

Zweidimensionale Zielauflösung für
vorwärtsblickende Radarempfängersysteme
mittels bistatischem SAR

Jens Balke

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

Doktor-Ingenieurs
(Dr.-Ing.)

genehmigten Dissertation.

Zweidimensionale Zielauflösung für vorwärtsblickende Radarempfängersysteme mittels bistatischem SAR

Jens Balke

Promotionsausschuss

- Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Klaus Stimper
1. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Karl Fastenmeier
2. Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Stefan Lindenmeier

Tag der Prüfung: 28. Februar 2008

Mit der Promotion erlangter akademischer Grad:
Doktor-Ingenieur
(Dr.-Ing.)

Neubiberg, den 25. April 2008

Danksagung

Ich bedanke mich herzlich bei allen Personen, die mich bei dieser Arbeit unterstützt haben. Mein besonderer Dank gilt:

Prof. Dr. Karl Fastenmeier für die fachliche und persönliche Betreuung der Dissertation und die jederzeit angenehme und konstruktive Gesprächsatmosphäre.

Prof. Dr. Stefan Lindenmeier für die fachlichen Diskussionen, die mich während der Erstellung der Arbeit immer wieder angespornt haben.

Dr. Joachim Schiller, ohne ihn dieses Thema erst gar nicht entstanden wäre und der mich während der Bearbeitungszeit fachlich wie auch organisatorisch unterstützt hat.

Franz Dommermuth und Josef Worms, auf deren wissenschaftliche Hilfe ich bei komplizierten Fragestellungen zurückgreifen konnte und die mir bei der Durchsicht und Korrektur der teils längeren mathematischen Herleitungen sehr geholfen haben.

Kai Mühlbauer für die technische Unterstützung, insbesondere bei den Messungen zum ersten Nachweis einer Zielauflösung für einen vorwärtsblickenden Empfänger am Radom der FGAN in Wachtberg-Werthhoven.

Dietmar Matthes, mit dem ich viele Diskussionen über Radarsysteme und Signalverarbeitung führen konnte und der mir stets hilfreich zur Seite stand. Seine experimentellen Erfahrungen waren ausschlaggebend dafür, dass das Empfängersystem die abschließende Form gefunden hat und die Messkampagnen in Greding im Ablauf und in der Qualität der Signalgewinnung erfolgreich durchgeführt wurden. Mit ihm hat die Arbeit wirklich Spaß gemacht.

Torsten Mathy, der den Aufbau der elektronischen Steuerung des Empfängersystems konzipiert und technisch umgesetzt hat. Seine tatkräftige Unterstützung bei den Testläufen und der Durchführung der Messkampagnen haben erheblich zum Erfolg der Arbeit beigetragen. Die Teamarbeit hat dabei besonders gut geklappt.

Dr. Rolf Schumacher für seine freundschaftliche Begleitung und seine Hilfen bei speziellen Problemen der digitalen Signalauswertung und Programmierung.

Coletta Schumacher für Ihre Unterstützung bei der Prozessierung der umfangreichen Radardaten und der Korrektur von Matlab-Programmen.

Thorsten Brehm und seinem Transall-Flugteam von FHR-MHS, die für die bistatischen Messungen den Sender MEMPHIS zur Verfügung gestellt haben und eine Reihe von Überflügen absolviert haben. Ohne diese kooperative Zusammenarbeit wäre es nicht zu den guten Ergebnissen gekommen.

Ulrich Pongs und Michael Zwießler von der Wehrtechnischen Dienststelle 81 in Greding, die in der Vorbereitungs- und Durchführungsphase der Messkampagnen vor Ort erhebliche Unterstützung geleistet haben.

Meinen Kolleginnen und Kollegen der FHR-Abteilung PSK und schließlich

Allen, die namentlich unerwähnt blieben, aber dennoch einen Teil zum Gelingen beigetragen haben.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zusammenfassung	7
2	Grundlagen	17
2.1	Bistatische Geometrie	17
2.2	Radargleichungen	20
2.3	Bistatisches SAR für vorwärtsblickende Radarempfänger	23
2.3.1	Funktionsprinzip von SAR	24
2.3.2	SAR-Signal und Auflösung in Entfernungsrichtung	26
2.3.3	SAR-Signal und Auflösung in Azimutrichtung	31
2.3.4	Auflösungen in der Doppler-Ebene	37
2.3.5	Räumliche Abtastung eines Zielgebietes	41
3	Parameterbestimmung durch Nutzung von Entfernungsänderungen	45
3.1	Der Effekt der Entfernungsänderung	45
3.2	Parameterbestimmung in quasi-monostatischer SAR-Geometrie	47
3.3	Parameterbestimmung in bistatischer SAR-Geometrie	51
3.4	Anwendungsgrenzen und Erweiterungen	55
3.4.1	Auswirkungen einer fehlerbehafteten Zielentfernungsänderung	55
3.4.2	Einfluss von Elevationswinkeln	58
3.4.3	Bestimmung von Entfernungsänderungen durch Dopplerfrequenzen	60
3.5	Anwendungsbeispiel zur Parameterbestimmung	63
4	Verarbeitung bistatischer SAR-Daten	67
4.1	Bistatischer Range-Doppler-Algorithmus	67
4.2	Ausrichtung von Entfernungsprofilen	69
4.2.1	Ursachen einer Delokalisierung	69
4.2.2	Drift dislozierter Lokalszillatoren	70
4.2.3	Mathematische Beschreibung	72
4.2.4	Vorgehensweise der Ausrichtungsroutine	74
4.2.5	Konsequenzen und Vorteile	78
4.3	Entfernungskompression	79
4.4	Korrektur der Entfernungsänderungen	82

4.5	Azimutkompression	82
5	Entwicklung des vorwärtsblickenden Empfängersystems FLORENCE	88
5.1	Hardwareaufbau und Wahl der Systemparameter	88
5.2	Das Empfängersystem im operationellen Einsatz	96
5.2.1	Bedingungen für die Nutzung einer semi-kooperativen Beleuchtung	96
5.2.2	Bistatische Beleuchtungsgeometrie und Szenenaufbau	98
6	Ergebnisse bistatischer Flugmessungen mit FLORENCE	103
6.1	Lagewinkel des Beleuchters	103
6.2	Laufzeiteffekte in Entfernungsrichtung	106
6.3	Länge der wirksamen synthetischen Apertur	110
6.3.1	Geometrische Herleitung und Anwendungsbeispiel	110
6.3.2	Kritischer bistatischer Winkel	116
6.4	SAR-Auflösung isolierter Streuzentren	119
6.5	Interpretation eines bistatischen SAR-Bildes	123
6.6	Bistatischer Radarschatten	127
A	Anhang	131
A.1	Herleitung der allgemeinen Dopplergleichung	131
A.2	Querauflösung in einer kooperativen Radarmessung	134
A.3	Der mmW-Sender MEMPHIS	140
B	Abkürzungsverzeichnis	142
	Literaturverzeichnis	147

1 Einleitung und Zusammenfassung

Für die zivile und militärische Bodenaufklärung gewinnen diejenigen Verfahren zunehmend an Bedeutung, die eine zweidimensionale Auflösung der zu untersuchenden Gebiete ermöglichen. Da in vielen Fällen eine Unabhängigkeit von Tageslichtverhältnissen und Wettereinflüssen gewünscht ist, werden dazu neben konventionellen Sensoren des optischen und Infrarotbereichs vermehrt Radarsensoren eingesetzt. Insbesondere Zielsuchköpfe benötigen in der Endflugphase zumeist eine bildhafte Darstellung des Untersuchungsgebietes, um eine ausreichend genaue Zieleinweisung durchführen zu können. Für diese Systeme bietet sich die Anwendung des Prinzips der synthetischen Apertur (SAR) an, das in der Lage ist, durch die simultane Nutzung von Signalbandbreite und Dopplerinformationen Radarbilder zu erzeugen. Hierbei haben sich monostatische Systeme, bei denen eine Antenne sowohl für Aussenden als auch Empfangen der Signale verwendet wird, weitestgehend etabliert. Aber diese Methode stößt an praktische Anwendungsgrenzen, sobald eine zweidimensionale Auflösung für ein vorwärtsblickendes Radar gefordert ist. Monostatische SAR-Systeme erreichen bei einem Direktanflug des Zielgebietes nur eine eingeschränkte Querauflösung, da Bodenpunkte des gleichen Entfernungsbereiches während der Aufspannung der synthetischen Apertur nahezu identische Dopplerfrequenzen aufweisen. Eine Unterscheidung zwischen einzelnen Streuzentren durch Auswertung der Dopplerinformationen ist dann kaum noch möglich. Soll sich der aufklärende Flugkörper zusätzlich durch eine signifikant reduzierte Entdeckungswahrscheinlichkeit auszeichnen, wird offensichtlich, dass ein monostatisches Radar diese Anforderungen nicht in ausreichendem Maße erfüllen kann. Als eine Lösung dieses Problems bietet sich die räumliche Trennung von Sender und Empfänger an. Bereits in den Dreißiger und Vierziger Jahren des letzten Jahrhunderts wurden zeitgleich in mehreren Ländern Radare entwickelt, die diese Voraussetzung erfüllten. Sie wurden als so genannte 'bistatische' Radare eingeführt [34]. Ursprünglich war die benötigte Isolation des Empfangszweig gegen die vom Sendezweig des Radars abgestrahlte Leistung ausschlaggebend für eine apparative Separation, um den für die Detektion schwacher Radarsignale ausgelegten Empfangszweig nicht zu übersteuern. Nachdem dieses technische Hindernis durch die Entwicklung von Zirkulatoren und Schaltern behoben werden konnte, kamen in der Nachkriegszeit vorrangig monostatische Radare zum Einsatz. Für die Bewältigung ausgewählter Aufgaben, die sich vor allem auf militärische Anwendungen bezogen, wurde das bistatische Radar jedoch immer wieder neu 'entdeckt'. Ein wichtiges Beispiel hierfür ist die Entwicklung von semiactive homing missiles [19], [20]. Dabei wird ein abseits stehender

Sender genutzt, der ein (Flug-)Ziel mit einem Dauerstrich-Signal (CW)¹ beleuchtet. Nach Abschuss von einer Basis detektiert ein Missile die vom Ziel zurückgestrahlte Energie und richtet sich im Verlauf seiner Flugbahn auf die stärkste Leistung (= Ziel) aus. Zusätzlich wird das Geschoss rückwärtig durch ein Referenzsignal mit weiteren Informationen versorgt. Diese Missiles werden noch heute im taktischen Bereich eingesetzt. Nachteil dieser Konfiguration ist die kontinuierliche Beleuchtung des Ziels durch den Sender, der während der Zeit der Operation gegenüber einem feindlichen Gegenangriff verwundbar wird. Gleichzeitig erhält bei Ausbleiben einer Beleuchtung das Geschoss keine Richtungsinformation mehr zum Ziel. Insgesamt gesehen blieb es für bistatische Radare in dieser Zeit bei einem Nischendasein für spezielle Aufgaben [34].

Seit den achtziger Jahren gewinnen bistatische Anwendungen wieder verstärkt an Bedeutung, da man deren Vorteile gegenüber monostatischen Radaren bei der Umweltbeobachtung und der militärischen Überwachung erkannte. Ermöglicht wurde der neue Entwicklungsschub unter anderem durch die Etablierung des Globalen Positionsbestimmungssystems (GPS), das das Problem der zeitlichen und phasenmäßigen Synchronisation zwischen Sender- und Empfängersystem vereinfachte. Konsequenterweise wurde seither bei den meisten bistatischen Radare die Synchronisation der Lokaloszillatoren von Sender und Empfänger über diese externe, an GPS gekoppelte Atomuhr vorgenommen [16], [31]. Parallel dazu wurden aber weiterhin Techniken eingesetzt, die eine Synchronisation über das auf direktem Wege empfangene Sendesignal vorsehen [36]. Dabei können neben der Abstimmung beider Radareinheiten auch über die Auswertung der übertragenen Signale Informationen zu Frequenzen und Signallaufzeiten gewonnen werden, wie sie im Bereich ELINT² bereits zur Anwendung kommen [32], [33]. Die prinzipielle Möglichkeit der Extraktion der Pulswiederholfrequenz abgesetzter Signale durch einen passiven Empfänger allein aus empfangenen Ankunftszeiten ließ sich in Experimenten nachweisen [13]. Verfahren, die mit Kenntnis ausgesuchter Parameter die Lage von Sender, Empfänger und Ziel in einer bistatischen Geometrie schätzen können, sind bereits mehrheitlich etabliert [15], [34].

Ein sich vor allem in jüngerer Zeit entwickelter Zweig sind bistatische Anwendungen des Radars mit synthetischer Apertur (SAR). Die ersten bekannten bistatischen Experimente mit zwei Flugzeugen, die ein Zielgebiet mittels SAR auflösen konnten, wurden im Jahr 1984 von Auterman durchgeführt und veröffentlicht [3]. Dabei nahmen die Flugzeuge, in denen X-Band-Sender und -Empfänger installiert waren, parallele Flugbahnen mit konstanter Geschwindigkeit ein, so dass sich der bistatische Winkel relativ zu einem Zielentfernungsbereich nicht veränderte. Initiiert durch dieses frühe Experiment befassen sich aktuell mehrere Autoren und Institutionen mit diesem Thema auf theoretischem und experimentellem Gebiet. Hervorzuheben sind dabei die seit dem Jahr 2003 durchgeführten

¹englisch: continuous wave

²englisch: electronic intelligence

bistatischen Flugmessungen vom FHR³ [12], [29], [30], ONERA⁴ und DLR⁵ [11] und QinetiQ [16], [35]. Weitere Entwicklungen gehen in Richtung der Nutzung von Satelliten als Sender in einer bi- oder auch multistatischen Umgebung [18].

Ein weiteres Merkmal eines bistatischen Radars ist das passive Verhalten des Empfängers, der selber keine Radarstrahlung abgibt und damit für einen Dritten unsichtbar bleibt. Um diesen Zustand beizubehalten, besteht häufig ein Interesse daran, außer mit der Beleuchtung durch den Sender die Empfängereinheit mit keinen zusätzlichen Daten (z. B. über einem Datenlink) versorgen zu müssen. Erst wenige bistatische Experimente, in denen ein Satellit als Beleuchter für einen am Boden befindlichen Empfänger in einer SAR-Messung ausgenutzt wird, sind bisher bekannt. In [9] wird ein derartiger Versuch beschrieben. Daneben wurde die gleiche Konfiguration für interferometrisches SAR verwendet, um kleinskalige Bewegungen von Landmassen zu untersuchen [2].

Untersuchungen und Experimente zur zweidimensionalen Zielauflösung für ein vorwärtsblickendes Empfängersystem, das statt eines Satelliten das Radarsystem eines Flugzeugs nutzt, sind dagegen nach derzeitigem Kenntnisstand nicht verfolgt worden. Die Verwendung von Millimeterwellen zur bistatischen SAR-Abbildung in einer semi-kooperativen Beleuchtungssituation ist ebenfalls in diesem Zusammenhang nicht dokumentiert.

Ziel dieser Arbeit sind theoretische und experimentelle Untersuchungen zur Etablierung einer zweidimensionalen Auflösung für ein stationäres, vorwärtsblickendes Radarempfängersystem unter Verwendung einer bistatischen Anordnung. Der Kernpunkt des verfolgten Ansatzes besteht in der Nutzung eines abgesetzten Senders, der durch seinen Flug Dopplerfrequenzen für Empfänger und ein gleichzeitig beleuchtetes Zielgebiet bewirkt. Synchronisation und Messbetrieb des Empfängersystems werden dabei durch die Detektion des Direktsignals sichergestellt. Ohne selbst einen Beitrag für die Dopplerauflösung zu leisten wird das Empfängersystem so in die Lage versetzt, eine Auswertung direkter wie reflektierter Signale mit aufgeprägten Dopplerfrequenzen vornehmen zu können. In Kombination mit frequenzmodulierten Sendesignalen, die der Beleuchter während des Fluges in gepulster Form absetzt, lassen sich die aufgenommenen Signale für die Generierung von Entfernung- und Querauflösung eines betrachteten Zielgebiets einsetzen. Dahinter verbirgt sich das Konzept des Radars mit synthetischer Apertur (SAR), das zu diesem Zweck auf die bistatische Beleuchtungssituation und die veränderte Datenverarbeitung anzupassen ist. Ferner ist für das Empfängersystem die Fähigkeit zu untersuchen, weitestgehend autark aus den aufgenommenen Daten Informationen über die bistatische Geometrie, die Radarparameter und die Zielauflösung eruieren können. Im Idealfall lässt sich ein Empfängersystem so ohne

³Forschungsinstitut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik

⁴Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales

⁵Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt

Verwendung einer externen Datenversorgung autonom betreiben. Ziel des experimentellen Teils der Arbeit war daher die Entwicklung eines für die bistatische Geometrie geeigneten Empfängersystems und die Durchführung von Feldmessungen zur Verifizierung der theoretischen Voraussagen.

