



TECHNISCHE UNIVERSITÄT
CHEMNITZ

Untersuchung der Einflüsse von Störern auf SAR- Systeme und Analyse von Schutzmaßnahmen

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der
Technischen Universität Chemnitz genehmigte

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur

Dr. Ing.

vorgelegt von

Dipl. Ing. Martin Freiherr von Chiari

Gutachter:

Prof. Dr. Madhukar Chandra

Prof. Dr. Stefan Lindenmeier

Tag der Einreichung: 27.06.2023

Tag der Verteidigung: 30.10.2024

Veröffentlichungsjahr: 2025

Kurzfassung

In den vergangenen Jahren hat die Zahl von raumgestützten Radarsensoren mit synthetischer Apertur (SAR) zu wissenschaftlichen und militärischen Zwecken stark zugenommen. Durch zahlreiche Krisenherde und wissenschaftliche Forschungsaufgaben, wie zum Beispiel im Zusammenhang mit dem Klimawandel, gewinnen diese Systeme an Relevanz. Gerade im militärischen Bereich sind diese Sensoren wegen der Möglichkeit der Beobachtung bei Tag und Nacht und der Unabhängigkeit von der Wetterlage häufig im Einsatz. Mit der wachsenden Zahl dieser SAR-Aufklärungssysteme zeigen sich in den entstehenden Bildern aber vermehrt Störungen. Ebenso steigt besonders im militärischen Kontext das Interesse daran, diese Systeme zur Abwehr bewusst zu stören. Aktuell gibt es auf den operationellen Satelliten nur rudimentäre Möglichkeiten, sich vor Störungen zu schützen. Die automatische Empfindlichkeitsregelung und eventuelle Schutzschaltungen vor Überlastung sind für einige Störerarten wirkungslos. Um die Funktion der Sensoren in Zukunft zu gewährleisten, sind langfristig entsprechende Schutzmaßnahmen in zukünftigen Projekten erforderlich.

Ziel der Arbeit ist es, mögliche Störer zu untersuchen, deren Wirkungsweise zu analysieren und entsprechend zu katalogisieren. Basierend auf der mathematischen Definition eines Signals, bestehend aus Sendeleistung und Signalform werden zunächst Störer untersucht, deren Wirkungsweise auf der Leistung des Störsignals basiert. Dies sind im Wesentlichen monofrequente Signale oder breitbandige Rauschsignale. Im nächsten Schritt wird die Wirkung von Störern untersucht, deren Signalform Einfluss auf die Prozessierung der SAR-Daten und somit auf die Wirksamkeit hat. Sendet ein Störsender unabhängig vom Sensor ein Signal aus, das dem Radarsignal ähnlich ist, wird von einem inkohärenten Störer gesprochen. Nimmt der Störsender dagegen das Signal vom Sensor auf und sendet es wiederholt zurück, wird der Störertyp kohärent genannt. Verfügt der Störsender über mehr Wissen über den Sensor, wie dessen genaue Position, lassen sich alle Parameter des Störsignals so anpassen, dass der Störsender Signale sendet, die sich vom echten Radarecho eines Zielobjekts nicht unterscheiden. Dieser intelligente Störer kann in der Theorie falsche Ziele in die aufgenommene Szene einblenden (konstruktiv) oder auch vorhandenen Ziele ausblenden (destruktiv). Basierend auf diesen Störertypen wird eine Kategorisierung von Störern vorgeschlagen. Darauf aufbauend werden ausgewählte Gegenmaßnahmen simulativ untersucht und auf ihre Effektivität geprüft. So wird untersucht, ob die Verwendung von Scan-On-Receive erreichen kann, dass ein Störsender sich während des Empfangs eines Pulses

größtenteils in einem Bereich mit niedrigem Antennengewinn befindet. Die Verwendung eines Rauschsignals im Radar soll bei der Entfernungskompression nicht passende Störsignale möglichst unterdrücken. Eine bistatische Sensoranordnung soll es ermöglichen, dass ein intelligenter Störer, der zur Störung die Position des Sensors berücksichtigt, sich nicht an zwei Empfänger gleichzeitig anpassen kann. Schließlich wird noch untersucht, wie weit und unter welchen Voraussetzungen mit Hilfe der Polarisation die Leistung eines Störsignals schon beim Empfang reduziert werden kann.

Schlagworte: Radar, SAR, Radar mit synthetischer Apertur, Störer, Störerklassifikation, Gegenmaßnahmen

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen	VI
Symbole	VII
1 Einführung.....	1
2 Grundlagen zur Simulation eines SAR-Systems	5
2.1 Radar mit synthetischer Apertur - SAR.....	5
2.2 Theorie der Simulationskette.....	6
2.2.1 Ermittlung der Signalparameter und der Geometrie	7
2.2.2 Generierung der Rohdaten	18
2.2.3 Erzeugung von Störsignalen.....	27
2.2.4 SAR-Prozessierung	28
2.2.5 Bildauswertung und Bildqualitätsparameter	34
3 Betriebsweise und Klassifikation von Störern.....	39
3.1 Störung durch Sendeleistung	39
3.1.1 Monofrequenter Störer	39
3.1.2 Breitband-Rausch-Störer	40
3.2 Störung durch Signalform	42
3.2.1 Inkohärenter Chirpstörer	43
3.2.2 Kohärenter Chirpstörer.....	43
3.3 Kombination aus Sendeleistung und Signalform: Intelligenter Störer	44
3.3.1 Konstruktiver Störer	44
3.3.2 Destruktiver Störer	45
3.3.3 Mischformen	46
3.4 Klassifikationsmethode	47
4 Maßnahmen zur Reduktion von Störeinflüssen.....	49
4.1 Scan-On-Receive	49
4.2 Rauschsignale	50
4.3 Bistatik.....	51
4.4 Polarisierung	52
5 Simulationen ausgewählter Störer und Gegenmaßnahmen.....	55
5.1 Simulationsumgebung TimeDAT.....	55
5.2 Definition und Simulation der Referenzszene.....	56
5.3 Störersimulationen.....	59
5.3.1 Monofrequenter Störer	59
5.3.2 Breitband-Rausch-Störer	68
5.3.3 Inkohärenter Chirpstörer	74
5.3.4 Kohärenter Chirpstörer.....	82
5.3.5 Intelligenter Störer.....	90
5.4 Simulationen ausgewählter Härtingsmaßnahmen gegen Störer	100
5.4.1 Simulationen Scan-On-Receive	100
5.4.2 Simulationen für ein Rauschen als Radarsignal	104
5.4.3 Simulationen Bistatik	108
5.4.4 Simulationen Polarisierung	114
5.5 Validierung der Simulationsergebnisse	116

6	Zusammenfassung und Ausblick	119
A	Anhang	125
A.1	Herleitung der Dopplerfrequenz	125
A.2	Herleitung der Augenblicksbandbreite	125
A.3	Herleitung des Korrelationsintegrals	125
	Literaturverzeichnis	129
	Abbildungsverzeichnis	135
	Tabellenverzeichnis	143

Abkürzungen

az	Azimut
BB	Basisband
cplx	komplexwertig
ET	Edge tapering
gr	Ground range (Entfernungsrichtung in der Szenenebene)
HF	Hochfrequenz
hh	Polarisation: Horizontal senden und empfangen
hv	Polarisation: Vertikal senden, horizontal empfangen
HWB	Halbwertsbreite
IFOV	Instantaneous field of view (Momentanes Beobachtungsgebiet)
ISLR	Integrated sidelobe ratio (integriertes Nebenkeulenverhältnis)
JINL	Jamming induced noise level (Störinduziertes Rauschniveau)
PRF	Pulse repetition frequency (Pulswiederholfrequenz)
PSLR	Peak sidelobe ratio (Haupt- zu Nebenkeulenverhältnis)
Radar	Radio detection and ranging
RAR	Real aperture radar (Radar mit realer Apertur)
rg	Range (Entfernungsrichtung)
Rx	Receive Mode (Empfangsbetrieb)
SAR	Synthetic aperture radar (Radar mit synthetischer Apertur)
SNR	Signal-to-noise ratio (Signal-zu-Rausch-Verhältnis)
TimeDAT	Time domain analysis tool
Tx	Transmit mode (Sendebetrieb)
vh	Polarisation: Vertikal empfangen, horizontal senden
vv	Polarisation: Vertikal senden und empfangen
X-Band	Mikrowellenfrequenzbereich von 8 – 12 GHz

Symbole

B	Bandbreite
c_0	Lichtgeschwindigkeit
D	Länge der Apertur
f	Frequenz
f_0	Trägerfrequenz
f_m	Mittelfrequenz
F	Transformationsmatrix / Rotationsmatrix
G	Antennengewinn
G_{grav}	Gravitationskonstante
GMe	Produkt aus Gravitationskonstante und Erdmasse
h	Höhe der Sensorflugbahn
k	Wellenzahl
l	Länge
m	Nummer des Punktziels
Me	Erdmasse
Mp	Masse der Sensorplattform
n	Nummer der Antennenposition, des Radarpulses, des Entfernungsprofils
p	Nummer des Falschziels
P	Leistung
q	Nummer eines Elements im Entfernungsprofil
Q	Stromverteilung entlang einer Apertur
R	Abstand
r	Abstand vom Rand einer Parabolantenne entlang des Durchmessers
s	Signal
T	Antennencharakteristik
T_{jam}	Betriebsdauer eines Störsenders während der Aufnahme
t	Zeit
v_p	Geschwindigkeit der Sensorplattform
Z_{proc}	Prozessierter Wert eines Pixels im Radarbild
α	Neigungswinkel der Antenne / Depressionswinkel
β	Squintwinkel

β_{flat}	Squintwinkel projiziert auf die Ebene
δ	Auflösung
δ_{az}	Auflösung in Azimutrichtung (cross range)
δ_{gr}	Auflösung in Entfernungsrichtung projiziert auf die Bildebene (ground range)
δ_{rg}	Auflösung in Entfernungsrichtung (range)
ζ	Neigungswinkel der Polarisationsellipse
η	Einfallswinkel
θ	Öffnungswinkel der Antenne / Beobachtungswinkel eines Zielpunkts
θ_{HWB}	Halbwertsbreite
κ	Chirprate
λ	Wellenlänge
ν	Winkel der eindimensionalen Antennencharakteristik
ξ	Elliptizität der Polarisationsellipse
σ	Rückstreuquerschnitt
τ	Pulsdauer
φ	Phase
$\Delta\varphi$	Phasenänderung
Δt	Zeitänderung
χ	Elevationswinkel zum Ziel im Antennenkoordinatensystem
ψ	Azimutwinkel zum Ziel im Antennenkoordinatensystem
ω	Kreisfrequenz

1 Einführung

Mit den aktuellen, weltweiten Aufgaben, sowohl im staatlichen, kommerziellen und auch im wissenschaftlichen Bereich, hat die Zahl der aktiven, raumgestützten Radarsensoren mit synthetischer Apertur (SAR) zu Aufklärungszwecken in den vergangenen Jahren stark zugenommen. Beispielsweise existieren zivile Systeme im EU-Projekt Copernicus. Weiterhin bestehen nationale Missionen unter anderem in Deutschland, Italien oder Spanien für militärische Aufgaben als auch für wissenschaftliche Ziele. Diese Sensoren bieten eine hohe räumliche Auflösung im Bereich von bis zu unter einem Meter und sind tageszeit- sowie wetterunabhängig.

Bei der inzwischen großen Vielzahl an SAR-Aufnahmen treten immer wieder Szenen zutage, die Störungen unterliegen. Diese Störungen können so stark sein, dass das betroffene SAR-Bild unbrauchbar wird. Störungen der teilweise milliarden-teuren Systeme bedeuten neben dem Verlust an Information unter Umständen auch einen großen wirtschaftlichen Schaden durch zusätzliche Belastung der Aufnahmekapazitäten aufgrund notwendiger Wiederholungen oder wenn die Sensorik selbst in Mitleidenschaft gezogen wird.

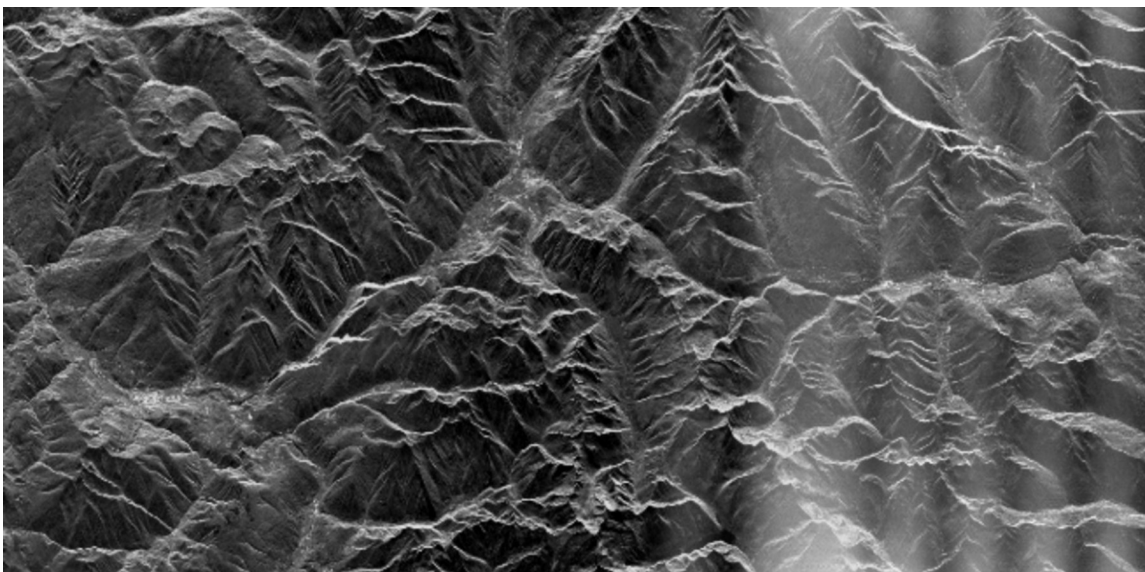


Abbildung 1: SAR-Bild aufgenommen mit TerraSAR-X mit einer Störung im rechten Bildbereich (Bildquelle: [Nef21])

Störungen durch bodengestützte Sender können unbeabsichtigt sein, beispielsweise durch falsch konfigurierte Sender oder technische Defekte in der Elektronik oder den Antennen. Durch die weltweit immer weiter zunehmende drahtlose Kommunikation steigt die Wahrscheinlichkeit solcher unbeabsichtigten Störungen. Diese Störungen sind beispielsweise monofrequente Signale oder breitbandige Rauschsignale. Abbildung 1 zeigt beispielhaft eine SAR-Aufnahme von Südtirol, in deren rechter Hälfte eine

unbeabsichtigte Störung sichtbar ist. Diese Störung, die durch den Sensor über die Nebenkeulen aufgenommen wurde, entstand durch die fehlerhafte Konfiguration eines Senders. Das Vorhandensein der Störung nur im rechten Teil der Aufnahme deutet darauf hin, dass die Aktivierung erst während der Aufnahme stattfand.

Weiterhin ist es möglich, dass SAR-Systeme auch gezielt gestört werden. Dieses Szenario ist dem militärischen Bereich zuzuschreiben. Gerade hier sind diese Sensoren wegen der Einsetzbarkeit unter nahezu allen Bedingungen häufig in Verwendung. Durch technologischen Fortschritt im Bereich der Mikrowellenkomponenten und der Signalverarbeitung werden die notwendigen Komponenten für Störsender billiger, leistungsfähiger und somit leichter verfügbar. Dies lässt für die Zukunft einen Anstieg der Störversuche und einen Anstieg der Effektivität dieser Versuche vermuten.

Unabhängig von der Intention verursachen Störsender Störungen unterschiedlicher Komplexität. Einfache Störungen werden bislang durch Sender verursacht, die den Empfänger durch eine hohe Sendeleistung stören. Durch die Signale dieser Sender besteht die Möglichkeit, dass eine automatische Empfindlichkeitsregelung des Sensors durch ein zu starkes Empfangssignal die Empfindlichkeit des Sensors herunterregelt und eine Aufnahme dadurch unbrauchbar wird.

Im Gegensatz zu diesen einfachen Störern sind im Bereich der beabsichtigten Störer mit dem Fortschritt der Technik zur Signalerzeugung und -verarbeitung auch Störer denkbar und eventuell für militärische Anwendungen schon in Entwicklung, die den Sensor nicht in die Sättigung treiben, sondern das Nutzsignal gezielter stören.

Aktuell gibt es auf den operationellen Radarsatelliten nur wenige Maßnahmen, sich vor Störungen zu schützen. Die oft vorhandenen Maßnahmen wie automatische Empfindlichkeitsregelung und eventuelle Schutzschaltungen vor Überlastung sind nicht für komplexere Störungen entwickelt. Um die Funktion der Sensoren in Zukunft zu gewährleisten, sind langfristig entsprechende Maßnahmen zum Umgang mit Störungen erforderlich.

Grundsätzlich sind weltweit Veröffentlichungen zum Thema Störungen von SAR-Systemen zu finden. Besonders aus China, beispielsweise [Zha15][Sun14], aber auch aus den USA, zum Beispiel [Har14][Goj93], sind entsprechende Forschungen und Untersuchungen bekannt, die sich mit gezieltem Stören (engl.: Jamming) von SAR-Aufnahmen beschäftigen. Diese Forschungen haben hauptsächlich militärischen Charakter. Es gibt weiterhin eine große Anzahl an Versuchen, Methoden gegen Störungen beim SAR zu entwickeln. Hierbei wird als Ansatz bislang häufig digitale Strahlformung (engl.: Digital Beamforming) verwendet [Pai07][Bol19]. Alle diese

Veröffentlichungen beleuchten jedoch nur Teilaspekte einer größeren Fragestellung und konzentrieren sich auf die jeweiligen Anwendungen wie ausgewählte, einzelne Störmethoden oder spezielle Gegenmaßnahmen.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist daher erstmalig ein umfassender Ansatz, bei dem mögliche Störer grundlegend betrachtet werden, deren Wirkungsweisen untersucht werden und eine Systematik zur Klassifizierung und Katalogisierung entwickelt wird. Weiterhin werden grundlegende Gegenmaßnahmen untersucht und auf ihre mögliche Wirksamkeit geprüft.

Die Arbeit gliedert sich in mehrere Abschnitte. In Kapitel 2 wird zunächst die für das Verständnis notwendige Theorie zur Simulation von SAR-Systemen betrachtet. Dazu wird die Rohdatengenerierung zusammen mit der zugehörigen Geometrie hergeleitet, ebenso Prozessierung und Auswertung von SAR-Daten. Auf dieser Basis können in der Theorie Ansatzpunkte für Störungen und eventuelle Gegenmaßnahmen identifiziert werden. In Kapitel 3 wird eine Systematik zur Klassifizierung und Katalogisierung von Störern entwickelt und die Wirkungsweise von möglichen Störern genauer betrachtet. Kapitel 4 erläutert ausgewählte Gegenmaßnahmen und deren Wirkungsweise. Die in den Kapiteln 3 und 4 untersuchten Störer und Gegenmaßnahmen werden in Kapitel 5 mit Hilfe eines hier näher erläuterten, zu diesem Zweck entwickelten Werkzeug simuliert. Die verwendete Simulationsumgebung wird beschrieben und die Referenzdaten werden vorgestellt. Anhand dieser Simulationen werden die typischen Charakteristiken der Störungen und die Wirksamkeit der Gegenmaßnahmen überprüft und bewertet. Die Arbeit endet in Kapitel 6 mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick.

2 Grundlagen zur Simulation eines SAR-Systems

In dieser Arbeit sollen die Auswirkungen von Störungen und eventuelle Gegenmaßnahmen für abbildende Radarsysteme mit synthetischer Apertur (SAR) analysiert werden. Zu diesem Zweck wurde eine Simulationsumgebung entwickelt, die die zu untersuchenden Aspekte abbildet. Daher werden im Folgenden die zur Simulation notwendigen theoretischen Aspekte erläutert.

2.1 Radar mit synthetischer Apertur - SAR

Der Begriff „SAR“ steht für Radar mit synthetischer Apertur (engl.: synthetic aperture radar). Es handelt sich hierbei um ein bildgebendes Radarverfahren zur Fernaufklärung. Es ermöglicht zweidimensionale Abbildungen mit hoher Auflösung des betrachteten Gebiets. Hierfür sendet der Sensor quer zu seiner Flugbahn regelmäßig Radarsignale aus (Seitensicht radar), die von Objekten am Boden, abhängig von ihren Streueigenschaften, zurückgeworfen werden. Ziel des Verfahrens ist, eine zweidimensionale Abbildung des beobachteten Gebietes mit einem hohen Informationsinhalt zu erhalten. Dieser Informationsinhalt erfordert eine möglichst feine Abbildung des beobachteten Gebietes.

Diese Granularität des Bildes, auch Auflösung genannt, hängt in den zwei Dimensionen der Abbildung von unterschiedlichen Faktoren ab. Die Auflösung der Abbildung in Entfernungsrichtung (engl.: range) hängt von den Signaleigenschaften, insbesondere der Pulsdauer ab, die umgekehrt proportional zur Signalbandbreite ist. Die zeitlich sehr kurzen Pulse ermöglichen eine gute Trennbarkeit aufeinander folgender reflektierter Signale [Kla00][Car95]. Für die Qualität des resultierenden SAR-Bildes ist neben der Auflösung auch die radiometrische Qualität wichtig. Sie sagt aus, wie gut unterschiedliche Intensitäten der Rückstreuung abgebildet werden können. Damit sich das Signal deutlich aus dem Rauschen hervorheben kann, ist ein hohes Signal-zu-Rauschverhältnis (Signal-to-Noise-Ratio – SNR) erforderlich. Ein hohes SNR erfordert jedoch eine entsprechende Sendeleistung. Technisch sind für Aufnahmen mit hoher Auflösung Pulsdauer und Sendeleistung jedoch gegenläufige Anforderungen, weil nicht beliebig viel Energie in beliebig kurzer Zeit ausgesendet werden kann. Die Lösung dieses Problems ist die Verwendung eines zeitlich ausgedehnten und frequenzmodulierten Impulses mit entsprechender Bandbreite der Modulation. Meist wird hierfür ein sogenanntes Chirpsignal [Ela88] verwendet, dessen Frequenz sich über die Pulsdauer linear ändert. Dies muss jedoch bei der Prozessierung berücksichtigt werden. Eine Impulskompression unter der Verwendung eines Optimalfilters ist dann

notwendig [Kla00]. Als Ergebnis der Impulskompression wird ein Punktziel als eine $\sin(x)/x$ -Funktion. abgebildet

Für ein abbildendes System mit realer Apertur hängt die erreichbare Auflösung in Azimutrichtung von der beleuchteten Fläche am Boden ab. Sie ist somit umgekehrt proportional zum Öffnungswinkel der Antenne und abhängig von der Entfernung des Sensors zur Szene. Weil eine gute Auflösung, wie sie von aktuellen Anwendungen gefordert wird, somit zu einer extrem großen Antenne führen würde, wird das SAR-Verfahren verwendet. Bei diesem Verfahren werden mit einer kleinen Antenne, die einen großen Öffnungswinkel aufweist, entlang einer Flugbahn wiederholt Radarpulse ausgesendet und die Reflexionen wieder aufgenommen. Durch dieses Verfahren ändert sich für jeden Puls die Entfernung und Richtung zu den reflektierenden Zielen, was zu einem entsprechenden Phasenverlauf führt. Durch kohärente Überlagerung der so aufgenommenen Radarechos, können diese zu einer großen synthetischen Antenne (Apertur) verrechnet werden, was schließlich zu einer hohen erreichbaren Auflösung in Abhängigkeit der Länge der entsprechenden Flugbahn führt. Durch das Verfahren wird die Auflösung auch unabhängig von der Entfernung zwischen Sensor und Szene.

2.2 Theorie der Simulationskette

Für diese Arbeit wurde ein Simulationstool entwickelt, das die gesamte Arbeitsweise eines SAR-Systems betrachtet. Dieses Werkzeug „Time Domain Analysis Tool“ (TimeDAT) gliedert sich in mehrere, nacheinander abgearbeitete Module wie in Abbildung 2 gezeigt.

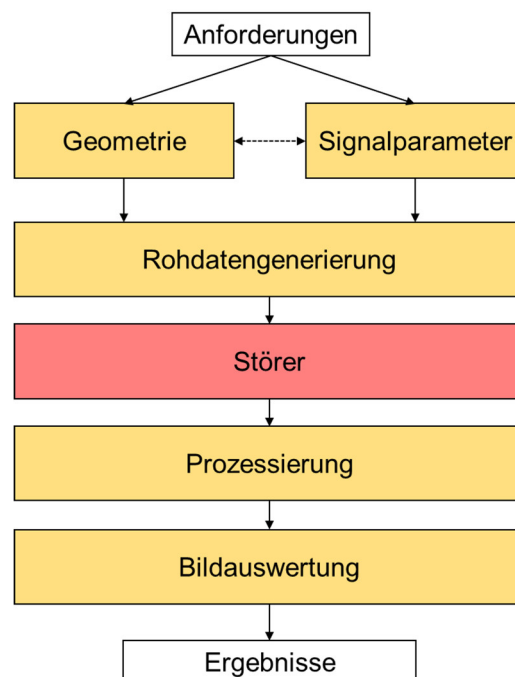


Abbildung 2: Simulationskette des entwickelten Softwarewerkzeugs „TimeDAT“

Als Eingangsgrößen werden Anforderungen festgelegt. Diese sind beispielsweise die gewünschte Auflösung, der verwendete Frequenzbereich und geometrische Aspekte wie die Flughöhe und Antennengröße des Sensors oder die beobachtete Szene oder Größen des resultierenden Bildes. Die Kette beginnt mit der Berechnung der konkreten Aufnahmegeometrie und grundlegenden Signalparametern. Mit diesen Daten können daraufhin die Rohdaten generiert werden. Nach der Rohdatengenerierung können diese Daten mit optionalen Modulen weiterbearbeitet werden. Für diese Arbeit wurde ein Modul zur Einbringung von Störsignalen entwickelt. Weitere Module zur Bearbeitung der Rohdaten sind theoretisch möglich. Die Rohdaten werden anschließend im Schritt der Prozessierung zu einem SAR-Bild verarbeitet. Das Bild wird am Ende ausgewertet, indem grundlegende Bildqualitätsparameter ermittelt werden.

Alle Berechnungen finden im Zeitbereich statt. Das bietet den Vorteil, dass die Daten zu jedem Zeitpunkt der Simulationskette genauer betrachtet und nötigenfalls bearbeitet werden können. Dies geschieht aber zu Lasten der Verarbeitungsgeschwindigkeit.

2.2.1 Ermittlung der Signalparameter und der Geometrie

Vor dem Start der eigentlichen Simulation müssen aus den gegebenen Anforderungen die Parameter des Signals und die zu simulierende Geometrie ermittelt werden. Diese besteht, wie in Abbildung 3 gezeigt, grundsätzlich aus den Positionen der Antenne für jeden Radarpuls entlang der Flugbahn und dem Aufbau der eigentlichen Szene. In der Szene werden Punktziele mit Rückstreueigenschaften und Position definiert.

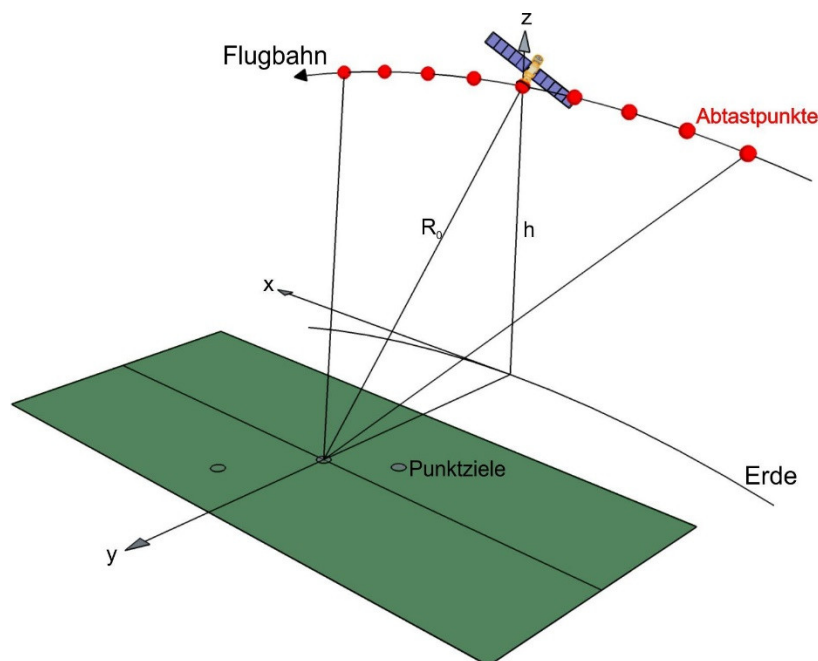


Abbildung 3: Definition der grundlegenden Geometrie für eine SAR-Aufnahme bestehend aus einem SAR Sensor mit Abtastpunkten entlang einer Flugbahn der Höhe h und Punktzielen auf einer Ebene in einem Schrägabstand R_0

2.2.1.1 Bandbreite und Einfallswinkel

Zur Trennung zweier dicht beieinanderliegender Ziele ist eine möglichst kurze Pulsdauer des gesendeten Radarsignals erforderlich. Im einfachsten Fall besteht dieser Puls aus einer monofrequenten elektromagnetischen Welle, die durch eine rechteckige Einhüllende zeitlich begrenzt ist. Der theoretische Idealfall wäre ein entsprechendes Signal, dessen Pulsdauer τ_p gegen Null geht. In diesem Fall nähert sich die Auflösung δ_{rg} ebenfalls Null. Für ein unmoduliertes, zeitbegrenzt Signal gilt für das Zeit-Bandbreite-Produkt [Car95][Fra99]:

$$\tau_p \cdot B = 1 \quad (1)$$

Daraus ergibt sich der direkte Zusammenhang zwischen erreichbarer Auflösung in Entfernungsrichtung bzw. in Ausbreitungsrichtung des Radarsignals (slant range), Pulsdauer und Bandbreite des Signals [Kla00] mit Hilfe der Lichtgeschwindigkeit c_0 zu

$$\delta_{rg} = \frac{c_0 \cdot \tau_p}{2} = \frac{c_0}{2 \cdot B} \quad (2)$$

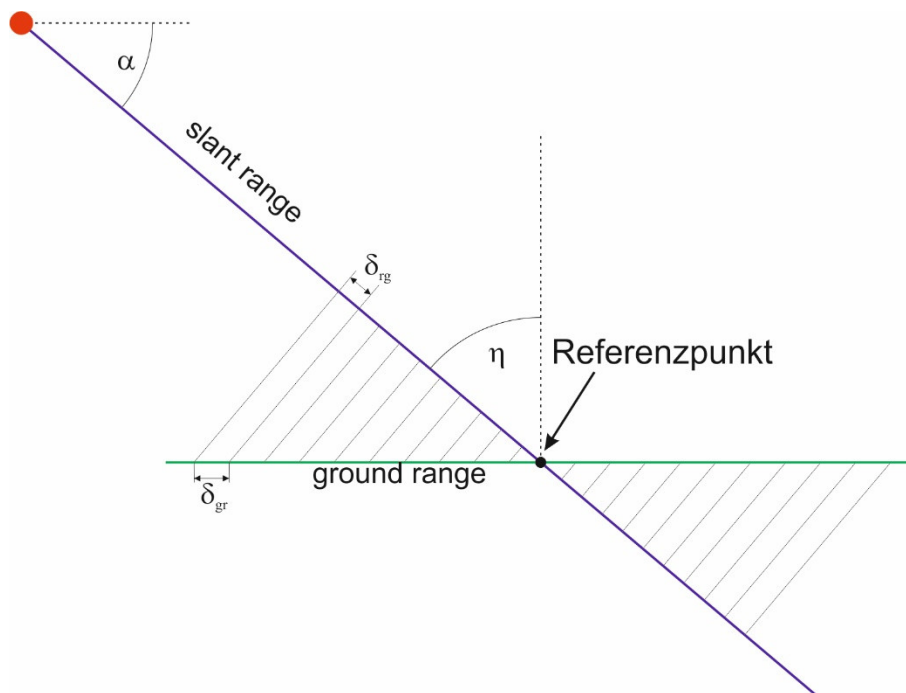


Abbildung 4: Projektion des Signals in Entfernungsrichtung auf Bezugsebene

Die aufgenommenen Daten werden für die Abbildung auf eine Bezugsebene wie in Abbildung 4 gezeigt projiziert [Lac01]. Diese Ebene entspricht im Falle der Erdbeobachtung der Erdoberfläche. Verzerrungen durch die Schrägsichtgeometrie werden so eliminiert. Es ergibt sich dann rein rechnerisch für die Auflösung in Entfernungsrichtung auf der Bezugsebene (ground range) in Beziehung zum

Einfallswinkel η beziehungsweise, für ideal gerade Geometrie, zum Depressionswinkel α

$$\delta_{gr} = \frac{c_0 \cdot \tau_p}{2 \cdot \cos \alpha} = \frac{c_0}{2 \cdot B \cdot \cos \alpha} = \frac{c_0}{2 \cdot B \cdot \sin \eta}. \quad (3)$$

Bandbreite, Einfallswinkel und resultierende Auflösung in Entfernungsrichtung hängen also unmittelbar voneinander ab. Das bedeutet, dass jeweils zwei Parameter in den Anforderungen vorgegeben sein müssen, um den dritten zu errechnen.

2.2.1.2 Ermittlung der Länge der synthetischen Apertur

Für ein Radarsystem mit realer Apertur (RAR) hängt die mögliche Auflösung quer zu Entfernungsrichtung (Azimut) direkt mit dem Öffnungswinkel Θ_{RAR} der Antenne zusammen. Sie ergibt sich aus der (Halbwerts- bzw. 3 dB-)Breite der Antennenkeule in der Entfernung des Ziels und ist somit auch vom Abstand R abhängig. Die Azimutauflösung eines Systems mit realer Apertur ergibt sich nach [Kla00] rechnerisch aus

$$\delta_{az_{RAR}} = R \cdot \Theta_{RAR} \approx R \cdot \frac{c_0}{D_{RAR} \cdot f_m}, \quad (4)$$

wobei D_{RAR} die Größe der realen Apertur und f_m die Mittenfrequenz des Radarsignals ist. Aus Gleichung 4 ist ersichtlich, dass die Auflösung in Azimut bei größerer Antenne kleiner bzw. besser wird. Die mögliche physikalische Größe einer Antenne ist jedoch in der Praxis beschränkt. Dieses Problem wird durch ein Radarsystem mit synthetischer Apertur gelöst [Kla00]. Hierbei wird, wie bereits erwähnt, eine große Antenne durch eine Reihe von Aufnahmen mit einer kleineren Antenne entlang einer Flugstrecke synthetisiert. Mathematisch geschieht das durch eine kohärente Überlagerung der Empfangssignale.

Entlang der Flugstrecke muss das Ziel mit jedem Puls und über die gesamte Beobachtungszeit beleuchtet werden. Daraus ergibt sich ein Beobachtungswinkel α der geometrisch maximal dem Öffnungswinkel der realen Antenne Θ_{real} entspricht (Abbildung 5). Aus dem Öffnungswinkel der Antenne lässt sich die erforderliche Größe der realen Antenne ableiten und die resultierende Auflösung errechnen [Kla00]:

$$\delta_{az_{SAR}} = R \cdot \Theta_{SAR} \approx R \cdot \frac{c_0}{2 \cdot D_{synth} \cdot f_m} \approx R \cdot \frac{c_0}{2 \cdot \Theta_{real} \cdot R \cdot f_m} = \frac{c_0}{2 \cdot \Theta_{real} \cdot f_m} \quad (5)$$

$$\delta_{az_{\min SAR}} = \frac{c_0}{2 \cdot \frac{\lambda}{D_{real}} \cdot f_m} = \frac{D_{real}}{2} \quad (6)$$

Der im Vergleich zum Radar mit realer Apertur vorhandene Faktor 2 im Nenner bei Gleichung 5 resultiert daraus, dass die Phasenverschiebung zwischen den Elementen der Antenne bei der synthetischen Apertur D_{synth} doppelt so groß ist im Vergleich zur realen Apertur [Rat05][Sti98]. Die Rechnungen zeigen, dass die Auflösung mit kleinerer Antenne besser werden kann, vorausgesetzt der Öffnungswinkel der Antenne θ_{real} wird voll ausgenutzt. Die höchste erreichbare Auflösung ist dann, wie aus Gleichung 6 ersichtlich, gleich der halben physikalischen Antennengröße D_{real} . Aus den Gln. 5 und 6 ist ebenfalls ersichtlich, dass die Auflösung unabhängig von der Entfernung des Ziels ist [Buc94].

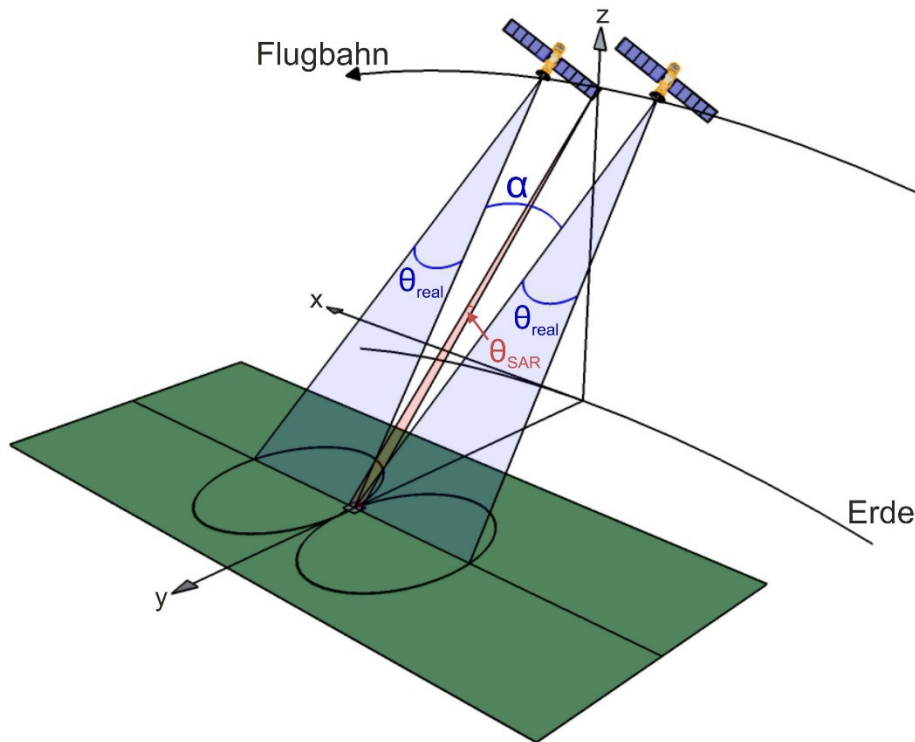


Abbildung 5: Darstellung des SAR-Prinzips mit dem Zusammenhang zwischen Beobachtungswinkel α und realem Öffnungswinkel der Antenne θ_{real}

Durch eine direkte Umsetzung des SAR-Prinzips ist es im sogenannten Stripmap- oder Streifen-Modus prinzipiell möglich, einen beliebig langen Streifen entlang der Flugrichtung aufzunehmen. Die Geometrie ist in Abbildung 6 dargestellt. Die erreichbare Auflösung in Azimutrichtung ergibt sich direkt aus dem Öffnungswinkel der Antenne, wie in den Gleichungen 5 und 6 dargestellt. Die erforderliche Länge der Flugstrecke l_{Flug} ergibt sich somit näherungsweise aus der Länge der für die gewünschte Auflösung δ_{az} erforderlichen synthetischen Apertur D_{synth} sowie der Streifenlänge $l_{Streifen}$ zu

$$l_{Flug} = D_{synth} + l_{Streifen} \approx R_0 \cdot \frac{c_0}{2 \cdot \delta_{az} \cdot f_m} + l_{Streifen} \quad (7)$$

Theoretisch verbessert sich nach Gleichung 6 die Auflösung mit einer kleiner werdenden Länge der Antenne. Durch den deshalb gleichzeitig reduzierten Antennengewinn kann die Antenne nicht beliebig klein bzw. die Auflösung nicht beliebig hoch gewählt werden.

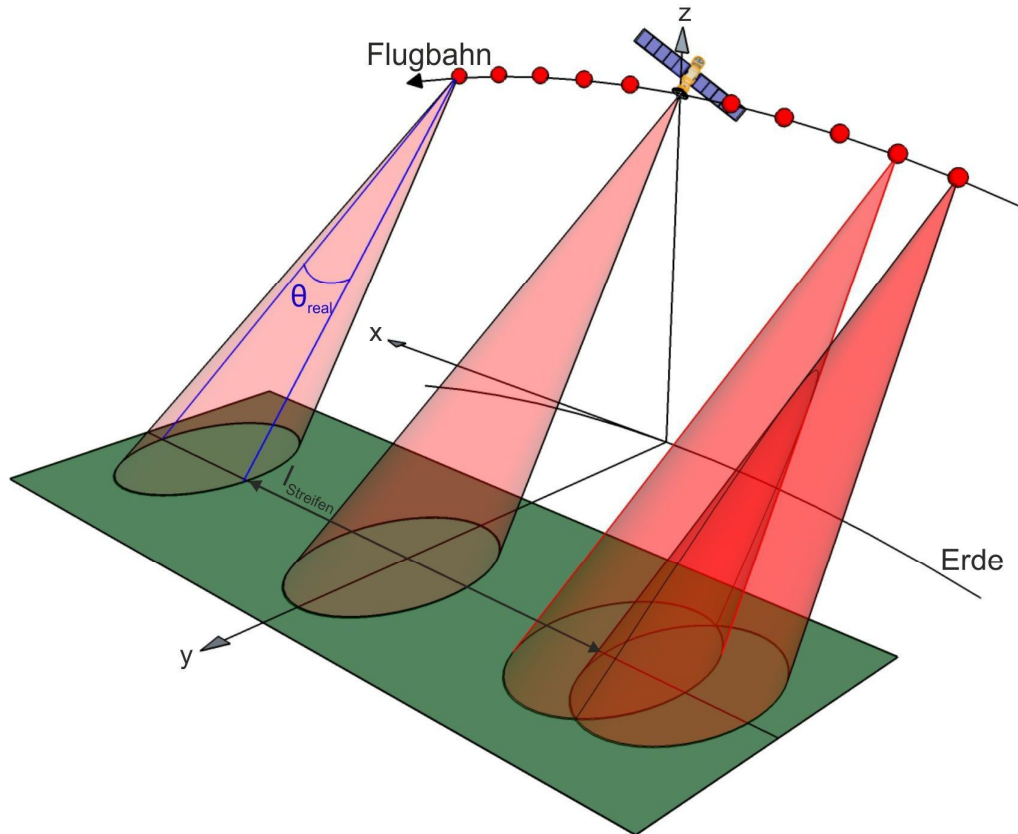


Abbildung 6: Entstehung der synthetischen Apertur entlang einer Flugbahn im Streifen-Modus

2.2.1.3 Festlegung der Pulswiederholfrequenz

Durch eine geradlinige Bewegung des SAR-Sensors ändert sich im Verlauf einer Aufnahme der Abstand des Sensors zum Ziel. Der Verlauf des Abstandes ist für ein Punktziel in der Mitte der Szene bei angenommener gerader Flugbahn quadratisch und entspricht nach beispielsweise [Kla00] oder [Buc94] dem Ausdruck

$$R = R_0 + \Delta R = \sqrt{x^2 + R_0^2} . \quad (8)$$

Der Verlauf ist in Abbildung 7 dargestellt.

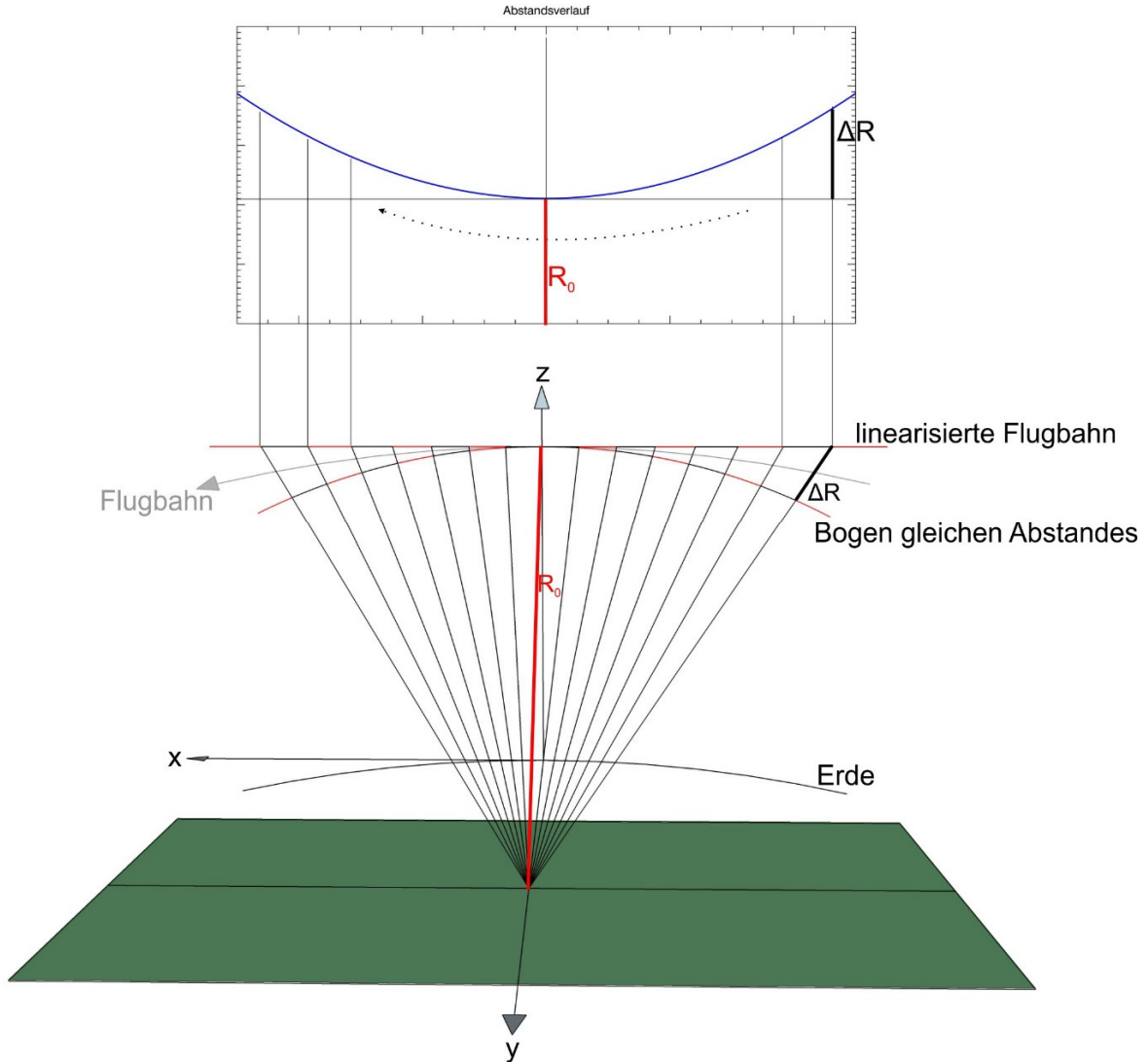


Abbildung 7: Verlauf des Abstandes Ziel-Sensor über die synthetische Apertur

Aus der Veränderung des Abstandes vom Sensor zum Ziel lässt sich ein Dopplereffekt ableiten. Der Verlauf der Dopplerfrequenz für ein Ziel ergibt sich aus der Aufnahmegeometrie. Ausgehend vom Abstand R_0 lässt sich nach Abbildung 8 aufstellen:

$$\begin{aligned}
 R_0 + \Delta R &= \sqrt{R_0^2 + x^2} = \sqrt{R_0^2 + (v \cdot t)^2} \\
 \Delta R &= \sqrt{R_0^2 + v^2 t^2} - R_0
 \end{aligned} \tag{9}$$

Umgerechnet in die durch die Abstandsänderung ΔR verursachte Phasenänderung ergibt sich

$$\Delta \varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2 \cdot \Delta R = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \sqrt{R_0^2 + v^2 t^2} + \frac{4\pi}{\lambda} \cdot R_0. \tag{10}$$

Die Dopplerfrequenz f_D lässt sich aus der Ableitung der Phasenänderung nach der Zeit ermitteln [Sul00][Cum05][Kla00]:

$$2\pi f_D = \omega_D = \frac{\partial \Delta \varphi}{\partial t} = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{v^2 t}{\sqrt{R_0^2 + v^2 t^2}} \quad (11)$$

$$f_D = -\frac{2 \cdot v^2 t}{\lambda \sqrt{R_0^2 + v^2 t^2}} \quad (12)$$

Unter Berücksichtigung eines Schielwinkels β (auch „Squintwinkel“), falls das Radarsystem nicht im rechten Winkel zur Flugbahn ausgerichtet ist, sondern entsprechend vorausschauend oder zurückschauend arbeitet, ergibt sich eine Verschiebung des aus Gleichung 11 resultierenden Verlaufs:

$$f_D = -\frac{2 \cdot v^2 (t - t_0)}{\lambda \sqrt{R_0^2 + v^2 (t - t_0)^2}} \quad (13)$$

Die Verschiebung t_0 lässt sich aus der Geometrie ableiten:

$$t_0 = -\frac{1}{v} R_0 \tan \beta \quad (14)$$

Somit ergibt sich die Dopplerfrequenz für eine gesquintete Geometrie zu

$$f_{D,Squint} = -\frac{2 \cdot v^2 (t - \frac{-1}{v} R_0 \tan \beta)}{\lambda \sqrt{R_0^2 + v^2 (t - \frac{-1}{v} R_0 \tan \beta)^2}} = -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \cdot \frac{(\frac{v}{R_0} + \tan \beta)}{\sqrt{1 + (\frac{v}{R_0} + \tan \beta)^2}} \quad (15)$$

Für kleine Antennenöffnungswinkel und kleine Squintwinkel lässt sich der Verlauf der Dopplerfrequenz vereinfacht als Gerade annähern. Der Ansatz aus Gleichung 9 lässt sich in diesem Fall mit Hilfe der Potenzreihenentwicklung aus [Bro96]

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1} \cdot (2k-3) \cdot x^k}{\prod_{i=1}^k 2i} \approx 1 + \frac{1}{2}x \quad (16)$$

durch Abbruch nach dem zweiten Glied umformen zu

$$\Delta R \approx \left(1 + \frac{x^2}{2R_0^2}\right) \cdot R_0 - R_0 = \frac{x^2}{2R_0} - R_0 = \frac{v^2 t^2}{2R_0} - R_0 \quad (17)$$

Nach Umrechnung in die Phase $\Delta \varphi$ und Ableitung der Phase nach der Zeit t ergibt sich zunächst:

$$\omega = 2\pi f_D = \frac{\partial \Delta \varphi}{\partial t} = -\frac{4\pi \cdot v^2 \cdot t}{\lambda \cdot R_0} \quad (18)$$

$$f_D = -\frac{2 \cdot v^2}{\lambda \cdot R_0} \cdot t$$

Der Verlauf der Dopplerfrequenz für ein Punktziel ist somit für kleine Winkel ($\ll 20^\circ$), unter denen der Sensor das Ziel sieht [Kla00], linear über die Länge der synthetischen Apertur. Im Falle einer Geometrie mit Squintwinkel β , wie in Abbildung 8 dargestellt, verschiebt sich der Verlauf der Dopplerfrequenz um einen vom Squintwinkel β abhängigen Offset, den sogenannten Dopplercentroid. Analog zur Ableitung des linearen Verlaufs der Dopplerfrequenz aus Gleichung 9 ergibt sich

$$\begin{aligned} R_0 + \Delta R &= \sqrt{R_0^2 + (x + \Delta x)^2} \\ \Delta R &= \sqrt{R_0^2 + (x + R_0 \tan \beta)^2} - R_0 \end{aligned} \quad (19)$$

und schließlich mit der Herleitung aus Anhang A.1 für die Dopplerfrequenz f_D

$$f_{D, \text{Squint}} = -\frac{2 \cdot v^2}{\lambda \cdot R_0} \cdot t - \frac{2 \cdot v \cdot R_0 \tan \beta}{\lambda \cdot R_0}. \quad (20)$$

Abbildung 9 zeigt den Verlauf der Dopplerfrequenz für ein Punktziel in Abhängigkeit der Zeit nach Gleichung 15 sowie die genäherte Gerade nach Gleichung 20 für verschiedene Squintwinkel.

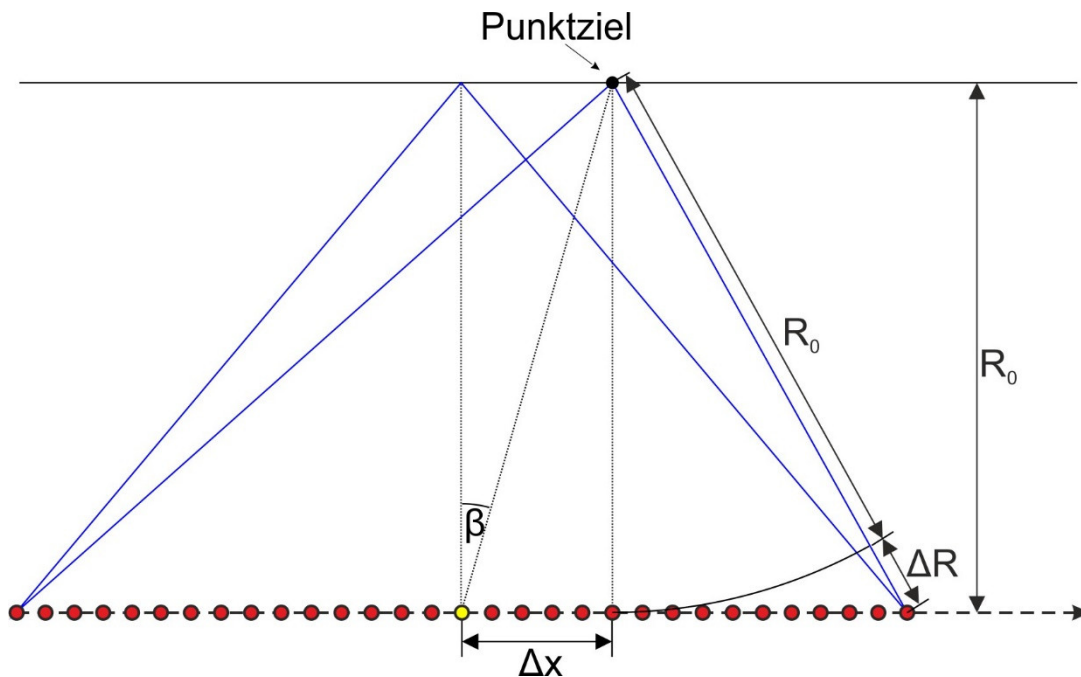


Abbildung 8: Slant-Range-Geometrie zur Ermittlung des Dopplerfrequenzverlaufs unter Squintwinkel β (rot: Antennenpositionen während der Aufnahme, gelb: Mitte der synthetischen Apertur) und daraus resultierender Verschiebung um Δx , mit minimalem Abstand zwischen Sensor und Ziel R_0 , Abstandsänderung für weitere Sensorpositionen ΔR

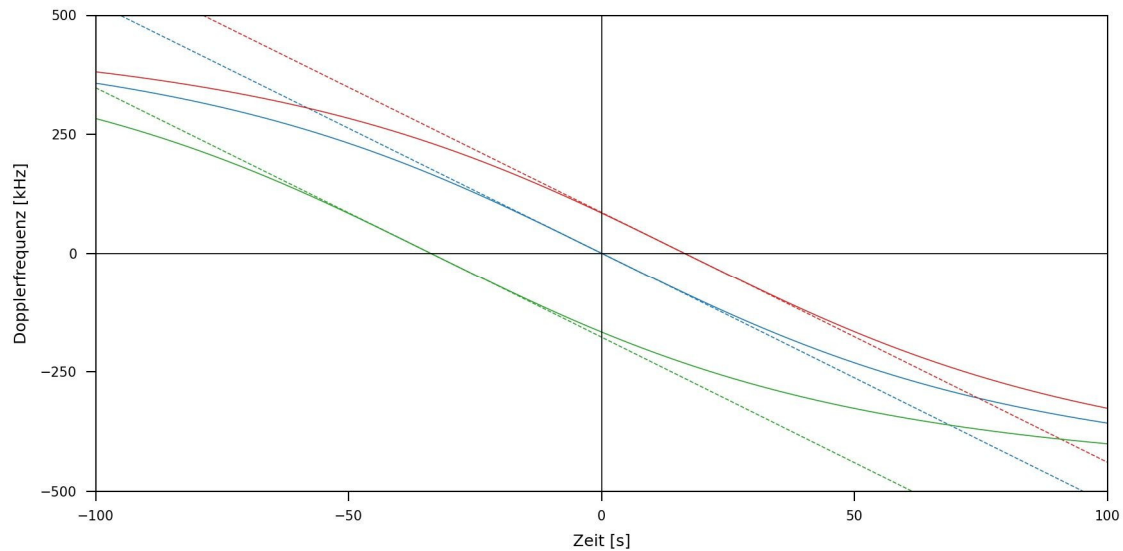


Abbildung 9: Verlauf der Dopplerfrequenz für ein Punktziel a) blau: ohne Squint b) rot: Squint in Flugrichtung 10° c) grün: Squint gegen Flugrichtung 20°

Die Dopplerbandbreite für ein Punktziel ergibt sich schließlich aus der Differenz der Dopplerfrequenzen zu Beginn ($f_{D,A}$) und Ende ($f_{D,E}$) des Beobachtungszeitraums:

$$B_D = f_{D,A} - f_{D,E} \quad (21)$$

Der lineare Verlauf der Dopplerfrequenz kann analog zur Modulation des Radarsignals mathematisch als zeitbegrenzttes Chirpsignal betrachtet werden. Deshalb ist das Ergebnis der Prozessierung in Azimutrichtung durch die kohärente Überlagerung analog zur Impulskompression in Entfernungsrichtung eine $\sin(x)/x$ -Funktion.

