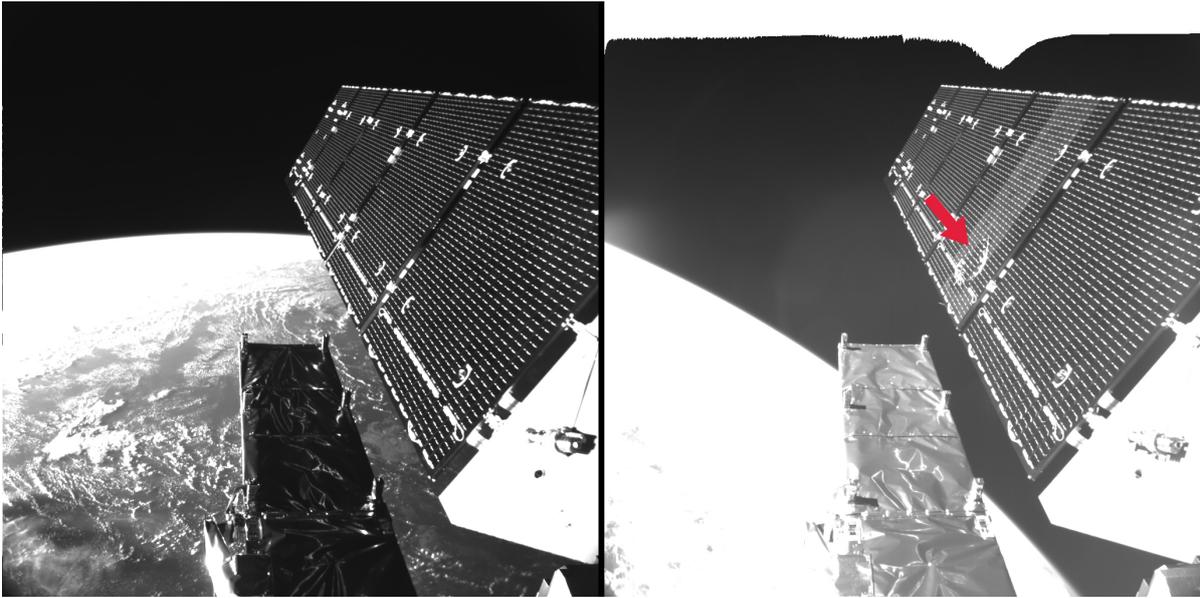


Abbildung 1.1: Einschlag in den Sentinel-1A Satelliten [ESA16]

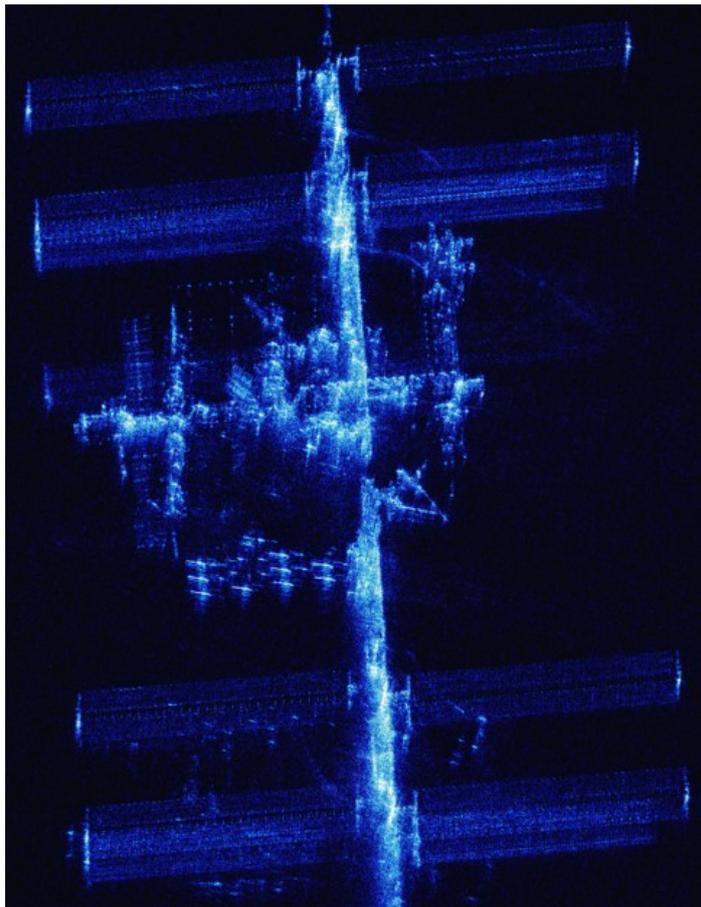


Abbildung 1.2: Abbildung der ISS durch das IoSiS-System [Ang20]

2 Theoretische Grundlagen

Dieses Kapitel beleuchtet alle theoretischen Grundlagen, die in dieser Arbeit von Bedeutung sind. Zu Beginn werden die untersuchten Radarverfahren vorgestellt und vor allem deren Vor- und Nachteile untersucht. Im Anschluss dessen wird die zweidimensionale Rekonstruktion der Streuzentren in einem Bild erläutert, bevor die Interferometrie als Konzept und deren Anwendung eingeführt wird. Auch sei hier die vollständige dreidimensionale Abbildung durch das Verfahren der Tomographie mit eingeschlossen. Die Skalierung der dargebrachten Analysen auf die Abbildungsgeometrie der Objekte im Orbit wird ebenfalls betrachtet.

2.1 Grundlegende Radarverfahren

Das grundlegende Prinzip des Radars, die Abstandsmessung, wird im Folgenden erläutert. In den verschiedensten Anwendungen kommen unterschiedliche Radarprinzipien zum Einsatz, die je für sich ihre eigenen Vor- und Nachteile besitzen. Da in der Weltraumfernerkundung aufgrund des großen Abstandes hauptsächlich das Verfahren des Pulsradars eingesetzt wird, werden hier zwei Varianten besprochen, die die nötigen Grundlagen für die Bildung der synthetischen Apertur, also der Messung in der zweiten Dimension, bilden.

2.1.1 Pulsradar

Die einfachste Form eines Radars stellt das Pulsradar dar. Hierbei wird ein zeitlich kurz ausgedehnter Hochfrequenzpuls ausgesendet und von der Szenerie reflektiert. Das Radarecho erzeugt eine detektierbare Leistung am Empfänger, dessen Leistung sich nach der Radargleichung nach Gleichung (2.1) bestimmen lässt [Lud93]. G bezeichnet hierbei den Antennengewinn der eingesetzten Antennen und r den Abstand eines Ziels mit Radarquerschnitt (engl. radar cross-section) (σ_{RCS}) vom Sender (TX) bzw. Empfänger (RX). Die Wellenlänge des ausgesendeten Signals ist mit λ gekennzeichnet und P_{TX} drückt die Pulsleistung des Senders aus.

$$P_{\text{RX}} = \frac{G_{\text{TX}} G_{\text{RX}} \lambda^2 \sigma_{\text{RCS}}}{(4\pi)^3 r_{\text{TX}} r_{\text{RX}}} \cdot P_{\text{TX}} \quad (2.1)$$

Fortlaufend werden zeitlich äquidistant Pulse mit der Pulswiederholfrequenz (engl. pulse-repetition frequency) (PRF) f_{PRF} ausgesendet. Dadurch wird auch der Eindeutigkeitsbereich des Radars bestimmt. Erreicht ein Radarecho den Empfänger, nachdem bereits der nächste Puls ausgesendet wurde, ist die Zuordnung des Pulses zum Aussendezeitpunkt nicht mehr möglich. Es kommt zur zeitlichen Überlagerung mehrerer Echos, deren zugehörige Pulse zu unterschiedlichen Zeitpunkten ausgesendet wurden. Es existiert somit ein Eindeutigkeitsbereich A_r , welcher sich nach Gl. (2.2) bestimmen lässt, in den alle Antworten fallen [Lud93]. Ein Ziel, welches weiter als der Eindeutigkeitsbereich entfernt ist, erscheint erneut in geringerem Abstand im Abstandsprofil. Diesen Effekt zeigt Abbildung 2.1a.

$$A_r = \frac{c_0}{2f_{\text{PRF}}} \quad (2.2)$$

Eine weitere wichtige Eigenschaft eines Radars ist es, nahe beieinander gelegene Streuer voneinander zu trennen. Diese Auflösung δ_r in Abstrahlrichtung des Radars ist maßgeblich durch die Pulsdauer τ_p bestimmt und lässt sich nach Gl. (2.3) berechnen [Lud93].

$$\delta_r = \frac{c_0\tau_p}{2} \quad (2.3)$$

Befinden sich zwei Streuer nahe beieinander, können diese Pulse am Empfänger nicht mehr getrennt werden, da die empfangenen Pulse sich zeitlich überlagern. Dieses zeitliche Problem ist in Abbildung 2.1b anschaulich dargestellt.

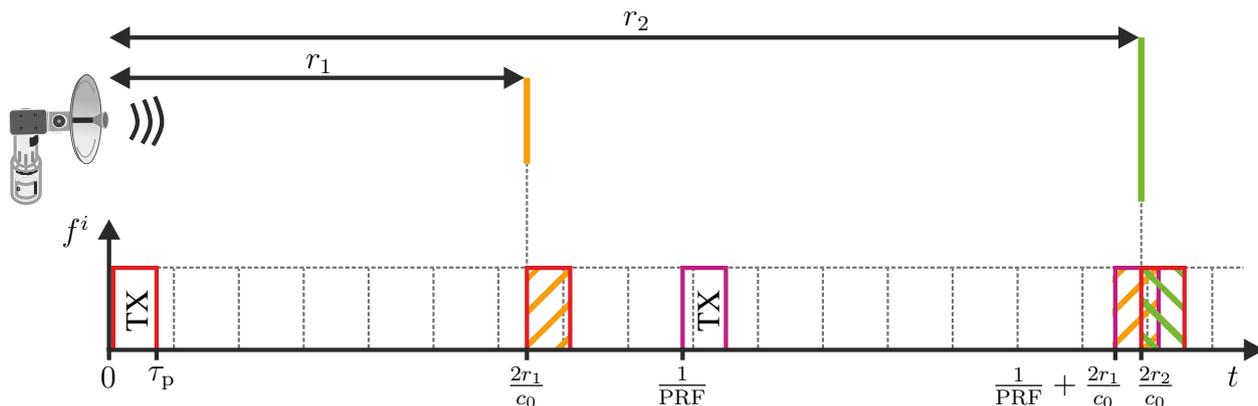
Die ausgesendeten zeitlich kurz ausgedehnten Pulse belegen in erster Näherung eine Bandbreite von

$$B_W \approx \frac{1}{\tau_p}, \quad (2.4)$$

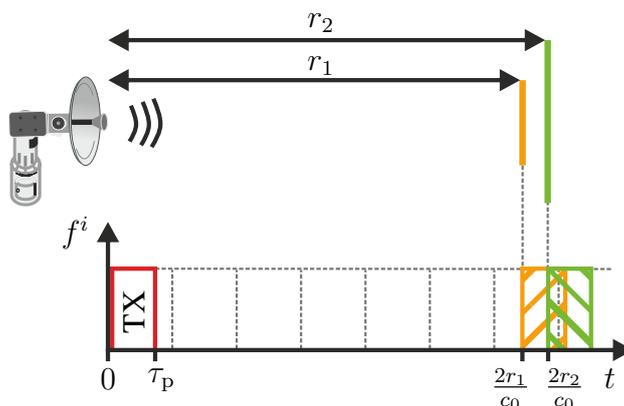
welche umgekehrt proportional zur Pulsdauer ist. Um nun eine hohe Auflösung zu erreichen, muss die Pulsdauer verkürzt werden, was die ausgesendete Bandbreite erhöht. Dies senkt aber zugleich die Energie E des Pulses nach Gl. (2.5) und die Detektierbarkeit der empfangenen Pulse nimmt ab, da sich das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) am Empfänger verschlechtert [Lud93]. Somit wäre eine kurze und sehr hohe Pulsleistung vonnöten, welche die Komplexität eines solchen Radars immens erhöht, bzw. für viele Anwendungen technisch nicht realisierbar ist.

$$E = P_{\text{TX}}\tau_p \quad (2.5)$$

Aufgrund dieser Nachteile wird dieses Radarkonzept hier nicht weiter verfolgt, dient jedoch als Grundlage für das darauf aufbauende frequenzmodulierte Pulsradar.



(a) Zeitliche Überlagerung entfernter Ziele



(b) Zeitliche Überlagerung naher Ziele

Abbildung 2.1: Zeitliche Problematik des Pulsradars

2.1.2 Frequenzmoduliertes kohärentes Pulsradar

Durch die Verwendung eines frequenzmodulierten kohärenten Pulsradars lassen sich die Nachteile des klassischen Pulsradars mittels komplexerer Verarbeitung der Empfangsdaten ausgleichen. Wie der Name suggeriert, wird hierbei ein frequenzmodulierter Puls anstelle eines monofrequenten Pulses ausgesendet. Dies erlaubt die Trennung räumlich nahe gelegener Ziele bei gleichzeitig langer Pulsdauer, da eine unterschiedliche Momentanfrequenz die Ziele trennen lässt. Anschaulich zeigt das Abbildung 2.2.

Ein solches Radar sendet ein Signal der Form nach Gl. (2.6a) aus, wobei der Parameter k die Chirp-rate angibt [Lud93]. Das Signal ist um die Mittenfrequenz f_m zentriert.

$$s_{BP}(t) = \sin(2\pi(f_m + kt) \cdot t), \quad t \in \left[-\frac{\tau_p}{2}, \frac{\tau_p}{2}\right] \tag{2.6a}$$

$$\text{mit } k = \frac{B_W}{2\tau_p} \tag{2.6b}$$

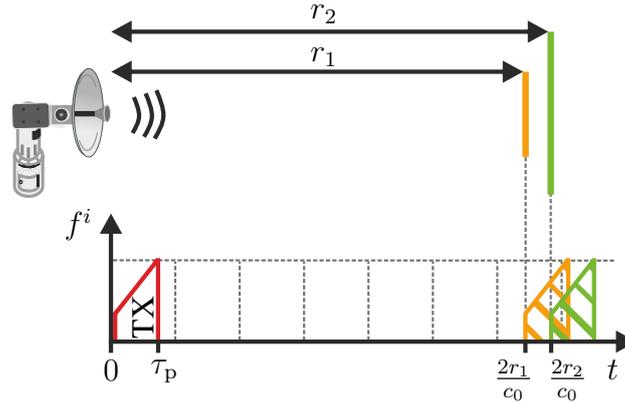


Abbildung 2.2: Zeitliche Überlagerung naher Ziele beim FM-Pulsradar

Dieses Sendesignal folgt einer linearen Frequenzrampe, welche durch die Betrachtung der Momentanfrequenz offensichtlich wird. Hierzu wird die Phase des Signals nach der Zeit differenziert, wodurch sich folgender Zusammenhang für die Momentanfrequenz f^i ergibt:

$$f^i(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.7a)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt} \left\{ 2\pi (f_m + kt) \cdot t \right\} \quad (2.7b)$$

$$= f_m + \frac{B_W}{\tau_p} \cdot t \quad (2.7c)$$

Wie Gl. (2.7) leicht erkennen lässt, überstreicht ein solches Signal in der gegebenen Pulsdauer τ_p die Bandbreite B_W im Momentanfrequenzbereich von

$$f^i \in \left[f_m - \frac{B_W}{2}, f_m + \frac{B_W}{2} \right]. \quad (2.8)$$

Um die Analyse der folgenden Prozessierungsschritte zu vereinfachen, empfiehlt sich die Darstellung des reellwertigen Sendesignals aus Gl. (2.6a) im komplexen Basisband. Diese zeigt Gl. (2.9). Um diese Signaldarstellung bereits für die Fouriertransformation, die im Folgenden nötig sein wird, vorzubereiten, wurde der Definitionsbereich der Zeit auf $t \in \mathbb{R}$ erweitert. Dies gelingt durch die Multiplikation mit der Rechtecksfunktion, die den Signalwert außerhalb der Pulszeit auf 0 limitiert.

$$s_{BB}(t) = \exp(2\pi j k t^2) \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \quad (2.9)$$

Gilt der Fall großer Zeit-Bandbreiten-Produkte, also

$$B_W \tau_p \gg 1, \quad (2.10)$$

kann die Fouriertransformation des Sendesignals über die Sattelpunktsnäherung approximiert werden [Ran92]. Das Sendesignal aus Gl. (2.9) in den Frequenzbereich transformiert, ergibt nach Sat-

tefpunktsnäherung nach [Rih69]:

$$s_{\text{BB}}(t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad S_{\text{BB}}(F) = \exp\left(-2\pi j \frac{\tau_{\text{P}} f^2}{2B_{\text{W}}}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{f}{B_{\text{W}}}\right) \quad (2.11)$$

Das Spektrum des Sendesignals entspricht in einer ersten Näherung einem Rechteck.

Um nun, um auf die ursprüngliche Anforderung zurückzukommen, nahe beieinander liegende Radarechos trennen zu können, wird dieses Pulssignal fokussiert. Hierzu durchläuft das Empfangssignal die sogenannte Pulskompression, welche durch ein Optimalfilter (engl. matched filter) (MF) ermöglicht wird. Nach dem MF Theorem wird das maximale SNR am Filterausgang erreicht, wenn die Übertragungsfunktion dem inversen und komplex konjugierten Sendesignal entspricht [Tur60].

Das Optimalfilter h_{MF} wird demnach durch

$$h_{\text{MF}}(t) = s_{\text{BB}}^*(t_0 - t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad H_{\text{MF}}(f) = -S_{\text{BB}}^*(-f) \cdot \exp(2\pi j t_0 f) \quad (2.12)$$

beschrieben. Hierzu sei angemerkt, dass die Filterfunktion eine Verzögerung um t_0 besitzt. Durch die Verwendung von $t_0 \geq \frac{\tau_{\text{P}}}{2}$ wird die Kausalität des Filters sichergestellt, sodass eine Echtzeit-Implementierung möglich ist. Als Folge dessen erfährt auch das gefilterte Signal durch diesen Prozess eine Verzögerung, die nicht unterschritten werden kann. Es sei darauf hingewiesen, dass bei einer vollständigen Offlineprozessierung, bei der der vollständige Signalvektor bereits vorliegt, ein akausales Filter ohne diese Verzögerung ($t_0 = 0$) eingesetzt werden kann. Da auch in dieser Arbeit eine solche Prozessierung angewendet wird, sei im Folgenden $t_0 = 0$ erlaubt und anzunehmen.

Das empfangende Signal durchläuft das Filter nach Gl. (2.12), welches mathematisch ausgedrückt einer Faltung im Zeitbereich des Signals mit der Übertragungsfunktion des Filters entspricht. Eine effizientere Prozessierung in der realen Implementierung wird selbstverständlich durch die Multiplikation im Frequenzbereich und durch die Verwendung des Fast-Fourier-Transform (FFT) Algorithmus umgesetzt [Sto17].

Anschaulich lässt sich das Filter durch dessen dispersive Verzögerung erläutern. Dieses Filter verzögert die Spektralanteile des Signals genau so, dass alle im Puls vorhandenen Frequenzen gleichzeitig den Filterausgang erreichen und sich kohärent überlagern. Mathematisch bleibt lediglich die Rechtecksfunktion und die Gesamtverzögerung durch die Kausalität des Filters erhalten. Eine Rücktransformation in den Zeitbereich zeigt dann die fokussierte Punktzielantwort der Form

$$s_{\text{BB}}(t) * h_{\text{MF}}(t) = B_{\text{W}} \cdot \text{sinc}(B_{\text{W}}(t - t_0)) , \quad (2.13a)$$

$$\text{mit } \text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} . \quad (2.13b)$$

Durch die Wellenausbreitung mit Lichtgeschwindigkeit c_0 kann die Übersetzung der Punktzielantwort aus Gl. (2.13a) in das Abstandsprofil erfolgen, da gilt:

$$r = \frac{c_0 t}{2} \quad \iff \quad t = \frac{2r}{c_0} \quad (2.14)$$

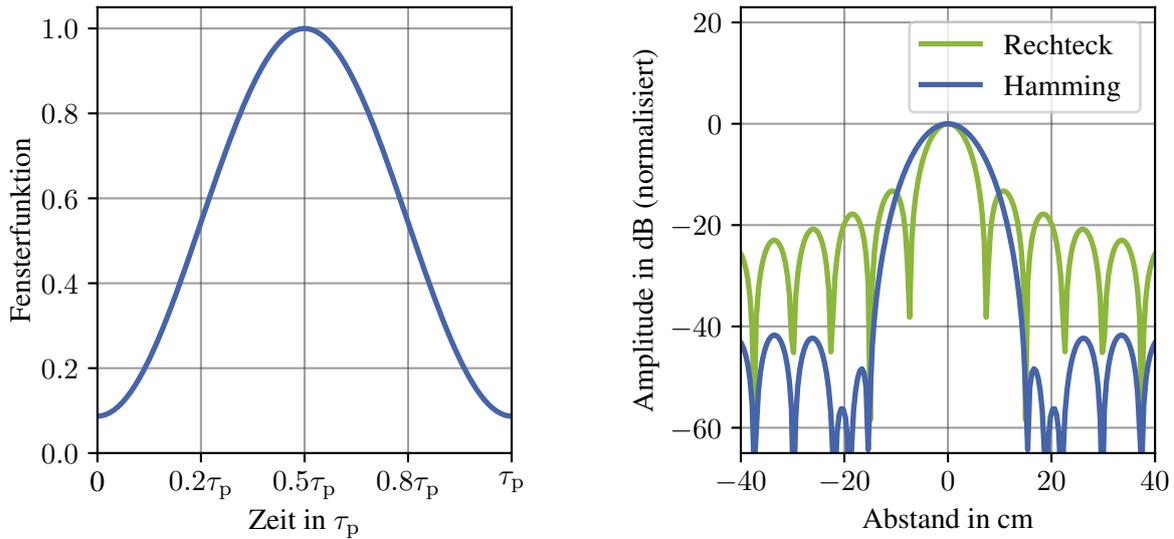
Nebenkeulenunterdrückung

Die nicht vernachlässigbaren Nebenkeulen, die nur cirka 13,3 dB unter der Hauptkeule liegen, beschränken die Erkennung von Zielen mit kleinerem RCS in der räumlichen Nähe zu starken Streuzentren. Das Auftreten der Nebenkeulen in dieser Form ist durch die sinc-Form des Abstandprofils bestimmt (siehe Gl. (2.13a)), welches der Fourier-Transformation des Rechtecks entspricht. Um die Nebenkeulen senken zu können, existieren eine Vielzahl an Fensterfunktionen, die eine deutlich größere Nebenkeulenunterdrückung erreichen und je für sich unterschiedliche Vor- und Nachteile besitzen [Sto17]. Allerdings erreicht die größte Fokussierung und damit die beste Kompression des Pulses immer das Rechteckfenster, da hier die gesamte zur Verfügung stehende Energie verwendet wird. Jede Fensterung reduziert die Energie des Signals und damit die erreichbare Fokussierungsbreite, sodass eine Abwägung zwischen reduzierter Auflösung und verbesserter Nebenkeulenunterdrückung erfolgen muss. Unter komplexerem Aufwand kann auch die Apodisation nach [Kem20] angewendet werden, die eine gute Nebenkeulenunterdrückung bei gleichbleibender Auflösung erreicht. Dieses Verfahren eignet sich besonders für dominante Streuzielanwendungen und weniger bei Flächenzielen, was im Fall von Satelliten im Normalfall gegeben ist. Für erste Auswertungen im Rahmen dieser Arbeit wurde eine reine Fensterung angewandt.

Das untersuchte Fenster, das Hamming-Fenster nach Gl. (2.17), hat bei vergleichsweise moderater Verbreiterung der Hauptkeule eine gute Unterdrückung der ersten Nebenkeule [Sto17]. Die Filterlänge im Zeitbereich wird hier mit T gekennzeichnet, welche in diesem Falle mit der Pulslänge τ_p gleichzusetzen ist.

$$h_{\text{Hammm}}(t) = \alpha - (1 - \alpha) \cdot \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right) \quad \text{mit } \alpha = \frac{25}{46} \quad (2.17)$$

Um das Filter in Entfernungsrichtung einsetzen zu können, wird das MF aus Gl. (2.12) durch eine Multiplikation mit der Filterfunktion im Zeitbereich modifiziert. Abbildung 2.4 zeigt die Auswirkungen auf ein ideales Punktziel unter der Verwendung des Hamming-Fensters.



(a) Hamming Fensterfunktion im Zeitbereich

(b) Auswirkung auf die Auflösung ($B_W = 2$ GHz)

Abbildung 2.4: Hamming-Fenster im Zeitbereich und Abstandsprofil eines idealen Punktziels

2.2 Radar mit synthetischer Apertur

Für die zweidimensionale Abbildung muss das klassische Pulsradar erweitert werden. Eine Fokussierung in Hauptstrahlrichtung des Radars wird durch die Pulskompression erreicht. Alle Streuzentren, die in Querrichtung der Szenerie und innerhalb des Richtdiagramms der verwendeten Antennen vorhanden sind, werden ebenfalls auf ein einzelnes Abstandsprofil projiziert. Um nun die Trennung in Querrichtung erreichen zu können, müsste eine Antenne mit sehr schmaler Hauptkeule verwendet werden, die schrittweise die Szenerie abtastet. Da dies jedoch zu immenser Ausdehnung der Antenne führen würde, wird hierbei der Ansatz der synthetischen Apertur verfolgt.

Eine synthetische Apertur entsteht durch die Beleuchtung der Szenerie aus verschiedenen Blickwinkeln, die durch eine räumliche Bewegung der Antenne erreicht wird. Dadurch wird eine virtuelle „Antenne“ gebildet, die eine Fokussierung in Querrichtung erlaubt. Diese aufgespannte Apertur ist damit um ein Vielfaches größer als die reell verwendete Antenne. Anschaulich kann man sich auch ein großes Antennenarray vorstellen, welches durch eine große Ausdehnung eine schmale Hauptkeule erzeugt [Bal97]. Unter Vernachlässigung weiterer Randeffekte wird dieses Array auch tatsächlich durch das Radar gebildet, indem die einzelnen Antennenelemente nicht gleichzeitig, sondern zeitlich versetzt durch die Bewegung der Plattform, die Szenerie beleuchten.

In den Radardaten enthält hierbei jedes einzelne Abstandsprofil alle Antworten aus der beleuchteten Szenerie. Eine komplexe Prozessierung ist vonnöten, um die Fokussierung in Azimut zu ermöglichen. Die hier verwendete Algorithmik wird im Folgenden vorgestellt.

Radar mit synthetischer Apertur und inverser Geometrie

Die meisten Radarsysteme mit synthetischer Apertur (SAR) befinden sich auf einer beweglichen Plattform, meist auf einem Flugzeug oder Satelliten. Hierbei blickt das Radar in einer Seitensicht-Geometrie auf den Grund und die synthetische Apertur spannt sich durch die Plattformbewegung auf. Im konkreten Fall dieser hier untersuchten Anwendung ist diese Geometrie jedoch nicht zutreffend. Das IoSiS System beleuchtet Satelliten während des Überfluges und hierbei baut sich die synthetische Apertur durch die Beleuchtung aus verschiedenen Blickwinkeln auf, die der Satellit dem Beobachtungspunkt auf der Erde zeigt. Hierzu sei auf Abbildung 2.5 verwiesen. Sobald ein Satellit eine gewisse Elevation über dem Horizont überschritten hat, kann das Radar den Satelliten beleuchten und dessen reflektiertes Signal aufzeichnen. In diskreten Pulsen wird der Satellit aus den unterschiedlichen Blickrichtungen abgebildet, die für die Fokussierung in Azimut vonnöten sind. Die Beleuchtung erfolgt daraufhin solange, bis der Satellit eine gewisse Elevation über dem Horizont erneut unterschreitet. Für die Details der Aufnahmegeometrie im speziellen Fall der Welt-raumobjekte sei auf Kapitel 2.3 verwiesen.

Ein klassisches SAR und ein Radar mit synthetischer Apertur und inverser Geometrie (engl. inverse synthetic aperture radar) (ISAR) unterscheiden sich lediglich in der Geometrie, die grundlegende Funktionsweise ist identisch. Ebenfalls sind die Algorithmen für die Rekonstruktion der Streuzentren im zweidimensionalen Bild auf beide Aufnahmegeometrien anwendbar.

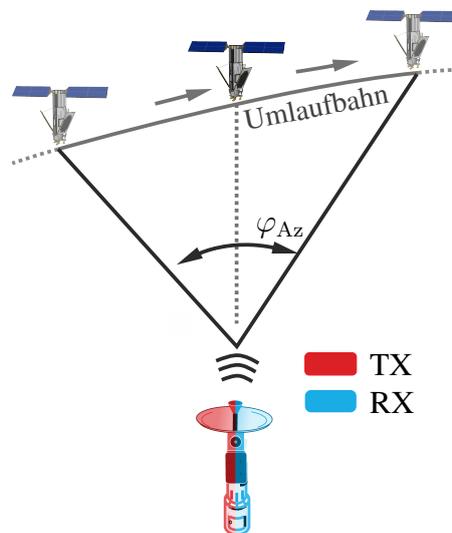


Abbildung 2.5: Schematische Aufnahmegeometrie des ISARs

2.2.1 Elektromagnetische Wechselwirkung mit der Szenerie

Da ein SAR nicht nur einzelne Ziele detektiert, sondern ein bildgebendes Verfahren ist, muss die Interaktion der elektromagnetischen Welle mit der Szenerie genau betrachtet werden. Das Radar sendet eine elektromagnetische Welle mit der Wellenzahl β aus, die durch den elektrischen Feldvektor \mathbf{E}_s beschrieben wird. Durch die Ausbreitung im freien Raum genügt die Betrachtung des elektrischen Feldes [Poz11]. Diese Welle trifft aus Richtung \mathbf{x}_0 auf ein beliebiges punktförmiges Objekt im Abstand r und erzeugt dort einen einfallenden Feldvektor von

$$\mathbf{E}_e = \mathbf{E}_s \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}. \quad (2.18)$$

Das Objekt wechselwirkt daraufhin mit dieser Welle und wirft diese mit veränderter Amplitude und gegebenenfalls anderer Polarisation dem Radar zurück. Eine allgemeine lineare Wechselwirkung zwischen der einfallenden Welle und der reflektierten Welle eines punktförmigen Objekts wird durch die Streumatrix \mathbf{S}_r beschrieben, die eine Abhängigkeit gegenüber der Richtung der Beleuchtung und Frequenz der Welle aufweist. Damit erreicht das Radar eine Reflexion der ausgesendeten Welle von

$$\mathbf{E}_r = \mathbf{E}_s \cdot \mathbf{S}_r(\mathbf{x}_0, \beta) \cdot \frac{e^{-j2\beta r}}{r^2}. \quad (2.19)$$

Die Messgröße des Radars S_V stellt der Quotient zwischen ausgesendeter und empfangener Welle dar, wobei hier die kohärente Summation aller in der Szenerie auftretenden streuenden Objekte vorgenommen wird. Die Überlagerung aller empfangenen Wellen bezogen auf das gesendete Signal zeigt Gl. (2.20) und stellt hierbei die allgemeinste Form dar [Kem20].

$$S_V(\mathbf{x}_0, \beta) = \iiint_V \mathbf{S}_r(\mathbf{x}_0, \beta) \cdot \frac{e^{-j2\beta r}}{r^2} dV \quad (2.20)$$

2.2.2 Bildrekonstruktion durch Rückprojektion

Neben der häufig angewendeten Range-Doppler Prozessierung wird hier der Rückprojektionsalgorithmus angewendet, um die zweidimensionale Verteilung der Streuzentren zu rekonstruieren. Der besondere Vorteil dieser Prozessierung liegt darin, dass es erlaubt wird, mathematisch eine Fokusebene zu definieren, auf die Streuzentren fokussiert werden [Men90]. Im Gegensatz dazu erlaubt die Range-Doppler Prozessierung nur eine Fokussierung in Hauptstrahl- und Bewegungsrichtung der Antenne. Ein Blick auf die Geometrie in Abbildung 2.6 veranschaulicht das Konzept. Je ausgesendetem Radarpulse ist die Position der TX- und RX-Antennen im Bildkoordinatensystem bekannt. Das Bildkoordinatensystem fliegt fest mit dem Satelliten zusammen über das Radar hinweg. Über die Messdauer hinweg sind in diesem Koordinatensystem die Radarpositionen bekannt und bewegen sich um das Objekt herum. Das erlaubt die Beobachtung aus den nötigen Blickrichtungen für die Fokussierung des Bildes.

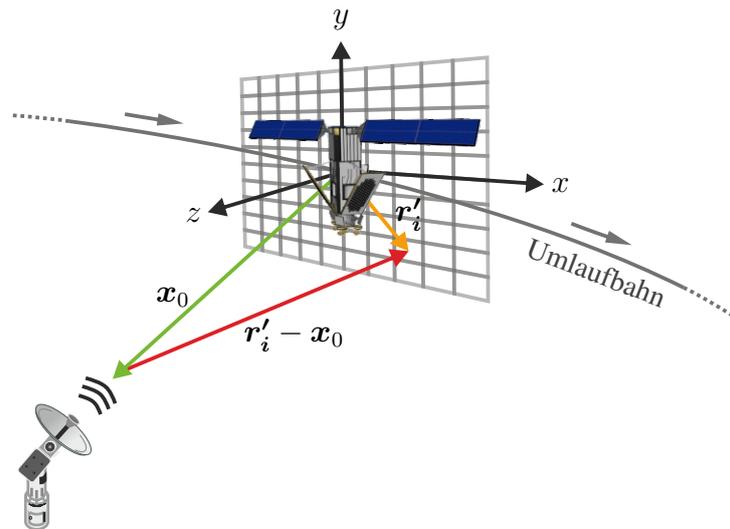


Abbildung 2.6: Radar Aufnahmegeometrie für die Satellitenabbildung

Diese Geometrie ist auch für die mathematische Beschreibung der Rückprojektion bedeutsam. Das in Grau eingezeichnete Raster stellt das zweidimensionale Bildraaster dar, auf das die Fokussierung durchgeführt werden soll. Alle dargestellten Vektoren sind im dreidimensionalen Raum zu verstehen. Für eine einfachere Beschreibung und Implementierung ist es dienlich, das Bildraaster in eine der nativen Ebenen des kartesischen Koordinatensystems zu legen. Der Vektor r'_i ist der Ortsvektor eines Pixels i und muss für alle Pixel des zu errechnenden Bildes bestimmt werden. Der Ortsvektor x_0 ist die Positionsbeschreibung des Radarsystems. Diese muss für jeden einzelnen Puls bekannt sein und ist damit eine zeitlich variable Größe. Im Falle einer bi-statischen Aufnahmegeometrie, wie es im späteren der Fall sein wird, bei der die Sende- und Empfangsantennen sich an unterschiedlichen Orten befinden, muss der Ortsvektor x_0 für die Sende- und Empfangsantenne aufgespalten werden. Da in der Abbildung von Satelliten der mittlere Abstand jedoch sehr groß ist, sind hier keine bi-statischen Effekte des RCS von Objekten zu erwarten.