Vor allem für militärische Anwendungen erwachsen aus der gewählten geometrischen Konstellation wichtige Vorteile. Der für die Auflösung verantwortliche Beleuchter kann sich außerhalb des Operationsgebietes aufhalten und sich einer potentiellen gegnerischen Bedrohung entziehen. Zusätzlich lässt sich die Beleuchtungszeit des Ziels vor allem bei Verwendung von Millimeterwellen niedrig halten und gleichzeitig eine Szenenauflösung mit dem Empfängersystem gelingen. Dadurch kann das Verlustrisiko gerade der i.d.R. kostenintensiven Sendesysteme reduziert werden. Die räumliche Trennung von Sender und Empfänger in bistatischer Konstellation führt auf der anderen Seite dazu, dass das direkt auf das Zielgebiet ausgerichtete Empfängersystem elektromagnetisch passiv wird und damit seine Entdeckungswahrscheinlichkeit signifikant verringern kann. Auch nach einem möglichen Ausfall des Sendesystems verbleiben aufgenommene Daten in der Aufzeichnungseinheit des Empfängers und stehen weiterhin für eine Auswertung zur Verfügung. Darin kann eine konzeptionelle Überlegenheit gegenüber UAVs⁶ mit integriertem SAR-Sensor für monostatische Anwendungen liegen.

In Kapitel 2 werden zunächst die Grundlagen vorgestellt, die für die Beschreibung bistatischer Abbildungsgeometrien benötigt werden. Dazu wird in Abschnitt 2.1 die bistatische Geometrie definiert und die dafür erforderlichen Parametergrößen eingeführt. Wesentliches Unterscheidungsmerkmal einer bistatischen im Gegensatz zu einer monostatischen Geometrie ist der Ersatz der einfachen Zielentfernung R durch die Summe der Entfernungen von Sender und Empfänger zum Ziel ($R_T + R_R$). Bei Gleichheit dieser Entfernungssummen stellen elliptische Linien gleicher Laufzeiten mit Sender- und Empfängerort als Brennpunkte geometrische Lösungen dar, die als 'Isorange'-Linien bezeichnet werden. Tangenten auf diesen Linien stehen jeweils senkrecht zur Winkelhalbierenden des bistatischen Winkels β . Orthogonal dazu bilden sich Hyperbeln entlang der bistatischen Entfernung aus, die aus den Entfernungsdifferenzen ($R_T - R_R$) entstehen. Die bistatische Entfernung und die Isorange-Richtung spannen daher ein Koordinatensystem auf, das charakteristisch für die bistatische Geometrie ist.

Abschnitt 2.2 stellt die bistatische Radargleichung vor und entwickelt eine Formel, die das Leistungsverhältnis zwischen direktem und reflektiertem Signal für einen vorwärtsblickenden Empfänger berechnen kann. Dabei stellt sich heraus, dass dieses Verhältnis bei konstant gehaltener Empfänger-Ziel-Entfernung nur im geringen Maße abhängig von der Entfernung des Senders ist. Diese Erkenntnis ließ sich für den Aufbau des Empfängersystems verwerten.

⁶englisch: unmanned air vehicle (UAV)

In Abschnitt 2.3 wird der Ansatz verfolgt, wie für einen vorwärtsblickenden Empfänger in einer bistatischen Geometrie mittels SAR eine Zielauflösung entstehen kann. Dazu wird in Abschnitt 2.3.1 kurz das Funktionsprinzip des Radars mit synthetischer Apertur beschrieben. In den Kapiteln 2.3.2 und 2.3.3 werden, jeweils ausgehend von bereits eingeführten Formeln, erweiterte Auflösungsformeln für die bistatische Entfernung- und Isorange-Richtung entwickelt. Diese berücksichtigen die spezielle bistatische Geometrie mit einem stehenden vorwärtsblickendem Empfängersystem und einem bewegten Sender, der auf einer geradlinigen Flugbahn ein Zielgebiet beleuchtet. Neu an den Formeln im Vergleich zur etablierten Literatur über bistatisches Radar ist die Einbindung der elevatorischen Lage von Sender und Empfänger und deren Wirkung auf die Bodenauflösung in der Zielebene. Daneben lässt sich für eine aufgenommene bistatische Szene anhand der Gleichungen eine Skalierung in den beiden Dimensionsrichtungen (bistatische Entfernung und Isorange) vornehmen. Als Ergebnis der Formelherleitungen kann festgehalten werden, dass für die bistatische Entfernungsauflösung im günstigsten Fall die Auflösung eines monostatischen Radars erreichbar ist. In der orthogonal dazu liegenden Isorange-Richtung lässt sich dagegen bedingt durch den Wegfall der Empfängerbewegung maximal die Hälfte der monostatischen Querauflösung erzielen. Beide Situationen treten gleichzeitig bei einer quasi-monostatischen Beleuchtungsgeometrie ein, die bei einem bistatischen Winkel von $\beta = 0^\circ$ entsteht. Um in einer bistatischen Konfiguration aus Sicht des Empfängers eine maximale Auflösung in Querrichtung zu generieren, ist die Flugbahn des Senders relativ zu Empfänger und Ziel so zu bestimmen, dass während der Aufspannung der synthetischen Apertur die bewirkte Dopplerfrequenzänderung für die abzubildende Szene maximal wird. Zu diesem Zweck wurde eine Simulation erstellt, die als Ergebnis für jeden Senderort im dreidimensionalen Raum den optimalen Flugpfad zur Generierung einer maximalen Zielauflösung angeben kann. In Abschnitt 2.3.4 werden die Auflösungen in der Dopplerebene behandelt. Dieser Aspekt ist zu betrachten, weil in bistatischen SAR-Geometrien die Kongruenz zwischen den Dopplerachsen (Doppler-/ Iso-Doppler-Richtung) und den kartesischen Achsen des Zielgebietes (Entfernung/Querentfernung) nicht mehr erfüllt ist. Dieser Effekt entsteht dadurch, dass sich Sender und Empfänger auf unterschiedlichen Positionen befinden und die synthetische Apertur, die der Sender aufspannt, keine Parallelität mit der Querentfernungsrichtung des Zielgebietes aufweist. Schließlich greift Abschnitt 2.3.5 die Ergebnisse der drei vorherigen Abschnitte auf, um die Entstehung der bistatischen Aufnahmematrix, bestehend aus bistatischer Entfernung und Isorange-Richtung, zu verdeutlichen. Dies wird an einem illustrierten Beispiel nachvollzogen.

In Kapitel 3 wird eine neu entwickelte Methode zur Parameterbestimmung vorgestellt, die einem passiven Empfänger Kenntnisse über Lage von Sender und Ziel in einer bistatischen Geometrie verfügbar machen kann. Dabei wird vorausgesetzt, dass das passive Empfängersystem nur mit geringen a priori Informationen seitens des Senders versorgt

werden soll und einen hohen Anteil der benötigten Daten autark aus den empfangenen Signalen gewinnt. Das vorgestellte Konzept nutzt die unterschiedlichen Entfernungsänderungen an Empfänger und Ziel während der Aufspannung der synthetischen Apertur des Senders aus (Abschnitt 3.1). Die geometrischen Randbedingungen ermöglichen es, dass sich für den zwischen Sender und Zielgebiet befindlichen Empfänger eine signifikant größere Entfernungsänderung als am beleuchteten Ziel einstellt. Unterstellt man eine ebene Ausdehnung der bistatischen Geometrie, so finden die Differenzen dieser Entfernungsänderungen unmittelbaren Eingang in die Laufzeiten der ausgesendeten Pulse. Zusammen mit den aufgenommenen Zeitstempeln der Messauslösung am Empfänger bilden diese die benötigten Eingangsgrößen für die Bestimmung der geometrischen Entfernungen.

Die mathematischen Herleitungen in den Abschnitten 3.2 und 3.3 gehen auf zwei bistatische Szenarien zurück. Ein Formelsatz für die quasi-monostatische Geometrie berücksichtigt diejenigen Fälle, in denen Sender und Empfänger im Punkt der nächsten Annäherung nur einen geringen bistatischen Winkel zueinander einnehmen. Der Formelsatz für das zweite Szenario für größere bistatische Winkel basiert auf der geometrischen Abhängigkeit, dass während des Vorbeifluges des Senders Empfänger und Ziel zu unterschiedlichen Zeiten den Dopplernulldurchgang erfahren. Betrachtungszeitraum für die Detektion der Entfernungsänderung ist in beiden Fällen die vollständige Zeit der Messung. Die Formelsätze ermöglichen die Abschätzung aller Entfernungen zwischen Sender, Empfänger und Ziel sowie die Geschwindigkeit des Senders und die Größe des bistatischen Winkels.

Abschnitt 3.4 zeigt die Anwendungsgrenzen der vorgestellten Parameterbestimmung auf. Dazu werden die Auswirkungen einer fehlerbehafteten Zielentfernungsänderung und der Einfluss von Elevationswinkeln auf die Genauigkeit der Schätzergebnisse untersucht. Da eine Extraktion von Zielentfernungsänderungen durch Signalschwächen im aufgenommenen Datensatz erschwert sein kann, wird in Abschnitt 3.4.3 hergeleitet, wie sich Entfernungsänderungen durch die Auswertung der Dopplerfrequenzänderung in derselben Entfernungszelle ausdrücken lassen. Zuletzt wird in Abschnitt 3.5 an einem realen Datensatz, der in einer bistatischen Geometrie entstanden ist, die Tragfähigkeit des Konzeptes überprüft. Dabei stellt sich heraus, dass in dem Anwendungsbeispiel maximal mit einem Fehler von 10 % bei der Bestimmung von Entfernungen und Geschwindigkeit zu rechnen ist.

Für die Erzeugung von SAR-Bildern aus bistatischen Radardaten wird in Kapitel 4 auf das Konzept des Range-Doppler-Algorithmus zurückgegriffen. Dieser beruht auf einer getrennten da zweistufigen Kompression der aufgenommenen Signale in Entfernungs- und Azimutrichtung, für die die Bildung von angepassten Signal-Replika erforderlich ist. Dabei fließen die Radarparameter des Sendesignals in die Entfernungskompression ein während in der Azimutkompression die Information der Dopplerfrequenzen ausgewertet werden. Da der Range-Doppler-Algorithmus ausschließlich für den monostatischen Fall dokumentiert ist, wird daher in den Verarbeitungsschritten des Kapitels eine Anpassung auf bistatische

Daten vorgenommen.

In bistatischen Messungen ist die Synchronisation von Sender und Empfänger unerlässliche Bedingung, um eine phasentreue Aufnahme der Signale für alle Entfernungsbereiche zu gewährleisten. Zur Lösung wird in Abschnitt 4.2 ein bisher nicht dokumentiertes Verfahren entwickelt, das eine Ausrichtung der Entfernungsprofile allein aus Kenntnis der Ankunftszeiten der gepulsten Signale am Empfängersystem durchführen kann. Voraussetzung für die der Vorprozessierung zuzuordnende Anwendung ist, dass sich aus der Menge der aufgezeichneten Zeitstempel ein konstantes Pulswiederholintervall extrahieren lässt, welches eine Reproduktion der zeitlichen Abfolge abgestrahlter Pulse erlaubt. In Abschnitt 4.2.1 werden zunächst die möglichen Ursachen für eine Delokalisierung der Zeitstempeldaten angegeben, die auf die Besonderheiten der verwendeten Empfängertechnik und der bistatischen Messgeometrie abzielen. Dazu zählen Fluktuationen bedingt durch gerätetypischen Jitter und die Messauslösung in der sich abschwächenden Antennenhauptkeule. Abschnitt 4.2.2 geht auf die zeitliche Drift von Lokaloszillatoren ein, die sich bei der getrennten Nutzung an Sender und Empfänger unvermeidlich einstellt. Es kann nachgewiesen werden, dass dieser Effekt in Messzeiträumen von wenigen Sekunden, die in dieser Arbeit veranschlagt werden, im nicht quantifizierbaren Maße Eingang in die Daten findet. In Abschnitt 4.2.3 wird das Ausrichtungsproblem mathematisch beschrieben und mit einem Lösungsansatz versehen, mit dem allein aus der Kenntnis aller Zeitstempeldaten und einem leicht veränderten Pulswiederholintervall (PRI') die Kompensation einer zeitlichen Delokalisation von aufgenommenen Messprofilen gelingen kann. Abschnitt 4.2.4 zeigt an einem Datenbeispiel die Vorgehensweise der entwickelten Ausrichtungsroutine. Ohne die Notwendigkeit einer manuellen Eingabe von Parametern ist diese in Form eines eigenständigen Programms dem bistatischen Range-Doppler-Algorithmus vorgeschaltet. Abschließend werden in Abschnitt 4.2.5 die Konsequenzen und Vorteile des Ansatzes zusammengetragen.

Abschnitt 4.3 befasst sich mit der ersten Stufe der Kompression von empfangenen SAR-Signalen in Entfernungsrichtung. Darin wird das theoretische Signal beschrieben und die Pulskompression nach dem allgemein eingeführten Matched-Filter-Verfahren vorgestellt. Daneben können durch Aufnahme und Auswertung des direkten Signals zusätzliche Informationen über den ausgesendeten Radarpuls gewonnen werden. Bei anfänglicher Unkenntnis über die Parameter Pulslänge und Bandbreite lässt sich so eine Rekonstruktion des Signals anstellen, die eine Bildung der Filter-Funktion für die Entfernungskompression erlaubt.

Nachdem Abschnitt 4.4 kurz den Effekt der Entfernungsänderung aufgreift, wird in Abschnitt 4.5 der zweite wesentliche Schritt des Range-Doppler-Algorithmus behandelt, der unter dem Begriff Azimutkompression zusammengefasst wird. Analog zur Entfernungskompression werden Filterfunktionen (auch Replika genannt) benötigt, die die Verläufe der Dopplerfrequenzänderungen entlang der bistatischen Isorange-Linien nachbilden. Die Schwierigkeit gegenüber einem monostatischen SAR-System besteht dabei in der

Unkenntnis über die Bewegung des Senders und die exakte Beleuchtungsgeometrie, die an Empfänger- und Zielort zu einer Änderung der Dopplerfrequenz führen. Zur Bestimmung der optimalen Replika-Matrix wurde ein zweistufiger Ansatz über die Fokussierung auf isolierte Streuzentren gewählt. Zunächst werden die Frequenzspektren von mindestens zwei Zielen ausgewertet und die Dopplerfrequenzänderung mit zugehöriger Beleuchtungszeit extrahiert. Diese dienen anschließend als Eingangswerte für einen Fokussierungsprozess, in dem die Erzielung eines maximalen Signal-Rausch-Verhältnisses zum Optimum führt. Mit diesem Verfahren gelingt gleichzeitig die Kompensation des Dopplernulldurchgangs in den Radardaten, dessen Lage durch die Größe des bistatischen Winkels bestimmt wird. An einem illustrierten Beispiel wird die geometrische Wirkungsweise dargelegt, die mit einer letzten Transformation des bistatischen Koordinatensystems abschließt.

In Kapitel 5 wird zunächst das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Empfängersystem FLORENCE⁷ vorgestellt. Für den experimentellen Nachweis einer zweidimensionalen Zielauflösung war ein Empfängersystem neu zu konzipieren, das imstande ist, frequenzmodulierte und gepulste Radarsignale des Ka-Bands zu detektieren, stabil in den Bereich der Zwischenfrequenzen herunterzumischen und in eindeutiger Bandbreite abzutasten und aufzunehmen (Abschnitt 5.1). Da die pulsabhängige Messauslösung über die Detektion des direkten Signals eines fluggestützten SAR-Systems zu erfolgen hatte, ist FLORENCE neben der vorwärtsblickenden Antenne zur Aufnahme der Zielreflexionen mit einer zweiten Antenne ausgestattet worden, die in Richtung des Senderflugpfads ausgerichtet werden kann. Das Problem der Synchronisation zwischen Sender und Empfängereinheit ließ sich durch diesen Aufbau vollständig beheben. Zusätzlich wurde das Hochfrequenzempfängersystem mit einer Schaltlogik versehen, die einen rechtzeitigen Wechsel zwischen den Antennenzweigen gewährleistet, um Signalinformationen, die von beiden Antennen zeitversetzt aufgenommen werden, mit einem einzigen Aufnahmekanal aufzeichnen zu können. Dadurch gelang eine Halbierung des in einer Messung entstehenden Datenvolumens. Apparativ bedingt wurde für das Empfängersystem eine Frequenz von 2.5 GHz für die Abtastung des Radarsignals in der Zwischenfrequenz gewählt, die sich gleichzeitig begünstigend auf das Signal-Rausch-Verhältnis auswirkt.

In Abschnitt 5.2.1 wird auf die Voraussetzungen für den operationellen Einsatz des Empfängersystems in einer bistatischen Geometrie eingegangen. Dazu zählen Absprachen zwischen Sender und Empfänger über die Frequenz, Bandbreite und Pulsform des gesendeten Signals, die Orientierung der Antennen zur Sicherstellung einer Beleuchtung des Zielgebietes und die Vermeidung großer bistatischer Winkel, um die Länge der synthetischen Apertur nicht zu stark zu verkürzen.