Der erläuterte Frequenzverlauf in Azimut ist für jedes Ziel nach dem Nyquistkriterium abzutasten [Sou99][Fra99], um den Signalverlauf in Azimutrichtung korrekt aufzunehmen. Hierdurch wird die minimale Pulswiederholfrequenz definiert. Die Pulswiederholfrequenz bestimmt sich demnach aus der höchsten auftretenden Dopplerfrequenz zum Zeitpunkt der Abtastung. Zu einem Abtastzeitpunkt wird von der Antenne eine Anzahl von Zielen beleuchtet, die sich aus der Größe des beleuchteten Gebietes am Boden ergibt. Die Ausdehnung dieses Gebietes in Azimutrichtung ist, wie in Abbildung 10 gezeigt, abhängig vom Öffnungswinkel der Antenne Θ_{HWB} , dem augenblicklichen Squintwinkel β sowie vom Abstand des Sensors zum Zentrum des beleuchteten Gebiets R_z . Jedes Ziel im beleuchteten Gebiet befindet sich in Azimutrichtung an einem anderen Zeitpunkt seines Dopplerfrequenzverlaufs. Daraus resultiert an einem Abtastzeitpunkt eine Augenblicksbandbreite B_{IFOV} (IFOV = instantaneous field of view) [Mit00].

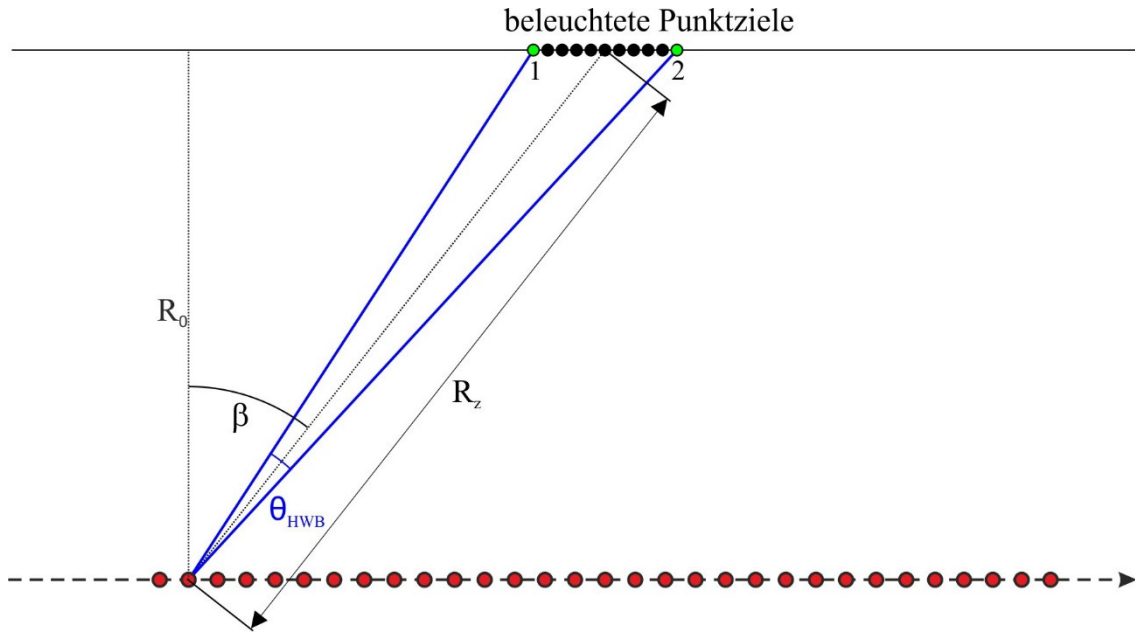


Abbildung 10: Geometrie zur Ermittlung der Augenblicksbandbreite B_{IFOV}

Aus den Gleichungen 9 bis 11 und mit einer Umformung aus [Bro96] lässt sich für die Augenblicksbandbreite ableiten (Herleitung siehe Kapitel A.2):

$$\begin{aligned}
 B_{IFOV} &= f_{D,2} - f_{D,1} \\
 &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \left(\frac{x_2}{\sqrt{R_0^2 + x_2^2}} - \frac{x_1}{\sqrt{R_0^2 + x_1^2}} \right) \\
 &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \left(\sin\left(\beta + \frac{\Theta_{HWB}}{2}\right) - \sin\left(\beta - \frac{\Theta_{HWB}}{2}\right) \right)
 \end{aligned} \tag{22}$$

Diese Augenblicksbandbreite muss in Azimutrichtung nach dem Nyquist-Theorem abgetastet werden. Für die minimale Pulswiederholfrequenz f_{PRF} gilt folglich

$$f_{PRF} \geq B_{IFOV} \tag{23}$$

Für den Spotlight-Modus sowie den Sliding-Spotlight-Modus ist der augenblickliche Squintwinkel über die Länge der synthetischen Apertur veränderlich. Folglich verändert sich ebenfalls die minimale Pulswiederholfrequenz in Abhängigkeit der Zeit.

Aus der Länge der synthetischen Apertur und der ermittelten Pulswiederholfrequenz werden mit Hilfe der übrigen geometrischen Vorgaben die einzelnen Sende-/Empfangspositionen entlang der Flugbahn bestimmt.

2.2.1.4 Antennenpositionen

Die Antennenposition für jeden Puls n wird durch drei Koordinaten $(x_{A,n}, y_{A,n}, z_{A,n})$ im Koordinatensystem der Aufnahme definiert. Hierdurch können die Positionen entlang

eines beliebigen Flugpfades festgelegt werden, an denen jeweils der Radarpuls ausgesendet wird.

TimeDAT ermöglicht generell eine freie Festlegung der Antennenpositionen für jeden Puls. Für die konkrete Anwendung auf Satellitensysteme ist eine Berechnung von Antennenpositionen auf einer Kreisbahn der Höhe h über der als Kugel angenäherten Erde mit dem Radius R_{Erde} vorgesehen.

Die x_A -Positionen der Antenne zu den jeweiligen Pulsen ergeben sich aus der Pulswiederholfrequenz, welche vorgegeben oder aus den grundlegenden geometrischen Bedingungen ermittelt werden kann (Kapitel 2.2.1.3). Aus der in Abbildung 11 genauer dargestellten Geometrie ergibt sich mit der x_A -Position die Höhenposition z_A der Antenne bzw. des Sensors über der ebenen Szene zu

$$z_{A,n} = \sqrt{(R_{Erde} + h)^2 - x_{A,n}^2} - R_{Erde} \quad (24)$$

Die Geschwindigkeit der Plattform v_P kann in Abhängigkeit der Flughöhe h nach der Gleichung

$$v_P = \sqrt{\frac{GMe}{R_{Erde} + h}} \quad (25)$$

berechnet werden für den Fall, dass die Masse der Plattform M_P wesentlich geringer ist als die der Erdmasse M_e [Gie66]. $GMe=3,9860044 \cdot 10^{14} \text{ m}^3/\text{s}^2$ stellt hierbei das Produkt aus der Gravitationskonstante G_{grav} und der Erdmasse M_e dar und wird verwendet, weil sich diese Größe mit Hilfe von Satellitenmessungen genauer bestimmen lässt als die Erdmasse und die Gravitationskonstante einzeln [Rie92].

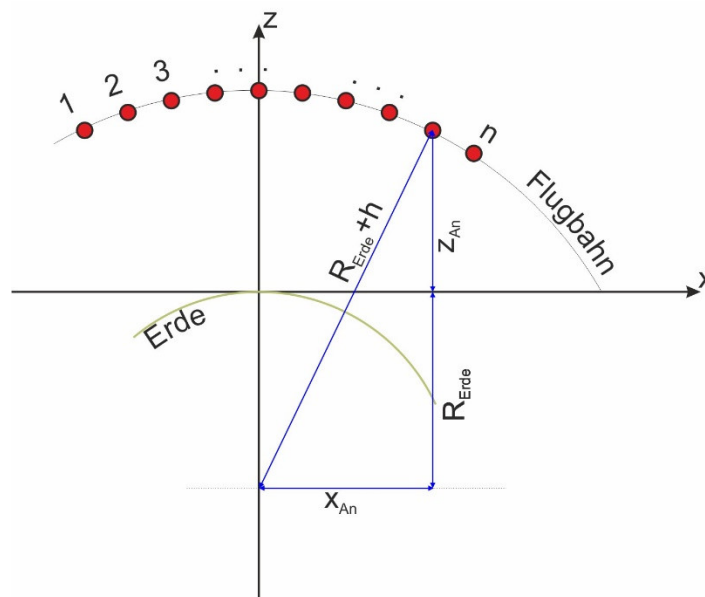


Abbildung 11: Szenendefinition - Sensorhöhe

2.2.1.5 Position der Punktziele und Abstand zur Antenne

Die abzubildende Szene wird durch den Szenenmittelpunkt genauer definiert und besteht aus einer Anzahl von Punktzielen. Diese Punktziele werden in der Ebene mittels ihrer x_T -, y_T - und z_T -Koordinaten und eines Rückstreuwertes vordefiniert. Sie können beliebig in der Szene platziert werden. Wird eine ebene Szene angenommen und die Erdkrümmung vernachlässigt, so ist die z_T -Koordinate gleich Null.

Grundsätzlich besteht das resultierende Entfernungsprofil der Rohdaten aus einer Überlagerung der Anteile aller in der Szene vorhandenen Punktzielantworten. Die Überlagerungen und Empfangszeitpunkte der an den Punktzielen rückgestreuten Signale müssen bestimmt werden. Dazu sind die Entfernungen der einzelnen Punktziele (T) zur jeweiligen Position der Antenne (A) zu berechnen. Die Abstände R_{nm} berechnen sich nach geometrischen Zusammenhängen zu

$$R_{nm} = \sqrt{(x_{T,m} - x_{A,n})^2 + (y_{T,m} - y_{A,n})^2 + (z_{T,m} - z_{A,n})^2}, \quad (26)$$

wobei n die Antennenposition und m das Punktziel indizieren.

2.2.2 Generierung der Rohdaten

Für jede Antennenposition des Flugpfades wird ein Puls ausgesendet und von den einzelnen Punktzielen der definierten Szene reflektiert. Die reflektierten Signale werden nach der Übertragungszeit empfangen, abgetastet, entsprechend überlagert und in einer Rohdatenmatrix gespeichert.

Der grundlegende Aufbau eines SAR-Systems ist in Abbildung 12 dargestellt. Der Chirpgenerator erzeugt das breitbandige, frequenzmodulierte Radarsignal im Basisband $s_{ch}(t)$. Dieses Signal wird in einem Mischer zusammen mit einem HF-Signal $s_{LO}(t)$ der Trägerfrequenz f_0 aus einem Local Oscillator (LO) vom Basisband in den HF-Bereich heraufgemischt. Das so entstandene Signal $s_{Tx}(t)$ wird in einem Hochpass von niederfrequenten Mischprodukten befreit und schließlich als $s_{Tx,HP}(t)$ durch die Antenne ausgesendet. Nachdem das Signal an den Zielen der beobachteten Szene gestreut wurde, erreicht es abhängig von den Reflexionseigenschaften der Ziele und der Szenengeometrie als $s_{Rx}(t)$ die Empfangsantenne des Sensors. In einem IQ-Demodulator wird es mit der Trägerfrequenz ins Basisband herabgemischt, wobei die Signale $s_I(t)$ und $s_Q(t)$ entstehen. Diese Signale gelangen an geeignete Tiefpässe, um hochfrequente Mischprodukte zu entfernen. Die gefilterten Signale $s_{I,BB}(t)$ und $s_{Q,BB}(t)$ werden schließlich als Realteil und Imaginärteil zum komplexen Radarsignal $s_{RX,BB}(t)$ zusammengefasst. Für jede Antennenposition wird das resultierende Signal

aufgenommen und gespeichert. Die genaue Funktionsweise und die mathematischen Zusammenhänge zur Generierung der Rohdaten werden im Folgenden näher erläutert.

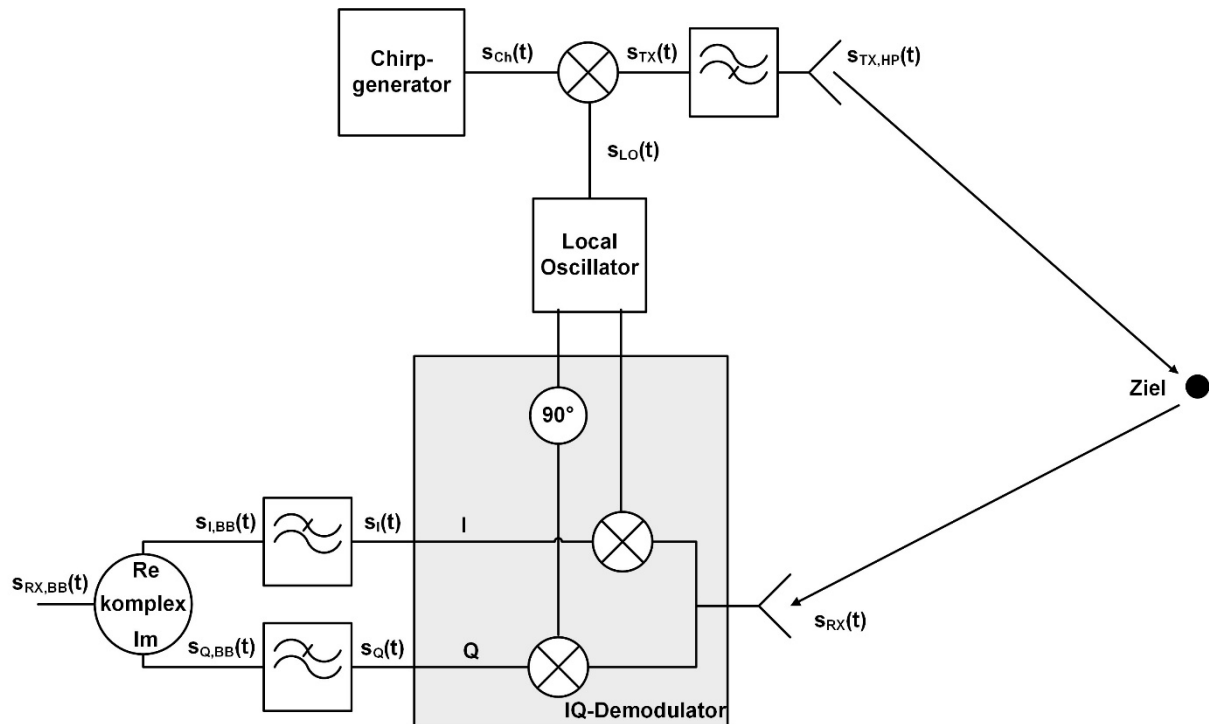


Abbildung 12: Aufbau des simulierten Radar-Systems bestehend aus Chirpgenerator, Mischer, Hochpass, Sendeantenne sowie Empfangsantenne, IQ-Demodulator und Tiefpässen auf Empfangsseite

2.2.2.1 Definition des Chirpsignals im Basisband

Für eine hohe Auflösung des SAR-Systems ist eine sehr kurze Pulsdauer (Kapitel 2.2.1.1), für eine gute radiometrische Qualität ist eine hohe Sendeleistung erforderlich. Technisch ist es nicht möglich, ausreichend kurze Pulse mit der erforderlichen Sendeleistung zu erzeugen. Um dennoch ein Signal mit einer hohen Bandbreite zu erreichen, ist eine Impulsmodulation des Sendesignals notwendig. Hierbei kann ein zeitlich langes frequenzmoduliertes Signal verwendet werden, das die nötige Bandbreite aufweist. Durch Verwendung einer linearen Frequenzmodulation entsteht das sogenannte Chirpsignal. Um das Chirpsignal im Basisband zu definieren ist es notwendig, zunächst die Chirpdauer und die Chirprate zu definieren. Je nach Vorgabe hängen Chirpdauer, Chirprate und Bandbreite voneinander ab, wobei immer zwei Größen vorgegeben werden müssen. Im vorliegenden Fall werden Bandbreite B und Puls- bzw. Chirpdauer τ_p vorgegeben. Die Chirprate κ lässt sich mit

$$\kappa = \frac{B}{\tau_p} \quad (27)$$

berechnen. Das Vorzeichen der Chirprate κ (positiv bzw. negativ) definiert den Chirp als Up- oder Downchirp. Damit lässt sich die Frequenz des Signals zum Zeitpunkt t ausgehend von der Startfrequenz f_{start} schreiben als

$$f(t) = \kappa t + f_{start}. \quad (28)$$

Nach Umrechnung in die Kreisfrequenz $\omega(t)$ und Integration wegen

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \varphi(t) \quad (29)$$

ergibt sich die Phase $\varphi(t)$ zu

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt = \int 2\pi f(t) dt = \int 2\pi (\kappa t + f_{start}) dt = \pi(\kappa t + 2f_{start})t. \quad (30)$$

Das Chirpsignal im Basisband, das hier zunächst komplexwertig betrachtet werden soll, ergibt sich somit grundsätzlich zu

$$s_{ch_{cplx}}(t) = e^{j\varphi(t)} = e^{j\pi(\kappa t + 2f_{start})t}, \quad (31)$$

wobei die Gleichung für den Zeitraum der Chirpdauer τ_p gilt. [Fra99]

2.2.2.2 Ausbreitung des Signals

Die Berechnung des aufgenommenen Signals erfolgt zunächst für jedes einzelne Punktziel separat, bevor die Einzelsignale zur Generierung des Entfernungssprofils überlagert werden.

Physikalisch betrachtet ergibt sich das auszusendende, reellwertige Chirpsignal, welches im Chirpgenerator erzeugt wird, als

$$s_{ch}(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\pi(\kappa t + 2f_{start})t} \right\} = \cos \left[\pi(\kappa t + 2f_{start}) \cdot t \right]. \quad (32)$$

Das Spektrum eines reellwertigen Signals weist neben dem positiven Frequenzanteil immer auch den Anteil der negativen Spiegelfrequenz auf. Dies ist in Abbildung 13 dargestellt.

Vor dem Senden wird das Chirpsignal in den HF-Bereich gemischt. Dies geschieht mittels eines LO-Signals mit der Trägerfrequenz f_0 :

$$s_{Lo}(t) = \cos[2\pi f_0 t] \quad (33)$$

Mathematisch entspricht die Mischung idealerweise einer Multiplikation mit dem Trägersignal. Somit gilt für jeden ausgesendeten Puls der Amplitude 1:

$$\begin{aligned}
 s_{TX}(t) &= s_{ch}(t) \cdot s_{Lo}(t) \\
 &= \cos[\pi(\kappa t + 2f_{start})t] \cdot \cos[2\pi f_0 t] \\
 &= \frac{1}{2} \cos[\pi(\kappa t + 2f_{start})t - 2\pi f_0 t] + \frac{1}{2} \cos[\pi(\kappa t + 2f_{start})t + 2\pi f_0 t]
 \end{aligned} \tag{34}$$

Hierbei entstehen, wie aus den Produktformeln für Winkelfunktionen [Bro96] ersichtlich und in Abbildung 13 gezeigt, der gewünschte Anteil bei der Trägerfrequenz f_0 sowie ein gleichwertiger Anteil bei der Spiegelfrequenz $-f_0$. Mittels eines geeigneten Hochpass-Filters werden alle unerwünschten Anteile entfernt, sodass als ausgesendetes Signal nur das obere Seitenband verbleibt:

$$s_{TX,HP}(t) = \frac{1}{2} \cos[\pi(\kappa t + 2f_{start})t + 2\pi f_0 t] \tag{35}$$

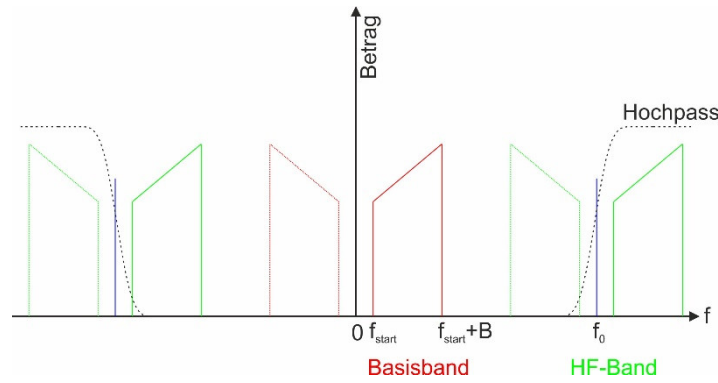


Abbildung 13: Spektrum bei Hochmischen des Chirpsignals aus dem Basisband mit der Trägerfrequenz f_0

Dieses Signal wird jeweils an einer Antennenposition n ausgesendet und nacheinander unabhängig von den betrachteten Punktzielen m reflektiert. Danach wird das rückgestreute Signal von der Antenne empfangen. Erst hierbei überlagern sich schließlich die Antworten der einzelnen Punktziele. Daher beziehen sich die folgenden Betrachtungen auf ein einzelnes Punktziel. Das empfangene Signal für dieses Punktziel $s_{RX,mn}$ ist abhängig von der Entfernung R_{nm} zwischen Antenne und Punktziel verzögert. Das Empfangssignal ist damit:

$$\begin{aligned}
 s_{RX,mn}(t) &= \frac{1}{2} \cos\left[\pi\left(\kappa\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right) + 2f_{start}\right)\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right) + 2\pi f_0\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)\right] \\
 &= \frac{1}{2} \cos\left[\pi\left(\kappa\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right) + 2f_{start}\right)\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0}\right]
 \end{aligned} \tag{36}$$

Nach dem Empfangen wird das Signal mittels eines IQ-Demodulators in das Basisband heruntergemischt [Sul00]. Der I-Kanal entsteht dabei durch eine einfache Mischung mit dem LO-Signal, der Q-Kanal entsteht durch eine Mischung mit einem um 90° phasenverschobenen LO-Signal

$$s_{Lo+90^\circ}(t) = \cos\left[2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2}\right]. \tag{37}$$

Auch bei diesen Mischvorgängen entstehen die Frequenzanteile im Basisband, sowie die Anteile bei $2f_0$ (I-Kanal) bzw. $-2f_0$ (Q-Kanal) beziehungsweise deren Spiegelfrequenzen. Die hochfrequenten Anteile bei $2f_0$ werden mit geeigneten Tiefpass-Filtern entfernt (Abbildung 12):

$$\begin{aligned}
 s_{I,mn}(t) &= s_{RX,mn}(t) \cdot s_{Lo}(t) \\
 &= \frac{1}{2} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \cdot \cos [2\pi f_0 t] \\
 &= \frac{1}{4} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} - 2\pi f_0 t \right] \quad \text{Basisband} \\
 &\quad + \frac{1}{4} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} + 2\pi f_0 t \right] \quad \text{hochfrequent bei } 2f_0
 \end{aligned} \tag{38}$$

$$s_{I,BB,mn}(t) = \frac{1}{4} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \tag{39}$$

$$\begin{aligned}
 s_{Q,mn}(t) &= s_{RX,mn}(t) \cdot s_{Lo+90^\circ}(t) \\
 &= \frac{1}{2} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \cdot \cos \left[2\pi f_0 t + \frac{\pi}{2} \right] \\
 &= \frac{1}{2} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \cdot \sin [-2\pi f_0 t] \\
 &= \frac{1}{4} \sin \left[-\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) - 2\pi f_0 t + 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} - 2\pi f_0 t \right] \quad \text{hochfrequent bei } -2f_0 \\
 &\quad + \frac{1}{4} \sin \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} - 2\pi f_0 t \right] \quad \text{Basisband}
 \end{aligned} \tag{40}$$

$$s_{Q,BB,mn}(t) = \frac{1}{4} \sin \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \tag{41}$$

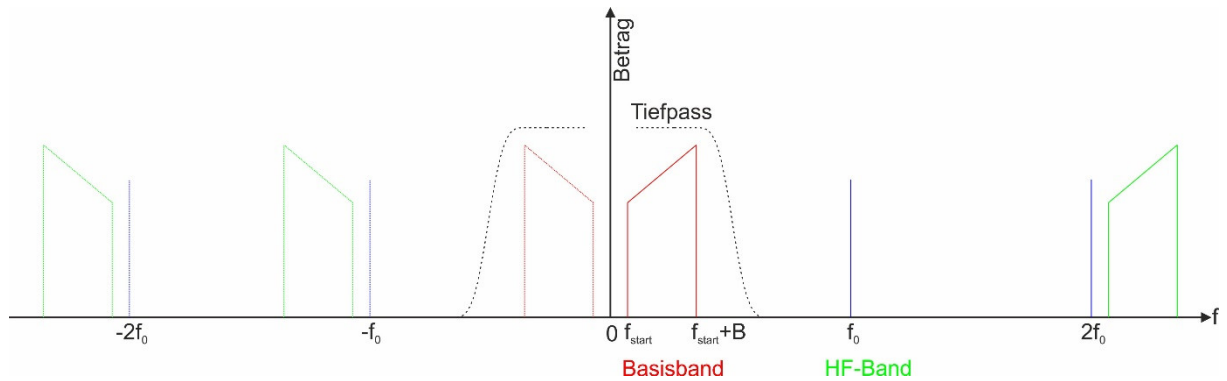


Abbildung 14: Spektrum des heruntergemischten HF-Signals (I-Kanal)

In der weiteren Verarbeitung lassen sich diese Signale dann als komplexwertiges Signal der Form $c = \cos x + j \sin x = e^{jx}$ betrachten. Dann ist für ein Punktziel:

$$\begin{aligned}
 S_{RX, BB, mn}(t) &= S_{I, BB, mn} + jS_{Q, BB, mn} \\
 &= \frac{1}{4} \cos \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \\
 &\quad + j \frac{1}{4} \sin \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right] \\
 &= \frac{1}{4} \cdot e^{j \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) - 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right]} \\
 &= \frac{1}{4} \cdot e^{j \left[\pi \left(\kappa \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) + 2f_{start} \right) \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} \right) \right]} \cdot e^{j \left[-2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} \right]}
 \end{aligned} \tag{42}$$

Hieraus ist ersichtlich, dass es sich beim herabgemischten Empfangssignal um das ursprüngliche komplexwertige Chirpsignal handelt, welches lediglich zeitlich und in der Phase verschoben ist [Fra99]. Die Phasenverschiebung (Abbildung 15) resultiert beim Empfangen des Signals aus der Entfernung des Ziels gemäß

$$\Delta\varphi_{mn} = 2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0} = 2R_{mn} \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} . \tag{43}$$

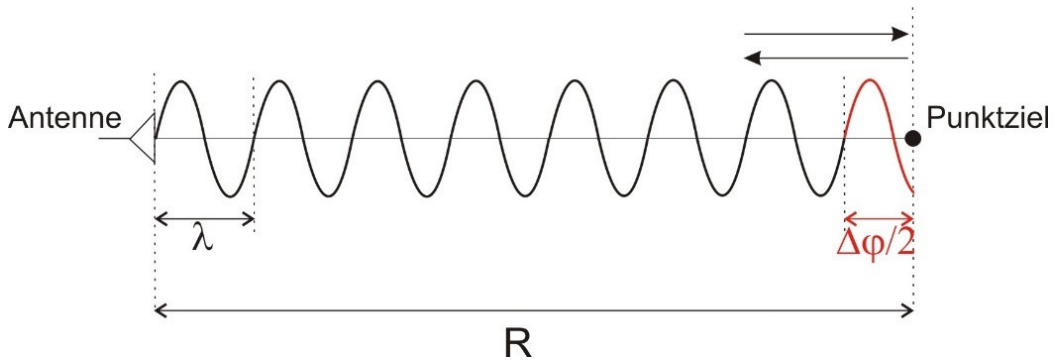


Abbildung 15: Phasenverschiebung in Abhängigkeit des Ausbreitungsweges

Das empfangene Signal muss nach Nyquist mit einer entsprechend hohen Frequenz abgetastet werden [Ste94]. Die Abtastfrequenz muss danach mindestens dem Doppelten der höchsten auftretenden Frequenz im Basisband entsprechen. Da I- und Q-Kanal abgetastet werden, genügt zur Erfüllung des Nyquist-Kriteriums in diesem Fall theoretisch eine Abtastfrequenz, die der höchsten auftretenden Frequenz im Basisband entspricht. Hieraus ergibt sich ein Δt beziehungsweise ein Δx für das resultierende Entfernungsprofil. Die Länge des notwendigen Empfangsfensters ergibt sich aus der Geometrie der Szene und der Chirpdauer des Signals.

2.2.2.3 Ermittlung der Empfangsleistung

Im Empfänger überlagern sich für jeden Puls die von den Punktzielen reflektierten Signale. Die Empfangsleistung jedes Anteils ist maßgeblich vom Rückstreuquerschnitt des Ziels sowie aus der Geometrie, hauptsächlich aus dem Abstand R und dem Antennengewinn G zu ermitteln.

Die Empfangsleistung $P_{RX,mn}$ für ein Punktziel m mit dem Rückstreuquerschnitt σ_m errechnet sich mit der Radargleichung [Kla00][Lac01] zu

$$P_{RX,mn} = \frac{P_{TX} \cdot G_{mn}^2 \cdot \sigma_m \cdot \lambda_0^2}{(4\pi)^3 \cdot R_{mn}^4}. \quad (44)$$

Der Antennengewinn G_{mn} ist von der konkreten Antenne und der Geometrie abhängig, unter der das Punktziel m von der Antenne an der Position n gesehen wird. Die Antenne kann in zwei Richtungen ausgerichtet werden. Zum einen ist der Neigungswinkel der Antenne in Elevation α festzulegen, zum anderen der auf die Szenenebene projizierte Squintwinkel β_{flat} in Azimutrichtung. Aus der Ausrichtung der Antenne und der Position des betrachteten Punktes ergeben sich die zugehörigen Beobachtungswinkel χ und ψ aus Sicht der Antenne (siehe Abbildung 16 unten).

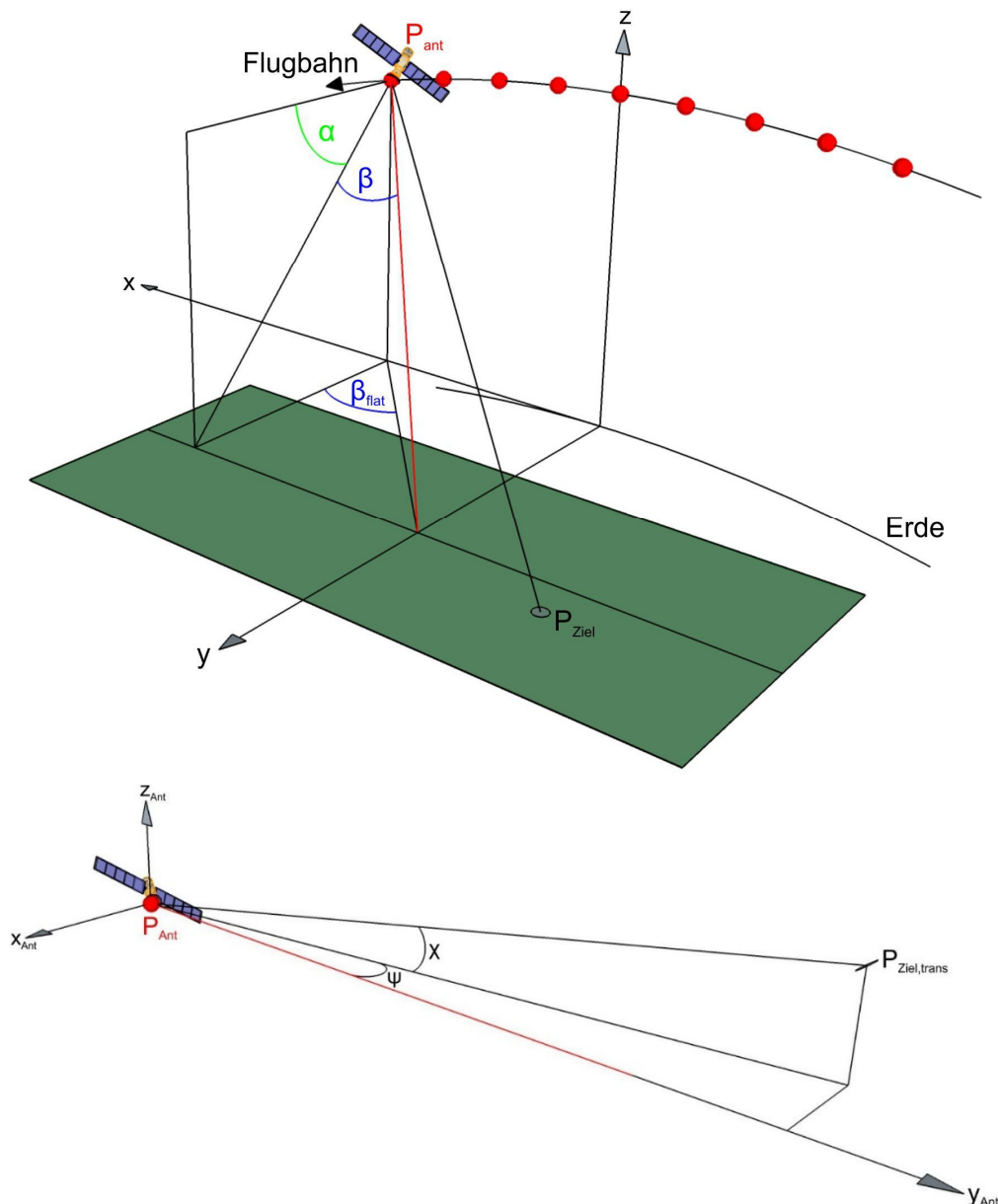


Abbildung 16: Koordinatentransformation zur Anwendung des Antennendiagramms

Hieraus lässt sich mit Hilfe des zweidimensionalen Antennendiagramms der zur aktuellen Geometrie passende Antennengewinn G ermitteln.

Zur Bestimmung der Beobachtungswinkel wird der beobachtete Punkt P_{Ziel} gemäß

$$\vec{P}_{Ziel,trans} = F \cdot (\vec{P}_{Ziel} - \vec{P}_{ant}) \quad (45)$$

mit der Transformationsmatrix

$$F = \begin{pmatrix} \cos \beta_{flat} & -\sin \beta_{flat} & 0 \\ \cos \alpha \cdot \sin \beta_{flat} & \cos \alpha \cdot \cos \beta_{flat} & -\sin \alpha \\ \sin \alpha \cdot \sin \beta_{flat} & \sin \alpha \cdot \cos \beta_{flat} & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (46)$$

in das Koordinatensystem der Antenne mit dem Ursprung bei P_{ant} transformiert [Tho86]. Hieraus können die Winkel χ und ψ errechnet werden unter denen ein Ziel von der Antenne gesehen wird.

Mit Hilfe dieser errechneten Winkel kann nun der Antennengewinn aus einem zweidimensionalen Antennendiagramm ermittelt werden, der genau für das betrachtete Ziel und die aktuelle Antennenposition gültig ist. Antennendiagramme sind in der Realität sehr komplex und können nur aufwändig mit Verfahren der physikalischen Optik (PO) oder der geometrischen Beugungstheorie (geometric theory of diffraction, GTD) berechnet werden [LoL88]. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit wird das zweidimensionale Antennendiagramm für das Fernfeld vereinfacht mit Hilfe zweier Schnitte in Elevationsrichtung und in Azimutrichtung multiplikativ errechnet. Die Errechnung der eindimensionalen Schnitte des Antennendiagramms über den Winkel ν eines Parabols mit Subreflektor der Größen a bzw. a_0 erfolgt nach [LoL88] aus der Strombelegung des Parabols:

$$Q(r) = C + (1 - C) \cdot \left[1 - \left(\frac{r}{a} \right)^2 \right]^P \quad (47)$$

Mit Hilfe der Parameter C und P lässt sich die Form der Strombelegung genauer steuern. C ergibt sich mit Hilfe eines vorgegeben Edge-Tapering (ET) in dB aus

$$C = 10^{\frac{ET}{20}}. \quad (48)$$

Aus der Strombelegung (Gleichung 47) lässt sich mit dem Fourierintegral das Antennendiagramm definieren als

$$T(\nu) = \int_{a_0}^a \int_0^{2\pi} Q(r') e^{jkr' \sin \nu \cos(\phi - \phi')} r' dr' d\phi'. \quad (49)$$

Dieses Integral ist nur geschlossen lösbar für ganzzahlige Werte des Parameters P aus Gleichung 47.

Mit dem Parameter $P=1$ ergibt sich für die Lösung

$$T = T_1 - T_0 \quad (50)$$

mit

$$T_n = \pi a_n \left[C \frac{2}{u_n} J_1(u_n) + (1-C) \left\{ \frac{2}{u_n} J_1(u_n) - \frac{a_n^2}{a^2} \left[\frac{2}{u_n} J_1(u_n) - \left(\frac{2}{u_n} \right)^2 J_2(u_n) \right] \right\} \right] \quad (51)$$

$$T_n(0^\circ) = \pi a_n^2 \left[C + (1-C) \left(1 - \frac{a_n^2}{2a^2} \right) \right]$$

$$u_n = ka_n \sin \nu \quad \text{mit} \quad a_0 = a_0, \quad a_1 = a. \quad (52)$$

J_1 und J_2 sind Besselfunktionen erster und zweiter Ordnung.

Der Gewinn ergibt sich dann zu

$$G = (T_1 - T_0)^2. \quad (53)$$

Auf diese Weise wird ein Schnitt in Azimut und ein Schnitt in Elevation erzeugt. Eine zweidimensionale Multiplikation der Schnitte erzeugt schließlich das komplette, zweidimensionale Antennendiagramm für einen rechteckigen Parabol.

Das Antennendiagramm wird so im Vorfeld der Simulationen generiert und abgespeichert. Das gespeicherte Antennendiagramm wird im Zuge der Simulation eingelesen und entsprechend verwendet.

2.2.2.4 Erstellung der Rohdatenmatrix

Über die Länge der synthetischen Apertur ändert sich der Abstand eines Punktziels zum Sensor. Dies führt, wie schon in Abbildung 7 gezeigt, dazu, dass das reflektierte Signal eines Punktziels m abhängig von diesem Abstand sich zeitlich beim Empfang entsprechend verschiebt. Es entsteht ein charakteristischer, bogenförmiger Verlauf für jedes Punktziel (engl.: Range migration) [Cum05]. Das reflektierte Signal jedes einzelnen Punktziels wird auf das betrachtete Entfernungsprofil abhängig von seinem Empfangszeitpunkt komplexwertig aufaddiert. Aus den einzelnen überlagerten Antworten der Punktziele m ergibt sich so für jede Antennenposition n ein Entfernungsprofil. Das Entfernungsprofil ist somit

$$s_{rg,raw,n}(t) = \sum_m \sqrt{P_{RX,mn}} \cdot s_{RX,BB,mn}(t). \quad (54)$$

Das Ergebnis der Rohdatengenerierung ist die Rohdatenmatrix, die schließlich gespeichert wird. Sie bildet die Basis zur Prozessierung.

2.2.3 Erzeugung von Störsignalen

Ziel der Arbeit ist es, die Auswirkungen von Störsignalen auf SAR-Bilder zu untersuchen. Hierfür müssen bei der Simulation passende Störsignale erzeugt werden. Für eine effektive Störung muss das Störsignal zeitgleich mit dem Radarsignal am Sensor eintreffen. Dazu muss der Störsender, wie in Abbildung 17 gezeigt, aus Sicht des Sensors stets vor dem zu störenden Gebiet platziert sein, weil das Radarprinzip auf der Zeit- bzw. Entfernungsmessung beruht. Nur bei einem vor der Szene liegenden Störsender ist es möglich, die reflektierten Signale der Szene zu stören. Eine Ausnahme stellen hier Störsender dar, die ein permanentes Signal aussenden und schon vor der Aufnahme in Betrieb sind. Sie können flexibel platziert werden.

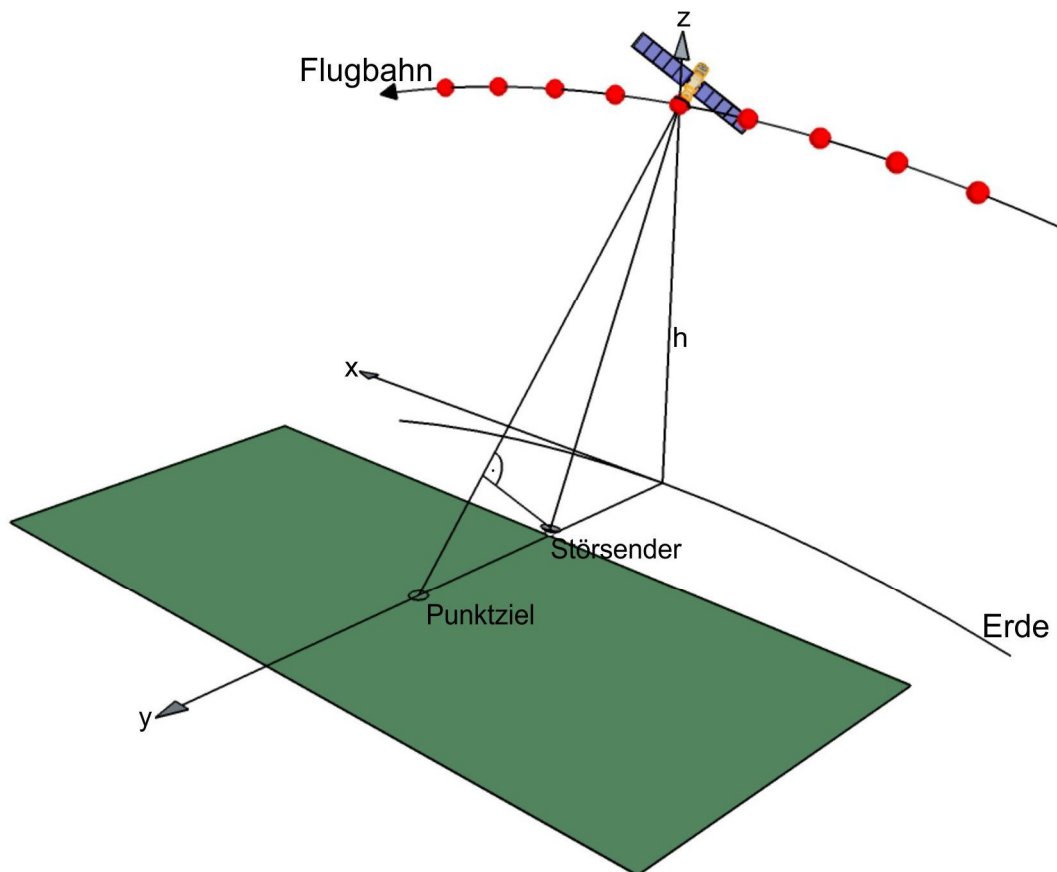


Abbildung 17: Position eines Störsenders

Ein Störsignal kann grundlegend definiert werden als

$$s_{jam,Rx,n} = P_{Rx,jam,n} \cdot s(f_0, \tau_{jam}, T_{jam}, B_{jam}, t). \quad (55)$$

Die Parameter $P_{Rx,jam,n}$ stellt die Empfangsleistung dar. Die Parameter Trägerfrequenz $f_{0,jam}$, Pulsdauer τ_{jam} , Gesamtdauer T_{jam} , Bandbreite B_{jam} sowie die Modulation definieren

je nach Art des Störers die Form des Störsignals. Das Empfangssignal errechnet sich analog zum Radarsignal (Gleichung 42) aus der Zeitverzögerung $t_{0,jam,n}$ und der Phasendrehung $\Delta\varphi_{jam,n}$ in Abhängigkeit des Abstandes $R_{jam,n}$ vom Störsender zum Sensor. Ebenso ergibt sich die Leistung analog zu Gleichung 44. Zu beachten ist, dass hierbei nur der einfache Ausbreitungsweg berücksichtigt wird.

Das resultierende Signal überlagert sich entsprechend mit dem Radarsignal und wird vom Sensor aufgenommen. In der Simulation wird es passend auf die vorhandene Rohdatenmatrix aufaddiert. Verschiedene Arten von Störsignalen werden in Kapitel 3 näher betrachtet.

2.2.4 SAR-Prozessierung

Die Prozessierung des SAR-Bildes lässt sich in zwei Schritte aufteilen, in die Prozessierung in Entfernungsrichtung (Range) und in die Prozessierung in Azimut. Die Prozessierung in Entfernungsrichtung geschieht in der grundlegenden Theorie nach dem Prinzip des Optimalfilters (engl.: matched filter) mittels Korrelation der Entfernungsprofile mit dem erwarteten Chirpsignal (Pulskompression). Die Prozessierung in Azimut erfolgt danach für jeden einzelnen Bildpunkt durch Überlagerung der entsprechenden Anteile des entfernungsprozessierten Entfernungsprofils, der sogenannten Rückprojektion. Das Ergebnis ist ein komplexwertiges SAR-Bild. Die Prozessierung ist unter anderem in [Sou99] oder [Cum05] beschrieben. Diese Variante, die im Zeitbereich arbeitet, wird später in der Simulationsumgebung entsprechend verwendet. In produktiven Systemen sind jedoch auch andere, rechentechnisch effizientere Verfahren wie Chirp-Scaling oder Omega-K möglich [Cum05], die weitgehend im Frequenzbereich arbeiten.

2.2.4.1 Definition des Bildes

Das zu prozessierende Bild muss zunächst definiert werden. Hierfür werden die Dimensionen des Bildes für jede Richtung sowie die Pixelgröße festgelegt (Abbildung 18). Die Pixelgröße muss mindestens so gewählt werden, dass die gewünschte Auflösung des SAR-Bildes nach dem Nyquist-Kriterium abgebildet werden kann. Für eine gute Darstellung des resultierenden Bildes ist eine höhere Anzahl von Pixeln pro Auflösungszelle sinnvoll. Die Positionen der Pixel in x- und y-Richtung ergeben sich über entsprechende geometrische Zusammenhänge aus der Position des Szenenzentrums, der Bildgröße und der Pixelgröße.

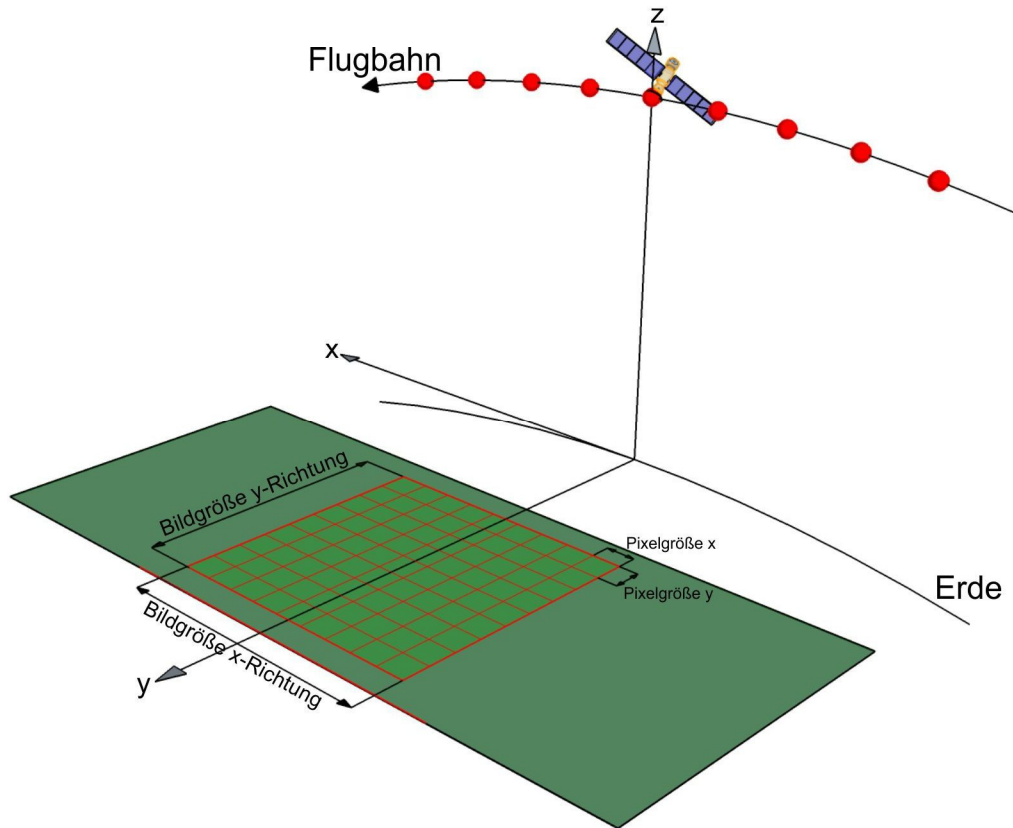


Abbildung 18: Definition des Radarbildes mit Bild- und Pixelgröße zur Prozessierung

2.2.4.2 Prozessierung in Entfernungsrichtung

Das zeitlich ausgedehnte Chirpsignal muss im ersten Schritt der Prozessierung durch die Impulskompression auf den ursprünglich kurzen Puls im Sinne der Auflösungsgleichung zurückgeführt werden. Um diesen zu erreichen wird das sogenannte Optimalfilter verwendet [Kla00][Sou99][Cum05]. Hierbei wird jedes abgetastete, komplexe Entfernungsprofil $s_{rg,raw,n}$ mit dem konjugiert-komplexen des erwarteten Signals, das hier dem komplexen Chirpsignal im Basisband entspricht, individuell korreliert:

$$s_{rg.compressed,n}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{chplx}^*(\tau) \cdot s_{rg,raw,n}(t + \tau) \cdot d\tau \quad (56)$$

Im diskreten Fall geht das Integral in eine Summenfunktion über. Das Ergebnis ist das impulskomprimierte Entfernungsprofil (Abbildung 19), wobei ein Punktziel dann charakteristisch genähert durch eine $\sin(x)/x$ -Funktion abgebildet wird. Diese ergibt sich aus der Lösung des Korrelationsintegrals (Gleichung 56) für die n -te Antennenposition unter Vorhandensein des m -ten Punktziels unter Berücksichtigung der notwendigen Fallunterscheidung zu

$$s_{rg,compressed,mn}(t) = e^{-j2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0}} \cdot e^{j2\pi f_{start} \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)} \cdot e^{j\pi\kappa\tau_p \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)} \cdot \frac{\sin\left(\pi\kappa\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)\left(t - t_0 - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)\right)}{\pi\kappa\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)} \quad (57)$$

für $t_0 < t < t_0 + \tau_p$

beziehungsweise

$$s_{rg,compressed,mn}(t) = e^{-j2\pi f_0 \frac{2R_{mn}}{c_0}} \cdot e^{j2\pi f_{start} \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)} \cdot e^{j\pi\kappa\tau_p \left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)} \cdot \frac{\sin\left(\pi\kappa\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0} + \tau_p\right)\right)}{\pi\kappa\left(t - \frac{2R_{mn}}{c_0}\right)} \quad (58)$$

für $t_0 > t > t_0 - \tau_p$.

Die mathematische Herleitung ist im Anhang A.1 zu finden.

Bei mehreren Punktzielen überlagern sich die Antworten entsprechend. Mathematisch kann die Korrelation durch eine Faltung des Entfernungspfils mit dem zeitlich invertierten Chirpsignal ersetzt werden, was die Verarbeitung im Rechner beschleunigt. Der Simulator bietet beide Möglichkeiten an, um die durchgängige Verarbeitung im Zeitbereich zu ermöglichen.

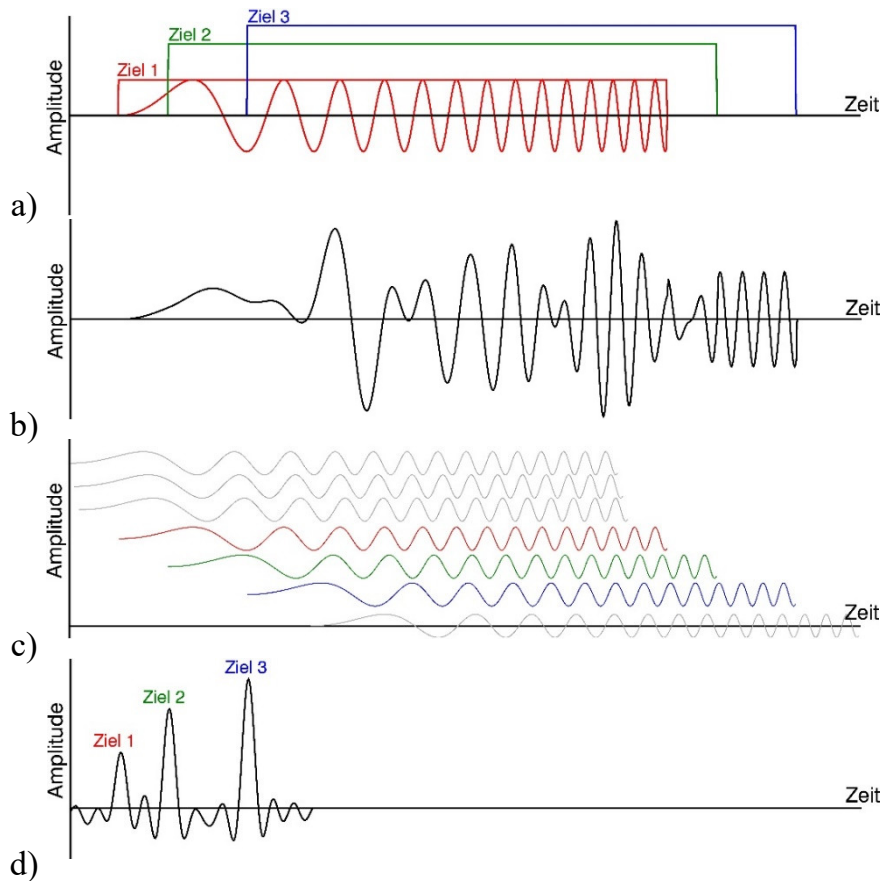


Abbildung 19: Prozessierung in Entfernungsrichtung a) reflektierte Chirpsignale dreier Punktziele, b) aufgenommenes Entfernungsprofil, c) Verschiebung des Referenzsignals zur Korrelation mit dem Entfernungsprofil, d) komprimiertes Entfernungsprofil mit drei Punktzielantworten

Für die weitere Verarbeitung ist eine vielfache Überabtastung der Rohdaten erforderlich. Dies kann entweder durch eine entsprechend hohe Abtastrate schon bei der Rohdatengenerierung erfolgen oder durch Interpolation der impulskomprimierten Entfernungsprofile nach der Prozessierung in Entfernungsrichtung. Wenn die Abtastung der Rohdaten gemäß dem Nyquist-Kriterium erfolgt, können die Entfernungsprofile mittels Zero-Padding je nach Vorgabe im Frequenzbereich ohne Fehler interpoliert werden [Sou99]. Für die hier betrachteten Simulationen hat sich eine 10-fache Überabtastung als praktikabel erwiesen.

2.2.4.3 Prozessierung in Azimut / Berechnung des Bildes

Voraussetzung für die Azimutprozessierung im Zeitbereich sind die in Entfernungsrichtung prozessierten Entfernungsprofile. Zur Prozessierung wird der sogenannte Rückprojektionsalgorithmus [Sou99] verwendet. Dieser Algorithmus setzt die zugrundeliegende Theorie direkt um. Er arbeitet im Zeitbereich und ist äußerst flexibel einsetzbar, weil keine Anpassungen und Umrechnungen der Geometrie auf regelmäßige Raster notwendig sind. Die Entfernungsänderung (Range Migration) der

Signalantworten der Punktziele ist in diesem Algorithmus inhärent berücksichtigt. Eine zusätzliche Korrektur, wie sie für andere Algorithmen benötigt wird, ist nicht notwendig.

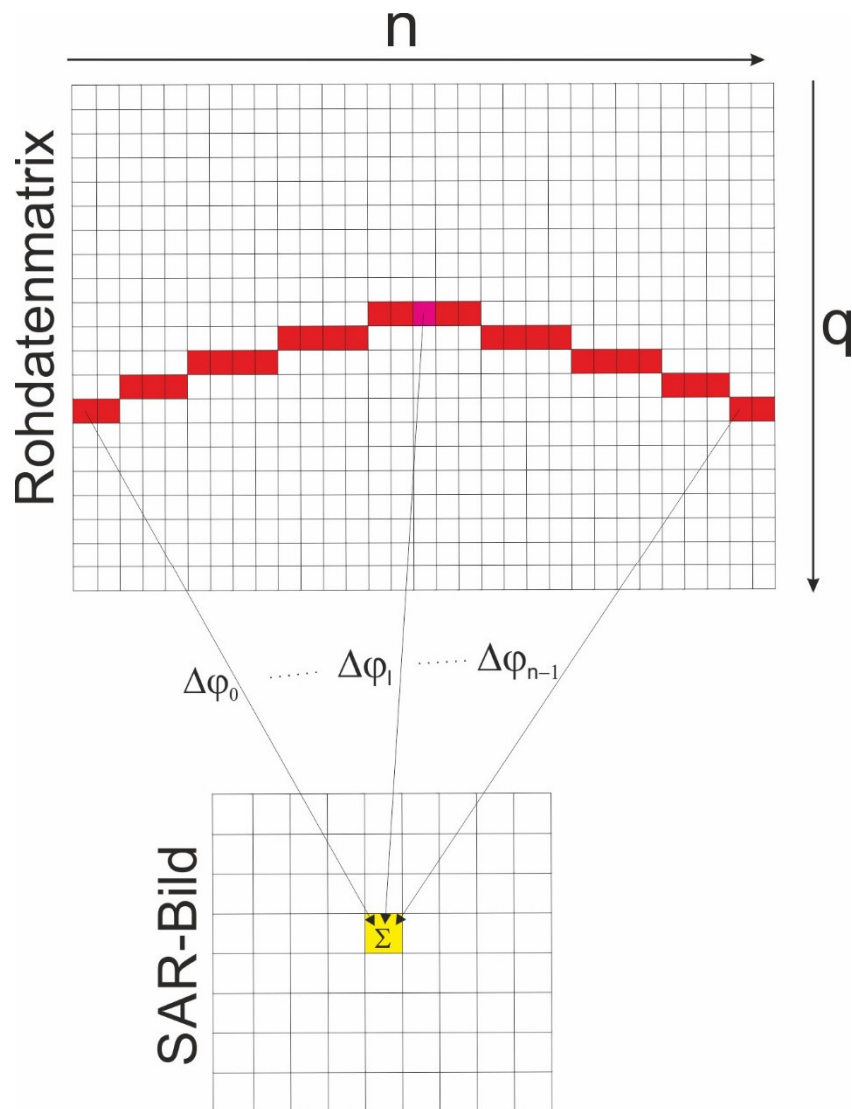
Für jeden Bildpunkt $Z(x,y)$ werden aus jedem Entfernungsprofil abhängig vom Abstand des Bildpunktes $R_n(x,y)$ zur n -ten Sensorposition die entsprechenden Werte an der Stelle q unter Berücksichtigung einer Phasenkorrektur $\Delta\varphi_n(x,y)$, die sich aus der Entfernung des Bildpunktes zur Antennenposition $R_n(x,y)$ errechnet, komplex aufsummiert (Abbildung 20):

$$Z_{\text{proz}}(x,y) = \sum_n s_{\text{rg,compressed},nq}(t(x,y)) \cdot e^{j\Delta\varphi_n(x,y)} \quad (59)$$

mit

$$\Delta\varphi_n(x,y) = 2R_n(x,y) \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \quad (60)$$

Über den Verlauf der Antennenpositionen ergibt sich für jeden Bildpunkt ein charakteristischer Phasenverlauf. Für den betrachteten Bildpunkt muss die Phase nach Abbildung 15 soweit zurückgedreht werden, dass der Phasenanteil des tatsächlichen Ziels Null ergibt. Die erforderliche Korrektur der Phase $\Delta\varphi_n(x,y)$ ergibt sich gemäß Gleichung 60 direkt aus dem Abstand $R_n(x,y)$ des betrachteten Bildpunktes und der Position der Antenne. Durch die Korrektur der Phase addieren sich die entsprechenden Antworten des Zielpunktes phasengleich auf, wogegen die Phasen der Fremdanteile statistisch weitgehend gleichverteilt sind und sich daher gegenseitig nahezu auslöschen.