Radardaten im Ortsfrequenzbereich

Um die Funktionsweise der Signalverarbeitung genauer aufzuzeigen, empfiehlt es sich, die aufgenommenen Radardaten im Ortsfrequenzbereich zu betrachten. Zunächst sei die Szenerieantwort bei Beleuchtung aus Richtung x_0 und Kreiswellenzahl β durch Gl. (2.21) gegeben [Kem20]. Die tatsächliche Verteilung der Streuzentren wird dabei durch die Matrix S_r ausgedrückt.

$$\mathbf{S}_V(\mathbf{x}_0, \beta) = \frac{e^{-j2\beta r_0}}{r_0^2} \iiint_V \mathbf{S}_r(\mathbf{r}', \mathbf{e}_0, \beta) \cdot e^{j2\beta \cdot \langle \mathbf{r}', \mathbf{e}_0 \rangle} dV \quad (2.21a)$$

$$\text{mit } r_0 = \|\mathbf{x}_0\| \quad (2.21b)$$

$$\text{und } \mathbf{e}_0 = \frac{\mathbf{x}_0}{r_0} \quad (2.21c)$$

Diese Darstellung stellt eine Vereinfachung der aufgenommenen Daten aus Gl. (2.20) dar. Die Vereinfachung für große Entfernungen und kleiner Objektausdehnung erlaubt die Trennung des Integrals von dem konstanten Phasen- und Abstandsterm, die die Analyse vereinfacht [Bal97]. Mit der Substitution

$$\mathbf{p} = 2\beta \mathbf{e}_0 \quad (2.22)$$

wird die Szenerie durch den Ortsfrequenzvektor und die Sensorposition beschrieben:

$$\mathbf{S}_V(\mathbf{x}_0, \mathbf{p}) = \frac{e^{-j\langle \mathbf{p}, \mathbf{x}_0 \rangle}}{r_0^2} \iiint_V \mathbf{S}_r(\mathbf{r}', \mathbf{e}_0, \mathbf{p}) \cdot e^{j\langle \mathbf{r}', \mathbf{p} \rangle} dV \quad (2.23)$$

Durch die Bandbreite und Mittenfrequenz des ausgesendeten Signals und durch die Beleuchtung aus den veränderlichen Blickwinkeln, wie dies bei einem Überflug eines Satelliten gegebenen Aufnahmegeometrie und in dieser Arbeit durch die Turm-Drehstand-Anordnung angenäherte Geometrie erfolgt, wird ein Kegelschnitt im dreidimensionalen Ortsfrequenzbereich abgetastet [AKW⁺84]. Die Messdaten werden demnach durch die diskrete Abtastung der Szenerie aus Gl. (2.23) über die Messbandbreite und den Winkelbereich φ_{Az} erfasst. Abbildung 2.7 veranschaulicht dieses Abtastraster im Dreidimensionalen und in der Projektion auf die Bildebene die durch p_x und p_y aufgespannt ist. Der Einfallswinkel θ staucht die verwendete Signalbandbreite ($\Delta p' < \Delta p$) in Entfernungsrichtung und verschlechtert damit die Auflösung in Entfernung um $1/\sin \theta$ [Kem20]. Die erreichbare Auflösung in Azimut ist durch die verfügbare Azimutbandbreite gegeben, die durch den abgetasteten Winkelbereich φ_{Az} beschrieben wird. Damit ergibt sich eine Azimutaufklärung unter der Näherung des Kreisringsektors auf ein trapezförmiges Raster nach [Ula14] und [Men90] von

$$\delta_{Az} = \frac{c_0}{4f_m \sin\left(\frac{\varphi_{Az}}{2}\right)}. \quad (2.24)$$

Im Falle großer Abstände ergibt sich, wie auch in Entfernungsrichtung, eine sinc-förmige Fokussierung der Ziele [Ula14].

In der visuellen Abbildung ist eine quadratische Auflösungszelle üblich, die auch die Interpretation der aufgenommenen Radarbilder erleichtert. Andernfalls würde eine verzerrte Darstellung erfolgen. Basierend auf den Gleichungen (2.15) und (2.24) lässt sich die Bedingung in Gl. (2.25) für eine quadratische Auflösung definieren, die den abzubildenden Winkelbereich φ_{Az} vorgibt.

$$\varphi_{Az} = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{B_W}{f_m}\right) \quad (2.25)$$

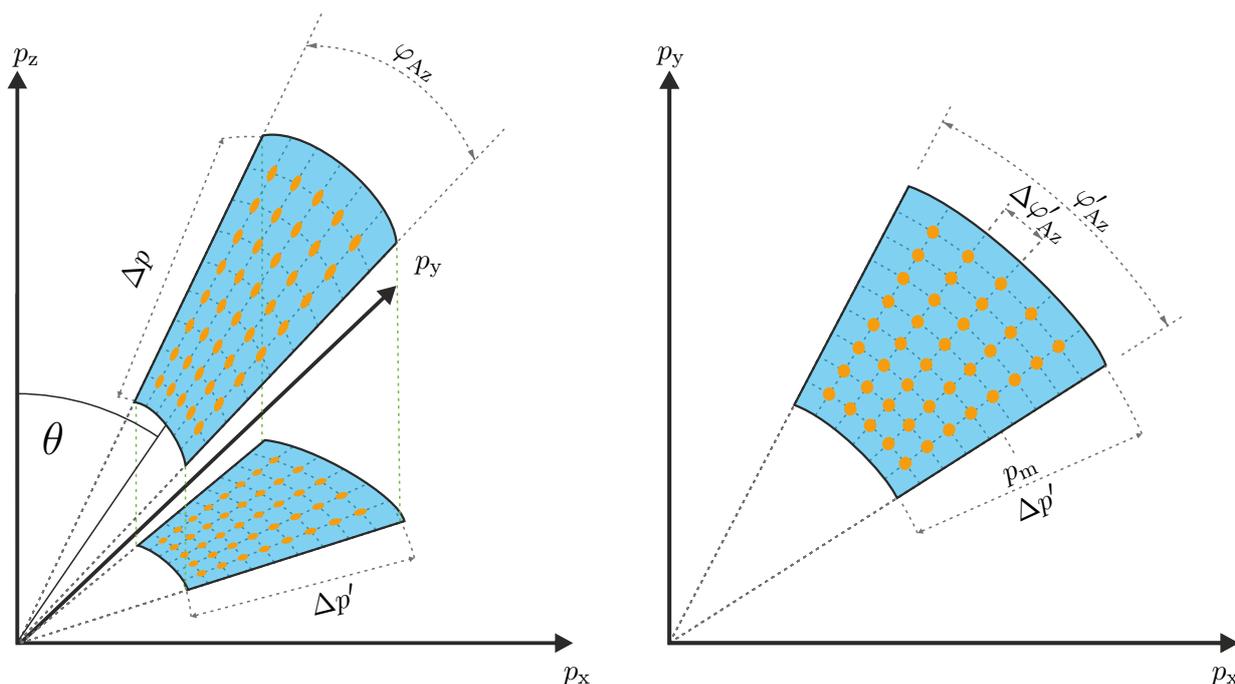


Abbildung 2.7: Abtastmuster im Ortsfrequenzbereich nach [Ang20], links: Abtastmuster im dreidimensionalen, sowie die Projektion auf die p_x - p_y -Ebene, rechts: Projektion der Abtastpunkte des Ortsfrequenzbereiches

Eine Abtastung bedarf immer auch einer genügenden Abtastrate, um die vorherrschende Bandbreite adäquat diskret darstellen zu können [Sto17]. Demnach muss der Ortsfrequenzbereich in Azimut fein genug abgetastet werden, um Mehrdeutigkeits Effekte zu unterdrücken. Der beleuchtete Winkelschritt führt unter der Näherung kleiner Winkel zu einem Eindeutigkeitsbereich A_{Az} in Azimut, der sich nach Gl. (2.26) berechnen lässt. In der Abbildung von Weltraumobjekten ist ein Radarecho ausschließlich durch das abzubildende Objekt zu erwarten (Hintergrund: Weltall), sodass das Abtastintervall und damit der Eindeutigkeitsbereich A_{Az} lediglich auf das zu erwartende Objekt eingestellt werden muss. Eine feinere Abtastung ist selbstverständlich jederzeit möglich und verbessert durch den Integrationsgewinn das Bild, stellt aber eine höhere Anforderung an das verwendete Radarsystem. Eine minimale Bedingung der Abtastung ist durch

$$A_{Az} = \frac{c_0}{4f_m \sin\left(\frac{\Delta\varphi_{Az}}{2}\right)} \quad (2.26)$$

gegeben.

Rückprojektion auf die Bildebene

Nachdem die aufgenommenen Radardaten das MF durchlaufen haben, liegen diese bereits in Form von Abstandsprofilen im Ortsbereich vor. Für eine recheneffiziente Projektion auf eine Bildmatrix

werden diese direkt auf das Bildmuster orts- und phasengerecht projiziert. Dabei lässt sich der Rechenaufwand durch die Anzahl der resultierenden Pixel variabel einstellen. Für ein gutes Bild muss jedoch

$$\delta_{ix} \ll \delta^{3\text{dB}} \quad (2.27)$$

eingehalten werden, wobei δ_{ix} die Größe eines Pixels und $\delta^{3\text{dB}}$ die 3 dB Auflösung in einer Raumrichtung darstellt. Des Weiteren müssen die Abstandsprofile auf ein feineres Raster hoch interpoliert werden, damit die Projektion auf die Pixel genügend fein geschehen kann. Diese Interpolation kann beispielsweise durch eine $\sin x/x$ Interpolation durch Zeropadding im Frequenzbereich erfolgen. Der Bildaufbau des Rückprojektionsalgorithmus zeigt Gleichung (2.28), wobei \mathbf{H} die Abstandsprofile in Abhängigkeit des Abstandes und Blickwinkel sind und das resultierende Bild mit \mathbf{S} beschrieben wird [Kem20]. Die Matrix \mathbf{H} entspricht hierbei unter transformierten Koordinaten den Radardaten \mathbf{S}_V (Gl. (2.23)) für alle aufgenommenen Blickwinkel. Der Phasenkorrekturterm korrigiert zum einen die mittlere Phasenverschiebung durch den mittleren Abstand vom Sensor zur Bildmitte und zum anderen die Phaseninformation des Entfernungsprofils vom Sensor zum vorliegenden Bildpunkt.

$$\mathbf{S}(\mathbf{r}') = \sum_{\varphi_m - \frac{\varphi_{Az}}{2}}^{\varphi_m + \frac{\varphi_{Az}}{2}} \mathbf{H}(\Delta r, \varphi) \cdot e^{j p_m(r_0 - \Delta r)} \quad \text{mit} \quad \Delta r = \|\mathbf{r}' - \mathbf{x}_0\| \quad (2.28)$$

Abseits der mathematisch feinteiligen Beschreibung sei hier auch ein anschaulicher Ansatz des Rückprojektionsalgorithmus vorgestellt. Vernachlässigt man das Richtdiagramm der Antenne kann ausgehend von einem einzelnen Puls lediglich eine Abstandsinformation getätigt werden. Im zweidimensionalen Fall befindet sich ein Ziel auf einem Kreis um die Antenne mit dem gemessenen Abstand als Radius. Verändert sich die Position des Radars bei gleichbleibender Szenerie wird das gleiche Ziel ebenfalls auf einen Kreis fokussiert. Wird die Information der verschiedenen Messungen kombiniert, überlagern sich alle einzelnen Messungen und der Schnittpunkt aller Messungen zeigt die wahre Position des Zieles in der zweidimensionalen Ebene an. Die anschauliche Fokussierung dreier Punktziele zeigt Abbildung 2.8.

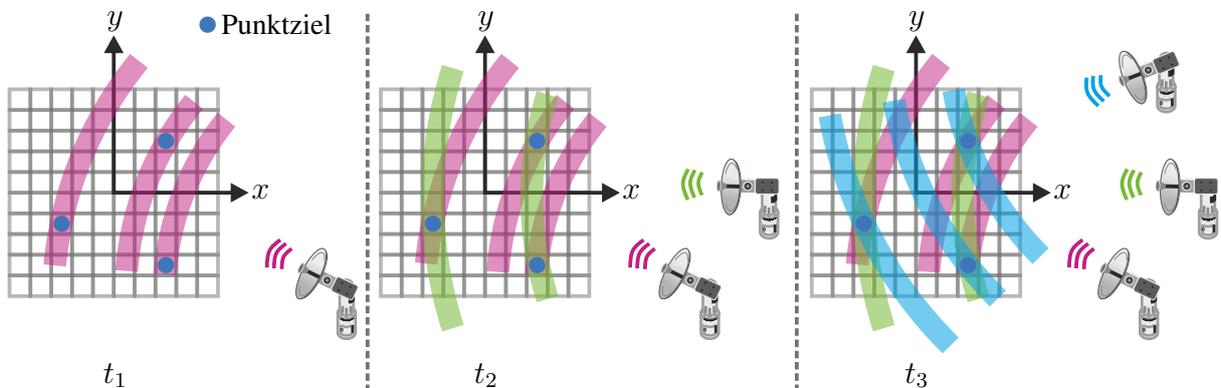


Abbildung 2.8: Anschauliche Fokussierung dreier Punktziele in einer ISAR Geometrie

2.2.3 Informationsgewinn durch Interferometrie

Mit den oben dargestellten Geometrien und Rekonstruktionsalgorithmen lassen sich zweidimensionale Radarbilder generieren. Da dies jedoch immer einer Projektion auf eine Fokusebene entspricht, kann die Information der dritten Dimension nicht dargestellt werden, was insbesondere bei komplexen Rückstreugeometrien, wie Satelliten, zu einer erschwerten oder unmöglichen Interpretation führt.

Empfängt man dasselbe Radarecho mit nur zwei Empfangsantennen, die sich räumlich versetzt zueinander befinden, lässt sich auch aus dem zweiten TX-RX Paar ein komplexes Radarbild berechnen. Die Geometrie für dieses Szenario zeigt Abbildung 2.9. Da jedes Radarbild S_n für sich komplexwertig ist, lässt sich ein Interferogramm nach Gl. (2.29) durch die Phasendifferenz je Pixel der Einzelbilder berechnen [BH98]. Die elementweise Multiplikation wird durch das Hadamard-Produkt mit \circ ausgedrückt [JS90].

$$V(x, y) = \arg \{ S_1(x, y) \circ S_2^*(x, y) \} \quad (2.29)$$

In diesem Schritt zeigt sich sogleich ein weiterer Vorteil des Rückprojektionsalgorithmus. Da die berechneten Bilder jeweils auf dieselbe Bildmatrix rückprojiziert werden, wird ein Streuzentrum in beiden Bildern auf die gleichen Pixel fokussiert. Eine Koregistrierung, also das in Deckung bringen der beiden Bilder, welches keine triviale Aufgabe ist, entfällt bei dieser Prozessierung vollständig.

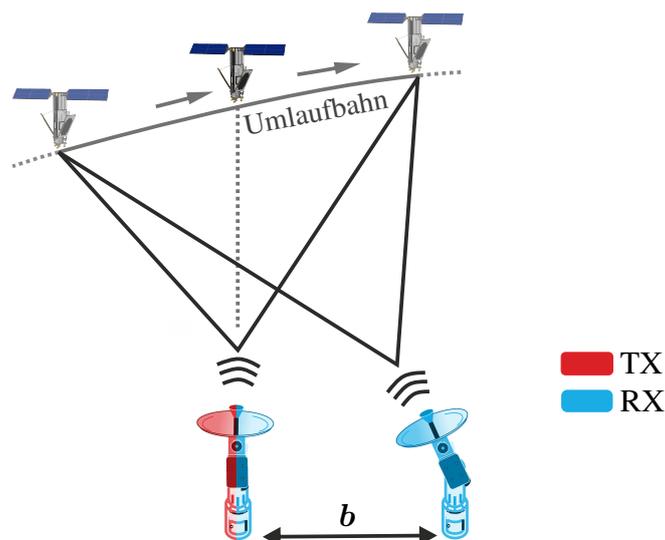


Abbildung 2.9: Schematische Geometrie für interferometrische Messungen

Eine von Null verschiedene interferometrische Phase im Interferogramm eines Pixels i

$$\varphi_i = \mathbf{V}(x_i, y_i) \quad (2.30)$$

bedeutet einen Gangunterschied der Signallaufzeiten Δr zwischen den beiden Antennen und damit eine Ablage des Streuzentrums aus der Fokusebene heraus [BH98]. Dieser Gangunterschied lässt sich mittels Gl. (2.31) bestimmen.

$$\Delta r = \frac{\lambda_m}{2\pi} \cdot \varphi_i \quad (2.31)$$

Da die hier verwendete Aufnahmegeometrie einer sogenannten „Single-Pass“ Geometrie entspricht, ist hier mit dem Faktor von 2π zu rechnen, anstatt der 4π wie er in den gängigsten Literaturquellen zu finden ist. Diese gehen meist von einem „Repeat-Pass“ Szenario aus, bei dem ein und dasselbe Radar beide SAR Bilder nacheinander erzeugt, in dem die bewegliche Plattform die Szenerie aus verschiedenen Positionen beleuchtet. In einem solchen Falle taucht der Gangunterschied sowohl beim Hin- als auch beim Rückweg des Signals auf und erzeugt eine doppelte Phasendrehung.

Um die Ablage in z -Richtung berechnen zu können, ist die Geometrie in Abbildung 2.10 zu beachten. Hier wird die Geometrie auf eine symmetrische Anordnung der Antennen um die Fokusebene projiziert. Diese Projektion geschieht durch den Rückprojektionsalgorithmus, der den konstanten Gangunterschied zwischen den Antennen, der auch für Streuzentren in der Fokusebene auftritt, eliminiert. Die Berechnung basiert auf den geometrischen Zusammenhängen der beiden Winkel:

$$\tan \beta = \frac{\Delta r}{B_{\perp}} \quad \iff \quad \tan \beta' = \frac{\Delta z}{r_m} \quad (2.32)$$

Für einen großen Abstand

$$r \gg B \quad (2.33)$$

kann die Gleichheit der Winkel β und β' in beiden Dreiecken angenommen werden, da hier geometrische Parallelität der beiden Strahlen ($r_1 \parallel r_2$) approximiert werden kann. So ist in erster Näherung auch

$$r_1 \approx r_2 \quad (2.34)$$

valid. Aus dieser Folgerung führt dann Gl. (2.32) auf die Ablage aus der Fokusebene in Gl. (2.35a), wobei die z -Komponente des Vektors \mathbf{b} , der die beiden Empfangsantennen im Bildkoordinatensystem verbindet, durch b_z ausgedrückt wird.

$$\Delta z = \frac{r_m}{B_{\perp}} \cdot \Delta r \quad (2.35a)$$

$$\text{mit } B_{\perp} = \sqrt{b_z^2 - \Delta r^2} \quad (2.35b)$$

Eine messtechnische Bestimmung einer Phase kann jedoch immer nur in Vielfachen von 2π erfolgen, sodass ab einer gewissen Ablage ein Phasensprung auftritt. Dieser Eindeigkeitsbereich lässt

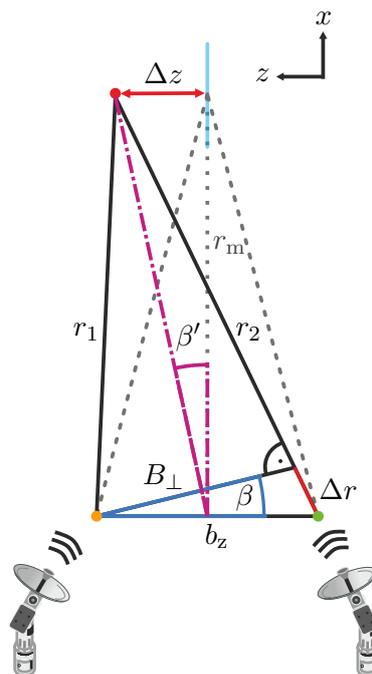


Abbildung 2.10: Projizierte Geometrie für interferometrische Messungen, nicht maßstabsgetreu

sich nach Gl. (2.36) berechnen [BH98].

$$A_z = \frac{\lambda_m r_m}{B_\perp} \quad (2.36)$$

Jegliche Streuzentren, die außerhalb des Eindeutigkeitsbereiches A_z liegen, werden in den Eindeutigkeitsbereich gefaltet und besitzen eine falsche Höheninformation. Eine Phasenabwicklung ist nur bei Zuhilfenahme a priori Information möglich. Bei der Erdüberwachung kann dies beispielsweise durch die Verwendung von digitalen Höhenmodellen (DEM) und der Annahme kontinuierlicher Oberflächen erfolgen. Bei der Beobachtung von Weltraumobjekten sind diese Annahmen nicht möglich, sodass eine erfolgreiche Phasenabwicklung ohne a priori Information nicht erreicht werden kann. Bei der Auslegung des Systems und besonders der Positionierung der Empfangsantennen sollte deshalb eine genaue Analyse der Größe der zu beobachteten Objekte erfolgen. Da das IoSiS-NG System mit einer Sendeantenne ohne Empfangspfad und mehreren gleichzeitig empfangenden Antennen arbeiten soll, existiert neben den in den Abbildungen dargestellten zwei Antennen noch eine dritte. In der Interferometrie werden lediglich die Unterschiede der beiden Empfangswegen analysiert. Aufgrund der identischen Sendewege für die beiden empfangenen Signale ist die Sendeantenne hierfür von keiner Bedeutung.

Im Kontext der Interferometrie wird häufig der komplexwertige Korrelationskoeffizient nach Gl. (2.37) als Maß für die Qualität des Interferogramms herangezogen [BH98].

Der Erwartungswertoperator ist hierbei durch E gekennzeichnet.

$$\gamma = \frac{E \{ \mathbf{S}_1 \circ \mathbf{S}_2^* \}}{\sqrt{E \{ |\mathbf{S}_1|^2 \} \cdot E \{ |\mathbf{S}_2|^2 \}}} \quad (2.37)$$

In der Implementierung wird der Erwartungswert durch die Mittelung benachbarter Pixel realisiert. Der Betrag des Kreuzkorrelationskoeffizienten nimmt Werte von 0 bis 1 an, wobei 0 für maximale Dekorrelation, also vollständige statistische Unabhängigkeit der korrespondierenden Bildpunkte steht. Bei der Beobachtung von Weltraumobjekten sind nur durch den Satelliten erzeugte Radarechos zu erwarten. Bei guter Kohärenz der Empfänger ist im Bereich von starken Streuern auch eine gute Kohärenz zu erwarten, wohingegen schwache oder nicht räumlich zentrierte Streuzentren die Kohärenz verschlechtern. Dementsprechend enthält das Interferogramm, das aus den beiden Radarbildern erzeugt wird, nur in Bereichen von starken Streuern bzw. guter Kohärenz Information, die sinnvoll ausgewertet werden kann. Die Verwendung als Gütemaß ist auch in diesem Anwendungsbereich gegeben.

Überlappungseffekt

Zusätzlich zu einer geringen Kohärenz durch unzentrierte Streuzentren leidet auch die quasi-dreidimensionale Abbildungsmethodik unter den üblichen Verzerrungseffekten des bildgebenden Radars. Da die eine Bilddimension der Abstandsrichtung des Radarsensors entspricht, werden die Streuzentren, die außerhalb der Fokusebene liegen, auf eine räumlich falsche Position projiziert [KG20]. Diesen Überlappungseffekt zeigt Abbildung 2.11, indem das blaue Streuzentrum auf eine andere Position im Bild projiziert wird, als es eine kartesische Projektion (orange) erwarten ließe. Der Fehler ist abhängig vom Einfallswinkel des Radars auf die Fokusebene und ist bei einem einfachen SAR nicht korrigierbar. Da durch die Interferometrie eine Information über die dritte Dimension gewonnen wird, lässt sich, sofern einzelne Streuzentren extrahiert wurden, mithilfe der Geometrie in Abbildung 2.11 der Überlappungseffekt korrigieren. Für die Vereinfachung einer ebenen Wellenfront und großer Abstände kann mit Hilfe der Geometrie gezeigt werden, dass

$$\tan \theta = \frac{\Delta x}{\Delta z} \quad (2.38)$$

gilt. Wobei hier das Koordinatensystem so gedreht wurde, dass der Radarsensor in der xz -Ebene des Bildes liegt. Das vereinfacht die Beschreibung und die Korrektur der Punkte auf ihre korrekte Position kann durch

$$\Delta x = \frac{\Delta z}{\tan \theta} \quad (2.39)$$

erfolgen. Es sei hierbei angemerkt, dass der Überlappungseffekt in den beiden Radarbildern, die für die Interferometrie aufgenommen werden, in unterschiedlicher schwere auftritt, da für die beiden Bilder ein leicht unterschiedlicher Einfallswinkel vorliegt. Das führt auch dazu, dass Streuzentren weit außerhalb der Fokusebene trotz Anwendung des Rückprojektionsalgorithmus nicht mehr

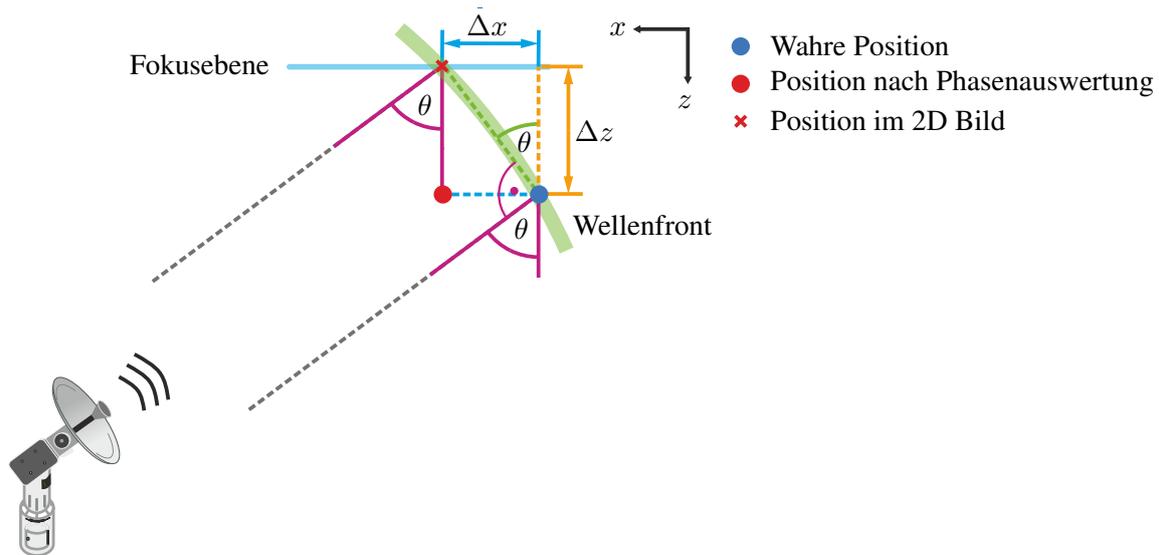


Abbildung 2.11: Abstraktion des Überlappungseffekts und Korrekturgeometrie in der Interferometrie

pixelgenau übereinstimmen. Da die zu erwartenden Objekte jedoch innerhalb des Eindeutigkeitsbereiches in z -Richtung liegen, ist dieser Effekt nur marginal zu erwarten.

2.2.4 Vollständige dreidimensionale Abbildung durch Tomographie

Durch die Interferometrie kann innerhalb des Definitionsbereiches einem Pixel eine Höheninformation zugewiesen werden. Allerdings ist diese Zuordnung nur dann valide, wenn sich nur ein starkes Streuzentrum über einem Pixel befindet. Bei der Abbildung komplexer Objekte mit verteilten Streuzentren ist das im Allgemeinen nicht der Fall. Es wird keinen Schnitt durch das Objekt geben, bei dem garantiert je nur ein Streuzentrum sich orthogonal zur Bildebene befindet. Bei der Erdüberwachung ist unter Annahme einer kontinuierlichen Erdoberfläche dieses Problem nicht vorhanden.

Um mehrere Streuzentren über einem Pixel und auch den Überlappungseffekt in einem Schritt lösen zu können und eine vollständige dreidimensionale Abbildung durchzuführen, kann der Ansatz der SAR-Tomographie verfolgt werden. Hierbei befinden sich nicht nur zwei Empfangsantennen quer zur Fokusebene des Bildes, sondern eine Vielzahl an Empfängern bauen eine zweite synthetische Apertur in Elevation, idealerweise orthogonal zur Entfernungs-Azimut Ebene, auf. Der schematische Aufbau dieser Aufnahmegeometrie zeigt Abbildung 2.12a. Im besten Falle werden so viele Empfänger aufgebaut, dass der Blickwinkelbereich, der sich in Azimut über φ_{Az} aufbaut, sich auch in Elevation über ϑ_{El} erstreckt. Damit spannt sich eine zweite Apertur auf, die es ermöglicht eine komplette dreidimensionale Abbildung durchzuführen. Das Prinzip der Rückprojektion wird daraufhin nicht nur auf ein Bildraster, sondern auf ein Volumenraster angewendet. In einer solchen Aufnahmegeometrie wird nicht eine Fläche, sondern ein Volumen im Ortsfrequenzbereich abge-

tastet und erlaubt damit die vollständige Rekonstruktion der Lage der Streuzentren nach Gl. (2.40), wobei hier \mathbf{r}' nun auf ein dreidimensionales Raster zeigt. Das Abtastmuster im Ortsfrequenzbereich ist damit ein Kugelsektor und in Abbildung 2.12b veranschaulicht. Die in Abschnitt 2.2.2 beschriebenen Effekte durch die Abtastung bleiben selbstverständlich auch in der dritten Dimension erhalten. Die Formeln für die Auflösung und den Eindeutigkeitsbereich (Gl. (2.24) und Gl. (2.26)) erstrecken sich nun zusätzlich über den zweiten geöffneten Winkelbereich ϑ_{El} . Der Rechenaufwand skaliert damit gewaltig, da die Gesamtzahl der Projektionsoperationen, für n Zellen in jeder Dimension, mit $\sim \mathcal{O}(n^3)$ skaliert [Kem20].

$$\mathbf{S}(\mathbf{r}') = \sum_{\vartheta_m - \frac{\vartheta_{\text{El}}}{2}}^{\vartheta_m + \frac{\vartheta_{\text{El}}}{2}} \sum_{\varphi_m - \frac{\varphi_{\text{Az}}}{2}}^{\varphi_m + \frac{\varphi_{\text{Az}}}{2}} \mathbf{H}(\Delta r, \varphi, \vartheta) \cdot e^{j p_m(r_0 - \Delta r)} \quad (2.40)$$

Dadurch wird eine erfolgreiche Rekonstruktion der dreidimensionalen Streuzentrumsverteilung in der Szenerie erreicht. Für eine solche Abbildung würde eine besonders hohe Anzahl an Empfängern benötigt werden, um ebenfalls in der neuen Apertur eine akzeptable Auflösung und Größe des Eindeutigkeitsbereiches zu erreichen. Wie in [Kem20] gezeigt, ist es unter moderatem Verlust an Qualität möglich, den Ortsfrequenzbereich unregelmäßig und unvollständig abzutasten, was die Anzahl an nötigen Empfängern reduziert. Dabei muss die Ausdünnung des Abtastmusters genau betrachtet werden, damit die Mehrdeutigkeits-effekte im akzeptablen Maße unterdrückt werden.

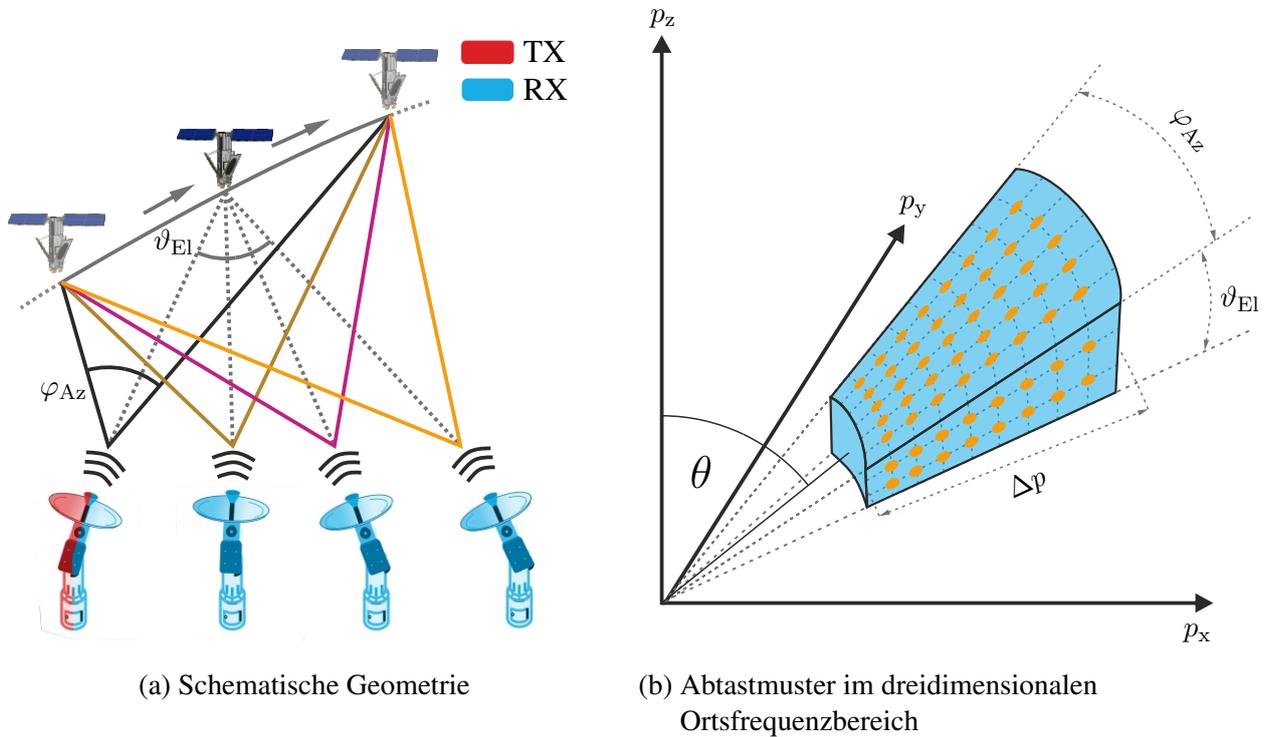


Abbildung 2.12: Räumliche Geometrie und Abtastmuster im Ortsfrequenzbereich bei tomographischer Abbildung

2.3 Skalierung des Abbildungsverfahrens für Weltraumobjekte

Der Einsatz eines oben beschriebenen Radars für die zweidimensionale Abbildung von Weltraumobjekten existiert bereits in Form des IoSiS Systems. Dieses System ist im Rahmen einer Dissertation entwickelt worden [Ang20]. Es arbeitet im X-Band mit einer Mittenfrequenz von 11 GHz und einer Bandbreite von 4,4 GHz. Während eines Satellitenüberfluges wird die Antenne computergestützt dem Orbit zeitgesteuert nachgeführt.