Abschnitt 5.2.2 stellt Geometrie und Parameter vor, die für die bistatischen Flugmes-

⁷“**F**orward-**L**ooking **R**eceiver **E**xploiting **N**on-**C**ooperative **E**mitters”

sungen mit dem vorwärtsblickenden Empfängersystem FLORENCE verwendet worden sind. In den Messungen fungierte ein in eine Transall C-160 eingebautes SAR-System als semi-kooperativer Beleuchter, das Signale mit einer Trägerfrequenz von 35 GHz, einer Pulslänge von 400 ns und einer Bandbreite von 200 MHz aussendete. Das bodengestützte Empfängersystem befand sich räumlich zwischen Senderflugbahn und Zielgebiet und nahm sowohl direkte als auch reflektierte Radarsignale auf, die aus dem anvisierten Untersuchungsgebiet stammten. Neben in die Szene eingebrachten Fahrzeugen dienten isoliert liegende Kugelreflektoren als Fokussierungsobjekte für die Azimutkompression und zur Überprüfung der erreichten Zielauflösung.

Kapitel 6 umfasst die Ergebnisse der bistatischen Flugmessungen und deren Auswertung und Diskussion. In Abschnitt 6.1 wird zunächst Wirkung und Ausmaß von Lagewinkeln des Senders auf die Aufnahme bistatischer Datensätze betrachtet, die bei räumlichen Abweichungen von der idealen Fluglinie auftreten. Dabei lässt sich feststellen, dass in den aufgenommenen Daten vorrangig Driftwinkel zu beobachten sind, die durch eine fehlende Orthogonalität von Flugrichtung und Antennenblickrichtung des Senders entstehen.

Abschnitt 6.2 geht auf die Verkürzung der Zweiweglaufzeiten in bistatischen Geometrien ein, die sich mit zunehmendem bistatischen Winkel einstellen. Als Folge dieses Effektes bildet sich eine Verringerung der Entfernungsauflösung bei gleichzeitiger Vergrößerung des Aufnahmebereichs aus. Wie die Untersuchung der Messergebnisse zeigten, ist dabei in einer quasi-monostatischen Geometrie die maximale Entfernungsauflösung zu erreichen und eine Berechnung des bistatischen Winkels β durch den Vergleich zweier entfernungskomprimierter Radardatensätze möglich.

Abschnitt 6.3 befasst sich mit der Länge der synthetischen Apertur, die in der verwendeten geometrischen Konfiguration durch die Beleuchtungsdauer der Empfängerapparatur entscheidend begrenzt wird. Für die Aufnahme von Zielinformationen ist in dem gewählten Empfängerkonzept vorauszusetzen, dass eine gleichzeitige Beleuchtung von Empfänger und Zielgebiet erfolgt. Da diese Bedingung zu einer Einschränkung der aufgenommenen synthetischen Apertur bei größeren bistatischen Winkel führt, wird dazu der neue Begriff 'wirksame synthetische Apertur' definiert und dessen Länge in einer mathematischen Herleitung bestimmt. An einem Anwendungsbeispiel wird anschließend der Zusammenhang noch einmal verdeutlicht. Darauf aufbauend lässt sich als 'kritischer bistatischer Winkel' β_k derjenige Winkel definieren, der bei vorgegebenen Entfernungen in einer bistatischen Geometrie für einen ausgesuchten Entfernungsbereich keine synthetische Apertur mehr aufspannt. Desweiteren kann daraus die maximale Reichweite eines vorwärtsblickenden Empfängersystems in bistatischer Geometrie abgeleitet werden.

Zur Untersuchung der geometrischen Abhängigkeiten vom bistatischen Winkel werden in Abschnitt 6.4 die SAR-Bilder von isolierten Streuzentren betrachtet. Es wurden dazu Daten ausgewählt, die bei bistatischen Winkeln von 0° , 20° und 40° aufgenommen wur-

den. Der direkte Vergleich zeigt eine relative Verlagerung der Streuzentren im bistatischen Koordinatensystem (aufgespannt durch Isorange- und bistatischer Entfernung) auf, die sich abhängig vom halben bistatischen Winkel einstellt. Bezüglich der Zielauflösung lässt sich feststellen, dass der quasi-monostatische Fall die günstigste geometrische Konstellation darstellt, um die maximale zweidimensionale Auflösung zu erzielen. Ferner ist durch die unterschiedliche Beleuchtung eine Variation des Rückstreuverhaltens zu beobachten.

In Abschnitt 6.5 wird das Ergebnis einer bistatischen SAR-Messung ($\beta = 20^\circ$) vorgestellt und interpretiert. Dabei kann die Authentizität des SAR-Bildes mittels direkten Vergleich mit durchgeführten Längenmessungen an den Objekten der Szene überprüft werden. Dabei ergeben sich ca. 7% Fehlerbreite für die Ausdehnungen in Querentfernung und nahezu exakte Werte für die Längen in Entfernungsrichtung.

Neben den Reflexionen des Zielgebietes treten im SAR-Bild durch erhöhte Objekte sogenannte Radarschatten auf, deren Längen sich durch die elevatorischen Blickwinkel der beteiligten Antennen ergeben. Abschnitt 6.6 leitet den Zusammenhang her, wie aus den Informationen des Radarschattens auf die vertikale Ausdehnung eines Objektes geschlossen werden kann und zeigt an einem Beispiel die Praxisnähe des Ansatzes auf.

2 Grundlagen

2.1 Bistatische Geometrie

Radaranwendungen lassen sich abhängig von ihrer geometrischen Konstellation in drei Gruppen unterteilen. Monostatische Radare zeichnen sich dadurch aus, dass sie eine einzige Antenne für den Radarbetrieb verwenden und somit Sende- und Empfangsort identisch sind. Multistatische Radare vereinen dagegen eine unterschiedliche Anzahl von Sender- und Empfängersysteme an verteilten Orten, um Ziele zu detektieren. Kennzeichen eines bistatischen Radars, das im Rahmen dieser Arbeit betrachtet werden soll, sind zwei getrennte Antennen, die an unterschiedlichen Orten zum Senden und Empfangen von Radarsignalen genutzt werden können. Mehrheitlich bezug nehmend auf die Buchveröffentlichung von Willis [34], sollen nun die Abhängigkeiten und Besonderheiten der bistatischen Geometrie näher erläutert werden.

Für die Betrachtungen ist von einem zweidimensionalen Koordinatensystem auszugehen, in dem sich Sender, Ziel und Empfänger befinden. Gegenüber einer monostatischen Konstellation, in der sich die Geometrie einfach über die Radar-Ziel-Entfernung R definieren lässt, treten durch die Separation von Sender- und Empfängersystem insgesamt drei Entfernungen auf: die Sender-Ziel-Entfernung R_T , die Empfänger-Ziel-Entfernung R_R und die auch Basislinie genannte Sender-Empfänger-Entfernung L . In Abb. 2.1 ist eine zusätzliche Basislinie L_2 eingeführt, die den Abstand zwischen Sender und Empfänger zum Zeitpunkt der kürzesten Zielentfernung markiert. Dies ist bereits dem Umstand geschuldet, dass sich der Sender in der bistatischen Geometrie entlang des Pfades von $v_T \cdot T$ bewegt und, wie später noch zu sehen sein wird, eine Unterscheidung zwischen diesen beiden Entfernungen nützlich ist. In dieser Geometrie lässt sich ferner der bistatische Winkel β definieren, der von den Strecken R_T und R_R eingeschlossen wird. Da sich die nachfolgenden Ausführungen auf die Zielauflösung aus Sicht eines Empfängersystems konzentrieren, liegt die Verbindungslinie R_R in der Darstellungsebene stets nach 'Norden' ausgerichtet. Ein bistatisches Radar ist in der Lage, eine Zielentfernung zu messen, die der Summe der Entfernungen, $R_T + R_R$, entspricht. Eine Umrisslinie mit einer solchen, konstanten Entfernungssumme lässt sich geometrisch durch die Form einer Ellipse beschreiben, in der durch die Position von Sender und Empfänger die Brennpunkte festgelegt sind. Mathematisch wird die Ellipse durch die große Halbachse a und die kleine Halbachse b definiert, die im

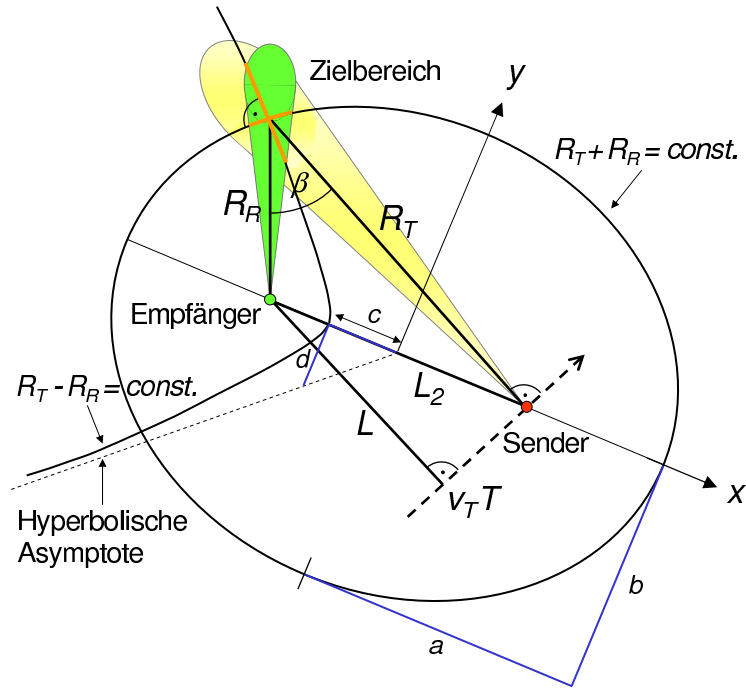


Abb. 2.1: Bistatische Geometrie zur Abbildung eines Zielbereichs.

durch x und y aufgespannten Koordinatensystem die Gleichung

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1 \quad (2.1)$$

erfüllen. Der Koordinatenursprung liegt dabei genau im Mittelpunkt der Strecke L_2 zwischen Sender und Empfänger. Werden die Halbachsen variiert, kann somit eine Schar von Ellipsen gebildet werden, die allesamt Sender und Empfänger als gemeinsame Brennpunkte besitzen. Die zugehörige geometrische Bedingung, die für diese Fälle erfüllt sein muss, lautet

$$a_i^2 - b_i^2 = \frac{(L_2)^2}{4}. \quad (2.2)$$

Die elliptische Umrisslinie wird gemäß der etablierten bistatischen Literatur als 'Isorange-Linie' bezeichnet. Eine geometrische Besonderheit der Ellipse ist, dass in jedem Punkt ihres Wertebereichs die Tangente der Isorange-Linie orthogonal zur Winkelhalbierenden des bistatischen Winkels β liegt (Abb. 2.2). Dies ist insofern von Bedeutung, als dass der Ersatz der elliptischen Umrisslinien durch ihre Tangenten eine gängige Approximation in bistatischen Anwendungen darstellt.

Ein bistatisches Radar unterscheidet verschiedene Zielentfernungen durch die Messung von Entfernungsdifferenzen $R_T - R_R$. Betrachtet man die Gesamtheit aller Punkte, für die die Differenz der Entfernungen R_T und R_R konstant ist, so beschreiben diese eine Hyperbel (Abb. 2.1). Deren Form lässt sich in kartesischen Koordinaten durch die Hyperbelgleichung

$$\frac{x^2}{c^2} - \frac{y^2}{d^2} = 1 \quad (2.3)$$

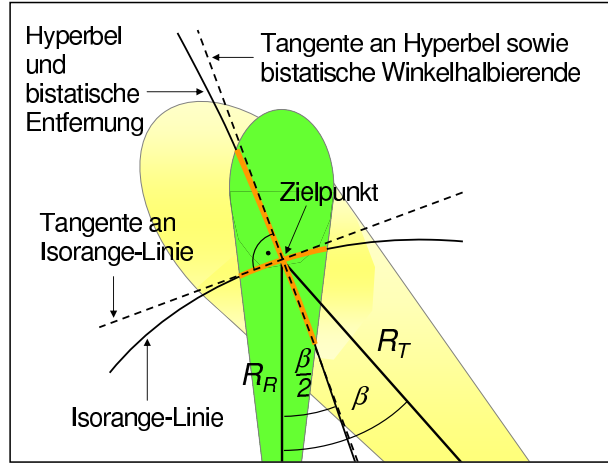


Abb. 2.2: Nahbereichsbetrachtung um den gemeinsamen Zielpunkt von Sender und Empfänger.

mit der Hauptachse c und der Nebenachse d angeben. Die Größe der Nebenachse wird dabei durch die Asymptote an die ins Unendliche laufende Hyperbel festgelegt. Die Brennpunkte der zweiteiligen Hyperbel entsprechen dabei genau den Positionen von Sender und Empfänger. Da eine empfängerzentrierte Geometrie vorausgesetzt wird, bleibt jedoch nur die Lösung der Hyperbelfunktion erhalten, die den Empfänger als Brennpunkt besitzt. Daher wird in Abb. 2.1 auch nur diese dargestellt. Alle Hyperbeln, die zwei gleiche Brennpunkte (Sender und Empfänger) besitzen, sind wie die zuvor beschriebenen Ellipsen ebenfalls konzentrisch. Eine Schar von j Hyperbeln muss daher der Bedingung

$$c_j^2 + d_j^2 = \frac{(L_2)^2}{4} \quad (2.4)$$

genügen. Die Gleichungen (2.2) und (2.4) lassen sich schließlich zu der Abhängigkeit

$$a^2 - b^2 = c^2 + d^2 = \frac{(L_2)^2}{4} \quad (2.5)$$

zusammenfassen. Wie in [34] hergeleitet wird, entspricht diese Gleichung der Bedingung für die Orthogonalität aller Ellipsen und Hyperbeln in ihren gemeinsamen Schnittpunkten. Weil zusätzlich die Winkelhalbierende des bistatischen Winkels β senkrecht auf der Tangente der Ellipse steht, folgt daraus deren Parallelität zur Tangente an die Hyperbel im Zielpunkt (Abb. 2.2). In den folgenden Kapiteln wird i. d. R. davon ausgegangen, dass die (elliptische) Isorange-Richtung und die (hyperbolische) bistatische Entfernung ausreichend genau durch gerade Tangenten approximiert werden können, die in ihren Schnittpunkten orthogonal aufeinander stehen. Beide Dimensionen spannen dadurch in guter Näherung ein kartesisches, weil rechtwinkliges Koordinatensystem auf. Es soll nachfolgend als bistatisches Koordinatensystem bezeichnet werden.

Ein Sonderfall der bistatischen Geometrie ist die quasi-monostatische Konstellation, in der sich lediglich die Entfernungen R_T und R_R in ihrer Länge unterscheiden (Abb. 2.3). Es

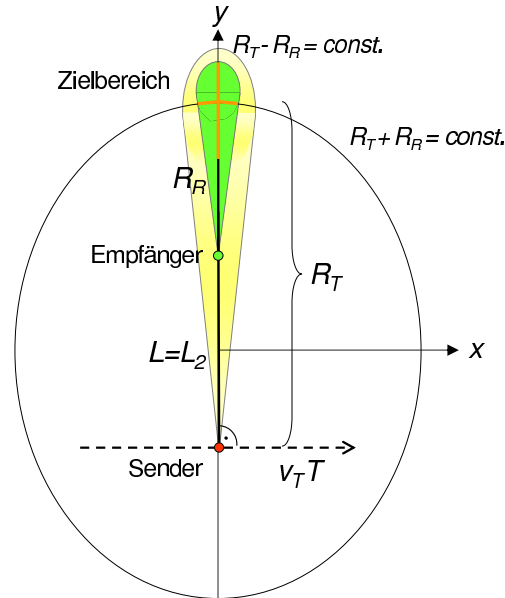


Abb. 2.3: Quasi-monostatische Geometrie zur Abbildung des Zielbereichs. Dargestellt ist die Ellipse der konstanten Entfernungssumme $R_R + R_T$.

bestehen hierbei Ähnlichkeiten zum monostatischen Fall, weil der bistatische Winkel in beiden Situationen $\beta = 0^\circ$ beträgt und sich aus diesem Grund geometrische Abhängigkeiten vereinfachen. Die zuvor definierten Basislinien L und L_2 weisen in diesem Szenario gleiche Längen auf und die Empfänger-Ziel-Entfernung R_R , die der Blickrichtung der Empfängerantenne entspricht, steht hierbei senkrecht auf den Tangenten aller Isorange-Linien. In den Ausführungen der folgenden Abschnitte nimmt diese Geometrie daher einen besonderen Platz ein.