**Abbildung 20: Prinzip der Prozessierung in Azimutrichtung für ein Bildpixel:
Rückprojektion**

Nach der Prozessierung ist das Spektrum des prozessierten Bildes in Entfernungsrichtung und, in Abhängigkeit eines eventuellen Squintwinkels, auch in Azimutrichtung verschoben. Daher muss im Anschluss an die Prozessierung die Phase für jeden Bildpunkt korrigiert werden. Das ist notwendig, weil durch die Phasenrückdrehung bei der Azimutprozessierung die Phasendrehung des Abstandsfaktors [Wie07] für jede Antennenposition verloren geht. Die Phase muss so korrigiert werden, dass der Abstandsfaktor dem Faktor einer Antenne entspricht, deren Phasenzentrum in der Mitte der synthetischen Apertur liegen würde:

$$Z(x, y) = Z_{\text{proz}}(x, y) \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot 2R_0(x, y)}{\lambda_c}} \quad (61)$$

R_0 ist hierbei der Abstand des betrachteten Bildpixels zur Mitte der synthetischen Apertur. Nach der Korrektur befindet sich das Spektrum des Bildes sowohl in Entfernungsrichtung als auch in Azimutrichtung mittig um $f=0$.

Um das resultierende Bild proportional zum Rückstreuquerschnitt darzustellen, wird das Amplitudenbild zum Leistungsbild quadriert (Abbildung 21). Die Phaseninformation geht bei dieser Darstellung verloren. Eine weitere Auswertung der Phase bringt für eine einzelne Aufnahme keinen weiteren Informationsgewinn.

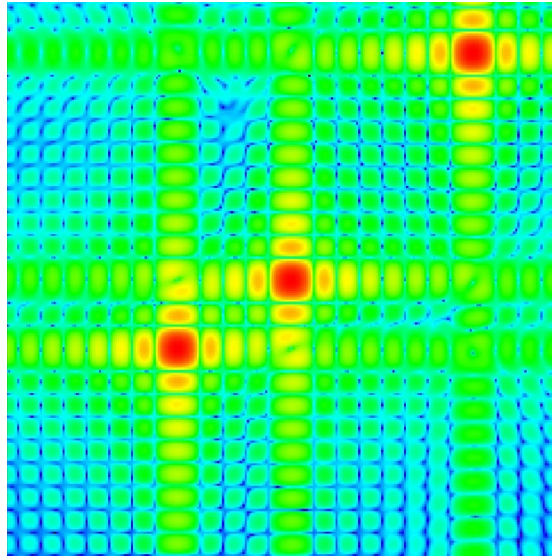


Abbildung 21: Prozessiertes SAR-Bild (Leistungsbild) einer Szene mit drei Punktzelen

2.2.5 Bildauswertung und Bildqualitätsparameter

Ein einzelnes Punktziel wird im optimalen Fall nach der Prozessierung im Bild näherungsweise (siehe Abschnitt 2.2.4.2) als zweidimensionale $\sin(x)/x$ -Funktion abgebildet [Kla00]. Die Qualität des SAR-Bildes lässt sich anhand dieser Punktzielantwort beurteilen. Die üblicherweise verwendeten Bildqualitätsparameter hierfür sind die geometrische Auflösung, das Verhältnis der Maxima von Haupt- und Nebenkeule (Peak Sidelobe-Ratio – PSLR) und das Verhältnis des Energieinhalts der Hauptkeule zum Energieinhalt der Nebenkeulen (Integrated Sidelobe-Ratio - ISLR) [Kla00][Fra99]. Die Werte können in Entfernungs- und Azimutrichtung unabhängig voneinander bestimmt werden.

2.2.5.1 Auflösung

Zwei Ziele können mit Hilfe eines Radarsystems in Entfernungsrichtung (engl.: range), also in Ausbreitungsrichtung des Radarpulses, nur dann als einzelne Ziele wahrgenommen werden, wenn sich die rückgestreuten Pulse bei Überlagerung gerade noch trennen lassen [Lac01]. Der Systemparameter „Auflösung“ in Entfernungsrichtung

δ_{rg} ist also durch die Grenze der Trennbarkeit zweier Ziele definiert, wie in Abbildung 22 dargestellt. Für die Auflösung in Azimutrichtung gilt das Prinzip analog.

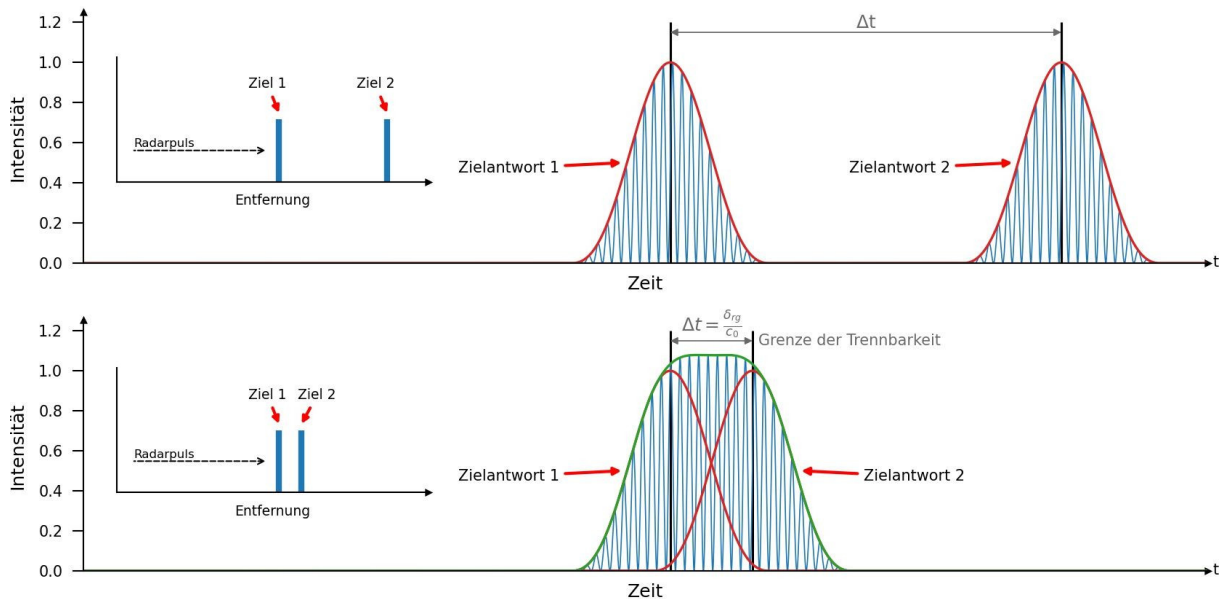


Abbildung 22: Auflösung eines Radarsystems in Entfernungsrichtung, Trennbarkeit zweier Pulse

Wie erläutert, ist die Auflösung eines SAR Systems für den Punkt definiert, an dem die Leistung der Punktzielantwort auf die Hälfte ihres ursprünglichen Wertes beziehungsweise um 3 dB abgesunken ist. Abbildung 23 zeigt die Definition der Auflösung im eindimensionalen Fall. Für die Ermittlung aus der Leistung muss die Punktzielantwort quadriert werden.

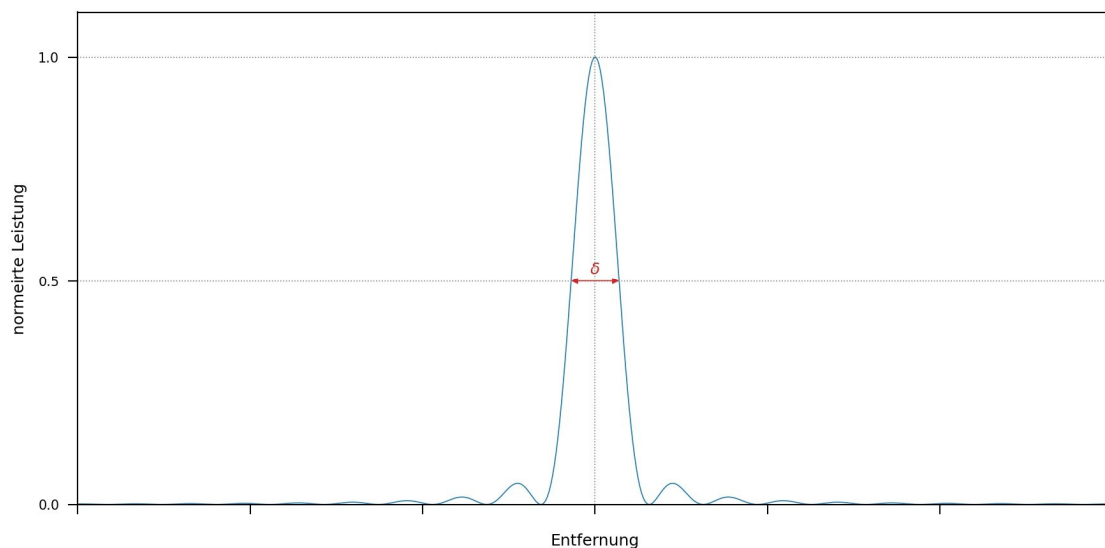


Abbildung 23: Definition der geometrischen Auflösung aus einer quadrierten $\sin(x)/x$ -Funktion in linearer Darstellung

Das Softwaremodul zur Bildauswertung setzt die Ermittlung der Auflösung so um, dass vom detektierten Maximalwert des Ziels aus sowohl in Entfernungsrichtung als auch in

Azimutrichtung der Punkt gesucht wird, an dem die Punktzielantwort auf die Hälfte abgesunken ist.

2.2.5.2 Peak Sidelobe Ratio - PSLR

Das Peak Sidelobe Ratio (PSLR) beschreibt das Verhältnis der Leistung des Maximums einer Punktzielantwort P_{HK} zu der Leistung des höchsten Nebenmaximums P_{NK} . Es ist also ein Maß für die Nebenkeulenunterdrückung. Da nur die Hauptkeule das eigentliche Ziel im Bild repräsentieren soll, ist hier eine möglichst gute Unterdrückung aller Nebenkeulen ein Ziel. Bei zu stark ausgeprägten Nebenkeulen stark rückstreuender Ziele besteht die Gefahr, dass schwächere benachbarte Ziele überdeckt werden. Das PSLR ist nach [Kla00] definiert als

$$PSLR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{HK}}{P_{NK}} \right). \quad (62)$$

Bei einer charakteristischen, quadrierten $\sin(x)/x$ Punktzielantwort wie in Abbildung 24 gezeigt beträgt das PSLR rund -13 dB [Fra99]. In manchen Literaturstellen, wie zum Beispiel [Lac01], wird der Bereich für die Ermittlung des PSLR auf das 10-fache der 3 dB-Breite begrenzt.

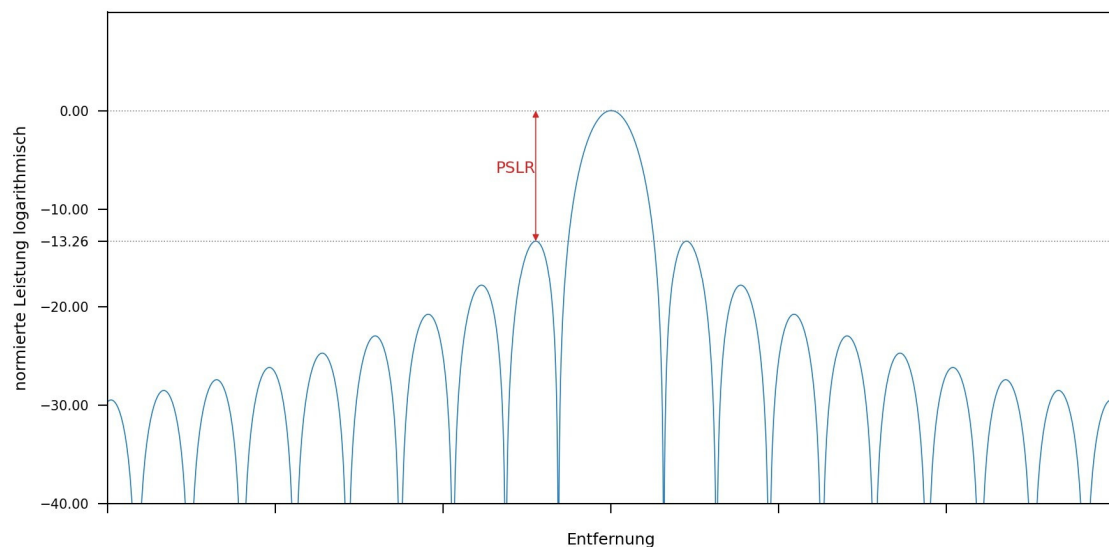


Abbildung 24: Definition des PSLR aus einer eindimensionalen, quadrierten Punktzielantwort, logarithmisch dargestellt

Der Algorithmus zur Ermittlung des PSLR sucht analog zur Ermittlung der Auflösung die Grenzen der Hauptkeule. Diese wird ausgeblendet und mit dem Maximalwert der verbleibenden Nebenkeulen wird das PSLR errechnet.

2.2.5.3 Integrated Sidelobe Ratio – ISLR

Das Integrated Sidelobe Ratio (ISLR) beschreibt das Verhältnis des Energieinhalts der Hauptkeule E_{HK} zum Energieinhalt der Nebenkeulen E_{NK} [Kla00]:

$$ISLR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{E_{HK}}{E_{NK}} \right) \quad (63)$$

Die Energie ist das Integral über den Verlauf der Leistung. Die Bereiche der Haupt- und der Nebenkeulen werden begrenzt, weil die Funktion $\sin(x)/x$ theoretisch unendlich ausgedehnt ist und weil in der Realität die Haupt- und Nebenkeulen unter Umständen nicht eindeutig trennbar sind. Die Hauptkeule ist definiert als der Bereich um das Maximum, der zweimal so breit ist wie die 3 dB-Breite. Der Bereich der Nebenkeulen ist definiert als ein Bereich um das Maximum der Punktzielantwort mit der Breite des Zwanzigfachen der 3 dB-Breite abzüglich des Bereichs der Hauptkeule. Die Bereiche sind in Abbildung 25 dargestellt. Der Wert des ISLR für die wegen der Ermittlung aus der Leistung quadrierten $\sin(x)/x$ -Funktion beträgt rund 10 dB. [Fra99]

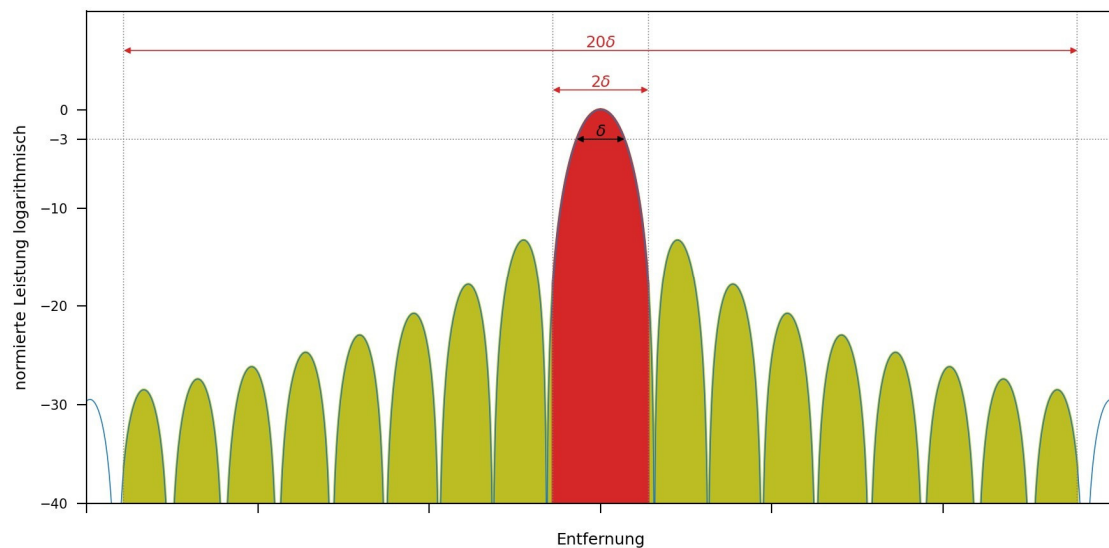


Abbildung 25: Definition des ISLR in logarithmischer Darstellung, rot: Bereich der Hauptkeule, oliv: Bereich der Nebenkeulen

Für die Berechnung der Werte des ISLR jeweils in Entfernungs- und Azimutrichtung wird die vorher ermittelte Auflösung als Basis für die Grenzen der einzubeziehenden Bereiche der Punktzielantworten verwendet.

3 Betriebsweise und Klassifikation von Störern

Bei der radargestützten Erdbeobachtung ist es möglich, dass eine Signalquelle gewollt oder ungewollt die Datenaufnahme stört, so dass die Bildqualität degradiert wird oder das Bild im Extremfall unbrauchbar wird. Um eine Aufnahme zu stören, gibt es unterschiedliche Möglichkeiten.

Ein Störsignal setzt sich nach Gleichung 55 aus zwei grundlegenden Faktoren zusammen: Leistung P_{Rx} und Signalform $s(t)$. Diese Faktoren stören den Radarempfänger auf unterschiedliche Art und Weise. Bei Verwendung der Leistung als Störmechanismus wird das Nutzsignal überdeckt. Bei Verwendung der Signalform wird die Prozessierung durch dem Nutzsignal ähnliche Signalformen beeinflusst. Hierbei sind die Impulskompensation (Kapitel 2.2.4.2) bzw. die kohärente Überlagerung (Kapitel 2.2.4.3) durch Anteile des Störsignals betroffen.

Beide Störmechanismen werden im Folgenden näher untersucht.

3.1 Störung durch Sendeleistung

Die Verwendung des Faktors Sendeleistung als Störmechanismus ist technisch am einfachsten zu realisieren. Der Störsender muss lediglich in der Lage sein, ein Signal mit hoher Leistung auszusenden. Diese Leistung muss so hoch sein, dass entweder der Sensor, falls eine Abschaltvorrichtung vorhanden ist, wegen Übersteuerung abschaltet oder dass das Bild bis hin zur Unbrauchbarkeit degradiert wird.

Dabei können als Basis zwei grundlegende Fälle unterschieden werden. Zum einen kann ein monofrequentes Signal gesendet werden, zum anderen ein breitbandiges Signal.

3.1.1 Monofrequenter Störer

Ein monofrequentes Störsignal wird durch die Parameter Frequenz f_{sin} und Leistung P_{sin} definiert. Das empfangene Störsignal für den n -ten Radarpuls wird mittels der Übertragungsgleichung in Abhängigkeit des Abstandes des Störsenders R_{jammer} zum Sensor als

$$s_{Sin,Rx,BB,n}(t) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_{TX,Sin} \cdot G_{Tx,Sin,n} \cdot G_{Rx,Sin,n} \cdot \lambda_{Sin}^2}{(4\pi)^2 R_{Jammer,n}^2}} \cdot e^{j[2\pi \cdot (f_{sin} - f_0) \cdot t]} \cdot e^{j\left[\frac{-2\pi \cdot f_{sin} \cdot R_{jammer,n}}{c_0}\right]} \quad (64)$$

ermittelt. Nutz- und das Störsignal überlagern sich und werden im Empfänger gemeinsam aufgenommen. Abbildung 26 zeigt die Überlagerung eines beispielhaften Nutz- und monofrequenten Störsignals und das Spektrum des Signals. Im Spektrum ist

das monofrequente Störsignal klar bei der entsprechenden Frequenz von hier gezeigten 25 MHz im Basisband zu erkennen.

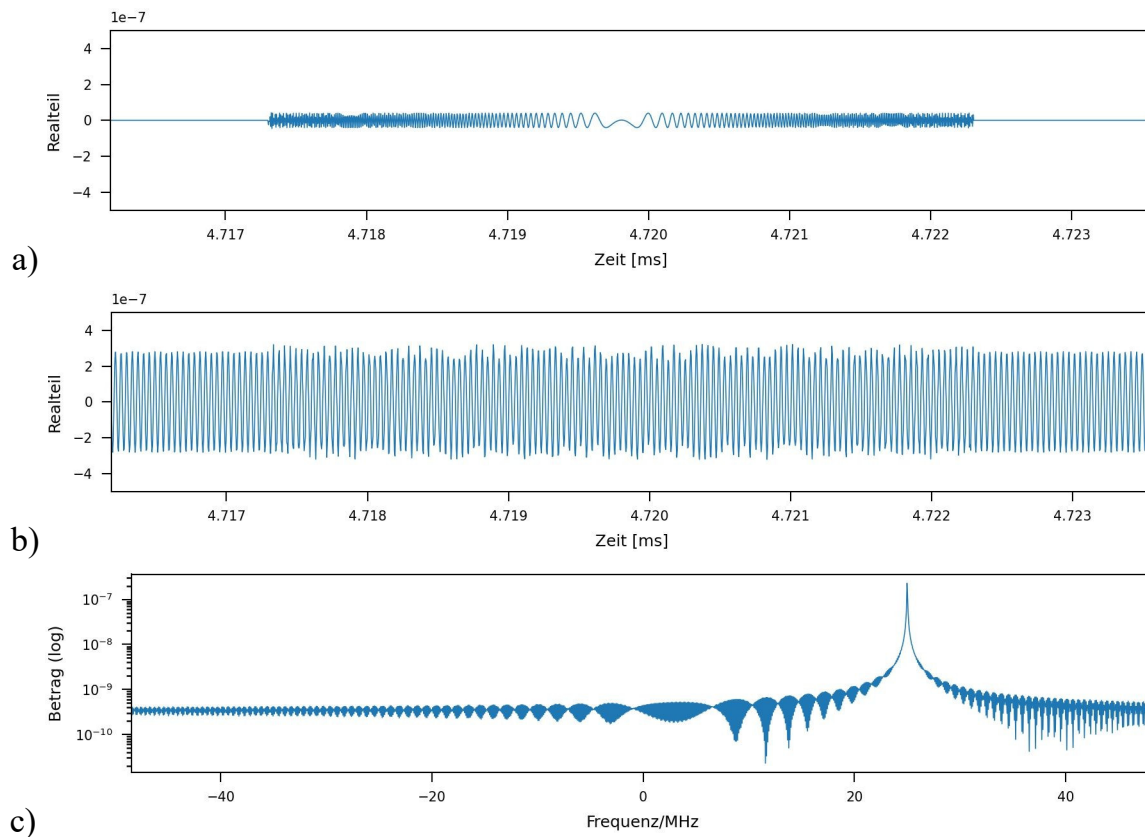


Abbildung 26: Ausschnitt eines Rohdatenprofils im Basisband (Realteil) für ein Punktziel in Entfernungsrichtung a) ideal, b) mit monofrequenter Störer bei 25 MHz im Basisband, c) zugehöriges Spektrum des gestörten Empfangssignals

Weil ein monofrequenter Störer nur einen Einfluss auf eine einzelne Frequenz des breitbandigen Nutzsignals hat, ist der Einfluss des Störsignals auf das resultierende SAR-Bild zunächst recht gering. Daher ist für einen nennenswerten Effekt eine im Vergleich zum Nutzsignal hohe Sendeleistung notwendig. Genaue Untersuchungen zu den Auswirkungen des monofrequenten Störers finden in Kapitel 5.3.1 statt.

3.1.2 Breitband-Rausch-Störer

Da ein Radar-Nutzsignal eine Bandbreite besitzt, kann es zweckmäßig sein, einen größeren Frequenzbereich zu stören. Ein Breitband-Rausch-Störer sendet ein Rauschsignal einer festgelegten Bandbreite B_{noise} und einer Sendeleistung $P_{TX,noise}$ in einem definierten Frequenzbereich aus und versucht so, das Nutzsignal auf einem größeren Frequenzbereich zu überdecken und die Aufnahme somit unbrauchbar zu machen.

Die Amplitude und Phasendrehung des Rauschsignals für den n -ten Radarpuls wird für das am Sensor empfangene Rauschsignal wiederum mittels der Übertragungsgleichung ermittelt:

$$S_{jam_noise,Rx,BB,n} = S_{Noise}(f_{0,noise}, B_{noise}) \cdot \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_{TX,noise} \cdot G_{Tx,noise,n} \cdot G_{Rx,n} \cdot \lambda_{noise}^2}{(4\pi)^2 R_{Jammer,n}^2}} \cdot e^{j\left[\frac{-2\pi \cdot f_0 \cdot R_{jammer,n}}{c_0}\right]} \quad (65)$$

Der Wurzelausdruck gibt hierbei die Empfangsleistung $P_{Rx,Noise}$ an. Als Wellenlänge λ_{noise} des Rauschsignals wird hierbei die mittlere Wellenlänge des Frequenzbereichs des Rauschens angenommen. Das Rauschsignal kann durch seine Mittenfrequenz f_{noise} sowie dessen Bandbreite B_{noise} näher charakterisiert werden. Dieses Rauschsignal überlagert dann das Nutzsignal im Empfänger (Abbildung 27). Im Spektrum wird die Bandbreite des Störsignals deutlich.

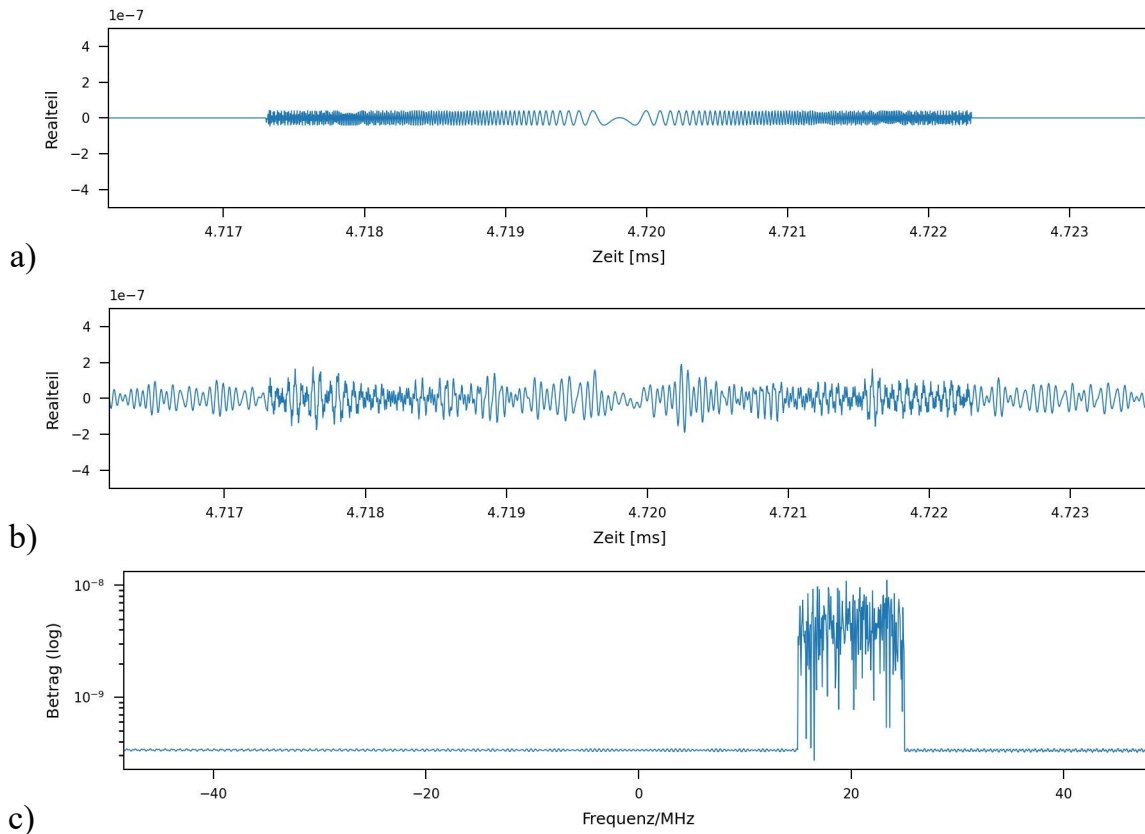


Abbildung 27: Ausschnitt eines Rohdatenprofils im Basisband (Realteil) für ein Punktziel in Entfernungsrichtung: a) ideal, b) gestört mit Rausch-Störer, c) zugehöriges Spektrum des gestörten Signals

Der Störsender beeinflusst das Signal-zu-Rausch-Verhältnis in den Rohdaten und nach der Prozessierung schließlich auch im Radar-Bild. Um das Bild letztendlich unbrauchbar zu machen, muss folglich das Rauschen im Bild hoch genug sein, um die Punktzielantworten im Bild zu überdecken. Während beim Empfang am Sensor Nutzsignal und Rauschsignal durch den Antennengewinn $G_{Rx,n}$ im selben Maße verstärkt

werden, spielt der Antennengewinn der Sendeantenne des Sensors $G_{Tx,n}$ eine maßgebliche Rolle bei der Wirksamkeit des Störers. Der Antennengewinn der Sendeantenne hebt die Leistungsdichte des Nutzsignals gegenüber dem Rauschsignal maßgeblich an, was eine entsprechend größere Sendeleistung $P_{Tx,noise}$ des Störsenders beziehungsweise einen entsprechenden Gewinn der Sendeantenne des Störers $G_{Tx,noise}$ erfordert. Durch die mittelnde Wirkung der Prozessierung verringert sich das Rauschen im Bild verglichen mit dem Rauschen in den Rohdaten deutlich in direkter Abhängigkeit der Zahl der verwendeten Radarpulse. Simulationen über die Auswirkungen eines solchen Störsenders folgen in Kapitel 5.3.2.

Ein breitbandiger Rausch-Störer ist sehr einfach realisierbar. Es ist lediglich die Erzeugung eines Rauschsignals entsprechender Leistung notwendig, das mit einer geeigneten Antenne in Richtung des Sensors gesendet wird. Für den Fall, dass der Sender permanent aktiv ist, kann er in beliebig im Umfeld der zu störenden Szene platziert werden. Durch den Dauerbetrieb ist gewährleistet, dass während des Empfangs am Sender das Störsignal das Nutzsignal immer überlagert, solange der Störsender sich innerhalb des Antennenfootprints befindet und in Richtung des Sensors ausgerichtet ist.

3.2 Störung durch Signalform

Eine zweite grundlegende Möglichkeit eine SAR-Aufnahme zu stören ist, die Prozessierung zu beeinflussen. Das einfache Rauschsignal des Rausch-Störers kann hierfür durch ein moduliertes Signal ersetzt werden. Um eine Wirkung zu erzielen, sollte das Signal dem Radarsignal ähnlich sein. Im Gegensatz zum Rauschsignal besitzt ein solches Signal mit sich selbst und mit dem Nutzsignal eine bessere Korrelation und wird bei der Prozessierung somit weniger reduziert. Die Ähnlichkeit des Störsignals zum Nutzsignals bezieht sich bei den üblicherweise verwendeten, klassischen Chirpsignalen auf Parameter wie Chirprate und Bandbreite bzw. Chirpdauer. Diese Art Störer hat zum Ziel, das Ergebnis der Korrelation (Prozessierung in Entfernungsrichtung) zu stören und das Nutzsignal nach dem Korrelationsprozess zu überdecken.

Hierbei werden zwei Fälle betrachtet. Zum einen ist ein inkohärenter Chirpstörer denkbar, der Signale mit vorgegeben Parametern wie Frequenz, Bandbreite, Leistung und Pulswiederholfrequenz unabhängig vom eigentlichen Nutzsignal sendet. Des Weiteren ist ein kohärenter Chirpstörer denkbar, der das Nutzsignal aufnimmt und dieses Signal wiederholt zum Sensor zurücksendet. Diese beiden Typen von Störern werden im Folgenden genauer betrachtet.

3.2.1 Inkohärenter Chirpstörer

Ein inkohärenter Chirpstörer verwendet zur Störung ein Chirpsignal, das dem Nutzsignal ähnlich ist. Es wird während der Aufnahme mit einer konstanten Pulswiederholfrequenz ausgesendet. Diese Wiederholfrequenz muss so gewählt werden, dass ein Empfangsfenster des Sensors geöffnet ist, wenn das Störsignal am Sensor eintrifft. Ähnlich dem Nutzsignal definiert sich das Störsignal als

$$s_{jam_chirp,Rx,BB,n}(t) = \sqrt{P_{Tx,jam}} \frac{1}{2} \cdot e^{j\left[\pi\left(k\left(t - \frac{R_{jammer,n}}{c_0}\right) + 2f_{start}\right)\left(t - \frac{R_{jammer,n}}{c_0}\right)\right]} \cdot e^{j\left[\frac{-2\pi f_0 R_{jammer,n}}{c_0}\right]}, \quad (66)$$

wobei $P_{Tx,jam}$ hier die Sendeleistung des Störsenders und $R_{jammer,n}$ den Abstand des Störsenders zur Sensorposition n definiert. Chirpdauer, die Bandbreite bzw. die Chirprate sollten dem Nutzsignal ähnlich sein, um eine Wirkung zu erreichen.

Beim Empfang im Sensor überlagert das Störsignal dann das Nutzsignal. Je nach zeitlichem Ablauf fallen die Störpulse ganz oder teilweise in das Empfangsfenster (Abbildung 28), was zu unterschiedlichen Einflüssen auf das entfernungsprozessierte Signal führt.

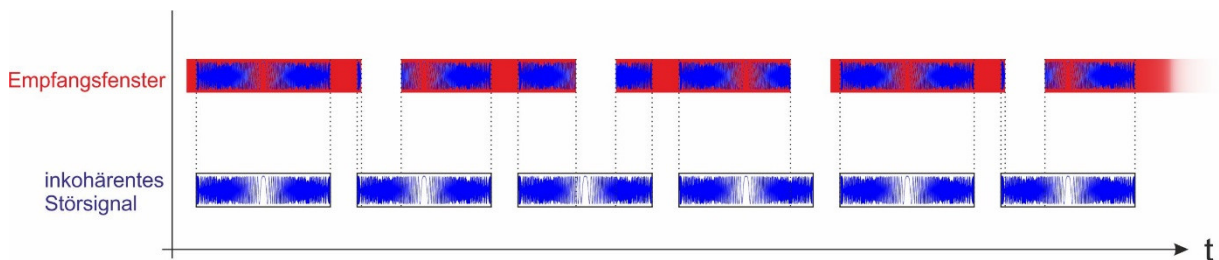


Abbildung 28: Zeitlicher Ablauf eines inkohärenten Chirpstörers

3.2.2 Kohärenter Chirpstörer

Im Gegensatz zum inkohärenten Chirpstörer, dessen Störsignal weitgehend unabhängig vom konkreten Nutzsignal eingestellt wird, empfängt der kohärente Chirpstörer das aktuelle Nutz-Chirpsignal und sendet es wieder aus. Grundsätzlich funktioniert diese Art Störer auch mit Nutzsignalen, die nicht linear frequenzmoduliert sind.

Das Wiederaussenden kann in Sendeleistung, Anzahl der Wiederholungen und Frequenz der Wiederholungen variiert werden. Ein Beispiel für einen entsprechenden zeitlichen Ablauf ist in Abbildung 29 gezeigt. Hierdurch können sich mehrere wiederholte Pulse des Störers im Empfänger überlagern.

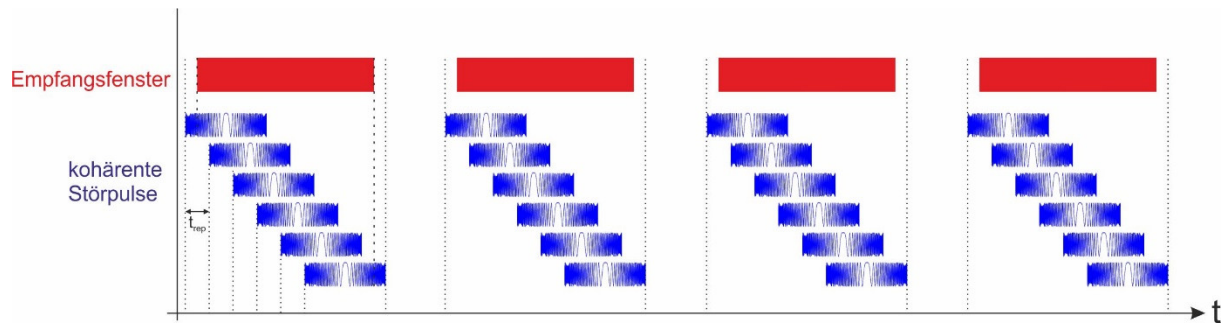


Abbildung 29: Zeitlicher Ablauf eines kohärenten Störers

Da das Störsignal in der Form hier exakt dem Nutzsignal entspricht, führt das dazu, dass das Störsignal bei der Entfernungprozessierung nicht mehr vom echten Nutzsignal zu unterscheiden ist. Weil aber Zeitverschiebung und Phase nicht den Parametern eines Punktziels entsprechen, führt die Azimutprozessierung zu einem defokussierten Störeffekt.

3.3 Kombination aus Sendeleistung und Signalform: Intelligenter Störer

Wird das Störsignal nicht nur wie beim kohärenten Störer (Abschnitt 3.2.2) zurückgesendet, sondern in Sendeleistung, Signalform und Timing genau auf das Nutzsignal abgestimmt, ist eine andere Art von Störung möglich. Unter Kenntnis der Aufnahmegeometrie ist es möglich, das Nutzsignal zu fälschen und auf diese Weise Zielantworten dem Nutzsignal hinzuzufügen. So lassen sich vermeintliche Ziele in das Radarbild einblenden (konstruktiver Störer), die nicht vorhanden sind, oder, bei sehr genauer Kenntnis der notwendigen Parameter, sogar vorhandene Ziele durch Überlagerung auslöschen (destruktiver Störer). Auch Mischformen aus konstruktiver und destruktiver Funktionsweise sind möglich. Dem Störsender muss seine eigene Position und die Position des Sensors bekannt sein, um das Störsignal mit ausreichender Genauigkeit berechnen zu können. In der Regel ist der Sensor hier nicht kooperativ. Deshalb lässt sich die Bahn des Sensors entweder aus öffentlich zugänglichen Bahndaten [Spa23] oder theoretisch mittels mehrfacher Empfänger und zusätzlichen technischen Aufwands mit Hilfe der Triangulation ermitteln [Poi78].

3.3.1 Konstruktiver Störer

Der Störsender muss Signale aussenden, die denen realer Ziele entsprechen, um Falschziele in die Szene einzublenden. Hierzu empfängt der Störsender das Signal des Radarsensors und passt Amplitude, Phase und Zeitverzögerung an und sendet das Signal wieder zum Sensor zurück. Der konstruktive Störer muss die Signalparameter derart anpassen, dass nach der Prozessierung das Falschziel im Bild erscheint. Auf diese Weise

ist das Störsignal idealerweise nicht von einem reflektierten Nutzsignal zu unterscheiden und wird folglich identisch prozessiert.

Das Signal des Störsenders setzt sich aus mehreren Faktoren zusammen. Der Störsender empfängt zunächst das Signal, das im Abstand $R_{Jammer,n}$ vom Sensor die Szene erreicht. Zusammen mit dem Rückstreuquerschnitt des Stör-Ziels und der Differenz des Abstandes des Störsenders und des Stör-Ziels vom Sensor ΔR_{np} ergibt sich für die Sendeleistung des Störsenders für ein Stör-Ziel p für den Puls n :

$$P_{Jammer_const,np} = \frac{P_{Tx,n} \cdot G_{Tx,n} \cdot \lambda}{4\pi \cdot (R_{Jammer,n} + \Delta R_{np})^2} \cdot \sigma_p \quad (67)$$

Diese Sendeleistung wird durch den Antennengewinn der Antenne des Störsenders $G_{Tx,Jammer,n}$ verstärkt. Um die Leistungsdichte am Radarsensor entsprechend der resultierenden Leistungsdichte der realen Ziele anzupassen, muss die Sendeleistung des Störers $P_{Jammer_const,np}$ entsprechend des Gewinns reduziert werden. Die Empfangsleistung des Radarsensors $P_{Rx,np}$ ergibt sich dann zu

$$P_{Rx,np} = \frac{P_{Jammer_const,np} / G_{Tx,Jammer,n} \cdot G_{Tx,Jammer,n} \cdot G_{Rx,n} \cdot \lambda_0}{(4\pi)^2 \cdot (R_{Jammer,n})^2} \quad (68)$$

Die Phasendrehung wird durch zwei Terme definiert: Zum einen durch die Phasendrehung durch die Entfernung zwischen Sensor und Störsender $\Delta\varphi_{Distance,n}$ und zum anderen durch die Phasendrehung, die sich aus dem Abstand zwischen Störsender und Stör-Ziel ergibt $\Delta\varphi_{Jammer,np}$:

$$\Delta\varphi_{np} = \Delta\varphi_{Distance,n} + \Delta\varphi_{Jammer,np} = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot 2R_{Jammer,n}}{c_0} + \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot 2\Delta R_{np}}{c_0} \quad (69)$$

Diese zweite Phasendrehung muss der Störsender bei der Generierung des Signals erzeugen. Als dritter Faktor ergibt sich noch eine Zeitverzögerung, die sich analog zur Phasenverschiebung aus den Anteilen der Entfernung vom Sensor zum Störsender $\Delta t_{Distance,n}$ und der Entfernung des Störsenders zum vermeintlichen Ziel $\Delta t_{Jammer,np}$ zusammensetzt. Das am Sensor empfangene Signal für ein Stör-Ziel p bei Puls n ist somit

$$s_{Rx,BB,np}(t) = \sqrt{P_{Rx,np}} \cdot e^{-j\Delta\varphi_{Distance,n}} \cdot e^{-j\Delta\varphi_{Jammer,np}} \cdot s_{Puls,np}(t - \Delta t_{Distance,n} - \Delta t_{Jammer,np}) \quad (70)$$

3.3.2 Destruktiver Störer

Analog zum konstruktiven Störer, können theoretisch vorhandene Ziele in der Szene auch ausgelöscht werden. Hierzu wird dem Signal zusätzlich eine Phasendrehung um

180° hinzugefügt, damit der Störer destruktiv überlagern kann. Hierbei wird durch das phaseninvertierte Störsignal ein von einem realen Ziel stammendes Signal ausgelöscht. Amplitude und Phase des Störsignals müssen der jeweiligen Amplitude und Phase des auszulöschenden Punktziels entsprechen. Hierfür ist Voraussetzung, dass das Reflexionsverhalten bzw. der Rückstreuquerschnitt des auszulöschenden Ziels entsprechend der Richtung des zu störenden Sensors dem Störer bekannt ist. Das Empfangssignal am Sensor ergibt sich analog zu Gleichung (70) als

$$s_{Rx, BB, np}(t) = \sqrt{P_{Rx, np}} \cdot 0,25 \cdot e^{-j\Delta\varphi_{Distance, n}} \cdot e^{-j\Delta\varphi_{Jammer, np}} \cdot s_{Puls, np}(t - \Delta t_{Distance, n} - \Delta t_{Jammer, np}) \cdot e^{-j\pi}. \quad (71)$$

Soll ein Ziel nicht komplett ausgelöscht, sondern nur reduziert werden, ist ebenso eine genaue Kenntnis des Rückstreuquerschnitts des zu reduzierenden Ziels erforderlich. Aufgrund des quadratischen Zusammenhangs zwischen Amplitude des Radarsignals und Rückstreuquerschnitt ist eine direkte Reduktion eines Punktziels mit dem Rückstreuquerschnitt σ_{nm} um einen vorgegebenen Wert $\sigma_{red, np}$ ohne vorherige Kenntnis der Rückstreuereigenschaften des Punktziels nicht möglich. Stattdessen muss der zu reduzierende Rückstreuquerschnitt $\sigma_{dest, np}$ in einen äquivalenten Rückstreuquerschnitt $\sigma_{dest_eq, np}$ umgerechnet werden, um ihn mit den gleichen mathematischen Ausdrücken verwenden zu können, die beim konstruktiven Störer auch zum Einsatz kommen. Dieser äquivalente Rückstreuquerschnitt lässt sich über die Amplitude des zur Reduktion notwendigen Signals ermitteln. Es gilt:

$$\sigma_{dest_eq, np} = \left(\sqrt{\sigma_{nm}} - \sqrt{\sigma_{nm} - \sigma_{red, np}} \right)^2 \quad (72)$$

Grundsätzlich lässt sich damit aus Gleichung (67) die Sendeleistung des destruktiven Störers ableiten zu

$$P_{Jammer_dest, np} = \frac{P_{Tx, n} \cdot G_{Tx, n} \cdot \lambda_0}{4\pi \cdot (R_{Jammer, n} + \Delta R_{np})^2} \cdot \sigma_{dest_eq, np}. \quad (73)$$

Ein reduziertes Ziel kann jedoch auch mit Hilfe einer kompletten Auslöschung und eines neu erzeugten Falschziels erreicht werden.

3.3.3 Mischformen

Durch ein mehrfaches Zurücksenden jeweils angepasster Signale, lassen sich in der Theorie beliebige Ziele einblenden und auslöschen. Dies kann unter optimalen Bedingungen kombiniert zur Erzeugung falscher Szenarien erweitert werden. Komplexere Objekte, die aus einer Vielzahl an Punktstreuern bestehen, erfordern

Signaturdatenbanken, die die Rückstreueigenschaften aus sämtlichen Beobachtungsrichtungen beinhalten. Der Aufwand für eine solche Störung ist daher als extrem hoch einzuschätzen.

3.4 Klassifikationsmethode

Die vorhergehend genannten Störer lassen sich in ein Schema einordnen. Übergeordnet steht die Unterscheidung nach der Störmethode. Es ergeben sich zunächst zwei grundlegende Klassen von Störern: Störung über die Leistung oder Störung über die Signalform. In diesen Klassen wiederum kann weiter differenziert werden. Die Störung durch Sendeleistung lässt sich aufteilen in monofrequente und breitbandige Störer. Die Störung durch Signalform lässt sich weiter aufteilen nach inkohärenten und kohärenten Störern, also abhängig davon, ob der Störer das Radarsignal selbst zur Störung nutzt oder nicht. Neben den beiden genannten Klassen wird eine dritte Klasse definiert, die die intelligente Störung mit Aspekten der beiden anderen Klassen beinhaltet. Das Klassifikationsschema ist in Abbildung 30 dargestellt.



Abbildung 30: Klassifikationsschema für Störer

Je weiter rechts im Schema eine Klasse angeordnet ist, desto höher ist der technische Aufwand, der für die jeweilige Störung notwendig ist. Für einen Störer, der nur durch seine Sendeleistung ein Radarsystem stört, sind nur einfache technische Fähigkeiten notwendig. In diesem Bereich sind in der Regel auch unbeabsichtigte Störungen anzusiedeln. Störungen durch Signalform erfordern weitergehende Einrichtungen wie passende Signalgeneratoren sowie Kenntnisse über Radarsysteme. Der kohärente Störer erfordert eine komplette Transpondereinheit, die das Radarsignal empfängt und wieder aussendet. Wird diese Transpondereinheit mit mehr Rechenleistung und Vorwissen ausgestattet, kann in der Theorie schließlich der intelligente Störer realisiert werden.

4 Maßnahmen zur Reduktion von Störeinflüssen

Die gezeigten Störer haben das Potential, eine Aufnahme des SAR-Sensors bis hin zur Unbrauchbarkeit zu stören. Daher sind Gegenmaßnahmen, um Einflüsse zu reduzieren oder sogar zu verhindern, von hohem Interesse.

4.1 Scan-On-Receive

Ein Störsender kann eine Aufnahme nur solange stören, wie das Störsignal am Empfänger ausreichend stark empfangen wird. Im Normalfall ist der Störsender in der Nähe der zu schützenden Objekte platziert. Daher soll untersucht werden, ob mittels Techniken der elektronischen Strahlschwenkung der Empfang des Störsignals während der Aufnahme reduziert werden kann.

Bei der elektronischen Strahlschwenkung wird die Antennenkeule während des Sendens oder Empfangens verändert. Dies geschieht in der Regel mittels komplexer, großflächiger Antennen, bei denen einzelne Elemente, sogenannte T/R-Module (Transmit/Receive), in Betrag und Phase einzeln angesteuert werden können. [Gra05] Aus der Überlagerung der einzelnen Beiträge ergibt sich die resultierende Antennenkeule der Gesamtantenne. Eine Spezialform der elektronischen Strahlschwenkung ist der Modus „Scan-On-Receive“ [Sue01][Bor09]. Hierbei werden zum Senden und Empfangen unterschiedliche Konfigurationen einer elektronisch schwenkbaren Antenne verwendet. Die Antenne beleuchtet im Sendemodus, bei dem das Antennendiagramm konstant bleibt, die gesamte Szene. Die Antennenkeule des Empfangsmodus der Antenne wird während des Empfangs eines Pulses in Elevation geschwenkt, so dass sie dem Nutzsignal „nachfolgt“. Der Neigungswinkel der Antenne in Elevation α berechnet sich aus der Geometrie (Abbildung 31) in Abhängigkeit der Zeit des Empfangsfensters t_{rw} :

$$\alpha(t_{rw}) = \sin^{-1} \left(\frac{h}{c_0 \cdot \frac{t_{rw}}{2}} \right) \quad (74)$$

Ziel ist es zu untersuchen, ob durch die Strahlschwenkung der Einfluss des Störsenders minimiert werden kann. Der Ort des Störsenders soll während eines Großteils des Empfangsfensters außerhalb der Antennenkeule liegen. Der Gewinn beim Empfang des Störsignals soll entsprechend geringer sein als der Gewinn beim Empfang des Nutzsignals.

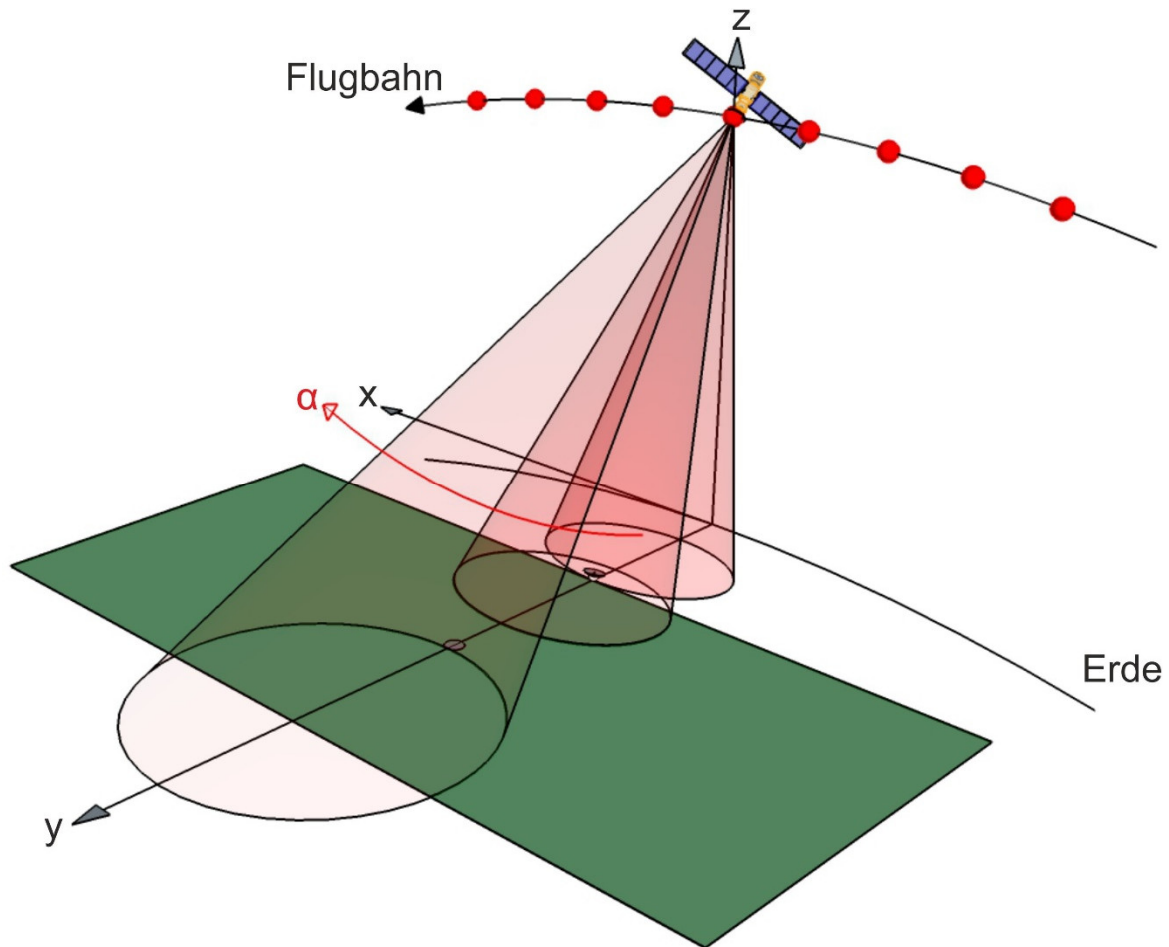


Abbildung 31: Schwenk der Antennenkeule während des Empfangs eines einzelnen Radarpulses - Scan-On-Receive

Durch den Schwenk des Antennendiagramms während des Empfangs verändert sich aus Richtung eines Punktziels der Antennengewinn des Sensors während des Empfangs der Antwort des Punktziels. Dabei besteht die Möglichkeit, dass bei einem zu engen Antennendiagramm effektiv über die Dauer des Chirpsignals Bandbreite verloren geht. Daraus würde eine Verschlechterung der Auflösung in Entfernungsrichtung resultieren. Die Untersuchung der Effektivität erfolgt in Kapitel 5.4.1.

4.2 Rauschsignale

Die Verwendung von Rauschsignalen anstelle von Chirpsignalen ist theoretisch eine weitere Möglichkeit, Signale von Störsendern zu unterdrücken. Rauschsignale haben die Eigenschaft, dass sie in der Theorie nur mit sich selbst korrelieren. Dies könnte im Rahmen der Prozessierung in Azimutrichtung Vorteile bringen. Abbildung 32 zeigt die Kreuzkorrelationen eines gleichverteilten, komplexwertigen und bandbegrenzten Rauschsignals mit unterschiedlichen Signalen. Wird das Rauschsignal mit sich selbst korreliert, ist klar das herausragende Maximum erkennbar. Wird das Signal dagegen mit einem anderen Rauschsignal korreliert ist zu erkennen, dass die Korrelation nur sehr

gering ist. Auch bei Korrelation des Rauschsignals mit einem Chirpsignal ist die Korrelation gering. Es zeigt sich kein erkennbares Maximum.