Bislang wurde die Fokussierung in Azimut- und Entfernungsrichtung als unabhängig voneinander betrachtet. Dies ist in der Aufnahmegeometrie, bei der die Bewegung des Objektes durch äußere Vorgaben bestimmt ist, keine korrekte Annahme. Besonders bei der Bewegung eines Satelliten im Überflug über einen Beobachtungspunkt über der Erde, was eine stark nicht-lineare Abhängigkeit der Zeit und des Abstandes bedeutet, müssen diese Effekte berücksichtigt werden. Satelliten im niedrigen Erdorbit (LEO) besitzen eine sehr hohe Geschwindigkeit, die relativ zum Beobachtungspunkt auf der Erde von Aufgang bis zum Zenit des Überfluges auch eine große Änderung des Abstandes mit sich zieht. Damit muss die Empfangszeit der Empfänger und die Pulswiederholrate (PRF) des Radarinstruments so eingestellt werden, dass der Satellit während des Überfluges abgebildet werden kann. Des Weiteren wird durch die längere Laufzeit der Signale auch eine höhere Anforderung der zeitlichen Stabilität der verwendeten Oszillatoren gestellt, weil diese nun im Bereich von Millisekunden stabil sein müssen.

Der vom Satelliten zur Erde gezeigte Winkelbereich ist allein durch die Orbithöhe definiert [Joc13]. Operationelle Satelliten mit aktiver Lagekontrolle zeigen immer die gleiche Seite der Erdoberfläche und erscheinen damit in einem gebundenen Orbit. Das bedeutet, dass der Winkelbereich φ_{Az} , der vom Radarsystem sichtbar ist, fest vorgegeben und durch die Lagekontrolle relativ klein ist. Um eine gewisse Auflösung daraufhin in Azimut erreichen zu können, muss nach Gl. (2.24) eine entsprechend hohe Mittenfrequenz eingesetzt werden. Mit der Bedingung für eine quadratische Auflösungszelle kann somit allein durch die vorgegebene Orbithöhe, gewünschte Auflösung und Größe des Objekts eine Bedingung für die Mittenfrequenz, Bandbreite und minimale Pulswiederholrate (PRF) des Radarsystems gestellt werden. Das System muss damit explizit auf die zu erwartenden Messobjekte ausgelegt werden. Die meisten Objekte befinden sich im LEO, welcher sich über einen Bereich von 200 bis 2000 km über der Erdoberfläche (h_{sat}) erstreckt.

Neben der Bedeutung der Positionierung der Antennen sind für die Realisierung des Systems weitere Herausforderungen entscheidend. So stellt auch die Synchronisierung der verschiedenen Empfänger, die sich entsprechend räumlich entfernt voneinander befinden, einen weiteren Forschungsgegenstand dar.

2.3.1 Antennenpositionierung für die Interferometrie

Das mit Abstand größte Objekt im LEO ist die Internationale Raumstation (ISS), die eine Ausdehnung von $109\text{ m} \times 73\text{ m} \times 51\text{ m}$ besitzt und auf einer Orbithöhe von im Mittel 400 km über Grund auf einem Orbit mit $51,6^\circ$ Inklination um die Erde kreist [NAS23]. Das in der Einleitung dargestellte Bild 1.2 der ISS umspannt die komplette Raumstation. Um nun die ISS in Gänze innerhalb eines 2π Eindeutigkeitsbereiches interferometrisch abbilden zu können, muss ein entsprechender Abstand der zweiten Empfangsantenne quer zur Überflugsrichtung aufgebaut werden. Der Eindeutigkeitsbereich in z -Richtung in Abhängigkeit der unterschiedlichen Basislängen zeigt für das X-Band Abbildung 2.13. Basierend auf dieser Grafik kann die nötige Basislänge für die ISS abgelesen werden. Es wird quer zur Bewegungsrichtung ein Abstand von 235 m benötigt. Damit bildet das größte zu erwartende Objekt die obere Schranke für die Basislänge. Das eingesetzte Radar wird eine gewisse Phasenunsicherheit besitzen, die sich in einer Unsicherheit in der Höhe widerspiegelt. Diese Unsicherheit der Phase definiert zusammen mit der Basislänge die Auflösungsgröße in der Höhe, sodass die Positionierung der Antennen neben dem Eindeutigkeitsbereich auch die Auflösung festsetzt. Der geforderte Abstand ist auf dem Gelände, auf dem das aktuelle IoSiS System aufgebaut ist, gerade so realisierbar. Es sei angemerkt, dass die ISS ein außerordentlich atypisch großes Objekt ist. Wird ein System nun für die ISS als größtes zu erwartendes Objekt ausgelegt, wird bei der Abbildung von kleineren Objekten eine Verringerung der Auflösungszellen in z -Richtung in Kauf genommen, da hier durch die Verwendung größerer Basislängen dies erhöht werden könnte. Allerdings würde eine Auslegung für einen kleineres größtes Objekt bedeuten, dass die nötige Basislänge in die Bereiche von Kilometern anwachsen würde. Die einzige Abhilfe, die es ermöglicht diesen geforderten Abstand der Antennen zu verkleinern, ist eine Auslegung des Systems bei deutlich höheren Sendefrequenzen. Diesen Zusammenhang zeigt Abbildung 2.14 für Objekte mit einer Höhe von 400 km . Um nun beispielsweise die ISS vollständig im Ka-Band, also bei einer Mittenfrequenz von $33,5\text{ GHz}$, abbilden zu können, würde bereits eine Basislänge von grob 70 m genügen.

2.3.2 Antennenpositionierung für die Tomographie

Um eine bessere Abbildung der Weltraumobjekte in der dritten Dimension durch das Prinzip der Tomographie zu ermöglichen, muss eine Vielzahl an Antennen quer zur Richtung des Überfluges aufgestellt werden. Die erreichbare Auflösung wird damit durch den Winkelbereich ϑ_{E1} zusammen mit der Mittenfrequenz bestimmt (Gl. (2.24)). Um den nötigen maximalen Antennenabstand l auf der Erde bestimmen zu können, kann die Geometrie aus Abbildung 2.15 betrachtet werden. Basierend aus der Winkelvorgabe ϑ_{E1} und der Anwendung des Cosinussatzes bestimmt sich der nötige Abstand nach Gl. (2.41). Den Zusammenhang für verschiedene Orbithöhen zeigt Abbildung 2.16.

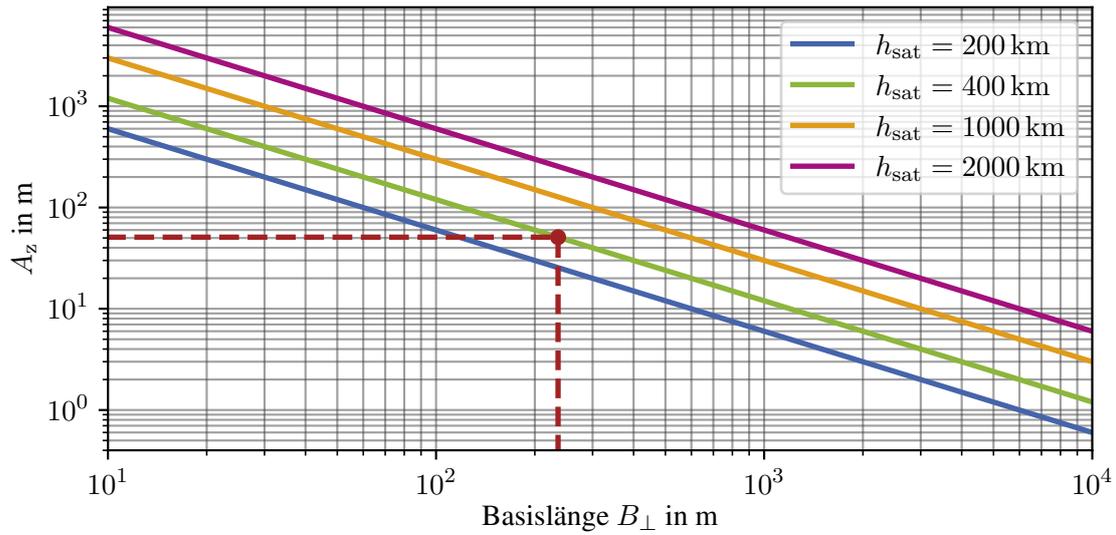


Abbildung 2.13: Größe des Eindeutigkeitsbereiches bei der interferometrischen Satellitenabbildung im X-Band, nötige Größe von A_z für die ISS in rot markiert

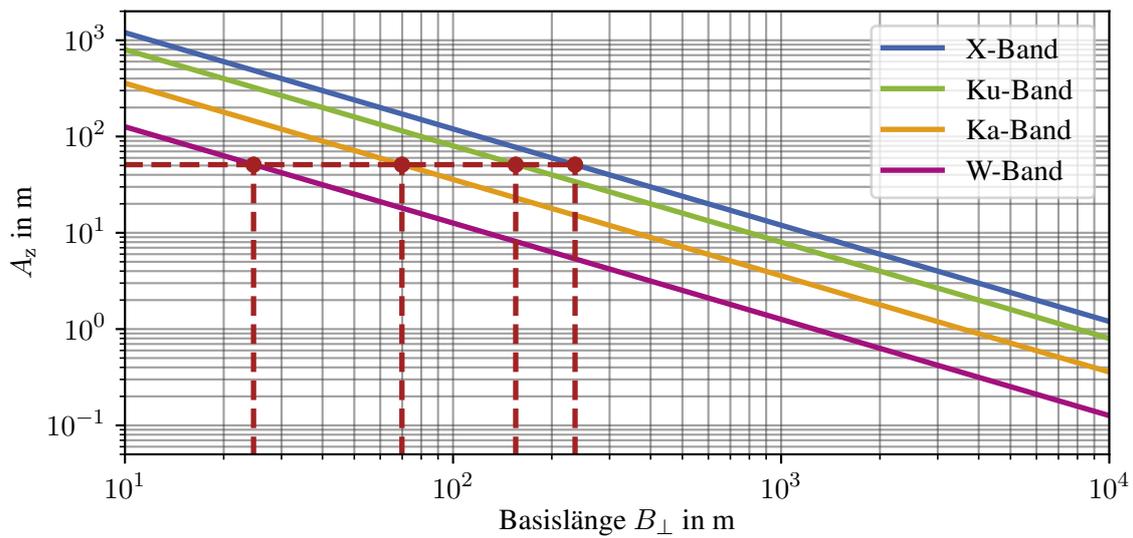


Abbildung 2.14: Größe des Eindeutigkeitsbereiches bei der interferometrischen Satellitenabbildung bei einer Orbithöhe von $h_{\text{sat}} = 400$ km, nötige Größe von A_z für die ISS in rot markiert

$$l = \arccos \left(\frac{R_E^2 - 2a \cos \vartheta \cdot \sqrt{R_E^2 - a^2 \sin^2 \vartheta}}{2R_E a} \right) \cdot R_E \quad (2.41a)$$

$$\text{mit } a = h_{\text{sat}} + R_E \quad (2.41b)$$

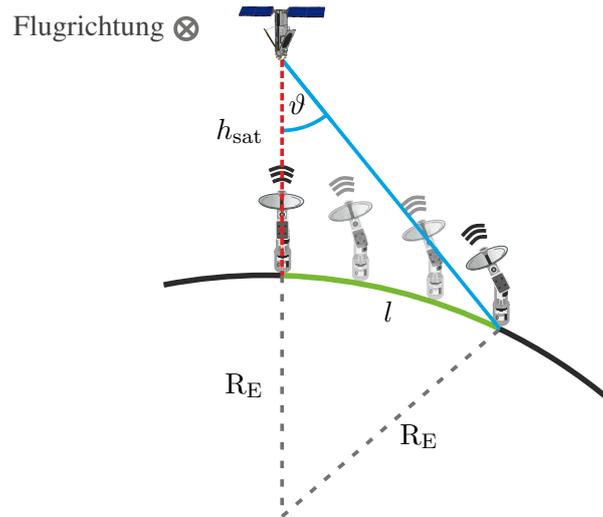


Abbildung 2.15: Geometrie für die tomographische Abbildung von Weltraumobjekten mit Erdradius R_E

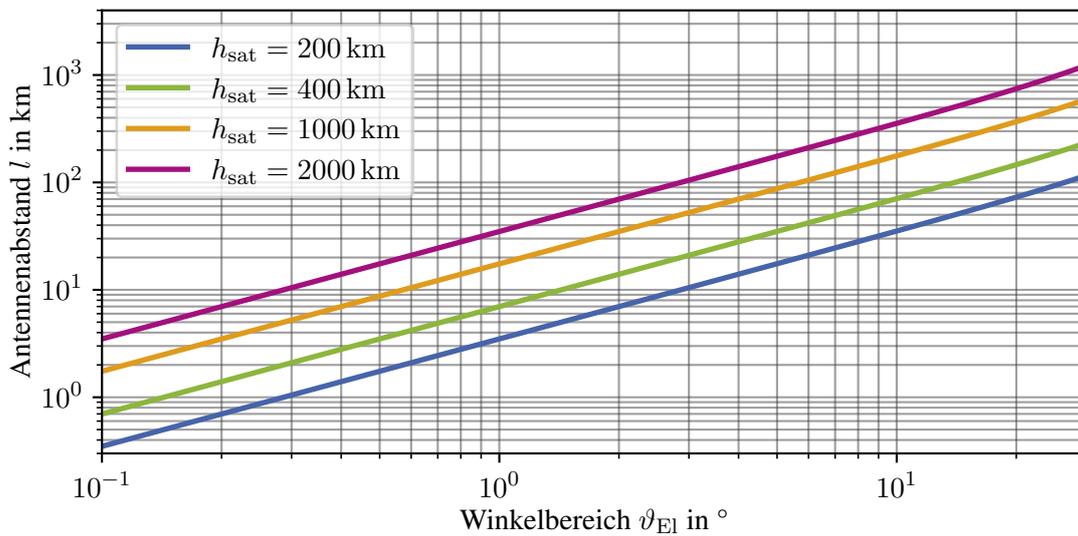


Abbildung 2.16: Nötiger Antennenabstand für die tomographische Abbildung eines Querwinkelbereiches ϑ für verschiedene Orbithöhen

Für eine Abbildung mit kubischer Auflösungsgeometrie im X-Band bei einem Winkelbereich in Azimut von 11° müsste demnach die Apertur in Querrichtung eine Ausdehnung von zirka 77 km besitzen, wenn eine Orbithöhe von 400 km betrachtet wird. Diese Realisierung ist entsprechend anspruchsvoll. Ein Ausweichen auf das Ka-Band, das bei der gleichen Auflösung lediglich einen Winkelbereich von $3,3^\circ$ abdecken muss, bräuchte einen Maximalabstand der Antennen von 23 km. Dieser Abstand l der Antennen gibt den Maximalabstand an, allerdings müssen über diese Strecke Empfänger positioniert werden, um eine Unterdrückung der Mehrdeutigkeiten zu erreichen. Eine Demonstration wie ein solches Array ausgedünnt werden kann, um die Anzahl der Empfänger in einem realistischen Rahmen zu halten, ist in [Kem20] vorgestellt.

3 Simulationen, Analysen und Aufbau des Radarsystems

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den in dieser Arbeit durchgeführten Simulationen und deren detaillierten Analysen. Die Simulationen umfassen die verschiedensten Aspekte der interferometrischen Abbildung von Szenarien mit verteilten Streuzentren in drei Dimensionen. Neben den Grenzen der interferometrischen Abbildungsfähigkeit werden auch die nicht idealen Aspekte, die in einem realen Aufbau auftreten werden, untersucht und beleuchtet. Abschnitt 3.2 beschreibt den Systemaufbau des Radarsystems, welches im Rahmen dieser Arbeit von Grund auf dimensioniert, entwickelt, aufgebaut und getestet wurde. Die Entwicklung basierend auf dem neuen System-on-a-Chip (SoC), welches am Institut vor dieser Arbeit noch nicht verwendet wurde, ist ebenfalls aufgezeigt. Das aufgebaute Radarsystem wird in Abschnitt 3.3 für sich allein stehend kalibriert und validiert. Die Fehlereffekte, die vom Radar ausgehen, werden quantifiziert und in den Kontext des Messaufbaus eingebettet.

3.1 End-to-End Simulator für ein interferometrisches Radar

Jedes komplexe System bedarf der genauen vorherigen Analyse durch mathematische Beschreibung und Validierung durch Simulationen. Das in dieser Arbeit entwickelte Radarsystem wurde in einem eigenen dafür entwickelten Simulationsprogramm designed, simuliert, analysiert und getestet. Das Simulationswerkzeug berechnet in einem ersten Schritt das Zeitsignal, welches das Radarsystem von einer Szenerie empfangen würde, um daraufhin aus diesem die Streuzentrumsverteilung in einem Bild mit dem Rückprojektionsalgorithmus zu berechnen. Die Szenerie wird hierbei durch eine Liste von idealen Streuzentren im Bildkoordinatensystem definiert. Die Streuzentren werden hierbei als ideal angenommen und besitzen eine relative Amplitude zueinander, um auch unterschiedlich starke Streuer abbilden zu können. Die Streuzentren können so definiert werden, dass sie nur aus einem bestimmten Blickwinkel sichtbar sind. Alternativ ist es möglich, ein externes dreidimensionales Modell von Streuzentren in den Simulator zu laden und simulieren zu lassen. Getrennte Positionen der Sende- und Empfangsantennen im dreidimensionalen Raum werden für die Simulation definiert. Ausgehend von der Simulation der empfangenen Daten im Zeitbereich kann die Rückprojektion auf die Bildmatrix erfolgen. Der Simulator erlaubt des Weiteren eine Vielzahl an Fehlereffekten abzubilden. Neben geometrischen Fehlern, die in Abschnitt 3.1.2 genauer

beleuchtet werden, können auch die in der Realität auftretenden Fehlereffekte mit in die Simulation aufgenommen werden. Dazu zählen stochastische und deterministische Fehler in den Abtastzeitpunkten der Analog-digital-Wandler (ADCs), Quantisierungs- und Clippingeffekte der ADCs, das endliche SNR durch die Addition von weißem gaußischem Rauschen und Phasenrauscheffekte durch den Oszillator im Frequenzumsetzungsprozess. Ein vom Simulator nicht abgebildeter Effekt sind die atmosphärischen Laufzeitverzögerungen, die bei der Vermessung von Weltraumobjekten im Orbit auftreten. Dazu gehören troposphärische und dispersive ionosphärische Laufzeitverzögerungen, die nicht vernachlässigbare Effekte mit sich tragen. Die Analyse und Korrektur dieser wurde in [Ang20] ausgiebig dargestellt und trägt nach der Korrektur nicht mehr nachteilig für die interferometrische Messung bei und wird deshalb in dieser Arbeit nicht weiter beleuchtet.

Die Parameter für die dargestellten Simulationsergebnisse sind, sofern nicht anders angegeben, in Tabelle 3.1 gegeben. Diese Parameter sollen den Aufbau des Radarsystems im interferometrischen Aufbau aus Kapitel 4 nachbilden und untersuchen.

Tabelle 3.1: Parameter für die Simulation

Parameter	Wert
Einfallswinkel θ	60°
Mittenabstand r_m	20 m
Basislänge b_z	30 cm
Eindeutigkeitsbereich A_z	79,3 cm
Bandbreite B_W	2,1 GHz
Mittelfrequenz f_m	10,9 GHz
Winkelbereich φ_{Az}	$11,1^\circ$
Winkelschritt $\Delta\varphi_{Az}$	$0,1^\circ$
SNR	20 dB
$1-\sigma$ Abtastjitter	100 fs
$1-\sigma$ LO-Phasenrauschen	$0,1^\circ$
Dynamik der ADCs	14 bit
Aussteuerung der ADCs	-30 dBFS

3.1.1 Interferometrische Simulationen

Da eine beliebige Anzahl an Empfangsantennen im Simulationsprogramm eingesetzt werden kann, erlaubt der Simulator die interferometrische Analyse verschiedener Konstellationen und deren Auswirkungen auf die Rekonstruktion der dreidimensionalen Streuzentrumsverteilung. Die Erzeugung dieser Daten erfolgt in gleicher Art und Weise, wie sie auch bei der realen Messung stattfinden würde. Die interferometrische Simulation zeigt das in Abschnitt 2.2.3 theoretisch beschriebene erwartete Verhalten.

Um eine dreidimensionale Darstellung der Daten zu ermöglichen, muss eine Datennachverarbeitung erfolgen. Bei der Erdüberwachung kann fast aus dem vollständigen Interferogramm Information gewonnen werden. Im Falle von verteilten Streuzentren in der Szenerie, bei der auch Teile des

Bildes keine Information (Hintergrund) enthalten, muss die Auswertung des Interferogramms auf logische Bereiche eingeschränkt werden. Ein erster Ansatz könnte beispielsweise sein, das Interferogramm nur dort auszuwerten, wo die Amplitude des zweidimensionalen Bildes einen gewissen Schwellwert überschreitet. Das führt auch bei der Simulation identischer Streuer zu einem akzeptablen Ergebnis, ist aber für die Anwendung bei realen Messungen nicht möglich. Streuzentren mit geringerer Amplitude würden demnach vollständig vernachlässigt werden und nicht im dreidimensionalen Bild auftauchen. Durch das Absenken des Schwellwertes würde man auch schwache Streuzentren abbilden können, aber so würden auch die Nebenkeulen in den Bereich der Auswertung wandern, was nicht erwünscht ist.

Ein zweiter Ansatz wäre es, den Schwellwert nicht auf die Amplitude im Radarbild anzuwenden, sondern auf das Kohärenzbild der beiden empfangenen Bilder. Das hat den Vorteil, dass auch in der Amplitude schwächere Ziele eine gute Kohärenz aufweisen können, sodass diese erfolgreich extrahiert werden können. Dieser Ansatz ist eine schnelle und einfache Möglichkeit, das Interferogramm auf informationshaltige Bereiche zu beschränken. Dabei ist allerdings anzumerken, dass hierbei die räumliche Ausdehnung der Auflösungszelle in die Auswertung mit einbezogen wird. Die hier angestellten Untersuchungen gelten nur für die Phase im Maximum nach der Fokussierung und nicht unbedingt für den gesamten Bereich der Impulsantwort.

Extraktion der punktförmigen Streuzentren

Ausgehend von der Problematik der Extraktion der einzelnen Streuzentren aus dem Bild ist hier ein einfacher Algorithmus entwickelt worden, der im Folgenden vorgestellt werden soll. Dem menschlichen Auge fällt die Unterscheidung zwischen Hauptstreuzentrum und Nebenkeule einfach, weil die Richtung der Nebenkeulen zusammen mit dem Amplitudenabfall leicht erkennbar ist. Diese Fähigkeit muss für die Extraktion der Streuzentren programmatisch umgesetzt werden und bedarf einer neuen Methode. Der in dieser Arbeit entwickelte einfache und schnelle Algorithmus gleicht einer zweidimensionalen Gipfelsuche, die nur auf Teilbereiche des Bildes angewendet wird. In Kombination mit der Beschneidung auf eine hohe Kohärenz können sowohl in der Messung als auch in der Simulation sinnvolle Punktzentren für die Extraktion definiert werden. Dieser Ansatz ist natürlich nur möglich, sofern das abzubildende Objekt fokussierende Kanten und Zentren besitzt, die sich punktförmig fokussieren.

Der Algorithmus besteht aus drei Schritten. Im ersten Schritt werden alle Bereiche des Bildes, die eine schlechte Kohärenz besitzen und unter einer Minimalamplitude liegen, von der Betrachtung ausgeschlossen. Dabei kann die Minimalamplitude unterhalb der auftretenden Nebenkeulen liegen. Im zweiten Schritt wird das Radarbild S mit einem Maximumsfilter nach Gl. (3.1) gefiltert.

$$M(x, y) = \max \left| S \left(\left[x - \frac{K}{2}, x + \frac{K}{2} \right], \left[y - \frac{K}{2}, y + \frac{K}{2} \right] \right) \right| \quad (3.1)$$

Dabei wird ein gleitendes Rechteck über das Bild geschoben und ersetzt die Pixelwerte mit dem Maximum der Werte innerhalb des Rechtecks. Dabei muss das Rechteck in einer Größe gewählt

werden, sodass es einen vollständigen Peak eines punktförmigen Streuers umfassen kann. Dabei muss der Kern des Filters, also die Rechtecksgröße K , sogewählt werden, dass

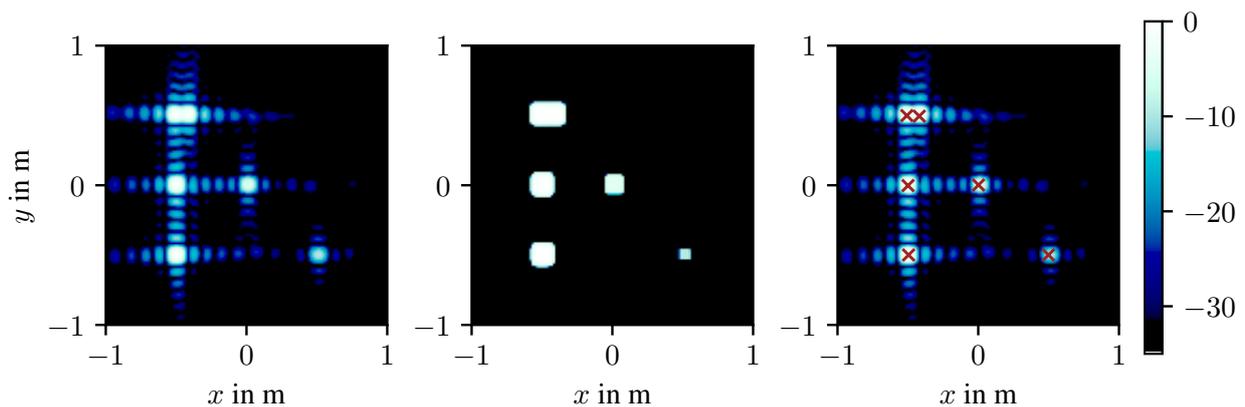
$$\delta^{3\text{dB}} \leq K \cdot \delta_{\text{ix}} \leq \delta^0 \quad (3.2)$$

gilt. Dabei ist $\delta^{3\text{dB}}$ die 3 dB Auflösungsgröße in Anzimut bzw. Entfernungsrichtung und δ^0 der Abstand zwischen den beiden ersten Nullstellen der sinc-Funktion. Dadurch wird sichergestellt, dass das Maximumfilter immer maximal nur die Fläche eines Streuzentrums umfasst. Damit das Maximumfilter den Amplitudenabfall nahegelegener Ziele detektiert, muss dessen Kern kleiner oder gleich der Auflösung sein. Um die Auflösung nicht zu verschlechtern, wird im Folgenden

$$K = \left\lceil \frac{\delta^{3\text{dB}}}{\delta_{\text{ix}}} \right\rceil \quad (3.3)$$

verwendet. In einem letzten Schritt wird das gefilterte Bild mit dem Originalbild Pixel für Pixel verglichen. An Stellen, an denen das gefilterte Bild und das Ursprungsbild den exakt selben Wert aufweisen, ist ein Gipfel vorhanden.

Zur besseren Veranschaulichung ist dieser Prozess in Abbildung 3.1 dargestellt, wobei sechs Streuzentren unterschiedlicher Amplitude simuliert wurden. Der Abstand der oberen beiden Streuzentren ist 7,1 cm, also genau der zu erwartenden Auflösung. Da in der Simulation die Kohärenz durch die fehlenden Cluttereffekte auch in den Nebenkeulen hoch ist, ist ein Ausschluss von Bildbereichen mit schlechter Kohärenz in Simulationsdaten nicht genügend. Hier wurde zusätzlich ein Leistungslimit von -12 dB eingesetzt. Bei der Verarbeitung von realen Messdaten dekorrelieren die Nebenkeulen deutlich besser, sodass eine Beschränkung auf gute Korrelationsbereiche genügt.



(a) Simulierte Verteilung der Streuzentren S (b) Bild nach Maximumfilterung M (c) Extrahierte Punkte nach Vergleich der Bilder

Abbildung 3.1: Detektion der sechs simulierten Streuzentren als Punktziel für die Extraktion der Höheninformation im Interferogramm, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar

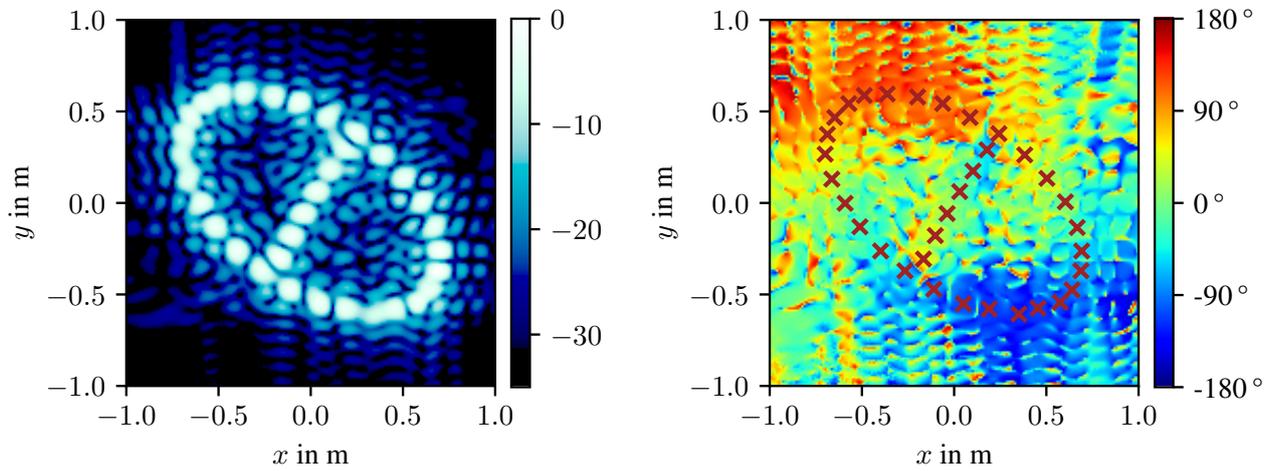
Interferometrische Simulationen

Das Simulationsprogramm liefert wie bereits angedeutet das erwartete Ergebnis. Zur Demonstration dessen soll das in Abbildung 3.2 dargestellte Ergebnis diskutiert werden. Das in Abbildung 3.2a gezeigte zweidimensionale Bild verrät dem Betrachter die grobe Struktur der simulierten Streuzentrumsverteilung. Es ist ein Kreisring erkennbar, welcher durch eine Linie in der Mitte miteinander verbunden ist. Nach der Punktextraktion und der Auswertung der interferometrischen Phase zeigt sich das Ergebnis in Abbildung 3.2c. Um einen Tiefeneindruck zu vermitteln, sind in dieser Arbeit die Punkte, die weiter vom Betrachter entfernt sind, transparenter dargestellt als die Nähergelegenen. Wie zu erkennen ist, ist die Annahme des Kreisrings nur eine zweidimensionale Projektion. In Wirklichkeit berührt die Punktlinie den Kreisring nicht. Durch die interferometrische Auswertung ist eindeutig ein Informationsgewinn dargestellt. Der Überlappungseffekt wurde nach der in Abschnitt 2.2.3 beschriebenen Methode korrigiert, bevor die Punkte in die dreidimensionalen Darstellung übertragen wurden.

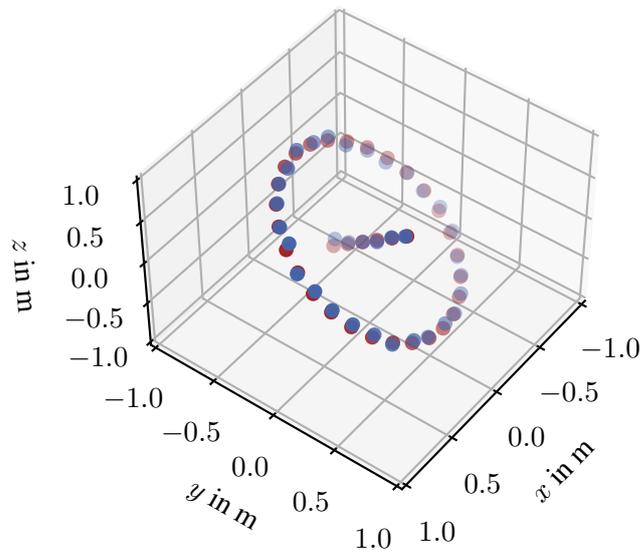
Grenzen der Interferometrie

Die vorgestellte dreidimensionale Auswertung der Daten lässt ein vielversprechendes Abbildungsverfahren vermuten. Allerdings müssen auch dessen Schwächen beleuchtet werden. Zum einen sei hier einmal der Eindeutigkeitsbereich dargestellt. Erhöht man die Basislänge von 30 cm auf 50 cm, so ergeben sich gravierende Änderungen, die durch die Simulation analysiert werden können. Das eindrucksvolle Ergebnis des Simulators zeigt Abbildung 3.3. Hier falten sich die Punkte mit großer z -Ablage durch den Phasensprung auf eine falsche Höhe. Ohne a priori Information lässt sich dieser Effekt nicht korrigieren.