2.2 Radargleichungen

Durch die Entwicklung von Radargleichungen wird es möglich, Aussagen über physikalische Verhältnisse und Abhängigkeiten in einer Radarumgebung zu treffen. Dabei wird die von einem Radar abgestrahlte und nach einer Reflexion detektierte Leistung unter Berücksichtigung der Systemparameter und der Geometrie angegeben. Anhand der Auswertung von Radargleichungen gelingen Abschätzungen über die Leistungsfähigkeit und der Reichweite eines Radars. Bezogen auf den bistatischen Fall kann außerdem eruiert werden, welche Systemanforderungen eine Empfängereinheit erfüllen muss, um zusammen mit einem kooperativen Beleuchter Radarmessungen durchführen zu können. Die Radargleichung für ein monostatisches Radar lautet gemäß [17]

$$P_R = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma_M}{(4\pi)^3 R^4 L_{Sys} L_P^2}. \quad (2.6)$$

mit den eingehenden Parametern

P_R = Empfangsleistung

P_T = Sendeleistung

G = Antennengewinn

λ = Wellenlänge

σ_M = monostatischer Radarrückstreuquerschnitt

R = Zielentfernung

L_{Sys} = Systemverluste

L_P = Ausbreitungsverluste

Die maximale Reichweite R_{max} des monostatischen Radars lässt sich durch Umstellen von Gleichung (2.6) bestimmen [17]:

$$R_{max}^4 = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma_M}{P_{R_{min}} (4\pi)^3 L_{Sys} L_P^2}. \quad (2.7)$$

Hierbei definiert $P_{R_{min}}$ das Niveau der minimal erfassbaren Leistung, das durch die Rauschleistung des Empfängers begrenzt wird.

Für die Untersuchung einer Konstellation, in der Sender und Empfänger räumlich getrennt ein Ziel betrachten, ist die monostatische Radargleichung auf die neue geometrische Situation zu übertragen und die bestimmenden Parameter anzupassen. Gleichung (2.6) lässt sich dazu mit wenigen Ersetzungen in eine bistatische Radargleichung umformen [26], [14]. Mit

$$G^2 = G_R G_T$$

$$\sigma_M = \sigma_B$$

$$R^4 = R_R^2 R_T^2$$

$$L_P^2 = L_{PR} L_{PT}$$

ergibt sich schließlich

$$P_R = \frac{P_T G_R G_T \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 R_R^2 R_T^2 L_{Sys} L_{PR} L_{PT}}. \quad (2.8)$$

Dabei geht der bistatische Radarrückstreuquerschnitt des beleuchteten Ziels σ_B neu in die Gleichung ein wie auch die durch die beiden Ausbreitungswege R_R und R_T bedingten Verluste L_{PR} und L_{PT} . Äquivalent zu Gleichung (2.7) lässt sich für den bistatischen Fall die Gleichung (2.8) nach den Entfernungen R_T und R_R auflösen. Dabei wird berücksichtigt, dass nun die Sender- und Empfängerentfernungen die Reichweite des bistatischen Radars bestimmen¹.

$$R_R^2 R_T^2 = \frac{P_T G_R G_T \lambda^2 \sigma_B}{P_R (4\pi)^3 L_{Sys} L_{PR} L_{PT}} = \frac{K}{P_R}. \quad (2.9)$$

¹An dieser Stelle sei erwähnt, dass sich die Reichweite hier auf einen einzigen Puls bezieht.

K wird als bistatische Radarkonstante bezeichnet [34], die spezifisch für das betrachtete Radar ist. Wird diese Gleichung weiter nach der empfangenen Leistung P_R aufgelöst, entsteht schließlich

$$P_R = \frac{K}{(R_R R_T)^2}. \quad (2.10)$$

Damit wird es möglich, für ein konstantes Empfangsniveau P_R Kombinationen von Entfernungen zu bestimmen, die die Bedingung aus Gleichung (2.10) erfüllen. Das Produkt der Entfernungen R_T und R_R ist dabei jeweils konstant, so dass als geometrische Lösungen des Problems Cassinische Kurven² entstehen [34]. Bei dieser Lösung ist die Annahme eingeflossen, dass Sender und Empfänger genau den gleichen Zielpunkt beleuchten und die Antennengewinne G_T und G_R daher vollständig wirken. Insofern ist in dieser Konstruktion die starke Richtungsabhängigkeit der Antennen (bedingt durch die starke Bündelung für SAR-Anwendungen) nicht berücksichtigt, obwohl dadurch ein erheblicher Einfluss auf das Leistungsverhalten zu erwarten ist.

Neben der bistatischen Radargleichung, die die Reflexion an einem Ziel einschließt, ist zusätzlich die empfangene Leistung des direkten Signals von Interesse, das den Weg entlang der Basislinie L zurückgelegt hat. Ausgehend von der monostatischen Radargleichung (2.6) entfallen in dieser geometrischen Situation der Radarrückstreuquerschnitt des Ziels σ_M sowie der Rückweg des Signals vom Ziel zum Empfänger, definiert durch den Term $\frac{1}{4\pi R^2}$. Dagegen ist zusätzlich der Antennengewinn des Empfängers G_R zu berücksichtigen. Demnach ergibt sich durch die Radargleichung für die Direktbeleuchtung des Empfängers in einer bistatischen Geometrie

$$P_{R,dir.} = \frac{P_T G_R G_T \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2 L_{Sys} L_P} \quad (2.11)$$

die Leistung $P_{R,dir.}$. Zusammen mit der bistatischen Radargleichung (2.8) kann nun das Rück-/Vorverhältnis der eintreffenden Leistungen für ein Empfängersystem in einer bistatischen Beleuchtungsgeometrie bestimmt werden. Dazu ist der Quotient der beiden Leistungen $P_{R,dir.}$ und P_R zu bilden. Daneben wird der Antennengewinn des Empfängers G_R in Gleichung (2.11) durch den Gewinn $G_{R,dir.}$ ersetzt, da für die Detektion der Signale zwei unterschiedliche Antennen eingesetzt werden können:

$$\frac{P_{R,dir.}}{P_R} = \frac{P_T G_{R,dir.} G_T \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2 L_{Sys} L_P} \cdot \frac{(4\pi)^3 R_R^2 R_T^2 L_{Sys} L_{PR} L_{PT}}{P_T G_R G_T \lambda^2 \sigma_B} \quad (2.12)$$

$$= \frac{4\pi G_{R,dir.} L_{PR} L_{PT}}{G_R L_P \sigma_B} \cdot \frac{R_R^2 R_T^2}{L^2} \quad (2.13)$$

Wird nun angenommen, dass die Ausbreitungsverluste identisch sind ($L_{PR} \cdot L_{PT} \approx L_P$), vereinfacht sich die Gleichung zu

$$\frac{P_{R,dir.}}{P_R} = \frac{4\pi G_{R,dir.} R_R^2}{G_R \sigma_B} \cdot \left(\frac{R_T}{L} \right)^2. \quad (2.14)$$

²englisch: ovals of cassini

Für die Nahbereichssituation, in denen das Streckenverhältnis $\frac{R_T}{L} > 2$ ist, trägt der zweite Term der rechten Seite am stärksten zu dem Ergebnis bei. Dieser Fall wird jedoch nur in einer geringen Anzahl der Geometrien erreicht, so dass von typischen Wertebereichen zwischen 1 und 2 auszugehen ist. Zur Veranschaulichung ist in Abb. 2.4 das Verhältnis $\frac{R_T}{L}$ gegen den Quotienten $\frac{P_{R,dir.}}{P_R}$ aufgetragen. Um eine Übertragung in die Radargleichung zu erleichtern, sind die Ergebniswerte in dB angegeben und der Grenzwert für $\frac{R_T}{L} = 1$ ist auf 0 dB gesetzt. Demnach ist für den betrachteten Definitionsbereich festzustellen, dass der

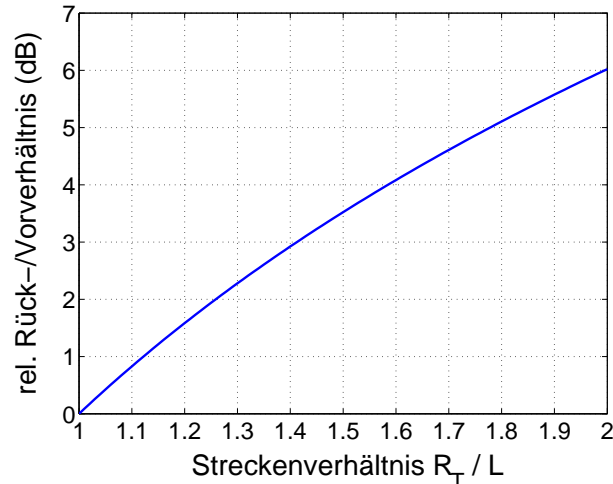


Abb. 2.4: Relatives Rück-/Vorverhältnis der empfangenen Leistungen aus Direktsignal $P_{R,dir.}$ und Reflexion P_R in Abhängigkeit vom Verhältnis der Entfernungen R_T und L .

Leistungsgewinn des direkten zum reflektierten Signal maximal 6 dB beträgt. Für Verhältnisse $\frac{R_T}{L} < \sqrt{2}$ unterscheiden sie sich nur noch um 3 dB. Für den Grenzfall $\frac{R_T}{L} \rightarrow 1$ wird die Gleichung ausschließlich über den ersten Term der rechten Seite von Gleichung (2.14) bestimmt. Ist daher der Abstand R_R des Empfängers zum Ziel bekannt, bleibt das Verhältnis der empfangenen Leistungen am Empfänger für alle geometrischen Konstellationen im Fernfeld annähernd konstant. Eine Leistungsanpassung durch Dämpfung oder Verstärkung der Antennen abhängig vom Senderabstand L kann daher mehrheitlich entfallen.

2.3 Bistatisches SAR für vorwärtsblickende Radarempfänger

Das bisherige Kapitel befasste sich mit dem prinzipiellen Aufbau der bistatischen Geometrie und den daraus resultierenden Radargleichungen. Nun wird die Beschreibung der bistatischen Geometrie erweitert, indem für den Sender im Gegensatz zum ruhenden Radarempfänger und beleuchteten Ziel eine gleichförmige Bewegung angenommen wird. In diesem Zusammenhang wird in Kapitel 2.3.1 das Prinzip des Radars mit synthetischer Apertur

(SAR) vorgestellt, durch welches eine zweidimensionale Zielauflösung mittels elektromagnetischer Signalabstrahlung generiert werden kann. Die Abschnitte 2.3.2 und 2.3.3 entwickeln jeweils ausgehend von den in der Literatur dokumentierten Gleichungen erweiterte Berechnungsformeln für die Auflösungen in Isorange- und bistatischer Entfernungsrichtung für ein vorwärtsblickendes Empfängersystem. Es wird zudem untersucht, welche Flugbahn ein abgesetzter Sender einnehmen sollte, um in einer bistatischen Geometrie eine maximale Zielauflösung für einen vorwärtsblickenden Empfänger zu erzeugen. Zusätzlich wird in Abschnitt 2.3.4 die ebenfalls auftretende Auflösung und Lage der Dopplerebene hergeleitet. Abschnitt 2.3.5 fasst die Ergebnisse der Herleitungen zusammen und veranschaulicht an einer Illustration die Entstehung der bistatischen Aufnahmematrix.

2.3.1 Funktionsprinzip von SAR

Abbildende Radare nehmen in der Gruppe der elektromagnetischen Sensorsysteme eine besondere Stellung ein, da durch diese zweidimensionale Auflösungen eines betrachteten Zielgebietes verfügbar werden. Eine Möglichkeit besteht in der Verwendung eines Seitensichtradars mit realer Apertur (RAR)³. Hierbei steht die Antennenachse senkrecht zum konstanten Geschwindigkeitsvektor und die orthogonalen Dimensionen im monostatischen Fall lauten Entfernung und Azimut (= Flugrichtung). Die Auflösung in Entfernung wird durch die Bandbreite des gesendeten Pulses vorgegeben während die orthogonale Azimutauflösung durch die Länge der abstrahlenden Antenne auf der fliegenden Radarplattform bestimmt wird. Die Einsetzbarkeit des RAR stößt jedoch an Grenzen, sobald der Zielabstand größer wird und sich dadurch proportional die Azimutauflösung verschlechtert [17].

Das Radarverfahren mit synthetischer Apertur (SAR)⁴ bietet dagegen eine erhebliche Verbesserung der Zielbildauflösung (Abb. 2.5). Daher findet dieses Konzept häufig Anwendung in der zivilen und militärischen Fernerkundung, auch weil es durch die genutzten Sendefrequenzen nahezu tageszeit- und wetterunabhängig agieren kann. SAR nutzt ebenso wie das RAR die unterschiedliche Laufzeit ausgesendeter Radarsignale zur Auflösung des beleuchteten Gebiets in Entfernungsrichtung aus. Dazu werden frequenzmodulierte Signale mit einem großen Zeit-Bandbreite-Produkt abgestrahlt, um nach der Signalverarbeitung zu einer hohen Auflösung in Entfernungsrichtung zu gelangen. Die zweite Dimension in Azimutrichtung wird im Unterschied zum RAR durch die Dopplerfrequenzen beleuchteter Streuzentren bestimmt, die durch die Bewegung des Senders und den dabei entstehenden Entfernungsänderungen hervorgerufen werden. Jedes der Streuzentren im Zielbereich durchläuft eine eigene Phasenhistorie und kann daher in der Frequenz von anderen Punkten mit gleicher Entfernung zum Radar unterschieden werden. Es entsteht eine synthetische Apertur, deren Länge L_s durch die Beleuchtungszeit T und die Geschwindigkeit v des Ra-

³englisch: real aperture radar (RAR)

⁴englisch: synthetic aperture radar (SAR)

dars während eines Zielüberfluges festgelegt wird. Die Dauer der Beleuchtung hängt dabei direkt von der Breite der Antennenhauptkeule θ und der Entfernung R zum Ziel ab. Die

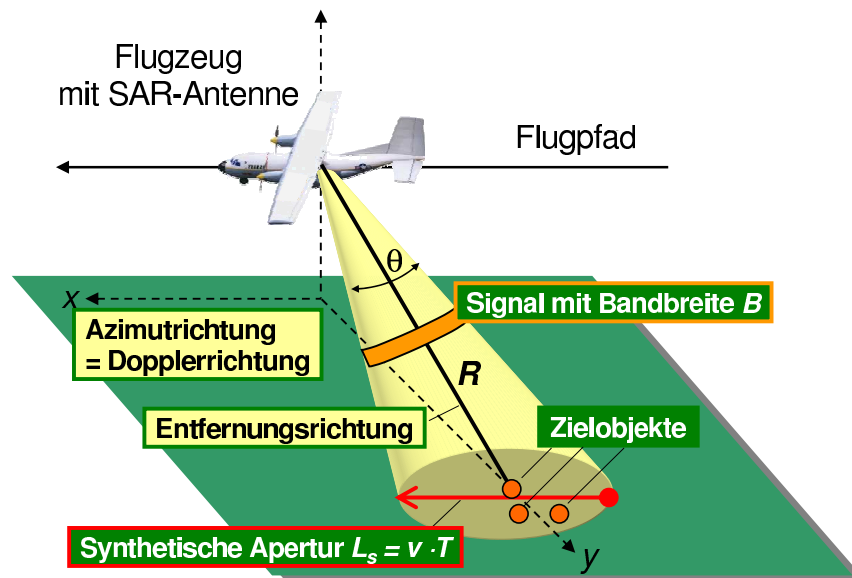


Abb. 2.5: Darstellung des SAR-Verfahrens im Streifenmodus (monostatischer Fall).

Länge der synthetischen Apertur vergrößert sich proportional zur Entfernung, so dass die Zielauflösung in Azimut unabhängig von der Entfernung des Radars zum Ziel wird. Dies ist eine wesentliche Aussage des SAR-Verfahrens. Vom Prinzip her unterscheiden sich RAR und SAR ferner dadurch, dass im ersten Fall eine Aussendung der elektromagnetischen Strahlung zeitgleich von der kompletten Antenne erfolgt, während im zweiten Fall eine virtuelle Antenne gebildet wird, die durch die Summe zeitlich nacheinander abgesetzter Pulse entsteht.

Der Abbildungsmodus, der beim SAR am häufigsten verwendet wird, ist der Streifenmodus⁵ [17]. Hierzu wird eine starre Antenne benutzt, die in den meisten Fällen senkrecht zur Flugrichtung der Plattform ausgerichtet ist. Die maximal erzielbare Azimutauflösung wird dabei durch die Länge der synthetischen Apertur L_s bestimmt. Dieser Modus wurde auch für die durchgeführten Untersuchungen in dieser Arbeit gewählt.

Der Übergang zum bistatischen SAR vollzieht sich durch die räumliche Trennung von Sender und Empfängersystem. Ist dabei angenommen, dass der Empfänger unbewegt bleibt und nur als passive Radareinheit fungiert, so hat dies Konsequenzen für den Grad der Zielauflösung. In den nächsten Abschnitten sind daher Auflösungsformeln für einen vorwärtsblickenden Radarempfänger zu entwickeln, der in einer bistatischen Geometrie eine beleuchtete Szene aufnimmt.