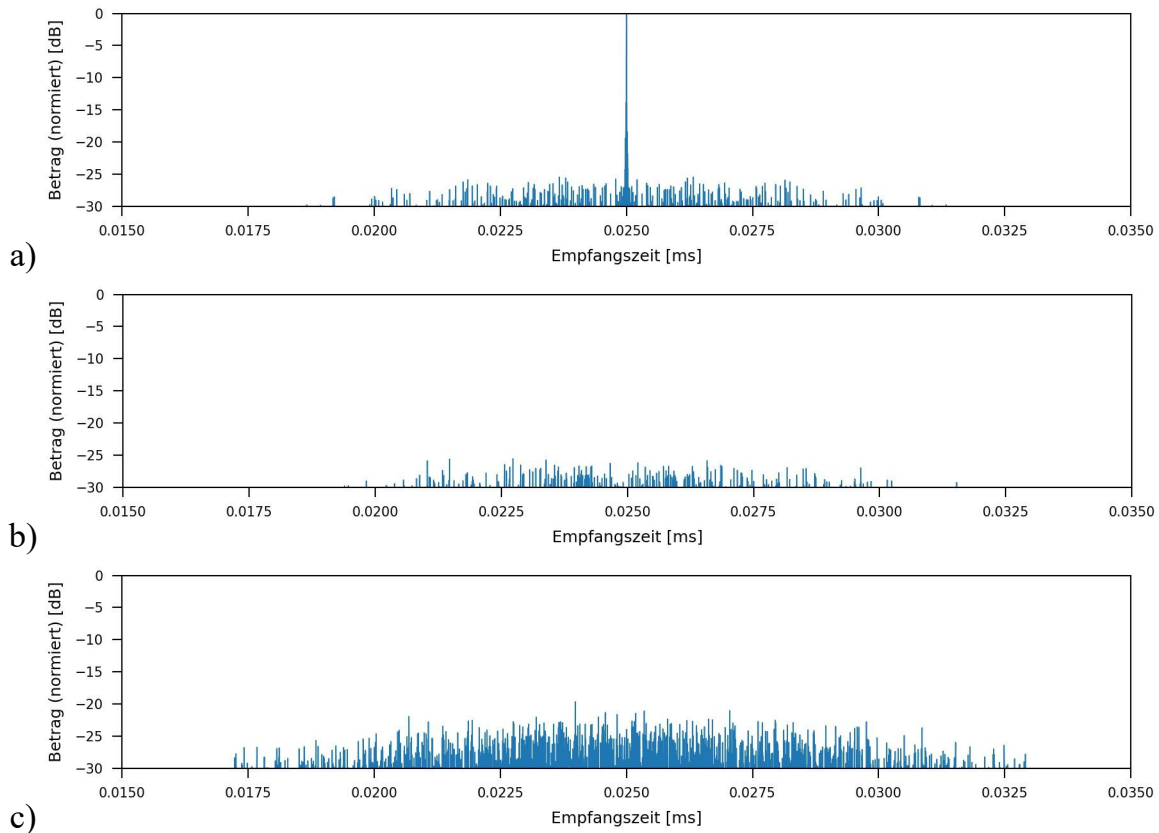


Abbildung 32: Korrelationen eines Rauschsignals a) mit sich selbst, b) mit einem anderen Rauschsignal, c) mit einem Chirpsignal

4.3 Bistatik

In einer bistatischen Aufnahmegeometrie, wie in Abbildung 33 gezeigt, wird ein zweiter Sensor verwendet, der das Signal des ersten Sensors zusätzlich an einem anderen Ort empfängt. Durch die räumliche Trennung entstehen ein Wegunterschied aus der Differenz von R_1 und R_2 bzw. $R_{1_stör}$ und $R_{2_stör}$ und somit ein Unterschied in Zeit und Phase des Signals im Vergleich zum Empfang an der ersten Plattform sowie eine Abweichung der Empfangsleistung an der zweiten Plattform. In Abhängigkeit der konkreten Flugbahn der beiden Plattformen verändern sich diese Unterschiede über die Dauer der Aufnahme.

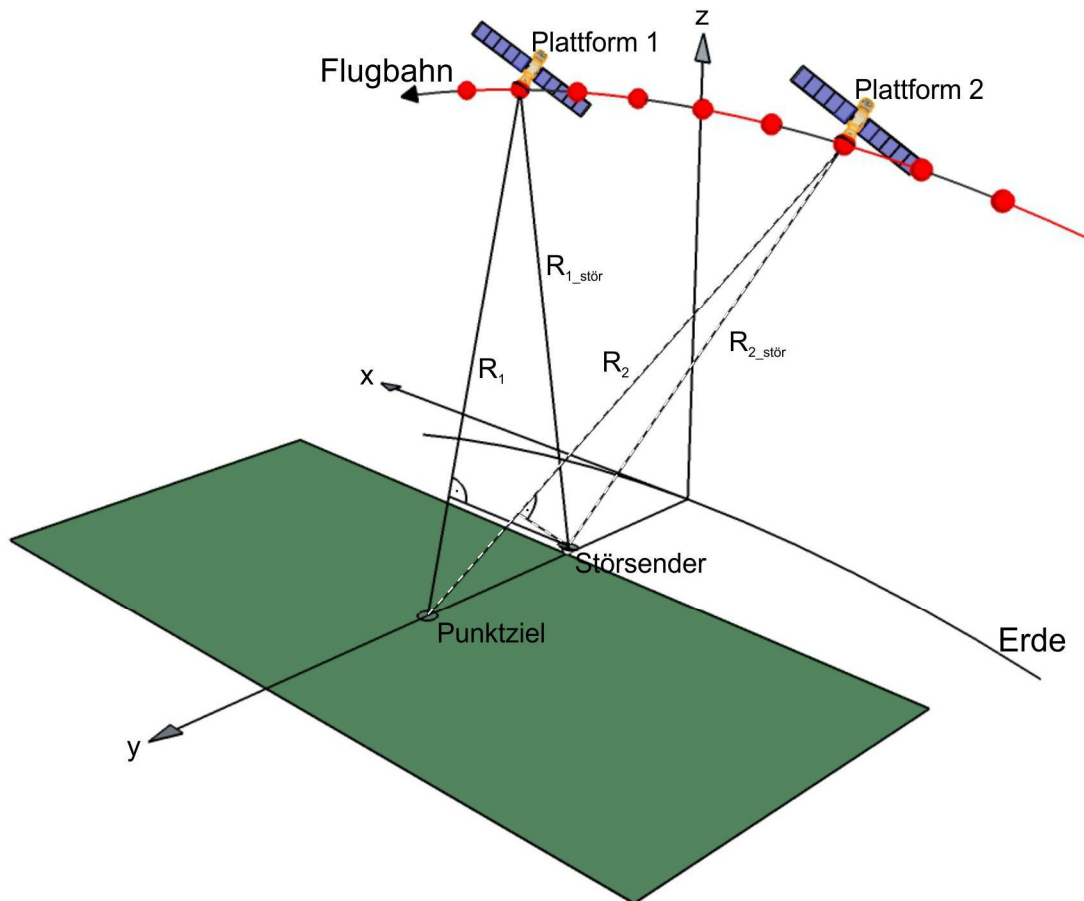


Abbildung 33: Geometrie einer bistatischen Aufnahme

Der intelligente Störer (Abschnitt 0) ist auf bekannte Positionen von Sender und Empfänger angewiesen. Daher kann ein bistatisches System möglicherweise hiergegen eingesetzt werden. Die Idee beruht darauf, dass der Störsender die Position eines rein passiven Empfängers nicht kennt und dass er sein Signal in Phase, zeitlicher Koordination und Leistung nur an die Position eines Empfängers anpassen kann. Hierdurch wird an einem der beiden Empfänger immer ein Störsignal empfangen, dessen Phase und Timing und Leistung nicht zu der Geometrie passen, die der Störsender zur Berechnung seiner Parameter verwendet. Dies führt bei der Prozessierung zu einer nicht mehr optimalen kohärenten Addition der Werte aus den Entfernungprofilen.

4.4 Polarisation

Ziel der genaueren Betrachtung der Polarisation ist es zu untersuchen, ob Auswirkungen eines Störsignals mit einer festgelegten Polarisation, durch eine Veränderung der Polarisation des Radarsignals unterdrückt werden kann.

„Allgemein ist Polarisation die Eigenschaft einer monofrequenten, elektromagnetischen Welle, die den Betrag und die Richtung des elektrischen Feldvektors als Funktion des

Ortes und der Zeit beschreibt. Anschaulich ausgedrückt: Die Polarisation einer Welle beschreibt den räumlichen und zeitlichen Verlauf der Spitze des elektrischen Feldvektors.“ [Wie07]

Dieser Verlauf kann allgemein, wie in [Kla00][Wie07][Küh64] beschrieben, mit Hilfe der Polarisationsellipse (Abbildung 34) dargestellt werden. Hier wird der Verlauf des Maximalwertes Feldstärkevektors \vec{E} in einer Ebene senkrecht entgegen der Ausbreitungsrichtung der Welle dargestellt. Die Winkel ζ und ξ charakterisieren die Ellipse und somit die Polarisation der Welle.

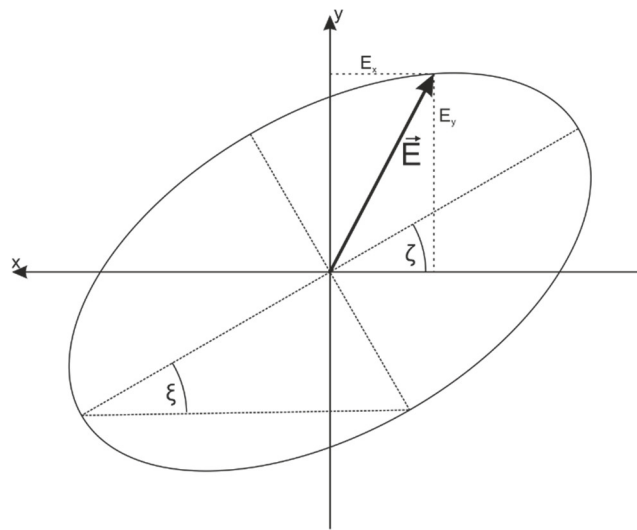


Abbildung 34: Polarisationsellipse

Der Feldstärkevektor lässt sich immer in die Komponenten E_x und E_y zerlegen, wie in Abbildung 35 gezeigt. Schwingt der elektrische Feldvektor \vec{E} konstant in eine Richtung wird dieser Fall als lineare Polarisation bezeichnet. Rotiert der Feldstärkevektor, handelt es sich um elliptische Polarisation mit dem Sonderfall der zirkularen Polarisation bei konstanter Länge des Feldstärkevektors.

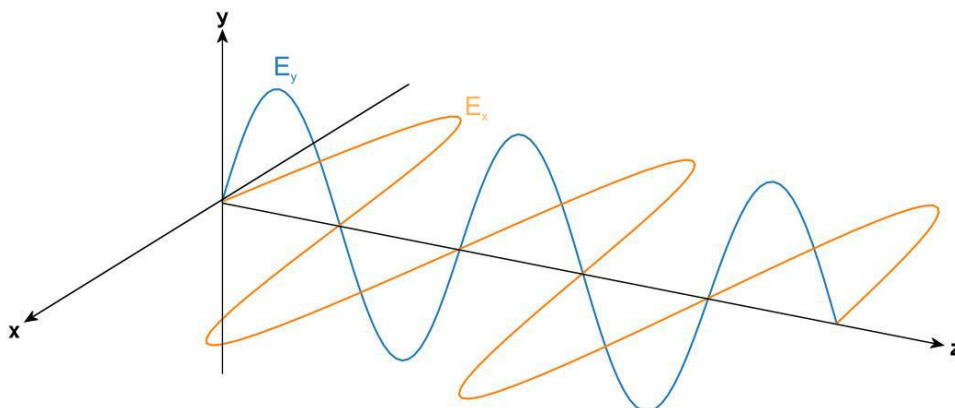


Abbildung 35: Richtungsanteile E_x und E_y einer linear polarisierten Welle mit Ausbreitungsrichtung z

Die Polarisation der Welle hängt von der Sendeantenne ab. Die Polarisation der Welle und die Polarisationsrichtung der Empfangsantenne müssen für einen optimalen Empfang bestmöglich aufeinander abgestimmt sein. In einem Radarsystem ist das normalerweise der Fall. Wird die Antenne eines linear polarisierten Systems im Verhältnis zur empfangenen, linear polarisierten Welle gedreht, so sinkt die Empfangsleistung, weil der dann senkrecht zur Antenne ausgerichtete Anteil der Welle nicht mehr empfangen wird. Mit dem Winkel ζ fällt die empfangene Leistung P_{RX} theoretisch gemäß

$$P_{RX} = P_{Welle} \cdot \cos^2 \zeta \quad (75)$$

ab. Theoretisch sinkt die Empfangsleistung im orthogonalen Fall auf null. Speziell beim Radar wird die Polarisationsrichtung im Fall einer linear polarisierten Welle in Abhängigkeit der Bezugsebene als horizontale (h) beziehungsweise orthogonal dazu als vertikale (v) Polarisation bezeichnet. Eine weitere Orthogonalität besteht für den zirkular polarisierten Fall zwischen linksdrehender und rechtsdrehender Polarisation.

Die Polarisation eines Störsignals ist unabhängig von der Polarisation des Radarsignals. Daher ist es möglich, die Polarisation des Radarsignals anders zu wählen, als die des Störsignals. Der Sensor muss hierfür die technischen Voraussetzungen aufweisen. In diesem Fall kann eine signifikante Dämpfung des Störsignals schon beim Empfang möglich sein. Aufgrund der komplexen Geometrie einer SAR-Aufnahme kann der Fall eintreten, dass sich die Polarisation des Sensors gegenüber der Polarisation des Störsenders leicht verändert. Ebenso führen technische Faktoren wie Übersprechen in der Praxis zu nicht optimaler Dämpfung. Ein Störer lässt sich deshalb auch im orthogonal polarisierten Fall nie vollständig eliminieren.

Alle Polarisationen lassen sich in einen Anteil in x- und in y-Richtung aufteilen. Verwendet ein Störer eine Polarisation, die ebenfalls beide Richtungsanteile verwendet, lässt sich der Störer auch theoretisch nicht mehr ausblenden. Der Einfluss des Störers hängt dann von den jeweils wirksamen Anteilen am Empfänger ab. Beispiel wäre ein Störsender mit einer linearen Polarisation, die gegenüber dem Sensor um 45° gedreht ist. Hierbei sind die Faktoren in x- und y-Richtung gleich groß. In der Theorie nach Gleichung 75 ließe sich Leistung dieser Störer dann maximal auf ein Viertel bzw. um 6 dB reduzieren.

5 Simulationen ausgewählter Störer und Gegenmaßnahmen

Die in den vorhergehenden Abschnitten betrachteten Aspekte sollen im Rahmen dieser Arbeit genauer untersucht werden. Dies geschieht simulativ, weil die Störungen analytisch nicht geschlossen darstellbar sind. Dies soll ermöglichen, die Wirkung der Störer und der ausgewählten Gegenmaßnahmen besser verstehen zu können. Zu diesem Zweck wurde ein Simulationswerkzeug entwickelt, das die zu Beginn dieser Arbeit erläuterte Theorie (Kapitel 2) umsetzt.

5.1 Simulationsumgebung TimeDAT

Das für diese Arbeit entwickelte Softwarewerkzeug TimeDAT (Time-Domain Analysis Tool) soll dazu dienen, Auswirkungen von Veränderungen in Rohdaten auf die Bildqualität eines SAR-Bildes zu untersuchen [Chi14].

Aktuelle, hochoptimierte Simulatoren und Prozessoren sind im Normalfall auf möglichst rechenzeitsparende Verarbeitung ausgelegt. Dies erfordert ideale Datensätze, in allen Richtungen optimal abgetastet sind, weil hierbei sehr häufig im Frequenzbereich gearbeitet wird. Nicht optimale Daten müssten deshalb vor der herkömmlichen Prozessierung korrigiert werden. Während eine nicht optimale Flugbahn verhältnismäßig einfach korrigiert werden kann, müssen im Falle eines Fehlens von Abtastdaten diese fehlenden oder fehlerhaften Daten vor der Weiterverarbeitung korrigiert beziehungsweise interpoliert werden. Die Korrektur oder Interpolation sind oft mit Fehlern verbunden. TimeDAT arbeitet im Zeitbereich (Time-Domain), um nicht an optimale Daten und Abtastungen gebunden zu sein, und um jederzeit Zugriff auf die aktuellen Daten zu haben oder sie zu ändern [Chi14]. Die entsprechenden Grundlagen sind im Kapitel 2.2 näher ausgeführt.

TimeDAT ist modular aufgebaut und verkettet in seiner Grundkonfiguration die Funktionsblöcke Rohdatengenerierung, Prozessierung und Bildauswertung. Je nach Schwerpunkt der Untersuchungen gibt es die Möglichkeit, optionale Module wie z. B. den Einfluss eines Störsenders oder eine adaptierte Signalverarbeitung zu ergänzen. In den für diese Arbeit entwickelten Modulen für Störsender werden, wie in den Kapiteln 2.2.3 und 3 die Rohdaten der Störsignale generiert und in die ungestörten Rohdaten eingefügt.

Das Werkzeug ist in Python geschrieben. Aufgrund der zu erwartenden großen Datenmengen wurde eine parallele Verarbeitung vorgesehen. Hierfür wird die synthetische Apertur in Abschnitte (Subaperturen) aufgeteilt, die über alle Module

hinweg jeweils gleichzeitig und unabhängig voneinander bearbeitet werden können. Am Ende entsteht für jede Subapertur ein Bild der vollen Bildgröße, welches jeweils nur den zu Subapertur gehörenden Teil der Information enthält. Diese Bilder werden komplex zum fertigen Bild aufaddiert. Die Bildauswertung erfolgt dann im Anschluss mit dem Gesamtbild.

5.2 Definition und Simulation der Referenzszene

Es wird eine Referenzszene definiert, um eine Grundlage für die folgenden Untersuchungen zur Verfügung zu stellen. Diese Szene ist durch ihre Größe, der Platzierung einer bestimmten Zahl von Punktzielen und der Flugbahn des Sensors definiert.

Die Größe der Szene wird mit 50 m x 50 m festgelegt. Die Auflösung in Entfernungs- und Azimutrichtung soll 0,5 m betragen. In der Szene werden drei Punktziele mit den relativen Koordinaten (0 m, 0 m, 0 m), (10 m, 15 m, 0 m) und (-15 m, -8 m, 0 m) und jeweils einem Rückstreuquerschnitt von 1000 m² platziert. Die Koordinaten sind so gewählt, dass sich die Punktzielantworten nicht direkt überlappen. Der Sensor befindet sich auf einer kreisförmigen Flugbahn um die Erde mit einer Höhe von 500 km über der Erdoberfläche. Der Einfallswinkel beträgt 45°. Die Signalbandbreite ergibt sich rechnerisch aus Zielauflösung und Einfallswinkel zu rund 424 MHz. Als Antenne wird ein quadratischer, parabolischer Reflektor mit einer Kantenlänge von 1 m angenommen mit einem Edge-Tapering (siehe Kapitel 2.2.2.3) von -10 dB. Das resultierende Antennendiagramm hat in beide Richtungen eine Halbwertsbreite (HWB) von rund 2° und ist in Abbildung 36 gezeigt.

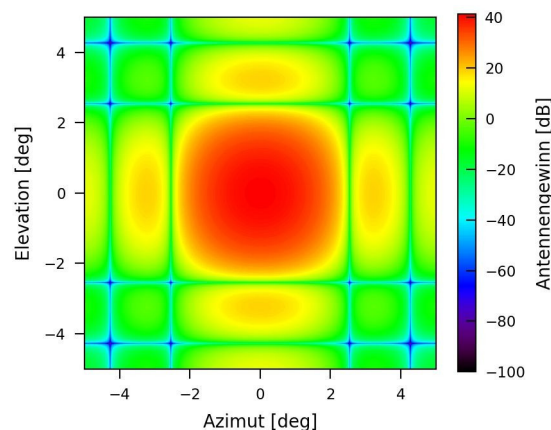


Abbildung 36: Zweidimensionales Antennendiagramm für einen parabolischen Reflektor mit einer Kantenlänge von 1 m

Der Sensor verwendet das im Bereich der Erdbeobachtung häufig verwendete X-Band bei einer Mittenfrequenz von 9,6 GHz [Mil89]. Die Dauer des Chirpsignals wird als

Kompromiss der Leistungsdaten des raumgestützten Erdbeobachtungssatelliten TerraSAR-X, dessen Chirpdauer zwischen 2 und 60 μs einstellbar ist [Len05], und der zu erwartenden Datenmenge mit 5 μs festgelegt. Die Sendeleistung des Sensors beträgt ähnlich TerraSAR-X 2000 W [Rod10].

Das resultierende Bild hat wie die Szene eine Größe von 50 m x 50 m mit einer Pixelgröße von 0,05 m. Die Pixelgröße von einem Zehntel der Auflösung wurde so gewählt, dass eine ausreichend gute optische Darstellung möglich ist.

Im Ersten Schritt werden die Rohdaten mit den angegebenen Parametern generiert. Wie in den Abschnitten 2.2.1 und 2.2.2 erläutert, wird an jeder Antennenposition für jedes definierte Punktziel der entsprechende Rohdatenbeitrag errechnet, im Entfernungsprofil überlagert und schließlich in die Rohdatenmatrix eingefügt.

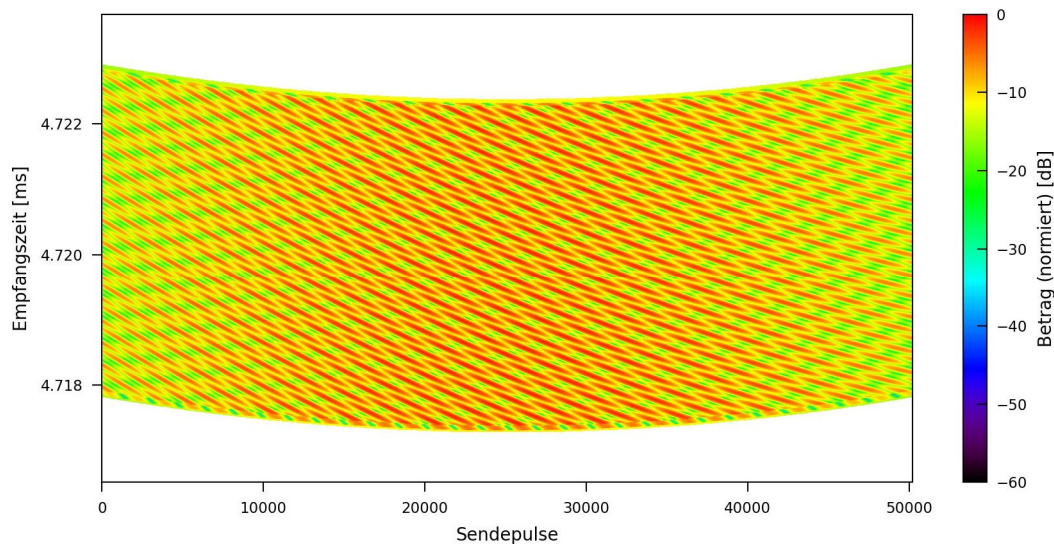


Abbildung 37: Rohdatenmatrix der Referenzaufnahme einer Szene mit drei Punktzielen

Im nächsten Schritt folgt die Prozessierung in Entfernungsrichtung nach Kapitel 2.2.4.2. Es entsteht die entfernungskomprimierte Rohdatenmatrix (Abbildung 38). Die Entfernungsverläufe der drei Punktziele sind erkennbar. Die Entfernungsänderung der Punktziele über die synthetische Apertur hinweg wird deutlich.

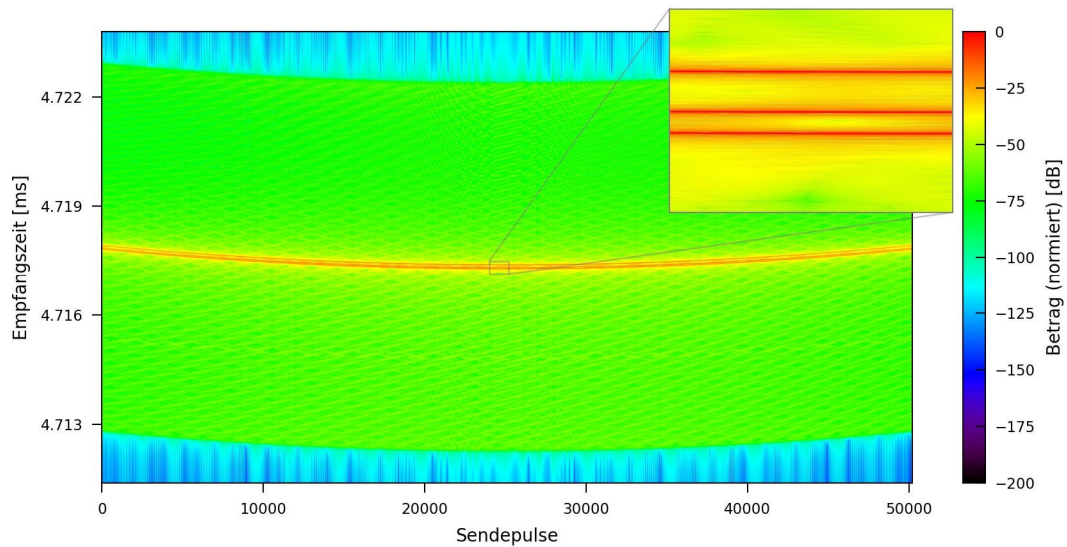


Abbildung 38: Entfernungskomprimierte Rohdatenmatrix der simulierten Referenzszene mit drei Punktzielen

Hieraus wird schließlich ein 50 m x 50 m großes Bild mit einer Pixelgröße von 0,05 m gemäß Abschnitt 2.2.4.1. prozessiert. Diese Pixelgröße ist erforderlich, um eine gute Darstellung der Bildinformationen zu gewährleisten. Abbildung 39 zeigt das prozessierte SAR-Bild der störungsfreien Referenzaufnahme mit den drei definierten Punktzielen an den festgelegten Positionen.

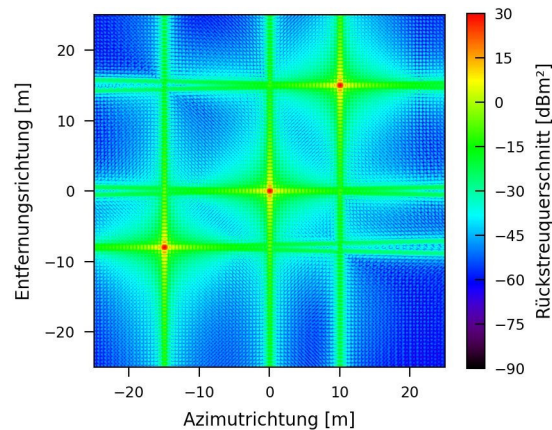


Abbildung 39: SAR-Bild der Referenzaufnahme (Szene 50 m x 50 m, Auflösung 0,5m)

Die resultierenden Bildqualitätsparameter lassen sich aus dem Bild ermitteln. Sie sind in Tabelle 1 gelistet. Die Werte entsprechen weitgehend jenen der Theorie. In Azimutrichtung ist ein Gewichtungseffekt durch das Antennendiagramm zu erkennen.

	Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
Position (Az, Rg)	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,45 m	0,48 m x 0,45 m	0,48 m x 0,45 m
PSLR (Az, Rg)	16,69 dB, 13,27 dB	16,69 dB, 13,27 dB	16,69 dB, 13,27 dB
ISLR (Az, Rg)	13,85 dB, 10,12 dB	13,85 dB, 10,11 dB	13,85 dB, 10,12 dB

Tabelle 1: Bildqualitätsparameter der Ziele in der Referenzszene

Diese Parameter dienen als Referenz für die folgenden Untersuchungen.

5.3 Störersimulationen

Für die Simulation von Störern wird ein Störsender definiert. Unabhängig von der Störmethode wird die Position des Störsenders mit (0 m, -25 m, 0 m) festgelegt. Der Sender befindet sich also mittig am unteren Rand der Szene. Es ist so gewährleistet, dass die Störsignale den Sensor zeitlich vor den Antworten der Punktziele erreichen können. Die Antenne des Störsenders wird als idealer, omnidirektionaler Kugelstrahler mit einem konstanten Gewinn von 1 angenommen. Daher ist der Störungseffekt richtungsunabhängig. Durch den fehlenden Antennengewinn sind die absoluten Werte der resultierenden Bildqualitätsparameter daher als relativ zu begreifen. Basierend auf dieser Anordnung werden im Folgenden die unterschiedlichen Störmechanismen simuliert.

Wie in Abschnitt 5.1 beschrieben werden die Störer in TimeDAT einzeln mit Hilfe von optionalen Störermodulen realisiert, die in die Simulationskette eingefügt werden. Der Einsatz mehrerer Störermodule für unterschiedliche Störerarten nacheinander in einer Simulation ist möglich. Im jeweiligen Störer-Modul werden die ungestörten Signale des Sensors, die im Modul zur Rohdatengenerierung erstellt wurden, mit den im jeweiligen Störer-Modul erstellten Störsignalen überlagert. Die resultierenden Daten werden danach prozessiert, ausgewertet und dargestellt.

5.3.1 Monofrequenter Störer

Ein monofrequenter Störer definiert sich, wie in Kapitel 3.1.1 beschrieben, durch seine individuelle Frequenz (Schmalbandigkeit) sowie die Stärke der Sendeleistung. Das monofrequente Signal, das am Sensor für Radarpuls n empfangen wird, wird im Basisband analog zu Gleichung 42 als

$$S_{Sin,Rx,BB,n}(t) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{P_{TX_{Sin}} \cdot G_{Tx,Sin,n} \cdot G_{Rx,Sin,n} \cdot \lambda_{Sin}^2}{(4\pi)^2 R_{Jammer,n}^2}} \cdot e^{j[2\pi \cdot (f_{Sin} - f_0) \cdot t]} \cdot e^{j\left[\frac{-2\pi \cdot f_{Sin} \cdot R_{Jammer,n}}{c_0}\right]} \quad (76)$$

beschrieben, wobei f_{Sin} die Frequenz des monofrequenten Störsignals im HF-Band darstellt. Der Wurzelausdruck gibt hierbei die Empfangsleistung $P_{Rx,Sin}$ an und λ_{Sin} ist die Wellenlänge des monofrequenten Störsignals.

Um eine Wirkung zu haben, muss das Störsignal innerhalb der Signalbandbreite des Sensors liegen. Die Simulationen sollen zunächst zeigen, welchen Charakter die Störung im resultierenden Bild aufweist. Bei den Parametern der Referenzszene wird für das sinusförmige Störsignal eine Frequenz von 100 MHz im Basisband beziehungsweise 9,7 GHz im HF-Band gewählt. Diese Frequenz liegt im Frequenzbereich des Radarsignals, der sich bei einer Mittenfrequenz von 9,6 GHz und einer Bandbreite von etwas mehr als 400 MHz ungefähr von 9,4 bis 9,8 GHz erstreckt. Das Störsignal lässt sich bereits im Spektrum der Rohdaten erkennen (Abbildung 40).

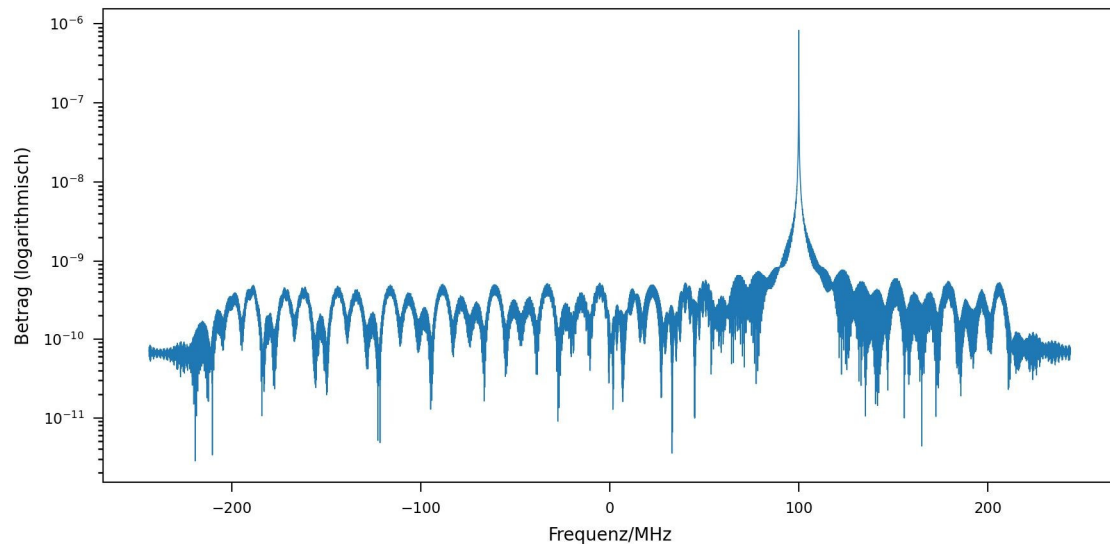


Abbildung 40: Spektrum des gestörten Entfernungspfils in der Mitte der synthetischen Apertur bei einer Sendeleistung des monofrequenten Störsignals von 5 W bei 9,7 GHz bzw. 100 MHz im Basisband

Wie aus den Simulationsparametern zu erwarten, befindet sich der Peak im Spektrum bei 100 MHz im Basisband, was 9,7 GHz im HF-Signal entspricht. Es ist ebenso zu erkennen, dass die Leistung des Störsignals um Größenordnungen über der des Radarsignals liegt.

Nach der Prozessierung in Entfernungsrichtung verteilt sich die Energie des Störsignals dann jeweils über das komplette Entfernungsprofil, was in Abbildung 41 zu sehen ist. Trotz der deutlichen Störung sind die Antworten der Punktziele noch erkennbar. Der Betrag der Leistung jenseits der Punktziele liegt weniger als 8 dB unterhalb dem der Punktziele. Bei der ungestörten Szene (Abbildung 38) beträgt dieser Abstand rund 50 dB.

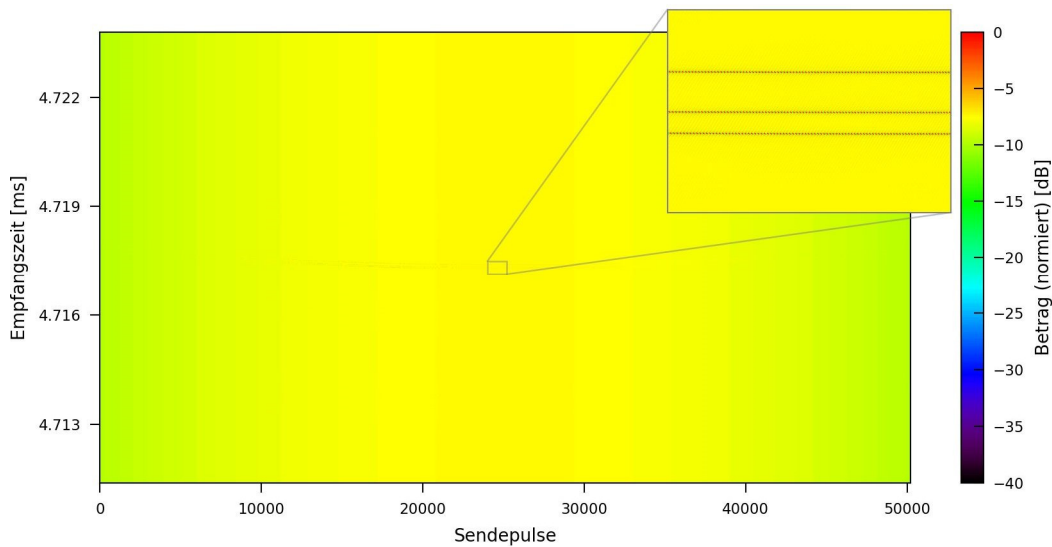


Abbildung 41: Entfernungskomprimierte Rohdatenmatrix der Szene mit einem monofrequenten Störer von 5 W

Die Energie, die jetzt in der Rohdatenmatrix verteilt ist, hat somit auch Einfluss auf das fertig prozessierte SAR-Bild.

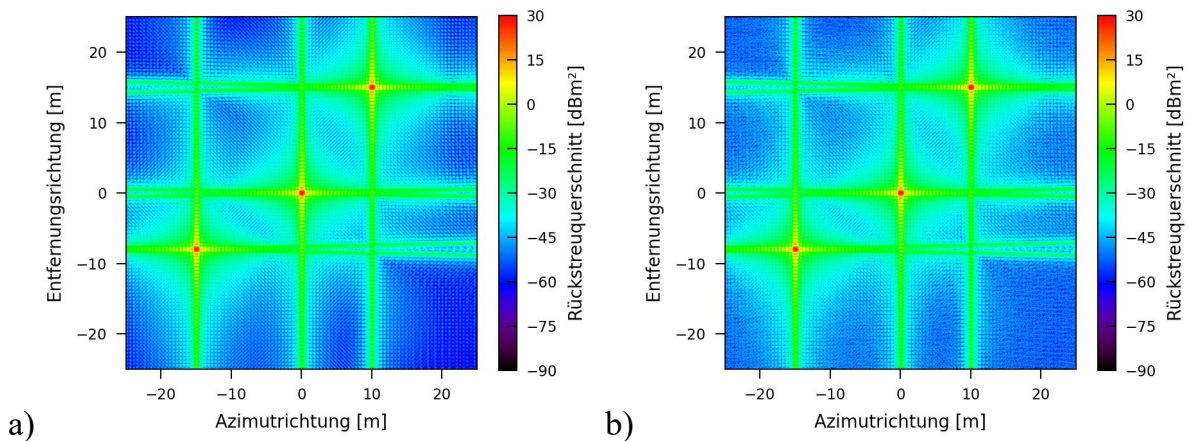


Abbildung 42: Simulationsergebnis für einen Sinus-Störer bei 9,7 GHz a) ungestörte Referenz, b) Sinus-Störung mit einer Sendeleistung von 5 W

Der Vergleich zwischen dem ungestörten Bild und dem gestörten Bild aus Abbildung 42 zeigt, dass durch das monofrequente Störsignal im resultierenden SAR-Bild ein über das gesamte Bild verteiltes Rauschen erzeugt wird.

	Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16,69 dB, 13,26 dB	16,69 dB, 13,26 dB	16,68 dB, 13,26 dB
ISLR (Az, Rg)	13,85 dB, 10,16 dB	13,85 dB, 10,16 dB	13,85 dB, 10,16 dB
JINL	-52,42 dB		

Tabelle 2: Bildqualitätsparameter des Bildes mit einer Sinus-Störung von 5 W

Dieses niederschwellige Rauschen hat zunächst keinen direkten Einfluss auf die Bildqualitätsparameter (Tabelle 2). Ein Zusammenhang zwischen Rauschlevel und Sendeleistung des Störsignals wird erwartet. Zur Bestätigung werden weitere Simulationsergebnisse für monofrequente Störer mit steigender Sendeleistung analysiert. Hierfür wird ein weiterer Parameter definiert, das störungsinduzierte Rauschniveau (engl.: jamming-induced noise level, JINL). Es wird durch den Median des Störungsbildes (Abbildung 43) ermittelt. Diese Bild entsteht, wenn vom gestörten Bild das Referenzbild komplexwertig subtrahiert wird. Für ein Signal mit einer Sendeleistung von 5 W entsteht ein störungsinduziertes Rauschniveau von -52,42 dB.

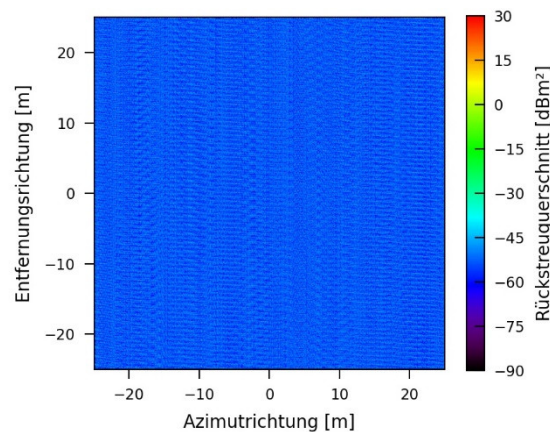


Abbildung 43: Störungsbild für einen Sinus-Störer mit einer Leistung von 5 W

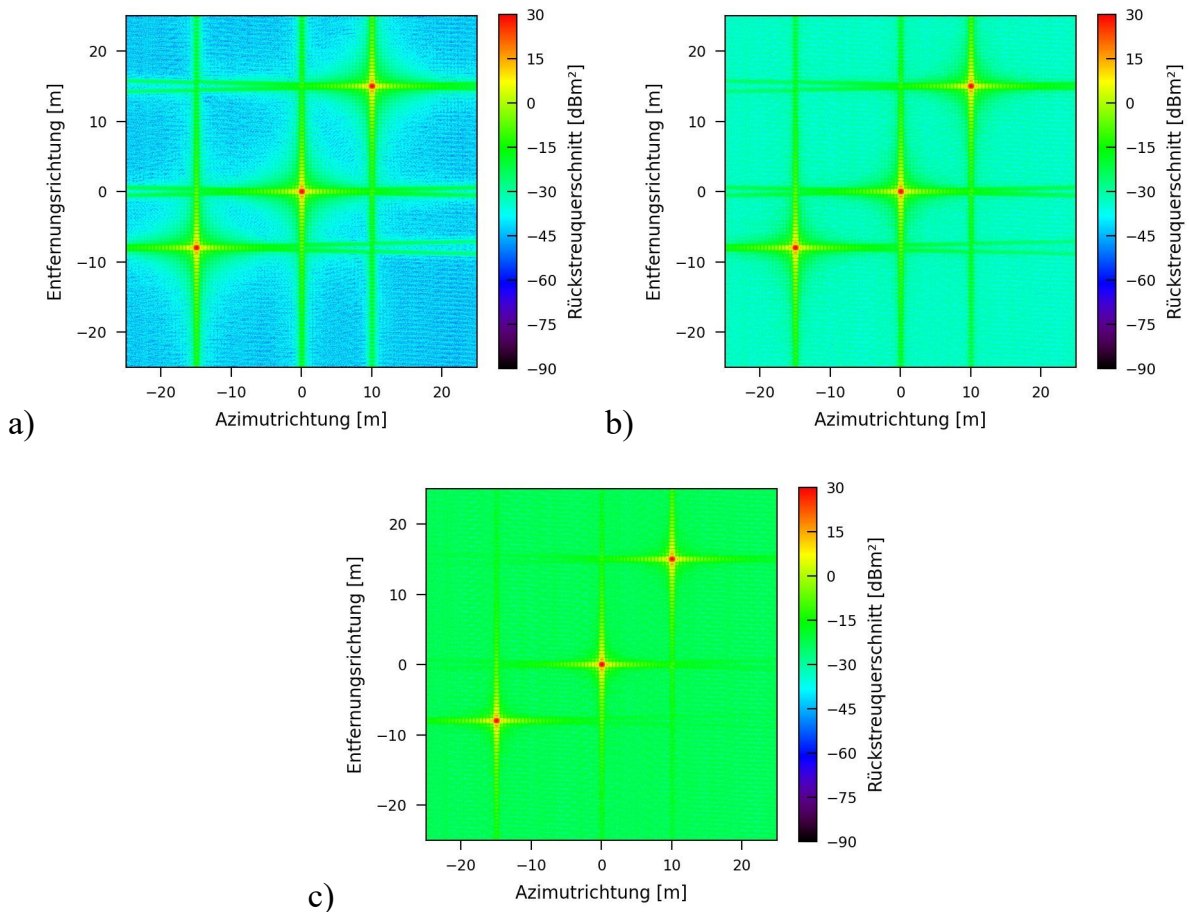


Abbildung 44: Simulationsergebnisse für einen Sinus-Störer bei 9,7 GHz mit unterschiedlichen Sendeleistungen: a) 50 W, b) 500 W, c) 5000 W

Abbildung 44 bestätigt, dass das flächenhafte Bildrauschen mit steigender Sendeleistung des Störers zunimmt. Das JINL nimmt von -42,42 dB (bei 50 W) über -32,42 dB (bei 500 W) auf -22,42 dB (bei 5000 W) zu. Es besteht ein linearer Zusammenhang zwischen Sendeleistung des Störers und dem JINL. Die weiteren Bildqualitätsparameter ändern sich nach Tabelle 3 auch bei einer Sendeleistung von 5000 W nur geringfügig, weil die Punktziele weiterhin ausreichend aus dem ansteigenden Rauschteppich herausragen.

	Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16,66 dB, 13,29 dB	16,73 dB, 13,12 dB	16,54 dB, 13,33 dB
ISLR (Az, Rg)	13,79 dB, 10,16 dB	13,87 dB, 10,16 dB	13,81 dB, 10,13 dB
JINL	-22,42 dB		

Tabelle 3: Bildqualitätsparameter des Bildes mit einer Sinus-Störung von 5000 W

Es können statistische Größen verwendet werden, um das gleichmäßig über das Bild verteilte Rauschen genauer zu charakterisieren. Um eventuelle lokale Merkmale zu betrachten, werden im Gesamtbild rund um die Punktziele drei Bereiche (Box 1, Box 2, Box 3) separat genauer untersucht (Abbildung 45). Es wird die Differenz aus gestörtem Bild (a) und ungestörtem Bild (c) errechnet. Das resultierende Differenzbild (b) enthält nur die Bildstörung, die durch den Störer verursacht wird.

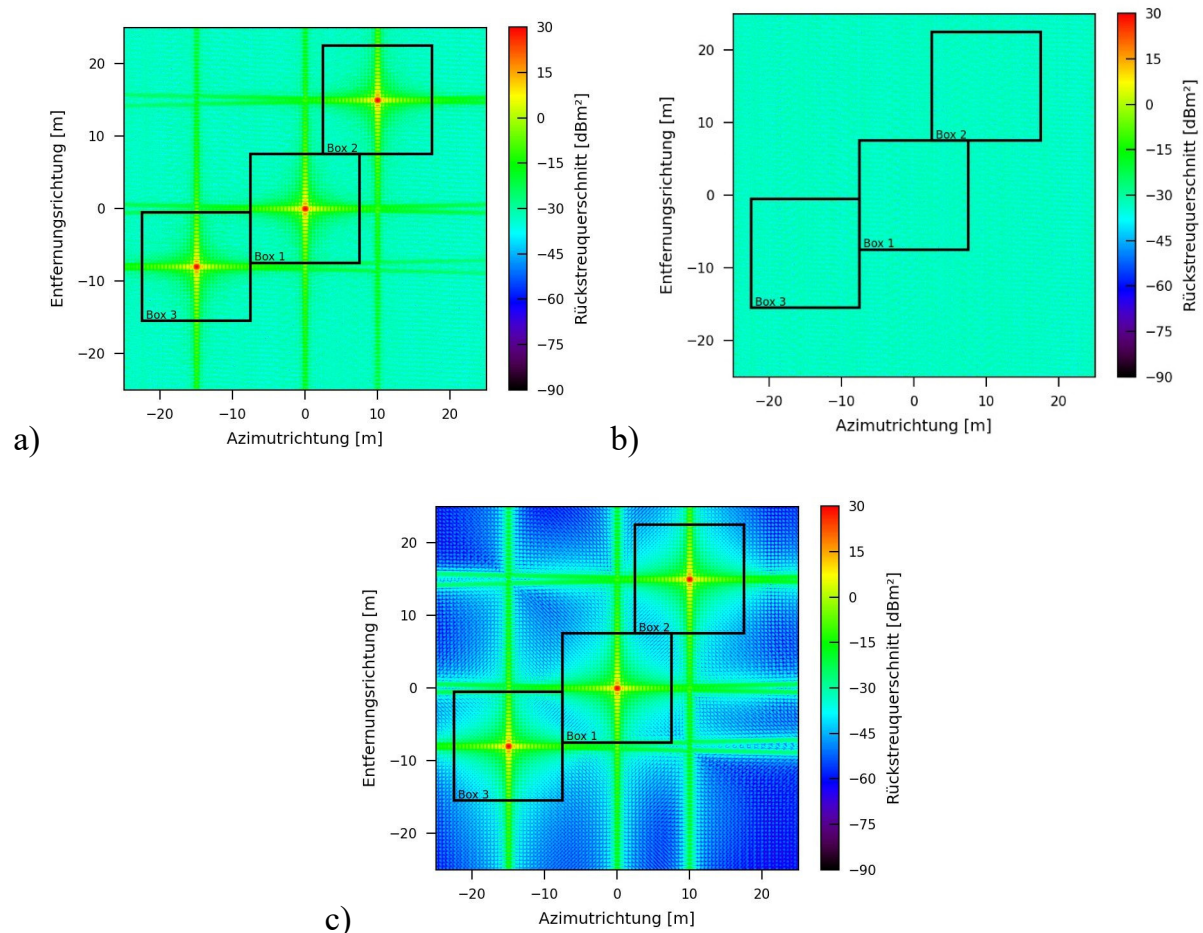


Abbildung 45: Eingezeichnete Untersuchungsgebiete in a) gestörtem Bild, b) Störungsbild, c) ungestörtem Bild bei einem monofrequenten Störsender von 500 W

Zur Darstellung der statistischen Eigenschaften werden sogenannte Box-Whisker-Plots (kurz: Boxplots) verwendet. Hierbei werden das obere und das untere Quartil sowie der Median abgebildet, zusätzlich ist der Mittelwert mit eingetragen. Die Länge der oberen und unteren Whisker (Verbindung von Box zu Extrema) entspricht dem 1,5-fachen des Interquartilabstands. Die Boxplots in Abbildung 46 zeigen jeweils die zugehörigen Statistiken zu den Bildern aus Abbildung 45 jeweils mit dem Einzelplot für das gesamte Bild und für die drei Boxen rund um die Punktziele. Das JINL findet sich als blaue Linie in den Boxplots für das Störungsbild wieder.

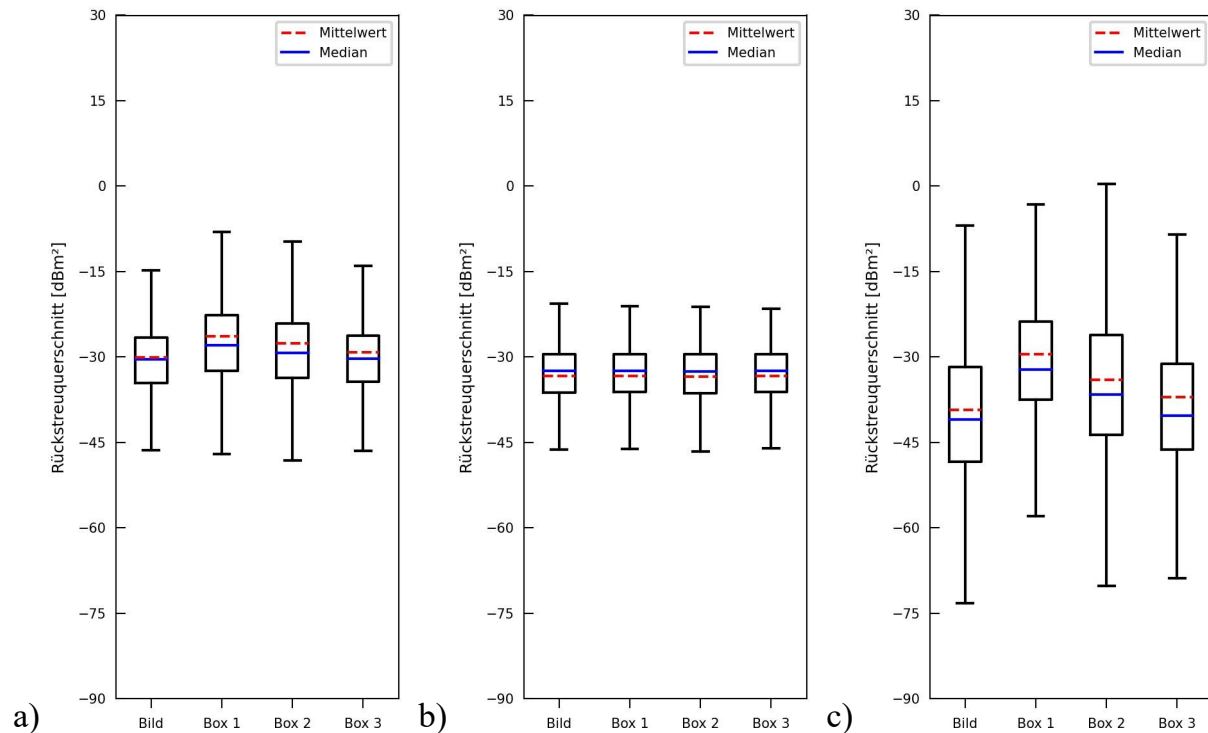


Abbildung 46: Boxplots zur Darstellung der statistischen Eigenschaften in a) gestörtem Bild, b) Störungsbild, c) ungestörtem Bild bei einem monofrequenten Störsender von 500 W

Die Darstellung zeigt, dass bei Vorhandensein der Störung die Plots erheblich kürzer werden, weil das gesamte Bild von einem Rauschen bedeckt wird. Die Dynamik des Gesamtbildes wird dadurch deutlich kleiner. Gebiete mit einem niedrigen Rückstreuquerschnitt werden durch das Rauschen überdeckt. Gleiches ist in den zugehörigen Histogrammen (Abbildung 47) sichtbar. Der etwas höhere Median in Box1 (Abbildung 47 a und c) ist dadurch zu erklären, dass in diesem Bereich auch Einflüsse der Punktzielantwort von Ziel 2 bestehen, was zu einer etwas erhöhten Anzahl an größeren Werten führt.

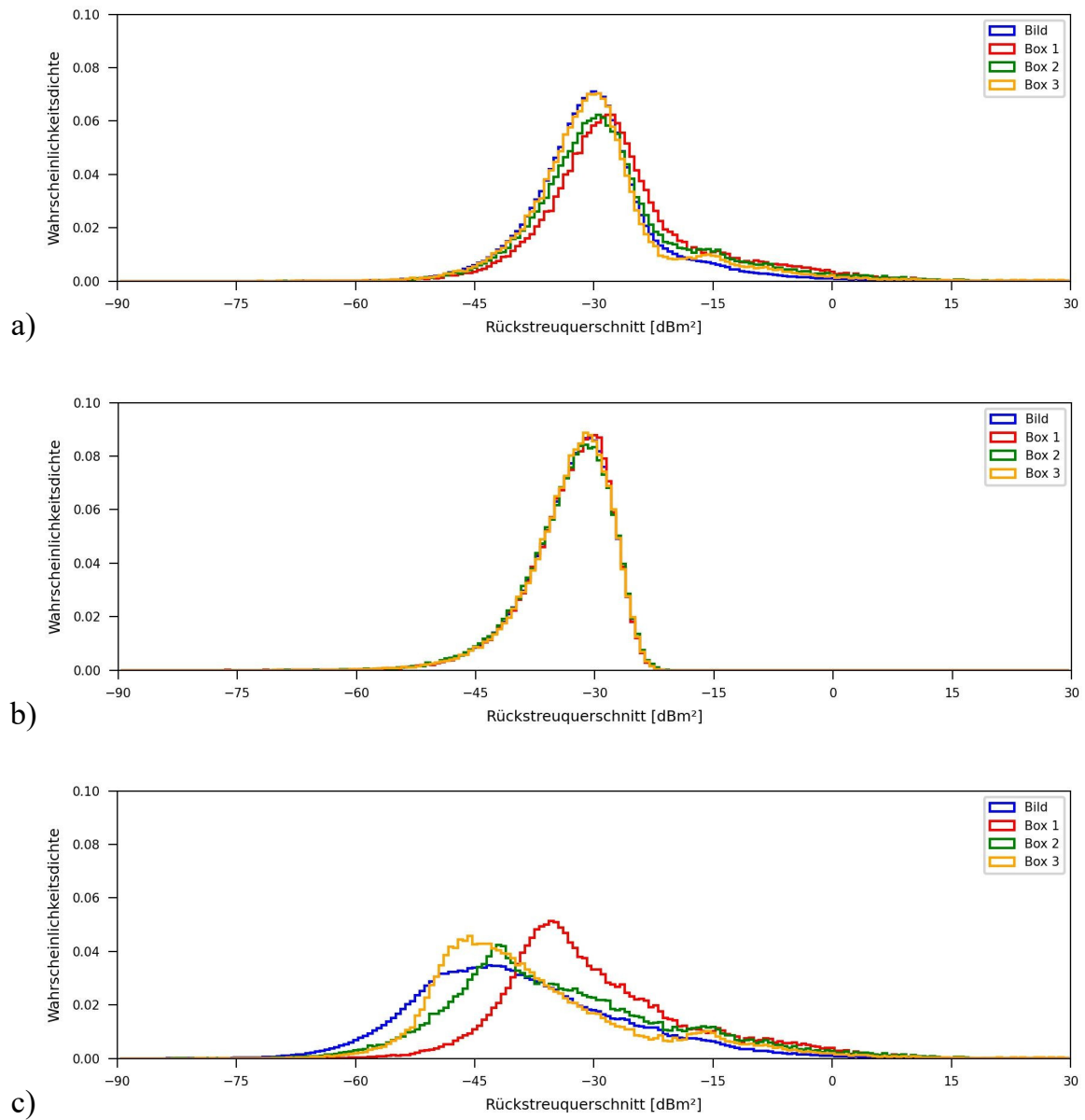


Abbildung 47: Histogramme zur Darstellung der statistischen Eigenschaften in a) gestörtem Bild, b) Störungsbild, c) ungestörtem Bild bei einem monofrequenten Störsender von 500 W

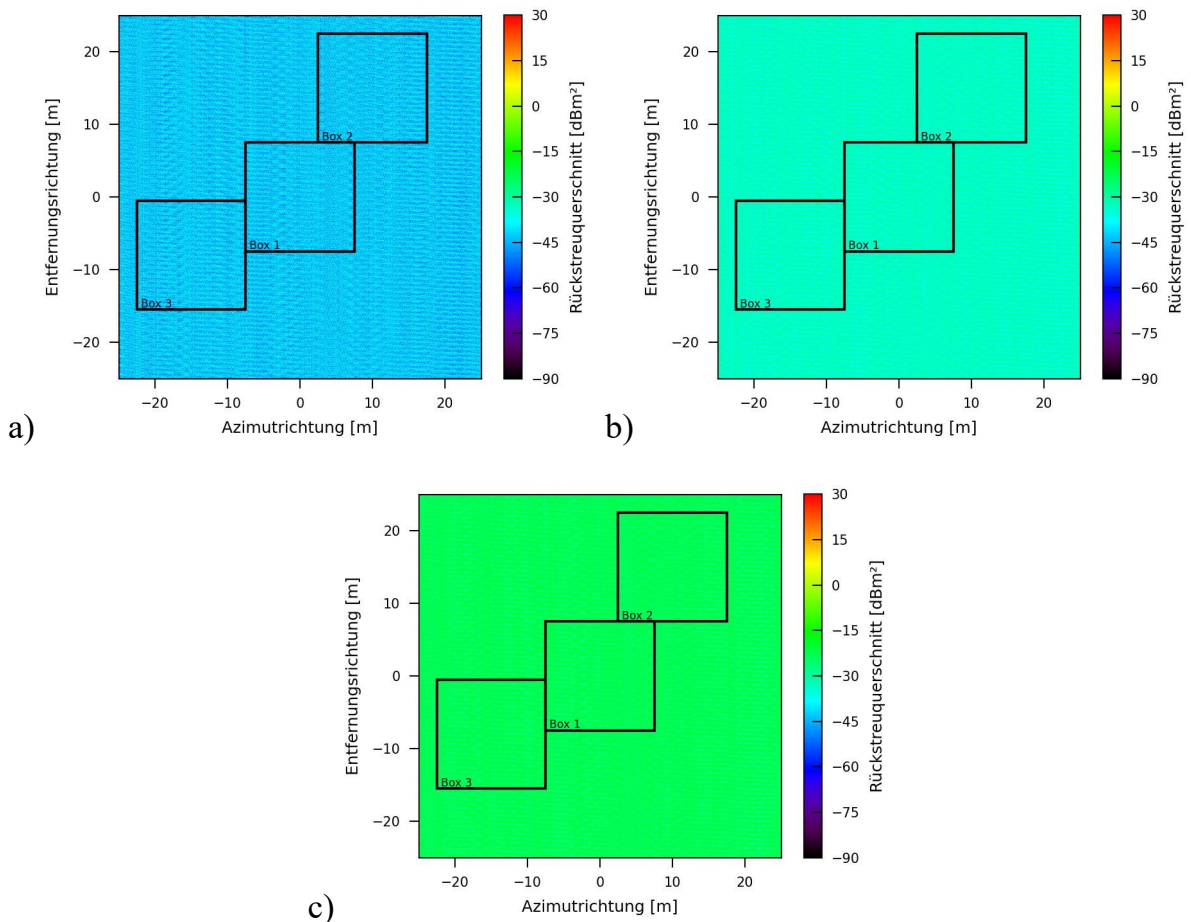


Abbildung 48: Bilder der durch eine Sinus-Störung bei 9,7 GHz verursachten Störung bei einer Sendeleistung des Störers von a) 50 W, b) 500 W, c) 5000 W

Aus Betrachtung der Darstellungen in Abbildung 48 und Abbildung 49 ist wie schon aus den simulierten SAR-Bildern das Ansteigen des Rauschlevels zu erkennen. Die Boxplots zeigen auch, dass sich die Charakteristik des Rauschens mit steigender Störleistung nicht ändert. Es ist zu erwarten, dass eine weitere Steigerung der Sendeleistung das Bildrauschen schließlich soweit erhöhen kann, dass das Bild zur Zielauswertung unbrauchbar wird. Analog zu einer Erhöhung der Sendeleistung kann der Störeffekt auch durch die Wahl einer Sendeantenne mit einem höheren Gewinn erzielt werden.