Ein anderes Beispiel soll eine weitere Grenze der Interferometrie aufzeigen. Hierzu wurde der Einfallswinkel auf 90° angepasst, sodass der Überlappungseffekt nicht auftritt. Es wurden zwei Streuzentren simuliert, eines im Ursprung des Bildes und das zweite 30 cm über dem ersten. Das Ergebnis zeigt Abbildung 3.4. Wie zu erkennen ist, ist die Trennung der Streuzentren in z -Richtung nicht möglich. Keines der Streuzentren lässt sich korrekt auf die Position im Raum zuordnen. Der Effekt ist besonders gravierend, da beide Streuer das Signal mit der gleichen Amplitude zurückwerfen und die Signale sich damit maximal überlagern. Je dominanter eines der Ziele ist, desto mehr wird die Phase in dessen Richtung gezogen. Damit lässt sich feststellen, dass nur starke Streuzentren eine vernünftige Zuordnung in der Höhe erlauben.

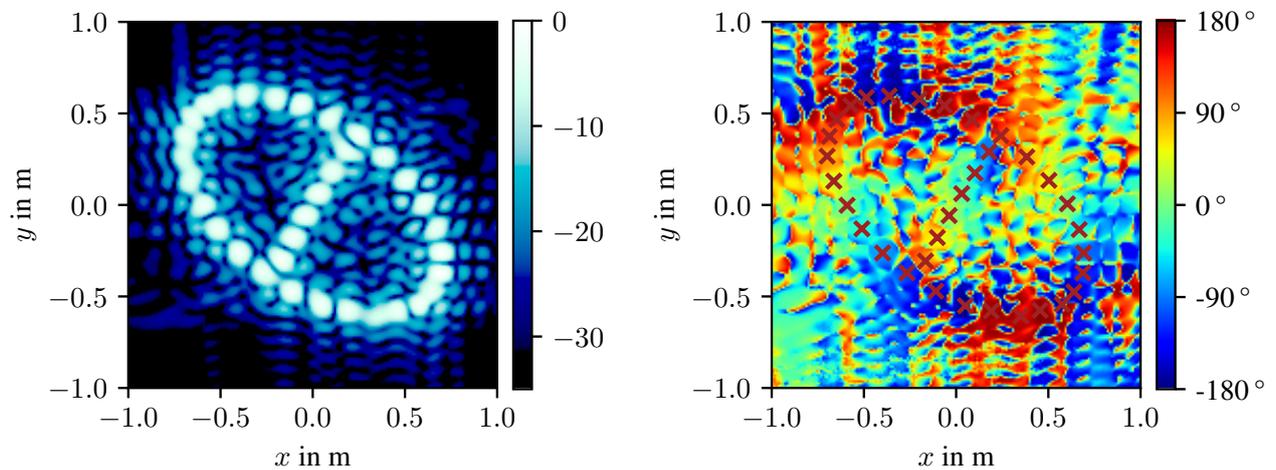


(a) Streuzentrumsverteilung in 2D Rekonstruktion, (b) Interferogramm mit detektierten Punkten als rote Kreuze, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

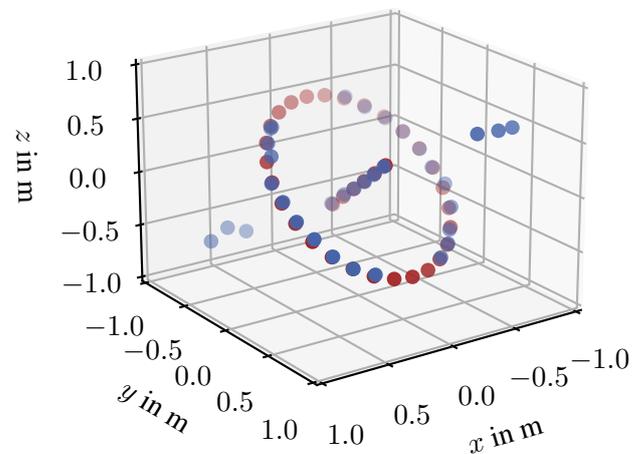


(c) Extrahierte Punkte im Raum (wahre Position: rot, simulierte Position: blau)

Abbildung 3.2: Simulative Analyse einer 3D Punkteanordnung mit interferometrischen Rekonstruktion

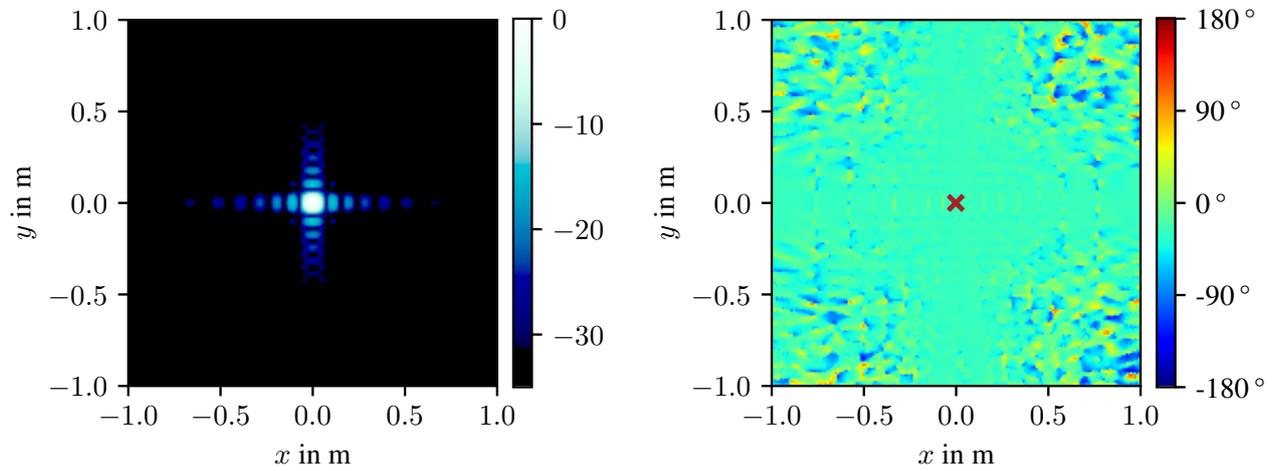


(a) Streuzentrumsverteilung in 2D Rekonstruktion, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar
 (b) Interferogramm mit detektierten Punkten als rote Kreuze, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

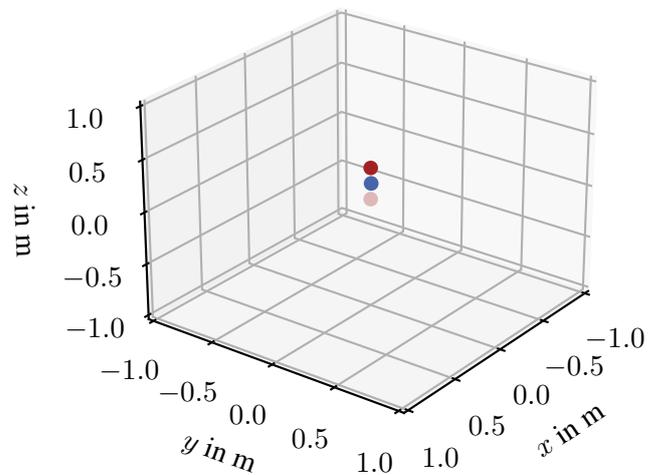


(c) Extrahierte Punkte im Raum (wahre Position: rot, simulierte Position: blau)

Abbildung 3.3: Simulative Analyse einer 3D Punkteanordnung mit interferometrischen Rekonstruktion und verringertem Eindeutigkeitsbereich



(a) Streuzentrumsverteilung in 2D Rekonstruktion, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar
 (b) Interferogramm mit detektiertem Punkt als rotes Kreuz, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar



(c) Extrahierte Punkte im Raum (wahre Position: rot, simulierte Position: blau)

Abbildung 3.4: Simulative Analyse einer 3D Punkteanordnung mit mehreren Streuzentren übereinander und interferometrischen Rekonstruktion

3.1.2 Untersuchungen zur Kenntnisungengenauigkeit in der Antennengeometrie

Ein Fehler, welcher in einer experimentellen Anordnung entscheidende Bedeutung zukommt, ist die Positionskenntnisungengenauigkeit der Phasenzentren der Antennen im Messaufbau. Für eine erfolgreiche Rekonstruktion der Streuzentren benötigt der Rückprojektionsalgorithmus genaue Kenntnis über die Aufnahmegeometrie. Das bedeutet, dass je ausgesendetem Puls das Phasenzentrum der Antennen bekannt sein muss. Die absolute Position des Phasenzentrums ist allerdings auch vom exakten Einfallswinkel in die Antenne, Frequenz und ähnlichem abhängig und damit komplex zu bestimmen. Die hier verwendeten Hornantennen erlauben immerhin eine Abschätzung des Phasenzentrums, die zumindest als Startposition eine gute Näherung darstellt [Mue70]. In dieser Arbeit verwendeten skalierten Messaufbau (siehe Kapitel 4), konnte eine einfache Vermessung über die gängigen Verfahren des Vermessungswesens zurückgegriffen werden.

Besonders um die interferometrische Phase ohne Fehlerkorrektur auswerten zu können, muss die Position auf

$$\|\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}\| \ll \lambda_m \quad (3.4)$$

genau bekannt sein. Hierbei sei mit $\hat{\boldsymbol{x}}$ der in der Rückprojektion verwendeter Ortsvektor und mit \boldsymbol{x} der Ortsvektor in der tatsächlichen Aufnahmegeometrie gemeint. Die Auswirkungen auf das zweidimensionale Radarbild ist sehr gering, sodass für das klassische zweidimensionale SAR die Bedingung aus Gl. (3.4) gelockert werden kann, bevor das Bild signifikant defokussiert.

Die interferometrische Messung analysiert die Unterschiede der beiden Empfangswege, wodurch die Kenntnis des Basisvektors \boldsymbol{b} zwischen den Antennen die größte Bedeutung erhält. Definiert man die Position der ersten Empfangsantenne durch den Ortsvektor $\boldsymbol{x}_{\text{Rx1}}$ und Position der zweiten Empfangsantenne durch den Basisvektor

$$\boldsymbol{x}_{\text{Rx2}} = \boldsymbol{x}_{\text{Rx1}} + \boldsymbol{b}, \quad (3.5)$$

erlaubt das die Einführung von getrennten Fehlervektoren:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_0 = \hat{\boldsymbol{x}}_{\text{Rx1}} - \boldsymbol{x}_{\text{Rx1}} \quad (3.6)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_b = \hat{\boldsymbol{b}} - \boldsymbol{b} \quad (3.7)$$

Dadurch wird eine Reduktion des Problems auf den einzelnen Vektor \boldsymbol{b} erreicht. Alle Abweichungen mit

$$\boldsymbol{\varepsilon}_0 \neq 0 \quad (3.8)$$

sind durch diese Beschreibung in den Positionen beider Antennen vorhanden und stören damit das Interferogramm nicht. Zwar führt ein solcher Fehler nicht zur optimalen Fokussierung des Bildes, aber nicht zu Störungen in der interferometrischen Messung.

Es können Basisvektorfehler in allen drei Raumrichtungen auftreten, die mit unterschiedlicher Schwere Fehler im resultierenden Bild hervorrufen. Zur getrennten Analyse der Fehler empfiehlt es sich, die drei Raumrichtungen in die Koordinaten des Radarbildes (Entfernung-, Azimut- und

z -Richtung) zu trennen, um die Fehler eingrenzen zu können. Im Allgemeinen zeigt sich eine offset-behaftete lineare Phasenrampe über die Radarbilder, wie Abbildung 3.5 zeigt. Für den Fall einer weit entfernten Messung ist die Verzerrung in erster Näherung nur entlang einer Achse im Bild. Für diese Simulation wurden keine Rauscheffekte simuliert. Wie eindeutig zu erkennen ist, erzeugt bereits eine Ungenauigkeit von einer mittleren Wellenlänge signifikant erkennbare Fehler, die sich über das gesamte Bild erstrecken. Bei der verwendeten Mittenfrequenz von 10,9 GHz bedeutet das eine Positionsungenauigkeit des Phasenzentrums der Antenne von 2,75 cm im Koordinatensystem des Bildes. Wie oben bereits erwähnt, ist diese enge Anforderung nur auf den Basislinienvektor zu stellen und nicht auf den absolut Positionsvektor \hat{x}_{Rx1} , wodurch sich diese Anforderung im X-Band in einem realisierbaren Maßstab erstreckt. Dieser Basisvektor ist aufbaugebunden und kann daher durch Kalibrationsmessungen bestimmt werden. Diese Kalibrationsmessungen erlauben dann die Anwendung in einer Messung von Weltraumobjekten, da sich zwischen Kalibrationsmessung und realer Messung nur die Bildposition, also x_{Rx1} , verändert. Die in Abbildung 3.5 dargestellten Fehler treten natürlich auch bereits bei kleineren Fehlerabständen auf. Zur anschaulichen Darstellung wurde $\|\varepsilon_{\text{b}}\| = \lambda_{\text{m}}$ gewählt, weil hier alle drei Fehler deutlich sichtbar werden. Zur genaueren Quantifizierung für kleinere Fehleramplituden wurden diese für das Radarsystem im X-Band in Abbildung 3.6 genauer dargestellt. Eine Störung der Basislinie in z -Richtung führt für moderate Fehler nur zu einem Offset in der Phase, der sich jedoch doppelt bemerkbar macht. Zum einen ist die gemessene Phase nicht korrekt und zum anderen wird eine falsche Länge in Gl. (2.35a) eingesetzt, was die Phase zusätzlich falsch in eine Höhe umrechnet.

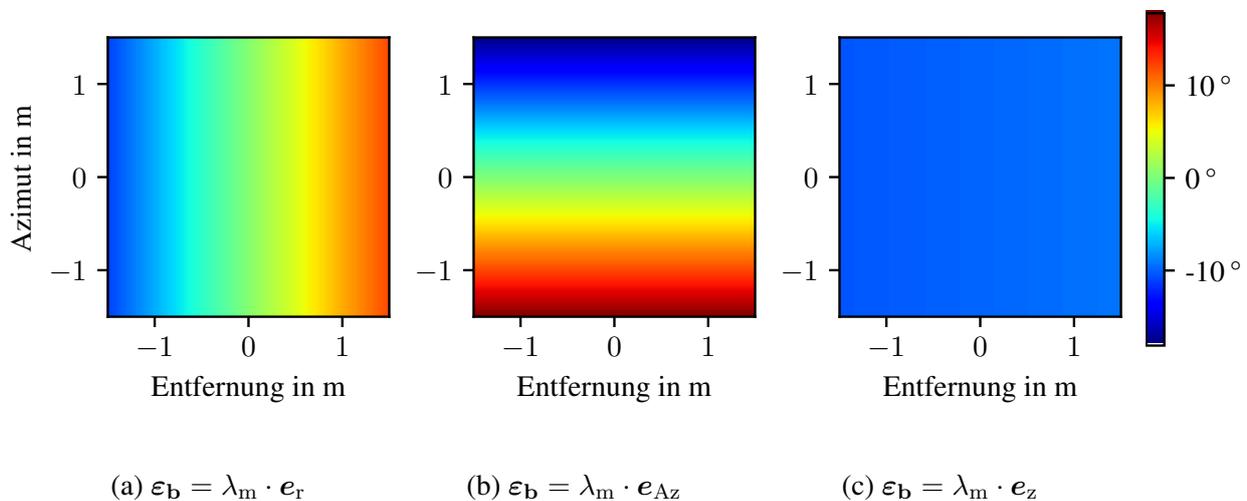


Abbildung 3.5: Fehlerinterferogramme für Fehler in den drei Raumrichtungen bei $f_{\text{m}} = 10,9$ GHz bei einem Abstand von 20 m

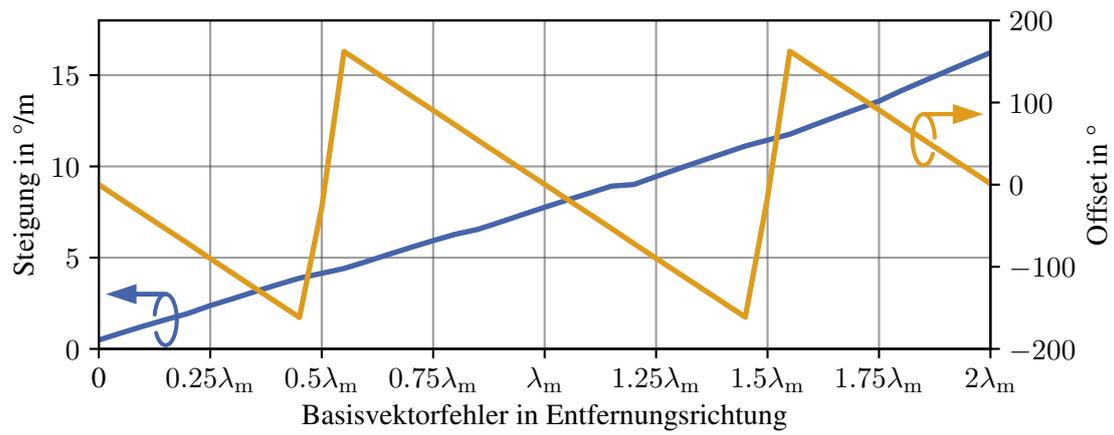
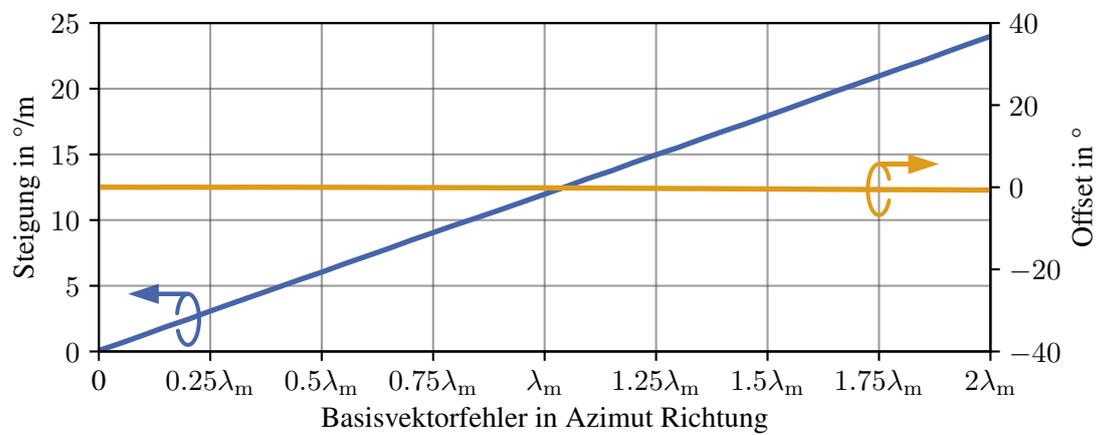
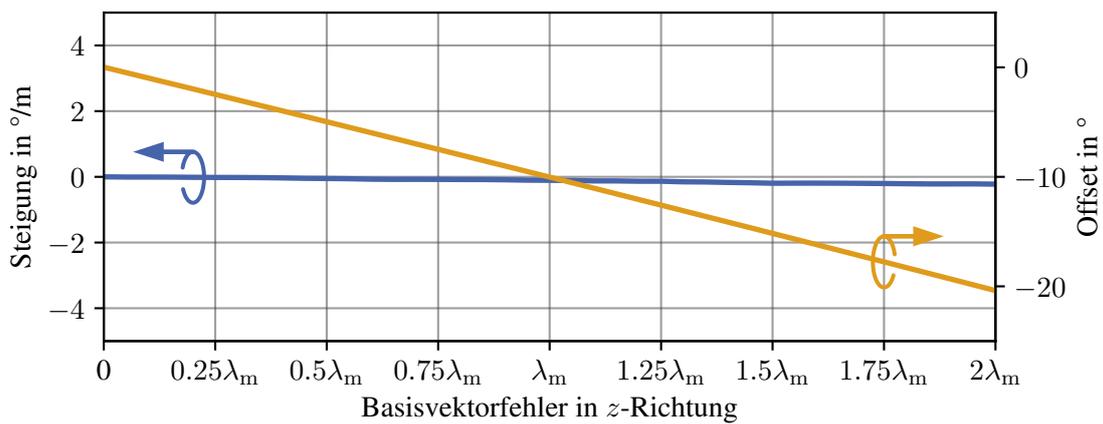
(a) $\epsilon_b \parallel e_r$ (b) $\epsilon_b \parallel e_{Az}$ (c) $\epsilon_b \parallel e_z$

Abbildung 3.6: Quantifizierung der Phasenfehlerampen für die drei Raumrichtungen bei $f_m = 10,9$ GHz. Die Diagramme zeigen den durch die Ungenauigkeit in der Kenntnis des Basisvektors hervorgerufene konstante Fehler in der Phase rechts sowie einen zusätzlichen ortsabhängigen Fehler in der Fehlerrichtung links.

3.2 Systemaufbau des Radars

Das in dieser Arbeit verwendete Radarsystem wurde für die interferometrischen und tomographischen Untersuchungen von Grund auf neu designed, entwickelt und aufgebaut. Der gesamte Systemaufbau ist schematisch in Abbildung 3.7 gezeigt. Die Steuerung und Kontrolle des Gesamtsystems erfolgt hier über einen Steuerungscomputer, der über das lokale Netzwerk (LAN) mit dem Aufbau verbunden ist. Von dort aus wird die Motorsteuerung, die im skalierten Messaufbau für die Szeneriebewegung und Antennenpositionierung verantwortlich ist, angesprochen. Das Herzstück des Systems, welches im Folgenden genauer beleuchtet werden soll, bildet das Field Programmable Gate Array (FPGA) Board auf dem die Signalerzeugung und synchrone Abtastung der beiden Empfänger erfolgt. Auch dieses wird über das Netzwerk angesprochen und konfiguriert. Hierfür wurde ein System-on-a-Chip (SoC) der Firma Xilinx eingesetzt. Dieses Board besitzt insgesamt 8 HF Analog-digital-Wandler (ADCs) und 8 HF Digital-analog-Wandler (DACs). Ein hochgenauer Oszillator, der einen sehr stabilen Takt für die HF Frontends erzeugt, ist ebenfalls direkt auf dem Board verbaut. Ein Bild des verwendeten Boards der Firma Knowledge Resources zeigt Abbildung 3.8 [Res]. Der Oszillator befindet sich auf der Unterseite der HF Frontends. Ebenfalls ist die logische und sequenzielle Steuerung in Form einer CPU auf dem SoC integriert.

Das SoC wurde im Rahmen dieser Arbeit von Grund auf neu programmiert. Das mit diesem Board als Basiseinheit realisierte Pulsradar besitzt die in Tabelle 3.2 zusammengefassten Parameter. Durch den prinzipiellen konfigurierbaren Charakter eines FPGA ist es jedoch möglich verschiedenste Varianten von Radarprinzipien zu implementieren und umzukonfigurieren.

Tabelle 3.2: Parameter des aufgebauten Radarsystems

Parameter	Wert
Pulsdauer τ_p	1 μ s
PRF	80 Hz
Empfangsfenster	2 μ s
HF Abtastrate	4,9152 GSPS
Bandbreite B_W	2,1 GHz
Auflösung δ_r (theor.)	7,1 cm
Phasenstabilität σ_φ	$\leq 0,11^\circ$
Empfängerrauschzahl N	4,77 dB

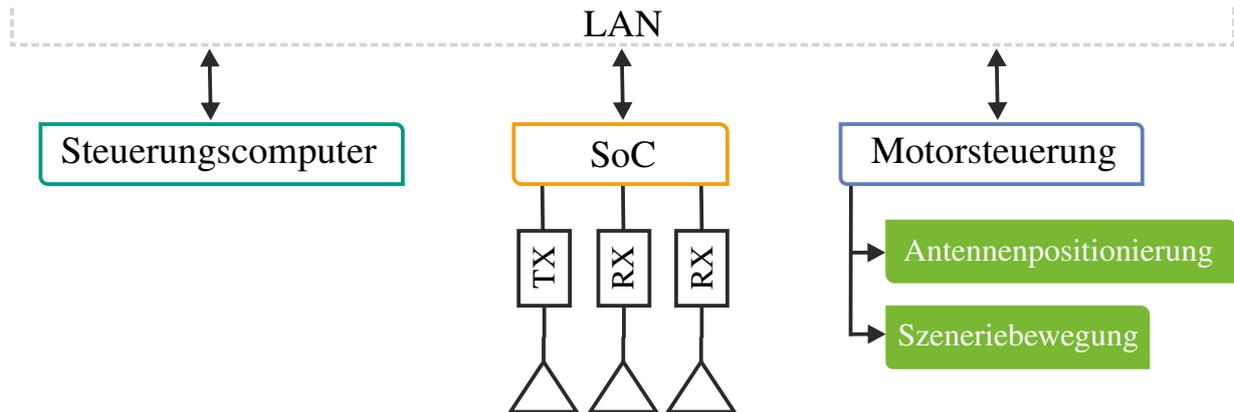


Abbildung 3.7: Schematische Systemarchitektur des Gesamtsystems

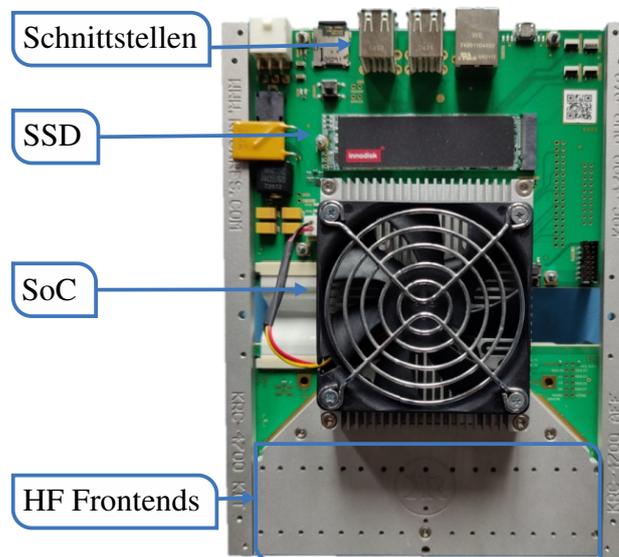


Abbildung 3.8: Foto des eingesetzten SoC-Boards

3.2.1 Digitale FPGA-Einheit

Das hier verwendete HF SoC-Board wurde vor dieser Arbeit am Institut noch nicht eingesetzt, sodass zu Beginn der Arbeit lediglich die Herstellerinformationen zur Verfügung standen und nicht auf vorangegangene Arbeiten am DLR zurückgegriffen werden konnte. Die Entwicklung der SoC Systemarchitektur stellt somit einen gravierenden Anteil der Arbeit dar und umfasst verschiedenste Ebenen der Softwareentwicklung von hardwarenaher Entwicklung des FPGAs bis hin zu Hochsprachen wie Python, die alle auf einem System miteinander zusammenarbeiten müssen. Das hier verwendete SoC besitzt auf einem Chip einen einzelnen ARM-Kern, auf dem ein Embedded Linuxsystem installiert werden kann und einen leistungsfähigen FPGA-Teil. Damit die Entwicklung eingebetteter Software erfolgen kann, muss das Linuxsystem Kenntnis über das zugrunde liegende

de Hardwaresystem besitzen. In einer vereinfachten Darstellung wird hierbei der Linux-Kernel auf Basis der Hardwarebeschreibung des FPGAs eigens für diese Anwendung gebaut. Basierend auf diesem werden dann alle nötigen Bibliotheken und Treiberschnittstellen, die für die Entwicklung von Software auf dem Linuxsystem nötig sind, in einem Software Development Kit (SDK) zusammengepackt. Auf dieser Basis lässt sich dann ausführbare Software entwickeln.

Das Linuxsystem ist für die Kommunikation mit dem restlichen Messsystem und dem Abspeichern der Daten auf einer Solid-State Drive (SSD) verantwortlich, während der FPGA die Pulserzeugung und Abtastung sowie die zeitlichen Ablaufsteuerung (Timing) vornimmt. Eine schematische Darstellung der Softwarearchitektur zeigt Abbildung 3.9.

Beginnend von der höchsten Ebene bildet das Local Area Network (LAN) die Schnittstelle des SoCs nach außen zu den anderen Geräten, die im Gesamtaufbau benötigt werden und in Kapitel 4 beschrieben sind. Der UDP (User Datagram Protocol) Socket für die Verbindung nach außen wird hierbei über ein Pythonprogramm zur Verfügung gestellt. Die Entscheidung UDP statt der garantiert verlustfreien TCP (Transmission Control Protocol) Verbindung für diese Kommunikation zu verwenden, ist der unterliegenden Struktur geschuldet. TCP benötigt mehr Verwaltungsdaten (Overhead) und ist in der Implementierung anspruchsvoller. Prinzipiell ist die TCP Implementierung für zukünftige Anwendungen möglich, um einem möglichen Datenverlust vorzubeugen [Man18].

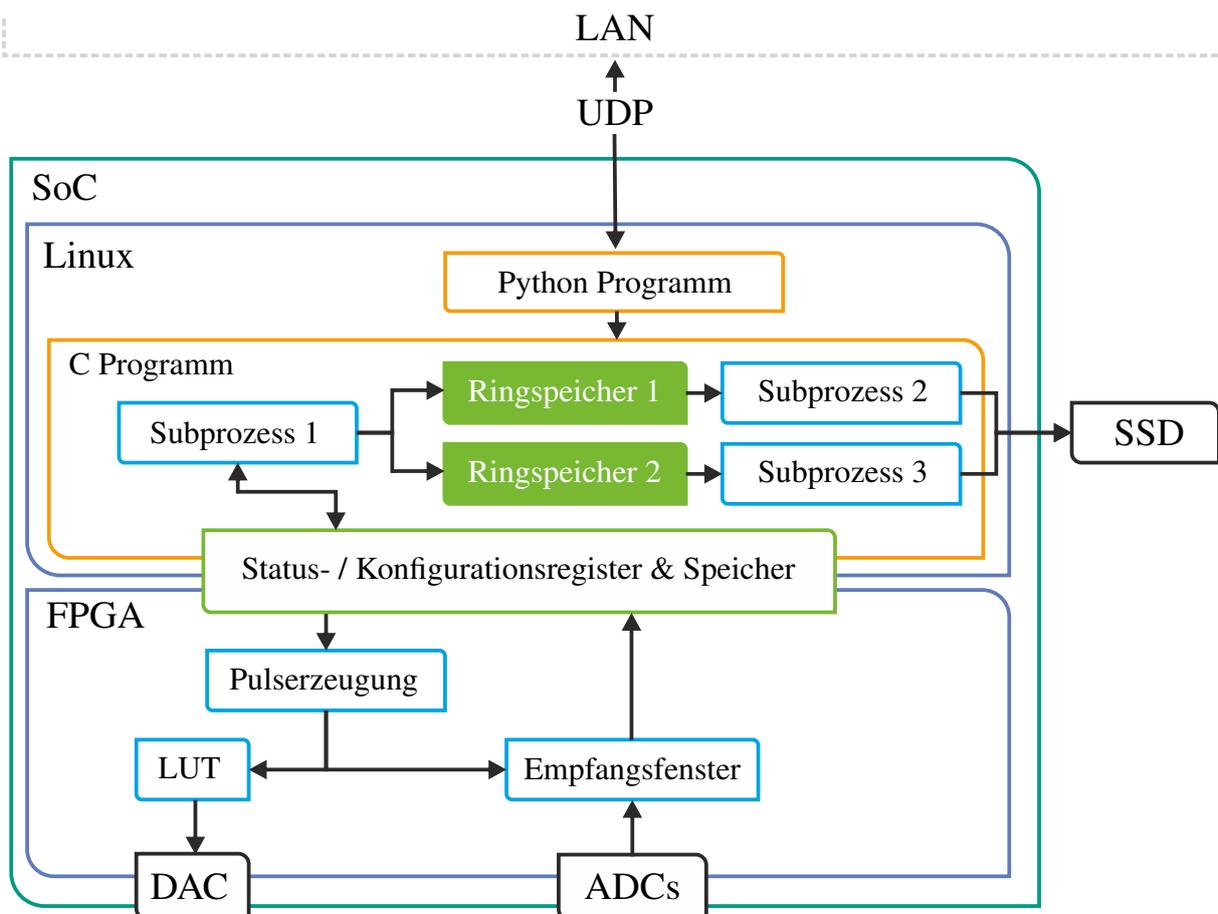


Abbildung 3.9: Softwarearchitektur des Radarsystems, implementiert auf dem SoC-Board

Da für diese Anwendung nur einzelne dedizierte Befehle versendet werden und das verwendete LAN nur wenige Teilnehmer besitzt, ist mit Paketverlust nicht zu rechnen. Der Messablauf wird durch einen separaten Steuerrechner (Laptop) initiiert. Dieser versendet vor dem Beginn einer Messung ein Konfigurationspaket, welches die PRF, Anzahl an Pulsen und einen Namen der Messung zur Identifikation enthält. Zum tatsächlichen Start der Messung wird ein weiteres Triggerpaket versendet. Das Pythonprogramm empfängt daraufhin das Konfigurationspaket und initialisiert die Messung, indem das C-Programm für den Messablauf gestartet wird. Theoretisch ist das Pythonprogramm nicht vonnöten, da diese Funktionalität auch von C bereit gestellt werden könnte, allerdings würde das das Prinzip der Modularisierung der Informatik verletzen. Die Aufgabe des C-Programms ist es, die Daten der ADCs auf der SSD zu speichern und die Kommunikation zum FPGA durchzuführen. Diese Modularisierung hilft, die Einzelkomponenten des Systems testen und entwickeln zu können.

Sobald das C-Programm mit den Messparametern gestartet wurde, werden die Parameter gespeichert und die PRF an den FPGA übergeben. Die Kommunikation zwischen C-Programm und FPGA erfolgt über den geteilten Speicher zwischen Linuxsystem und FPGA. Sobald das Triggerpaket über das Netzwerk eintrifft, wird dieses Signal durch die komplette Softwarearchitektur weitergereicht. Sobald dies geschehen ist, laufen in dem C-Programm drei Einzelprozesse, die quasi-parallel ausgeführt werden. Der erste Subprozess wartet auf das Signal des FPGAs, dass ein Puls im Zwischenspeicher erfolgreich abgelegt wurde. Sobald dieses Signal eingetroffen ist, werden die Abtastpunkte der beiden ADCs aus dem geteilten Speicher in je einen Ringspeicher pro Kanal geladen. Jeder dieser Ringspeicher wird für sich je von einem Subprozess überwacht und sobald dieser Daten beinhaltet, werden die Daten in eine Binärdatei auf die SSD geschrieben. Das ist nötig, damit die signifikant unterschiedlichen Lese- und Schreibzugriffszeiten der unterschiedlichen Speichermedien keinen Datenverlust verursachen. Am Ende einer Messung befindet sich auf der SSD für jeden Kanal eine Datei, die mit dem Identifikationsnamen der Messung versehen ist. Bevor dieser FPGA für die Abbildung von Weltraumobjekten eingesetzt werden kann, müsste dieses Speichersystem im Hinblick auf die Datenübertragungsrate optimiert werden. Dies stellt jedoch nur eine programmiertechnische Herausforderung dar und ist ohne neue Entwicklungen lösbar.