⁵englisch: stripmap mode

2.3.2 SAR-Signal und Auflösung in Entfernungsrichtung

Die Auflösung von Zielen in Entfernungsrichtung geschieht durch die Aussendung von elektromagnetischer Energie in kurzen Impulsen, die zu einem Ziel hin und zurückwandern. Dabei wird die monostatische Auflösung $d'_{r,m}$ durch die Pulslänge T_r des abgestrahlten Signals bestimmt [10]:

$$d'_{r,m} = \frac{c T_r}{2}. \quad (2.15)$$

Der Faktor 2 in der Gleichung berücksichtigt die Zweiweglaufzeit, die im monostatischen Fall auftritt, und c die Lichtgeschwindigkeit. Kürzere Pulslängen bewirken demnach eine zunehmende Verbesserung der Entfernungsauflösung. Für eine Feindarstellung verteilter Objekte in Entfernungsrichtung ist dieser Ansatz jedoch in der Regel nicht ausreichend. Zusätzlich verringert man durch die Minimierung der Pulslängen das für die Detektion ebenso wichtige Signal-Rausch-Verhältnis. Kompensiert werden kann dies über eine Erhöhung der abgestrahlten Signalleistung oder über eine Verlängerung der Sendedauer. Da das physikalische Leistungsvermögen des Radars nur begrenzt erhöht werden kann, verbleibt die zweite Alternative. Hierbei wird das Sendesignal zeitlich gedehnt und zeitgleich ein der Trägerfrequenz überlagerter Frequenzgang aufmoduliert. Die Entfernungsauflösung entsteht abschließend nach der Kompression durch einen Matched-Filter. Diese Technik ist als Pulskompression als wesentlicher Bestandteil der SAR-Prozessierung etabliert und wird daher näher in Kapitel 4.3 behandelt.

Nach [10] kann ein frequenzmoduliertes Signal $s_p(t)$, das durch einen linearen Frequenzgang entsteht, in der Form

$$s_p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right) \cdot \exp(-j 2\pi f_0 t) \cdot \exp(j \pi K_r t^2) \quad (2.16)$$

dargestellt werden. Der erste Term definiert eine Rechteckfunktion, die den idealen Fall eines außerhalb der Pulslänge T_r auf Null abfallenden Signals abbildet. Dabei sei $-T_r/2 \leq t \leq T_r/2$, so dass die Modulationsfrequenz in der Mitte der Pulszeit den Wert Null erreicht. In den zweiten Term, der eine quadratische Phasenmodulation generiert, geht neben der Trägerfrequenz des Signals f_0 die Modulationsrate K_r ein. Sie gibt die Stärke des linearen Frequenzganges des ausgesendeten Pulses an. Je nach Vorzeichen von K_r wird die Frequenzmodulation als 'up chirp' (positiv = steigende Frequenz) oder als 'down chirp' (negativ = fallende Frequenz) bezeichnet. Aus dem Phasenterm lässt sich die lineare Frequenzmodulation f_r durch Ableitung nach der Pulszeit t bilden [17]:

$$\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt}(\pi K_r t^2) = K_r \cdot t = f_r(t). \quad (2.17)$$

Wird die vollständige Länge des Pulses T_r in Gleichung (2.17) berücksichtigt, ergibt sich die Bandbreite B des Sendepulses zu

$$B = K_r \cdot T_r \quad (2.18)$$

und die Länge des komprimierten Zeitsignals $T_{r,c}$

$$T_{r,c} = \frac{1}{K_r \cdot T_r} = \frac{1}{B}. \quad (2.19)$$

Aus dem Zeit-Bandbreite-Produkt lässt sich der Korrelationsgewinn der Pulscompression C_r gegenüber dem unkomprimierten Signal nun einfach bestimmen:

$$\begin{aligned} C_r &= 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{T_r}{T_{r,c}} \right) \\ &= 10 \cdot \log_{10}(K_r \cdot T_r^2) \\ &= 10 \cdot \log_{10}(B \cdot T_r) \quad [\text{dB}] \end{aligned} \quad (2.20)$$

Dieser Faktor definiert ein eindeutiges Maß für die Stärke der Kompression.

Nach [10] ist die Entfernungsauflösung genau für den Zeitbereich definiert, in dem das komprimierte Signal in der Leistung um die Hälfte respektive 3 dB gegenüber dem Maximum abfällt⁶. Es sei dabei eine sinc-artige Funktion angenommen, so dass abhängig von der 3 dB-Auflösung zusätzlich der Antennenfaktor 0.886 zu berücksichtigen ist. Wird wie in Gleichung (2.15) die Pulslänge mit Hilfe von c und Berücksichtigung der Zweiweglaufzeit in die Entfernungsdimension transformiert, ergibt sich schließlich die Entfernungsauflösung $d_{r,m}$ für den monostatischen Fall mit

$$d_{r,m} = \frac{0.886 c}{2K_r \cdot T_r} = \frac{0.886 c T_{r,c}}{2} = \frac{0.886 c}{2B}. \quad (2.21)$$

Eine Verbesserung der Auflösung in Entfernungsrichtung ist demnach vorrangig über eine Erhöhung der Signalbandbreite B zu erreichen. Mit diesem Ergebnis wird auch die Analogie zwischen komprimiertem und unkomprimiertem Signal deutlich, indem sich die Auflösungen gemäß den Gleichungen (2.15) und (2.21) lediglich durch die eingesetzten Pulslängen T_r und $T_{r,c}$ unterscheiden. Um zu der Entfernungsauflösung eines bistatischen Radars zu gelangen, ist die hergeleitete Formel gemäß der Geometrie anzupassen. Eine gute Approximation liefert [34], so dass die bistatische Auflösung in Entfernung

$$d_{r,i} \approx \frac{0.886 c T_{r,c}}{2 \cos \frac{\beta}{2}} = \frac{0.886 c}{2B \cos \frac{\beta}{2}}. \quad (2.22)$$

lautet. Der die Auflösung reduzierende Term $\cos \frac{\beta}{2}$, der durch den bistatischen Winkel bestimmt wird, liegt in der elliptischen Form der Linien gleicher Laufzeiten in einer bistatischen Geometrie begründet (Abb. 2.6). Maximal kann die monostatische Entfernungsauflösung $d_{r,m}$ erreicht werden, die im Falle einer quasi-monostatischen Geometrie mit $\beta = 0^\circ$ eintritt. Dabei befinden sich Zielbereich, Empfänger und Sender auf einer Linie.

⁶Bezüglich der Amplitude eines Signals ist dies gleichbedeutend mit einem Abfall auf das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fache der Maximalamplitude.

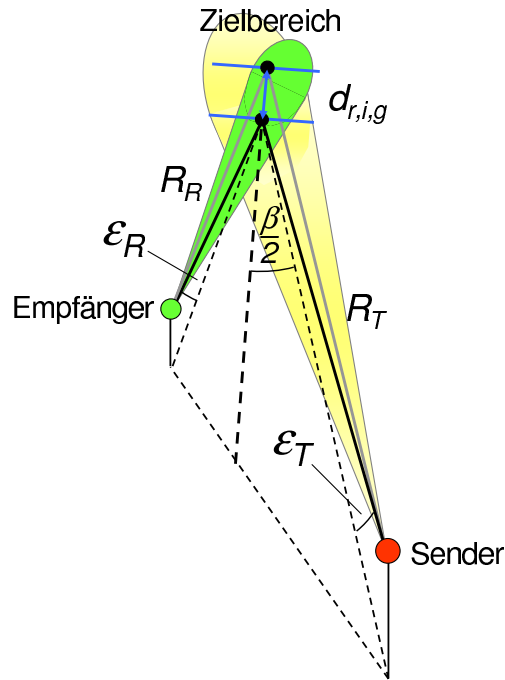


Abb. 2.7: Bistatische Entfernungsauflösung am Boden in Abhängigkeit von den Elevationen von Sender und Empfänger.

von zwei unterschiedlichen Ausbreitungspfaden zustande kommt. Nach Abb. 2.7 liegt die Auflösungszelle genau entlang des halben bistatischen Winkels β . Nun ist zu bestimmen, wie die Positionen von Sender und Empfänger relativ zu dieser Bezugslinie definiert sind. Dabei werden geometrische Abweichungen zu einer Verschlechterung der Auflösung beitragen. Sender und Empfänger liegen jeweils in Azimut um den Winkel $\cos \frac{\beta}{2}$ gegenüber der Auflösungslinie versetzt. In Elevation nimmt der Sender einen Winkel von ε_T und der Empfänger einen Winkel von ε_R zum Ziel ein. Aus der jeweiligen Kombination der azimutalen und elevationschen Blickwinkel relativ zur Auflösungslinie in der Zielebene entlang der Winkelhalbierenden entsteht für den Sender (Hinweg des Signals zum Ziel) der Faktor

$$\alpha_T = \cos \frac{\beta}{2} \cos \varepsilon_T \quad (2.25)$$

und für den Empfänger (Rückweg des Signals vom Ziel) der Faktor

$$\alpha_R = \cos \frac{\beta}{2} \cos \varepsilon_R. \quad (2.26)$$

Für die vollständige Wegdarstellung des bistatischen Signals ist schließlich eine Addition beider Winkel vorzunehmen⁸. Die bistatische Entfernungsauflösung am Boden $d_{r,i,g}$ unter

⁸Die gleiche Vorgehensweise wird übrigens auch bei der noch folgenden Bestimmung der Azimutauflösung im bistatischen Fall in (2.36) angewandt.

Berücksichtigung der Elevation lässt sich nunmehr mit

$$d_{r,i,g} = \frac{d_r}{\alpha_T + \alpha_R} \quad (2.27)$$

$$= \frac{d_r}{\cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)} \quad (2.28)$$

angeben. Unter Verwendung von Gleichung (2.24) kann die bistatische Entfernungsauflösung abschließend mit der Bandbreite des ausgesendeten Signals ausgedrückt werden:

$$d_{r,i,g} = \frac{0.886 c}{B \cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}. \quad (2.29)$$

Es ist möglich, aus dieser Gleichung alle vorangegangenen Auflösungen zu entwickeln, weil sie geometrische Spezialfälle des allgemeinen bistatischen Falls darstellen. Beispiele sind die Vereinfachungen zu $d_{r,i}$ in Gleichung (2.22) mit $\varepsilon_T = \varepsilon_R = 0$ und zu $d_{r,m,g}$ in Gleichung (2.23) mit $\varepsilon = \varepsilon_T = \varepsilon_R$. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Auflösungsformeln stets die minimale Auflösung in Entfernungsrichtung angeben. Ausschlaggebend ist jeweils die entlang des halben bistatischen Winkels lokalisierte Bezugslinie, die sich abhängig von der bistatischen Beleuchtungsgeometrie verlagert.

Schließlich kann aus der Entfernungsauflösung $d_{r,i,g}$ eine Skalierungsformel für die bistatische Entfernungsrichtung gewonnen werden, indem die Bandbreite des Sendesignals B durch die Laufzeitänderung Δt innerhalb der aufgenommenen Szene ersetzt wird. So wird es möglich, einem bistatischen Datensatz eine Dimensionierung in bistatischer Entfernungsrichtung⁹ zu liefern:

$$\Delta r_{i,g} = d_{r,i,g} \cdot \Delta t \cdot B = \frac{0.886 c \Delta t}{\cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}. \quad (2.30)$$

Aus Gleichung (2.29) lässt sich desweiteren die wichtige Konsequenz ableiten, dass die bistatische Bodenauflösung in Entfernungsrichtung $d_{r,i,g}$ u. U. günstiger ausfallen kann als in einer monostatischen Geometrie mit $d_{r,m,g}$. Dies ist der Fall, wenn für den Empfänger ein flacher Depressionswinkel ε_R gewählt wird und der bistatische Winkel β kleine Werte annimmt. Analytisch kann eine Bestimmung stattfinden, indem Lösungen der Ungleichung

$$d_{r,m,g} > d_{r,i,g} \quad (2.31)$$

gefunden werden. Nach Einsetzen der Gleichungen (2.29) und (2.23) kann daraus die gesuchte geometrische Bedingung definiert werden. Dabei sei für den monostatischen Elevationswinkel $\varepsilon = \varepsilon_T$ gesetzt. Für den betrachteten Fall ergibt sich daher die folgende

⁹englisch: range sum

Formel:

$$\begin{aligned}
& \frac{0.886 c}{2B \cos \varepsilon_T} > \frac{0.886 c}{B \cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)} \\
\Leftrightarrow & \frac{1}{2 \cos \varepsilon_T} > \frac{1}{\cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)} \\
\Leftrightarrow & \cos \frac{\beta}{2} > \frac{2 \cos \varepsilon_T}{\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R} \tag{2.32}
\end{aligned}$$

Bodengestützte Empfängersysteme, die aufgenommene SAR-Signale für die Zielauflösung verwenden, wird es daher unter Erfüllung von Bedingung (2.32) möglich sein, eine bessere Bodenauflösung in Entfernungsrichtung zu erreichen als monostatische SAR-Systeme.

2.3.3 SAR-Signal und Auflösung in Azimutrichtung

Erst durch die Kombination der Auflösungen in Entfernungs- und Azimutrichtung kann die bildliche Darstellung eines beleuchteten Zieles vollständig beschrieben werden. Dazu ist neben der Entfernungsauflösung eine Formel für die bistatische Azimutauflösung zu entwickeln, die (wie bereits in Abschnitt 2.1 gezeigt wurde) entlang Entfernungszellen jeweils gleicher Laufzeiten entsteht.

Für ein monostatisches Radar lässt sich die Auflösung $d_{c,m}$ in Querentfernung¹⁰ durch die folgende Gleichung angeben [34]:

$$d_{c,m} = \frac{0.886 \lambda R}{2 v T} \tag{2.33}$$

Hierbei fließt mit dem Produkt aus Geschwindigkeit des Radars und der Beleuchtungszeit vT die vollständige Länge der synthetischen Apertur ebenso in die Gleichung ein wie die Entfernung R des Radars zum Ziel. Mit λ ist die Wellenlänge des ausgesendeten Signals bezeichnet. Für die Formel sei ferner vorausgesetzt, dass die Beleuchtung des Zieles durch das Radar genau orthogonal zur Flugbahn erfolgt.

Dazu lässt sich der Rotationswinkel ρ über dem Ziel definieren, den das monostatische Radar innerhalb der Beleuchtungszeit T aufbaut. Unter der Bedingung, dass der Winkel ρ klein bleibt ($2 \tan \frac{\rho}{2} \approx \rho$), entsteht die Gleichung

$$\rho = \frac{v T}{R}. \tag{2.34}$$

Wird die Definition (2.34) in Formel (2.33) eingesetzt, ergibt sich die Azimutauflösung für ein monostatisches Radar, die gleichzeitig der Querauflösung des Ziels entspricht, zu

$$d_{c,m} = \frac{0.886 \lambda}{2 \rho}. \tag{2.35}$$

¹⁰englisch: cross-range

Der Nenner der Gleichung berücksichtigt die Zweiwege-Charakteristik des Signals, bei der die Summe der Signalfade zur Auflösung des Ziels beiträgt. Im monostatischen Fall sind beide Wege identisch, so dass der Faktor 2 Eingang in den Formel findet. Im bistatischen Fall hingegen unterscheiden sich die Ausbreitungspfade und es treten divergierende Beleuchtungs- und Empfangswinkel relativ zum Ziel auf. Diese werden im folgenden als ρ_T und ρ_R bezeichnet. Gleichung (2.35) ändert sich daher für ein bistatisches Radar zu der Formel

$$d_i = \frac{0.886 \lambda}{\rho_T + \rho_R}, \quad (2.36)$$

in der die Azimutauflösung entlang Linien gleicher Entfernungen definiert ist (vgl. dazu auch Abschnitt 2.3.5). In der Literatur hat sich für die azimutale Auflösung im bistatischen Fall der englische Begriff 'Isorange' etabliert, der die bistatische 'Iso-Entfernung' entlang der Ellipsenbahnen beschreibt [34]. Diese Benennung wird für die folgenden Betrachtungen beibehalten, so dass die bistatische Azimutauflösung d_i als Auflösung in Isorange-Richtung definiert wird.

In Gleichung (2.36) kann eine Vereinfachung mit Blick auf die bistatische Konstellation mit einem vorwärtsblickenden Empfänger geschehen, der durch seine ortsfeste Position selbst keinen Beitrag zur Auflösung in Azimut leistet. Damit ist $\rho_R = 0$ und Gleichung (2.36) vereinfacht sich in

$$d_i = \frac{0.886 \lambda}{\rho_T}. \quad (2.37)$$

Somit kann in einer bistatischen SAR-Geometrie, in der sich nur einer der Beteiligten (Sender oder Empfänger) bewegt, gegenüber dem monostatischen Fall in Querrichtung maximal die halbe Auflösung in der Isorange-Richtung erreicht werden.

Der verbleibende Winkel ρ_T , der allein die Auflösung des Ziels bewirkt, ist nun zu bestimmen. Abb. 2.8 stellt die bezeichnete Situation unter der Annahme dar, dass sich Sender, Empfänger und Ziel in einer Ebene befinden. Der Sender spannt innerhalb der Beleuchtungszeit T eine synthetische Apertur auf, die die Länge $v_T T$ besitzt. Dazu korrespondierend bildet sich der zugehörige Winkel ρ relativ zum Ziel aus. Auf der Dimension orthogonal zur Sichtlinie des Senders entsteht eine Auflösung in Querentfernung, die ein monostatisches SAR-System erhalten würde, wenn sich Hin- und Rückwege der Signale entsprechen. Diese Annahme ist bereits in Gleichung (2.34) eingeflossen.