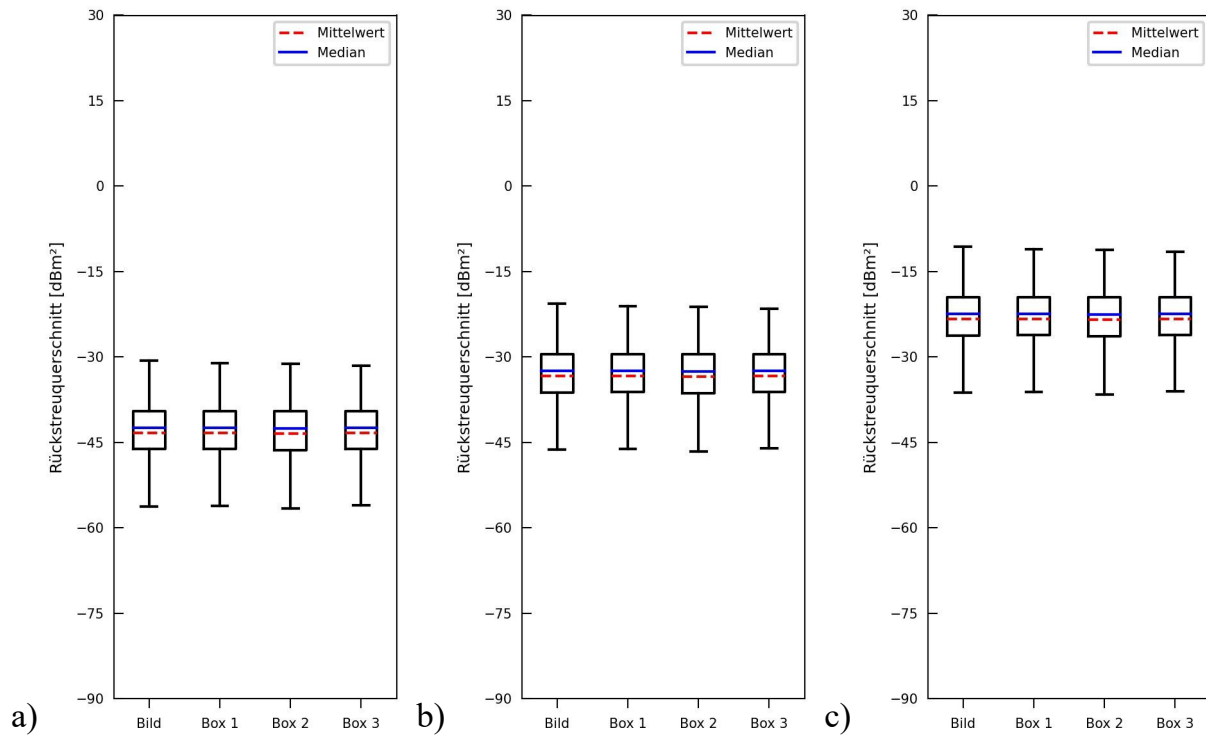


Abbildung 49: Boxplots der Untersuchungsgebiete in Störungsbildern verursacht durch eine Sinus-Störung bei 9,7 GHz mit einer Sendeleistung von a) 50 W, b) 500 W, c) 5000 W

Aus den Untersuchungen ergibt sich die Schlussfolgerung, dass ein monofrequenter Störer in einem SAR-Bild ein Rauschen erzeugt, das direkt von seiner Leistung abhängt. Für eine Störung, die auch stärkere Ziele überdeckt, sind jedoch hohe Sendeleistungen erforderlich.

5.3.2 Breitband-Rausch-Störer

Der Breitband-Rausch-Störer, wie in Kapitel 3.1.2 beschrieben, wird durch die Sendeleistung und die Bandbreite gekennzeichnet. Basierend auf dem Referenzszenario wird den Rohdaten das entsprechende Rauschsignal mit unterschiedlichen Parametern hinzugefügt.

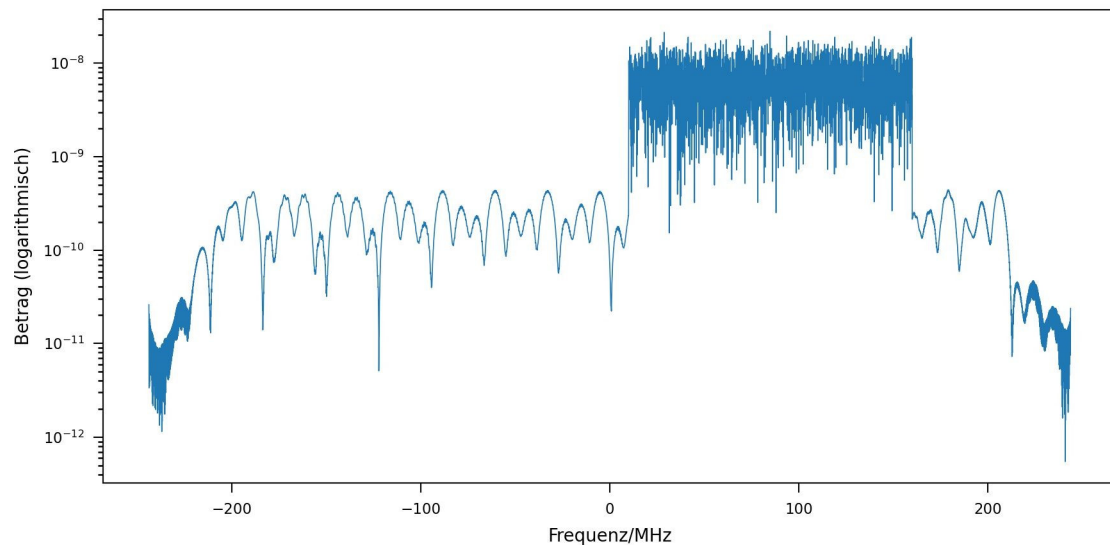


Abbildung 50: Spektrum eines Entfernungsprofils unter Einfluss eines Rauschstörers mit einer Leistung von 5 W und einer Bandbreite von 150 MHz

Zunächst wird der Einfluss der Sendeleistung betrachtet. Hierfür wird ein Rauschsignal mit einer Bandbreite von 150 MHz betrachtet. Abbildung 50 zeigt, wie groß der Anteil der Störung am gesamten Spektrum des Signals ist. Die Störung betrifft mehr als ein Drittel der Bandbreite des Radarsignals.

Abbildung 51 zeigt, dass das Rauschniveau im Bild mit steigender Sendeleistung des Störsenders ansteigt. Im Vergleich zur Störung mit einem monofrequenten Störer (Abschnitt 5.3.1) ist die breitbandige Störung bei gleicher Sendeleistung des Störsenders deutlich ausgeprägter. So liegt für eine Sendeleistung von 5 W das JINL für den monofrequenten Fall bei -52,42 dB, für das breitbandige Rauschsignal von 150 MHz liegt es dagegen bei -27,24 dB. Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis wird geringer, so dass die Punktziele immer weniger Leistungsdifferenz zum Rauschen aufweisen. Die im Vergleich zum Nutzsignal sehr hohe Sendeleistung des Störsignals, die nötig ist, um einen signifikanten Effekt zu erzielen, lässt sich durch den integrierenden Charakter der SAR-Prozessierung erklären. Rauschen wird hierdurch sehr stark unterdrückt. Wie bereits im vorherigen Abschnitt 5.3.1 können auch hier die statistischen Eigenschaften des durch die Störung entstehenden Rauschens betrachtet werden.

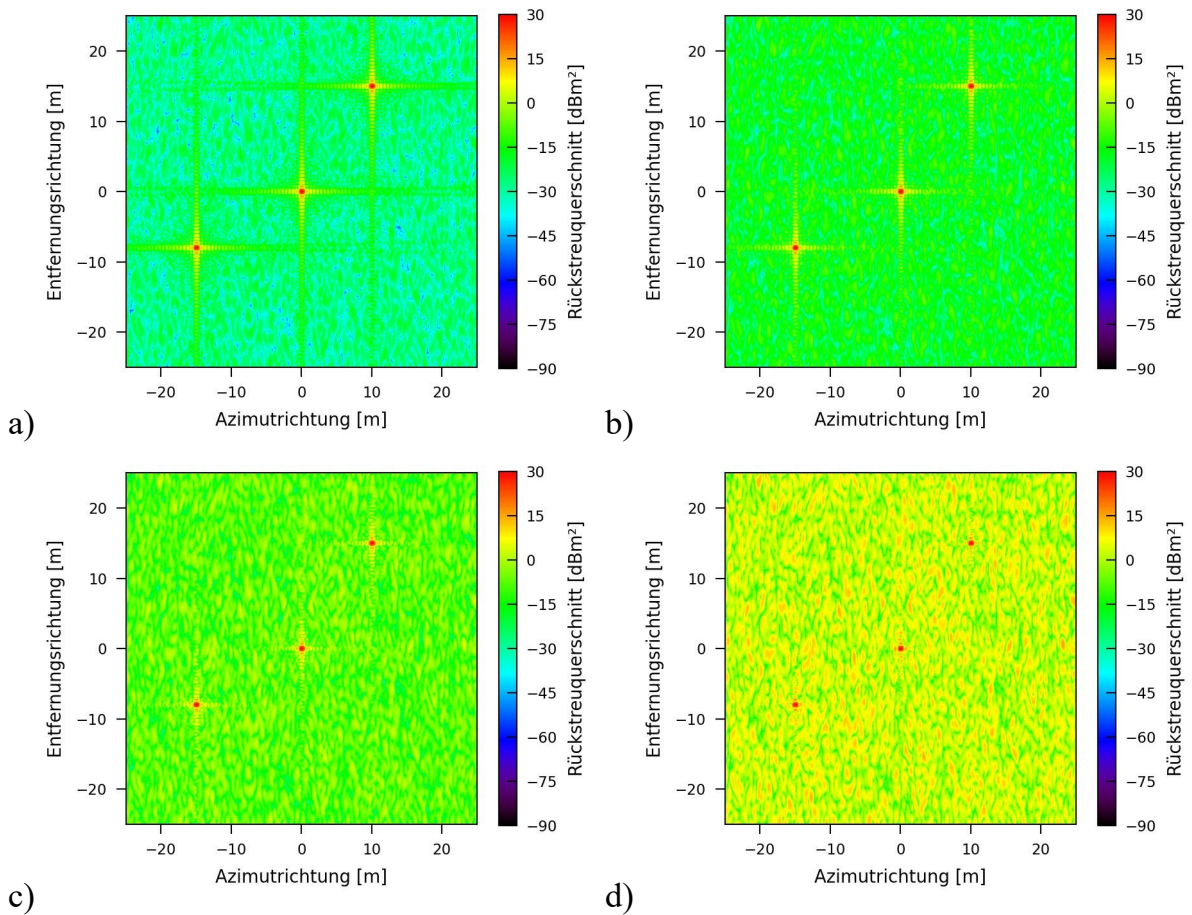


Abbildung 51: Simulation der Referenzszene mit einem Rausch-Störsignal mit einer Bandbreite von 150 MHz und einer Sendeleistung von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W, d) 5000 W

Hierfür zeigt Abbildung 52 zunächst wieder die Differenz zwischen gestörtem und ungestörtem Bild, das Störungsbild. Für die lokale Auswertung werden wiederum die Boxen um die Position der Punktziele markiert.

5.3 Störersimulationen

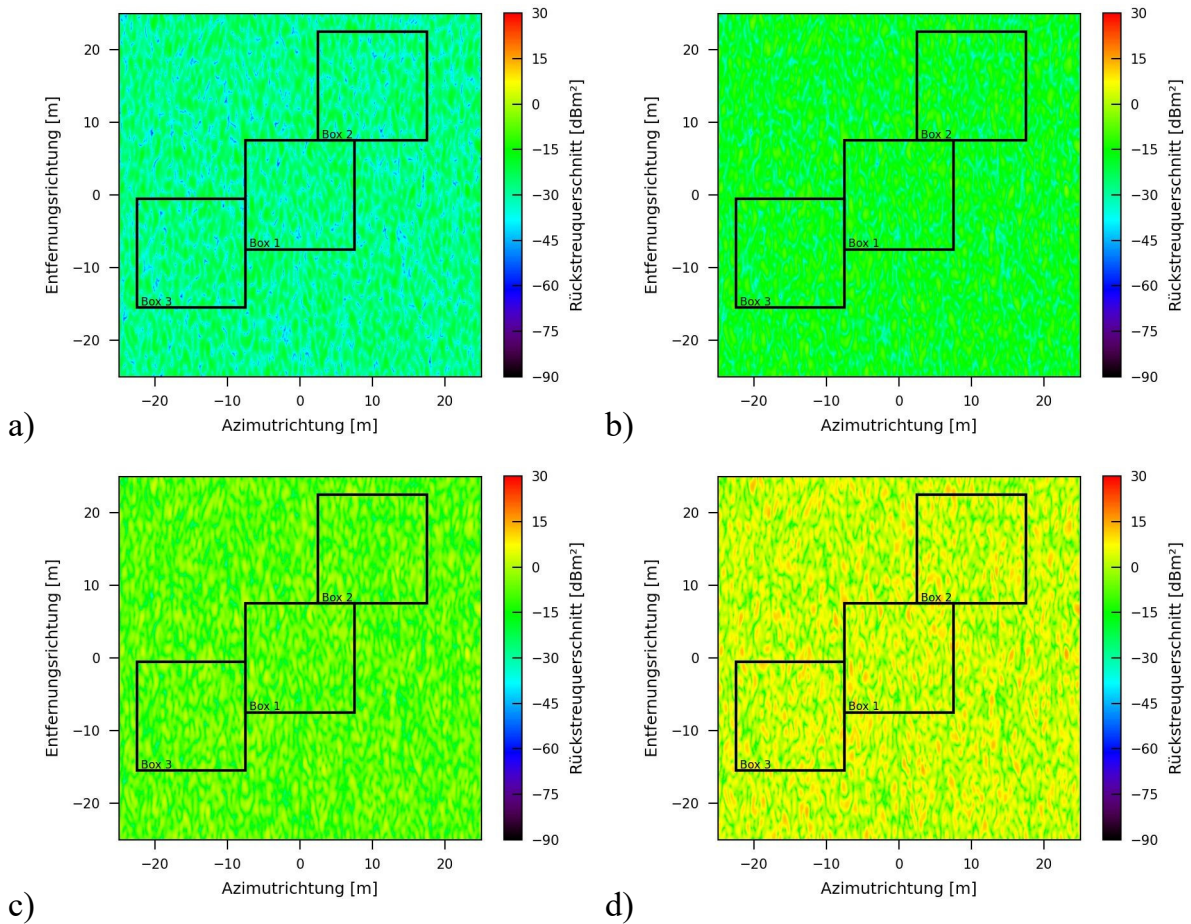


Abbildung 52: Abbildung der durch ein Rausch-Störsignal verursachten Störung bei einer Bandbreite von 150 MHz und einer Sendeleistung von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W, d) 5000 W des Störsenders

Das mit der Sendeleistung ansteigende Bildrauschen ist auch in den zugehörigen Boxplots (Abbildung 53) erkennbar. Das JINL über das vollständige Störungsbild steigt von -27,24 dB für 5 W auf schließlich 2,76 dB für 5000 W.

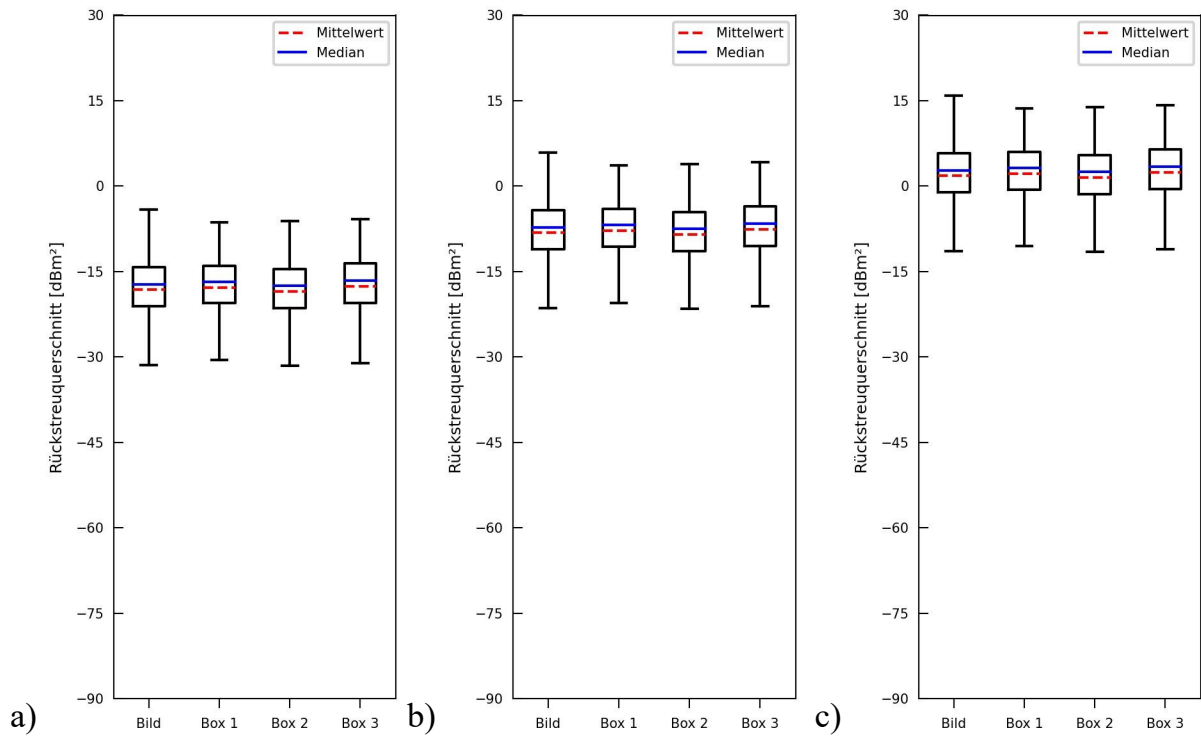


Abbildung 53: Boxplots der Untersuchungsgebiete in Störungsbildern (Abbildung 52) verursacht durch ein Rausch-Störsignal mit einer Bandbreite von 150 MHz bei einer Sendeleistung von a) 50 w, b) 500 W, c) 5000 W

Im Vergleich zur monofrequenten Störung ist das Rauschen im Fall der breitbandigen Störung signifikant größer, wie aus dem Vergleich von Abbildung 49 und Abbildung 53 ersichtlich ist. Das lässt darauf schließen, dass die Bandbreite einen Einfluss auf das Ausmaß der Störung hat. Daher werden in Abbildung 54 Bilder verglichen, die einer Störung mit unterschiedlicher Bandbreite unterliegen.

Die Boxplots in Abbildung 55 zeigen die statistischen Größen der zugehörigen Störungsbilder. Weil mit der Bandbreite auch die im Störsignal enthaltene Energie zunimmt, steigt somit auch das resultierende Rauschen im Bild. Das JINL steigt mit zunehmender Bandbreite von -17,24 dB bei 50 MHz über 1,12 dB bei 100 MHz auf die bereits genannten 2,76 dB bei 150 MHz Bandbreite. Der Zusammenhang zwischen Bandbreite und Rauschniveau ist nicht linear.

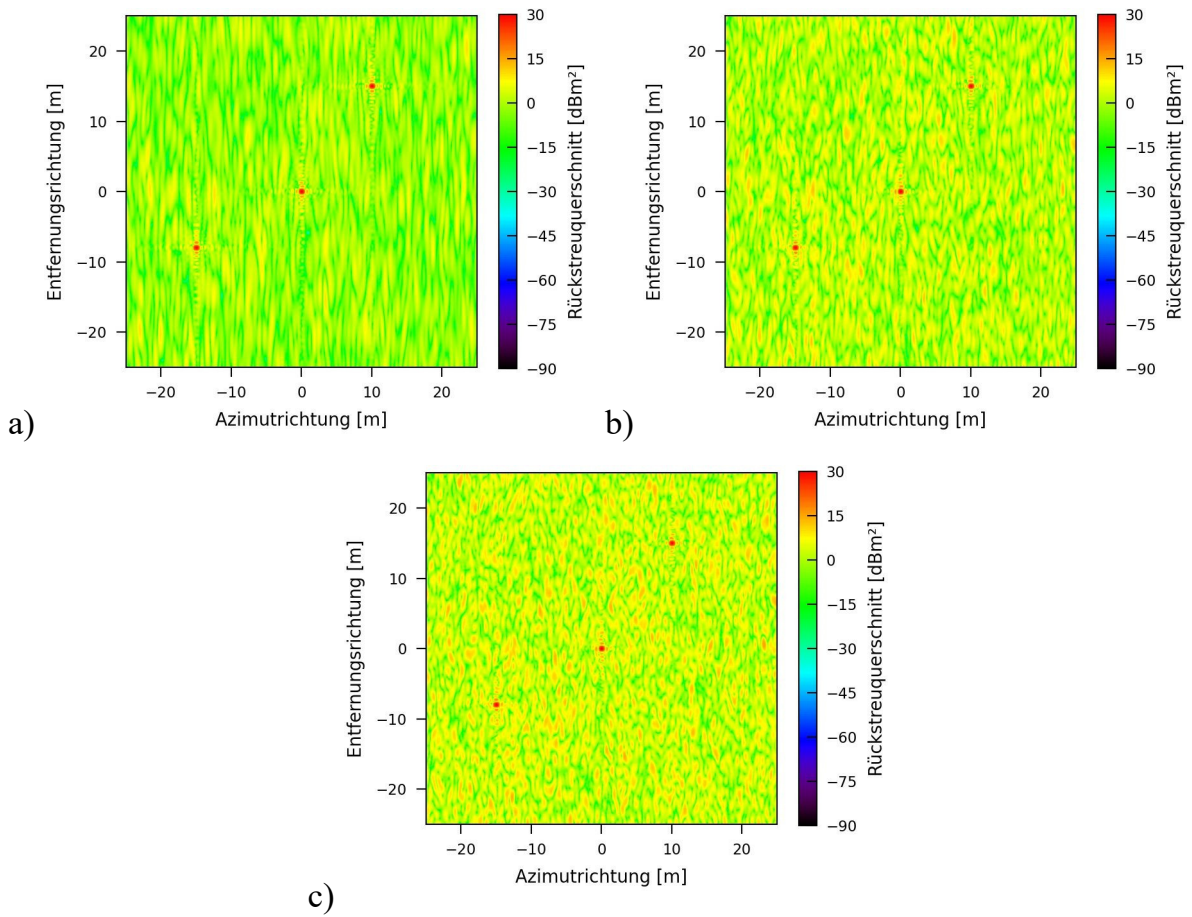


Abbildung 54: Simulation der Referenzszene mit einem Rausch-Störersignal mit einer Sendeleistung von 5000 W und einer Bandbreite von a) 50 MHz, b) 100 MHz, c) 150 MHz

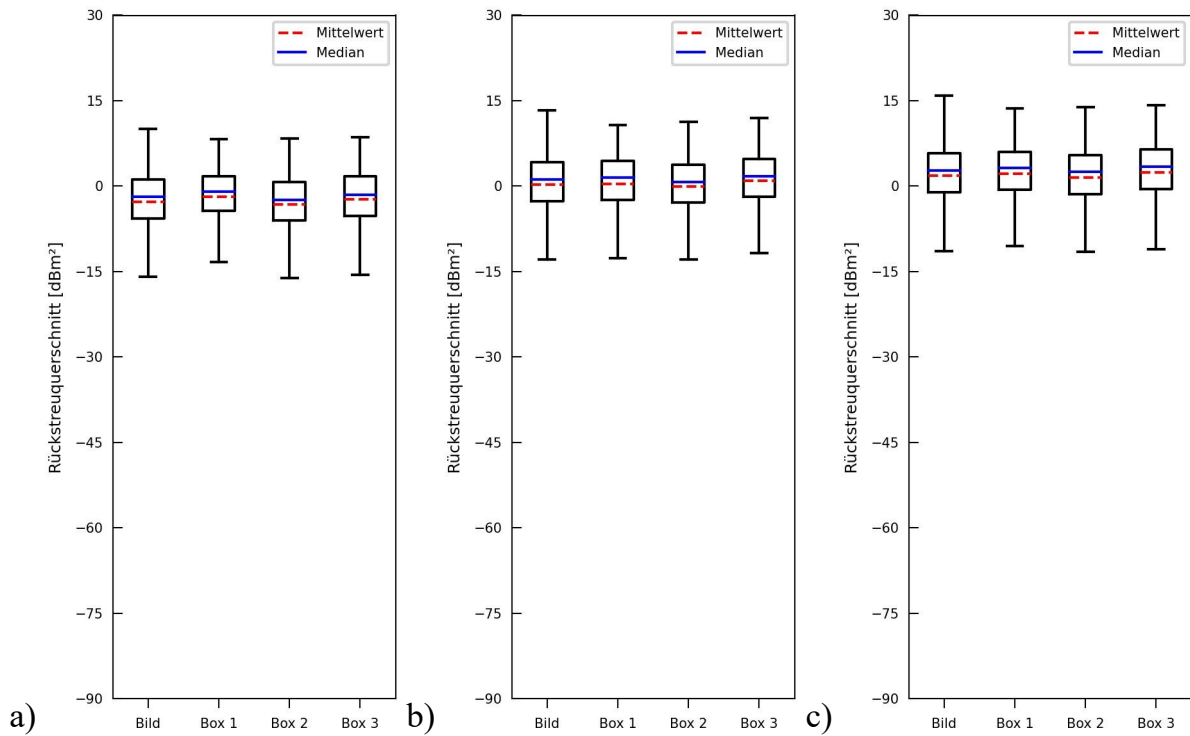


Abbildung 55: Boxplots der Untersuchungsgebiete in Störungsbildern verursacht durch ein Rausch-Störsignal mit einer Sendeleistung von 5000 W bei einer Bandbreite von a) 50 MHz, b) 100 MHz, c) 150 MHz

Der Breitband-Rausch-Störer erzeugt wie der monofrequente Störer ein über das Bild verteiltes Rauschen. Je nach verwendeter Sendeleistung und Bandbreite verändert sich das JINL.

5.3.3 Inkohärenter Chirpstörer

Das inkohärente Chirpsignal (siehe Abschnitt 3.2.1) wird für die Simulation durch die Parameter Sendeleistung, Bandbreite, Chirpdauer und Pulswiederholfrequenz definiert. Das Signal mit diesen Parametern wird während der Aufnahme ab einem Startzeit-Offset mit einer definierten Pulswiederholfrequenz ausgesendet.

Für die Simulationen werden basierend auf dem Referenzszenario die Parameter des Störsignals definiert. Die Daten des Störsignals orientieren sich dabei an denen des Sensors und seinem generierten Signal. Die Chirpdauer wird konstant mit $5 \mu\text{s}$ festgelegt. Das entspricht der Dauer des Radarpulses. Zusammen mit der Bandbreite ergibt sich die Chirprate des Störsignals. Die Pulswiederholfrequenz gibt an, wie oft beziehungsweise in welchem zeitlichen Abstand das Störsignal über die gesamte Aufnahme wiederholt ausgesendet wird. Die Sendeleistung komplettiert den nötigen Datensatz.

Schon in den entsprechenden Rohdaten (Abbildung 56) ist das Störersignal in einer Regelmäßigkeit anhand der roten Streifen zu erkennen. Weil die Pulsfrequenz des Radarsignals und des Störersignals unterschiedlich sind, ergibt sich eine Verschiebung der beiden zueinander über die Zeit der Aufnahme.

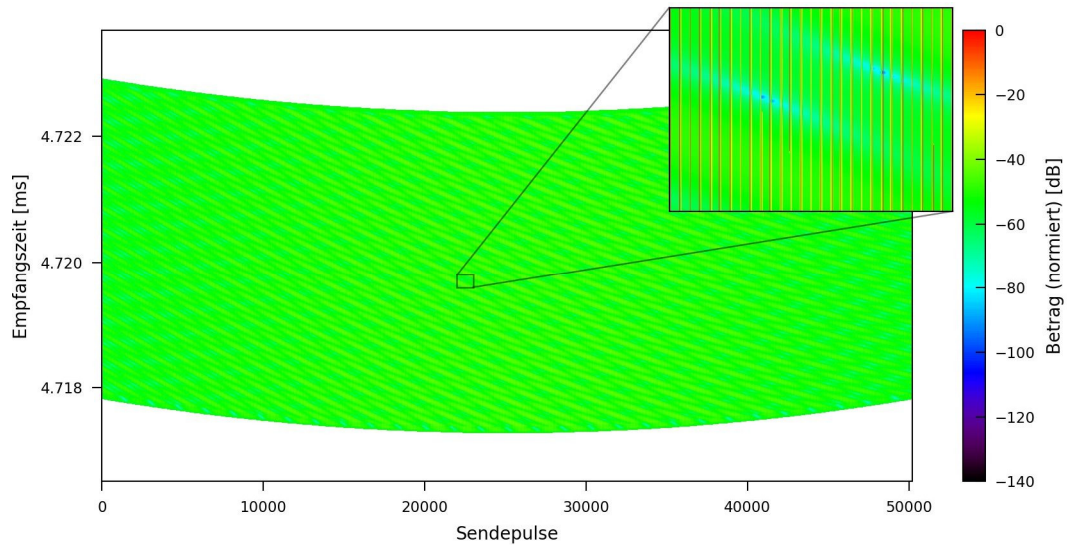


Abbildung 56: Rohdaten eines simulierten SAR-Bilds mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 20 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von 5 W

5.3.3.1 Sendeleistung

Zunächst wird wieder der Einfluss der Sendeleistung betrachtet. In Abbildung 57 sind die simulierten SAR-Bilder für einen Störsender mit unterschiedlichen Sendeleistungen dargestellt.

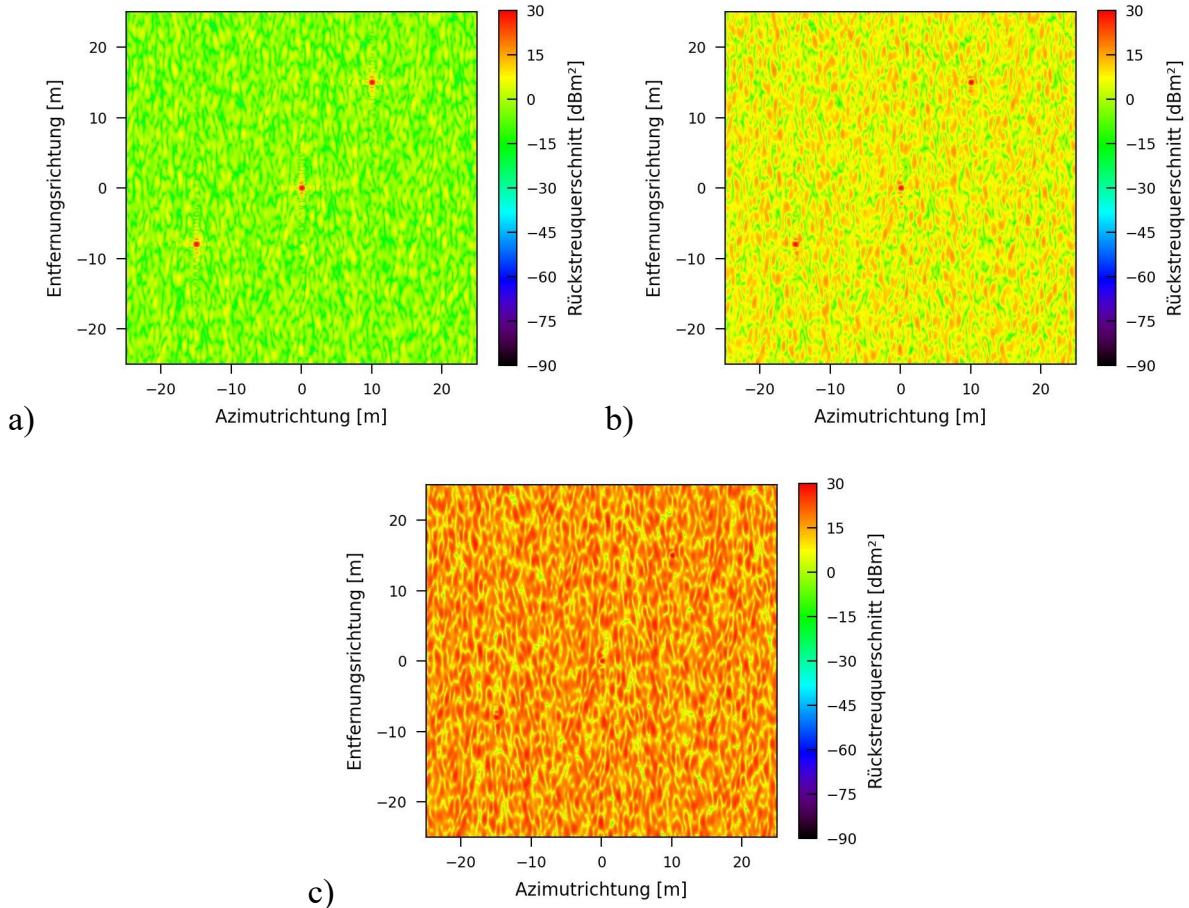


Abbildung 57: Simulierte SAR-Bilder mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 20 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W

Wiederum tritt ein über das gesamte Bild verteiltes Rauschen auf. Im Vergleich zur Störung durch einen permanenten Rauschstörer (Abschnitt 5.3.2) ist das Rauschlevel aber signifikant höher. Bei einer Peak-Sendeleistung von 50 W (Abbildung 57b) sind die in der Szene vorhandenen Punktziele schon schwer zu erkennen, bei 500 W (Abbildung 57c) gehen sie vollständig im Rauschen unter und sind nicht mehr erkennbar.

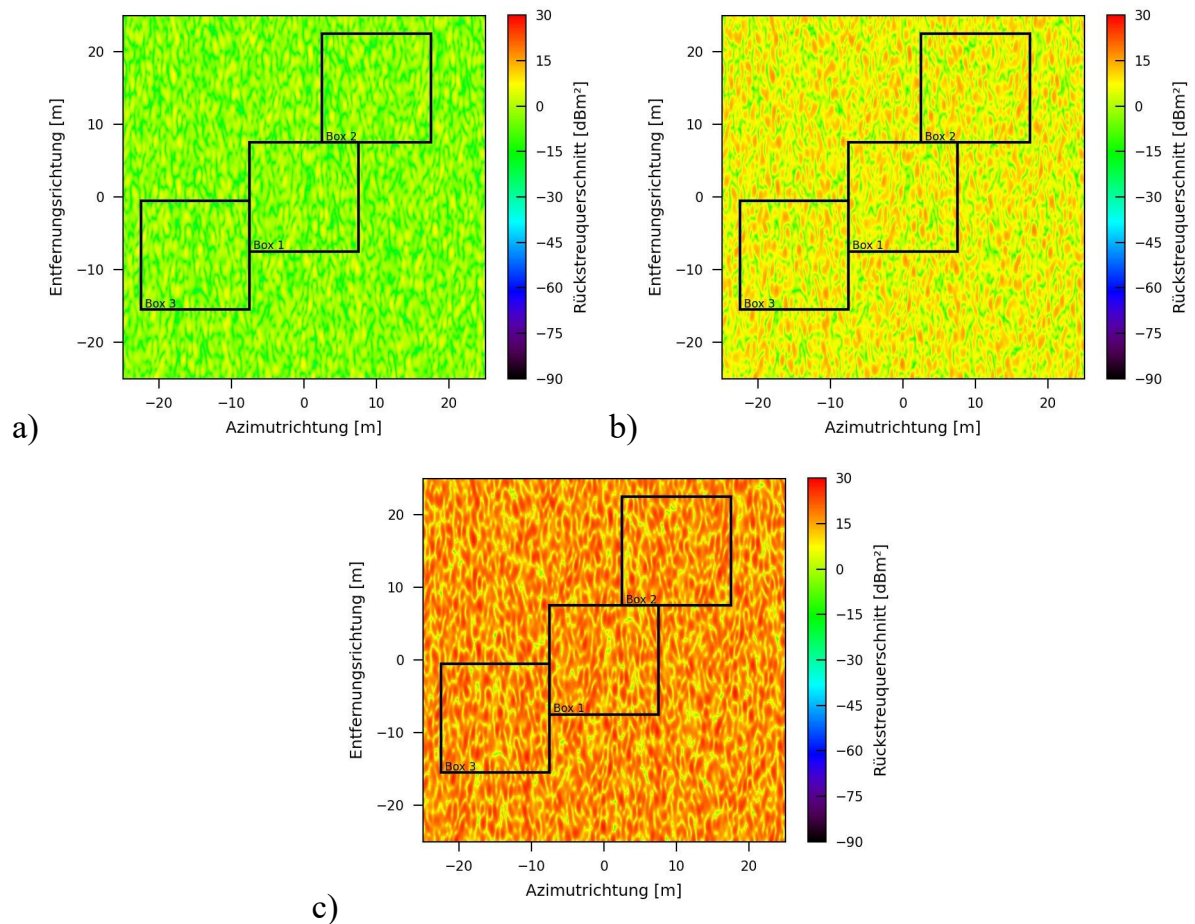


Abbildung 58: Bild des durch einen inkohärenten Störer induzierten Rauschens bei einer Sendeleistung des Störers von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W

Die durch Entfernung der Referenzinhalte entstehenden Störungsbilder (Abbildung 58) zeigen den Charakter der Störung über die ganze Szene. Die statistische Darstellung der Teilbereiche (Box 1, Box 2, Box 3) in Abbildung 59 bestätigt das durch die Ähnlichkeit der Plots für die einzelnen Regionen. In den Boxplots ist auch der deutliche Anstieg des Rauschlevels der Bilder sichtbar. Das JINL steigt von -3.16 dB für 5 W auf 16.84 dB bei einer Störerleistung von 500 W.

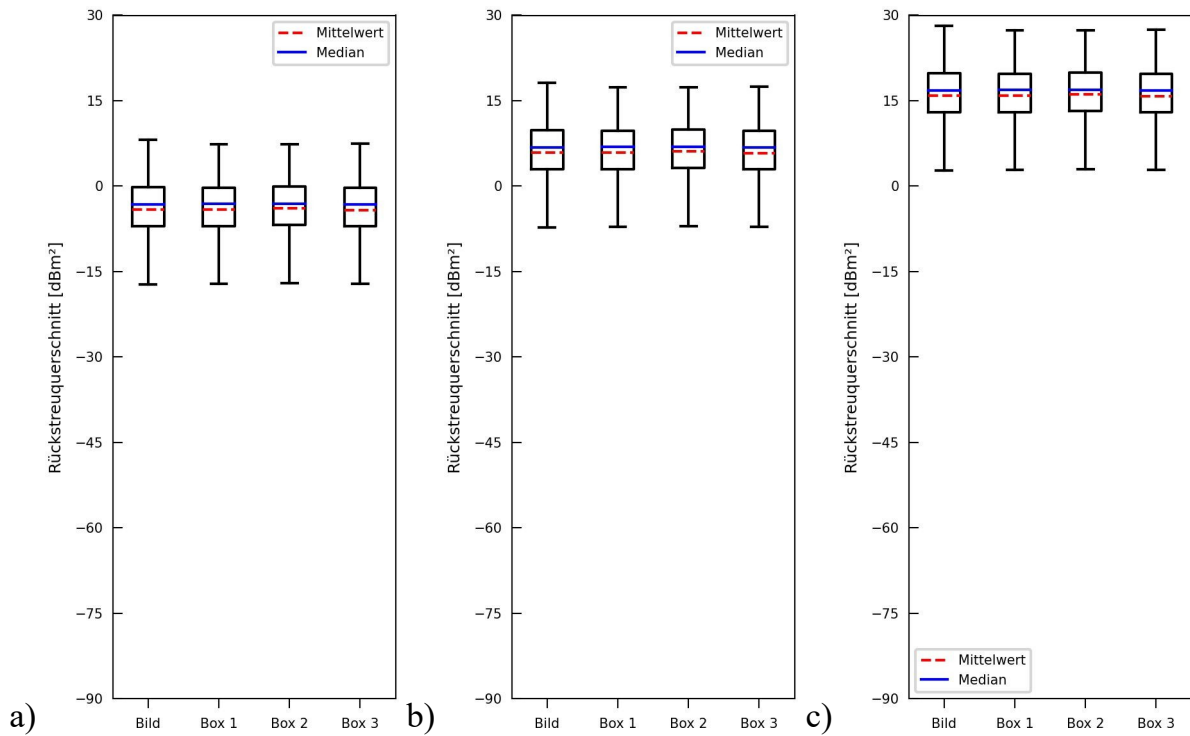


Abbildung 59: Boxplots der simulierten Störungsbilder bei einer Sendeleistung des Störsenders von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W

5.3.3.2 Pulswiederholfrequenz

Als weiterer Parameter wird die Pulswiederholfrequenz des Störsenders variiert. Dazu wird die Pulswiederholfrequenz basierend auf der Simulation aus Abbildung 56 und Abbildung 57 einmal halbiert und einmal verdoppelt. Die resultierenden Rohdaten sind in Abbildung 60 und Abbildung 61 zu sehen.

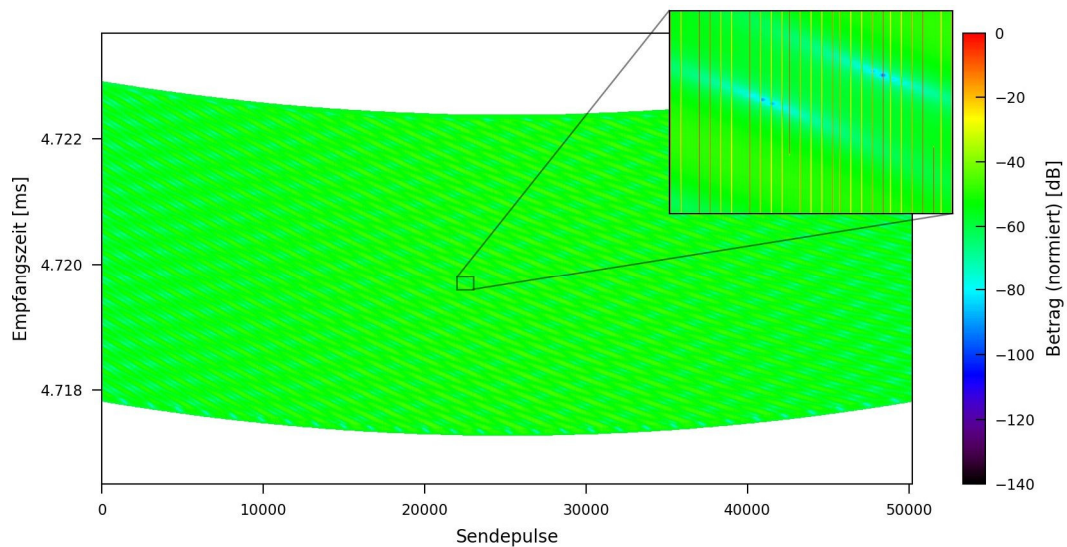


Abbildung 60: Rohdaten eines simulierten SAR-Bilds mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 10 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von 5 W

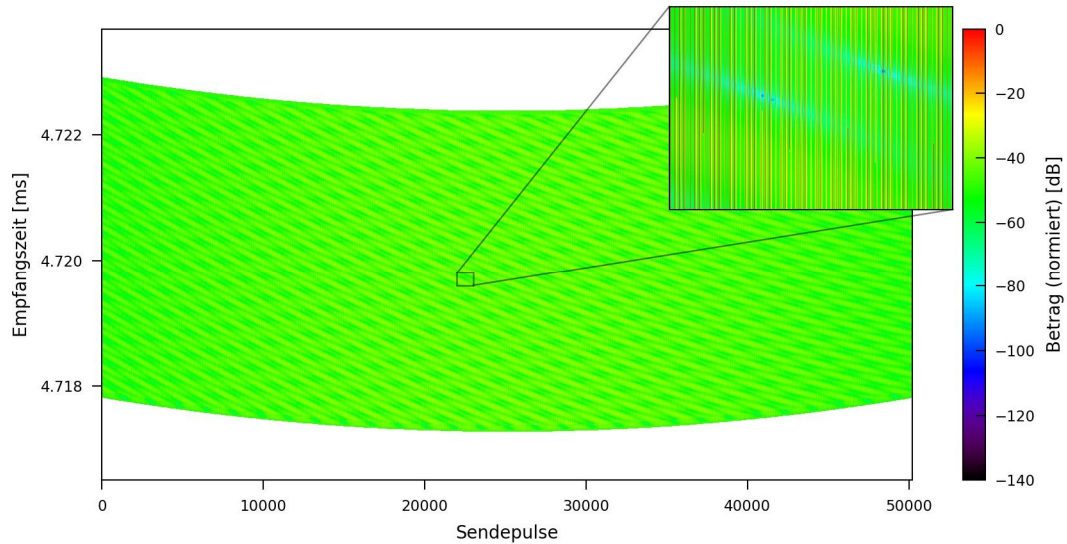


Abbildung 61: Rohdaten eines simulierten SAR-Bilds mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 40 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von 5 W

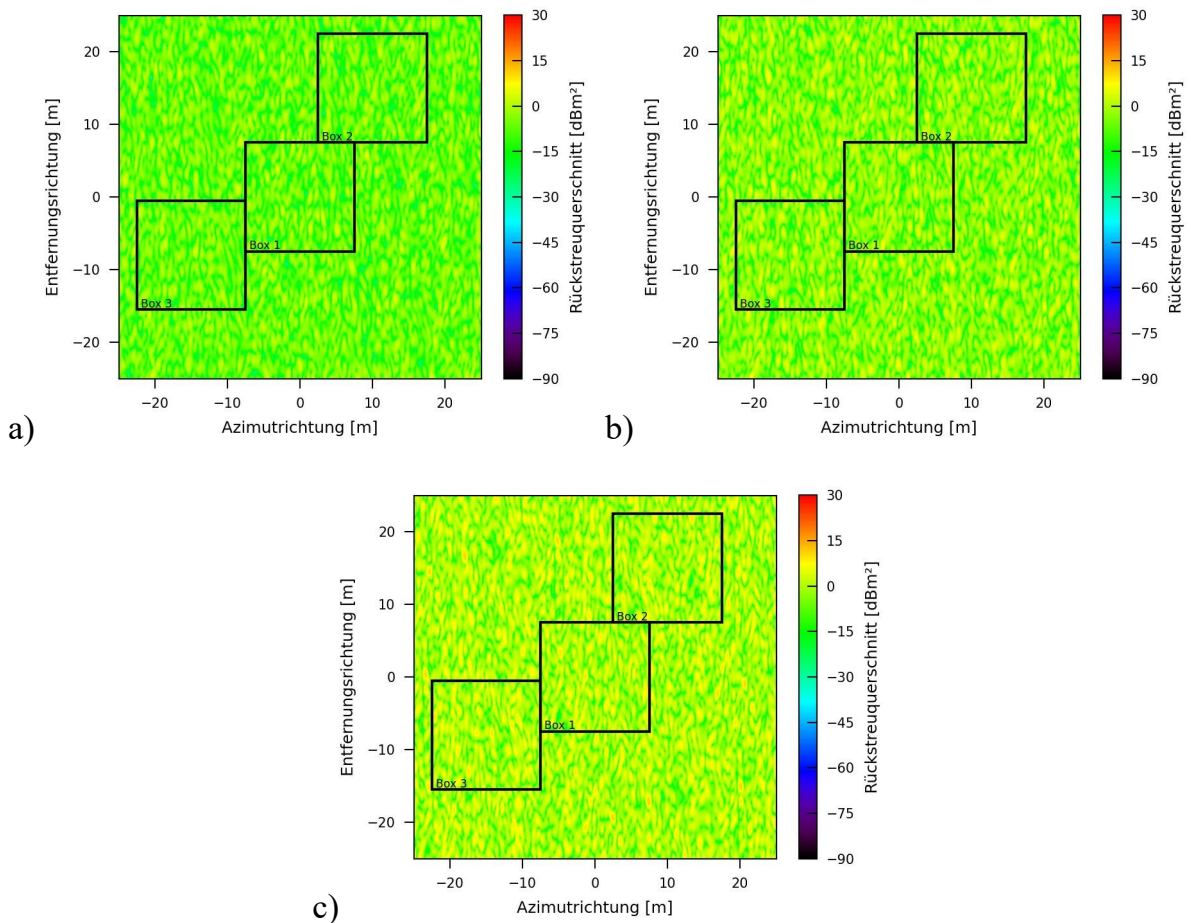


Abbildung 62: Durch inkohärenten Störsender verursachtes Rauschen bei Pulswiederholraten des Störers von a) 10 kHz, b) 20 kHz, c) 40 kHz

Schon in den Rohdaten ist die veränderte Wiederholfrequenz des Störers sichtbar. Die Dichte der roten Streifen ändert sich. Die Zahl der gestörten Entfernungprofile

verändert sich entsprechend mit der geänderten Frequenz. Diese Veränderung wirkt sich auch direkt auf das durch den Störer erzeugte Rauschlevel in den resultierenden Bildern aus (Abbildung 62). Eine Erhöhung der Wiederholfrequenz geht mit einem Ansteigen des Bildrauschens einher. Die wird auch durch die statistische Darstellung bestätigt (Abbildung 63). Hier ist ersichtlich, dass mit Verdoppelung der Wiederholfrequenz sich die Mittelwerte der Rückstreuquerschnitte auch jeweils um rund 3 dB erhöhen. Das JINL beträgt bei 10 kHz -6,16 dB, bei 20 kHz -3,16 dB und bei 40 kHz schließlich 0,04 dB.

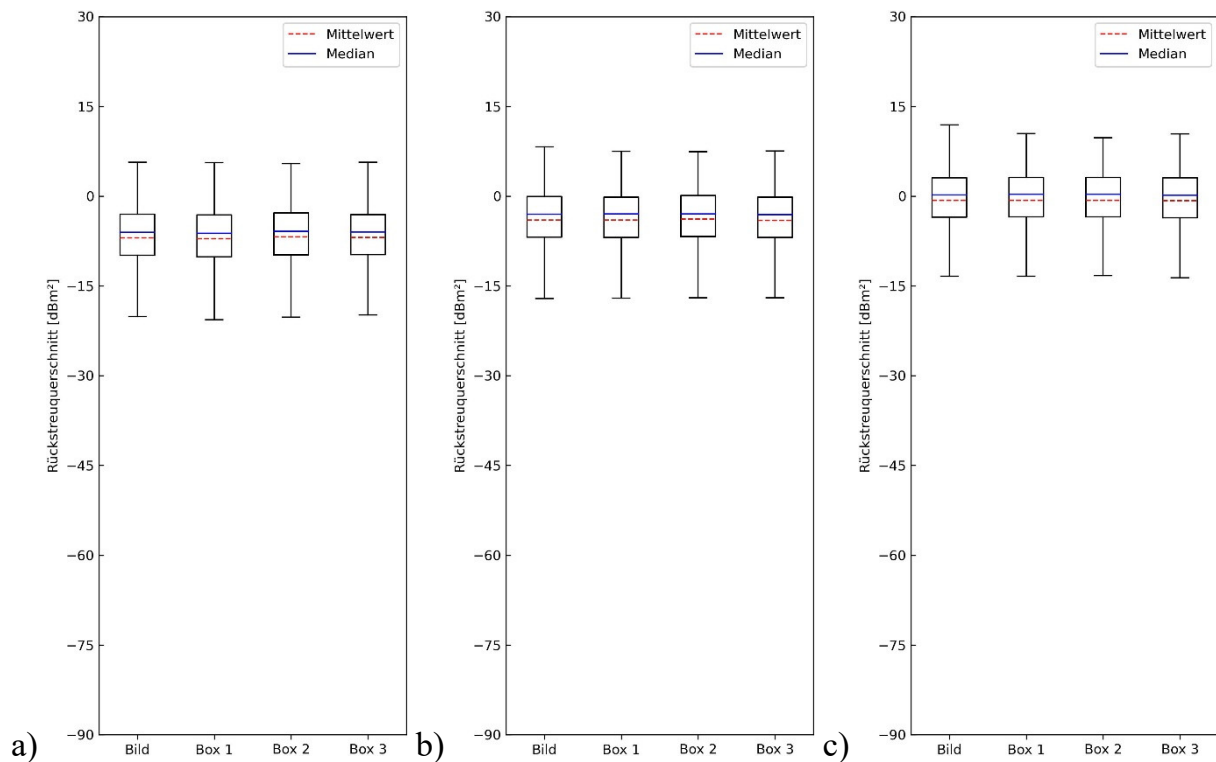


Abbildung 63: Boxplots der Rauschbilder für einen inkohärenten Störer bei unterschiedlichen Wiederholfrequenzen von a) 10 kHz, b) 20 kHz, c) 40 kHz

5.3.3.3 Bandbreite

Als dritter Parameter lässt sich beim inkohärenten Störer die Bandbreite variieren. Bleibt die Dauer des Signals konstant, ändert sich entsprechend die Chirprate. In den Simulationsergebnissen ist eine Veränderung des Bildrauschens zu erkennen. Während in Abbildung 64 a) die Störung ein streifiges Rauschen in Entfernungsrichtung verursacht, werden diese Streifenartefakte in Abbildung 64 b) und c) mit steigender Bandbreite immer kleiner. Der Grund hierfür liegt in der Prozessierung in Entfernungsrichtung.

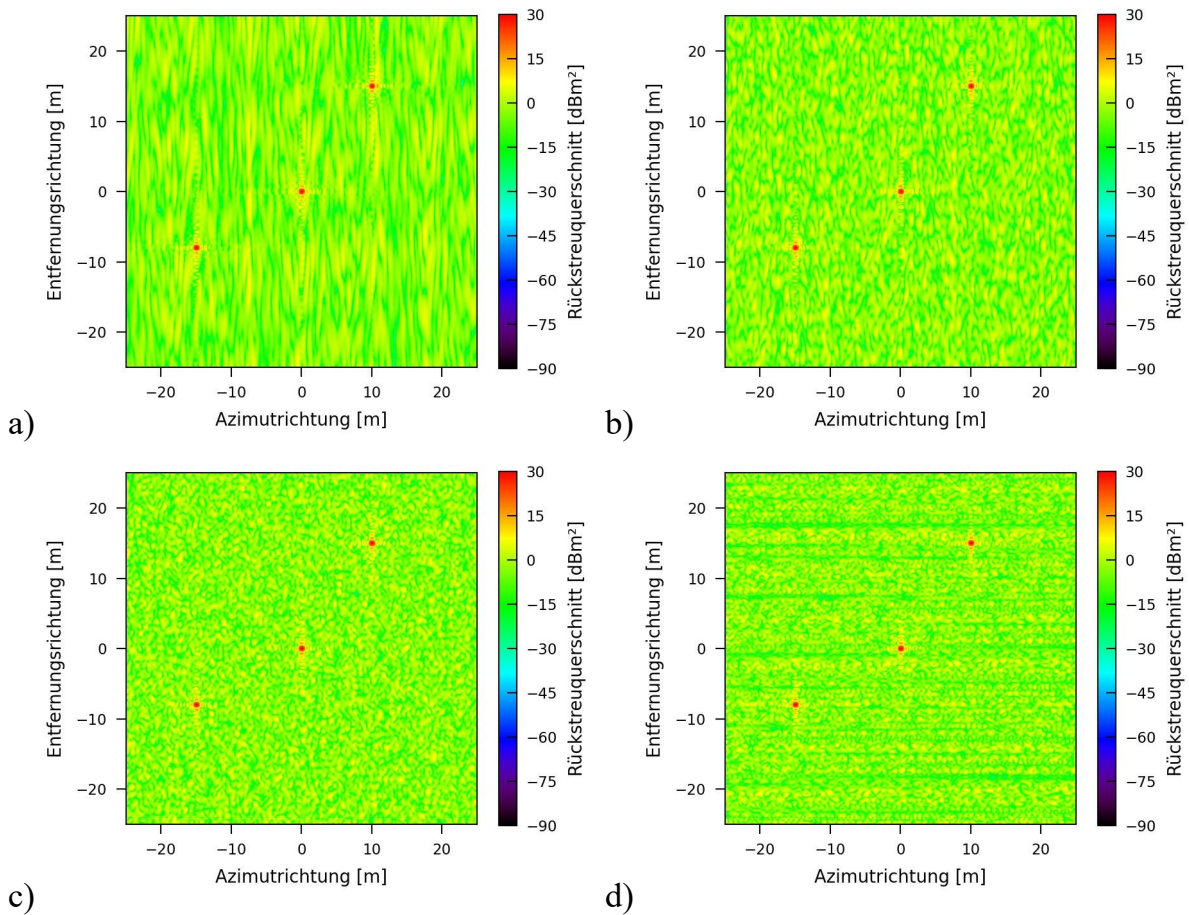


Abbildung 64: Mit einem inkohärenten Störer gestörte SAR-Bilder bei unterschiedlichen Bandbreiten des Störersignals von a) 50 MHz, b) 150 MHz, c) 300 MHz und d) 423,97 MHz bei konstanter Signaldauer von 5 μ s

Mit steigender Bandbreite wird das Störersignal dem Nutzsignal immer ähnlicher, was zu einem immer schmäler werdenden Korrelationsergebnis führt (Abbildung 65). Es ist auch zu sehen, dass der Betrag des Störers aufgrund der höheren Sendeleistung deutlich über dem des Radarsignals liegt. Je nach Lage des Störpulses werden so die Antworten der Punktziele im entfernungskomprimierten Profil überdeckt. Wegen der nicht passenden Phasenlage des Störpulses werden die Punktziele bei der Prozessierung in Azimutrichtung aber wieder hervorgehoben.