Auf der Hardwareebene des FPGAs findet die Pulserzeugung statt. In einem Konfigurations- und Statusregister, welches die Kommunikation zwischen dem Linuxsystem und dem FPGA darstellt, wird zunächst die PRF gesetzt und in einen Zähler geladen. Dieser Zähler erzeugt im frei-laufenden Modus die Pulsflanken, die für das Aussenden und das Öffnen der Empfangsfenster verantwortlich sind. Für eine Satellitenabbildung ist aufgrund der starken Abstandsänderung eine variable PRF über die Messdauer hinweg vonnöten. Diese Fähigkeit ist auf der Hardwareebene des FPGAs bereits implementiert, aufgrund der fehlenden Notwendigkeit in diesem skalierten Messaufbau in den höheren Ebenen noch nicht umgesetzt. Diese Pulserzeugung startet natürlich erst, sobald das Triggersignal über das Netzwerk eingetroffen ist. Soll ein Puls ausgesendet werden, wird dieses Signal an die Umsetzungstabelle (engl. lookup table) (LUT) gegeben, in welcher die einzelnen Abtastpunkte des Sendepulses gespeichert sind. Diese Signalform wird bei der Synthese der Hardwarebeschreibung des FPGAs vorberechnet und ist zur Laufzeit fest in einer LUT gespeichert. Im Fortlaufen des Taktes gibt diese LUT die Abtastpunkte des Signals an den HF DAC ab, bis der

Puls vollständig ausgesendet wurde. Da die Messentfernung bei dem Versuch nur wenige zehn Meter beträgt, werden gleichzeitig zu Beginn der Aussendung die Empfangsfenster der beiden ADCs geöffnet und nehmen jeweils eine feste Anzahl an Abtastpunkten auf und schreiben diese in den geteilten Speicher. Sobald die vordefinierte Anzahl an Abtastpunkten aufgenommen wurde, schließt das Empfangsfenster und das Statusregister signalisiert den erfolgreichen Abschluss der Aufnahme dem Linuxsystem und startet damit die Speicherung der Daten auf der SSD. Sobald die eingestellte Anzahl an Pulsen aufgenommen wurde, stoppt das Linuxsystem die Pulserzeugung und das System geht in den Ausgangszustand zurück.

Die HF ADCs und DACs des FPGAs erlauben eine sehr flexible Konfiguration, mit dem so gut wie alle erdenklichen Anwendungen realisiert werden können. Für diese Anwendung wurden alle internen digitalen Frequenzumsetzer und Zähler, die etwa eine I/Q Demodulation eines Zwischenfrequenzsignals erlauben, abgeschaltet. Das am ADC anliegende Zeitsignal wird abgetastet und direkt abgespeichert. Da die Speichersysteme und HF Systeme auf unterschiedlichen Taktraten arbeiten, muss mit besonderer Sorgfalt gearbeitet werden, dass das Gesamtsystem zeitlich deterministisch ist und keine Korruption der Daten beim Transfer durch das System auftritt.

3.2.2 Analoge Hochfrequenzeinheit

Nachdem die Signale von der digitalen Systemseite in die Analogdomäne durch die HF DACs und ADCs gebracht wurden, müssen diese aufbereitet und für die Abstrahlung im X-Band frequenzumgesetzt werden. Für diesen Aufbau wurde ein Systementwurf erstellt und durch gehäuste Standardkomponenten aufgebaut. Ein detaillierter Pegelplan zur Unterstützung der Entwicklung wurde erstellt und entsprechend den Anforderungen und Randbedingungen danach das System ausgelegt.

Sendepfad

Zur Abstrahlung der gesendeten Pulse muss das Signal vom Basisband ins X-Band umgesetzt, verstärkt und gefiltert werden. Der Sendepfad ist schematisch in Abbildung 3.10 dargestellt. Das Signal direkt aus dem Ausgang des DACs muss zunächst mit einem Tiefpassfilter (LP) auf die tatsächliche Signalbandbreite gefiltert werden. Dies ist nötig, weil die Abtastfrequenz und deren Vielfache als Störsignal nach dem DAC vorhanden sind. Eine Abstrahlung dieser ungewünschten Signalanteile muss zur Vermeidung von Interferenzstrahlung unterbunden werden. Den Frequenzgang dieses Filters zeigt Abbildung 3.12. Anschließend wird das gefilterte Signal in das X-Band umgesetzt, nachdem es ein Dämpfungsglied (engl. attenuator) (ATT) durchwandert hat. Das Eingangsdämpfungsglied wird genutzt, um den Signalpegel optimal für den Frequenzumsetzer (engl. mixer) (MIX) anzupassen. Alternativ könnte auch die Aussteuerung des DACs von der maximalen Ausgangsleistung des DACs von -3 dBm reduziert werden, was jedoch die Dynamik des Signals reduzieren würde. Das Dämpfungsglied am Ausgang des Frequenzumsetzers erreicht eine höhere

Anpassung dessen, um Mehrfachreflexionen, welche zu Störungen führen würden, zu unterdrücken, besonders da die weiteren Frequenzumsetzungsprodukte vom nachfolgenden Filter reflektiert werden. Der Frequenzumsetzer erhält das Lokaloszillator (LO) Signal von einer externen Signalquelle, welche ebenfalls als Signalquelle für die Frequenzumsetzung der Empfänger dient. Dadurch arbeiten alle Frequenzumsetzer mit dem exakt gleichen LO-Signal, sodass Frequenzfehler ausgeschlossen und Phasenfehler durch die Wahl des LOs reduziert werden können. Der LO wird über einen Leistungsteiler für den Sendepfad und die beiden Empfangspfade aufgeteilt. Um einen Verlust an Konversionsgewinn und Linearität im Frequenzumsetzer zu vermeiden, muss dieser mit einer optimalen LO Leistung arbeiten. Nach der Parametrisierung nach dem Datenblatt und Validierung in einer Messung, wird jeder Frequenzumsetzer mit einem Leistungspegel von 13 dBm angesteuert. Am Ausgang des Frequenzumsetzers befindet sich ein Bandpassfilter (BP), welches das untere Seitenband passieren lässt und das obere Seitenband reflektiert. Dieses Filter ist von großer Bedeutung, da die beiden Seitenbänder des Signals

$$f_{LO} + f_{BB} \quad \text{und} \quad f_{LO} - f_{BB} \quad (3.9)$$

bei niedriger Momentanfrequenz einen sehr geringen Frequenzabstand aufweisen. Die Momentanfrequenz des Pulses am Ausgang des DACs ist im Bereich von 100 bis 2200 MHz konfiguriert, um eine optimale Nutzung der DAC und ADC Hardware zu erreichen. Daraus ergibt sich eine minimale Seitenbandtrennung von 200 MHz. Bei Betrieb im X-Band und einer Mittenfrequenz von 10,9 GHz muss das Filter hier eine besondere Flankensteilheit aufweisen. Das hier eingesetzte Filter zeigt Abbildung 3.11 und weist mit 14 Polen eine genügend große Flankensteilheit auf. Der LO muss in seiner Frequenz genau auf das vorhandene Filter eingestellt werden, sodass das gewünschte Nutzsignal möglichst verzerrungsfrei den Frequenzumsetzungsprozess passiert und das zweite Seitenband genügend gut unterdrückt wird, was im vorliegenden Fall in etwa 20 dB beträgt.

Bevor das Sendesignal über die Antenne (ANT) abgestrahlt wird, wird es zweistufig verstärkt. Der erste Verstärker (engl. amplifier) (AMP) besitzt eine Verstärkung von 33 dB. Das Dämpfungsglied zwischen den Verstärkerstufen gewährleistet die Stabilität des Systems. Die letzte Verstärkerstufe besitzt einen Gewinn von 37,5 dB und einen Ausgangs-1 dB-Kompressionspunkt von 2 W. Um die Verstärker im linearen Bereich zu halten, wird hier eine Ausgangsleistung von 29 dBm also zirka 0,8 W angestrebt. Als TX Antenne dient eine Parabolantenne mit einem Gewinn von 35 dBi. Hierdurch wird eine optimale Ausleuchtung der Szenerie in der Messanordnung und eine maximale Dynamik erreicht.

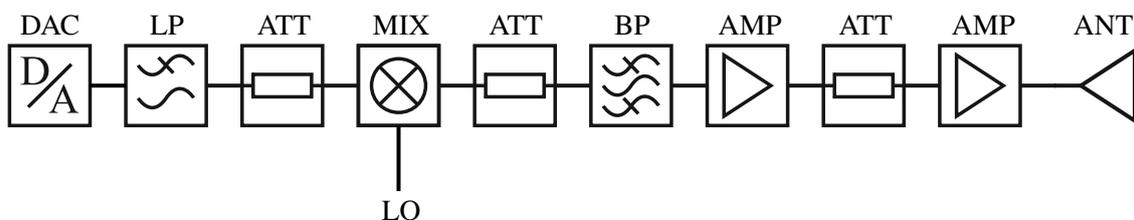


Abbildung 3.10: Blockschaltbild des TX-Pfades

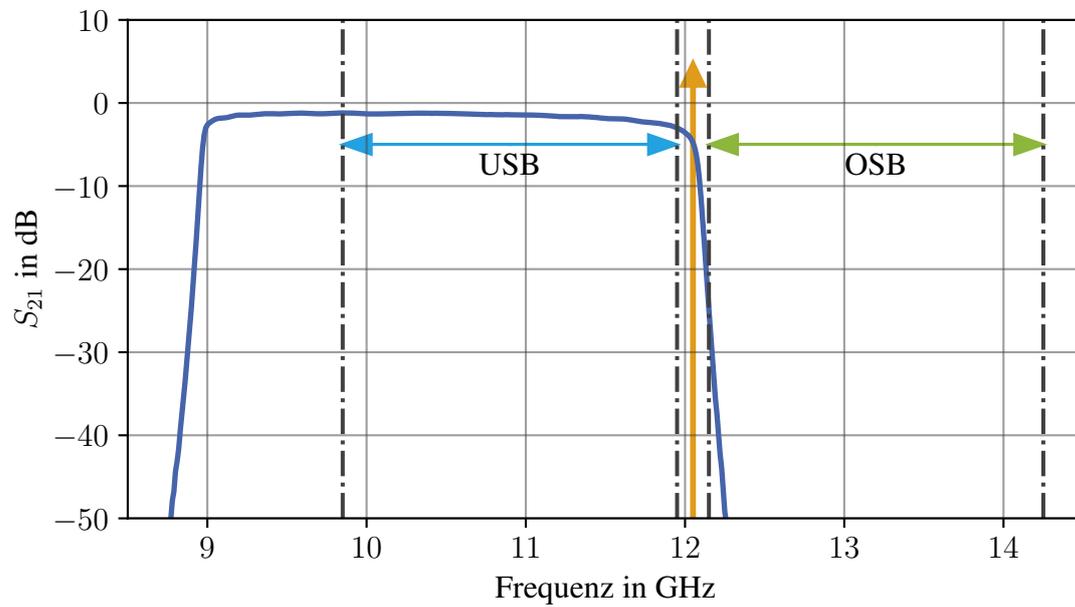


Abbildung 3.11: Sendefilter mit LO-Signal in orange und beide Seitenbänder

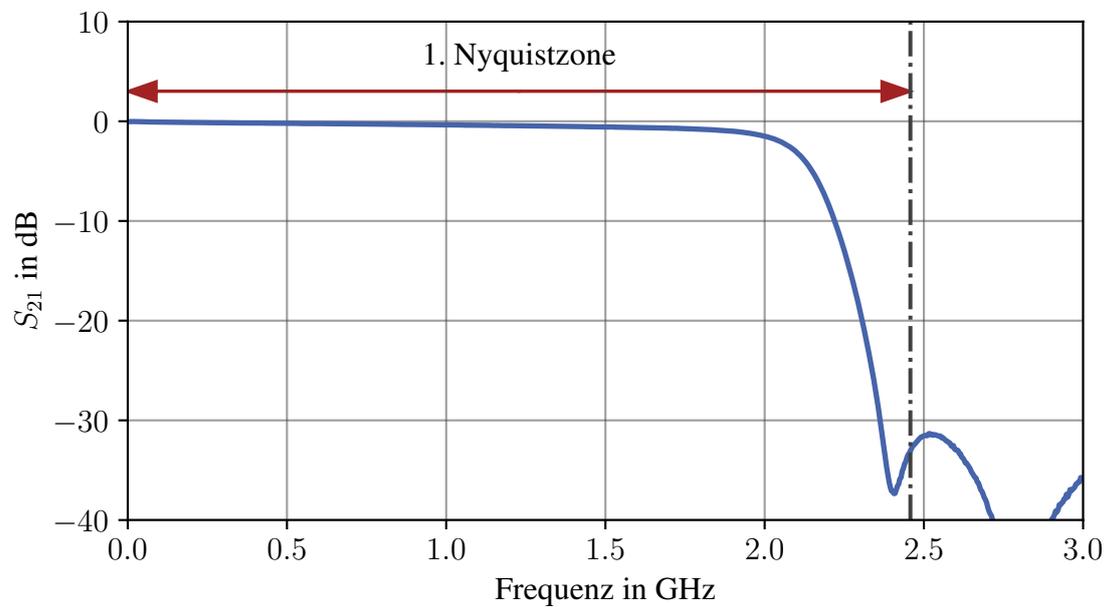


Abbildung 3.12: Tiefpassfilter zur Begrenzung der Signalbandbreite auf die erste Nyquistzone

Empfangspfad

Die beiden Empfänger wurden identisch aufgebaut und folgen dem Blockschaltbild nach Abbildung 3.13. Das Aufbauprinzip ist exakt das Inverse des Sendepfades.

Als Empfangsantenne wurden Pyramidenhornantennen verwendet, die aufgrund ihres Hohlleiterübergangs eine gute Vorselektion der Frequenz zulassen. Das erlaubt die Verwendung einer Verstärkerstufe als erste Komponente, da nur wenige Interferenzsignale empfangen werden, die den Empfänger sättigen würden. Eine antennenaher rauscharme Verstärkung des Nutzsignals erlaubt eine geringe Rauschzahl des Gesamtsystems und damit eine größtmögliche Dynamik [Poz11]. Nach der ersten Verstärkerstufe (LNA), die das Signal um 32 dB mit einer Rauschzahl von 3 dB verstärkt, wird ein ähnliches Filter wie im Sendepfad eingesetzt. Aufgrund der Verfügbarkeit der Bauteile wurde hier nur ein 11 poliges Filter verbaut, welches vorrangig zur Interferenzunterdrückung im Spiegelfrequenzbereich eingesetzt wird. Dieses Filter und die Spektralanteile zeigt Abbildung 3.14. Ausgehend vom gefiltertem Empfangssignal wird eine zweite Verstärkerstufe von 22 dB eingesetzt, bevor das Signal ins Basisband umgesetzt wird. Die eingesetzten Dämpfungsglieder helfen hierbei wieder, ungewünschte Mehrfachreflexionen und weitere Frequenzumsetzungsprodukte effektiv zu dämpfen und damit die Welligkeit des Frequenzgangs zu reduzieren. Der eingesetzte reziproke Frequenzumsetzer ist im Sende- und Empfangspfad identisch. Bevor das Basisbandsignal vom ADC abgetastet werden kann, durchläuft es einen Tiefpassfilter, welches die ungewünschten Frequenzumsetzungsprodukte entfernt und die am ADC anliegende Bandbreite auf die erste Nyquistzone begrenzt und damit Aliasing verhindert. Dieses Filter ist identisch mit dem Tiefpassfilter des Sendepfades und in Abbildung 3.12 dargestellt. Die Verstärker und Dämpfungsglieder wurden so dimensioniert, dass alle Komponenten im linearen Bereich betrieben werden und der ADC ausreichend angesteuert wird. Aufgrund der hohen Dynamik des ADCs und der hohen Sendeleistung können die Empfänger ohne zusätzliche Zwischenfrequenzverstärkung ausgelegt werden.

Die Rauschtemperatur des Empfangspfades berechnet sich bei einer angenommenen Antennenrauschtemperatur von 290 K nach [Poz11] zu 579,5 K und damit zu einer Rauschzahl von 4,77 dB.

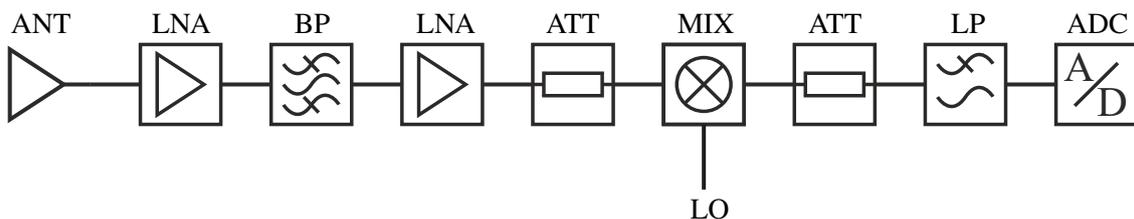


Abbildung 3.13: Blockschaltbild des RX-Pfades

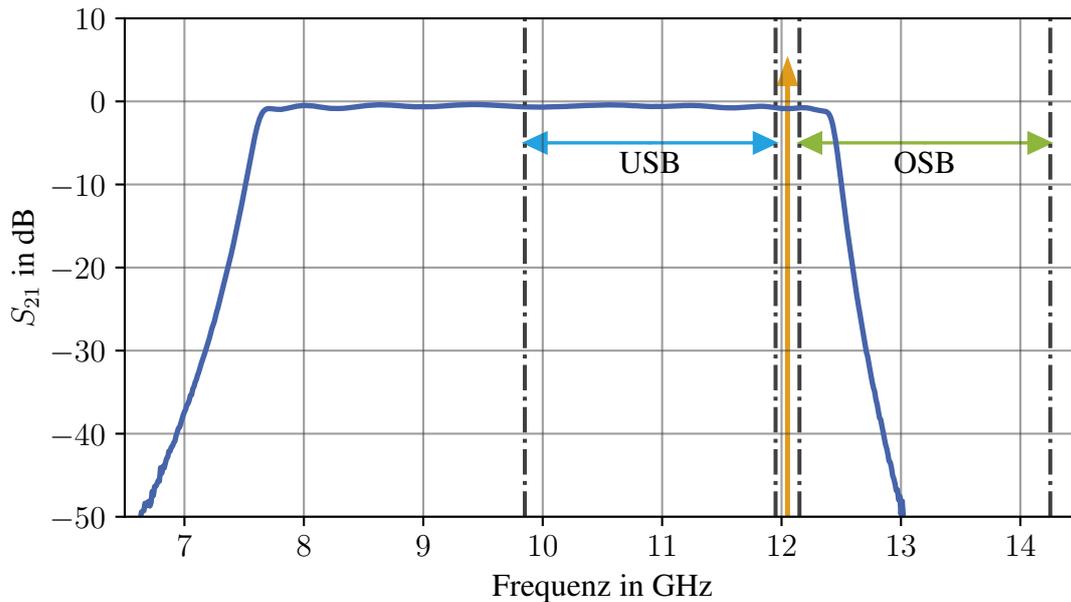


Abbildung 3.14: Empfangsfilter mit LO-Signal in orange und beide Seitenbänder

3.3 Systemvalidierung, Kalibrierung und Fehleranalyse

Ein realer Aufbau eines Systems zeigt in verschiedenster Hinsicht Unterschiede zur idealisierten Theorie, welche zum Teil charakterisiert und durch geeignete Maßnahmen in der Prozessierung kompensiert werden können. Ein anderer Teil lässt sich auch mit größter Sorgfalt im Design und naturbedingt nicht gänzlich eliminierten. Diese nicht kalibrierbaren Fehlereinflüsse erfordern demzufolge eine genaue Kenntnis insbesondere der Ursachen und Auswirkungen, um die resultierenden Auswirkungen in der Bildproduktion nicht fehlzuinterpretieren. Im Folgenden wird das in dieser Arbeit aufgebaute Radar bezüglich der nicht-idealen Effekte untersucht und analysiert und die interne Kalibrierung erläutert. Infolgedessen kann das kalibrierte Radarsystem für einen Messaufbau (Kapitel 4) eingesetzt werden.

3.3.1 Fehlerquellen und Korrektur

Fehlerquellen analoger Natur und interne Kalibrierung

Der in Kapitel 3.2 beschriebenen Hardwareaufbau aus realen Komponenten verhält sich nur in erster Näherung wie die idealisierte Theorie es vermuten lässt. Das bedeutet, dass das Verhalten des Gesamtsystems nicht perfekt dem idealen Ergebnis entspricht. Zur Validierung des Systems wurde der Senderausgang, ausreichend bedämpft, über einen Teiler mit den beiden Empfängern verbunden. Das erlaubt es, Pulse durch die Umsetzungs- und Verstärkungsprozesse zu senden und deren Auswirkungen zu analysieren. Einen komprimierten Puls, der das Gesamtsystem durchlau-

fen hat und lediglich mit der idealen Pulskompression verarbeitet wurde, zeigt Abbildung 3.16 in orange. Hierbei wurde die Laufzeit des Systems durch die Verschiebung der Abstandsachse auf 0 normiert. Wie eindeutig zu erkennen ist, ist der Puls deutlich verzerrt und erreicht damit keine optimale Fokussierung. Die Ursache dieser Verzerrung liegt in der nicht-konstanten Gruppenlaufzeit, die hauptsächlich durch die nicht-linearphasigen Filterflanken und Frequenzumsetzer erzeugt wird. Da das Nutzsignal, wie in Abschnitt 3.2.2 beschrieben, einen designbedingten geringen Abstand zu den Filterflanken aufweist, ist diese Verzerrung zu erwarten und muss kalibriert werden. Die nicht-konstante Gruppenlaufzeit zeigt die Messung im Frequenzbereich in Abbildung 3.15 deutlich. Eine Kalibration kann über den Zero-Forcer Ansatz erfolgen [PS07]. Hierbei wird eine Trainingssequenz durch das Gesamtsystem gesendet, wodurch der Systemfrequenzgang bestimmt wird. Da die Sendesignalform das Frequenzband gut abtastet, können die ausgesendeten Pulse hier als Trainingssequenz genutzt werden. Die gesendete Signalform S_{ideal} im Frequenzbereich ist perfekt bekannt und erlaubt durch die Messung des Empfangssignals S_{Tseq} eine einfache Berechnung des Systemfrequenzgangs:

$$H_{\text{sys}}(f) = \frac{S_{\text{Tseq}}(f)}{S_{\text{ideal}}(f)} \quad (3.10)$$

Dieser Systemfrequenzgang kann daraufhin genutzt werden, die tatsächlichen Messungen zu kalibrieren, indem die Empfangsdaten im Frequenzband S_{roh} durch den Systemfrequenzgang dividiert werden:

$$S_{\text{kal}}(f) = \frac{S_{\text{roh}}(f)}{H_{\text{sys}}(f)} \quad (3.11)$$

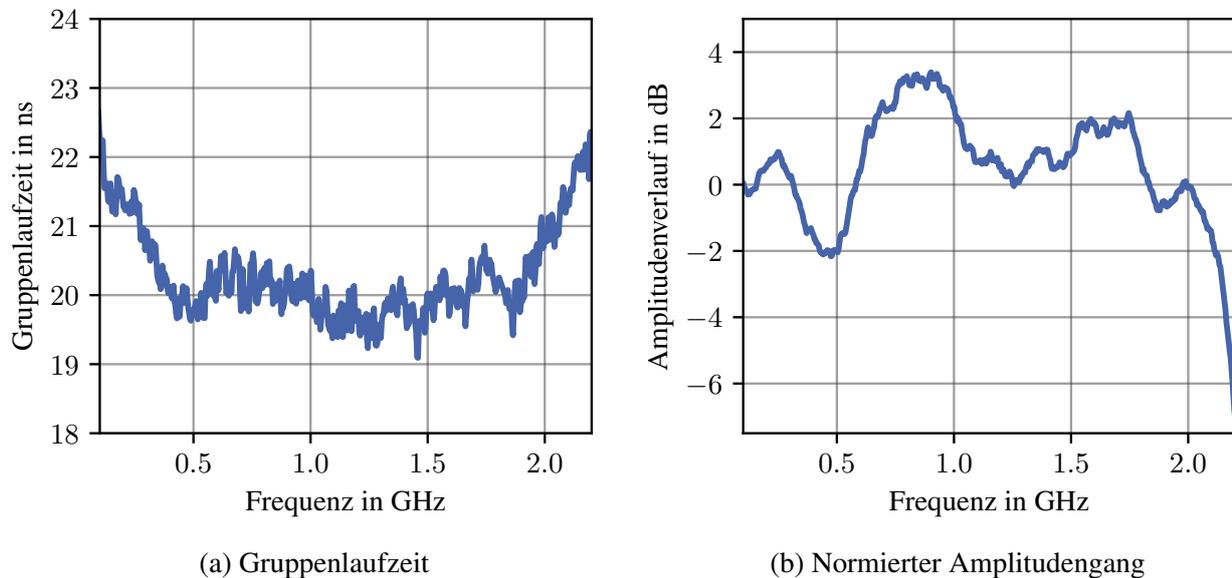


Abbildung 3.15: Gruppenlaufzeit und Amplitudengang des Gesamtsystems

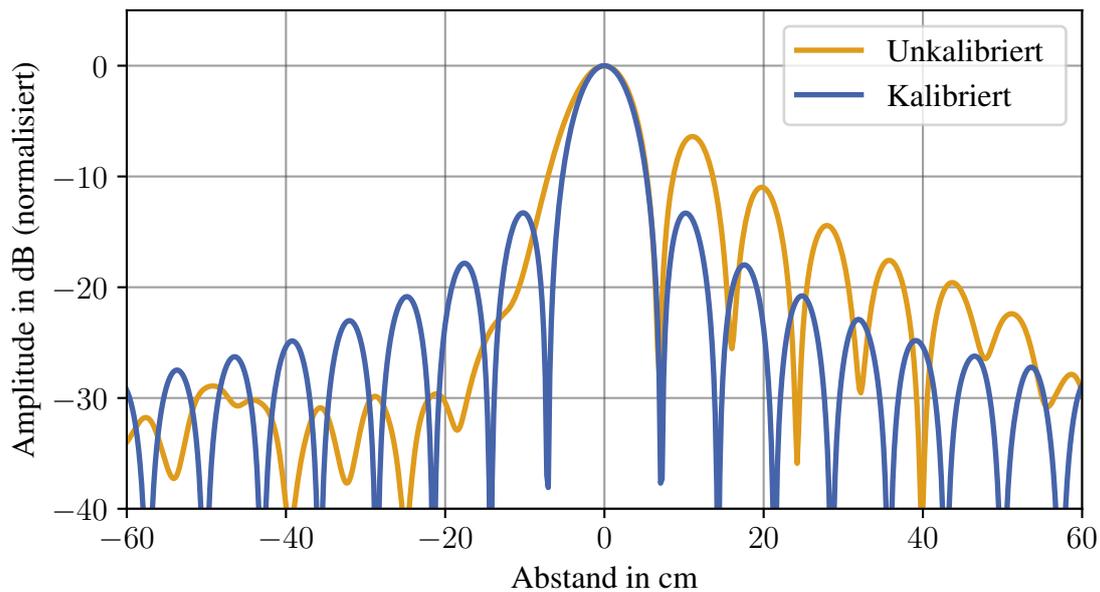


Abbildung 3.16: Ergebnis der Pulscompression vor und nach Kalibration

Es sei hierbei angemerkt, dass der Zero-Forcing Ansatz neben der Gruppenlaufzeit auch den Amplitudengang korrigiert. Damit wird auch die nicht konstante Dämpfung der Pulse über der Bandbreite ausgeglichen. Des Weiteren sei darauf hingewiesen, dass der Zero-Forcing Ansatz das Potential der Rauschverstärkung besitzt, die auftritt, wenn die Systemübertragungsfunktion kleine Werte annimmt, die durch die Division in Gl. (3.11) überproportional gewichtet werden. Dies ist in dieser Anwendung jedoch von geringer Bedeutung, da erstens die Trainingssequenz mehrfach durch das System gesendet wird und eine Mittelung die stochastischen Rauscheffekte reduziert und zweitens durch die Verwendung einer bedämpften Kabelverbindung zwischen Sender und Empfänger ein genügendes SNR eingestellt werden kann. Das Ergebnis der Pulscompression nach Kalibration zeigt Abbildung 3.16. Wie zu erwarten, erreicht der Zero-Forcer hier eine nahezu ideale Korrektur und damit Kalibration des Systems.

Die auf diese Art kalibrierten Daten, erreichen eine Kalibration bis zum Fußpunkt der jeweils verwendeten Antennen. Das Radarsystem als solches ist damit erfolgreich für den Einsatz in verschiedensten Anwendungen kalibriert. Die Kalibration des Messaufbaus, indem das System eingesetzt wird, ist in Kapitel 4.2 dargestellt.

Fehlerquellen digitaler Natur

Auch bei Konvertierung zwischen der digitalen und analogen Domäne, bzw. umgekehrt, treten Fehler auf, die in erster Näherung vernachlässigt werden. Bei der Erzeugung des analogen Sendesignales tritt durch die diskrete Abstufung der Analogwerte Quantisierungsrauschen auf. Da die hier verwendeten Wandler jeweils 14 bit als Auflösung besitzen und der DAC in einer ausreichend hohen Aussteuerung betrieben wird, kann das Quantisierungsrauschen vernachlässigt werden.

Allerdings wird das Ausgangssignal immer auch die Abtastfrequenz und deren Vielfache beinhalten, die durch analoge Filter unterdrückt werden müssen. Neben dem Quantisierungsrauschen weichen die Wandler auch immer von der ideal linearen Kennlinie ab. Allerdings fällt diese Nichtlinearität durch die hohe Dynamik nicht ins Gewicht.

Bei der Signalaufnahme durch die ADCs treten ebenfalls Quantisierungsrauschen und Nichtlinearitäten auf. Um dies hier vernachlässigen zu können, muss der Pegelplan entsprechend darauf ausgelegt werden, den ADC in genügendem Maße auszusteuern, damit diese Effekte nicht negativ das Ergebnis beeinflussen. Ebenso wird ein Signal, das einen ADC übersteuert, abgeschnitten und führt zum *Clippingrauschen*. Auch dieses muss durch den Pegelplan berücksichtigt werden. Für die Anwendung der interferometrischen und tomographischen experimentellen Messung wird der Empfangspegel bei Beleuchtung eines Winkelreflektors mit einer Kanallänge von 20 cm auf circa -30 dBFS an den ADC Eingängen eingestellt. Um genügend Dynamik bei Beleuchtung einer Szenerie mit stärkeren Reflexionen bereitzuhalten und um die Empfänger nicht durch das direkte Übersprechen zwischen den Sende- und Empfangsantennen zu übersteuern, wurde dieser geringe Leistungspegel gewählt.

Eine weitere wichtige Eigenschaft der ADCs ist die zeitlich deterministische Synchronität der beiden Empfänger. Auch eine kurzzeitliche Verschiebung der Abtastzeitpunkte (Abtastjitter) ist für die interferometrische Genauigkeit maßgebend. So führt ein Abtastjitter auch bei konstantem Abstand eines Ziels zu einer Schwankung dessen. Da die interferometrische Messung eine sehr präzise Messung im Sub-Wellenlängenbereich ist, erhöht sich hier die Anforderung an den Abtastjitter immens. Das für diesen Einsatz verwendete Board besitzt einen hochgenauen Oszillator, dessen Temperatur aktiv geregelt wird (OCXO). Dieser Takt wird daraufhin aufwändig mit spezieller Signalkonditionierung aufbereitet, sodass das Taktsignal für die HF Frontends einen Abtastjitter von ± 100 fs besitzt. Das bedeutet eine Schwankung der Phase im Basisband von $\pm 0,042^\circ$.