Das Ausmaß der synthetischen Apertur des Senders ist nun unter Beachtung eines stationären Empfängers auf die bistatische Geometrie zu übertragen. Dazu wird eine Transformation der Auflösung in Querentfernung auf die bistatisch relevante Umrisslinie gleicher Laufzeit (Isorange) durchgeführt. Gemäß Abschnitt 2.1 können die Isorange-Linien in guter Näherung als Tangenten zum halben bistatischen Winkel β betrachtet werden. Geometrisch bedeutet dies, dass der Mittelpunkt der synthetischen Apertur virtuell an den Ort Sender' gesetzt und die aus dieser Blickrichtung abgetragene Isorange-Auflösung bestimmt wird.

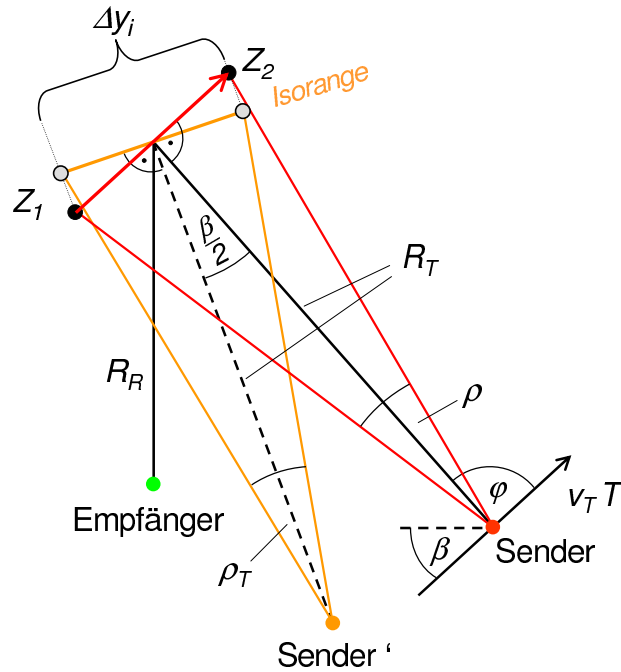


Abb. 2.8: Bistatische SAR-Geometrie und Lage der aufgespannten Winkel zur Bestimmung der Isorange-Auflösung eines Zieles.

Als Korrekturterm resultiert demnach $\cos \frac{\beta}{2}$ und der gegenüber der Dimension der bistatischen Winkelhalbierenden liegende Winkel ρ_T entsteht durch

$$\rho_T = \frac{v_T T}{R_T} \cos \frac{\beta}{2}. \quad (2.38)$$

Abschließend ist dieser Winkel in Gleichung (2.36) einzusetzen und man erhält die Isorange-Auflösung d_i für einen vorwärtsblickenden und zugleich ortsfesten Empfänger, bei der allein ein abgesetzter Sender die synthetische Apertur aufspannt:

$$d_i = \frac{0.886 \lambda R_T}{v_T T \cos \frac{\beta}{2}}. \quad (2.39)$$

Neben der Größe der Auflösungszelle ist die Skalierung der aufgenommenen Szene in Azimut von Wichtigkeit. Da i.d.R. eine Auswertung über die detektierten Dopplerfrequenzen geschieht, ist dazu in Isorange-Richtung ein von der Dopplerfrequenzänderung Δf_{D_i} abhängiger Ausdruck zu entwickeln. Ausgegangen kann dazu zum einen von dem bereits in Gleichung (2.38) hergeleiteten Winkel ρ_T , der von der Dauer der Beleuchtung durch den Sender in der bistatischen Geometrie abhängt (vgl. Abb. 2.8). Zum anderen ist die allgemeine monostatische Dopplergleichung

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \varphi \quad (2.40)$$

zu verwenden, die nun auf den bistatischen Fall zu übertragen ist¹¹. Zu den erforderlichen

¹¹Die Herleitung der allgemeinen Dopplergleichung für ein monostatisches Radar ist in Anhang A.1 nachzulesen.

Anpassungen gehören der Ersatz der Geschwindigkeit v durch die Geschwindigkeit des Senders v_T und die Berücksichtigung, dass in der gewählten bistatischen Geometrie auf dem Rückweg vom Ziel zum ruhenden Empfänger kein Doppler mehr entsteht. Daraus folgt unmittelbar die Eliminierung des Faktors 2 in Gleichung (2.40), wodurch die bistatische Dopplergleichung mit stationärem Empfänger entlang der Isorange-Dimension das folgende Aussehen erhält:

$$f_{D_i} = \frac{v_T}{\lambda} \cos \varphi \quad (2.41)$$

Die Frequenzauflösung Δf_{D_i} im Beleuchtungsbereich des Senders bestimmt sich aus der Differenz der Dopplerfrequenzverschiebungen f_{D1} und f_{D2} , die von zwei in Azimut versetzten Zielen Z_1 und Z_2 herrühren [17]. In unserem Fall befinden sie sich an den äußeren Rändern der durch den Winkel ρ_T aufgespannten Isorange-Dimension, wie in Abb. 2.8 zu sehen ist.

$$\begin{aligned} \Delta f_{D_i} &= f_{D2} - f_{D1} \\ &= \frac{v_T}{\lambda} \cos\left(\varphi - \frac{\rho_T}{2}\right) - \frac{v_T}{\lambda} \cos\left(\varphi + \frac{\rho_T}{2}\right) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Durch die Anwendung der Additionstheoreme trigonometrischer Funktionen

$$\cos\left(\varphi \pm \frac{\rho_T}{2}\right) = \cos \varphi \cos \frac{\rho_T}{2} \mp \sin \varphi \sin \frac{\rho_T}{2} \quad (2.43)$$

und den Näherungen für kleine Winkel ($\cos \frac{\rho_T}{2} \approx 1$, $\sin \frac{\rho_T}{2} \approx \frac{\rho_T}{2}$) vereinfacht sich die Gleichung schließlich zu

$$\Delta f_{D_i} = \frac{v_T}{\lambda} \sin \varphi \cdot \rho_T. \quad (2.44)$$

An dieser Stelle kann die Frage aufgeworfen werden, welcher unter den möglichen Flugpfaden für den Sender günstigenfalls zu wählen ist, um die höchste Auflösung in Azimutrichtung zu erreichen. Es ist bereits bekannt, dass dazu allein die Winkelgeschwindigkeit des Senders relativ zum Ziel maximiert werden muss, weil in der betrachteten bistatischen Situation der Empfänger für die Azimutauflösung keinen Beitrag leistet [4].

In Gleichung (2.44) hängt das Ausmaß der Winkelgeschwindigkeit direkt von der Größe φ ab, die den Winkel zwischen der Flugrichtung des Senders und der Entfernungsrichtung zum Ziel im Punkt der nächsten Zielannäherung beschreibt. Um den Winkel, der die maximale Dopplerfrequenzänderung hervorruft, zu bestimmen, ist diese Gleichung nach φ abzuleiten:

$$\begin{aligned} \Delta f_{D_i}(\varphi)' &= \frac{v_T}{\lambda} \cos \varphi \cdot \rho_T = 0 \\ \Rightarrow \varphi &= 90^\circ \end{aligned} \quad (2.45)$$

Optimale Flugpfade werden laut diesem Ergebnis dann erreicht, wenn Bewegungs- und Zielrichtung des Senders orthogonal aufeinander stehen. Demnach müsste der Sender tangential auf einer um das Zielgebiet konzentrischen Kreisbahn fliegen, um die höchste Auflösung für

einen vorwärtsblickenden Empfänger zu bewirken. Bei Anbringung der Sendeantenne ebenfalls orthogonal zum Flugweg, wie auch in unserem Fall, ergibt sich daraus die Parallelität von Ziel- und Antennenblickrichtung. Gleichung (2.44) vereinfacht sich nach Einsetzen von Gleichung (2.45) schließlich zu

$$\Delta f_{D_i} = \frac{v_T}{\lambda} \rho_T. \quad (2.46)$$

Nun kann der Beleuchtungswinkel ρ_T gemäß Gleichung (2.38) eingesetzt werden. Dabei sei berücksichtigt, dass die aufgespannte synthetische Apertur ($v_T T \cos \frac{\beta}{2}$) genau der gesuchten Breite der maximal ausgeleuchteten Entfernung Δy_i in Isorange-Richtung entspricht.

$$\Delta f_{D_i} = \frac{v_T}{\lambda} \cdot \frac{v_T T \cos \frac{\beta}{2}}{R_T} = \frac{v_T}{\lambda} \cdot \frac{\Delta y_i}{R_T} \quad (2.47)$$

Die Auflösung der Gleichung nach der Querausdehnung in Isorange-Richtung Δy_i führt schließlich zum Ausdruck

$$\Delta y_i = \frac{\Delta f_{D_i} \lambda R_T}{v_T}. \quad (2.48)$$

Mit dieser Gleichung lässt sich nun jede detektierte Dopplerfrequenzänderung Δf_{D_i} in einer bistatischen Geometrie mit vorwärtsblickendem Empfänger und bewegtem Sender in eine korrespondierende Querausdehnung Δy_i umrechnen. Besteht nach Gleichung (2.39) bereits Kenntnis über die Größe der Auflösung d_i in Isorange, kann Gleichung (2.48) auch mit diesem Parameter geschrieben werden:

$$\Delta y_i = \frac{\Delta f_{D_i} T d_i \cos \frac{\beta}{2}}{0.886}. \quad (2.49)$$

Abschließend lässt sich in Analogie zur bistatischen Entfernungsauflösung auch ein Kompressionsfaktor für die Isorange-Richtung angeben. Dieser bestimmt sich ebenfalls aus einem Zeit-Bandbreite-Produkt C_i [17]. Die Bandbreite des Azimutsignals entspricht dabei genau der empfangenen Dopplerbandbreite Δf_{D_i} aus einer Entfernungszelle, während T die Dauer der Beleuchtung angibt:

$$C_i = 10 \cdot \log_{10}(\Delta f_{D_i} \cdot T) \quad (2.50)$$

$$= 10 \cdot \log_{10}(K_i \cdot T^2) \quad [\text{dB}]. \quad (2.51)$$

Wie bei der Entfernungskompression lässt sich eine Modulationsrate K_i der Azimutfrequenz entlang der Isorange-Linie definieren, die aus dem Quotienten $\frac{\Delta f_{D_i}}{T}$ entsteht. Im Gegensatz zum Korrelationsgewinn C_r in Entfernungsrichtung aus Gleichung (2.50) verringert sich der Korrelationsgewinn C_i beim Übergang in den Fernbereich, weil die eingehende Dopplerfrequenzänderung Δf_{D_i} entfernungsabhängig ist.

Zum Schluss des Abschnitts soll noch einmal die Bestimmung der optimalen Flugwinkel des Senders im Mittelpunkt stehen. Durch die Herleitung in (2.45) wurde festgestellt, dass bei Bestehen einer Orthogonalität von Geschwindigkeitsvektor und Zielrichtung die

Optimalität des Flugpfads gewährleistet ist. Daraus folgt, dass im ebenen Fall dies genau dann erfüllt ist, wenn der Flugwinkel des Senders relativ zur Sichtlinie des Empfängers einen Wert von $(90^\circ - \beta)$ einnimmt (vgl. dazu Abb. 2.8). Im dreidimensionalen Fall ist zusätzlich der Elevationswinkel des Senders ε_T zu berücksichtigen, wenn diejenigen Flugpfade zu ermitteln sind, die die höchste Isorange-Auflösung hervorrufen. Wie in Abschnitt 2.1 bereits dargelegt wurde, ist die elliptische Form der Kurven gleicher Laufzeiten ein wesentliches Charakteristikum der bistatischen Geometrie. Die dreidimensionale Entsprechung der ebenen Ellipse ist ein Ellipsoid, der ebenfalls die genannte bistatische Bedingung erfüllt. Dort, wo sich Ellipsoid und die flache Zielebene schneiden, entsteht diejenige Schnittlinie, die der bereits eingeführten Isorange-Linie entspricht. Deren Lage lässt sich durch eine Tangente in der Zielebene approximieren, die orthogonal zur Winkelhalbierenden eines in die Zielebene projizierten dreidimensionalen bistatischen Winkels β'_{3D} liegt¹². Dieser Winkel ist nicht mit dem bisher ausschließlich für die Ebene bestimmten bistatischen Winkel β gleichzusetzen, sondern enthält zusätzlich die Information über die elevatorische Lage des Senders. Dieser Winkel, der genau den optimalen Flugwinkel des Senders im dreidimensionalen Fall darstellt, ist nun zu bestimmen.

Zu diesem Zweck wurde eine Simulation entwickelt, um abhängig von der ausgewählten Sender-Empfänger-Konstellation Kenntnis über optimale Flugpfade zu erlangen [7]. Da ausschließlich Winkelabhängigkeiten über die Lage der Isorange-Auflösung entscheiden, wurde in den Berechnungen eine auf den Wert 1 normierte Senderentfernung zum Zentrum des Zielgebietes angenommen. Der Ort des Senders wird, wie bei der Vorstellung der bistatischen Geometrie in Abschnitt 2.1 geschehen, durch den Punkt der nächsten Annäherung auf der synthetischen Apertur definiert. Die Angabe der Senderposition erfolgt in Kugelkoordinaten durch Azimut- und Elevationswinkel, so dass alle optimalen Flugpfade auf der Oberfläche einer Kugel, deren Mittelpunkt im Szenenzentrum liegt, zu bestimmen sind. Der vorwärtsblickende Empfänger schaut in diesem Modell unter einem fixen Azimutal- und Elevationswinkel von 0° auf den Mittelpunkt der projizierten Halbkugel. Um grafisch die Übersichtlichkeit zu gewährleisten, sind die optimalen Flugwinkel so dargestellt, dass stets der kleinste eingeschlossene Winkel berücksichtigt wird. Der dazugehörige Wertebereich liegt daher bei $\beta'_{3D} \in [0^\circ, 90^\circ]$. Wie zu erkennen ist, sind die optimalen Flugpfade des Senders bei Azimutalwinkeln von 0° bzw. 180° elevationsunabhängig, wohingegen bei Azimutalwinkeln von 90° bzw. 270° der höchste Einfluss des Elevationswinkels auf die Isorange-Auflösung besteht. In diesen Fällen ist eine Richtungsänderung um 90° zu beobachten, wenn sich der Winkel in Elevation von 0° auf 90° verändert. Die Lösungen des zweidimensionalen Problems, bei dem kein Elevationswinkel auftritt, können am äußeren Ring der Halbraumprojektion abgelesen werden.

Es ist zu beachten, dass die in Abb. 2.9 gezeigten optimalen Flugwinkel zwar die höch-

¹²Das Hochkomma in der Winkelbenennung soll die Projektion in die zweidimensionale Zielebene anzeigen.

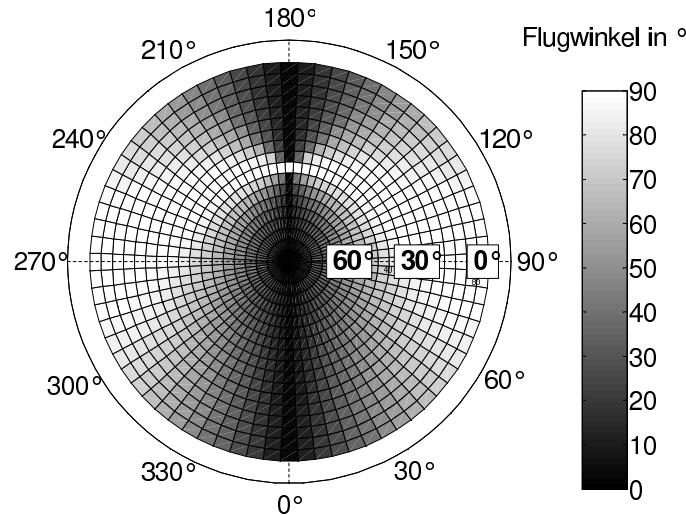


Abb. 2.9: Optimale Flugwinkel des Senders zur Erzielung der höchsten Isorange-Auflösung. Die Mitte des Zielgebietes befindet sich im Zentrum der projizierten Halbkugel.

te Auflösung in Isorange für die jeweilige Azimut-Elevation-Kombination bewirken, jedoch die erzielbare Auflösung in Isorange mit zunehmendem bistatischen Winkel abnimmt. Aus den Simulationsergebnissen ist ferner abzulesen, dass die optimalen Flugwinkel bei Azimutalwinkeln um 180° sehr sensibel auf Änderungen des Elevationswinkels reagieren. Dies kann durch auftretende Singularitäten erklärt werden, die durch das räumliche Zusammenfallen von Entfernungs- und Isorange-Dimension entstehen. Eine zweidimensionale Auflösung ist in diesen Fällen nicht mehr zu erzielen.

2.3.4 Auflösungen in der Doppler-Ebene

In den beiden vorangegangenen Kapiteln 2.3.2 und 2.3.3 wurden die Auflösungen für die bistatische Entfernung und der orthogonal dazu liegenden Isorange-Richtung entwickelt. Die bistatische Entfernungsauflösung $d_{r,i,g}$ bestimmte sich dabei in erster Linie über die Bandbreite B des Sendesignals, während die Isorange-Auflösung vorrangig vom bistatischen Doppler (d.h., über den in der Isorange-Richtung wirksamen Doppler) abhängig ist.