Entspricht die Bandbreite des Störpulses der des Radarsignals, tritt bei der Entfernungskompression der Idealfall ein, was zu einer nahezu optimalen Kompression des Störpulses führt, wie in Abbildung 65 d) zu sehen ist. Diese gute Korrelation führt im vollständig prozessierten Bild aus Abbildung 64 d) zu horizontal streifenförmigen Artefakten, die auf die Kompression in Entfernungsrichtung zurückzuführen sind, jedoch ohne, dass bei der Prozessierung in Azimutrichtung die Phasenlagen zu einer zuverlässigen Kompression in Azimutrichtung führen würden.

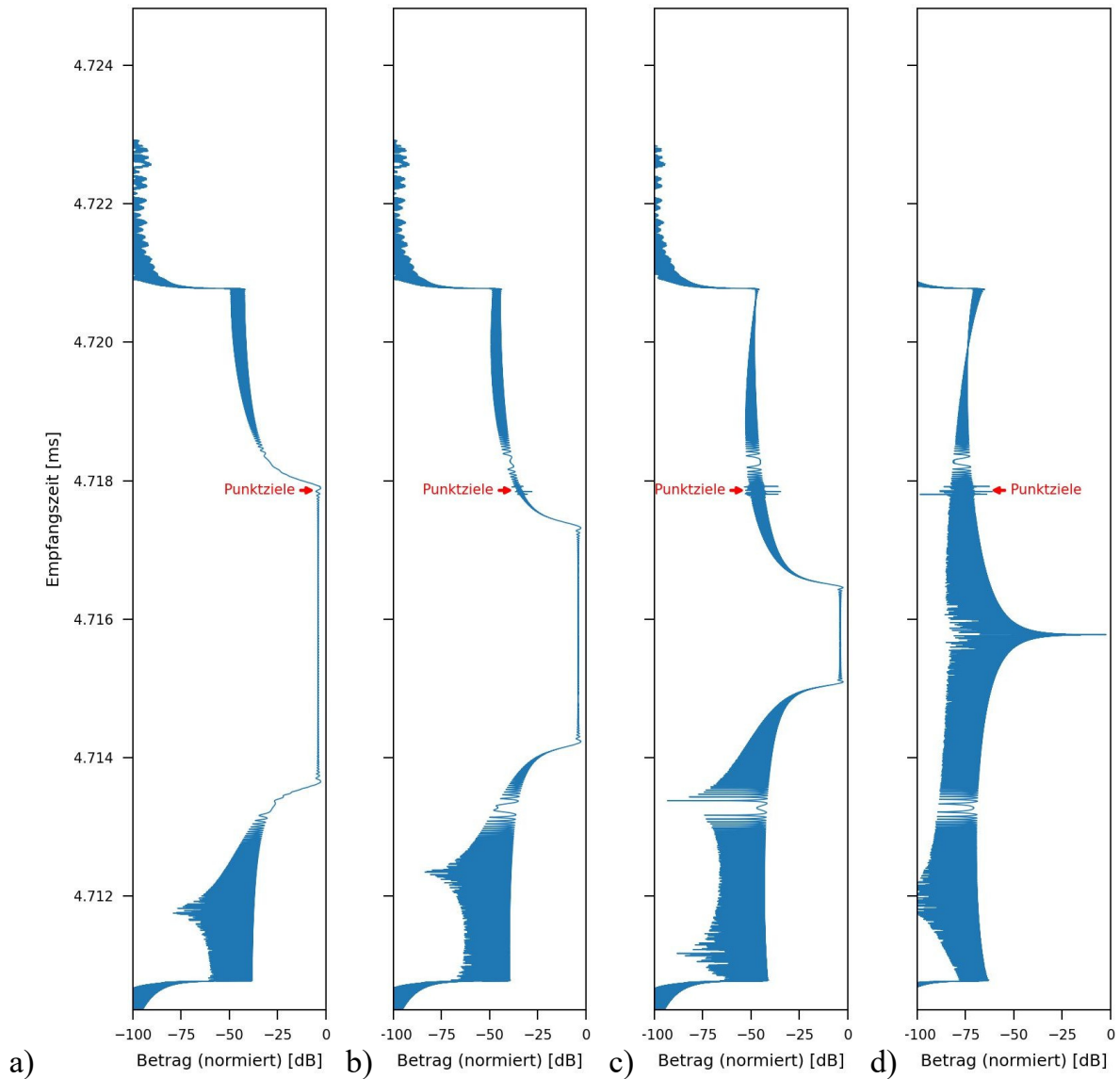


Abbildung 65: Entfernungskomprimierte Entfernungprofile aus der Rohdatenmatrix bei einer Bandbreite des inkohärenten Störpulses von a) 50 MHz, b) 150 MHz, c) 300 MHz und d) 423,97 MHz bei einer konstanten Chirpdauer von 5 μ s

Der inkohärente Störer verhält sich grundlegend sehr ähnlich wie ein Rauschstörer. Dies ist durch die schlechte Korrelation bei der Entfernungsprozessierung zurückzuführen. Einzig bei zufällig zum Radarsignal passender Bandbreite, ist bei der Entfernungsprozessierung eine bessere Pulskompression zu erwarten. Eine Veränderung der Pulswiederholfrequenz des Störsignals verursacht ein passend verändertes JINL.

5.3.4 Kohärenter Chirpstörer

Wie der inkohärente Chirpstörer definiert sich der kohärente Chirpstörer (Abschnitt 3.2.2) durch die Parameter Sendeleistung, Bandbreite, Chirpdauer und Wiederholfrequenz. Jedoch entsprechen die Parameter Bandbreite und Chirpdauer

denjenigen des Radarsignals. Die Wiederholfrequenz bezieht sich auf das wiederholte Aussenden eines vom Störsender empfangenen Radarpulses innerhalb der Betrachtungszeit des Radarpulses. Zusätzlich ist ein Startzeit-Offset möglich, nach welchem der erste Puls zurückgesendet wird. Die soll ermöglichen, eine Verarbeitungszeit im Störsender zu berücksichtigen.

5.3.4.1 Sendeleistung

Zunächst wird wiederum der Einfluss der Sendeleistung untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 66 gezeigt. Als grundlegende Parameter werden die Wiederholfrequenz f_{rep} auf 10 MHz und der Startzeit-Offset auf 10 ns festgelegt. Wie bei den vorhergehenden Simulationen befindet sich der Störsender bei (0 m, -25 m).

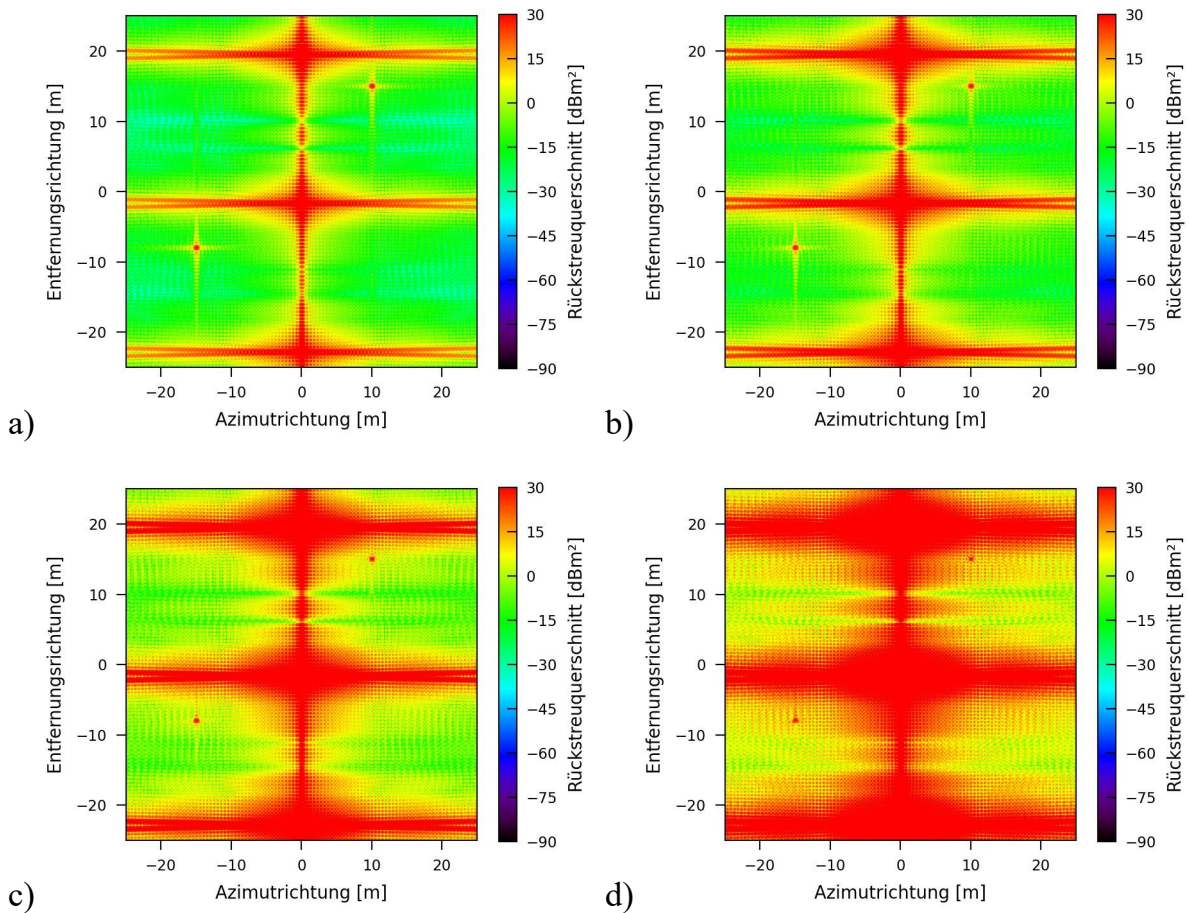


Abbildung 66: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung des mit einer Wiederholfrequenz von 10 MHz rückgesendeten Pulses von a) 1 W, b) 5 W, c) 50 W, d) 500 W

Die entstehende Störung ist im Gegensatz zu den vorherigen Mechanismen jetzt lokal ausgeprägt. Sie besteht im Wesentlichen aus defokussierten Punktzielantworten für jede Wiederholung. Die Störungsquelle befindet sich physikalisch an einem Punkt, wird in der SAR-Abbildung jedoch nicht fokussiert abgebildet. Dies liegt an den Phasenfehlern

die entstehen, weil Entfernung und Phasendrehung durch die zeitliche Verzögerung nicht zusammenpassen. Während die Phasendrehung für jeden rückgesendeten Puls konstant bleibt und der Entfernung des Störsenders zum Sensor entspricht, wird jede Wiederholung des Signals später am Sensor empfangen. Die Sendeleistung des Störsenders verursacht zusätzlich ein Überstrahlen der echten Punktziele im Bild, so dass diese je nach Position überdeckt werden. Bei gleichbleibender Skalierung und Kalibration dominieren die Störungen mit steigender Sendeleistung das Bild immer mehr. Das ist auch an den Bildqualitätsparametern für die drei Punktziele zu erkennen, die in Tabelle 4 gezeigt sind.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1029,94 m ²	995,11 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0,47 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	16,64 dB, 3,30 dB	-2,06 dB, 5,67 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	13,72 dB, 3,32 dB	13,87 dB, 9,58 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1067,98 m ²	989,18 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0,46 m x 0,43 m	0,48 m x 0,45 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	11,98 dB, -3,3 dB	-9,10 dB, -1,36 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	12,99 dB, -2,16 dB	13,78 dB, 8,45 dB
c)	Position	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-15,00 m, -7,95 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	nicht detektierbar	978,33 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	0,48 m x 0,45 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-19,68 dB, -11,42 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	12,69 dB, 4,91 dB
d)	Position	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-15,00 m, -7,85 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	nicht detektierbar	1085,24 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	0,43 m x 0,43 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-27,67 dB, -20,97 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	4,75 dB, -0,49 dB

Tabelle 4: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer aus Abbildung 66 bei einer Sendeleistung des Störsenders von a) 1 W, b) 5 W, c) 50 W, d) 500 W

Aus den Werten und den Bildern ist zu entnehmen, dass Ziel 1 in allen simulierten Szenen nicht mehr detektierbar ist und komplett von der Störung überdeckt wird. Bei stärker werdender Sendeleistung des Störsenders trifft das auch auf Ziel 2 zu. Die

Ausdehnung der defokussierten Signalantworten des Störers wird mit zunehmender Sendeleistung größer. Die Analyse der verfügbaren Werte zeigt, dass der Einfluss auf die Auflösung der detektierbaren Punktziele noch minimal ist, so lang die Ziele nicht direkt im Einflussbereich der Störung liegen. Die Veränderungen im Rückstreuquerschnitt und teilweise in der detektierten Position der Punktziele lassen aber auf eine Überlagerung schließen.

Durch den weiträumigeren Charakter der Qualitätsparameter PSLR und ISLR sind diese Werte von der Störung deutlich stärker betroffen. Mit steigender Sendeleistung des Störsenders breitet sich der Effekt der Störung räumlich im Bild weiter aus, was mit einem starken Absinken der Parameter einhergeht. Wird das PSLR negativ, so ist die Störung in der jeweiligen Richtung stärker als das Punktziel. Das PSLR wird über die gesamte Breite (Azimut x) bzw. Höhe (Entfernungsrichtung y) des Bildes ermittelt. Darum wirkt sich die Störung sofort auf den Parameter aus. Das ISLR wird räumlich begrenzt bis zum zwanzigfachen der Auflösung rund um das Punktziel ermittelt. Deshalb hängt der Einfluss der Störung auf diesen Parameter maßgeblich von der Position des Punktziels und aus der räumlichen Ausdehnung der Störung ab. Der Wert des ISLR wird dann stark beeinflusst, wenn die Störung den entsprechenden Bereich der Ermittlung des ISLR erreicht. Bei Betrachtung von Ziel 2 und Ziel 3 beispielsweise in Abbildung 66 b) und Tabelle 4 b) zeigt sich, dass das jeweilige ISLR in Azimutrichtung nicht so stark beeinflusst wird, weil die Störung weit genug von den Zielen entfernt liegt. In Entfernungsrichtung liegen die Auswirkungen der Störung deutlich näher an der Position der Punktziele, weshalb hier die Werte des ISLR stark zurückgehen.

5.3.4.2 Wiederholfrequenz

Die Anzahl der im gestörten Bild sichtbaren, durch die Störpulse erzeugten, defokussierten Punktziele, hängt direkt ab von der gewählten Wiederholfrequenz des Störsenders (Abbildung 67). Dieser Parameter hat durch die veränderte Position und die erhöhte Anzahl der Störungen im Verhältnis zu den Punktzielen direkt Einfluss auf die Bildqualitätsparameter, die in Tabelle 5 aufgelistet werden.

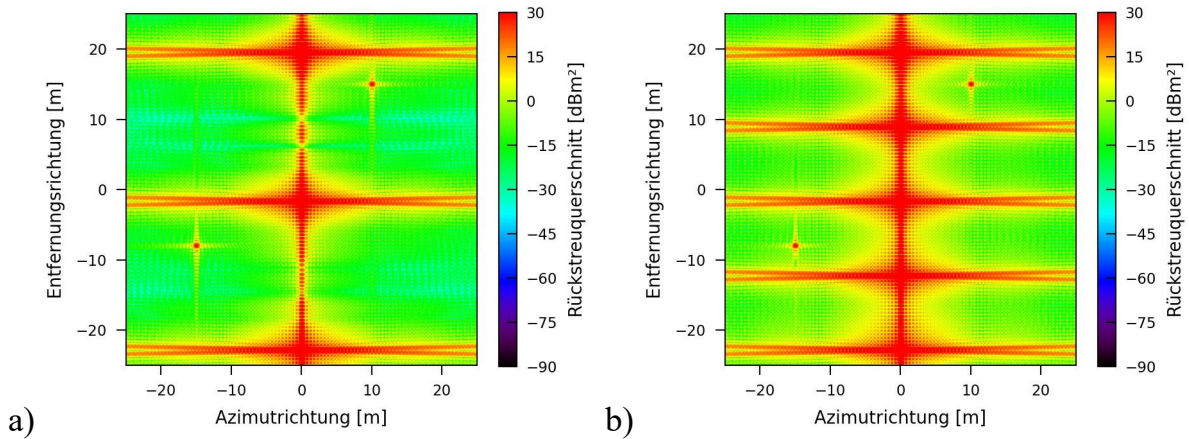


Abbildung 67: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung von 1 W des rückgesendeten Pulses von bei einer Wiederholungsrate bei a) 10 MHz, b) 20 MHz

Mit Hilfe der Profile in Azimut- und Entfernungsrichtung bei Punktziel 3, die in Abbildung 68 gezeigt sind, lassen sich die Veränderungen der Qualitätsparameter erläutern. Durch die Überlagerung der einzelnen Störpulse steigt in der entsprechenden Zeile (Profil in Azimutrichtung) beziehungsweise Spalte (Profil in Entfernungsrichtung) im Bild die vorhandene Leistung deutlich an. Dies hat direkte Auswirkungen auf das PSLR, welches schließlich in den negativen Bereich absinkt, wenn die Störung stärker wird als das Punktziel.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1029,94 m ²	995,11 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0,47 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	16,64 dB, 3,30 dB	-2,06 dB, 5,67 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	13,72 dB, 3,32 dB	13,87 dB, 9,58 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1061,28 m ²	994,25 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0,46 m x 0,43 m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	3,13 dB, 3,48 dB	-11,11 dB, 5,56 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	13,26 dB, 4,13 dB	13,72 dB, 5,31 dB

Tabelle 5: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer aus Abbildung 67 bei einer Sendeleistung von 1 W des rückgesendeten Pulses von bei einer Wiederholungsrate von a) 10 MHz, b) 20 MHz

Das Profil in Entfernungsrichtung zeigt die verdoppelte Anzahl der Störpulse deutlich. Die deutliche Verschlechterung des ISLR ist dadurch begründet, dass durch die Frequenzverdoppelung bei einer y-Koordinate von etwa -12 m zusätzliche Energie in

den Ermittlungsbereich des ISLR eingebracht wird. Eine weitere Erhöhung der Wiederholfrequenz des Störpulses würde schließlich die Bildqualitätsparameter weiter verschlechtern, schließlich auch die letzten Punktziele überdecken und den Nutzen des Bildes stark reduzieren.

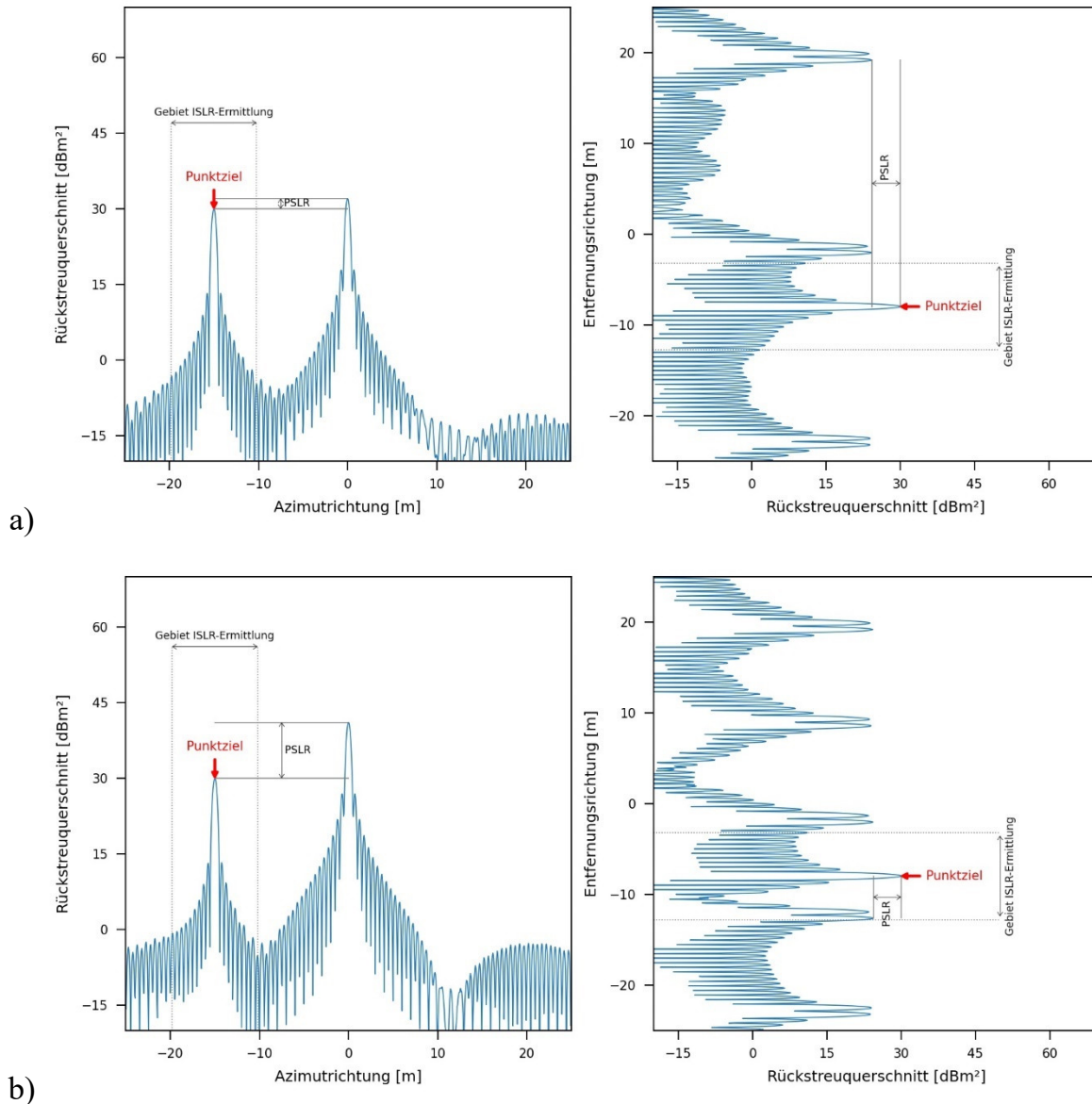


Abbildung 68: Profile in Azimut- und Entfernungsrichtung in mit einem kohärenten Störsender gestörten SAR-Bildern basierend auf Abbildung 67 für Punktziel 3 bei einer Wiederholfrequenz des Störsignals von a) 10 MHz, b) 20 MHz

5.3.4.3 Position des Störers

Die Position des Störers hat beim kohärenten Störer deutlichen Einfluss auf die resultierende Störung im Bild. Abbildung 69 zeigt die Auswirkungen des Störers bei vier verschiedenen Abständen des Senders zum Szenenmittelpunkt und somit zu den Punktzielen in Entfernungsrichtung. Dabei sind grundsätzlich zwei Effekte zu beobachten. Zum einen verändern sich die Positionen der defokussierten

Punktzielantworten der Störpulse, je nachdem wie sie aufgrund der geänderten Geometrie im Bild zu liegen kommen. Ziel 1 in der Mitte ist in Abbildung 69 in jedem Fall überdeckt, weil die Störung immer in der Bildmitte liegt. Hier ragt nur in wenigen, sehr günstigen Fällen das Punktziel noch aus der Störung heraus. Je nach Platzierung der Störungen werden in den unterschiedlichen SAR-Bildern auch die Ziele 2 und 3 überdeckt oder zumindest deren Bildqualitätsparameter sehr stark beeinflusst (Tabelle 6).

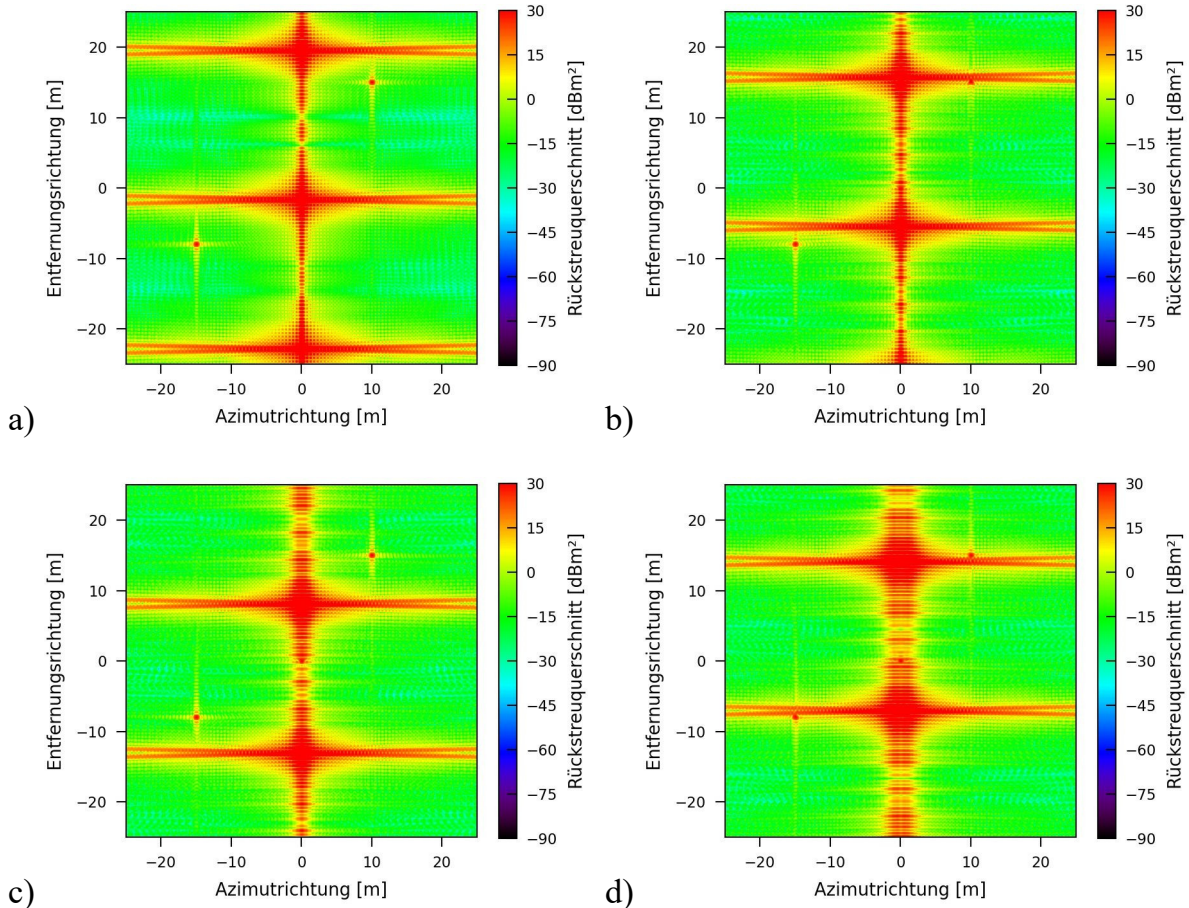


Abbildung 69: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung 1 W mit einer Wiederholfrequenz des rückgesendeten Pulses von 10 MHz. Position des Störsenders in Entfernungsrichtung bei a) -25 m, b) -50 m, c) -100 m, d) -200 m

Zum anderen ist erkennbar, dass die Defokussierung mit steigendem Abstand des Störsenders zum beobachteten und abgebildeten Gebiet zunimmt. Dies ist darauf zurückzuführen, dass Timing und Phase des wiederholt ausgesendeten Pulses durch die verzögerte Wiederholung mit wachsendem Abstand immer weniger zusammenpassen. In Abbildung 69d) führt das dazu, dass sogar Ziel 1 noch detektierbar ist, weil sich die Energie der Störung durch die Defokussierung auf einen größeren Bereich verteilt und somit die Leistung lokal geringer wird. Allerdings wird durch die Aufweitung die

gemessene Auflösung sowie die Parameter PSLR und ISLR besonders in Entfernungsrichtung negativ beeinflusst. Eine fehlerhafte Phaseninformation führt so direkt zur sichtbaren Defokussierung. Liegt der Störsender näher an der Position der Störung, umso geringer ist der zugehörige Phasenfehler und desto schärfer ist die zugehörige Abbildung des Störpulses im Bild.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1029,94 m ²	995,11 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0,47 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	16,64 dB, 3,30 dB	-2,06 dB, 5,67 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	13,72 dB, 3,32 dB	13,87 dB, 9,58 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	nicht detektierbar	940,05 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	0,50 m x 0,46 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-4,47 dB, 5,19 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	12,6 dB, 2,99 dB
c)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1009,46 m ²	988,29 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0,48 m x 0,44m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	4,65 dB, 3,20 dB	4,06 dB, 5,68 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	13,49 dB, 10,35 dB	13,60 dB, 9,50 dB
d)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1034,57 m ²	982,28 m ²	913,63 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0,50 m x 0,51 m	0,47 m x 0,47 m	0,50 m x 0,51 m
	PSLR (Az, Rg)	9,89 dB, -30,32 dB	-14,68 dB, 2,33 dB	-15,46 dB, 4,93 dB
	ISLR (Az, Rg)	6,15 dB, -10,47 dB	6,41 dB, 1,35 dB	6,82 dB, 5,00 dB

Tabelle 6: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer nach Abbildung 69 bei einer Sendeleistung von 1 W des rückgesendeten Pulses bei einer Position des Störsenders in Entfernungsrichtung von a) -25 m, b) -50 m, c) -100 m, d) -200 m

Der Störsender kann auch in Azimutrichtung verschoben sein. In diesem Fall verlagern sich die Antworten der Wiederholungen des Pulses entsprechend der Verschiebung des Senders ebenso in Azimutrichtung. Abbildung 70 zeigt die Verlagerungen der Störung identisch zur Verschiebung des Störsenders.

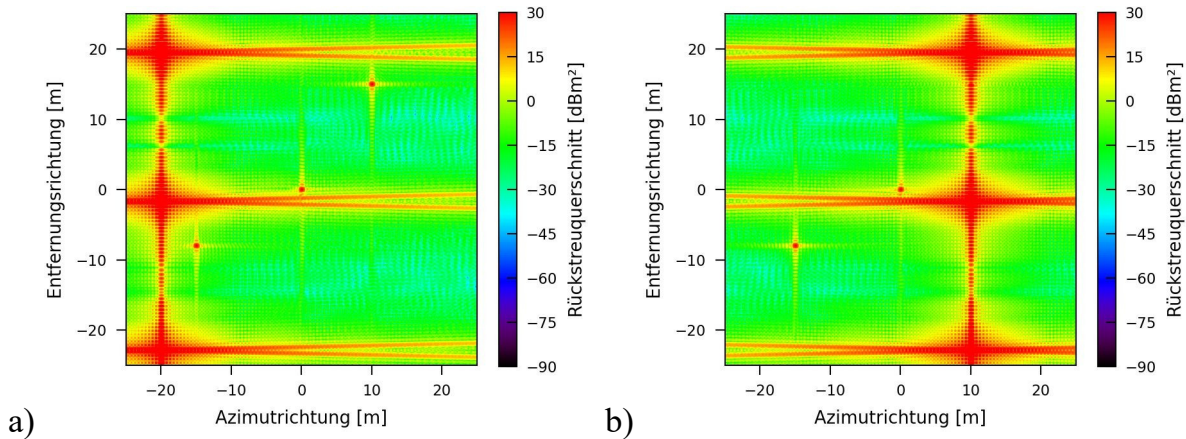


Abbildung 70: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung 1 W mit einer Wiederholfrequenz des rückgesendeten Pulses von 10 MHz. Position des Störsenders in Azimutrichtung bei a) -20 m, b) -10 m

Ein kohärenter Störer verursacht Abbildungen des Störpulses im Bild. Je größer der Fehler zwischen Timing und Phase der jeweiligen Pulswiederholung ist, desto stärker sind die Abbildungen defokussiert. Eine Verschiebung des Störsenders in Azimutrichtung verschiebt die Störung im Bild entsprechend.

5.3.5 Intelligenter Störer

Im vorherigen Abschnitt 5.3.4 ist gezeigt, dass bei verschobener Phasenlage und nicht dazu passendem Timing die Antworten der durch einen kohärenten Störsender ausgesendeten Pulse unscharf werden, je weiter sie von der Position des Störsenders entfernt sind. Wie in Abschnitt 0 erläutert lässt eine Anpassung von Timing und Phase in Kombination mit einer Steuerung der Sendeleistung in der Theorie einen Störer zu, dessen Antworten im SAR-Bild korrekt fokussiert sind, und der somit Punktziele im SAR-Bild einfügen (konstruktiv) oder ausblenden (destruktiv) kann.

5.3.5.1 Konstruktiver Störer

Mit Hilfe eines konstruktiven Störers, der für jeden Puls Timing, Phase und Leistung anpasst, können Falschziele in das SAR-Bild eingefügt werden. Dies ist bei entsprechender Signalgenerierung auch für mehrere Falschziele gleichzeitig möglich sein. Abbildung 71 zeigt die Referenzszenen mit zwei eingefügten Falschzielen, die unterschiedliche Rückstreuquerschnitte aufweisen. Hierbei wurde Falschziel 1 bei (2,00 m, 5,00 m) mit einem Rückstreuquerschnitt von 500 m^2 (27 dBm^2) definiert. Für Falschziel 2 bei (-4,00 m, -6,00 m) wird zur Simulation ein Rückstreuquerschnitt von 150 m^2 ($21,76 \text{ dBm}^2$) festgelegt.

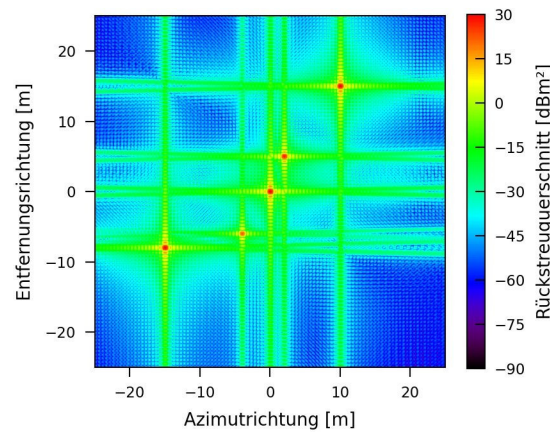


Abbildung 71: SAR-Bild der Referenzszene mit einem intelligenten, konstruktiven Störer zur Einbringung von zwei zusätzlichen Falschzielen in die Aufnahme

Die intelligente Störung hat auf die echten Ziele weiter keine substantiellen Auswirkungen. Ein außerhalb der Falschzielantworten bestimmtes JINL (Bereich 5 m x 5 m in der linken, unteren Ecke) liegt bei nur etwa -70 dB. Die durch die Störung erzeugten Falschziele lassen sich im Bild aber von echten Zielen nicht unterscheiden. Die Bildqualitätsparameter an diesen Positionen entsprechen den Erwartungen (Tabelle 7).

	Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
Position	0,00 m, 0,00m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
Rückstreuequerschnitt	1000,12 m ²	499,97 m ²	149,59 m ²
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16,69 dB, 13,26 dB	16,68 m ² , 13,28 dB	16,66 dB, 13,29 dB
ISLR (Az, Rg)	13,86 dB, 10,16 dB	13,85 dB, 10,18 dB	13,81 dB, 10,19 dB

Tabelle 7: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m²

Die Effektivität des konstruktiven Störers hängt von der Genauigkeit der Berechnung der notwendigen Phasen- und Zeitverschiebung des zurückgesendeten Signals ab. Diese Genauigkeit erfordert wiederum eine genaue Kenntnis der Position des Sensors. Aus geometrischen Gründen sind hierbei Positionsfehler in Azimutrichtung (x) und in Entfernungsrichtung (y bzw. z, vgl. Abbildung 3) zu unterscheiden. Hierfür wurden die Effekte untersucht, die jeweils durch einen Positionsfehler von 1000 m in x-Richtung bzw. in z-Richtung entstehen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 8 und Tabelle 9 zu sehen.

	Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
Position	0,00 m, 0,00m	2,05 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
Rückstreuquerschnitt	1000,87 m ²	497.85 m ²	149.04 m ²
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16.68 dB, 13.26 dB	16.66 dB, 13.27 dB	16.64 dB, 13.26 dB
ISLR (Az, Rg)	13.86 dB, 10.16 dB	13.81 dB, 10.16 dB	13.82 dB, 10.21 dB

Tabelle 8: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² bei einem Positionsfehler in x-Richtung von 1000 m

	Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
Position	0,00 m, 0,00m	2,00 m, 4,95 m	-4,00 m, -6,00 m
Rückstreuquerschnitt	1000.13 m ²	496.56 m ²	148.20 m ²
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,45 m
PSLR (Az, Rg)	16.65 dB, 13.26 dB	16.60 dB, 13.24 dB	16.66 dB, 13.25 dB
ISLR (Az, Rg)	13.84 dB, 10.15 dB	13.79 dB, 10.15 dB	13.85 dB, 10.24 dB

Tabelle 9: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² bei einem Positionsfehler in z-Richtung von 1000 m

Die Werte zeigen, dass die Veränderungen der Punktziele bei diesen Positionsfehlern sowohl in x- als auch in z-Richtung minimal sind. Jedoch ergibt sich durch den Fehler in x-Richtung eine Verschiebung von Falschziel 1 um ein Pixel in Azimutrichtung. Für Falschziel 2 ist die resultierende Verschiebung zu klein, um einen Pixelsprung zu verursachen (Abbildung 72).

Der Positionsfehler in Entfernungsrichtung um denselben Betrag wirkt sich ebenso nur gering auf die Punktziele aus. Falschziel 1 springt in Entfernungsrichtung um ein Pixel. Im Vergleich der zugehörigen Abstandsfehler für die beiden Falschziele in Abbildung 73 wird der Unterschied deutlich.

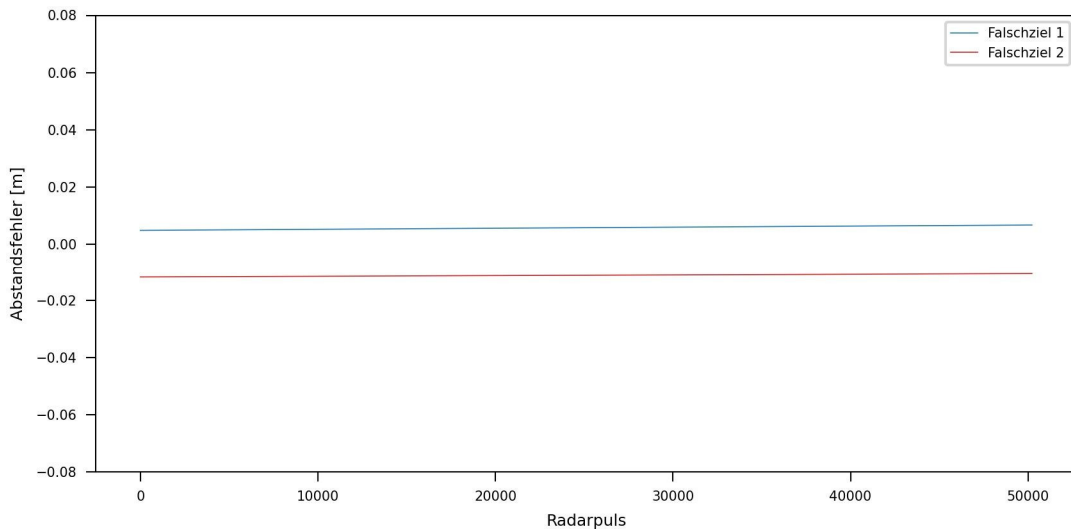


Abbildung 72: Abstandsfehler (Hin- und Rückweg) durch Fehler Position des Sensors in x-Richtung von 1000 m über die synthetische Apertur

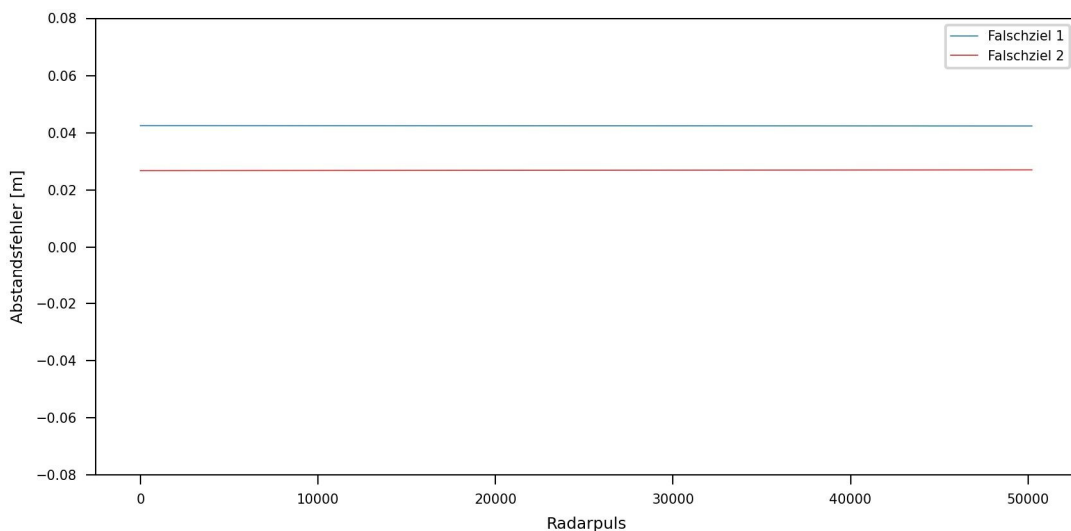


Abbildung 73: Abstandsfehler (Hin- und Rückweg) durch Fehler Position des Sensors in z-Richtung von 1000 m über die synthetische Apertur

Im Allgemeinen ist wie schon in Abschnitt 0 erläutert davon auszugehen, dass der Sensor als nicht kooperativ angesehen werden muss und seine genaue Position dem Störsender nicht übermittelt. Das bedeutet, dass für die Berechnung der Phasen- und Zeitparameter öffentlich zugängliche Quellen herangezogen werden müssen. Die Erfassung der Parameter eines Objekts im Weltraum geschieht mit Hilfe eines weltweit aufgestellten Sensornetzwerks. Die erfassten Parameter unterliegen allerdings Messfehlern und damit Fehler bei der Extrapolation der Flugbahn. Das begrenzt die Genauigkeit der Kenntnis der Sensorposition. Daher werden Simulationen durchgeführt, wie groß der Effekt der ungenauen Ermittlung der Phasen- und Zeitverschiebung ist. Anhaltspunkte für den möglichen, realistischen Positionsfehler liefert [Ang20, p105ff]. Basierend darauf wird für die drei Richtungen x, y und z jeweils ein Fehler von 6000 m

in x-Richtung und jeweils 100 m bzw. in y- und z-Richtung angenommen. Die resultierende Abbildung ist von der optimalen Abbildung (Abbildung 71) faktisch nicht zu unterscheiden. Lediglich die genauere Betrachtung der Bildqualitätsparameter liefert Werte für die Abweichungen, die praktisch jedoch kaum relevant sind (Tabelle 10).

	Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
Position	0,00 m, 0,00m	2,20 m, 4,95 m	-3,90 m, -5,95 m
Rückstreuquerschnitt	999,10 m ²	494,21 m ²	149,22 m
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16,67 dB, 13,23 dB	16,60 dB, 13,21 dB	16,65 dB, 13,27 dB
ISLR (Az, Rg)	13,86 dB, 10,20 dB	13,82 dB, 10,21 dB	13,72 dB, 10,15 dB

Tabelle 10: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² unter Berücksichtigung eines Positionsfehlers von (6000 m, 100 m, 100 m) des Sensors bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung sowie der Leistung des Störsignals

Es zeigt sich im untersuchten Extremfall hauptsächlich eine Verschiebung der Falschziele um wenige Pixel, in Azimutrichtung stärker als in Entfernungsrichtung. Die Auflösung wird nicht messbar beeinflusst, lediglich PSLR und ISLR zeigen sehr geringe Abweichungen. Auch der resultierende Rückstreuquerschnitt nimmt nur leicht ab. Diese Verschiebungen kommen durch den Abstandfehler zustande, der in Abbildung 74 gezeigt ist. Durch den großen Fehler in Flugrichtung ergibt sich der Verlauf des Abstandfehlers über die synthetische Apertur.

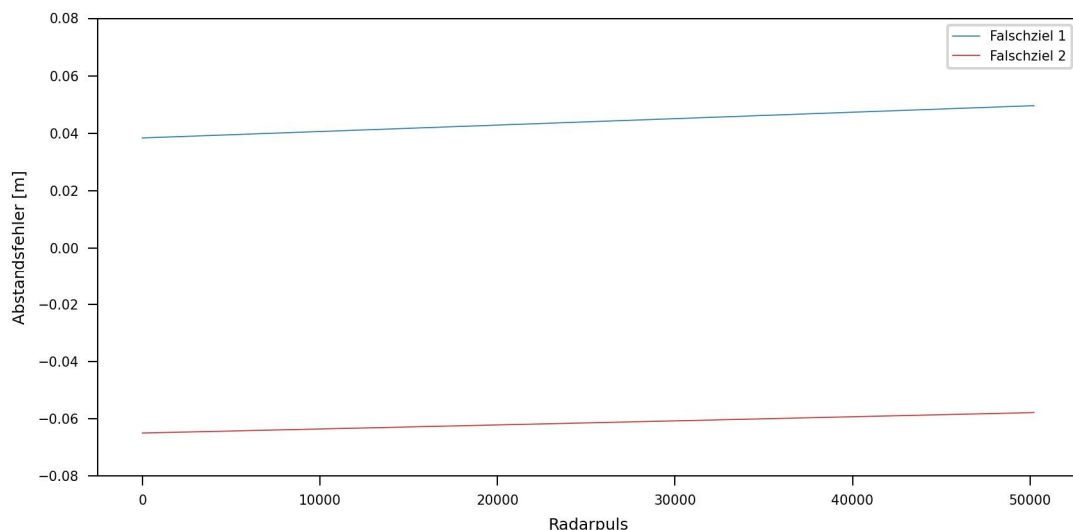


Abbildung 74: Verlauf des durch die Unkenntnis der genauen Sensorflugbahn entstehenden Abstandfehlers bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung im intelligenten Störsender bei einem Positionsfehler von 6000 m in x-Richtung und einem Fehler von jeweils 100 m in y- und z-Richtung

Werden die Störungen separiert betrachtet, ist in Abbildung 75 und Abbildung 76 im Vergleich mit Abbildung 74 klar zu erkennen, dass hier aufgrund des deutlich höheren Betrags der Positionsfehler in x-Richtung bei der Charakteristik des Abstandsfehlers deutlich dominiert.

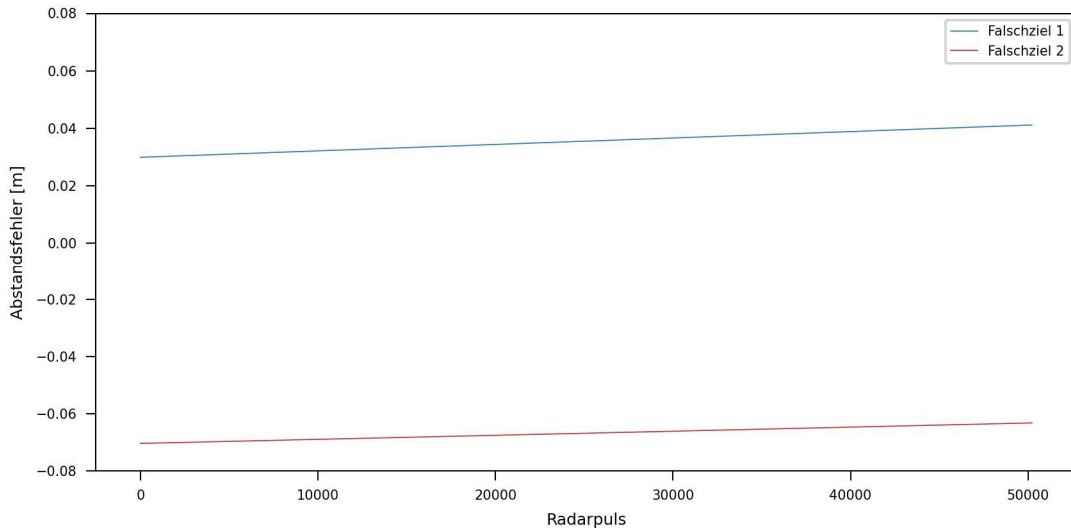


Abbildung 75: Verlauf des durch die Unkenntnis der genauen Sensorflugbahn entstehenden Abstandsfehlers bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung im intelligenten Störsender bei einem Positionsfehler von 6000 m in x-Richtung

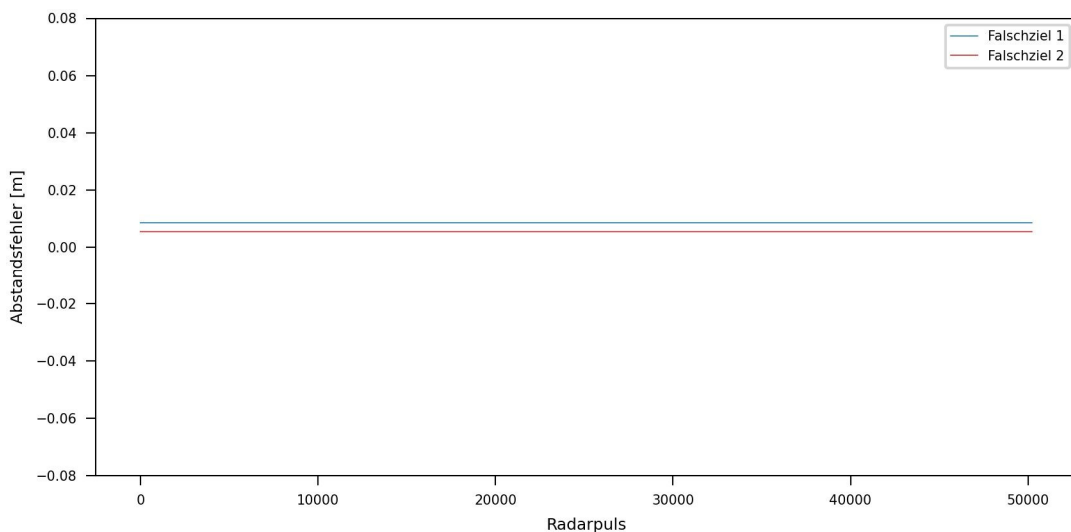


Abbildung 76: Verlauf des durch die Unkenntnis der genauen Sensorflugbahn entstehenden Abstandsfehlers bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung im intelligenten Störsender bei einem Positionsfehler von jeweils 100 m in y- und -z-Richtung

Diese Dominanz des starken Fehlers in x-Richtung zeigt sich auch in den Werten aus Tabelle 11 und Tabelle 12. Die Verschiebung der Punktziele ist danach nur auf den großen Positionsfehler in x-Richtung zurückzuführen. Der kleine Fehler in y- und z-Richtung hat demnach kaum Auswirkungen. Bei Anwendung eines intelligenten Störers ist also die Verwendung möglichst aktueller Positionsdaten des zu störenden Sensors notwendig.

	Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
Position	0,00 m, 0,00m	2.20 m, 4.95 m	-3,90 m, -5,95 m
Rückstreuquerschnitt	1000,10 m ²	493.44 m ²	148.92 m ²
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,45 m
PSLR (Az, Rg)	16.67 dB, 13.27 dB	16.64 dB, 13.22 dB	16.61 dB, 13.28 dB
ISLR (Az, Rg)	13.85 dB, 10.15 dB	13.75 dB, 10.12 dB	13.77 dB, 10.24 dB

Tabelle 11: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² unter Berücksichtigung eines Positionsfehlers von 6000 m in x-Richtung des Sensors bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung sowie der Leistung des Störsignals

	Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
Position	0,00 m, 0,00m	2.00 m, 5.00 m	-4,00 m, -6,00 m
Rückstreuquerschnitt	1000.28 m ²	500.09 m ²	150.11 m ²
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16.68 dB, 13.26 dB	16.66 dB, 13.26 dB	16.68 dB, 13.27 dB
ISLR (Az, Rg)	13.85 dB, 10.15 dB	13.84 dB, 10.16 dB	13.80 dB, 10.08 dB

Tabelle 12: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² unter Berücksichtigung eines Positionsfehlers von 100 m des Sensors jeweils in y- und in z-Richtung bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung sowie der Leistung des Störsignals

Die Untersuchungen zeigen, dass die konstruktive Variante des intelligenten Störers Falschziele in einer Szene platzieren kann. Die Messgenauigkeiten der aktuellen Trackingsysteme mit öffentlich zugänglichen Daten sind für diese Funktionalität ausreichend. Dennoch ist ein hoher technischer Aufwand zur Umsetzung eines solchen Störers notwendig.

5.3.5.2 Destruktiver Störer

Mit der Methode, die dem konstruktiven, intelligenten Störer zugrunde liegt, lässt sich ebenso das Gegenteil erreichen. Wie schon in Abschnitt 0 erläutert, kann durch eine 180°-Drehung der Phase des Störsignals eine destruktive Interferenz mit dem Sendesignal erzeugt werden. Für Abbildung 77 wurde der Störer so angepasst, dass zwei der in der Referenzszene vorhandenen Ziele durch passende Wahl der Sendeleistung bzw. des äquivalenten Rückstreuquerschnitts ausgelöscht bzw. reduziert werden.

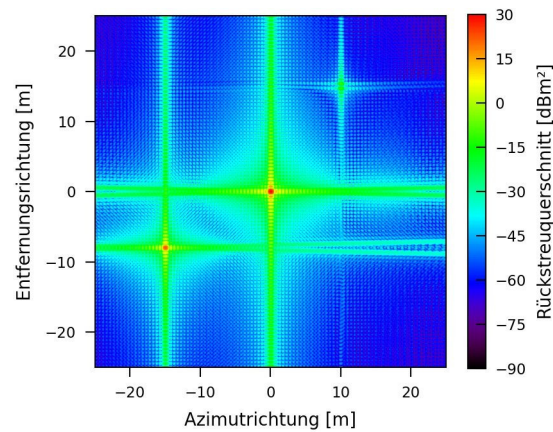


Abbildung 77: SAR-Bild der Referenzszene mit einem destruktiven, intelligenten Störer zur unterschiedlich starken Unterdrückung zweier Punktziele (Rückstreuquerschnitt zur Reduktion σ_{red} : Ziel 2 1000 m², Ziel 3 800 m²)

Die in der Szene tatsächlich vorhandenen Punktziele konnten entsprechend der Vorgaben reduziert werden (Tabelle 13). Punktziel 2 ist nur noch in Resten erkennbar und nicht mehr detektierbar, Punktziel 3 erreicht die erwarteten 200 m² anstelle der ursprünglich vorhandenen 1000 m². Auf die übrigen Bildqualitätsparameter hat die Reduzierung keine Auswirkungen.

	Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
Position	0 m, 0 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
Rückstreuquerschnitt	999,80 m ²	nicht detektierbar	200,13 m
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	nicht detektierbar	0,48 m x 0,44 m
PSLR (Az, Rg)	16,69 dB, 13,26 dB	nicht detektierbar	16,69 dB, 13,25 dB
ISLR (Az, Rg)	13,85 dB, 10,16 dB	nicht detektierbar	13,85 dB, 10,14 dB

Tabelle 13: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, destruktivem Störer nach Abbildung 77 bei Verwendung von äquivalenten Rückstreuquerschnitten zur Auslöschung von 1000 m² (Ziel 2) und 800 m² (Ziel 3)

Weil sich bei einem destruktiven Störer die Signale des Sensors und des Störers idealerweise gegenseitig auslöschen, ist die Genauigkeit der Positionsbestimmung in diesem Fall kritischer als im konstruktiven Fall. Aus einer Verschiebung des invertierten Falschziels kann resultieren, dass die gewünschte Auslöschung nicht mehr stattfindet. Für die Simulation aus Abbildung 78 wird derselbe maximale Positionsfehler verwendet wie bei der Untersuchung für den konstruktiven Fall. Im resultierenden SAR-Bild ist zu sehen, dass die Auslöschung der Punktziele nicht mehr stattfindet, sondern die eigentlich unterdrückten bzw. reduzierten Ziele sich verformen. Der Störsender erzeugt also an den verschobenen Koordinaten neue Falschziele, die sich mit den original vorhandenen Zielen in geringem Abstand überlagern.