3.3.2 Systemvalidierung

Bevor das Radarsystem in einem Messaufbau eingesetzt werden kann, muss es für sich validiert werden. Um die hochgenaue Taktquelle des Boards verifizieren zu können, werden Pulse in direkter Verbindung des DACs mit den ADCs vermessen. Nach der Pulskompression kann die Phase im Maximum ausgewertet und verglichen werden. Die Phase der aufeinanderfolgenden Pulse ist ideal betrachtet, immer identisch. Basierend auf der Systemauslegung aus Abschnitt 3.3.1 ist ein Abtastjitter von ± 100 fs zu erwarten. Die Phasenabweichung aufeinanderfolgender Pulse zeigt Abbildung 3.17a. Der dargestellte Phasenverlauf besitzt die erwartete Standardabweichung von $0,049^\circ$. Besonders für die interferometrischen Messungen müssen die Empfangskanäle besonders synchron laufen. Aufgrund der gleichen physischen Taktquelle laufen die beiden ADCs in ihrer Abtastfrequenz synchron. Lediglich ist ein leichtes Jittern der Abtastzeitpunkte zu erwarten. Abbildung 3.17b zeigt die Differenzphase der beiden Kanäle. Die gemessene Standardabweichung von $0,057^\circ$ ist im erwarteten Rahmen. Um die Auswirkung des Frequenzumsetzungsprozesses zu analysieren, wurde die gleiche Analyse mit dem Analogteil in Betrieb durchgeführt. Der Aufbau

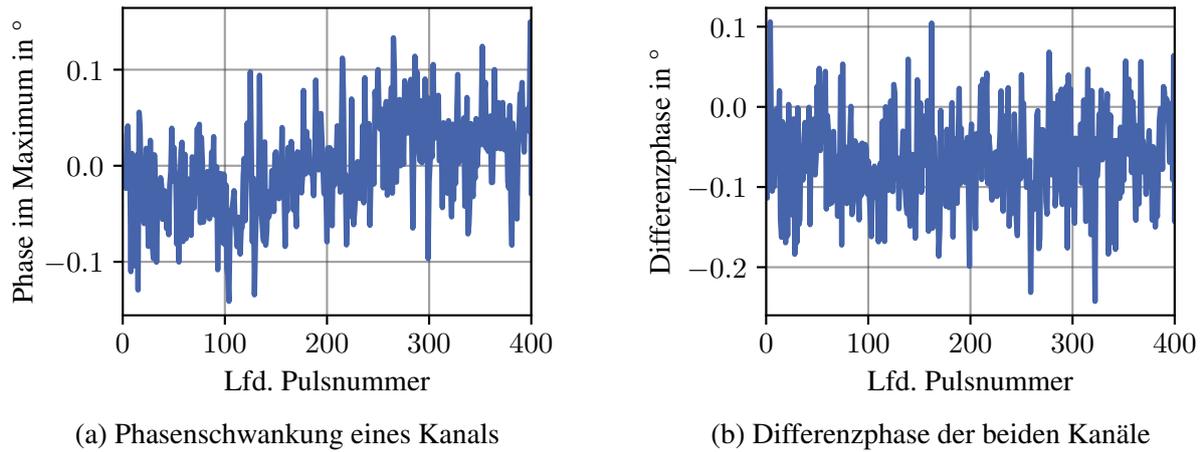


Abbildung 3.17: Phasenanalyse des FPGA-Boards

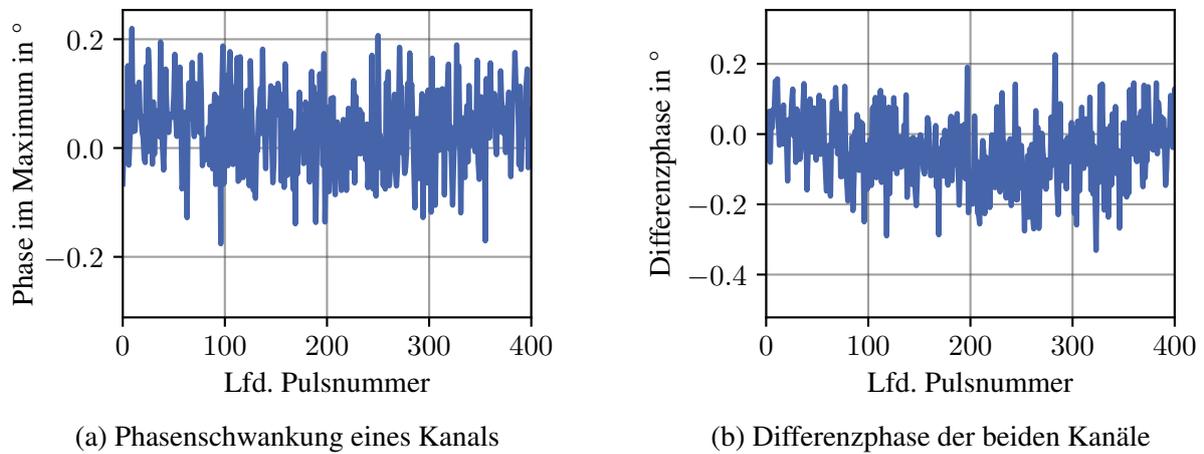


Abbildung 3.18: Phasenanalyse des Radarsystems

entspricht der Kalibrationsmessung aus Abschnitt 3.3.1 und die Auswertung erfolgt identisch zur Taktanalyse von oben und ist in Abbildung 3.18 dargestellt. Die Standardabweichung der aufeinanderfolgenden Pulse beträgt dabei $0,079^\circ$ und die der Differenzphase $0,11^\circ$. Damit ist das Phasenrauschen des verwendeten Oszillators geringfügig größer und hauptsächlich für die Unsicherheit der Phase. Es sei hierbei angemerkt, dass bei dieser Messung ein großes SNR vorhanden war. Selbstverständlich wird eine verringerte Signalamplitude die Qualität der Phase beeinträchtigen.

4 Interferometrischer und tomographischer Messaufbau und Kalibration

4.1 Messaufbau

Um das Radarsystem und die theoretischen Betrachtungen der Interferometrie verifizieren zu können, wird ein Messaufbau aufgebaut, der verschiedenste Messungen erlaubt. Der hier skalierte Aufbau soll die theoretische Machbarkeit der Erweiterung des IoSiS Systems in Vorbereitung zum Folgesystem zeigen. Hierfür wird das vorgestellte Radarsystem in einer Turm-Drehstandsordnung eingesetzt, bei der sich die abzubildende Szenerie auf einer Drehplattform befindet und das Radar in einigem Abstand auf einer erhöhten Position steht. Funktional ist die Ursache, weshalb das Radarsystem die Szenerie aus unterschiedlichen Blickrichtungen beleuchten kann, unerheblich, sodass die Approximation der Satellitenbewegung durch die Drehplattform valide ist.

Das Radarsystem wurde dafür auf einem Messwagen installiert, der die beiden Empfangsantennen trägt. Die Empfangsantenne des zweiten Kanals wurde auf einer senkrecht montierten Linearachse befestigt. Das erlaubt das kontrollierte Verändern und Einstellen der Basislänge in z -Richtung und damit des Eindeutigkeitsbereiches. Die Linearachse besitzt eine Länge von einem Meter und kann damit einen Eindeutigkeitsbereich von minimal grob 27,8 cm einstellen. Tabelle 4.1 zeigt die Geometrieparameter des Messaufbaus auf. Als Sendeantenne wurde eine Reflektorantenne mit 90 cm Durchmesser verwendet, die außerhalb des Messwagens in einigem Abstand montiert wurden. Sie besitzt einen Gewinn von 35 dBi und die Empfangsantennen jeweils 20 dBi. Ein Foto des Messaufbaus zeigt Abbildung 4.1.

Die Einzelteile des Messaufbaus wurden über das Netzwerk miteinander verbunden. Die Steuerung wurde in einem Pythonprogramm implementiert, das die Steuerung der Motoren (Drehplattform und Linearachse) und des Radarsystems übernimmt.

Tabelle 4.1: Geometrie des Messaufbaus

Parameter	Wert
Einfallswinkel θ	59,5°
Mittenabstand r_m	23,4 m
Antennenversatz in z -Richtung b_z	0,5 bis 100,5 cm
Eindeutigkeitsbereich A_{Az}	55,7 bis 0,278 m
Positionshöhe des Radars über der Plattform	11,1 m

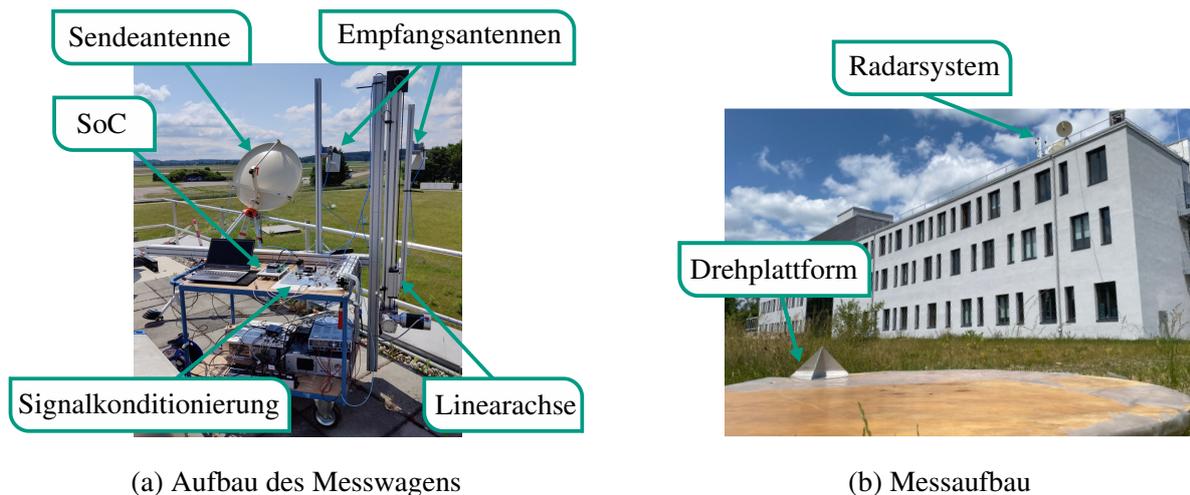


Abbildung 4.1: Foto des Messaufbaus

4.1.1 Messaufbau für tomographische Messungen

Um auch tomographische Messungen zu Demonstrationsszwecken durchführen zu können, wurde der Messaufbau etwas modifiziert. Zur Erreichung einer Fokussierung in z -Richtung in ähnlicher Güte wie in Azimut, wurde der Mittenabstand zur Szenerie verringert, damit das Verfahren mit der Linearachse eine größere Änderung im Einfallswinkel verursacht. Der Verfahrensweg eines Meters genügt jedoch nicht für eine ausreichende Einfallswinkeländerung auf die Szenerie. Deshalb wurde auf der vorhandenen Achse eine zweite Empfangsantenne in einem Abstand von einem Meter zur ersten angebracht. Durch das Umschalten mit einem Koaxialrelais, welche eine der Antennen mit dem Empfänger verbindet, kann programmatisch ein gesamter Verfahrensweg von zwei Metern abgetastet werden. Eine tomographische Messung baut sich somit aus vielen einzelnen Messungen auf, wobei jede Messung für sich nach dem Prinzip der interferometrischen Messaufnahme existiert. Durch die Verwendung der unterschiedlichen Basislängen der Messungen wird der zweite Winkelbereich aufgespannt. Da jede Antenne durch die Linearachse bis zu einem Meter verfahren werden kann, wird ein Einfallswinkelbereich von 11° abgetastet. Aufgrund des geringeren Abstands zur Szenerie und um die Fernfeldbedingung der TX-Antenne nicht zu verletzen, wurde als Sendeanenne ebenfalls eine Pyramidenhornantenne des selben Typs wie für die Empfänger (RX) verwendet. Ein Foto dieses Messaufbaus zeigt Abbildung 4.2, die Geometrieparameter sind in Tabelle 4.2 dargestellt.

Tabelle 4.2: Geometrie des tomographischen Messaufbaus

Parameter	Wert
Einfallswinkel θ	$79,3^\circ$
Mittenabstand r_m	10,6 m
Einfallswinkelbereich der zweiten Antenne	68,3 bis $79,3^\circ$, damit $\vartheta_{EI} = 11^\circ$

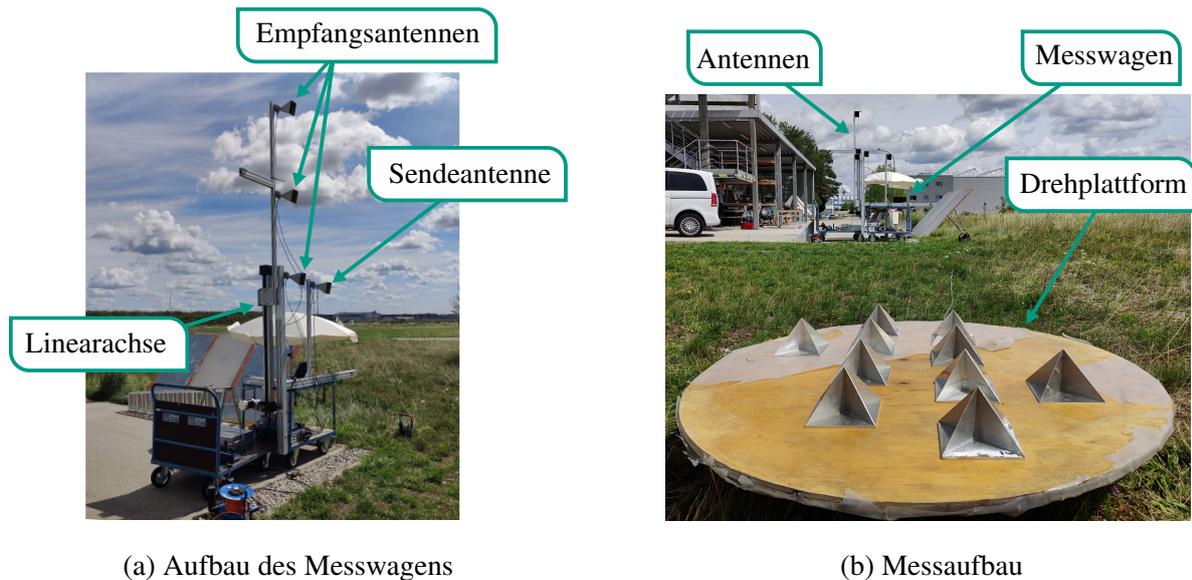


Abbildung 4.2: Foto des tomographischen Messaufbaus

4.2 Kalibration und Fehlerkorrektur

Das eingesetzte Radarsystem wurde bereits für sich kalibriert und kann somit in beiden Messaufbauten eingesetzt werden. Um nun gute Ergebnisse erzielen zu können, muss auch der Messaufbau an sich kalibriert werden. Die einzelnen Schritte wie aus den Rohdaten eine dreidimensionale Abbildung prozessiert werden kann und welche Korrekturen hierfür notwendig sind, wird in den folgenden Abschnitten detailliert erläutert.

4.2.1 Filterung der Radarsignale im Zeitbereich

Der hier verwendete Messaufbau muss ein zeitgleiches Senden und Empfangen der Daten erlauben, da die Pulslänge in Kombination des Abstandes dies fordern. Das erste Radarecho der Szenerie im Abstand von 30 m (Einweg) trifft bereits nach circa $0,2 \mu\text{s}$ ein, während der Sendepuls von $1 \mu\text{s}$ noch nicht vollständig ausgesendet wurde. Beim Aufbau des Systems muss darauf geachtet werden, dass das Übersprechen der Antennen die Empfänger nicht übersteuert. Dies ist durch die räumliche Separation und gerichteten Wirkung der Antennen gegeben. Dadurch wird jedoch das Auftreten des Übersprechens nicht vollständig verhindert, sodass dies berücksichtigt werden muss. Dadurch dass die Messdaten vor der Prozessierung noch kalibriert werden müssen (Abschnitt 4.2.2), ist ein ausschneiden des Übersprechens vonnöten. Hierzu wird in einem ersten Schritt die Pulskompression durchgeführt, was die zeitlich gleichzeitig ankommenden Signale anhand ihrer Momentanfrequenz trennt. Anschließend wird das resultierende Abstandsprofil gefenstert, bevor es in den Zeitbereich rücktransformiert wird. Die Rücktransformation stellt hierbei das Inverse der Pulskompression dar.

Wie bei jeder Fensterung würde eine Rechtecksfensterung hier auch „Nebenkeulen“ erzeugen, weshalb ein Hammingfenster (siehe Abschnitt 2.1.2) eingesetzt wird. Die Spektrogramme vor und nach der Fensterung im Abstandsprofil bei der Beleuchtung eines großen Winkelreflektors zeigt Abbildung 4.3. Vor der Filterung im Abstandsprofil sind eindeutig drei Pulse zu erkennen, die je um knapp $0,2 \mu\text{s}$ zeitlich verschoben sind. Der zeitlich erste auftretende Puls ist hierbei das Übersprechen der Sendeantenne zu den Empfangsantennen. Der zweite Puls, der mit der größten Amplitude vorliegt, ist die gewünschte Zielantwort des großen Winkelreflektors in der Mitte der Szenerie. Der dritte Puls ist die Doppelreflexion des Sendesignals, die zusätzlich auftritt. Das Signal wird hierbei beim Rückweg von der Szenerie zum Radar ebenfalls vom Gebäude reflektiert. Die Gebäudereflexion erreicht das Radar nachdem diese wieder von dem Winkelreflektor zurückgeworfen wurde. Nach der Fensterung sind das Übersprechen und die Mehrfachreflexionen für die weitere Prozessierung genügend unterdrückt und das gewünschte Zeitsignal liegt vor.

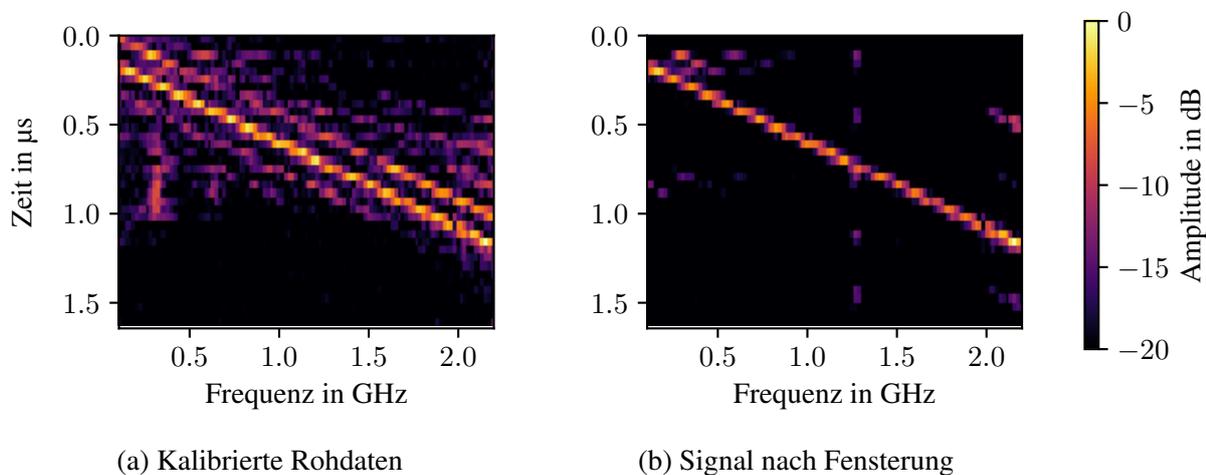


Abbildung 4.3: Spektrogramme vor und nach Fensterung im Abstandsprofil

4.2.2 Externe Kalibration

Besonders bei sehr breitbandigen Messungen, wie sie für hohe Auflösungen benötigt werden, findet eine Variation des Phasenzentrums der Antennen über der Frequenz statt, die insbesondere für interferometrische Messungen berücksichtigt werden muss. Die Variation des Phasenzentrums über der Frequenz ist in erster Näherung gleichbedeutend einer Abstandsänderung eines Ziels während eines Pulses. Auch weil unterschiedliche Antennen zum Senden und Empfangen des Pulses verwendet werden, würde eine Vernachlässigung dieses Effektes eine nicht ideale Pulskompression mit sich ziehen. Um dies ausgleichen zu können, wird auf einen Punkt in Richtung der Szenerie kalibriert. In Turm-Drehstandsordnung empfiehlt sich hier die Kalibration auf den Drehmittelpunkt der Drehplattform, da dies alle Daten bereits relativ zum Ursprung des Bildes verschiebt. Das bedeutet, dass die in der Rückprojektion angenommenen Position \hat{x} in Entfernungsrichtung deutlich unempfindlicher gegenüber Störungen wird. Werden die Daten auf den Bildursprung kalibriert, greift

der Rückprojektionsalgorithmus immer nur auf die relativen Abstandsänderungen vom Bildmittelpunkt aus zu. Der Fehler ist also in der Bildmitte unabhängig von der angenommenen Position \hat{x} immer null. Eine solche Kalibration, die das Fokussieren der Bilder erleichtert, ist allerdings bei der Abbildung von Weltraumobjekten nicht ohne zusätzliche mathematische Operationen möglich, die insbesondere hochgenaue Vermessung des Aufbaus und präzise Kenntnis des Orbits voraussetzt. Um diese Kalibration durchführen zu können, wird ein großer Winkelreflektor in den Drehmittelpunkt der Drehplattform gestellt und vermessen. Diese Messung kann dann als Trainingssequenz für den Zero-Forcing Ansatz, wie aus Kapitel 3.3.1, genutzt werden. Besonders wichtig ist hierbei, dass die Trainingssequenz dann nur noch die Antwort der Szenerie enthält und die Vorselektion aus Abschnitt 4.2.1 erfolgreich abgeschlossen ist. Eine solche Trainingssequenz, welche bei Satellitenmissionen auch als Replika bezeichnet wird, ist somit in Abbildung 4.3b dargestellt. Basierend auf dieser Messung werden dann alle Messdaten kalibriert. Theoretisch könnte diese Messung auch genutzt werden, um die Systemübertragungsfunktion zu kalibrieren, allerdings wird durch die getrennte interne und externe Kalibration ein signifikant besseres Ergebnis erzielt.

4.2.3 Filterung der Daten im Azimutfrequenzbereich

Bevor eine Rückprojektion der Daten auf die Bildmatrix erfolgen kann, wird zunächst noch im Azimutfrequenzbereich der Gleichanteil entfernt [Kem20]. Da die Messungen nicht gegenüber dem Weltall als Hintergrund erfolgen, kann das Auftreten von Clutter nicht vermieden werden. Es sind immer auch Echos aus der Umgebung und dem Hintergrund zu erwarten. Ein Großteil dieser wurde schon durch die Filterung in Abschnitt 4.2.1 entfernt, in dem nur noch die Daten, die im Abstandsbereich der Drehplattform vorhanden sind, ausgewertet werden. So ist zum Beispiel der Motor der Drehplattform im Radarsignal vorhanden und lässt sich nicht durch die Abstandsfilterung entfernen. Um diesen auch entfernen zu können, wird die Tatsache ausgenutzt, dass das Bild sich dadurch aufbaut, dass sich die Abstandsprofile von Puls zu Puls ändern, weil die Drehplattform sich bewegt. Alle Antworten der Szenerie, die sich nicht auf der Drehplattform befinden, sind im gleichen Maße in allen Abstandsprofilen vorhanden. Deshalb wird die aufgenommene Datenmatrix \mathbf{H} entlang der fortschreitenden Pulsnummer in den Frequenzbereich transformiert. Die Echos, die in allen Pulsen zu gleichen Teilen enthalten sind, werden durch die FFT in einen Frequenzpunkt gefaltet und können dann dort entfernt werden. Durch eine Rücktransformation erhält man die vom Gleichanteil befreite Datenmatrix, die für die Rückprojektion verwendet werden kann. Es sei hierbei angemerkt, dass ein Streuzentrum exakt in der Drehachse der Plattform ebenfalls keine Bewegung erfährt und demnach auch entfernt wird. Zur Veranschaulichung dieser Filterung sei auf Abbildung 4.4 verwiesen.

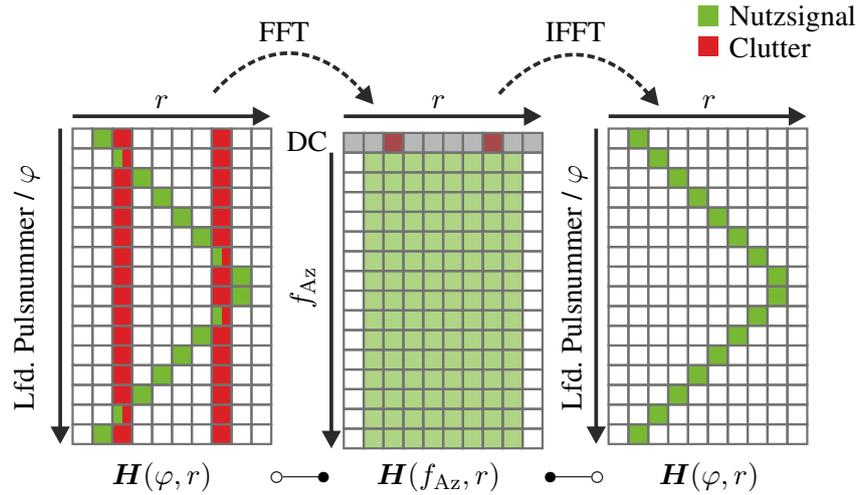


Abbildung 4.4: Prinzip zur Entfernung des Clutters in den Daten

4.2.4 Kalibration der Aufnahmegeometrie

Neben der hochfrequenztechnischen Kalibration ist eine geometrische Kalibration von größter Bedeutung. Deshalb wird das Messsystem in einem zweiten Schritt bezüglich der Positionen der Antennen vermessen. Wie in Abschnitt 3.1.2 angemerkt, ist die Kenntnis der Basislinie entscheidend, um ein fehlerarmes Interferogramm erzeugen zu können. Deshalb werden die beiden Empfangsantennen in allen angefahrenen Positionen mittels eines Lasertachimeters vermessen. Dieses Verfahren kann natürlich auch genutzt werden, die exakten Absolutpositionen aller Antennen zueinander und bezüglich der Drehplattform zu vermessen, was ein gutes Ergebnis liefert. Es soll hier aber auch ein Ansatz gezeigt werden, der eine Schätzung des Orstvektors $\hat{\mathbf{x}}$ in monostatischer Konfiguration erlaubt. Denn, wie in Abschnitt 3.1.2 gezeigt, genügt die genaue Kenntnis von \mathbf{b} für eine erfolgreiche Messung. Hierfür wird ein starker Streuer im Abstand r_s vom Mittelpunkt der Drehplattform gestellt. Dieser Streuer sollte aus allen Blickwinkeln sichtbar sein. Es wird hierbei der vollständige Winkel von 360° vermessen. Die Abstandsprofile, die auf den Drehmittelpunkt kalibriert sind, zeigen den Verlauf des starken Streuers von:

$$d(t) = \sqrt{(r_0 \sin \theta - r_s \cos \omega t)^2 + (r_s \sin \omega t)^2 + (r_0 \cos \theta)^2} - r_0 \quad (4.1)$$

Der Abstand vom Radarsystem und Drehplattformmittelpunkt ist durch r_0 dargestellt und θ beschreibt den Einfallswinkel auf die Drehplattform, die sich mit der Winkelgeschwindigkeit ω dreht. Da die Form des Verlaufes des Abstandes des starken Streuers bekannt ist, kann daraus über einen Ansatz der Funktionsminimierung die Antennenposition geschätzt werden. Nach der Schätzung ergibt sich der Positionsvektor zu:

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{pmatrix} r_0 \sin \theta \\ 0 \\ r_0 \cos \theta \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Für eine reine zweidimensionale Prozessierung ist diese Schätzung mehr als ausreichend genau. Für die genaue Messung, vor allem auch die valide Umrechnung von Phase zu Höhe, bedarf es jedoch einer genaueren Messung bzw. Kalibration.

Die Vermessung des hier dargestellten Aufbaus durch die Verwendung des Lasertachimeters im X-Band liefert zufriedenstellende Ergebnisse, die im Hinblick auf höhere Mittenfrequenzen nicht genau genug sein werden. Eine Kalibration kann daraufhin durch die Verwendung eines bekannten Messszenarios stattfinden. Dabei wird ein bekanntes künstliches Szenario vermessen und basierend auf einer initialen Schätzung von \mathbf{b} eine Optimierung durchgeführt, die das gemessene Szenario dem erwarteten angleicht. Das kann durch den Ansatz der kleinsten Quadrate auf eine Fehlerphase erfolgen, der die gemessenen Phasenfehler minimiert. Dieser Ansatz der Kalibration der Antennen-geometrie wurde ebenfalls experimentell validiert und liefert ebenfalls adäquate Ergebnisse. Es sei hierbei angemerkt, dass der Rechenaufwand für diese Optimierung besonders groß ist, da für jeden Iterationsschritt des Optimierungsalgorithmus die vollständige interferometrische Auswertung durchgeführt werden muss. Dieser einfache Ansatz kann auch im finalen Aufbau eingesetzt werden, da die Basislinie für alle Messungen gleich ist.

4.2.5 Glättung der interferometrischen Phase

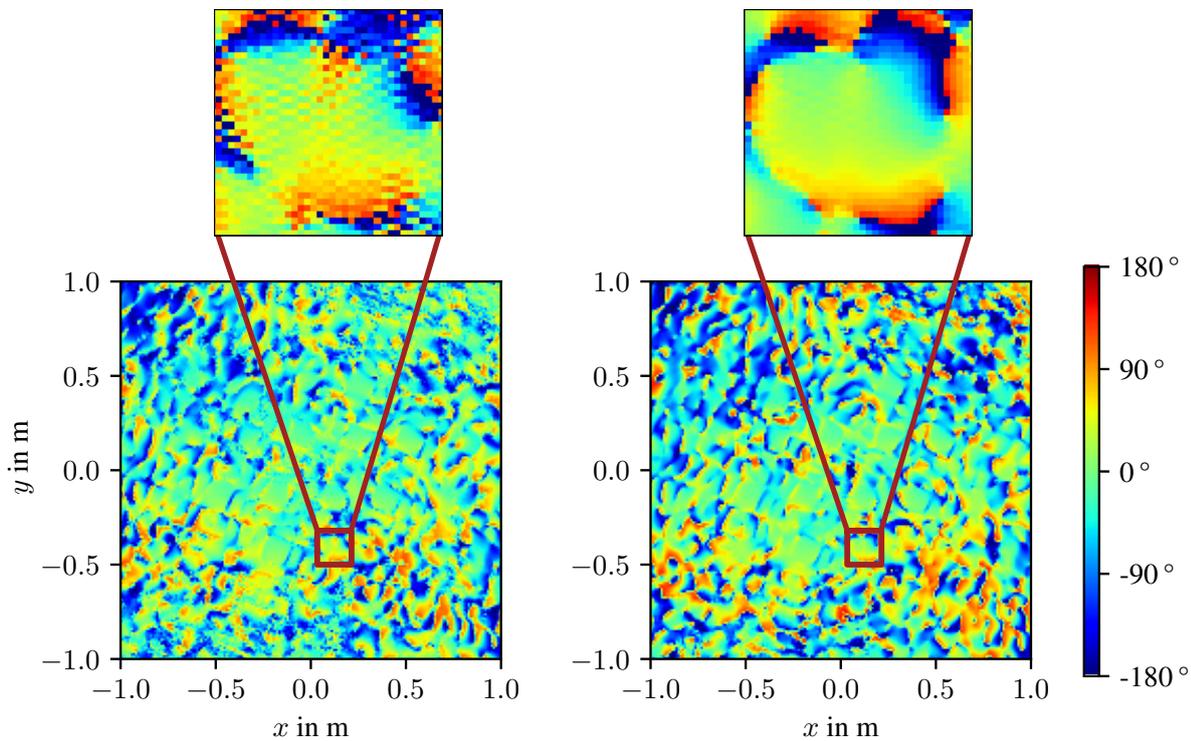
Die Messung der Phase ist immer eine hoch empfindliche Aufnahme, die leicht durch diverse Effekte gestört wird. Neben dem analogen Rauschen wird die Phase im Bild auch durch die Nebenkeulen anderer Ziele beeinflusst. Auch wird durch die Projektion auf eine Bildmatrix eine Diskretisierung durchgeführt. Wie schon oben diskutiert, gelten die vorgestellten Untersuchungen immer nur für das Maximum eines Streuzentrums im Bild. Es muss also sichergestellt werden, dass die Phase im Pixel des Maximums so störfrei wie möglich ist. Um das zu gewährleisten, kann das Interferogramm geebnet werden. Bei der Abbildung von Weltraumobjekten ist im allgemeinen keine Stetigkeit an die Phase vorauszusetzen, wie dies bei der Erdaufnahme zur Berechnung eines digitalen Höhenmodells (DEM) in großen Teilen, beispielsweise bei dem DEM der TANDEM-X-Mission, gegeben ist [KMF⁺07][RHJ⁺00]. Betrachtet man allerdings nur die Pixel einer Auslöszelle (da eine Überabtastung nach Gl. (2.27) bei der Rückprojektion angewendet wird) kann eine Stetigkeit der Phase in diesem Bereich gefordert werden. Um dies zu erreichen, kann ein gleitender Mittelwert über das komplexwertige Interferogramm geführt werden. Dazu wird das Interferogramm V in ein komplexes Bild mit konstanter Amplitude umgerechnet, um nur die Phase zu glätten. Der Filterkern muss entsprechend klein gewählt werden, sodass

$$K < \frac{\delta^{3\text{ dB}}}{\delta_{ix}} \quad (4.3)$$

gilt. Die Filterung erfolgt dann nach Gl. (4.4). Zur Demonstration der Filterung sei auf Abbildung 4.5 verwiesen, in der exemplarisch das Interferogramm einer Messung, die in Kapitel 5.2.1 besprochen wird, mit und ohne Filterung dargestellt ist. Rein optisch ist der Effekt der Filterung

im großen Interferogramm kaum zu erkennen. Dies liegt daran, dass der Kern des Filters genügend klein gewählt wurde und sich optisch wenig bemerkbar macht. Zur Verdeutlichung des Effekts wurde der Bereich um ein starkes Streuzentrum vergrößert dargestellt. Die vergrößerte Darstellung lässt den Effekt des Filters erkennen, sodass das Auswerten der Phase in genauem Maße erfolgen kann. Die Filterung der Phase ergibt damit innerhalb der Auflösungszelle Stetigkeit und damit einen erheblichen Gewinn an Genauigkeit.

$$V_{\text{filt}}(x, y) = \arg \left\{ \frac{1}{K^2} \sum_{m=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} \sum_{n=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} e^{jV(x+m, y+n)} \right\} \quad (4.4)$$



(a) Interferogramm ohne Filterung

(b) Interferogramm nach Filterung

Abbildung 4.5: Interferogramme vor und nach Filterung, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar, ein starkes Streuzentrum ist in rot markiert und oben vergrößert dargestellt; das zugehörige Radarbild zeigt Abbildung 5.3a

5 Interferometrische und tomographische Messungen

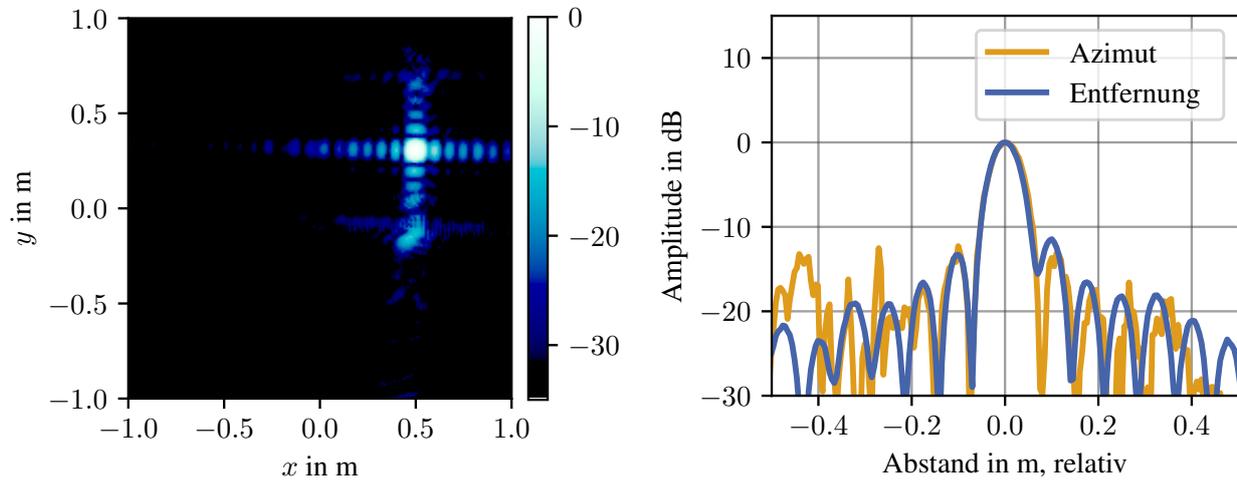
Basierend auf den vorangegangenen Kapiteln werden im Folgenden die durchgeführten Messungen vorgestellt und diskutiert. Alle Messungen haben die Szenerie über den vollständigen Winkelbereich in Azimut von 360° abgetastet, auch wenn nach Gl. (2.25) nur ein Winkelbereich von $11,1^\circ$ vonnöten ist, um eine quadratische Auflösung zu erreichen. Diese Vorgehensweise ist natürlich bei der Abbildung von Weltraumobjekten nicht realistisch, da der Orbit des Satelliten immer nur einen kleinen Blickwinkelbereich zulässt. Da hier in dieser Arbeit allerdings verschiedene Untersuchungen angestellt werden, soll hier die maximale Flexibilität in der Datenverarbeitung zur Verfügung stehen. Im Allgemeinen wird immer ein Ausschnitt aus den Daten verwendet, um nur die quadratische Auflösung zu erreichen. Ob eine Filterung nach Abschnitt 2.1.2 eingesetzt wird, ist von der zu zeigenden Szenerie abhängig und bei den entsprechenden Messungen vermerkt. Das Bildkoordinatensystem ist fest auf der Drehplattform, indem die Sensorposition beschrieben ist. Um in den hier dargestellten Bildern die Identifikation der Radarrichtungen (Entfernungs- und Azimutrichtung) zu erleichtern, ist die Blickrichtung des Radars auf die Szenerie durch die Angabe des Winkels φ_m angegeben. Dieser Winkel zählt in mathematisch positiver Richtung um die z -Achse des Bildkoordinatensystems, wobei $\varphi_m = 0$ der positiven x -Richtung entspricht. Die dreidimensionale Darstellung soll durch die Variation der Transparenz der Punkte einen Tiefeneindruck vermitteln. Wie auch in Abschnitt 3.1.1 sind die Punkte, die weiter entfernt sind, transparenter dargestellt.