In einer bistatischen SAR-Geometrie ist von zusätzlichem Interesse, welche Auflösungen sich in der Doppler-Ebene für beleuchtete Ziele ergeben. Die Geometrie im monostatischen SAR ist deswegen so übersichtlich, weil die durch den Doppler und den Dopplernulldurchgang aufgespannte Dopplerebene im Idealfall deckungsgleich mit der Entfernungs- und Querentfernungs-Ebene des Zielgebietes ist. Dies hat ferner zur Konsequenz, dass bei monostatischen Anwendungen einzig die vom Radar bewirkte Dopplerbandbreite und nicht die Lage des zugehörigen Dopplernulldurchgangs entfernungsabhängig ist. Im bistatischen Fall gilt diese Analogie nicht mehr, weil sich Sender- und Empfängerort voneinander unterscheiden und die aufgespannte synthetische Apertur keine Parallelität mit der Querent-

fernung aufweist. Lage und Auflösungen in der Dopplerebene relativ zur bistatischen Aufnahme-matrix aus bistatischer Entfernung und Isorange-Richtung sind daher zu bestimmen.

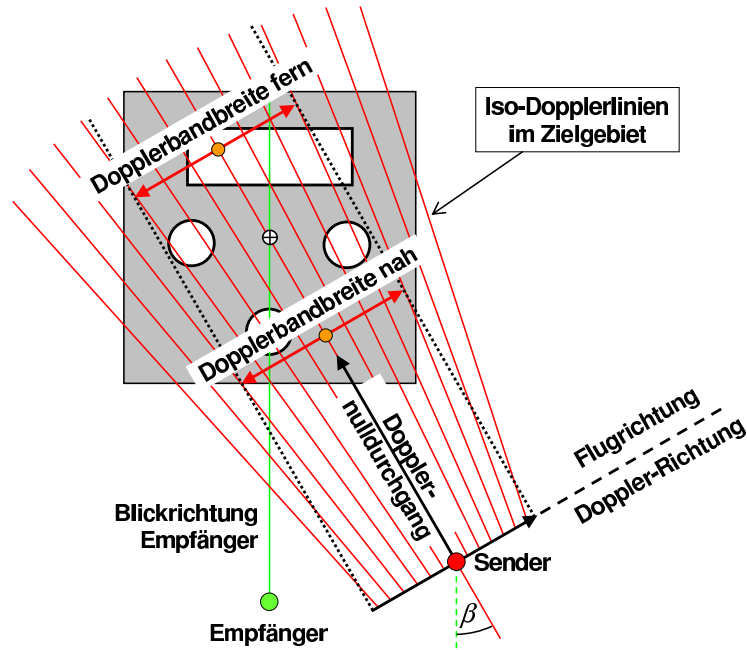


Abb. 2.10: Lage von Doppler- und Iso-Doppler-Richtung in einer bistatischen Geometrie.

Die erste Dimension ist durch die Doppler-Richtung definiert, die im bistatischen SAR parallel zur Flugrichtung des Senders liegt. Unter Rückgriff auf Gleichungen aus Kapitel 2.3.3 und Abb. 2.10 kann die durch den Doppler bewirkte Auflösung d_D zügig gebildet werden. Hierbei stellt der Winkel ρ die für die Bestimmung relevante Größe dar, die bereits in Gleichung (2.34) definiert worden ist:

$$\rho = \frac{v T}{R}. \quad (2.52)$$

Es sind die Geschwindigkeit v und die Zielentfernung R auf den bistatischen Fall zu übertragen und die Senderparameter mit dem Index T zu berücksichtigen. Nach Einsetzen in Gleichung (2.37)

$$d_D = \frac{0.886 \lambda}{\rho}, \quad (2.53)$$

wobei sich nun das Indexzeichen der Auflösung von i (Isorange) in D (Doppler) ändert, entsteht somit schließlich

$$d_D = \frac{0.886 \lambda R_T}{v_T T}. \quad (2.54)$$

Die Auflösung entlang der Dopplerrichtung bildet sich demnach unabhängig vom bistatischen Winkel β aus. Ferner lässt sich feststellen, dass im Vergleich mit der monostatischen Dopplerauflösung in Querrichtung $d_{c,m}$ aus Gleichung (2.33) die bistatische Dopplerauflösung d_D prinzipiell halb so groß ausfällt. Dies ist dem Umstand geschuldet, dass der

unbewegte Empfänger selbst keinen Beitrag zur Dopplerauflösung leistet. Es gilt daher die Abhängigkeit

$$d_D = 2 d_{c,m}. \quad (2.55)$$

Die Dopplerdimension fällt im übrigen genau dann mit der Isorange-Richtung zusammen, wenn sich Sender und Empfänger in einer quasi-monostatischen Geometrie befinden. In diesem Fall besteht für die beteiligten Auflösungen der Zusammenhang

$$d_D = \frac{0.886 \lambda R_T}{v_T T} = d_i(\beta = 0^\circ). \quad (2.56)$$

Zwischen Doppler- und Isorange-Richtung lässt sich eine von der bistatischen Geometrie vorgegebene Winkelabhängigkeit angeben, die die Lage beider Dimensionen zueinander beschreibt. Durch Bildung des Quotienten aus Doppler- und Isorangeauflösung kann der gesuchte Winkel bestimmt werden:

$$\frac{d_D}{d_i} = \frac{0.886 \lambda R_T}{v_T T} \cdot \frac{v_T T \cos \frac{\beta}{2}}{0.886 \lambda R_T} = \cos \frac{\beta}{2} \quad (2.57)$$

In bistatischen Geometrien mit $\beta > 0^\circ$ ist somit die Richtung des maximalen Dopplers gegenüber der Isorange-Richtung um den halben bistatischen Winkel verdreht. Dabei wird die Erfüllung der Parallelitätsbedingung von Doppler- und Senderflugrichtung vorausgesetzt.

Die zweite Dimension wird durch die Iso-Doppler-Richtung aufgespannt, die im Bereich des Dopplernulldurchgangs genau senkrecht auf der Flugbahn des Senders steht. Bereits in Gleichung (2.48) zur Bestimmung der Querausdehnung in Isorange-Richtung konnte die Abstandsabhängigkeit von Dopplerfrequenzänderungen beobachtet werden. Dies hat zur Konsequenz, dass innerhalb einer einheitlichen Beleuchtungszeit die wirksame Dopplerbandbreite von nahen Zielbereichen größer als bei fernen Zielen ausfällt (siehe Abb. 2.10). Da die Kompensation der Dopplerfrequenzänderung Teil der Verarbeitung in Azimutrichtung ist, wird an dieser Stelle auf Abschnitt 4.5 verwiesen und im folgenden ausschließlich auf den Dopplernulldurchgang als Richtungsgeber der Iso-Doppler-Dimension abgestellt.

Bei einer Ausrichtung der Sendeantenne orthogonal zur Flugbahn liegen unter idealen Verhältnissen die Antennenhauptkeule und der Dopplernulldurchgang in gleicher Richtung. Daher kann die Bestimmung der Auflösung in Iso-Doppler-Richtung ausgehend von Gleichung (2.29)

$$d_{r,i,g} = \frac{0.886 c}{B \cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}. \quad (2.58)$$

durchgeführt werden, in der die bistatische Entfernungsauflösung definiert ist. Bei Betrachtung des quasi-monostatischen Falls, in dem sich die Lage von Iso-Doppler-Richtung und bistatischer Entfernung entsprechen, lässt sich die Iso-Doppler-Auflösung am Boden $d_{iD,g}$ mit

$$d_{iD,g} = d_{r,i,g}(\beta = 0^\circ) = \frac{0.886 c}{B (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)} \quad (2.59)$$

angeben. Demnach wird die Iso-Doppler-Auflösung genau dann erzielt, wenn die bistatische Entfernung ihre maximal mögliche Auflösung erreicht.

Von Interesse ist schließlich die Lage des Dopplernulldurchgangs im Vergleich zur bistatischen Entfernungsrichtung. Die räumliche Separation von Sender und Empfänger relativ zum Ziel ist durch den bistatischen Winkel β vorgegeben. Daneben sind nach Gleichung (2.58) die Blickrichtungen der Antennen beider Beteiligter jeweils um den halben bistatischen Winkel gegenüber der bistatischen Entfernungsrichtung verkippt. Ist die Parallelität zwischen Beleuchtungsrichtung durch die Sendeantenne und der Flugrichtung des Beleuchters gegeben, so resultiert daraus eine Winkeldifferenz zwischen bistatischer Entfernungsrichtung und der Iso-Doppler-Richtung von $\frac{\beta}{2}$.

Für die Bestimmung des Dopplernulldurchgangs in den Radardaten, hervorgerufen durch den delokalisierten Sender, ist jedoch nicht die bistatische Entfernungsrichtung sondern die Blickrichtung des Empfängers entscheidend. Dies ist plausibel, weil eine vorliegende Beleuchtungssituation auch bei einer Transformation in ein anderes Koordinatensystem (bestehend aus bistatischer Entfernung und Isorange-Richtung) erhalten bleiben muss. Geht man auf den geometrischen Ansatz der Gleichungen (2.25) - (2.29) aus Abschnitt 2.3.2 zurück, so kann dieser auf die Blickrichtung des Empfängers übertragen werden. Der Blickwinkel des Empfängers $\alpha_{R,D}$ in der Iso-Doppler-Betrachtung lautet

$$\alpha_{R,D} = \cos \varepsilon_R \quad (2.60)$$

und der Blickwinkel des Senders $\alpha_{T,D}$ bezogen auf die Sichtlinie zwischen Empfänger und Ziel

$$\alpha_{T,D} = \cos \beta \cos \varepsilon_T. \quad (2.61)$$

Nun können beide Winkel in Gleichung (2.27) eingesetzt werden und man erhält

$$d_{iD,g,R} = \frac{d_r}{\alpha_{T,D} + \alpha_{R,D}} \quad (2.62)$$

$$= \frac{d_r}{\cos \beta \cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R} \quad (2.63)$$

$$= \frac{0.886 c}{B(\cos \beta \cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}. \quad (2.64)$$

Durch Bildung des Quotienten aus der Iso-Doppler-Auflösung $d_{iD,g}$ und der auf die Sichtlinie des Empfängers projizierten Iso-Doppler-Auflösung $d_{iD,g,R}$ ergibt sich unter Annahme eines kleinen Elevationswinkels ε_R

$$\frac{d_{iD,g}}{d_{iD,g,R}} = \frac{0.886 c}{B(\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)} \cdot \frac{B(\cos \beta \cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}{0.886 c} \approx \cos \beta. \quad (2.65)$$

Bei Betrachtung des ebenen Falls ließe sich die Approximation im übrigen in eine Gleichung überführen.

Als Ergebnis der Herleitungen kann festgehalten werden, dass die aus der monostatischen SAR-Konstellation bekannte Orthogonalität von Doppler- und Iso-Doppler-Richtung in der bistatischen Geometrie mit unbewegtem Empfängersystem nicht mehr gegeben ist, da sich die Lagen beider Doppler-Dimensionen mit zunehmendem bistatischen Winkel unterschiedlich entwickeln. Jeweils ausgehend vom quasi-monostatischen Fall verändert sich gemäß Gleichung (2.57) die Lage der Doppler-Richtung mit dem halben bistatischen Winkel, dagegen die Iso-Doppler-Richtung gemäß Gleichung (2.65) mit dem vollen bistatischen Winkel. Dies hat beispielsweise zur Folge, dass bereits bei einem bistatischen Winkel von 90° beide Dimensionen im bistatischen Koordinatensystem nur noch einen Winkel von 45° einschließen und sich eine merkliche Verschmierung der Auflösungszellen einstellt. Die Wirkung dieses geometrischen Effekts wird bei der Vorstellung der Messergebnisse in Kapitel 6.4 an drei Beispielen noch aufgezeigt.

2.3.5 Räumliche Abtastung eines Zielgebietes

In den letzten drei Abschnitten 2.3.2 - 2.3.4 wurden mehrere Koordinatensysteme und Dimensionsrichtungen eingeführt, die in einer bistatischen Geometrie von Bedeutung sind. Die dabei entstehenden orthogonalen Achsenpaare lauteten:

- Entfernung ($d_{r,m}$) und Querentfernung ($d_{c,m}$)
- Bistatische Entfernung ($d_{r,i,g}$) und Isorange (d_i)
- Iso-Doppler ($d_{iD,g}$) und Doppler (d_D)

Daneben wurden in Richtung jeder Koordinatenachse Formeln für die Zielauflösung angegeben. Um die gegenseitige Abhängigkeit aufzuzeigen und den Übergang von einer Formel zu einer anderen zu ermöglichen, sind im folgenden alle Gleichungen noch einmal zusammengestellt. Ausgehend von der ebenen monostatischen Zielauflösung in Entfernungsrichtung werden die weiteren Formeln abgeleitet:

$$d_{r,m} = \frac{0.886 c}{2 B} \quad (2.66)$$

$$= \frac{\cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}{2} \cdot d_{r,i,g} \quad (2.67)$$

$$= \frac{(\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}{2} \cdot d_{iD,g} \quad (2.68)$$

Analog kann diese Auflistung beginnend mit der ebenen monostatischen Azimutauffösung durchgeführt werden:

$$d_{c,m} = \frac{0.886 \lambda R_T}{2 v_T T} \quad (2.69)$$

$$= \frac{\cos \frac{\beta}{2}}{2} \cdot d_i \quad (2.70)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot d_D \quad (2.71)$$

Da mitunter der Überblick über die aktuelle Lage der Achsen verloren gehen kann, sollen nun die geometrischen Verhältnisse an einem Beispiel dargelegt werden. Begonnen wird mit einer quadratisch begrenzten Szene, in der mehrere Zielobjekte verteilt sind (Abb. 2.11). In der Mitte des Zielgebietes sei ein Zentrum definiert, das im folgenden als Bezugspunkt für die unterschiedlichen Achsen fungieren soll. Unterhalb der Szene ist der Standort des

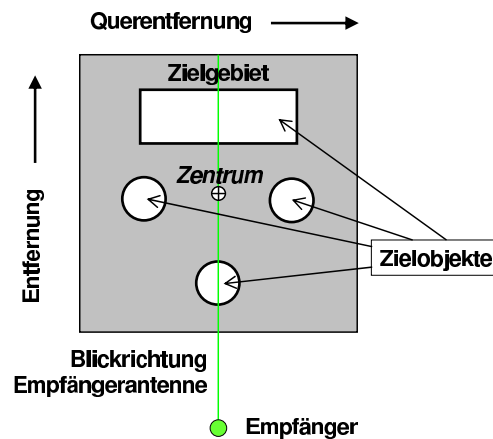


Abb. 2.11: Definition und Lage eines Zielgebietes aus Sicht der Empfängerposition.

Empfängers zu erkennen, von dem aus das Zielgebiet beobachtet wird. Zwischen diesem Ort und dem Zentrum liegt die Blickrichtung der Antennenhauptkeule des Empfängers. Die Achsen, die das Zielgebiet aufspannen, sind die Entfernung und die Querentfernung. Sie entsprechen den realen Verhältnissen in einem kartesischen Koordinatensystem, in der die Szene in orthogonal zueinander liegenden Längendimensionen abgebildet wird. Die Richtung der Entfernung liegt genau parallel und die Querentfernung genau orthogonal zur Blickrichtung des Empfängers.

Nun sei dieses Zielgebiet durch einen vom Empfänger abgesetzten Sender beleuchtet (Abb. 2.12). Es entsteht eine bistatische Geometrie, in der Sender und Empfänger relativ zum Zentrum des Zielgebietes durch den bistatischen Winkel β separiert sind. Als zugehöriger Referenzpunkt auf der Flugbahn des Senders wird dabei der Ort der nächsten Annäherung (CPA)¹³ zum Szenenzentrum festgelegt. Durch die angenommene Orthogonalität von

¹³englisch: closest point of approach (CPA)

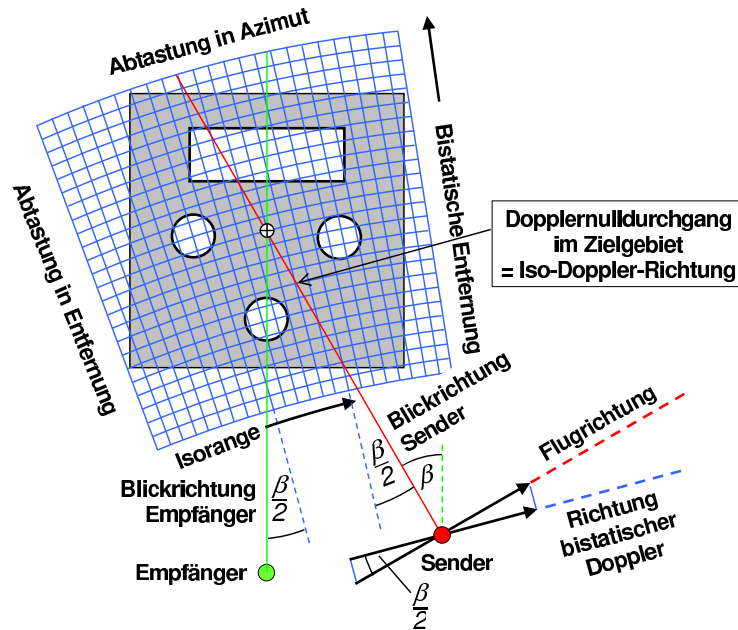


Abb. 2.12: Bistatisch beleuchtetes Zielgebiet.