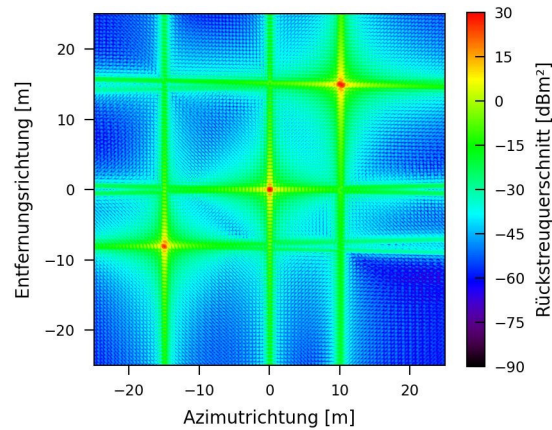


Abbildung 78: SAR-Bild der Referenzszene mit einem destruktiven, intelligenten Störer zur unterschiedlich starken Unterdrückung zweier Punktziele (Rückstreuequerschnitt zur Reduktion σ_{red} : Ziel 2 1000 m^2 , Ziel 3 800 m^2) bei einem Positionsfehler des Sensors von 6000 m in x-Richtung und einem Fehler von jeweils 100 m in y- und z-Richtung

Diese Überlagerungen lassen sich auch in den Bildqualitätsparametern in Tabelle 14 ablesen. Bei den betroffenen Zielen 2 und 3 werden alle Qualitätsparameter stark beeinflusst. In den meisten Fällen verschlechtern sie sich durch die Überlagerungen deutlich. Ebenso verschieben sich die detektierten Maxima und die resultierenden Rückstreuequerschnitte sind stark verändert.

	Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
Position	0 m, 0 m	10,25 m, 14,85 m	-15,05 m, -8,10 m
Rückstreuequerschnitt	999,96 m^2	597,26 m^2	429,67 m^2
Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,75 m x 0,48 m	0,47 m x 0,41 m
PSLR (Az, Rg)	16,69 dB, 13,26 dB	14,31 dB, 12,93 dB	15,47 dB, 8,86 dB
ISLR (Az, Rg)	13,85 dB, 10,16 dB	12,56 dB, 8,64 dB	12,84 dB, 6,55 dB

Tabelle 14: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, destruktivem Störer nach Abbildung 77 bei Verwendung von äquivalenten Rückstreuequerschnitten σ_{red} zur Auslöschung von 1000 m^2 (Ziel 2) und 800 m^2 (Ziel 3) bei einem Positionsfehler des Sensors von 6000 m in x-Richtung und einem Fehler von jeweils 100 m in y- und z-Richtung

Die destruktive Variante des intelligenten Störers ist erheblich schwieriger umzusetzen als die konstruktive Variante. Für die Auslöschung oder wenigstens eine signifikante Reduzierung eines vorhandenen Punktziels muss das Signal des Störsenders das Antwortsignal des Punktziels destruktiv überlagern. Hierfür ist eine sehr hohe Genauigkeit der Kenntnis der Flugbahn des Sensors erforderlich. Die aktuell öffentlich verfügbaren Bahndaten können die erforderliche Genauigkeit derzeit nicht bieten.

5.3.5.3 Mischformen

Werden konstruktive und destruktive Methoden kombiniert eingesetzt, so können auch komplexere Objekte in eine Szene eingefügt werden. Hierzu müssen unerwünschte Punktziele ausgelöscht oder reduziert und neue Punktziele konstruktiv eingefügt werden. In Abbildung 79 sind die Simulationsergebnisse für eine solche komplexere Anordnung gezeigt. Die Falschziele, die das DLR-Logo zeigen, sind im Abstand einer Auflösungszelle angeordnet mit einem Rückstreuquerschnitt von 300 m^2 . Ziel 1 wird destruktiv auf 200 m^2 reduziert.

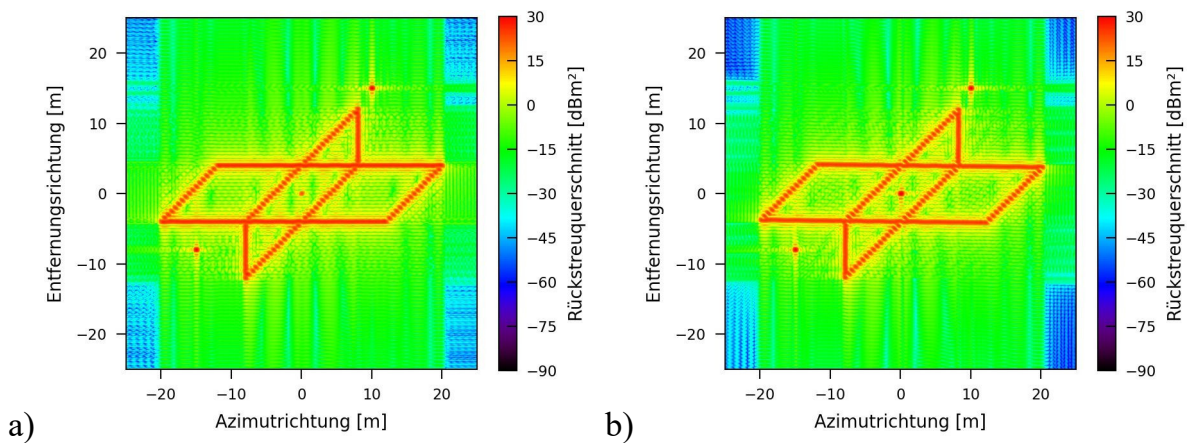


Abbildung 79: SAR-Bild der Referenzszene mit einer durch einen intelligenten Störer durch destruktive und destruktive Anteile eingebrachten komplexeren Störung a) ohne Positionsfehler des Sensors, b) mit maximalem Positionsfehler des Sensors

Abbildung 79 a) zeigt das resultierende SAR-Bild mit optimaler Kenntnis der Sensorposition, während b) den aus den vorherigen Simulationen bekannten maximalen Fehler der Sensorposition von 6000 m in x-Richtung und jeweils 100 m in y- und z-Richtung aufweist. Es sind wieder die bekannten Effekte zu erkennen. Bei den konstruktiv eingefügten Zielen spielt der Fehler nur eine untergeordnete Rolle, während die destruktive Auslöschung wieder durch den Fehler verhindert wird.

Das Einbringen komplexer Objekte in eine Szene erfordert ein aufwändiges Zusammenspiel aus konstruktiv erzeugten und destruktiv unterdrückten Zielen. Die Anordnung der einzelnen, durch den Störer als Falschziele eingefügten Punktstreuer eines Objekts erfolgt mittels Objektdatenbanken, die die Anordnung charakteristischer Streuer des Objekts vorhalten. Diese Objektdatenbanken müssen die Streueigenschaften des Objekts aus allen Aufnahmerichtungen umfassen, um auf die reale Aufnahmegeometrie angepasst werden zu können. In der Szene real vorhandene Ziele müssen destruktiv reduziert werden um eine Überlagerung mit dem erzeugten Objekt zu verringern. Daher ist auch eine genaue Kenntnis der Szene notwendig.

5.4 Simulationen ausgewählter Härtingsmaßnahmen gegen Störer

Zur genaueren Untersuchung von Gegenmaßnahmen werden die in Kapitel 4 beschriebenen Verfahren Scan-On-Receive, Rauschradar, Bistatik und Polarisation simuliert. Auf eine Untersuchung bereits gängiger Verfahren wie das Ausschneiden gestörter bzw. störender Frequenzen (Notching) gegen monofrequente oder schmalbandige Signale wurde verzichtet.

5.4.1 Simulationen Scan-On-Receive

Bezugnehmend auf Abschnitt 4.1 wurde die Verwendung von Scan-On-Receive (ScORe) mittels TimeDAT simuliert. Konkret wurde die auf ein Punktziel reduzierte Referenzszene mit einem konstruktiven, intelligenten Störsender verwendet. Die Mitte des Antennendiagramms wurde jeweils vom vorderen Rand der Szene zum hinteren Rand geschwenkt. Der Störsender wurde diesmal 250 m vor der Szene platziert, um einen gewissen räumlichen Abstand zwischen den Zielen und dem Störsender zu gewährleisten.

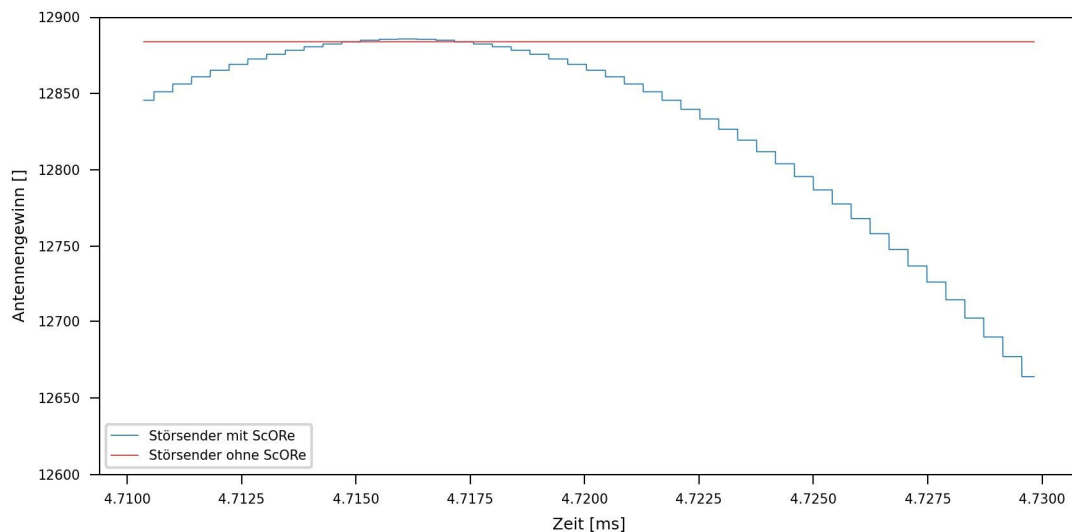


Abbildung 80: Vergleich des Empfangsgewinns für einen Parabol mit 1 m Kantenlänge über das gesamte Entfernungsprofil für das Signal des Störsenders mit (blau) und ohne (rot) Verwendung von Scan-On-Receive (ScORe)

Abbildung 80 zeigt den Verlauf des Antennengewinns beim Empfang des Signals des Störsenders während des Empfangsfensters bei Verwendung einer Parabolantenne mit einer Kantenlänge von 1 m und einer daraus resultierenden Halbwertsbreite von rund 2° . Der in der Darstellung stufige Verlauf des Antennengewinns ist ein Effekt der Simulation und durch die diskrete Definition mit einer begrenzten Zahl an Stufen des Antennendiagramms zu erklären. Während der Gewinn ohne Verwendung von Scan-On-Receive konstant bleibt, fällt er bei Verwendung von Scan-On-Receive über die

Empfangsdauer ab. Dieser Abfall beträgt über das gesamte Empfangsfenster hinweg nur knapp 1,4 %, weshalb im hier nicht gezeigten resultierenden Bild keine signifikante Änderung zu erkennen ist.

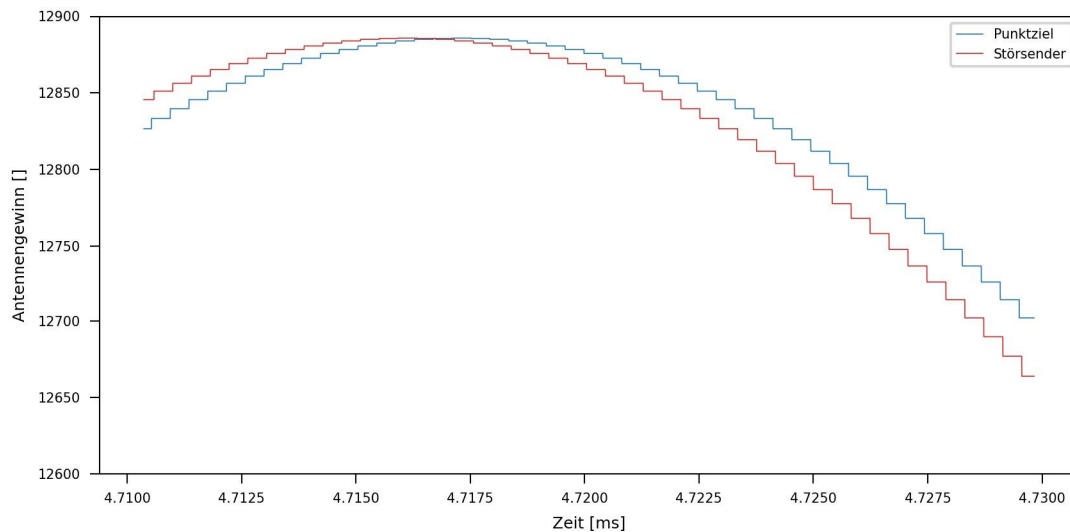


Abbildung 81: Vergleich des Empfangsgewinns für einen -Parabol mit 1 m Kantenlänge für das rückgestreute Signal des zentralen Punktziels (blau) und das Signal des Störsenders (rot)

Abbildung 81 zeigt den Vergleich des Antennengewinns während einer Aufnahme für die Antwort eines reguläres Punktziels (Ziel 1) und für das Signal des Störsenders. Durch die Platzierung des Störsenders ist eine entsprechende zeitliche Verschiebung sichtbar. Es ist aber auch zu erkennen, dass der dadurch entstehende Unterschied des Antennengewinns, der für die Unterdrückung des Signals des Störsenders sorgen soll, nur sehr gering ist. Für die Simulation beträgt er maximal rund 38, was bei einer Größenordnung von knapp unter 13000 (entspricht etwa 0,3 %) vernachlässigbar ist. Auch aus den Werten in Tabelle 15 sind faktisch keine Veränderungen ablesbar.

		Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000,13 m ²	499,80 m ²	149,54 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	16,67 dB, 13,25 dB	16,68 dB, 13,28 dB	16,66 dB, 13,28 dB
	ISLR (Az, Rg)	13,86 dB, 10,16 dB	13,85 dB, 10,17 dB	13,81 dB, 10,18 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	999,27 m ²	499,78 m ²	149,54 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m	0,48 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	16,69 dB, 13,26 dB	16,68 dB, 13,28 dB	16,66 dB, 13,28 dB
	ISLR (Az, Rg)	13,86 dB, 10,16 dB	13,85 dB, 10,17 dB	13,81 dB, 10,18 dB

Tabelle 15: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer für Falschziele a) ohne und b) mit Verwendung von Scan-On-Receive für einen Parabol mit 1 m Kantenlänge

Aus der Abbildungsgeometrie lässt sich der nur geringe Abfall des Antennengewinns erklären. Der Winkelunterschied, unter dem Punktziel und Störsender aus Richtung des Sensors gesehen wird, beträgt in der simulierten Konstellation nur $0,01^\circ$, was nur einen geringen Einfluss auf den Antennengewinn nach sich zieht. Rein rechnerisch müsste der Störsender um einen Abfall um die Hälfte zu erreichen (Halbwertsbreite der Antenne, Kapitel 2.2.2.3) vom Punktziel rund 33,7 km entfernt platziert werden.

Eine Lösung zur Verringerung dieses Abstands könnte eine Verringerung der Halbwertsbreite und somit eine Vergrößerung der Antenne, wenigstens in Elevationsrichtung sein. Zum Vergleich wird ein Parabol mit einer Kantenlänge von 3 m betrachtet, eine Größenordnung, die beispielsweise mit heutigen, satellitengestützten Sensoren im X-Band verwendet wird.

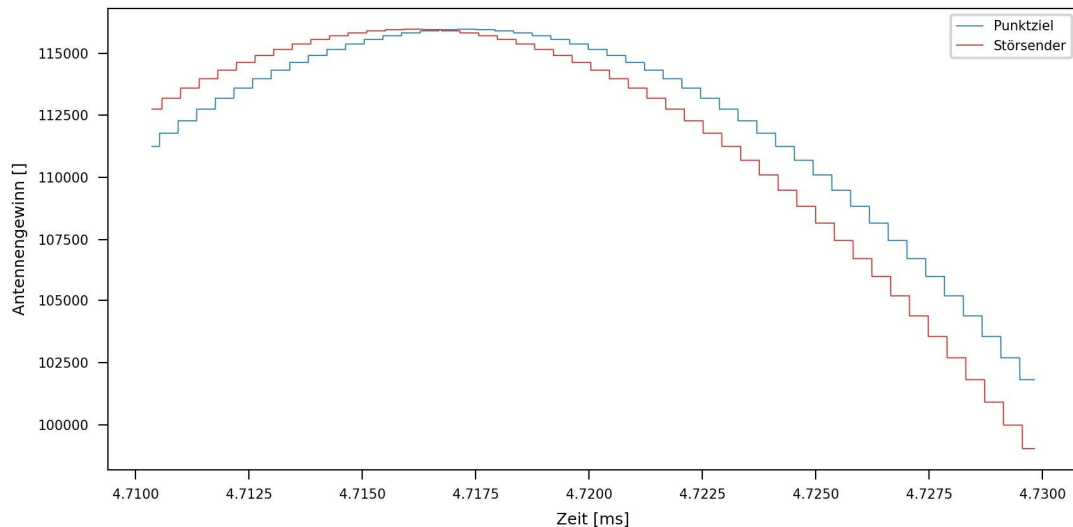


Abbildung 82: Vergleich des Empfangsgewinns für einen 3m-Parabol für das rückgestreute Signal des zentralen Punktziels (blau) und das Signal des Störsenders (rot)

Die Halbwertsbreite beträgt hier 0.68° , was wiederum zu einem Abstand des Störsenders von der Szene von 11,7 km für einen Abfall des Antennengewinns auf die Hälfte führen würde. Der Verlauf des Antennengewinns über das Empfangsfenster ist in Abbildung 82 gezeigt. Wieder ist die Verschiebung des Verlaufs zwischen Punktziel und Störsender erkennbar. Der Antennengewinn liegt durch die vergrößerte Antennenfläche rund eine Größenordnung über dem der kleineren Antenne, was aus den Wertebereichen in Abbildung 81 und Abbildung 82 ersichtlich ist. Der Abstand des Antennengewinns zwischen Punktzielantwort und Störsignal liegt in der zugehörigen Simulation bei 2777 bei einer Größenordnung von 116000, was etwa 2,4 % entspricht. Die Wirkung ist folglich schon größer, aber für die Praxis weiterhin bei weitem zu klein. Auch die Simulationsergebnisse aus Tabelle 16 zeigen, dass der Effekt durch Scan-On-Receive minimal ist. Der Einfluss auf das echte Ziel 1 ist hierbei noch am größten.

Die Simulation mit einem 3m-Parabol zeigt daneben eine Veränderung der Auflösung in Azimutrichtung. Diese Veränderung ist durch das kleinere Antennendiagramm in Azimutrichtung erklärbar, wodurch der effektive Beobachtungswinkel im verwendeten Streifen-Modus (Kapitel 2.2.1.2) kleiner wird.

Scan-On-Receive in der ursprünglichen Form ist in der Praxis keine taugliche Methode, um das Signal eines Störsenders effektiv zu unterdrücken. Eine Lösung könnten modernere Methode der digitalen Strahlformung sein. Eine solche Untersuchung wurde beispielsweise in [Bol19] durchgeführt. Hierbei soll das Antennendiagramm so geformt werden, dass ein Minimum des Antennendiagramms auf die Position des Störsenders fällt oder dass mittels digitaler Strahlformung das Störsignal mittels eines separat

geformten Antennenbeams permanent aufgezeichnet und später aus dem eigentlichen Empfangssignal wieder herausgerechnet wird.

		Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.06 m ²	498.46 m ²	149.59 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.89 m x 0.44 m	0.89 m x 0.44 m	0.89 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	39.34 dB, 13.27 dB	36.63 dB, 13.26 dB	35.15 dB, 13.27 dB
	ISLR (Az, Rg)	19.28 dB, 10.16 dB	19.19 dB, 10.16 dB	19.11 dB, 10.15 dB
	b)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m
Rückstreuquerschnitt		992.91 m ²	498.45 m ²	149.59 m ²
Auflösung (Az, Rg)		0.89 m x 0.44 m	0.89 m x 0.44 m	0.89 m x 0.44 m
PSLR (Az, Rg)		39.35 dB, 13.28 dB	36.68 dB, 13.26 dB	35.16 dB, 13.27 dB
ISLR (Az, Rg)		19.28 dB, 10.17 dB	19.19 dB, 10.16 dB	19.11 dB, 10.15 dB

Tabelle 16: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer für Falschziele a) ohne und b) mit Verwendung von Scan-On-Receive für einen Parabol mit 3 m Kantenlänge

5.4.2 Simulationen für ein Rauschen als Radarsignal

Das zur Simulation verwendete Rauschsignal wird als gleichverteiltes Rauschen generiert. Zur Definition der Bandbreite wird das so erzeugte Signal mittels eines Bandpassfilters auf die gewünschte Bandbreite begrenzt. Der Energieinhalt des Rauschsignal muss dem des bislang verwendeten Chirpsignal entsprechen, um dieses Signal direkt ersetzen zu können und um die Bildqualitätsparameter vergleichen zu können.

5.4.2.1 Ungestörtes Referenzszenario

Zunächst wird geprüft, ob ein Rauschsignal als Nutzsinal für SAR-Anwendungen tauglich ist. Hierbei können zwei Fälle unterschieden werden: Zum einen kann für jeden Radarpuls konstant dasselbe Rauschsignal verwendet werden, zum anderen kann für jeden Radarpuls variabel ein neues Rauschsignal erzeugt werden. Letzteres führt zu einer unmöglichen Vorhersehbarkeit des Signals, was im Hinblick auf eine Störfestigkeit von Vorteil sein kann.

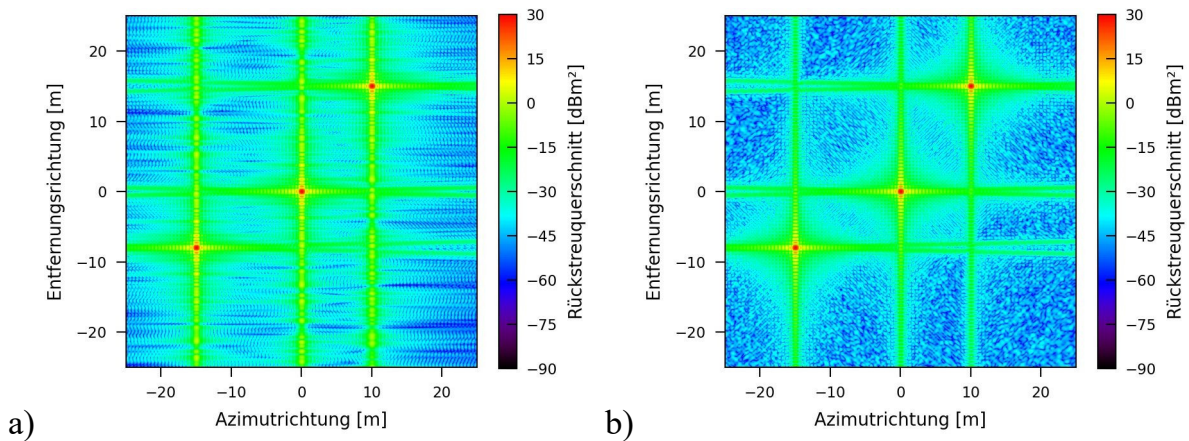


Abbildung 83: Simulation des Referenzszenarios a) mit konstantem Rauschsignal als Nutzsignal, b) mit variablem Rauschsignal als Nutzsignal

Abbildung 83 zeigt die Simulationsergebnisse für die ungestörte Szene mit einem konstanten Nutz-Rauschsignal (a) und einem variablen Nutz-Rauschsignal (b). In beiden Simulationen sind die Punktziele klar abgebildet. Die Charakteristik des entstehenden Hintergrundrauschens ändert sich jedoch. Während in Fall a) noch eine streifige Struktur erkennbar ist, die durch die Korrelationseigenschaften des konkret verwendeten bandbegrenzten Rauschsignals erzeugt wird, löst sich diese Struktur in Fall b) in ein Hintergrundrauschen auf.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.00 m ²	999.67 m ²	999.86 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.69 dB, 13.13 dB	16.69 dB, 13.12 dB	16.69 dB, 13.12 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.86 dB, 9.66 dB	13.85 dB, 9.66 dB	13.86 dB, 9.66 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.00 m ²	999.76 m ²	999.96 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.69 dB, 13.29 dB	16.68 dB, 13.29 dB	16.68 dB, 13.29 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.86 dB, 10.19 dB	13.85 dB, 10.19 dB	13.85 dB, 10.19 dB

Tabelle 17: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern (Abbildung 83) mit einem a) konstanten Rauschsignal, b) einem variablen Rauschsignal als Nutzsignal

Tabelle 17 zeigt, dass die Bildqualitätsparameter auch im Vergleich zu den Werten für das Bild unter Verwendung eines Chirpsignals (Tabelle 1) nahezu unverändert bleiben. Darauf aufbauend werden für die Untersuchungen des Rauschradars zur Unterdrückung von Störern weiter mit einem variablen Rauschsignal untersucht, weil hier die

Punktzielantworten deutlicher hervortreten und keine durch das Verfahren erkennbaren Strukturen im Bild mehr zu erkennen sind.

5.4.2.2 Inkohärenter Chirpstörer

Wie in Abschnitt 4.2 genauer beschrieben, soll die Verwendung des Rauschsignals Einfluss auf die Prozessierung in Entfernungsrichtung haben, so dass das Signal eines Störsenders bei der Korrelation unterdrückt wird. Darum wird zur Untersuchung ein inkohärenter Chirpstörer herangezogen. In der Theorie weist ein Chirpsignal nur eine sehr geringe Korrelation mit einem bandbegrenzten Rauschsignal auf.

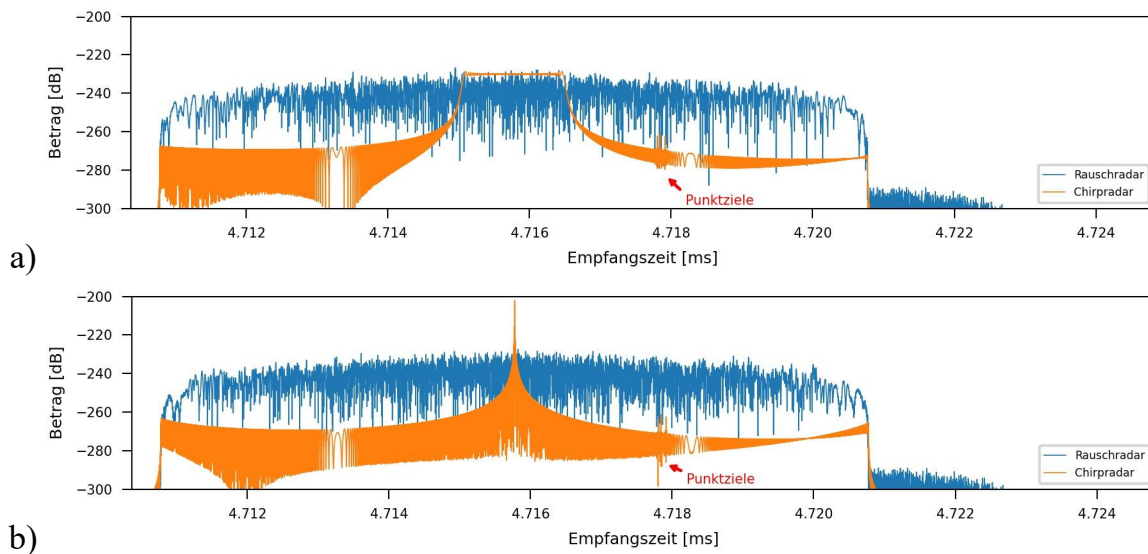


Abbildung 84: Entfernungskomprimierte Profile eines Pulses für einen inkohärenten Chirpstörer mit einer Bandbreite von a) 300 MHz und b) 423,97 MHz bei Verwendung eines Rauschradars (blau) und eines Chirpradars (orange)

Die Simulationsergebnisse, von denen jeweils ein entfernungsprozessiertes Entfernungsprofil in Abbildung 84 dargestellt ist, zeigen das erwartete Verhalten. Bei Verwendung des Chirpradars zeigen sich hohe Korrelationswerte an der Position des Störsignals. Je näher die Bandbreite des Störsignals der des Radarsignals ist, desto höher und schärfer sind die entsprechenden Peaks. Im Falle des Rauschradars sind keine Peaks mehr zu erkennen, die Werte für die Korrelation sind aber über die gesamte Länge des Profils höher.

Im prozessierten Bild sind darum Unterschiede sichtbar. Während im Bild des Chirpradars in Abbildung 85 a) das Störsignal in Form von Streifen noch sichtbar ist, ist diese Struktur im Bild des Rauschradars, zu sehen in Abbildung 85 b), völlig aufgelöst und es ist nur noch ein Hintergrundrauschen sichtbar.

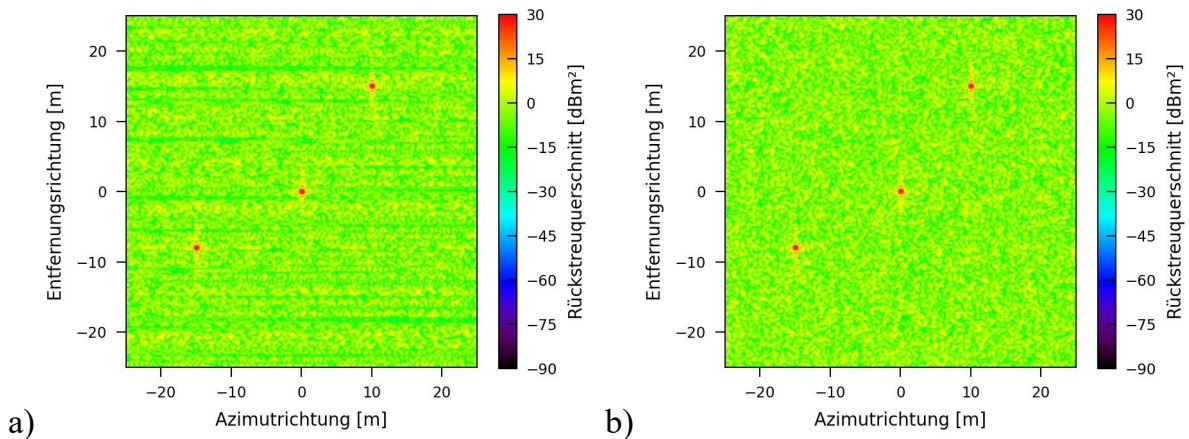


Abbildung 85: Simulierte SAR-Bilder unter Einfluss eines inkohärenten Chirpstörers mit einer Bandbreite von 423,97 MHz bei Verwendung eines a) Chirpradars, b) variablen Rauschradars

Die Charakteristik der Störung lässt sich auch den zugehörigen Bildqualitätsparametern entnehmen (Tabelle 18). Die Werte der Parameter weichen nur geringfügig voneinander ab, das JINL im Bild des Rauschradars ist sogar geringfügig höher als im Bild des Chirpradars. Jedoch weisen die Fehler der Rückstreuquerschnitte bei Verwendung des Letzteren eine höhere Abweichung vom realen Wert auf als bei Verwendung des Rauschradars. Dies lässt auf eine höhere Varianz der Störung schließen, was durch die sichtbare Streifenstruktur verursacht wird.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1013,70 m ²	1027,42 m ²	977,52 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0,47 m x 0,45 m	0,47 m x 0,45 m	0,48 m x 0,45 m
	PSLR (Az, Rg)	15,95 dB, 13,01 dB	15,76 dB, 12,96 dB	15,69 dB, 13,12 dB
	ISLR (Az, Rg)	13,05 dB, 9,83 dB	12,45 dB, 9,98 dB	12,60 dB, 10,09 dB
	JINL	-3,49 dB		
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1003,13 m ²	1029,93 m ²	1009,37 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0,47 m x 0,45 m	0,47 m x 0,44 m	0,47 m x 0,44 m
	PSLR (Az, Rg)	15,95 dB, 13,45 dB	14,91 dB, 13,96 dB	15,79 dB, 12,36 dB
	ISLR (Az, Rg)	12,56 dB, 10,11 dB	12,36 dB, 9,90 dB	12,51 dB, 9,44 dB
	JINL	-2,60 dB		

Tabelle 18: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern (Abbildung 85) unter Einfluss eines inkohärenten Chirpstörers mit einer Bandbreite von 423,97 MHz bei Verwendung eines a) Chirpradars, b) Rauschradars

Durch alleinige Betrachtung der Bildqualitätsparameter kann eine signifikante Unterdrückung des Störsignals bei Verwendung des Rauschradars nicht nachgewiesen werden. Der optische Eindruck des Bildes hingegen zeigt eine Verbesserung der Aufnahme durch die Auflösung der Streifenstruktur.

5.4.3 Simulationen Bistatik

Für die Simulationen eines bistatischen Systems wurde wiederum das Standardszenario entsprechend angepasst. Basierend auf den Entwicklungen zum intelligenten Störer (Abschnitt 0) wurde eine zweite Plattform mit einem Radar-Empfänger hinzugefügt (Abschnitt 4.3). Zum Vergleich wurde im ersten Schritt das Referenzszenario für verschiedene Abstände der Empfängerplattform von der Sendepattform simuliert. Die Qualitätsparameter für die Punktziele sind in Tabelle 19 zu finden.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000,00 m ²	1000.01 m ²	1000.04 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0,48 m x 0,44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.69 dB, 13.26 dB	16.69 dB, 13.26 dB	16.69 dB, 13.26 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.85 dB, 10.16 dB	13.85 dB, 10.16 dB	13.85 dB, 10.16 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.00 m ²	999.81 m ²	1000.54 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.56 dB, 13.26 dB	16.56 dB, 13.26 dB	16.56 dB, 13.26 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.38 dB, 10.16 dB	13.38 dB, 10.16 dB	13.39 dB, 10.16 dB

Tabelle 19: Bildqualitätsparameter der Referenzziele für den bistatischen Fall für einen Abstand des Empfängers zum Sender von a) 500 m, b) 5000 m

Der gewünschte Effekt der Verwendung eines bistatischen Systems zur Bekämpfung eines intelligenten Störers beruht darauf, dass dem Störsender die Position der zweiten Sensorplattform nicht bekannt ist und der intelligente Störer die notwendigen Anpassungen von Timing und Phasendrehung nicht korrekt vornehmen kann. Es wird untersucht, ob und wie weit mit Hilfe einer solchen Konfiguration die Wirkung eines intelligenten Störers reduziert werden kann.

Dafür werden zunächst für einen konstruktiven Störer (Abschnitte 0 und 5.3.5) Simulationen mit unterschiedlichen Abständen der zweiten Sensorplattform von der Sendepattform vorgenommen. Hierbei werden jeweils die Ergebnisse für die korrekten Werte für Zeit- und Phasenverschiebung betrachtet. Dann werden diese Werte mit den Werten, die der Störsender aufgrund seiner Unkenntnis der zweiten Plattform erzeugt,

verglichen. Zur Vergleichbarkeit mit dem monostatischen Fall sind die entsprechenden Bildqualitätsparameter in Tabelle 7 zu finden.

		Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	999.92 m ²	500.16 m ²	149.13 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.68 dB, 13.26 dB	16.66 dB, 13.28 dB	16.65 dB, 13.28 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.85 dB, 10.16 dB	13.84 dB, 10.17 dB	13.79 dB, 10.25 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.12 m ²	500.07 m ²	149.26 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.68 dB, 13.26 dB	16.67 dB, 13.27 dB	16.66 dB, 13.27 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.85 dB, 10.16 dB	13.84 dB, 10.16 dB	13.79 dB, 10.22 dB

Tabelle 20: Bildqualitätsparameter der Falschziele für konstruktiven Störer im bistatischen Fall bei einem Abstand des Empfängers zum Sender von 500 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung

		Ziel 1	Falschziel 1	Falschziel 2
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,00 m, 5,00 m	-4,00 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	999.24 m ²	499.22 m ²	150.00 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.54 dB, 13.26 dB	16.53 dB, 13.28 dB	16.49 dB, 13.23 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.39 dB, 10.17 dB	13.39 dB, 10.18 dB	13.39 dB, 10.13 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	2,05 m, 5,00 m	-3,95 m, -6,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.17 m ²	498.42 m ²	149.47 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.56 dB, 13.27 dB	16.55 dB, 13.23 dB	16.54 dB, 13.26 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.38 dB, 10.14 dB	13.34 dB, 10.12 dB	13.36 dB, 10.21 dB

Tabelle 21: Bildqualitätsparameter der Falschziele für konstruktiven Störer im bistatischen Fall bei einem Abstand des Empfängers zum Sender von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung

Aus den Werten in Tabelle 20 und Tabelle 21 ist zunächst erkennbar, dass der konstruktive Störer bei einer bistatischen Aufnahme unter korrekter Berechnung bzw. Kenntnis aller Parameter nahezu ideale Werte erzeugen kann. Kennt der Störsender diese Geometrie nicht und errechnet so das Timing und die Phasendrehungen für die Falschziele nicht korrekt für die reale Geometrie, hat die Empfängerposition bei einem

größeren Abstand zwischen Sender und Empfänger des Sensorsystems einen kleinen Effekt auf den Rückstreuquerschnitt und die Position der Falschziele.

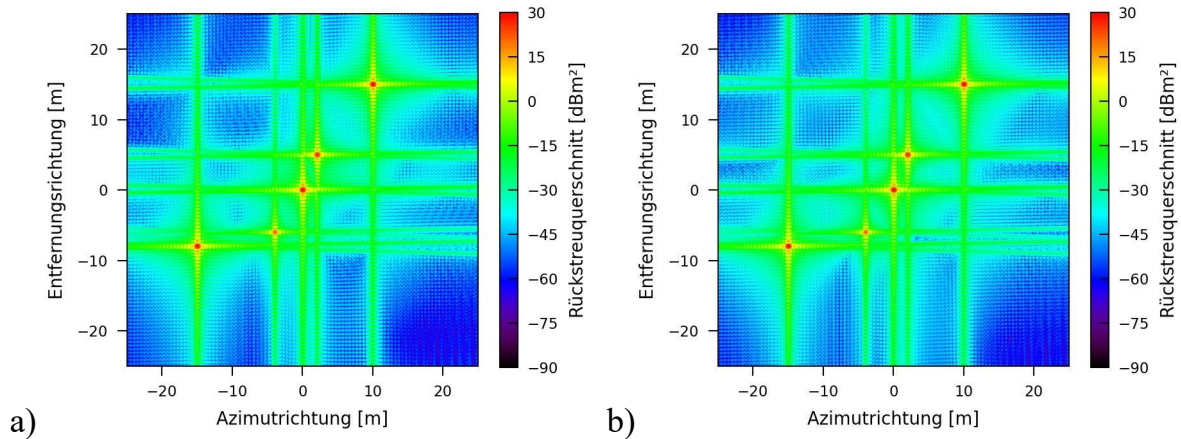


Abbildung 86: Simulierte SAR-Bilder unter Einfluss eines konstruktiven Störers für ein bistatisches System mit einem Abstand der Plattformen von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung

Dieser Effekt ist erst ab einem gewissen Abstand zwischen Sender und Empfänger aus den Parametern erkennbar und für den konstruktiven Störer sehr gering. Bei einem Abstand von 5000 m springt das Falschziel um ein Bildpixel in Entfernungsrichtung, der resultierende Rückstreuquerschnitt verringert sich geringfügig. Die Unterschiede sind daher im resultierenden SAR-Bild (Abbildung 86) nicht erkennbar. Es sind nur minimale Abweichungen sichtbar.

Im Unterschied dazu sind bei Verwendung eines destruktiven Störers Unterschiede zwischen dem Bild mit korrekter Störungsberechnung und dem Bild mit ungenauer monostatischer Störungsberechnung deutlich sichtbar (Abbildung 87).

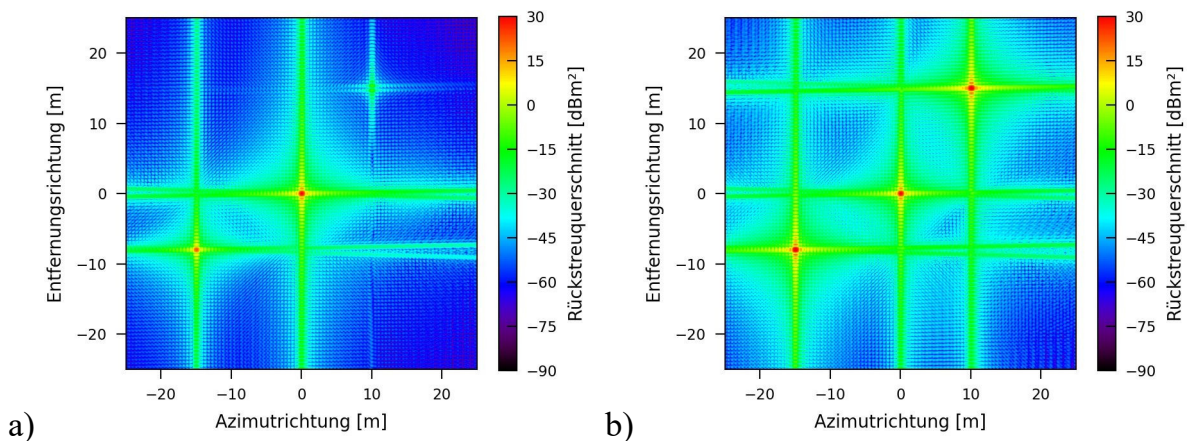


Abbildung 87: Simulierte SAR-Bilder unter Einfluss eines destruktiven Störers für ein bistatisches System mit einem Abstand der Plattformen von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung

Im Bild mit korrekter Störungsberechnung (Abbildung 87a) ist die durch den Störer gewünschte Abschwächung der Punktziele analog zum monostatischen Fall (Abbildung 77) effektiv wirksam. Im Simulationsergebnis für den ungenauen Störsender, dem die zweite Plattform unbekannt ist, das in Abbildung 87b gezeigt ist, ist die gewünschte Dämpfung nicht nur unwirksam, sie schlägt in eine Verstärkung der Ziele um. Die Bildqualitätsparameter an den jeweiligen Punktzielen (Tabelle 22) machen das zusätzlich deutlich.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	1000.09 m ²	nicht detektierbar	200.25 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	nicht detektierbar	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.56 dB, 13.26 dB	nicht detektierbar	16.56 dB, 13.26 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.38 dB, 10.16 dB	nicht detektierbar	13.40 dB, 10.15 dB
b)	Position	0,00 m, 0,00 m	10,05 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	999.73 m ²	1946.37 m ²	2196.85 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	0.48 m x 0.44 m	0.50 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	16.56 dB, 13.26 dB	16.35 dB, 13.26 dB	16.67 dB, 13.26 dB
	ISLR (Az, Rg)	13.39 dB, 10.16 dB	12.31 dB, 10.16 dB	13.58 dB, 10.16 dB

Tabelle 22: Bildqualitätsparameter der Punktziele für einen destruktiven Störer im bistatischen Fall bei einem Abstand des Empfängers zum Sender von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung

Während das ungestörte Ziel 1 nahezu unberührt bleibt, springt der Rückstreuquerschnitt von Ziel 2, der bei Verwendung des korrekt berechneten Störers nahe Null liegt und so nicht detektierbar ist, auf einen Wert von 1946 m². Der Rückstreuquerschnitt von Ziel 3, das von ursprünglich 1000 m² auf 200 m² reduziert werden soll, springt auf deutlich über 2000 m².

Die Ursache hierfür liegt in der kohärenten Überlagerung des falsch berechneten Störsignals mit dem originalen Signal. Die genaue Wirkungsweise soll für Ziel 3 genauer betrachtet werden. Dazu wurde die Referenzszene auf das zu untersuchende Ziel 3 reduziert. Durch das Vorhandensein nur eines Punktziels lassen sich die vorhandenen Signale ohne Einfluss von Überlagerungen mit anderen Zielen genauer analysieren. Nach den Vorgaben soll das Ziel 3 von 1000 m² auf 200 m² reduziert werden. Diese Reduktion erfordert nach Gleichung (72) in Abschnitt 0 einen äquivalenten Rückstreuquerschnitt σ_{dest_eq} von rund 305 m². Abbildung 88 zeigt einen Ausschnitt aus dem Realteil und dem Imaginärteil des von Ziel 3 ungestört reflektierten

Signals sowie des überlagernden Störsignals für den korrekt berechneten Fall sowie den unwissend berechneten Fall. Die Phasendrehung um 180° bzw π ist gut sichtbar, ebenso wie der durch die ungenaue Berechnung entstehende Phasenfehler zwischen den zwei dargestellten Störsignalen. Ebenso erkennbar ist die für die Reduktion des Ziels erforderliche reduzierte Amplitude der jeweiligen Störsignale.

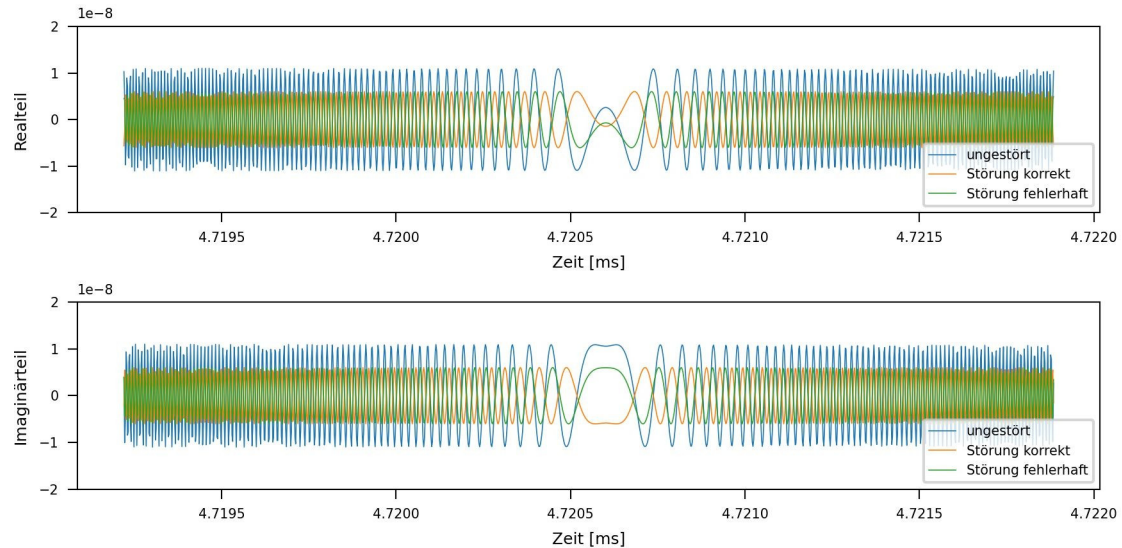


Abbildung 88: Ausschnitt eines Entfernungssprofils (Realteil und Imaginärteil) und zugehörige korrekte und fehlerhafte Störsignale für einen destruktiven Störer (Ziel 3) für die auf ein Punktziel reduzierte Referenzszenen im bistatischen Fall

Aus der Darstellung von Betrag und Phase in Abbildung 89 lassen sich die genauen Abweichungen ablesen. Während das korrekt berechnete Störsignal eine Phasendrehung von 180° aufweist, ist die Phasendrehung des unwissend berechneten Störsignals größer. Dieser Fehler führt zu einer fehlerhaften Überlagerung des Störsignals mit dem reflektierten Signal des Ziels. Dieser Fehler der Phase des Störsignals ist über das gesamte Entfernungssprofil bzw. die Pulsdauer konstant.

5.4 Simulationen ausgewählter Härtingsmaßnahmen gegen Störer

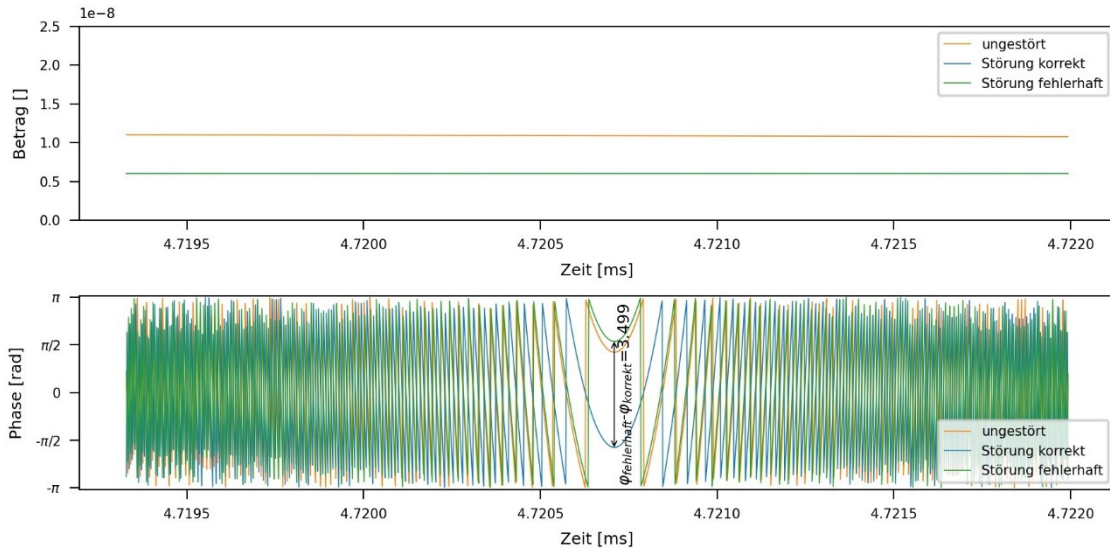


Abbildung 89: Ausschnitt eines Entfernungsprofils (Betrag und Phase) und zugehörige korrekte und fehlerhafte Störsignale für einen destruktiven Störer (Ziel 3) für die auf ein Punktziel reduzierte Referenzszenen im bistatischen Fall

Die Phasenverschiebung hängt von der konkreten Aufnahmegeometrie zum Zeitpunkt des Pulses ab. Über die SAR-Aufnahme verändert sich diese Geometrie abhängig von den Positionen von Sensor, Punktziel und Störsender. Die Phasenverschiebung ändert sich darum von Puls zu Puls. Die Verläufe sind für einen Ausschnitt der Pulse in Abbildung 90 gezeigt.

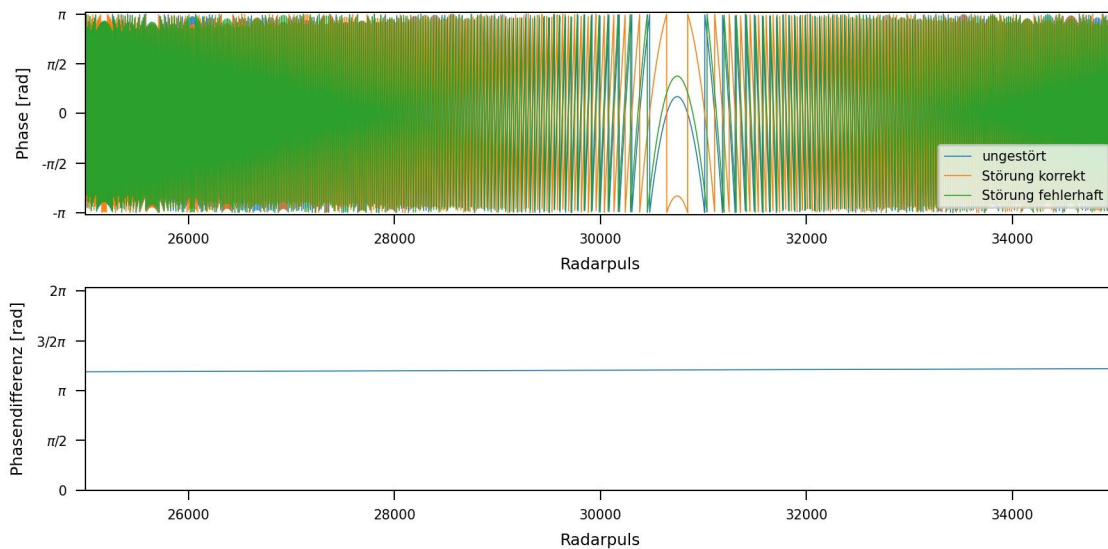


Abbildung 90: Verlauf von Phase und Phasendifferenz des korrekten und fehlerhaften Störsignals für Ziel 3 im Vergleich zum ungestörten Signal über die Pulse (Ausschnitt) hinweg

Es ist zu sehen, dass der Phasenfehler über die synthetische Apertur zunimmt und permanent über 180° bzw. π liegt. Bei der Prozessierung in Azimutrichtung führt dieser Fehler zu dem Effekt, dass bei der kohärenten Addition die einzelnen Anteile sich so

auffaddieren, dass das eigentliche reflektierte Signal des Ziels nicht ausgelöscht, sondern sogar deutlich verstärkt wird.

Der Verlauf der Phasenverschiebung ist abhängig von der Position des zu störenden Punktziels. Zur Verdeutlichung wurde dieselbe Untersuchung wie für Ziel 3 ebenso für Ziel 2 durchgeführt. Der in Abbildung 91 gezeigte Verlauf der Phasendifferenz weist andere Werte auf. Die Verschiebung liegt hier im Bereich von $\pi/2$. Ziel 2 soll in der Simulation komplett unterdrückt werden, weshalb die Amplitude des Störsignals hierfür deutlich höher ist als für Ziel 3. Dies führt im Bild schließlich zu einer noch größeren Verstärkung des Punktziels anstatt zur gewünschten Unterdrückung.

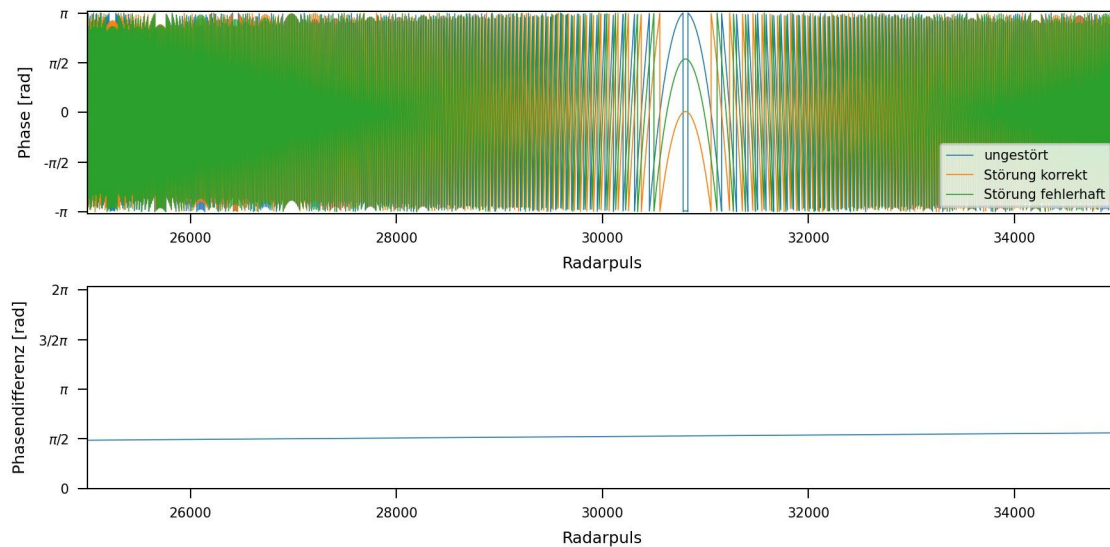


Abbildung 91: Verlauf von Phase und Phasendifferenz des korrekten und fehlerhaften Störsignals für Ziel 2 im Vergleich zum ungestörten Signal über die Pulse bzw. Antennenpositionen (Ausschnitt) hinweg

5.4.4 Simulationen Polarisation

Gemäß Abschnitt 4.4 werden Simulationen zur Untersuchung unterschiedlicher Polarisierungen für Radar- und Störsignal untersucht. Der maximale Leistungsabfall tritt dann ein, wenn die Polarisierungen beider Signale orthogonal zueinander orientiert sind. In der Theorie beträgt die Dämpfung für diesen Fall 100 Prozent. In der Realität ist dieses Maß an Dämpfung aber nicht erreichbar. Dies ist zum einen den technischen Eigenschaften der Sender und Empfänger geschuldet, zum anderen der Aufnahmegeometrie. Über die Aufnahme verändert sich die Beobachtungsrichtung des Radarsensors gegenüber dem Störsender, was eine relative Veränderung der Polarisierungen zueinander verursacht. Die maximale Dämpfung wird hierdurch abgeschwächt.

Für Simulationen wird von einer linearen Polarisation sowohl für das Radarsignal als auch für das Störsignal ausgegangen. Als Störung wird ein kohärenter Chirpstörer

(Abschnitte 3.2.2 und 5.3.4) mit einer Sendeleistung von 50 W angenommen. Das Maximum der Signalleistung des Störsenders wird im co-polaren Fall empfangen, in dem Radarsignal und Störsignal die gleiche Polarisierung aufweisen (hh oder vv). Die durch die Polarisierung verursachte Dämpfung beträgt 0 dB. Das Simulationsergebnis ist in Abbildung 92 a) zu sehen und stellt somit den Fall maximaler Störung dar. Die minimale Störung besteht im cross-polaren Fall, in dem Radarsignal und Störsignal orthogonale Polarisierungen aufweisen (hv oder vh). Nach realen Messungen am System TerraSAR-X wird nach [Sch10] hierfür eine Dämpfung von 24,9 dB angenommen. Das Ergebnis ist in Abbildung 92 b) gezeigt.