Um den Umfang dieser Arbeit auf das Wesentliche zu beschränken, sind ausschließlich Messungen dargestellt, die mit dem Messaufbau aus Abschnitt 4.1.1 vermessen wurden. Das erlaubt die maximale Vergleichbarkeit aller Messungen und zeigt im Folgenden die Auswirkungen durch den Einsatz mehrerer Antennen in einer tomographischen Anordnung.

5.1 Systemvalidierung

Um das aufgebaute Messsystem verifizieren zu können, werden zunächst verschiedene Testszenarien vermessen. Bevor die Phase sinnvoll ausgewertet werden kann, ist eine Kalibration und Validierung der zweidimensionalen Einzelbilder der ISAR Prozessierung notwendig. Dazu wurde zunächst ein einzelner Winkelreflektor nahe der Kante der Drehplattform platziert und vermessen. Der Winkelreflektor wurde dabei absichtlich nicht in der Mitte der Drehplattform platziert, da durch die Kalibration der Daten auf die Bildmitte verschiedene Fehlereffekte kaum zu erkennen wären.

Sollte beispielsweise die Position der Antennen nicht im genügenden Maße bekannt sein, würde sich ein Ziel in der Mitte des Bildes dennoch korrekt fokussieren, da die Abstandsprofile hierauf zentriert sind. Erst durch die starke Bewegung eines Zieles auf der Drehplattformkante kann die Performanz des Aufbaus getestet werden. Das fokussierte Radarbild und ein Schnitt durch das Maximum des Zieles zeigt Abbildung 5.1 und zeigt das erwartete Verhalten.



(a) Fokussiertes Bild mit $\varphi_m = 180^\circ$, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar

(b) Schnitte durch das Maximum

Abbildung 5.1: Fokussierung eines einzelnen Winkelreflektors am Rand der Drehplattform

5.2 Interferometrische Messungen

5.2.1 Ebene Szenerie

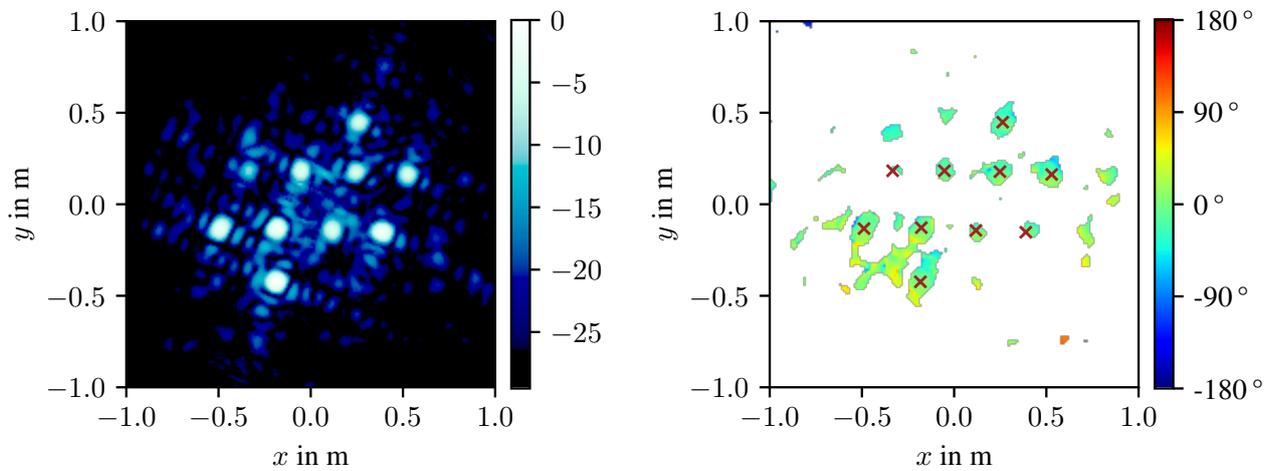
Da das Radarsystem die erwarteten zweidimensionalen Bilder erzeugt, kann darauf aufbauend die interferometrische Phase ausgewertet werden. Dafür sei beispielsweise eine Ebene durch Winkelreflektoren in Form des DLR Logos in Abbildung 5.2 dargestellt. Die Fokusebene für den Rückprojektionsalgorithmus wurde hierfür auf die Drehplattform gelegt, sodass alle Winkelreflektoren sich gut mit der Phase 0 fokussieren sollten. Zunächst wird das Interferogramm auf die Bereiche hoher Kohärenz ($\gamma \geq 0,85$) beschnitten und der Punktextraktionsfilter aus Abschnitt 3.1.1 angewandt. Die daraus vollständig automatisch extrahierten Punkte sind in das Interferogramm aus Abbildung 5.3b direkt mit eingezeichnet. Es sei darauf hingewiesen, dass der Algorithmus das schwache Ziel in der linken oberen Ecke erkennt, ohne einen Punkt auf einer der stärkeren Nebenkeulen zu setzen. Dies liegt an der angesprochenen Dekorrelation der Nebenkeulen in den gemessenen Bildern und zeigt eindrucksvoll die Performanz des entwickelten Algorithmus. Wie zu erkennen ist, fokussieren alle

Punkte auf dieselbe Phase (gleiche Farbe im Interferogramm). Die eingezeichneten Punkte besitzen eine Phase von $-4,42^\circ \pm 3,8^\circ$ und umgerechnet auf die Höhe ergibt sich daraus eine Höhe von $-0,64 \text{ cm} \pm 0,57 \text{ cm}$. Der minimale Fehler der Punkte lässt sich einfach durch eine Restunsicherheit in der Antennenposition, besonders der Phasenzentren der Antennen, begründen. Die auftretende Varianz ist neben der Phasengenauigkeit des Radars auch durch weitere Effekte zu begründen. Zum einen beeinflussen die Nebenkeulen der Ziele in der Szenerie die Phase der anderen Ziele. Besonders ist auch anzumerken, dass durch das mechanische Spiel der verfahrbaren Antenne die äußeren Einflüsse, wie Wind, die Antennenposition auch während der Messung minimal verändern können. Eine Analyse der Bewegung der verfahrbaren Antenne mittels eines Lasertachimeters ergibt eine zu erwartende Streuung der Position während der Messungen von circa $0,4 \text{ mm}$ und damit circa 5° im interferometrischen Bild. Diese Unsicherheit der Phase tritt allein aufgrund der mechanischen Konstruktion des Aufbaus auf.

Für die Analyse wurden die Messungen der Szene mit unterschiedlichen Basislängen durchgeführt und die Phasen der Punkte automatisiert ausgewertet. Eine Umrechnung der gemessenen Phase in eine Höhe fordert bei einer kleinen Basislänge eine besonders hohe Phasensensitivität. Eine leichte Veränderung der Phase führt direkt zu einer großen Veränderung in der resultierenden Höhe. Auf der anderen Seite führt dieselbe Phasenvariation bei einer Messung mit einer großen Basislänge zu einer kleineren Veränderung in der Höhe. Dieser Sachverhalt konnte auch durch diese Messung bestätigt werden und ist in Abbildung 5.4 verdeutlicht. Dort ist die Phasenschwankung der gemessenen Punkte eingetragen, die stochastisch unabhängig von der eingestellten Basislänge existiert. Eine leichte mechanische Veränderung an der Antenne verschiebt diese immer um eine gewisse Länge in Entfernungsrichtung und damit um eine Phase im interferometrischen Bild. Für eine vergleichbare Darstellung der Höhenschwankung, bezogen auf die Basislänge, wurde die zugrundeliegende Phasenvariation auf 1° festgelegt (blaue Kurve).



Abbildung 5.2: Foto des Messaufbaus zum Messergebnis aus Abschnitt 5.2.1



(a) Fokussiertes Bild mit $\varphi_m = 330^\circ$, die Farbskala stellt Amplitudenwerte in dB dar (b) Interferogramm ($b_z = 0,5$ m und $\gamma \geq 0,85$) mit extrahierten Punkten als rote Kreuze, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

Abbildung 5.3: Interferometrische Messung der Szenerie aus Abbildung 5.2

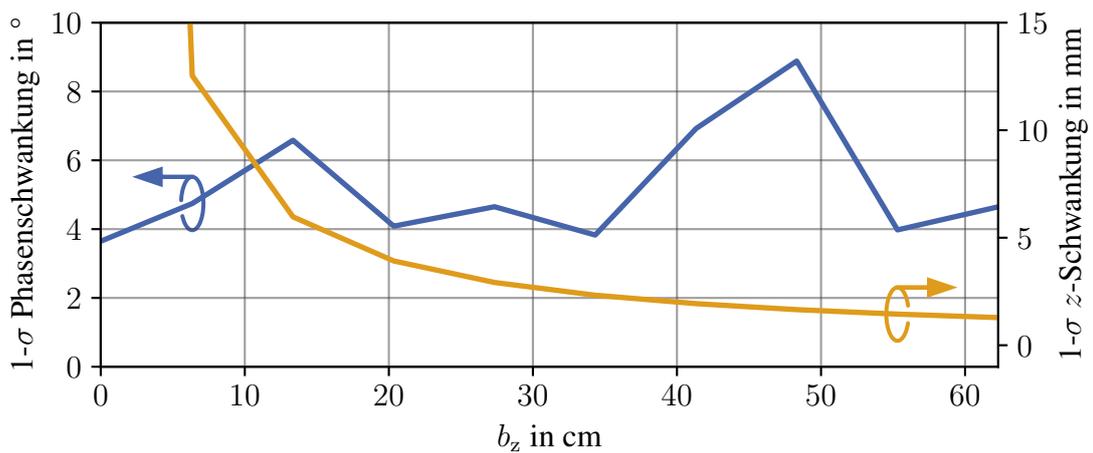


Abbildung 5.4: Gemessene Phasenstreuung und resultierende Höhenstreuung bezogen auf die Basislänge in z Richtung, bedingt durch das Radar und den Systemaufbau

5.2.2 Verkippte Szenerie

In einem nächsten Schritt ist die Szenerie aus Abbildung 5.5 zu betrachten. Hierbei wurde das DLR Logo aus Winkelreflektoren aufgebaut. Die Winkelreflektoren sind hierbei in der dritten Dimension verschoben und besitzen vier diskrete Ebenen (I bis IV). Die Fokusebene im Rückprojektionsalgorithmus wird hierbei auf die Drehplattform gelegt, sodass der unterste Winkelreflektor auf Ebene I ideal mit Phase 0 fokussiert werden sollte.

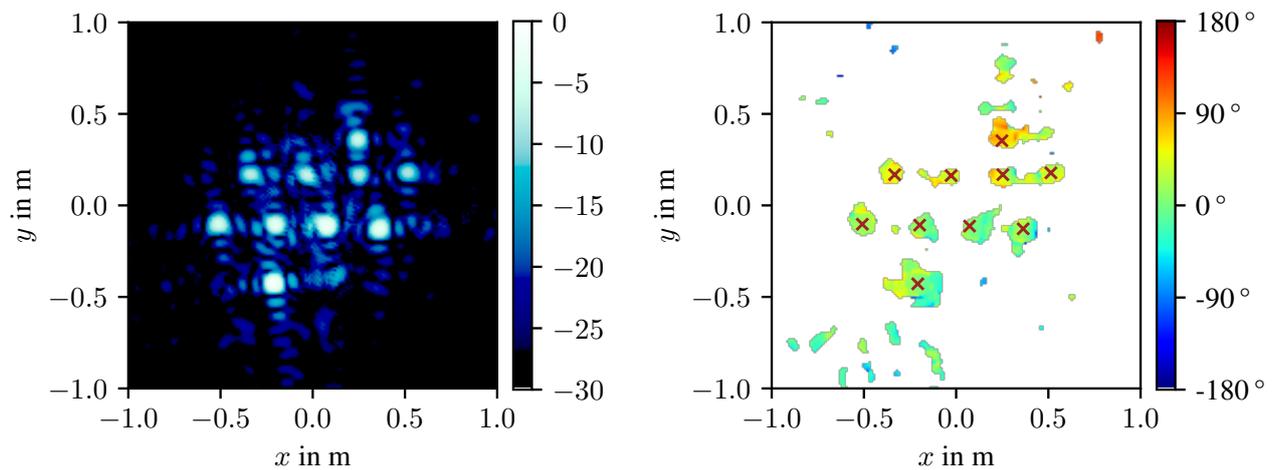
Betrachtet man das gemessene Radarbild aus Abbildung 5.6a, sind eindeutig die gemessenen Winkelreflektoren in der Formation des DLR Logos erkennbar. Auch eine Betrachtung des Interferogramms in Abbildung 5.6b lässt das erwartete Verhalten erkennen. Der unterste Winkelreflektor fokussiert auf die Phase 0, während die nach oben ansteigenden Punkte die zu erwartende steigende Phase zeigen. Extrahiert man daraufhin die Information in der dritten Dimension in Abbildung 5.7 für zwei unterschiedliche Basislängen, erkennt man gut den Eindeutigkeitsbereich der Messung. Während die in blau eingezeichneten Punkte die erwartete Szenerie gut widerspiegeln, sind die in rot eingezeichneten Punkte für die Ebenen III und IV vollständig fehlplatziert. Dies liegt daran, dass die Basislänge der roten Punkte von 77 cm zu groß ist, um die Szenerie in einem Eindeutigkeitsbereich abbilden zu können. Es kommt damit zu einem Phasensprung, der die Ziele falsch positioniert. Die Punkte der Ebenen I und II liegen in beiden Bildern auf der korrekten Höhe. Die Steigung im Interferogramm, die die Phase in eine Höhe umsetzt, ist für jede Basislinie unterschiedlich. Das bedeutet, dass für die beiden dargestellten Basislängen die Punkte auf Ebene II eine unterschiedliche Phase erhalten, welche sich bei der Kenntnis der Geometrie auf die korrekte Höhe berechnen lässt. Es zeigt sich erneut die Bedeutung der Antennenposition, die genau beachtet werden muss. Die restliche Streuung der Punkte, die auch auf einer Ebene liegen, wie sie in Abbildung 5.7b auf Ebene III zu erkennen ist, hat mehrere Ursachen. Erstens ist eine gewisse Restunsicherheit der Antennenposition noch gegeben. Dieser Fehler wäre systematisch in den extrahierten Punkten zwar zu erkennen, wird aber durch die folgenden Fehlereffekte aufgrund der größeren Fehleramplitude nicht identifizierbar sein. Zudem ist die Phasenbestimmung auch durch das endliche SNR begrenzt. Auch wenn das Radarsystem eine hohe Phasenstabilität besitzt, wird durch additives weißes Rauschen auch immer die Phase beeinflusst. Des Weiteren beeinflussen die Nebenkeulen der anderen Ziele auch die Phase. Dieser Effekt beispielsweise wird durch den Einsatz eines Hamming-Filters deutlich reduziert. Zum Vergleich wurde das Hamming-Filter in beiden Raumrichtungen auf den selben Datensatz angewandt. Das Radarbild und die Seitenansicht der extrahierten Punkte zeigt Abbildung 5.8. Die Streuung der Punkte auf Ebene III aus der Seitenansicht 5.8b ist im Vergleich zur Abbildung 5.7b erkennbar geringer. Da die zugrunde liegenden Rohdaten in beiden Darstellungen exakt die gleichen sind, wird die Reduktion der Streuung nur durch den Einsatz des Hamming-Filters erreicht. Zur Quantifizierung dieses Effekts sei auf Tabelle 5.1 verwiesen. Die Ebenen I und IV wurden nicht in die Tabelle aufgenommen, da die Angabe einer Streuung eines einzelnen Messpunktes nicht möglich ist.

Tabelle 5.1: Interferometrisch extrahierte und tatsächliche Höhe und Höhenstreuung der Winkelreflektoren aus Abschnitt 5.2.2 im Vergleich bei der Verwendung eines Rechteckfensters und Hammingfensters

Ebene	Höhe	Mittlere Höhe aus Interferogramm		1- σ Höhenstreuung	
		Rechteck	Hamming	Rechteck	Hamming
II	6 cm	5,83 cm	6,05 cm	1,42 cm	0,95 cm
III	24 cm	20,4 cm	23,6 cm	4,04 cm	2,29 cm



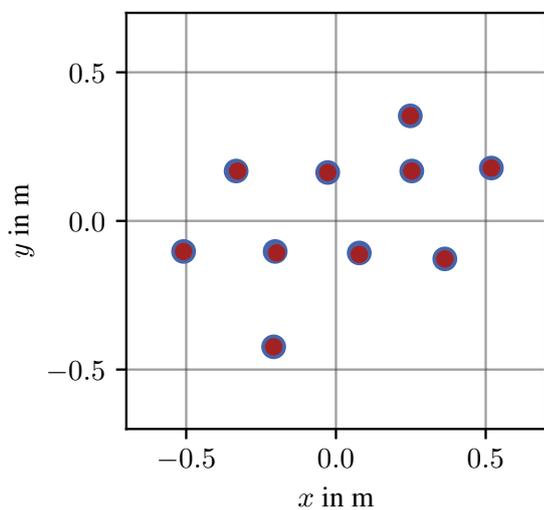
Abbildung 5.5: Foto des Messaufbaus aus Abschnitt 5.2.2



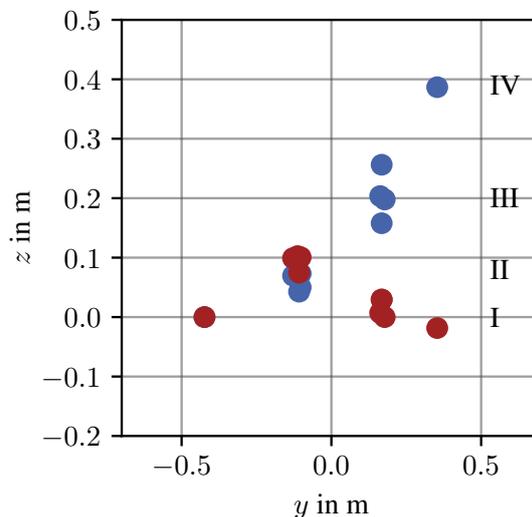
(a) Fokussiertes Bild mit $\varphi_m = 277^\circ$, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar

(b) Interferogramm ($b_z = 0,22$ m und $\gamma \geq 0,85$) mit extrahierten Punkten als rote Kreuze, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

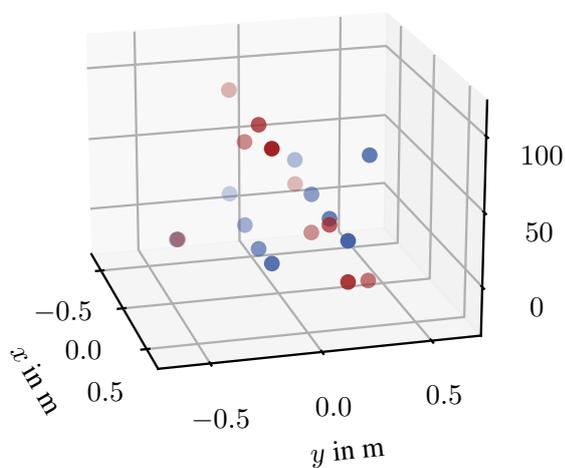
Abbildung 5.6: Interferometrische Messung der Szenerie aus Abbildung 5.5



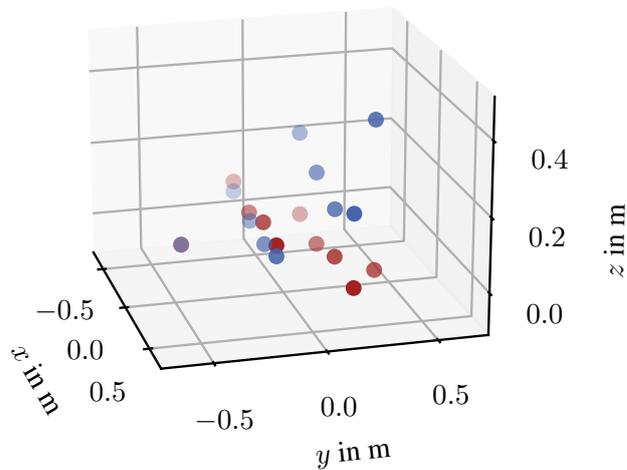
(a) Draufsicht auf die extrahierten Punkte



(b) Seitenansicht auf die extrahierten Punkte

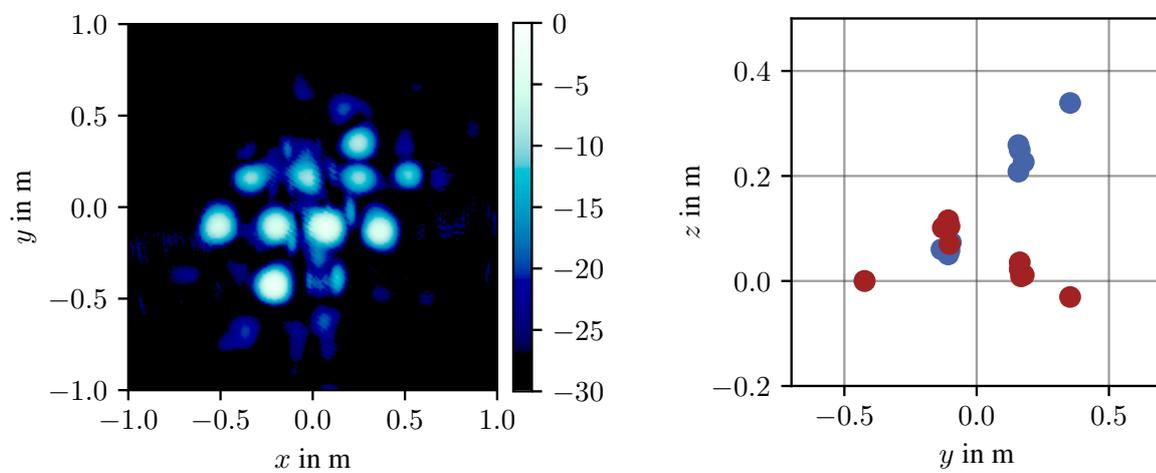


(c) Punkte im Raum und zugehörige Phase



(d) Extrahierte 3D Punkte im Raum

Abbildung 5.7: Dreidimensionale Darstellung der extrahierten Punkte bei Messung der Szenerie aus Abbildung 5.5 (blau: $b_z = 21$ cm, rot: $b_z = 77$ cm)



(a) Radarbild der Szenerie aus Abbildung 5.5 mit Hamming-Filter ($\varphi_m = 277^\circ$), die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar (b) Seitenansicht auf die extrahierten Punkte nach Hamming-Filter

Abbildung 5.8: Radarbild und extrahierte Punkte bei Messung der Szenerie aus Abbildung 5.5 unter Zuhilfenahme des Hamming-Filters (blau: $b_z = 21$ cm, rot: $b_z = 77$ cm)

5.3 Vergleichsmessung Interferometrie und Tomographie

Die bis jetzt gezeigten Szenarien stellen idealisierte Zielszenarien dar, die in der Abbildung von Weltraumobjekten so nicht zu erwarten sind. Um eine repräsentative Abbildung eines Satelliten zu erreichen, wurde das Satellitenmodell aus Abbildung 5.9 aufgebaut. Dieses Modell ist aufgrund der vielen reflektierenden Stellen ein aussagekräftiges Demonstrationsobjekt, an dem konkret die Satellitenabbildung geprobt werden kann. Dieses Modell wurde aus allen Richtungen in Azimut und möglichen Antennenpositionen vermessen. Neben der bislang verwendeten interferometrischen Auswertung wurde hier auch der tomographische Prozessierungsalgorithmus angewandt.



Abbildung 5.9: Foto des Satellitenmodells mit Bildkoordinatensystem, die z -Achse des Koordinatensystems entspricht der Drehachse der Drehplattform, die xy -Ebene fällt mit der Drehplattform zusammen

Tomographische Auswertung

Die Darstellung eines dreidimensionalen Volumens, bei dem jedem Raumpunkt eine Amplitude zugewiesen wird, ist nicht trivial. Bevor ein Vergleich der tomographischen Messung mit der Interferometrie erfolgen kann, soll zunächst das tomographische Ergebnis besprochen werden. Eine der verschiedenen Möglichkeiten der Darstellung ist die Schnitt-Darstellung. Dabei wird ein beliebiger Schnitt durch das Volumen gelegt und dieses Ergebnis als zweidimensionales Bild dargestellt. Bei genügend feinteiligen Schnitten erlaubt das die Darstellung des gesamten Volumens.

Eine weitere häufig angewandte Methodik ist die Maximumsprojektion durch die drei Raumrichtungen. Dabei wird jedem Pixel im Endbild das Maximum aller Pixel entlang der dem Bildschnitt orthogonalen Linie zugewiesen. Diese Darstellung entspricht grob der normalen zweidimensionalen Rückprojektion durch einen Raumschnitt, jedoch mit unendlicher Fokustiefe, weil Streuzentren außerhalb der Fokusebene nicht defokussiert dargestellt werden, sondern durch die Maximumspro-

jektion aus ihrem korrekten Raumpunkt auf die Bildebene fallen.

Um das Modell vollständig vermessen zu können, wurde hierfür das Verfahren der inkohärenten Subaperturen verwendet. Dabei wird das Volumen aus dem Blickwinkelbereich von $\varphi_m \pm \frac{\varphi_{Az}}{2}$ für verschiedene Mittenblickwinkel φ_m prozessiert. Anschließend werden die Volumina, die aus dieser Prozessierung entstehen, inkohärent addiert. Damit werden die Streuzentren, die nur aus manchen Blickwinkeln sichtbar sind, trotzdem abgebildet. Dieses Verfahren ist bei der realen Abbildung von Weltraumobjekten aufgrund der Orbitgeometrie nicht möglich, ermöglicht hier jedoch eine gute Demonstration der bedeutsamen Unterschiede. Die Ergebnisse der tomographisch prozessierten Radardaten des hier vermessenen Modells sind in Abbildung 5.10 dargestellt, wobei 80 Subaperturen, die je über einen Bereich von $\varphi_{Az} = 11,1^\circ$ prozessiert wurden, das Bild aufbauen. Die Subaperturen umfassen in Summe einen Winkelbereich von grob 300° . Diese Methode reduziert des Weiteren die Nebenkeulen und lässt die Auflösungsgröße nicht mehr quadratisch sondern rund erscheinen. Dies liegt daran, dass die Nebenkeulen für jede Subapertur in einer anderen Raumrichtung liegen und sich damit nicht aufsummieren. Die fokussierten Streuzentren liegen in jedem Subvolumen immer an der gleichen Stelle, sodass diese in der Summe eine weitaus größere Amplitude aufweisen. Das abstehende modellierte Solarpanel, der große Reflektor und dessen Feed, sowie die hinteren Kanten sind gut zu erkennen. Auch die Tatsache, dass das Solarpanel schräg im Raum steht, zeigt sich gut in der Frontansicht aus Abbildung 5.10c. Die Betrachtung aus den verschiedenen Blickrichtungen erlaubt eine gute Identifizierung des Objekts. Da hier ein vollständiges Volumen abgebildet wird, ist auch die Interpretation des Objektes intuitiv möglich. Auch ist zu erkennen, dass die Tomographie mehrere Streuzentren in z -Richtung auflösen kann, was die Interferometrie nicht bieten kann. Das ist beispielsweise an dem Ausleger bei $x = 0,5$ m, $y = 0,7$ m und $z = 1$ m zu sehen. In der Projektion durch die yz -Ebene zeigt sich eindeutig, dass sich an dieser Stelle zwei Streuzentren befinden.

Interferometrische Abbildung

Um nun den Vergleich zur Interferometrie zu ziehen, sei auf Abbildung 5.11 verwiesen. Hier wurden die selben 80 Subaperturen gebildet und inkohärent überlagert. Die Fokusebene des Radarbildes ist 44 cm über der Drehplattform. Die Form des Satelliten ist auch hier einwandfrei zu erkennen. Da eine aussagekräftige dreidimensionale Darstellung solch vieler Punkte im Raum für eine zweidimensionale Druckausgabe kaum erstellt werden kann, soll hier lediglich das Interferogramm besprochen werden, das auch für sich alleinstehend intuitive Aussagen liefern kann. Auch ohne Punktextraktion lässt das Interferogramm aus Abbildung 5.11b die Struktur erkennen, da die Form allein durch das Beschneiden auf Bereiche hoher Kohärenz erkannt werden kann. Dass das Modell des Solarpanels schräg im Raum liegt, ist auch optisch durch den Farbverlauf einfach zu erkennen. Das Solarpanel startet in negativer y -Richtung bei der Phase 0 und liegt damit in der Fokusebene. Im Verlauf der positiven y -Richtung steigt das Solarpanel in der Phase an und besitzt damit eine steigende positive Ablage in z -Richtung aus der Fokusebene heraus. Ebenso zeigt das Bild den Fokuspunkt des Reflektors, der allein durch die Farbe im Interferogramm räumlich

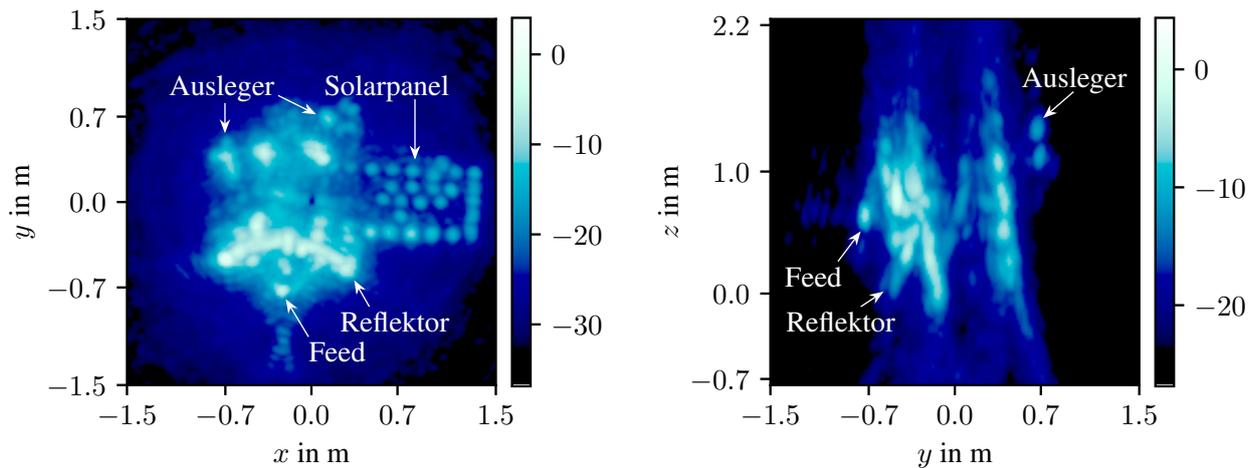
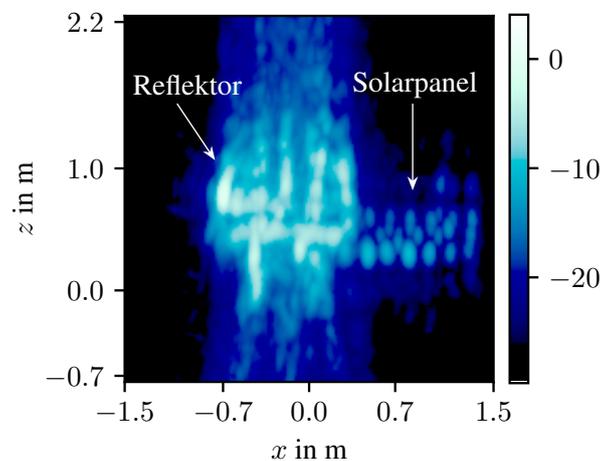
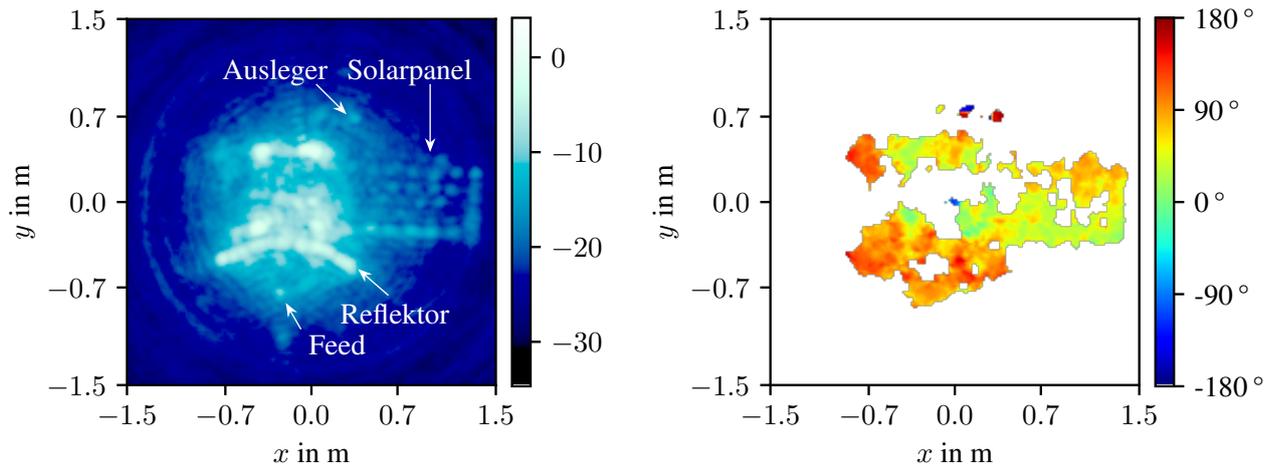
(a) Maximumprojektion durch die xy -Ebene(b) Maximumprojektion durch die yz -Ebene(c) Maximumprojektion durch die xz -Ebene

Abbildung 5.10: Tomographische Abbildung des vollständigen Satellitenmodells durch Maximumprojektion für einen Gesamtblickwinkelbereich von 300° , die Farbskalen stellen die Amplitude in dB dar

oberhalb des Solarpanels erkannt werden kann. Zusätzlich ist der Ausleger hinten am Modell zu erkennen. Dieser fokussiert im zweidimensionalen Bild nicht ideal, weil er eine relativ hohe Ablage aus der Fokusebene heraus besitzt. Er ist dennoch im Interferogramm zu erkennen. Anhand der Farbe erkennt man, dass dieser eine Phase von annähernd 180° hat und somit nahe den Eindeutigkeitsgrenzen in z -Richtung ist. Eine Trennung der mehreren Streuzentren über einem Pixel ist jedoch nicht möglich, sodass nur im Bereich des Solarpanels eine genaue Struktur des Objekts erkannt werden kann. In den tomographischen Bildern ist der Satellit eindeutig als Volumenkörper zu erkennen, da die Kanten des Kubus, die das Grundgerüst des Modells aufbauen, sichtbar sind. Diese Information bleibt bei der interferometrischen Abbildung verborgen.



(a) Radarbild des Satellitenmodells durch Addition inkohärenter Subaperturen, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar (b) Interferogramm mit $b_z = 21$ cm und $\gamma \geq 0,5$, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

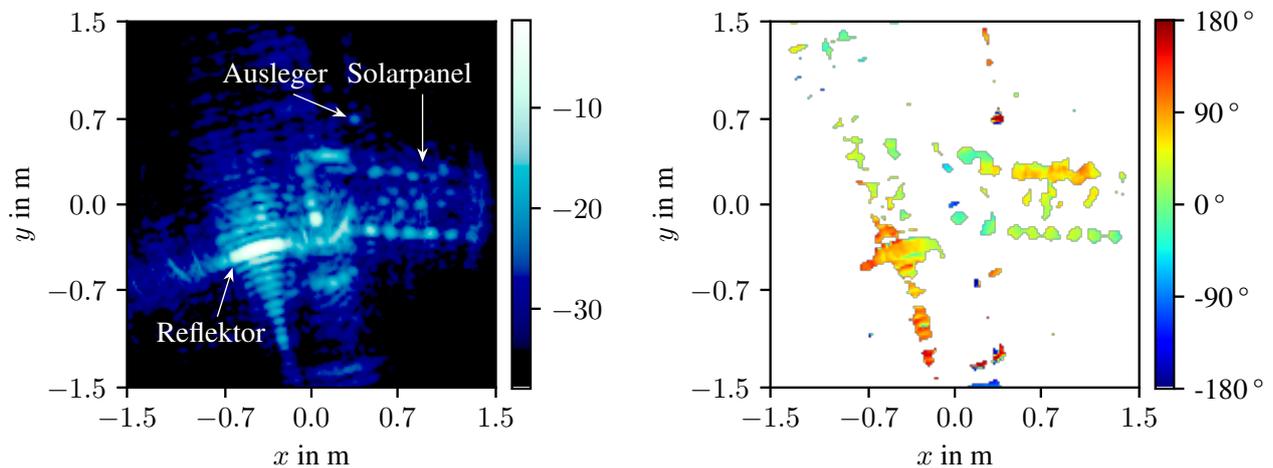
Abbildung 5.11: Interferometrische Abbildung des Satellitenmodells für einen Gesamtblickwinkelbereich von 300°

Vergleich bei realistischem Blickwinkelbereich für Satellitenabbildungen

Die idealisierte Aufnahmegeometrie der Drehstandsanordnung von 360° Azimutwinkel ist bei der Satellitenabbildung wie bereits angesprochen nicht realistisch. Orbithöhen von grob 400 km erlauben, wie in Abschnitt 2.3 diskutiert, einen Blickwinkelbereich von grob 30° . Betrachtet man nun das Bild aus Abbildung 5.12, welches aus sechs Subaperturen gebildet wurde, die in Summe einen Winkelbereich von 30° überspannen, wird deutlich, dass das Modell nicht in Gänze abgebildet wird. Manche Bereiche sind aufgrund Abschattung nicht zu erkennen. Gerade auch der Reflektor fokussiert nur in einem kleinen Bereich. Das liegt daran, dass der Reflektor je nach Blickwinkel sich auf einen blickwinkelabhängigen Bereich fokussiert. Wenn nun nur über 30° die Szenerie abgetastet wird, ist auch nur der Teilbereich erkennbar. Trotz alledem zeigt das Interferogramm in Abbildung 5.12b dennoch die erwarteten und auch oben bereits geschriebenen Punkte. Besonders im Vergleich zum Interferogramm in Abbildung 5.11b sieht man, dass die Streuzentren, die sich gut einer Höhe zuordnen lassen, sich in beiden Interferogrammen identifizieren lassen. Lediglich die Bereiche die durch Abschattung nicht erkennbar sind, sind natürlich ohne Information im Interferogramm. Vergleicht man das mit der tomographischen Abbildung desselben Winkelbereichs aus Abbildung 5.13 zeigt sich, dass auch hier wie zu erwarten nicht der vollständige Satellit abgebildet wurde. Gerade in Bereichen bei denen durch die Betrachtung aus allen Blickwinkeln viele Streuzentren durch die Maximumsprojektion vorhanden waren, zeigt sich bei der tomographischen Abbildung eindrucksvoll die einfachere Interpretation der Bilder. Die Schräglage des Solarpanels ist in Abbildung 5.13b einfach zu erkennen.

Die Tomographie ist durch die einfachere Interpretation der Ergebnisse und der Trennung mehrere Streuzentren über der Fokusebene der Interferometrie klar überlegen. Außerdem besteht durch

die Messung aller Basislängen in der Tomographie ebenfalls die Möglichkeit alle Kombinationen als Interferogramm zu prozessieren und die Eindeutigkeit mit der größten Genauigkeit durch die Möglichkeit der Phasenauflösung zu erreichen. Natürlich ist aber zu erwähnen, dass der Aufwand in hardwaretechnischer, finanzieller und räumlicher Hinsicht den der Interferometrie bei Weitem übersteigt. Angemerkt sei hier auch die begrenzte räumliche Auflösung durch die verwendete Bandbreite von 2,1 GHz, die in einem operationellen System mindestens doppelt so groß sein sollte. Ein weiterer Punkt stellt die Mittenfrequenz dar, die ebenfalls deutlich erhöht werden muss, um zum einen die notwendige Bandbreite verwenden zu dürfen und zum anderen die Vorteile der kürzeren synthetischen Apertur, wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben, nutzen zu können. Eine weitere Verbesserung stellen natürlich professionelle Visualisierungsprogramme dar, wie sie im DLR für Erdbeobachtungssatelliten entwickelt wurden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden diese Daten in einer weiter verbesserten Darstellung durch bewegte dreidimensionale Animationen prozessiert. Diese können in einer druckbaren Version leider nicht dargestellt werden. Die Verarbeitung von bewegten Bildern im menschlichen Gehirn erlaubt die Erkennung vieler weiterer Details.



(a) Radarbild des Satellitenmodells durch inkohärente Subaperturen, $\varphi_m = 278^\circ$, die Farbskala stellt die Amplitude in dB dar (b) Interferogramm mit $b_z = 21$ cm und $\gamma \geq 0,65$, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

Abbildung 5.12: Interferometrische Abbildung des Modellsatelliten für einen Gesamtblickwinkelbereich von 30°

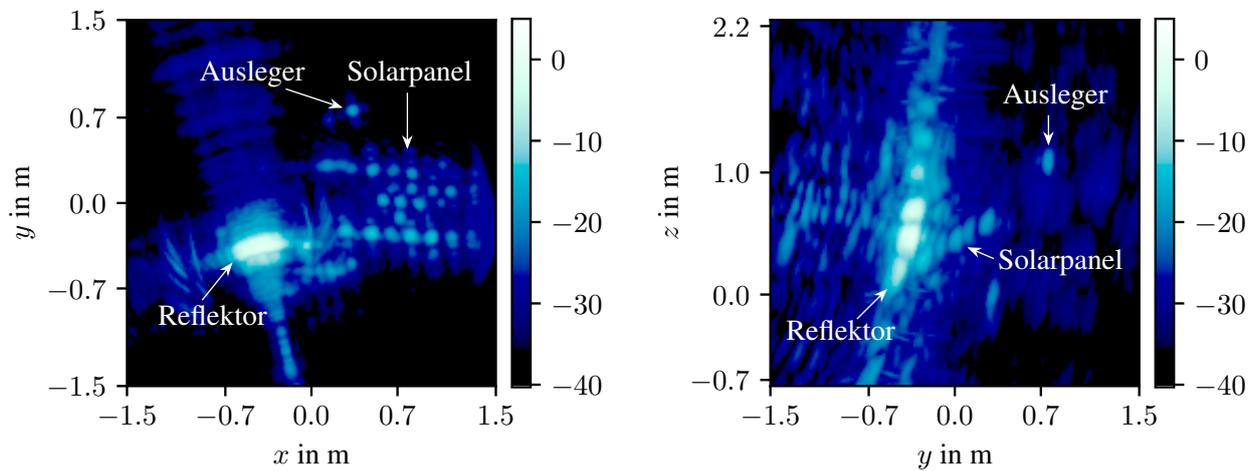
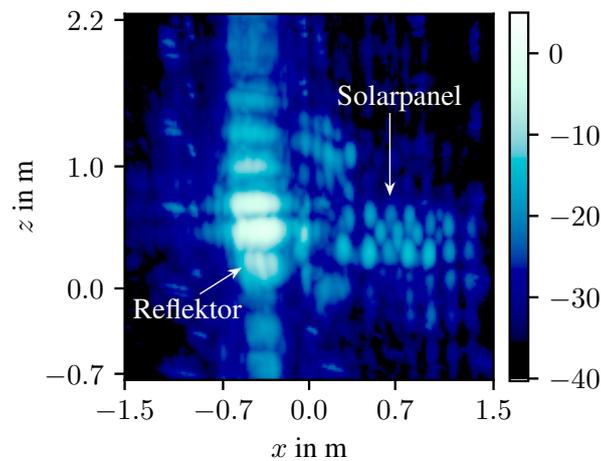
(a) Maximumprojektion durch die xy -Ebene(b) Maximumprojektion durch die yz -Ebene(c) Maximumprojektion durch die xz -Ebene

Abbildung 5.13: Tomographische Abbildung des Modellsatelliten für einen Gesamtblickwinkelbereich von 30° und inkohärente Subaperturen, $\varphi_m = 278^\circ$, die Farbskalen stellen die Amplitude in dB dar

5.4 Änderungsdetektion durch zeitlich versetzte Aufnahmen

Eine bis jetzt noch nicht angesprochene Anwendung der Interferometrie und auch Tomographie ist die Änderungsdetektion. Da sich diese Arbeit primär auf die dreidimensionale Abbildung der Weltraumobjekte bezieht, sei für die Änderungsdetektion keine quantitative Beschreibung gegeben. Es soll lediglich detektiert werden, dass eine Änderung stattgefunden hat. Ein beispielhaftes Szenario wäre es, den Ein- bzw. Durchschlag von Weltraumschrott durch den Satelliten zu detektieren. Um dies zu simulieren, wurde das Satellitenmodell an zwei Stellen mit nach außen gewölbtem Metall versehen (Abbildung 5.14). Dieses Auswölben des Solarpanels oder Reflektors tritt auch bei einem realen Einschlag in einen realen Satelliten, wie in der Einleitung (Kapitel 1) exemplarisch am Sentinel-1A Satelliten erwähnt, auf.

Zur Detektion von Änderungen gibt es im Prinzip zwei Verfahren, die inkohärente und kohärente Detektion. Die kohärente Änderungsdetektion ist hierbei um ein Vielfaches empfindlicher, weil hier eine Basislänge in der zeitlichen Dimension aufgebaut wird und somit wie bei der Interferometrie auch die Phase ausgewertet wird. Die Änderungen auf Sub-Pixel Genauigkeit können erkannt werden, da der Weglängenunterschied hierbei durch eine Änderung im abzubildenden Objekt und nicht der Höhe stattfindet. Hierfür kann ein und dasselbe Radar mit nur einer Empfangsantenne genutzt werden, die zeitlich getrennten Aufnahmen zu vergleichen. Diese klassische Änderungsdetektion ist auch mit dem bereits existierenden IoSiS System möglich, da nur eine Empfangsantenne vonnöten ist. Für eine erfolgreiche kohärente Änderungsdetektion müssen die zeitlich versetzten Bilder perfekt übereinstimmen. Durch die Anwendung des Rückprojektionsalgorithmus ist die Koregistrierung bei der interferometrischen Messung, die zeitgleich mehrere Echos empfängt, eliminiert worden. Wird jedoch dasselbe Objekt nacheinander abgebildet, bei der sich auch der Blickwinkel durch die Orbitgeometrie verändert hat, ist keine perfekte Übereinstimmung mehr zu erwarten. Diese Koregistrierung ist keine triviale Aufgabe, die besonders auch bei der tomographischen Abbildung einen erheblichen Rechenaufwand mit sich zieht.

Eine zweite Möglichkeit, eine Änderung interferometrisch zu detektieren, ist der Vergleich von zwei zeitlich getrennt aufgenommenen Interferogrammen. Hierbei wird das Objekt zeitlich versetzt interferometrisch abgebildet und die resultierenden Interferogramme verglichen. Damit wird eine Differenzhöhe gemessen, die die Änderung der Form des Objektes detektiert.

Bei der inkohärenten Detektion wird lediglich die Änderung der Amplitude der Streuzentren detektiert. Bei einem Einschlag in einen Satelliten ist, je nach Schwere, eine Änderung der Amplitude zu erwarten, sodass der Vergleich allein der Phase in den Interferogrammen nicht vollständig korrekt ist, da sich das Objekt gegebenenfalls zu signifikant geändert hat. Um eine inkohärente Detektion durchführen zu können, werden die Beträge der beiden Aufnahmen voneinander abgezogen. Bereiche, die eine Änderung erfahren haben, werden eine von Null verschiedene Amplitude im Differenzbild aufweisen und lassen sich damit erkennen.

Zur Demonstration der Änderungsdetektion ist in Abbildung 5.15 das Differenztomogramm des Satellitenmodells der beiden Messungen zu sehen. Hierbei wurden die Tomogramme (vor und nach

der Änderung) voneinander inkohärent subtrahiert. Wie deutlich zu erkennen ist, sind beide manuell veränderten Stellen im Tomogramm sichtbar. Auch ist eine weitere Veränderung detektiert worden, die nicht absichtlich stattgefunden hat. Aufgrund der Position im Differenztomogramm kann darauf geschlossen werden, dass diese Änderung eine Änderung in der Folie am Fuß des Auslegers darstellt (zum Beispiel durch Wind). Die inkohärente Detektion der Änderung ist damit tomographisch einfach möglich. Betrachtet man nun das Differenzinterferogramm in Abbildung 5.16, zeigt sich ein leicht anderes Bild. Um dieses Differenzinterferogramm erstellen zu können, wurde das Modell vor und nach der Änderung interferometrisch mit $b_z = 21$ cm abgebildet. Die resultierenden Interferogramme wurden daraufhin voneinander subtrahiert. Damit eine visuelle Erkennung der verschiedenen Bereiche erfolgen kann, wurde das Interferogramm zunächst auf Bereiche hoher Kohärenz beschränkt und Differenzphasen nahe Null nicht gezeigt. Eine Differenzphase von Null würde bedeuten, dass keine Änderung stattgefunden hat. Das Interferogramm zeigt die gleichen drei Änderungen, die auch im Differenztomogramm sichtbar sind. Da keine Trennung mehrerer Streuzentren in der dritten Dimension erfolgen kann, ist die Identifikation der Bereiche erheblich erschwert. So wäre auch der inkohärente Vergleich der Radarbilder auf dessen Basis die Interferogramme erstellt wurden, bei weitem nicht so eindeutig, wie es im Tomogramm zu sehen ist. Es zeigt sich erneut, dass die Verwendung von mehreren Empfängern auch in dieser Anwendung einen deutlichen Informationsgewinn nach sich zieht.

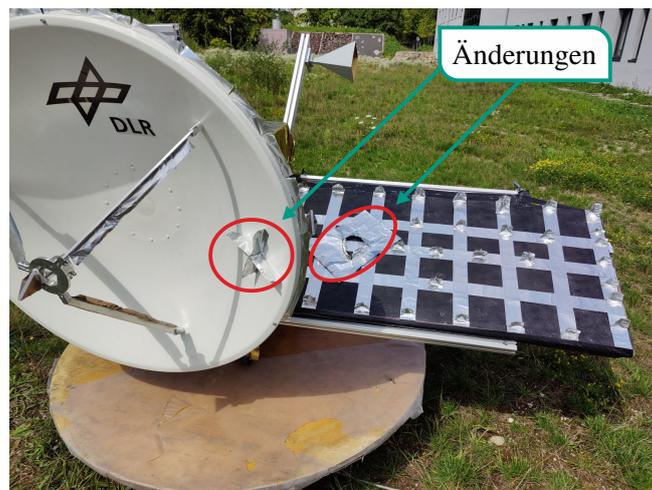
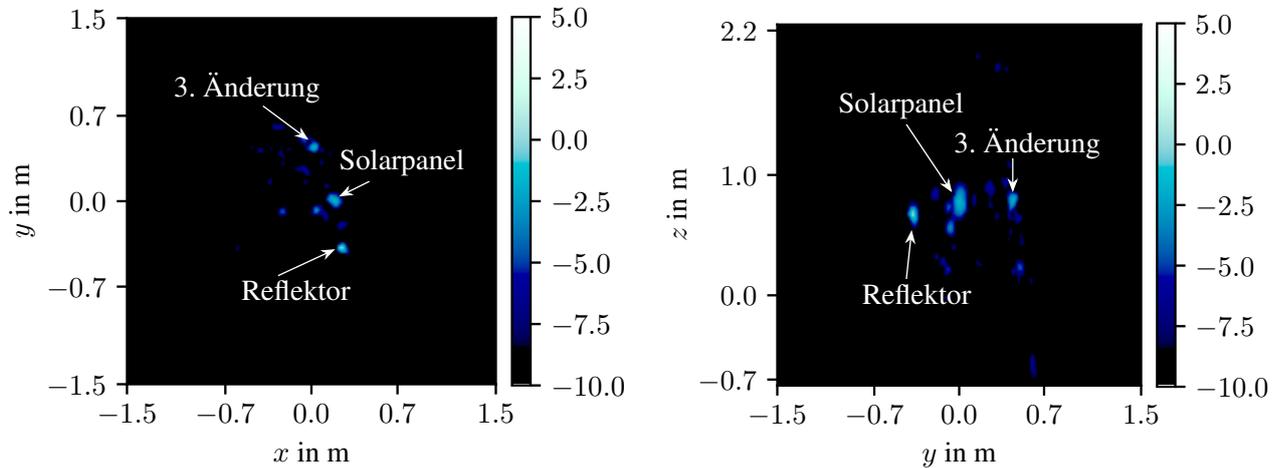
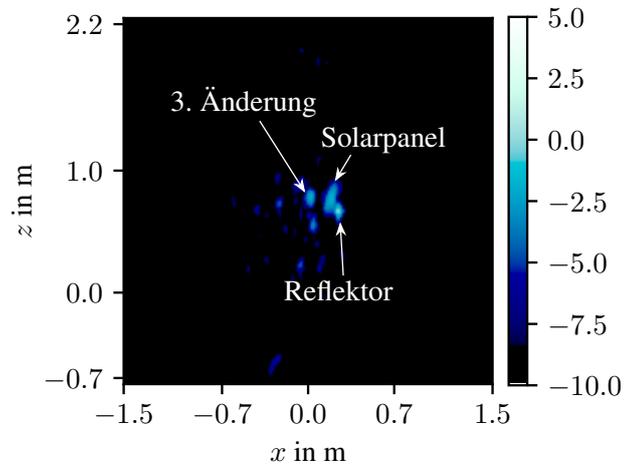


Abbildung 5.14: Eingebachte Änderungen zur Detektion



(a) Maximumprojektion durch das Differenztomogramm in der xy -Ebene

(b) Maximumprojektion durch das Differenztomogramm in der yz -Ebene



(c) Maximumprojektion durch das Differenztomogramm in der xz -Ebene

Abbildung 5.15: Differenztomogramm zur Änderungsdetektion, die Farbskalen stellen die Amplitude in dB dar

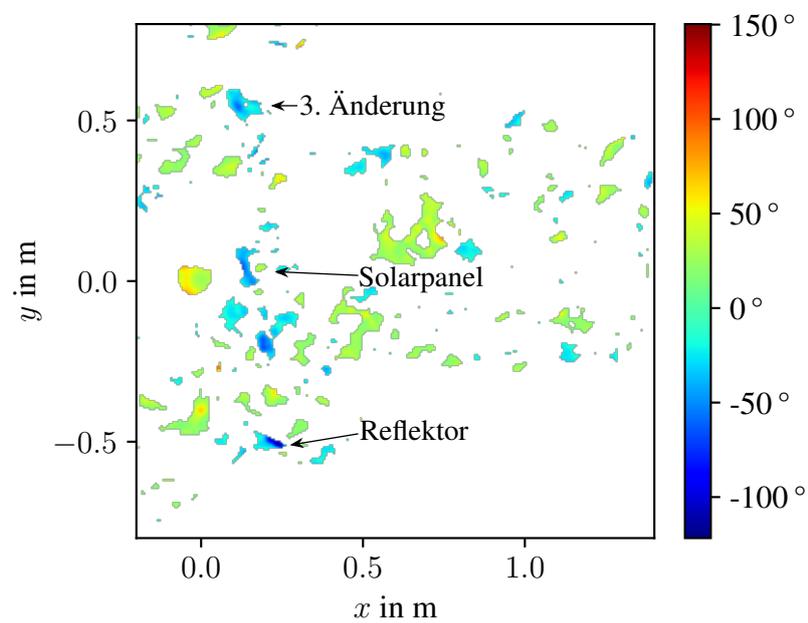


Abbildung 5.16: Differenzinterferogramm zur Änderungsdetektion mit $\gamma \geq 0,5$ und $|\varphi_{\text{diff}}| \geq 15^\circ$, die Farbskala stellt die Phase in Grad dar

6 Schlussfolgerungen und Ausblick

Diese Arbeit hat die theoretische Machbarkeit der interferometrischen Abbildung von Weltraumobjekten anhand eines experimentellen Drehplattformaufbaus eindrucksvoll demonstriert. Nicht nur wurde die Anwendung der SAR-Interferometrie auf die Beobachtung einzelner Objekte mit verteilten Streuzentren erweitert, es wurden auch die Grenzen und Eigenschaften einer solchen Abbildungsmethodik deutlich aufgezeigt. Der Informationsgewinn über die abgebildeten Objekte steigt mit der Anzahl der verwendeten Empfänger, die sich räumlich getrennt voneinander befinden, sodass auch das dreidimensionale Abbildungsverfahren der SAR-Tomographie ausgehend von der Interferometrie abgedeckt wurde. Die vorgestellten Methoden und Analysen zeigen eine gute Übereinstimmung zwischen der erarbeiteten Theorie und den Messungen.

Die hohe Entwicklungstiefe des hier gezeigten Aufbaus erlaubt Einblicke und Untersuchungen in verschiedensten Fehlerquellen, die die dreidimensionale Abbildung komplexer Objekte erschweren und welche Herausforderungen im großen System auftauchen werden. Die Identifizierung und quantitative Auswirkungen verschiedenster Fehlereinflüsse in den Abbildungen wurden untersucht und Korrekturmethode entwickelt. In besonderer Tiefe ist die Analyse der Genauigkeit der Positionskennntnis der Empfangsantennen betrachtet worden, die den Basisvektorfehler im Bildkoordinatensystem auf weniger als eine mittlere Wellenlänge festsetzt. Die durchgeführten Messungen zeigen deutlich die Bedeutung der Systemauslegung in Bezug auf die Antennenpositionierung. Die Auflösung sowie der Eindeutigkeitsbereich in der dritten Raumdimension wird durch die Basislinie der beiden Empfangsantennen festgesetzt. Die erwarteten Höheninformationen sind in ihrer Genauigkeit nicht nur durch das verwendete Radar begrenzt, sondern werden auch durch die Überlagerung der Nebenkeulen nahegelegener starker Streuer im zweidimensionalen Bild negativ beeinflusst. Eine hochgenaue Extraktion der Höhe wird dadurch erschwert. Durch das Unterdrücken der Nebenkeulen mit Hilfe eines Filters kann dieser Effekt gut reduziert werden. Die hier entwickelte Extraktion punktförmiger Streuzentren aus den Radarbildern erlaubt eine automatisierte Auswertung der aufgenommenen Daten, die hier auf die verschiedenen durchgeführten Messungen angewendet wurde. Diese übersetzt vollständig automatisiert die aufgenommenen interferometrischen Aufnahmen in eine dreidimensionale Punktwolke.

Die durchgeführten zukunftsgerichteten Analysen zur SAR-Tomographie zeigen deutlich den Gewinn an Information durch die Verwendung weiterer Empfänger. Anhand eines aufgebauten Satellitenmodells wurde gezeigt, dass die vollständige dreidimensionale Abbildung die Identifikation und Detailanalyse des Objekts erleichtert. Besonders anschaulich zeigt sich die Steigerung der dreidimensionalen Abbildungsqualität durch den durchgeführten Vergleich zwischen Tomographie und Interferometrie. Eine Realisierung einer tomographischen Abbildung von Weltraumobjekten birgt jedoch erhebliche technische und finanzielle Herausforderungen. Dies schließt auch die Anforder-

rungen an das verfügbare Gelände mit ein, da eine weit größere Basislänge in der Größenordnung einiger Kilometer für eine hohe Auflösung gefordert wird.

Das in dieser Arbeit aufgebaute Radarsystem zur Demonstration zeigt eindrucksvoll die Möglichkeit der Skalierung. Das aufgebaute System, basierend auf einem System-on-a-Chip (SoC), ist für die Radaranwendung im Hinblick auf die Abbildung von Weltraumobjekten programmiert worden. Für die Abbildung realer Weltraumobjekte muss dieses nur noch an den hier in der Arbeit diskutierten Punkten geringfügig modifiziert werden. Die hohe Synchronität und zeitliche Stabilität des Systems ist auch für ein System zur Beobachtung von Weltraumobjekten ausreichend und demonstriert damit die Leistungsfähigkeit des hier neu eingesetzten SoCs. Der Abtastjitter der HF ADCs und DACs ist in der Größenordnung von 100 fs und erlaubt damit hochgenaue Abstands- und Phasenanalysen. Somit bildet das hier entwickelte System eine solide Grundlage für die Weiterentwicklung des IoSiS-Systems.

Wird der Ansatz der verteilten Empfänger für die tomographische Abbildung verfolgt, werden eine Vielzahl an Empfängern vonnöten sein, die synchronisiert werden müssen. Die Synchronisierung mehrerer SoC-Module ist jedoch keine triviale Aufgabe, besonders im Hinblick auf die großen Basislängen, die hier gefordert werden. Dabei bedarf es der Synchronisation der Empfangsfenster, sodass die Wegunterschiede auch über mehrere Module hinweg exakt vermessen werden können. Die Taktraten und Oszillatoren in mehreren Empfängern, die synchron und stabil laufen müssen, müssen ebenfalls über mehrere Module hinweg synchronisiert werden. Gerade im Hinblick auf höhere Mittenfrequenzen, die entsprechend auch eine höhere Genauigkeit an die Synchronität der Module fordern, stellt das noch ein spannendes Forschungsgebiet dar.

Sofern die Leistungsfähigkeit des IoSiS-Systems gegenüber dem aktuellen Stand erhöht werden soll, ist die Erhöhung der Bandbreite und Mittenfrequenz des Systems gefragt. Die Mittenfrequenz ist durch die externe Beschaltung des Systems bestimmt und kann durch den Einsatz neuer Frontends erfolgen. Das Erhöhen der Bandbreite bedarf eine genauere Frequenzplanung, da das hier vorgestellte System bereits die maximale Bandbreite der ADCs ausnutzt. Allerdings werden aktuell nur zwei der acht möglichen Kanäle eingesetzt, sodass durch ein I/Q- und Subbandbetrieb bis zu 9,8 GHz möglich wären, was theoretisch mit einer Entfernungsauflösung von 15,3 mm korrespondiert.

Ein weiterer vielversprechender Anwendungszweig ist die in Kapitel 5.4 angesprochene Änderungsdetektion. Durch die steigende Anzahl an Weltraumschrott werden Einschläge in noch operationelle Satelliten immer häufiger [ESA23]. Wie in der Einleitung erwähnt, ist die Kenntnis der äußeren Struktur der Satelliten für die Satellitenbetreiber von großem Mehrwert. Das erweiterte IoSiS-System könnte in einem Falle, wie im vorgestellten Beispiel des Einschlages in den Sentinel-1A Satelliten, neue wichtige Informationen liefern, wenn eine Aufnahme des Satelliten vor dem Einschlag erfolgt ist. Diese Art der detaillierten und empfindlichen Änderungsdetektion steht den Satellitenbetreibern als Dienstleistung bislang noch nicht zur Verfügung.

Literaturverzeichnis

- [AKW⁺84] D. A. Ausherman, A. Kozma, J. L. Walker, H. M. Jones, und E. C. Poggio. Developments in radar imaging. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Bd. AES-20, Nr. 4, S. 363–400, 1984.
- [Ang20] S. Anger. *Mikrowellenmessverfahren zur erdgebundenen hochgenauen Abbildung von Weltraumobjekten auf erdnahen Umlaufbahnen*. Diss., Universität Ulm, 2020.
- [Bal97] C.A. Balanis. *Antenna Theory*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [BH98] R. Bamler und P. Hartl. Synthetic aperture radar interferometry. *Inverse Problems*, Bd. 14, 1998.
- [ESA16] ESA. Copernicus Sentinel-1A satellite hit by space particle – esa.int. https://www.esa.int/Applications/Observing_the_Earth/Copernicus/Sentinel-1/Copernicus_Sentinel-1A_satellite_hit_by_space_particle, August 2016. Zugriff: 29.08.2023.
- [ESA23] ESA Space Debris Office. ESA’s Annual Space Environment Report. LOG GEN-DB-LOG-00288-OPS-SD, European Space Agency, Darmstadt, Deutschland, Juni 2023.
- [Joc13] E. F. M. Jochim. *Satellitenbewegung Band V: Bewegung und Beobachtungsgeometrie*. DLR, Köln, Deutschland, November 2013.
- [JS90] C. R. Johnson und American Mathematical Society. *Matrix Theory and Applications*. American Mathematical Society, 1990.
- [KCP78] D.J. Kessler und B.G. Cour-Palais. Collision frequency of artificial satellites: The creation of a debris belt. *Journal of Geophysical Research*, Bd. 83, Nr. A6, S. 2637–2646, Juni 1978.
- [Kem20] T. Kempf. *Extraktion von objektspezifischen Radarsignaturen am Turmdrehstand*. Diss., Universität der Bundeswehr München, Juni 2020.
- [KG20] S. A. Khoshnevis und S. Ghorshi. A tutorial on tomographic synthetic aperture radar methods. *SN Applied Sciences*, Bd. 2, Nr. 9, S. 1504, August 2020.
- [KMF⁺07] G. Krieger, A. Moreira, H. Fiedler, I. Hajnsek, M. Werner, M. Younis, und M. Zink.

- Tandem-x: A satellite formation for high-resolution sar interferometry. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Bd. 45, Nr. 11, S. 3317–3341, 2007.
- [Lud93] A. Ludloff. *Handbuch Radar und Radarsignalverarbeitung*. Vieweg, 1993.
- [MAK23] T. R. Manjunath, M. Albrecht, und P. Knott. Characterisation of resident space objects using multistatic interferometric inverse synthetic aperture radar imaging. *IET Radar, Sonar & Navigation*, September 2023.
- [Man18] Peter Mandl. *TCP und UDP Internals*. Springer Fachmedien Wiesbaden, 2018.
- [Men90] D. L. Mensa. *High resolution radar cross-section imaging*. Radar Library. Artech House, Norwood, MA, November 1990.
- [Mue70] E. Muehldorf. The phase center of horn antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Bd. 18, Nr. 6, S. 753–760, 1970.
- [NAS23] NASA. International space station facts and figures. <https://www.nasa.gov/feature/facts-and-figures>, Januar 2023. Zugriff: 01.09.2023.
- [Poz11] D. M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition*. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [PS07] H. G. Proakis und S. Salehi. *Digital Communications 5th Edition*. McGraw Hill, 2007.
- [Ran92] R. K. Raney. A new and fundamental fourier transform pair. In *Proc. IGARSS '92 International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Bd. 1, S. 106–107, 1992.
- [Res] Knowledge Resources. KRM-4ZU47DR — knowres.com. <https://www.knowres.com/product/krm-4zu47dr/?portfolioCats=148>. Zugriff: 26.09.2023.
- [RHJ⁺00] P.A. Rosen, S. Hensley, I.R. Joughin, F.K. Li, S.N. Madsen, E. Rodriguez, und R.M. Goldstein. Synthetic aperture radar interferometry. *Proceedings of the IEEE*, Bd. 88, Nr. 3, S. 333–382, 2000.
- [Rih69] A. W. Rihaczek. *Principles of high-resolution radar*. McGraw-Hill, New York, 1969.
- [Sto17] N. Stockhausen. *Methoden der digitalen Signalverarbeitung*. John Wiley & Sons, Inc., Weinheim, 2017.
- [Tur60] G. Turin. An introduction to matched filters. *IRE Transactions on Information Theory*, Bd. 6, Nr. 3, S. 311–329, 1960.
- [Ula14] L. M. H. Ulander. Impulse response function for ultra-wideband sar. In *EUSAR 2014; 10th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, S. 1–4, 2014.