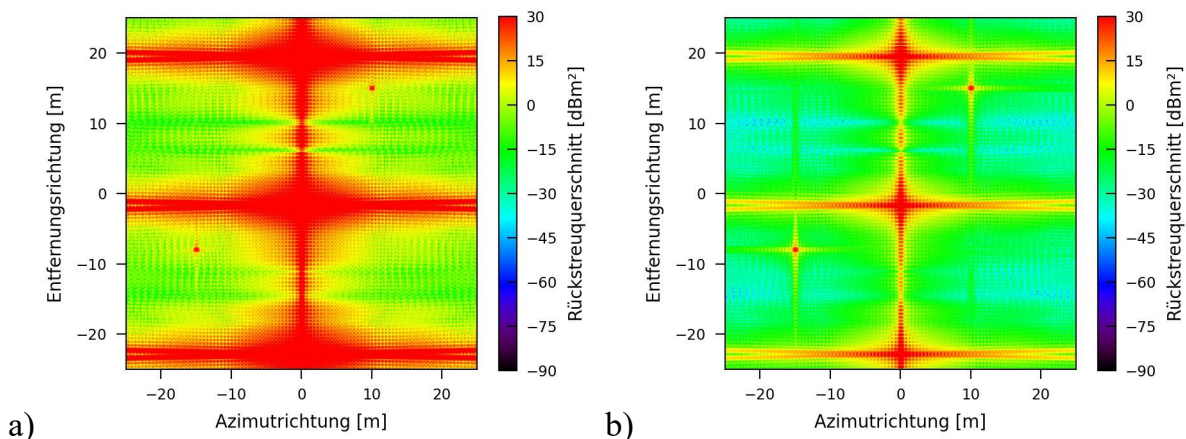


Abbildung 92: Simulationsergebnisse für unterschiedliche Polarisationskombinationen
a) co-polar, b) cross-polar

Die Simulationen zeigen, dass im cross-polaren Fall der Effekt des Störsenders deutlich reduziert werden kann. Es wird nur noch das Ziel 1 im Zentrum der Szene überdeckt, die anderen beiden Ziele sind im Gegensatz zum maximal gestörten Fall deutlich erkennbar. Die Bildqualitätsparameter in Tabelle 23 zeigen ebenfalls, dass sich die Parameter deutlich verbessern. Ziel 2 ist im Gegensatz zum maximal gestörten Fall wieder detektierbar. Lediglich PSLR und ISLR werden durch die verbliebenen Störungen noch beeinflusst.

		Ziel 1	Ziel 2	Ziel 3
a)	Position	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-15,00 m, -7,95 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	nicht detektierbar	978,33 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	0,48 m x 0,45 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	-19,68 dB, -11,42 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	nicht detektierbar	12,69 dB, 4,91 dB
b)	Position	nicht detektierbar	10,00 m, 15,00 m	-15,00 m, -8,00 m
	Rückstreuquerschnitt	nicht detektierbar	1011.80 m ²	997.98 m ²
	Auflösung (Az, Rg)	nicht detektierbar	0.47 m x 0.44 m	0.48 m x 0.44 m
	PSLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	16.68 dB, 10.54 dB	5.92 dB, 13.09 dB
	ISLR (Az, Rg)	nicht detektierbar	13.86 dB, 7.89 dB	13.87 dB, 9.96 dB

Tabelle 23: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer für den a) co-polaren b) cross-polaren Fall

Der cross-polare Fall, in dem die Polarisierungen des Radarsignals und des Störsignals orthogonal zueinanderstehen, stellt den Fall maximaler Dämpfung dar. Alle anderen Kombinationen von Polarisierungen erzielen geringere Dämpfungen. Verwendet der Störsender eine Polarisierung von 45° oder eine zirkuläre Polarisierung, sind für jeden Fall der Empfangspolarisation stärkere Störungen im Bild unvermeidlich, weil der Empfänger immer Anteile des Störsignals empfangen wird.

5.5 Validierung der Simulationsergebnisse

Die Validierung von Simulationsergebnissen kann grundsätzlich auf zweierlei Wegen erfolgen. Zum einen sind messtechnische Verifikationen möglich, zum anderen kann durch logische Argumentation die Plausibilität der Ergebnisse validiert werden.

Von einer messtechnischen Verifikation wurde im Rahmen dieser Arbeit Abstand genommen. Da die Simulationen anhand einer generischen Referenzszenario mit darin platzierten, idealen Punktstörern durchgeführt wurden, ist eine quantitative Validierung nicht möglich. Daher ist auch ein Vergleich mit anderen Untersuchungen wie [Bol19] nicht möglich. In realen, satellitengestützten SAR-Systemen bzw. -Aufnahmen kommen viele Effekte hinzu, die Auswirkungen auf die Bildqualitätsparameter haben. Solche Effekte sind zum Beispiel durch Systemrauschen, Bahnungenauigkeiten oder Besonderheiten der aufgenommenen Szene möglich. Ziele wie Corner-Reflektoren oder Transponder haben eigene Charakteristiken und sind in realen Szenen nicht isoliert betrachtbar. Eine sichere Trennung solcher Effekte von den Effekten durch Störer bzw. Gegenmaßnahmen ist im realen Bild nicht möglich. Daneben sind Versuche mit Störern

bei den Satellitenbetreibern ungern gesehen. Kapazitäten stehen hierfür in der Regel nicht zur Verfügung.

Mit logischer Betrachtung und Untersuchungen zur Plausibilität können die Simulationsergebnisse dennoch weitgehend validiert werden. Zunächst wird hierfür geprüft, ob die Rohdatengenerierung und die Prozessierung korrekte Daten erzeugt. Dies geschieht durch den Vergleich der Simulationsergebnisse mit der Theorie. In der Referenzszene (Abschnitt 5.2) werden Punktziele simuliert. Die Punktzielantworten in der Abbildung entsprechen den Erwartungen, die sich aus der Theorie ableiten lassen. Die Bildqualitätsparameter nach Tabelle 1 stimmen mit den theoretischen Werten aus [Kla00] oder [Lac01] weitestgehend überein. Die typische $\sin x/x$ -Funktion (siehe Anhang A.3) ist in Abbildung 39 deutlich erkennbar.

Die Simulationsergebnisse der Störungen und Gegenmaßnahmen werden zusätzlich auf Plausibilität geprüft. Bei den Simulationen zu Störungen (Abschnitt 5.3) können die Ergebnisse anhand des störungsinduzierten Rauschniveaus (JINL) als plausibel betrachtet werden. Eine Veränderung der jeweiligen Parameter resultiert in erwarteten Änderungen des JINL oder der erwarteten Störeffekte.

Zur Validierung der Simulationsergebnisse für Gegenmaßnahmen (Abschnitt 5.4) müssen weitere Daten herangezogen werden. Durch die Realisierung des Simulators im Zeitbereich ist eine Überprüfung der Daten zu jedem Punkt innerhalb der Berechnungen möglich. So können jederzeit die Rohdaten und andere Eingangsdaten betrachtet werden. So wurden zur Prüfung der Simulationsergebnisse für das Scan-On-Receive-Verfahren (Abschnitt 5.4.1) die entstehenden Daten für den Antennengewinn schon bei der Generierung der Rohdaten auf Plausibilität geprüft und untereinander verglichen. Gleiches gilt für die Simulationen der Bistatik (Abschnitt 5.4.3).

Die Validierung der Simulationsergebnisse bei der Verwendung eines Rauschsignals als Radarsignal (Abschnitt 5.4.2) wurde durch die Betrachtung der Rohdaten als auch durch die Bewertung der resultierenden Bilddaten vorgenommen. Die Bildqualitätsparameter erreichen auch hier die durch die Theorie erwarteten Werte für Auflösung, PSLR und ISLR.

Für die letzte Härtingsmaßnahme, die Verwendung der Polarisation (Abschnitt 5.4.4), wurden wieder die Rohdaten und das resultierende Bild auf Plausibilität geprüft. Die Abnahme der Intensität der Störung im Fall der Kreuzpolarisation entspricht auch hier den Erwartungen und wird deshalb als plausibel betrachtet.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die inzwischen weite Verbreitung von luft- und raumgestützten Radarsystemen mit synthetischer Apertur führt dazu, dass immer wieder Auffälligkeiten in den resultierenden Bildern zu Tage treten. Es besteht eine Wahrscheinlichkeit, dass Auffälligkeiten Resultate von Störungen durch externe Sender sind. Dies trifft nicht nur zivile Systeme. In Zeiten zunehmender internationaler Krisen fallen auch im Sicherheitsbereich Störungen auf, die mit hoher Wahrscheinlichkeit bewusst herbeigeführt werden.

Diese auftretenden Störungen, unabhängig von der konkreten Intention, schmälern die Effektivität sowie Kapazität der teuren Systeme. Es ist erstrebenswert, solche Störungen bestmöglich zu reduzieren. Grundlage hierfür ist jedoch ein umfassendes Verständnis der zugrundeliegenden Eigenschaften. Daher ist es die Motivation zu dieser Arbeit, ebendiese Eigenschaften von Störern bei Radarsystemen mit synthetischer Apertur sowie ausgewählte Gegenmaßnahmen genauer zu untersuchen. Diese Untersuchungen erfolgten in mehreren Schritten:

- Der erste Schritt zur Untersuchung ist eine Kategorisierung von Störerarten in verschiedenen Klassen in Abhängigkeit des jeweiligen Störmechanismus. Die entwickelte Klassifikation (Kapitel 3) orientiert sich an der mathematischen Beschreibung der Signale. Grundsätzlich besteht diese Beschreibung aus einem Anteil zur Sendeleistung und einem Anteil zur Signalform. Aus diesem Grund wurden Störung durch Sendeleistung (Abschnitt 3.1) und Störung durch Signalform (Abschnitt 3.2) als grundlegende Störerklassen definiert. Diese Störerklassen wurden noch einmal hinsichtlich ihrer grundlegenden Wirkung unterteilt. Störung durch Sendeleistung kann monofrequent sowie breitbandig erfolgen. Die Störung durch Signalform kann hinsichtlich ihrer Wirkung auf die Prozessierung nochmals aufgeteilt werden in inkohärente Störer, die ein Chirpsignal ähnlich dem Radarsignal aussenden, sowie kohärente Störer, die das Radarsignal empfangen und mehrfach wiederholt zurücksenden. Darüber hinaus ist in der Theorie möglich, die Methoden der beiden grundlegenden Störerklassen für Störer zu kombinieren, die in der Lage sind, Ziele vorzutäuschen oder die Intensität von vorhandenen Zielen zu reduzieren. Hierfür werden Sendeleistung und Signalform entsprechend der Zieleigenschaften und der Aufnahmegeometrie angepasst. Für diese aufwändige Methode wurde eine dritte Klasse für sogenannte Intelligente Störer (Abschnitt 0) hinzugefügt. Der Intelligente Störer wird schließlich in einen konstruktiven und einen destruktiven Fall unterteilt.

- Basierend auf den Störerklassen wurden in der Theorie Gegenmaßnahmen ermittelt, die geeignet sein können, Auswirkungen von Störern zu unterdrücken. Im Wesentlichen wurden vier denkbare Gegenmaßnahmen betrachtet. Als erste Gegenmaßnahme sollte Scan-On-Receive (Abschnitt 4.1) dienen. Ziel hierbei war, dass der Antennenbeam beim Empfang über die Szene hinwegbewegt wird und sich der Störsender somit eine signifikante Zeit nur am Rand des Antennendiagramms mit niedrigerem Antennengewinn befindet. Eine zweite denkbare Gegenmaßnahme war die Verwendung eines Rauschsignals anstelle des bei Radarsystemen gängigen Chirpsignals bei der Signalausendung (Abschnitt 4.2). Die sollte vornehmlich gegen Chirpstörer wirksam sein, und die Tatsache ausnutzen, dass Rauschsignale nur mit sich selbst korrelieren, was bei der Prozessierung in Entfernungsrichtung wirksam sein kann. Als weitere potentielle Gegenmaßnahme wurde die Verwendung eines bistatischen Systems betrachtet (Abschnitt 4.3). Diese soll gegen den intelligenten Störer wirksam sein. Hierbei wird ausgenutzt, dass der Störsender, der zur effektiven Störung die genaue Aufnahmegeometrie kennen muss. Durch die zweite Empfängerplattform kann somit das rückgesendete Störsignal nicht genau genug an die Geometrie beider Empfänger angepasst werden, um die volle Wirksamkeit zu erreichen. Die letzte betrachtete Gegenmaßnahme ist die Verwendung der Eigenschaften der Polarisation eines Signals (Abschnitt 4.4). Ziel hierbei ist es, dass der Sensor eine andere Polarisation verwendet als der Störsender. Durch die hierdurch auftretende Dämpfung des Störsignals soll dessen Einfluss im resultierenden Bild verringert werden. Der Sensor muss also in der Lage sein, seine Polarisation verändern zu können, um für den Störsender möglichst unvorhersehbar zu sein.
- Für die definierten Störerklassen und die ausgesuchten Gegenmaßnahmen wurden im nächsten Schritt Simulationen durchgeführt (Kapitel 5). Hierfür kam das selbstentwickelte Simulations- und Analysewerkzeug „TimeDAT“ zum Einsatz. Dieses Werkzeug deckt alle Aspekte der notwendigen Untersuchungen ab und beinhaltet die Rohdatensimulation, die Prozessierung und Auswertung. Daneben bietet es durch einen modularen Aufbau die Möglichkeit, die gewünschten Funktionalitäten für Störer mit optionalen Modulen einzufügen. Durch die Funktionalität im Zeitbereich sind die einfache Implementierung der Gegenmaßnahmen und genaue Analysen auch von Zwischenprodukten ebenso möglich.

Als Basis für die Vergleichbarkeit der Simulationen wurde eine Referenzszene mit drei Punktzielen definiert (Abschnitt 5.2). Die resultierenden Bildqualitätsparameter

entsprechen denen der Theorie und wurden zur Bewertung der nachfolgenden Simulationen herangezogen (Abschnitt 5.3). Es wurden für die definierten Störerklassen Beispiele simuliert, um ihre jeweiligen Eigenschaften genauer betrachten zu können.

Die ersten Simulationen eines Störers, der mittels Sendeleistung die Aufnahme zu stören versucht, verwenden ein dauerhaftes Sinus-Signal mit einer festen Frequenz (Abschnitt 5.3.1). Die Sendeleistung wurde als Parameter variiert. Die gestörten Bilder zeigen ein Hintergrundrauschen, dessen Intensität mit steigender Sendeleistung zunimmt. Weiterhin wurden als Störsignal breitbandige Rauschsignale unterschiedlicher Bandbreite simuliert (Abschnitt 5.3.2). Hier ist ein Zusammenhang zwischen Bandbreite und dem entstehenden Hintergrundrauschen zu erkennen. Als Ergebnis ist festzustellen, dass ein SAR-System durch ein Signal mit ausreichender Signalstärke bis zur Nichtverwendbarkeit der resultierenden Bilder gestört werden kann. Der Störeffekt hängt außerdem von der Bandbreite ab. Ein Störsignal mit größerer Bandbreite erfordert eine geringere Sendeleistung um eine signifikante Störung zu erzeugen.

Störsignale, die aufgrund ihrer Signalform einen Einfluss auf das Bild haben, können unterschiedliche Störcharakteristiken aufweisen. Ein inkohärenter Störer (Abschnitt 5.3.3), der ein an das Radarsignal angelehntes Chirpsignal aussendet, erzeugt ähnlich einem breitbandigen Rauschstörer ein Hintergrundrauschen im Bild, dessen Intensität maßgeblich von Sendeleistung und Wiederholfrequenz des Störsignals abhängt. Je näher sich die Bandbreite des Störsignals der Bandbreite des Radarsignals annähert, desto mehr Struktur in Entfernungsrichtung wird aufgrund der sich verbessernden Korrelation während der Prozessierung im Bild sichtbar. Ein kohärenter Störsender (Abschnitt 5.3.4) sendet das Radarsignal wiederholt zum Sensor zurück. Er erzeugt im resultierenden Bild je nach Abstand des Störsenders zur Szene aufgrund der fehlerhaften Phaseninformationen des Störsignals unscharfe Punktzielantworten. Je nach Sendeleistung können so die Punktziele im Bild überdeckt werden. Generell gilt hier, dass mit steigender Ähnlichkeit zum Radarsignal der Einfluss des Störsignals steigt. Schon geringe Sendeleistungen genügen, um die Qualität und Nutzbarkeit des resultierenden SAR-Bildes deutlich zu reduzieren.

Wird die Signalform des Störsignals weiter angepasst, indem auch die Phaseninformation und Sendeleistung in Abhängigkeit zum Abstand des Sensors berücksichtigt wird, lassen sich in der Theorie Punktziele im Bild konstruktiv einblenden, die nicht mehr von den real vorhandenen Zielen unterscheidbar sind

(Abschnitt 5.3.5). Ebenso lassen sich mit genauer Kenntnis der Szene und der Aufnahmegeometrie Ziele destruktiv ausblenden. Die Anforderungen an die Kenntnis der Aufnahmegeometrie sind jedoch hoch, was im Speziellen für den destruktiven Fall gilt. Der technische Aufwand für einen solchen Störer ist aktuell aber noch sehr hoch.

Als erste Gegenmaßnahme wurde simuliert, ob eine Schwenkung des Antennenbeams (Scan-On-Receive Aufnahmemodus) wirksam sein kann (Abschnitt 5.4.1). Bei realistischen Abmessungen der Antenne bringt diese Methode keinen signifikanten Vorteil zur Reduktion eines Störsignals. Der Abfall des Antennengewinns ist bei diesen Antennengrößen nicht ausreichend, um bei einem nahe an der Szene platzierten Störsender die Empfangsleistung zu reduzieren, dass eine Reduktion der Störung im Bild sichtbar ist.

Die Wirksamkeit der Verwendung eines Rauschsignals als Radarsignal gegen die Störung durch einen inkohärenten Störsender wurde als nächstes simuliert (Abschnitt 5.4.2). Hier wurde auch einbezogen, wie sich die Verwendung eines anderen Radarsignals auf das ungestörte Bild auswirkt. Hier entsteht durch das veränderte Radarsignal ein leichtes Grundrauschen im resultierenden Bild, was auf die grundlegenden Bildqualitätsparameter aber nahezu keinen Einfluss hat. Bei Vorhandensein eines inkohärenten Störers kann die Methode dann einen Vorteil bringen, wenn das frequenzmodulierte Störsignal dem ursprünglichen Chirpsignal des Radars sehr ähnlich ist. Andernfalls ist die Unterdrückung des chirpförmigen Störsignals durch die Korrelation der Entfernungsprozessierung ähnlich wie bei Verwendung eines Chirpsignals.

Die Verwendung eines bistatischen Systems gegen einen intelligenten Störer wurde als Nächstes simuliert (Abschnitt 5.4.3). Bei konstruktiver Einbringung von Falschzielen in die Szene sind größere Abstände zwischen der ersten Sensorplattform und den zweiten Empfänger notwendig, um geringe Effekte zu erzielen. Diese äußern sich hauptsächlich durch einen geringen Versatz der Falschziele. Zur Bekämpfung eines intelligenten Störers, der destruktiv vorhandene Ziele ausblenden soll, ist die Verwendung eines bistatischen Systems dagegen wirksamer. Die ausblendende Wirkung kann vollständig aufgehoben werden und Betonung der jeweiligen Ziele, deren potentielle Geheimhaltung durch den Störsender erreicht werden soll, ist möglich.

Als vierte Gegenmaßnahme gegen Störer wurde die gezielte Ausnutzung der Polarisation eines Radarsignals untersucht (Abschnitt 5.4.4). Hierdurch soll ein

Störsignal, das eine andere Polarisation als das Radarsignal aufweist, beim Empfang unterdrückt werden. Im Optimalfall, simuliert am Beispiel eines inkohärenten Störers, erweist sich die Polarisation als effektive Maßnahme. Allerdings ist es mit einfachen Mitteln möglich, den Störsender mit Polarisationen auszustatten, die das Optimum an Unterdrückung erheblich reduzieren können.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass verschiedene Störsignale SAR-Sensoren gezielt mit unterschiedlichen Charakteristiken stören können. Gleichzeitig hat sich die SAR-Prozessierung als robust genug erwiesen, dass hohe Sendeleistung oder ein höherer technischer Aufwand notwendig sind, um eine Aufnahme komplett unbrauchbar zu machen. Basierend auf den physikalischen Eigenschaften der Störsignale wurde ein Kategorisierungsschema vorgeschlagen. Bei Betrachtung der Gegenmaßnahmen wurden erste Erkenntnisse gewonnen, die bei der Planung zukünftiger Systeme berücksichtigt werden können. Einzelne Gegenmaßnahmen haben sich als wenig effektiv herausgestellt, einige wirken lediglich gegen spezielle Arten von Störern. Grundsätzlich gilt hier, je intelligenter der Störer, desto aufwändigere Gegenmaßnahmen sind erforderlich. Je mehr Möglichkeiten die Technologie des Sensors bietet, umso größer sind die Möglichkeiten, auf eventuelle Störungen reagieren zu können.

Basierend auf dieser Arbeit ergeben sich weitere Gesichtspunkte, deren genauere Untersuchung im Hinblick auf robustere und störresistentere SAR-Systeme weiteren Nutzen bringen können. Die gewonnenen Erkenntnisse der Arbeit könnten unter Verwendung von existierenden Systemen wie beispielsweise TerraSAR-X unter kontrollierten Bedingungen verifiziert werden. In Zusammenarbeit mit der wissenschaftlichen Interessensgemeinschaft zum Thema Radio-Interference (RFI), die sich mit der Detektion und Vermeidung von Interferenzen durch unbekannte Signalquellen befasst, sind explizite Entwicklungen von Methoden zur Reduktion von Störeinflüssen sinnvoll. Beispielsweise bietet das Themenspektrum rund um digitale Strahlformung weitere Möglichkeiten, um Störsender zu detektieren und zu unterdrücken. Erste Arbeiten hierzu wurden in [Bol19] vorgenommen. Hier wurde eine Maßnahme entwickelt, um Antennendiagramme digital so zu bearbeiten, dass Minima an Orten von Störern auftreten.

Weiteres Potential ist möglicherweise bei der Verwendung von vollpolarimetrischen Systemen zu sehen. Mit Hilfe dieser Daten kann es möglich sein, unter vollständiger Kenntnis der Signalpolarisation des Sensors, Signale eines anders polarisierten Störers nachträglich herauszurechnen und somit zu reduzieren.

A Anhang

A.1 Herleitung der Dopplerfrequenz

Herleitung des Dopplerfrequenzverlaufs mit Squintwinkel (Kapitel 2.2.1.3):

$$\begin{aligned} f_{D_{\text{Squint}}} &= -\frac{2 \cdot v^2 \left(t - \frac{c}{v} R_0 \tan \beta \right)}{\lambda \sqrt{R_0^2 + v^2 \left(t - \frac{c}{v} R_0 \tan \beta \right)^2}} \\ &= -\frac{2 \cdot \left(v^2 t + v R_0 \tan \beta \right)}{\lambda \sqrt{R_0^2 + v^2 \left(t^2 + 2 \cdot t \frac{1}{v} R_0 \tan \beta + \frac{1}{v^2} R_0^2 \tan^2 \beta \right)}} \\ &= -\frac{2 \cdot \left(v^2 t + v R_0 \tan \beta \right)}{\lambda \sqrt{R_0^2 + \left(t^2 v^2 + 2 \cdot v^2 t \frac{1}{v} R_0 \tan \beta + v^2 \frac{1}{v^2} R_0^2 \tan^2 \beta \right)}} \\ &= -\frac{2 \cdot \left(v^2 t + v R_0 \tan \beta \right)}{\lambda \sqrt{R_0^2 + \left(v^2 t^2 + 2 v t R_0 \tan \beta + R_0^2 \tan^2 \beta \right)}} \\ &= -\frac{2 \cdot v \cdot \left(v t + R_0 \tan \beta \right)}{\lambda \cdot R_0 \sqrt{1 + \left(\frac{v^2 t^2}{R_0^2} + 2 \frac{v t}{R_0} \tan \beta + \tan^2 \beta \right)}} \\ &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \cdot \frac{\left(\frac{v t}{R_0} + \tan \beta \right)}{\sqrt{1 + \left(\frac{v t}{R_0} + \tan \beta \right)^2}} \end{aligned} \quad (77)$$

A.2 Herleitung der Augenblicksbandbreite

$$\begin{aligned} B_{\text{IFOV}} &= f_{D_2} - f_{D_1} \\ &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \left(\frac{x_2}{\sqrt{R_0^2 + x_2^2}} - \frac{x_1}{\sqrt{R_0^2 + x_1^2}} \right) \\ &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \left(\frac{R_0 \cdot \tan \left(\beta + \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}{\sqrt{R_0^2 + R_0^2 \cdot \tan^2 \left(\beta + \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}} - \frac{R_0 \cdot \tan \left(\beta - \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}{\sqrt{R_0^2 + R_0^2 \cdot \tan^2 \left(\beta - \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}} \right) \\ &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \left(\frac{\tan \left(\beta + \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}{\sqrt{1 + \tan^2 \left(\beta + \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}} - \frac{\tan \left(\beta - \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}{\sqrt{1 + \tan^2 \left(\beta - \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right)}} \right) \\ &= -\frac{2 \cdot v}{\lambda} \left(\sin \left(\beta + \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right) - \sin \left(\beta - \frac{\Theta_{\text{HWB}}}{2} \right) \right) \end{aligned} \quad (78)$$

A.3 Herleitung des Korrelationsintegrals

Die Impulskompression (Abschnitt 2.2.4.2) zur Prozessierung in Entfernungsrichtung wird als Korrelationsintegral (Gleichung 56) berechnet. Für ein einzelnes Punktziel gilt

$$s_{rg,raw}(t) = s_{RX,BB}(t). \quad (79)$$

Dann errechnet sich

$$s_{rg,compressed}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_{ch,cplx}^*(\tau) \cdot s_{rg,raw}(t + \tau) \cdot d\tau \quad (86)$$

mit

$$s_{ch,cplx}^*(t) = e^{-j\pi(kt+2f_{start})t} \quad (80)$$

und

$$s_{rg,raw}(t) = \frac{1}{4} \cdot e^{j\left[\pi\left(k\left(t-\frac{2R}{c_0}\right)+2f_{start}\right)\left(t-\frac{2R}{c_0}\right)\right]} \cdot e^{j\left[-\frac{2\pi f_0 2R}{c_0}\right]} \quad (81)$$

als

$$\begin{aligned} s_{rg,compressed}(t) &= e^{j\left[-\frac{2\pi f_0 2R}{c_0}\right]} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\pi(\kappa\tau+2f_{start})\tau} \cdot e^{j\left[\pi\left(\kappa\left((t+\tau)-\frac{2R}{c_0}\right)+2f_{start}\right)\left((t+\tau)-\frac{2R}{c_0}\right)\right]} d\tau \\ &\vdots \\ &= e^{j\left[-\frac{2\pi f_0 2R}{c_0}\right]} \cdot e^{j\left(\pi\kappa t^2 - 2\pi\kappa\frac{2R}{c_0}t + 2\pi f_{start}t + \pi\kappa\left(\frac{2R}{c_0}\right)^2 - 2\pi f_{start}\frac{2R}{c_0}\right)} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi\kappa\left(t-\frac{2R}{c_0}\right)\tau} d\tau. \end{aligned} \quad (82)$$

Mit der Stammfunktion des Integrals

$$\int e^{ja\tau} d\tau = \frac{1}{ja} e^{ja\tau} \quad (83)$$

ergibt sich als Grundlage für die weiteren Berechnungen

$$s_{rg,compressed}(t) = e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{e^{j2\pi\kappa(t-t_0)\tau}}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \Big|_{-\infty}^{\infty} \quad \text{mit } t_0 = \frac{2R}{c_0}. \quad (84)$$

Für die Berechnung des entfernungskomprimierten Signals ist für das Korrelationsintegral eine Fallunterscheidung notwendig. Es werden zwei Fälle unterschieden:

$$\begin{aligned} \text{Fall 1: } & t_0 < t < t_0 + \tau_p \\ \text{Fall 2: } & t_0 > t > t_0 - \tau_p \end{aligned} \quad (85)$$

Für Fall 1 ergibt sich die Lösung des Integrals dann zu:

$$\begin{aligned}
 s_{rg,compressed}(t) &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{e^{j2\pi\kappa(t-t_0)\tau}}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \Big|_0^{t_0-t-\tau_p} \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{1}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} \cdot \left(e^{j2\pi\kappa(t_0 t - t^2 + \tau_p t - t_0^2 + t_0 t - \tau_p t_0)} - 1 \right) \\
 &\quad \vdots \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{1}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \cdot \left(e^{-j\pi\kappa(t-t_0)^2} \cdot e^{j2\pi\kappa\tau_p(t-t_0)} - e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} \right) \\
 &\quad \vdots \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa\tau_p(t-t_0)} \cdot \frac{1}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \cdot (-1) \cdot \left(e^{j\pi\kappa(t-t_0)(t-t_0-\tau_p)} - e^{-j\pi\kappa(t-t_0)(t-t_0-\tau_p)} \right) \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa\tau_p(t-t_0)} \cdot \frac{\sin\left(\pi\kappa(t-t_0)(t-t_0-\tau_p)\right)}{\pi\kappa(t-t_0)}
 \end{aligned} \tag{86}$$

$$\text{mit } \sin(x) = \frac{1}{2j} \left(e^{jx} - e^{-jx} \right) \tag{87}$$

Fall 2 ergibt sich analog zu:

$$\begin{aligned}
 s_{rg,compressed}(t) &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{e^{j2\pi\kappa(t-t_0)\tau}}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \Big|_{t_0-t}^{\tau_p} \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{1}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} \cdot \left(e^{j2\pi\kappa(t-t_0)\tau_p} - e^{j2\pi\kappa(t-t_0)(t_0-t)} \right) \\
 &\quad \vdots \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot \frac{1}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \cdot \left(e^{j2\pi\kappa\tau_p(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa(t-t_0)^2} - e^{-j\pi\kappa(t-t_0)^2} \right) \\
 &\quad \vdots \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa\tau_p(t-t_0)} \cdot \frac{1}{j2\pi\kappa(t-t_0)} \cdot \left(e^{j\pi\kappa(t-t_0)(t-t_0+\tau_p)} - e^{-j\pi\kappa(t-t_0)(t-t_0+\tau_p)} \right) \\
 &= e^{-j2\pi f_0 t_0} \cdot e^{j2\pi f_{start}(t-t_0)} \cdot e^{j\pi\kappa\tau_p(t-t_0)} \cdot \frac{\sin\left(\pi\kappa(t-t_0)(t-t_0+\tau_p)\right)}{\pi\kappa(t-t_0)}
 \end{aligned} \tag{88}$$

Literaturverzeichnis

- [Ang20] Anger S.
Mikrowellenmessverfahren zur Erdgebundenen hochgenauen Abbildung von Weltraumobjekten auf erdnahen Umlaufbahnen
Dissertation – Universität Ulm, Fakultät für Ingenieurwissenschaften, Informatik und Psychologie
2020
- [Bol19] Bollian T.
Digital Beamforming for Radio Frequency Suppression in Synthetic Aperture Radar
Dissertation – Karlsruher Institut für Technologie, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
2019
- [Bor09] Bordoni F., Younis M., Makhoul Varona E., Gebert N., Krieger G.
Performance Investigation in Scan-On-Receive and Adaptive Digital-Beam-Forming for High-Resolution Wide-Swath Synthetic Aperture Radar
International ITG Workshop on Smart Antennas
2009
- [Bro96] Bronstein I.N., Semendjajew K.A.
Teubner-Taschenbuch der Mathematik
B.G.Teubner, Stuttgart, Leipzig
1996
- [Buc94] Buckreuß S.
Bewegungskompensation für Flugzeuggetragene SAR-Systeme
Forschungsbericht 94-17
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Köln
1994
- [Car95] Carrara W. G., Goodman R.S., Majewski R. M.
Spotlight Synthetic Aperture Radar – Signal Processing Algorithms
Artech House, Norwood
1995
- [Chi14] Chiari M.
TimeDAT – A Time Domain Simulation Framework
10th European Conference on Synthetic Aperture Radar
2014
- [Cum05] Cumming I.G., Wong F.H.
Digital processing of synthetic aperture radar
Artech House, Boston
2005

- [Ela88] Elachi C.
Spaceborne Radar Remote Sensing: Applications and Techniques
IEEE Press, New York
1988
- [Fra99] Francescetti G., Lanari R.
Synthetic Aperture Radar Processing
CRC Press, Boca Raton
1999
- [Gie66] Giese, R. H.
Weltraumforschung 1
Bibliographisches Institut AG, Mannheim
1966
- [Goj93] Goj, W. W.
Synthetic aperture radar and electronic warfare
Artech House, Norwood
1993
- [Gra05] Grafmüller B., Herschlein A., Fischer C.
The TerraSAR-X antenna system
IEEE International Radar Conference, Arlington
2005
- [Har14] Harness R. S., Budge M. C.
A study on SAR noise jamming and false target insertion
IEEE SOUTHEASTCON 2014, pp. 1-8
2014
- [Kla00] Klausing H., Holpp, W.
Radar mit realer und synthetischer Apertur
Oldenbourg Wissenschaftsverlag, München
2000
- [Küh64] Kühn, R.
Mikrowellenantennen
VEB Verlag Technik Berlin
1964
- [Lac01] Lacomme P., Hardange J.-P., Marchais J.C., Normant E.
Air and Spaceborne Radar Systems – An Introduction
William Andrew publishing, Norwich
2001
- [Len05] Lenz R., Pontes J. and Wiesbeck W.
A high accuracy calibration and receive instrument for TerraSAR-X ground calibration
European Radar Conference EURAD 2005, pp. 411-414, Paris
2005

-
- [LoL88] Lo Y.T., Lee S.W.
Antenna Handbook
van Nostrand Reinhold Company, New York
1988
- [Mil89] Miller D.
X-SAR specification, design, and performance modeling
IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 27, no. 2,
pp. 170-176
1989
- [Mit00] Mittermayer, J.
Hochauflösende Verarbeitung von Radardaten mit synthetischer Apertur
Forschungsbericht 2000-29
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Köln
2000
- [Nef21] Neff, T.
Investigation of the influence of groundbased radar transmitters to the SAR raw data and the SAR images of TerraSAR-X/TanDEM-X
Scientific Proposal for TerraSAR-X,
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Weßling
2021
- [Opp99] Oppenheimer A.V., Schafer R. W.
Zeitdiskrete Signalverarbeitung
Oldenbourg Verlag, München
1999
- [Pai07] Paine, A. S.
An Adaptive Beamforming Technique for Countering Synthetic Aperture Radar (SAR) Jamming Threats
2007 IEEE Radar Conference, pp. 630-634
2007
- [Poi78] Poirot J. L., Arbid G.
Position Location: Triangulation Versus Circulation
IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-14,
no. 1, pp. 48-53
1978
- [Rat05] Rathgeber W.
Superresolution durch den Einsatz spektraler Schätzverfahren in der SAR-Prozessierung
Forschungsbericht 2005-15
Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt, Köln
2005

- [Rie92] Ries, J. C., Eanes R. J., Shum C.K., Watkins M. M.
Progress in the determination of the gravitational coefficient of the Earth
Geophysical Research Letters, Volume 19 Issue 6
American Geophysical Union, Washington D.C.
1992
- [Rod10] Rodriguez-Cassola M., Baumgartner S. V., Krieger G., Moreira A.
Bistatic TerraSAR-X/F-SAR Spaceborne–Airborne SAR Experiment: Description, Data Processing, and Results
IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 48, no. 2,
pp. 781-794
2010
- [Sch10] Schwerdt M., Bachmann M., Schulz C., Döring B., Hueso Gonzales J.
TerraSAR-X Re-Calibration and Dual Receive Antenna Campaigns in 2009
8th European Conference on Synthetic Aperture Radar
2010
- [Sou99] Soumekh M.
Synthetic Aperture Radar Signal Processing
John Wiley & Sons, New York
1999
- [Spa23] spacetrack.org
<http://www.space-track.org>
zuletzt abgerufen am 17.03.2023
- [Ste94] Stearns S. D., Hush D. R.
Digitale Verarbeitung analoger Signale
Oldenbourg Verlag, München
1994
- [Sti98] Stimson, G.
Introduction to Airborne Radar
SciTech Publishing, Mendham
1998
- [Sue01] Suess M., Grafmueller B., Zahn R.
A Novel High Resolution Wide Swath SAR System
Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)
2001
- [Sul00] Sullivan R.J.
Microwave Radar – Imaging and Advanced Concepts
Artech House, Boston
2000

-
- [Sun14] Sun Q., Shu T., Zhou S., Tang B., Yu W.
A novel jamming signal generation method for deceptive SAR jammer
2014 IEEE Radar Conference, pp. 1174-1178
2014
- [Tho86] Thomson, W. T.
Introduction to space dynamics
Dover Publications, New York
1986
- [Wie07] Wiesbeck W.
Skriptum zur Vorlesung Antennen und Antennensysteme
Universität Karlsruhe (TH), Institut für Höchstfrequenztechnik und
Elektronik, Karlsruhe
2007
- [Zha15] Zhao B., Zhou F., Bao Z.
Deception Jamming for Squint SAR Based on Multiple Receivers
IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and
Remote Sensing, vol. 8, no. 8, pp. 3988-3998
2015

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: SAR-Bild aufgenommen mit TerraSAR-X mit einer Störung im rechten Bildbereich (Bildquelle: [Nef21]).....	1
Abbildung 2: Simulationskette des entwickelten Softwarewerkzeugs „TimeDAT“	6
Abbildung 3: Definition der grundlegenden Geometrie für eine SAR-Aufnahme bestehend aus einem SAR Sensor mit Abtastpunkten entlang einer Flugbahn der Höhe h und Punktzielen auf einer Ebene in einem Schrägabstand R_0	7
Abbildung 4: Projektion des Signals in Entfernungsrichtung auf Bezugsebene	8
Abbildung 5: Darstellung des SAR-Prinzips mit dem Zusammenhang zwischen Beobachtungswinkel α und realem Öffnungswinkel der Antenne Θ_{real} .	10
Abbildung 6: Entstehung der synthetischen Apertur entlang einer Flugbahn im Streifen-Modus.....	11
Abbildung 7: Verlauf des Abstandes Ziel-Sensor über die synthetische Apertur	12
Abbildung 8: Slant-Range-Geometrie zur Ermittlung des Dopplerfrequenzverlaufs unter Squintwinkel β (rot: Antennenpositionen während der Aufnahme, gelb: Mitte der synthetischen Apertur) und daraus resultierender Verschiebung um Δx , mit minimalem Abstand zwischen Sensor und Ziel R_0 , Abstandsänderung für weitere Sensorpositionen ΔR	14
Abbildung 9: Verlauf der Dopplerfrequenz für ein Punktziel a) blau: ohne Squint b) rot: Squint in Flugrichtung 10° c) grün: Squint gegen Flugrichtung 20°	15
Abbildung 10: Geometrie zur Ermittlung der Augenblicksbandbreite B_{IFOV}	16
Abbildung 11: Szenendefinition - Sensorhöhe	17
Abbildung 12: Aufbau des simulierten Radar-Systems bestehend aus Chirpgenerator, Mischer, Hochpass, Sendeantenne sowie Empfangsantenne, IQ-Demodulator und Tiefpässen auf Empfangsseite	19
Abbildung 13: Spektrum bei Hochmischen des Chirpsignals aus dem Basisband mit der Trägerfrequenz f_0	21
Abbildung 14: Spektrum des heruntergemischten HF-Signals (I-Kanal).....	22
Abbildung 15: Phasenverschiebung in Abhängigkeit des Ausbreitungsweges.....	23

Abbildung 16: Koordinatentransformation zur Anwendung des Antennendiagramms	24
Abbildung 17: Position eines Störsenders	27
Abbildung 18: Definition des Radarbildes mit Bild- und Pixelgröße zur Prozessierung	29
Abbildung 19: Prozessierung in Entfernungsrichtung a) reflektierte Chirpsignale dreier Punktziele, b) aufgenommenes Entfernungsprofil, c) Verschiebung des Referenzsignals zur Korrelation mit dem Entfernungsprofil, d) komprimiertes Entfernungsprofil mit drei Punktzielantworten.....	31
Abbildung 20: Prinzip der Prozessierung in Azimuthrichtung für ein Bildpixel: Rückprojektion.....	33
Abbildung 21: Prozessiertes SAR-Bild (Leistungsbild) einer Szene mit drei Punktzielen.....	34
Abbildung 22: Auflösung eines Radarsystems in Entfernungsrichtung, Trennbarkeit zweier Pulse	35
Abbildung 23: Definition der geometrischen Auflösung aus einer quadrierten $\sin(x)/x$ -Funktion in linearer Darstellung	35
Abbildung 24: Definition des PSLR aus einer eindimensionalen, quadrierten Punktzielantwort, logarithmisch dargestellt	36
Abbildung 25: Definition des ISLR in logarithmischer Darstellung, rot: Bereich der Hauptkeule, oliv: Bereich der Nebenkeulen.....	37
Abbildung 26: Ausschnitt eines Rohdatenprofils im Basisband (Realteil) für ein Punktziel in Entfernungsrichtung a) ideal, b) mit monofrequentem Störer bei 25 MHz im Basisband, c) zugehöriges Spektrum des gestörten Empfangssignals	40
Abbildung 27: Ausschnitt eines Rohdatenprofils im Basisband (Realteil) für ein Punktziel in Entfernungsrichtung: a) ideal, b) gestört mit Rausch-Störer, c) zugehöriges Spektrum des gestörten Signals.....	41
Abbildung 28: Zeitlicher Ablauf eines inkohärenten Chirpstörers.....	43
Abbildung 29: Zeitlicher Ablauf eines kohärenten Störers	44
Abbildung 30: Klassifikationsschema für Störer.....	47

Abbildung 31: Schwenk der Antennenkeule während des Empfangs eines einzelnen Radarpulses - Scan-On-Receive	50
Abbildung 32: Korrelationen eines Rauschsignals a) mit sich selbst, b) mit einem anderen Rauschsignal, c) mit einem Chirpsignal	51
Abbildung 33: Geometrie einer bistatischen Aufnahme.....	52
Abbildung 34: Polarisationsellipse	53
Abbildung 35: Richtungsanteile E_x und E_y einer linear polarisierten Welle mit Ausbreitungsrichtung z	53
Abbildung 36: Zweidimensionales Antennendiagramm für einen parabolischen Reflektor mit einer Kantenlänge von 1 m.....	56
Abbildung 37: Rohdatenmatrix der Referenzaufnahme einer Szene mit drei Punktzielen.....	57
Abbildung 38: Entfernungskomprimierte Rohdatenmatrix der simulierten Referenzszenen mit drei Punktzielen.....	58
Abbildung 39: SAR-Bild der Referenzaufnahme (Szene 50 m x 50 m, Auflösung 0,5m)	58
Abbildung 40: Spektrum des gestörten Entfernungspfils in der Mitte der synthetischen Apertur bei einer Sendeleistung des monofrequenten Störers von 5 W bei 9,7 GHz bzw. 100 MHz im Basisband.....	60
Abbildung 41: Entfernungskomprimierte Rohdatenmatrix der Szene mit einem monofrequenten Störer von 5 W	61
Abbildung 42: Simulationsergebnis für einen Sinus-Störer bei 9,7 GHz a) ungestörte Referenz, b) Sinus-Störung mit einer Sendeleistung von 5 W	61
Abbildung 43: Störungsbild für einen Sinus-Störer mit einer Leistung von 5 W	62
Abbildung 44: Simulationsergebnisse für einen Sinus-Störer bei 9,7 GHz mit unterschiedlichen Sendeleistungen: a) 50 W, b) 500 W, c) 5000 W	63
Abbildung 45: Eingezeichnete Untersuchungsgebiete in a) gestörtem Bild, b) Störungsbild, c) ungestörtem Bild bei einem monofrequenten Störer von 500 W.....	64
Abbildung 46: Boxplots zur Darstellung der statistischen Eigenschaften in a) gestörtem Bild, b) Störungsbild, c) ungestörtem Bild bei einem monofrequenten Störer von 500 W	65

Abbildung 47: Histogramme zur Darstellung der statistischen Eigenschaften in a) gestörtem Bild, b) Störungsbild, c) ungestörtem Bild bei einem monofrequenten Störsender von 500 W	66
Abbildung 48: Bilder der durch eine Sinus-Störung bei 9,7 GHz verursachten Störung bei einer Sendeleistung des Störsenders von a) 50 W, b) 500 W, c) 5000 W.....	67
Abbildung 49: Boxplots der Untersuchungsgebiete in Störungsbildern verursacht durch eine Sinus-Störung bei 9,7 GHz mit einer Sendeleistung von a) 50 w, b) 500 W, c) 5000 W	68
Abbildung 50: Spektrum eines Entfernungsprofils unter Einfluss eines Rauschstörers mit einer Leistung von 5 W und einer Bandbreite von 150 MHz	69
Abbildung 51: Simulation der Referenzszene mit einem Rausch-Störsignal mit einer Bandbreite von 150 MHz und einer Sendeleistung von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W, d) 5000 W	70
Abbildung 52: Abbildung der durch ein Rausch-Störsignal verursachten Störung bei einer Bandbreite von 150 MHz und einer Sendeleistung von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W, d) 5000 W des Störsenders	71
Abbildung 53: Boxplots der Untersuchungsgebiete in Störungsbildern (Abbildung 52) verursacht durch ein Rausch-Störsignal mit einer Bandbreite von 150 MHz bei einer Sendeleistung von a) 50 w, b) 500 W, c) 5000 W. 72	
Abbildung 54: Simulation der Referenzszene mit einem Rausch-Störsignal mit einer Sendeleistung von 5000 W und einer Bandbreite von a) 50 MHz, b) 100 MHz, c) 150 MHz.....	73
Abbildung 55: Boxplots der Untersuchungsgebiete in Störungsbildern verursacht durch ein Rausch-Störsignal mit einer Sendeleistung von 5000 W bei einer Bandbreite von a) 50 MHz, b) 100 MHz, c) 150 MHz.....	74
Abbildung 56: Rohdaten eines simulierten SAR-Bilds mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 20 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von 5 W	75

Abbildung 57: Simulierte SAR-Bilder mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 20 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W.....	76
Abbildung 58: Bild des durch einen inkohärenten Störer induzierten Rauschens bei einer Sendeleistung des Störers von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W	77
Abbildung 59: Boxplots der simulierten Störungsbilder bei einer Sendeleistung des Störers von a) 5 W, b) 50 W, c) 500 W.....	78
Abbildung 60: Rohdaten eines simulierten SAR-Bilds mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 10 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von 5 W	78
Abbildung 61: Rohdaten eines simulierten SAR-Bilds mit einem inkohärenten Chirpstörer bei einer Bandbreite von 150 MHz, einer Wiederholfrequenz von 40 kHz, einer Pulsdauer von 5 μ s und einer Sendeleistung von 5 W	79
Abbildung 62: Durch inkohärenten Störer verursachtes Rauschen bei Pulswiederholfrequenzen des Störers von a) 10 kHz, b) 20 kHz, c) 40 kHz.....	79
Abbildung 63: Boxplots der Rauschbilder für einen inkohärenten Störer bei unterschiedlichen Wiederholfrequenzen von a) 10 kHz, b) 20 kHz, c) 40 kHz.....	80
Abbildung 64: Mit einem inkohärenten Störer gestörte SAR-Bilder bei unterschiedlichen Bandbreiten des Störersignals von a) 50 MHz, b) 150 MHz, c) 300 MHz und d) 423,97 MHz bei konstanter Signaldauer von 5 μ s.....	81
Abbildung 65: Entfernungskomprimierte Entfernungsprofile aus der Rohdatenmatrix bei einer Bandbreite des inkohärenten Störpulses von a) 50 MHz, b) 150 MHz, c) 300 MHz und d) 423,97 MHz bei einer konstanten Chirpdauer von 5 μ s.....	82
Abbildung 66: Mit einem kohärenten Störer gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung des mit einer Wiederholfrequenz von 10 MHz rückgesendeten Pulses von a) 1 W, b) 5 W, c) 50 W, d) 500 W	83

Abbildung 67: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung von 1 W des rückgesendeten Pulses von bei einer Wiederholfrequenz bei a) 10 MHz, b) 20 MHz.....	86
Abbildung 68: Profile in Azimut- und Entfernungsrichtung in mit einem kohärenten Störsender gestörten SAR-Bildern basierend auf Abbildung 67 für Punktziel 3 bei einer Wiederholfrequenz des Störsignals von a) 10 MHz, b) 20 MHz.....	87
Abbildung 69: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung 1 W mit einer Wiederholfrequenz des rückgesendeten Pulses von 10 MHz. Position des Störsenders in Entfernungsrichtung bei a) -25 m, b) -50 m, c) -100 m, d) -200 m.....	88
Abbildung 70: Mit einem kohärenten Störsender gestörte SAR-Bilder bei einer Sendeleistung 1 W mit einer Wiederholfrequenz des rückgesendeten Pulses von 10 MHz. Position des Störsenders in Azimutrichtung bei a) -20 m, b) -10 m	90
Abbildung 71: SAR-Bild der Referenzszene mit einem intelligenten, konstruktiven Störer zur Einbringung von zwei zusätzlichen Falschzielen in die Aufnahme.....	91
Abbildung 72: Abstandsfehler (Hin- und Rückweg) durch Fehler Position des Sensors in x-Richtung von 1000 m über die synthetische Apertur	93
Abbildung 73: Abstandsfehler (Hin- und Rückweg) durch Fehler Position des Sensors in z-Richtung von 1000 m über die synthetische Apertur	93
Abbildung 74: Verlauf des durch die Unkenntnis der genauen Sensorflugbahn entstehenden Abstandsfehlers bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung im intelligenten Störsender bei einem Positionsfehler von 6000 m in x-Richtung und einem Fehler von jeweils 100 m in y- und z-Richtung	94
Abbildung 75: Verlauf des durch die Unkenntnis der genauen Sensorflugbahn entstehenden Abstandsfehlers bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung im intelligenten Störsender bei einem Positionsfehler von 6000 m in x-Richtung	95

Abbildung 76: Verlauf des durch die Unkenntnis der genauen Sensorflugbahn entstehenden Abstandsfehlers bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung im intelligenten Störsender bei einem Positionsfehler von jeweils 100 m in y- und -Richtung	95
Abbildung 77: SAR-Bild der Referenzszene mit einem destruktiven, intelligenten Störer zur unterschiedlich starken Unterdrückung zweier Punktziele (Rückstreuquerschnitt zur Reduktion σ_{red} : Ziel 2 1000 m ² , Ziel 3 800 m ²).....	97
Abbildung 78: SAR-Bild der Referenzszene mit einem destruktiven, intelligenten Störer zur unterschiedlich starken Unterdrückung zweier Punktziele (Rückstreuquerschnitt zur Reduktion σ_{red} : Ziel 2 1000 m ² , Ziel 3 800 m ²) bei einem Positionsfehler des Sensors von 6000 m in x-Richtung und einem Fehler von jeweils 100 m in y- und z-Richtung..	98
Abbildung 79: SAR-Bild der Referenzszene mit einer durch einen intelligenten Störer durch destruktive und destruktive Anteile eingebrachten komplexeren Störung a) ohne Positionsfehler des Sensors, b) mit maximalem Positionsfehler des Sensors.....	99
Abbildung 80: Vergleich des Empfangsgewinns für einen Parabol mit 1 m Kantenlänge über das gesamte Entfernungsprofil für das Signal des Störsenders mit (blau) und ohne (rot) Verwendung von Scan-On-Receive (ScORe).....	100
Abbildung 81: Vergleich des Empfangsgewinns für einen -Parabol mit 1 m Kantenlänge für das rückgestreute Signal des zentralen Punktziels (blau) und das Signal des Störsenders (rot)	101
Abbildung 82: Vergleich des Empfangsgewinns für einen 3m-Parabol für das rückgestreute Signal des zentralen Punktziels (blau) und das Signal des Störsenders (rot).....	103
Abbildung 83: Simulation des Referenzszenarios a) mit konstantem Rauschsignal als Nutzsignal, b) mit variablem Rauschsignal als Nutzsignal	105
Abbildung 84: Entfernungskomprimierte Profile eines Pulses für einen inkohärenten Chirpstörer mit einer Bandbreite von a) 300 MHz und b) 423,97 MHz bei Verwendung eines Rauschradars (blau) und eines Chirpradars (orange).....	106

Abbildung 85: Simulierte SAR-Bilder unter Einfluss eines inkohärenten Chirpstörers mit einer Bandbreite von 423,97 MHz bei Verwendung eines a) Chirpradars, b) variablen Rauschradars.....	107
Abbildung 86: Simulierte SAR-Bilder unter Einfluss eines konstruktiven Störers für ein bistatisches System mit einem Abstand der Plattformen von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung	110
Abbildung 87: Simulierte SAR-Bilder unter Einfluss eines destruktiven Störers für ein bistatisches System mit einem Abstand der Plattformen von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung	110
Abbildung 88: Ausschnitt eines Entfernungsprofils (Realteil und Imaginärteil) und zugehörige korrekte und fehlerhafte Störsignale für einen destruktiven Störer (Ziel 3) für die auf ein Punktziel reduzierte Referenzszenen im bistatischen Fall	112
Abbildung 89: Ausschnitt eines Entfernungsprofils (Betrag und Phase) und zugehörige korrekte und fehlerhafte Störsignale für einen destruktiven Störer (Ziel 3) für die auf ein Punktziel reduzierte Referenzszenen im bistatischen Fall	113
Abbildung 90: Verlauf von Phase und Phasendifferenz des korrekten und fehlerhaften Störsignals für Ziel 3 im Vergleich zum ungestörten Signal über die Pulse (Ausschnitt) hinweg	113
Abbildung 91: Verlauf von Phase und Phasendifferenz des korrekten und fehlerhaften Störsignals für Ziel 2 im Vergleich zum ungestörten Signal über die Pulse bzw. Antennenpositionen (Ausschnitt) hinweg	114
Abbildung 92: Simulationsergebnisse für unterschiedliche Polarisationskombinationen a) co-polar, b) cross-polar	115

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Bildqualitätsparameter der Ziele in der Referenzszene	59
Tabelle 2: Bildqualitätsparameter des Bildes mit einer Sinus-Störung von 5 W	61
Tabelle 3: Bildqualitätsparameter des Bildes mit einer Sinus-Störung von 5000 W ...	63
Tabelle 4: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer aus Abbildung 66 bei einer Sendeleistung des Störsenders von a) 1 W, b) 5 W, c) 50 W, d) 500 W	84
Tabelle 5: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer aus Abbildung 67 bei einer Sendeleistung von 1 W des rückgesendeten Pulses von bei einer Wiederholfrequenz von a) 10 MHz, b) 20 MHz	86
Tabelle 6: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer nach Abbildung 69 bei einer Sendeleistung von 1 W des rückgesendeten Pulses bei einer Position des Störsenders in Entfernungsrichtung von a) -25 m, b) -50 m, c) -100 m, d) -200 m	89
Tabelle 7: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m ² und 150 m ²	91
Tabelle 8: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m ² und 150 m ² bei einem Positionsfehler in x-Richtung von 1000 m	92
Tabelle 9: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m ² und 150 m ² bei einem Positionsfehler in z-Richtung von 1000 m	92
Tabelle 10: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m ² und 150 m ² unter Berücksichtigung eines Positionsfehlers von (6000 m, 100 m, 100 m) des Sensors bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung sowie der Leistung des Störsignals	94

Tabelle 11: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² unter Berücksichtigung eines Positionsfehlers von 6000 m in x-Richtung des Sensors bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung sowie der Leistung des Störsignals 96

Tabelle 12: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer nach Abbildung 71 bei vorgegebenen Falschzielen von 500 m² und 150 m² unter Berücksichtigung eines Positionsfehlers von 100 m des Sensors jeweils in y- und in z-Richtung bei der Berechnung der Zeit- und Phasenverschiebung sowie der Leistung des Störsignals..... 96

Tabelle 13: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, destruktivem Störer nach Abbildung 77 bei Verwendung von äquivalenten Rückstreuquerschnitten zur Auslöschung von 1000 m² (Ziel 2) und 800 m² (Ziel 3)..... 97

Tabelle 14: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, destruktivem Störer nach Abbildung 77 bei Verwendung von äquivalenten Rückstreuquerschnitten σ_{red} zur Auslöschung von 1000 m² (Ziel 2) und 800 m² (Ziel 3) bei einem Positionsfehler des Sensors von 6000 m in x-Richtung und einem Fehler von jeweils 100 m in y- und z-Richtung 98

Tabelle 15: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer für Falschziele a) ohne und b) mit Verwendung von Scan-On-Receive für einen Parabol mit 1 m Kantenlänge 102

Tabelle 16: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit intelligentem, konstruktivem Störer für Falschziele a) ohne und b) mit Verwendung von Scan-On-Receive für einen Parabol mit 3 m Kantenlänge 104

Tabelle 17: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern (Abbildung 83) mit einem a) konstanten Rauschsignal, b) einem variablen Rauschsignal als Nutzsignal..... 105

Tabelle 18: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern (Abbildung 85) unter Einfluss eines inkohärenten Chirpstörers mit einer Bandbreite von 423,97 MHz bei Verwendung eines a) Chirpradars, b) Rauschradars.... 107

Tabelle 19: Bildqualitätsparameter der Referenzziele für den bistatischen Fall für einen Abstand des Empfängers zum Sender von a) 500 m, b) 5000 m 108

Tabelle 20: Bildqualitätsparameter der Falschziele für konstruktiven Störer im bistatischen Fall bei einem Abstand des Empfängers zum Sender von 500 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung	109
Tabelle 21: Bildqualitätsparameter der Falschziele für konstruktiven Störer im bistatischen Fall bei einem Abstand des Empfängers zum Sender von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung	109
Tabelle 22: Bildqualitätsparameter der Punktziele für einen destruktiven Störer im bistatischen Fall bei einem Abstand des Empfängers zum Sender von 5000 m bei a) korrekter bistatischer Berechnung b) ungenauer monostatischer Berechnung der Störung	111
Tabelle 23: Bildqualitätsparameter zu simulierten SAR-Bildern mit kohärentem Störer für den a) co-polaren b) cross-polaren Fall	116