Antennenblickrichtung und Flugrichtung entspricht die Lage des Dopplernulldurchgangs genau der Verbindungslinie zwischen Szenenzentrum und CPA.

Bei einer bistatischen Aufnahme durch den Empfänger landen Signale jeweils gleicher Laufzeit in den Zeilen der Isorange-Richtung. Wie bereits im Kapitel ausgeführt, wird dabei das Zielgebiet in Azimut entlang von Ellipsenabschnitten abgetastet, deren Krümmung durch die Lage von Sender und Empfänger vorgegeben wird. Dies ist in der Grafik durch eine leichte Krümmung des Koordinatensystems berücksichtigt. Orthogonal zur Isorange-Richtung ist die bistatische Entfernung definiert, die durch die Abtastung in Entfernungsrichtung aufgebaut wird. Dieses Koordinatensystem, in Abb. 2.12 dargestellt als blaues Raster, orientiert sich senkrecht zum halben bistatischen Winkel β , der durch die unterschiedlichen Blickrichtungen von Sender und Empfänger aufgespannt wird.

Schließlich sei auf die Darstellung in Abb. 2.13 eingegangen, in der die bistatische Dopplerrichtung respektive Isorange-Richtung und die Iso-Doppler-Richtung orthogonal aufeinander stehen. Diesem Koordinatensystem kommt eine wichtige Bedeutung zu, weil es genau der aufgezeichneten Datenmatrix eines vorwärtsblickenden Empfängersystems in einer bistatischen Konstellation entspricht. Das beleuchtete Zielgebiet nimmt in den Aufnahmedaten eine trapezförmige Gestalt an, wenn die geringe Krümmung durch die elliptische Abtastung außer Acht gelassen wird¹⁴. Ergänzend sind die Größe der Auflösungszellen der bistatischen Entfernung $d_{r,i,g}$ und der Isorange-Richtung d_i in die Grafik eingetragen. Aufgabe der bistatischen SAR-Verarbeitung in Kapitel 4 ist es nun, aus der

¹⁴Zur Verdeutlichung der geometrischen Auswirkungen ist das Zielgebiet bereits in zweidimensionaler Auflösung dargestellt, obwohl dies natürlich erst im Zuge der SAR-Verarbeitung geschieht.

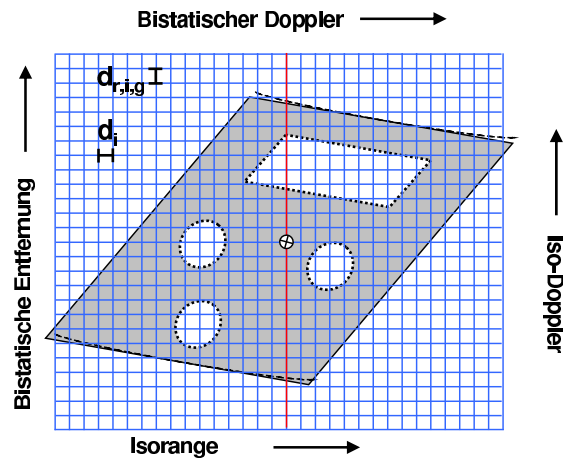


Abb. 2.13: Trapezförmiges Aussehen des abgetasteten Zielgebietes in der bistatischen Datenmatrix.

Iso-Doppler/Isorange-Darstellung eine Matrix aus Entfernung und Querentfernung herzustellen, um das Zielgebiet in einem kartesischen Koordinatensystem originalgetreu darstellen zu können.

3 Parameterbestimmung durch Nutzung von Entfernungsänderungen

Dieses Kapitel befasst sich mit den Möglichkeiten, den Effekt von Entfernungsänderungen dahingehend auszunutzen, dass sie für eine Parameterbestimmung für vorwärtsblickende Empfängersysteme in bistatischen Geometrien eingesetzt werden können. Die hier vorgestellte Parameterbestimmung kann aus der Auswertung aufgenommener Signaldaten ein Empfängersystem mit zusätzlichen Informationen ausstatten und dadurch die Kenntnislage über die bistatische Messkonfiguration erheblich verbessern. Parallel ist durch diesen Ansatz ein Schritt hin zu einem autonomen Betrieb einer vorwärtsblickenden Empfängereinheit in einer semi-kooperativen Messsituation gemacht. Es handelt sich hierbei um einen vollständig neuartigen Ansatz, der in dieser Form nach Kenntnis des Autors bisher nicht verfolgt oder entwickelt worden ist.

In der Einführung zu dem Themenkomplex in Abschnitt 3.1 wird eine kurze Beschreibung der Wirkung von Entfernungsänderungen auf die geometrische Situation geliefert. Anschließend werden in den Abschnitten 3.2 und 3.3 zwei vollständige Herleitungen für den quasi-monostatischen und den bistatischen Fall dargelegt, die jeweils in einem Formelsatz zur Parameterbestimmung münden. Abschnitt 3.4 zeigt Anwendungsgrenzen und Erweiterungen auf, innerhalb derer die Parameterbestimmung genutzt werden kann. Schließlich wird in Abschnitt 3.5 an einem Datenbeispiel die Praxisnähe des Ansatzes aufgezeigt.

3.1 Der Effekt der Entfernungsänderung

Wichtigster geometrischer Parameter, der Eingang in eine SAR-Verarbeitung findet, ist die Entfernung des Radarsensors zum Ziel. Diese Entfernung verändert sich permanent, während das Radar an einem Ziel vorbeifliegt. Dabei entsteht eine Verkürzung mit jedem ausgesendeten Puls, wenn sich das Radar auf das Ziel zubewegt und eine Zunahme, nachdem es das Ziel passiert hat. Dieser Effekt bewirkt eine pulsabhängige Phasenmodulation, die sich in der Etablierung von Dopplerfrequenzen des beleuchteten Zieles niederschlägt. Daraus ergibt sich der wesentliche Vorteil von SAR, der durch die Variation der Zielentfernung dem gesendeten Signal eine zusätzliche frequenzmodulierte Komponente aufprägt und eine Szenenauflösung in Azimutrichtung ermöglicht. Als Nebeneffekt tritt bei der Aufnahme eine sukzessive Verschiebung der Reflexionssignale des Zieles auf, da die Eintref-

fenden Daten von der Empfängereinheit in einer festen zeitlichen Matrix abgelegt werden. Hierbei findet ausgehend vom Punkt der nächsten Annäherung ein allmähliches Wandern des Zielechos durch die Entfernungszellen statt. Dieses Phänomen ist allgemein als Zielentfernungsänderung¹ bekannt, deren Auswirkungen innerhalb einer SAR-Prozessierung kompensiert werden müssen. Mathematisch kann die Entfernungsänderung mit Hilfe von Abb. 3.1 hergeleitet werden.

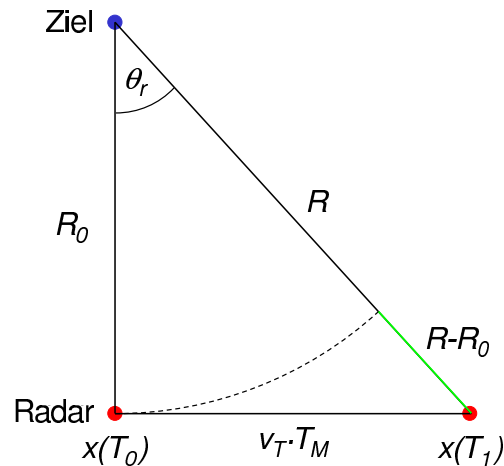


Abb. 3.1: Entfernungsänderung $R - R_0$ in einer monostatischen SAR-Geometrie, dargestellt als ebenes Problem.

Unter Annahme einer geradlinigen Flugbahn des Senders und eines unbewegten Zieles in der beleuchteten Szene lässt sich die Zielentfernung R im monostatischen SAR durch die Gleichung

$$R = \sqrt{R_0^2 + (v_T \cdot T_M)^2} \quad (3.1)$$

beschreiben [17]. Hierbei definiert R_0 die minimale Entfernung zwischen Radar und Ziel, T_M die ab der minimalen Zielentfernung gemessene Beleuchtungsdauer und v_T die konstante Geschwindigkeit des Radars. Ferner wird durch θ_r der Beleuchtungswinkel angegeben, der von der Querabentfernung R_0 abgetragen wird und in direktem Zusammenhang zur synthetischen Apertur des Radars steht. Gleichung (3.1) besitzt eine hyperbolische Form, die näherungsweise in einer Taylor-Reihe ausgedrückt werden kann. Wird als Entwicklungspunkt der Zeitpunkt T_0 gesetzt, hat die Taylor-Entwicklung folgendes Aussehen [10]:

$$\begin{aligned} R &= R_0 + \frac{v_T^2 \cdot T_0}{R_0} (T_1 - T_0) + \frac{v_T^2 \cos^2 \theta_r}{2 R_0} (T_1 - T_0)^2 + \dots \\ &= R_0 - v_T \sin \theta_r (T_1 - T_0) + \frac{v_T^2 \cos^2 \theta_r}{2 R_0} (T_1 - T_0)^2 + \dots \end{aligned} \quad (3.2)$$

Terme ab dritter Ordnung können in den folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden, da nur kurze Beleuchtungszeiten berücksichtigt werden sollen. Neben der Konstanten R_0

¹englisch: range cell migration

weist die Taylor-Entwicklung eine lineare und eine quadratische Komponente auf². Der erste Term wird durch den Schielwinkel θ_r des Radars verursacht und legt die Lage des Dopplerschwerpunktes im SAR-Bild fest. Dagegen resultiert der zweite Term allein aus der quadratischen Entfernungsänderung der Phase [17]. An dieser Stelle sei angenommen, dass sich die Beleuchtung des Ziele nur über einen eingeschränkten Bereich erstreckt und daher die Approximation für kleine Winkel angenommen werden kann³. Damit ist $\sin \theta_r \approx 0$ und $\cos \theta_r \approx 1$ und (3.2) vereinfacht sich zu der parabolischen Gleichung

$$R = R_0 + \frac{v_T^2}{2 R_0} (T_1 - T_0)^2. \quad (3.3)$$

Nach Ersetzen von $(T_1 - T_0) = T_M$ und Auflösung nach $R - R_0$ entsteht letztlich

$$R - R_0 = \frac{(v_T \cdot T_M)^2}{2 R_0}. \quad (3.4)$$

Die Zielentfernungsänderung $R - R_0$ kann demnach ausschließlich über den quadratischen Term der Taylor-Reihe ausgedrückt werden. Gleichzeitig zeigt das Ergebnis, dass die Änderung der Zielentfernung eine Abstandsabhängigkeit besitzt. Dadurch erfahren innerhalb einer festen Beleuchtungsdauer nahe Ziele eine größere Abstandsänderung als weiter entfernt liegende.

Wird nun die beschriebene monostatische Situation auf den bistatischen Fall ausgedehnt, bietet sich die Möglichkeit, zusätzlich zu den beleuchteten Zielen einen separaten Empfänger in die Betrachtungen einzubeziehen. Dieser kann in einer bistatischen Geometrie eine Position zwischen Sender und Zielgebiet einnehmen und so platziert werden, dass er während des Überfluges vom Sender ebenfalls beleuchtet wird. In den aufgenommenen Daten entstehen dadurch detektierbare Differenzen in den Entfernungsänderungen, die sich für Empfänger und Ziel signifikant voneinander unterscheiden. Die Ausnutzung des quadratischen Anteils dieses geometrischen Effekts stellt den Ausgangspunkt für die nachfolgenden Ausführungen dar, in denen ein Verfahren zur Parameterbestimmung für vorwärtsblickende Empfänger im zweidimensionalen Fall (Sender, Empfänger und Zielgebiet befinden sich in einer Ebene) entwickelt wird.

3.2 Parameterbestimmung in quasi-monostatischer SAR-Geometrie

Zunächst soll der Spezialfall mit einem bistatischen Winkel von $\beta = 0^\circ$ zum Zeitpunkt der minimalen Zielentfernung betrachtet werden. Dies entspricht einer quasi-monostatischen

²In der englischen Literatur werden diese Komponenten als 'range walk' und 'range curvature' bezeichnet.

³Messtechnisch wird diese Annahme neben der geometrischen Konstellation durch die Aussendung kleiner Wellenlängen und damit einher gehender kurzer Beleuchtungszeiten entscheidend begünstigt.

Geometrie. Hierbei erfolgt die Beleuchtung durch einen querab fliegenden Sender, während ein vorwärtsblickender Empfänger starr auf das Zielgebiet ausgerichtet ist. Die Empfängersichtlinie und die Senkrechte auf den Geschwindigkeitsvektor des Senders liegen zum Zeitpunkt des kürzesten Zielabstands genau parallel. Dadurch stehen aus Sicht des Empfängers die Dimensionen Entfernung und Doppler orthogonal aufeinander. Die bistatische Konstellation ist in Abb. 3.2 zu sehen, in der die vom Sender aufgespannte synthetische Apertur für den Messzeitraum $T_M = T_1 - T_0$ durchflogen wird.

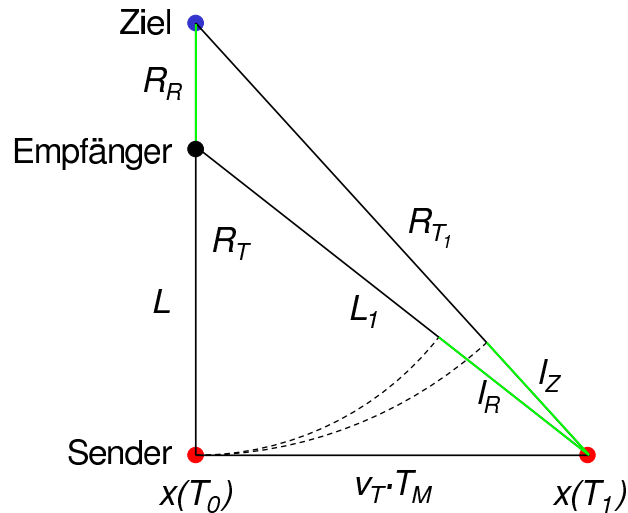


Abb. 3.2: Entfernungen in einer quasi-monostatischen SAR-Geometrie. Aus bistatischen Empfängerdaten extrahierbare Größen sind mit grüner Farbe kenntlich gemacht.

Existiert ein Datensatz, der in der angegebenen bistatischen Konstellation am Ort des Empfängers aufgenommen worden ist, können daraus drei zeitabhängige Größen extrahiert werden:

1. die Laufzeitänderung t_{l_R} von eintreffenden Signalen am Ort des Empfängers, die zwischen den Zeitpunkten T_0 und T_1 der minimalen und maximalen Entfernung zum Sender auftritt,
2. die Laufzeitänderung t_{l_Z} von Reflexionen des Zieles, die sich zwischen den Zeitpunkten T_0 und T_1 der minimalen und maximalen Entfernung zum Sender einstellt,
3. die Laufzeit t_0 der Signale zwischen Empfänger- und Zielort, entnommen zum Zeitpunkt T_0 der minimalen Senderentfernung.

Aus den beiden Größen unter Punkt 1 und 2 lassen sich durch Multiplikation mit der Lichtgeschwindigkeit c die zugehörigen Strecken l_R und l_Z bestimmen, die die Signale auf dem direkten bzw. indirekten Weg vom Sender zum Empfänger zusätzlich zurückgelegt

haben:

$$l_R = c \cdot t_{l_R} \quad (3.5)$$

$$l_Z = c \cdot t_{l_Z} \quad (3.6)$$

Ferner gilt aufgrund des quasi-monostatischen Falls für die Entfernung R_R vom Empfänger zum Ziel der Zusammenhang

$$R_R = \frac{c t_0}{2}. \quad (3.7)$$

Alle drei Zeitgrößen sind nun in Längendimension überführt und können als Basisgrößen Eingang in die sich anschließenden Berechnungen finden. Gemäß Abb. 3.2 bestehen folgende geometrischen Abhängigkeiten:

$$l_R = L_1 - L \quad (3.8)$$

$$(v_T \cdot T_M)^2 = L_1^2 - L^2 \quad (3.9)$$

$$l_Z = R_{T_1} - R_T \quad (3.10)$$

$$R_T = L + R_R \quad (3.11)$$

$$(v_T \cdot T_M)^2 = R_{T_1}^2 - R_T^2 \quad (3.12)$$

Aus diesem Satz an Gleichungen lassen sich zwei unterschiedliche Formelsätze bilden, die ausschließlich aus Empfänger- bzw. Zielgrößen bestehen. Durch Einsetzen von (3.8) in (3.9) ergibt sich

$$(v_T \cdot T_M)^2 = 2 l_R L + l_R^2, \quad (3.13)$$

während die Kombination der Gleichungen (3.10) - (3.12) auf die Gleichung

$$(v_T \cdot T_M)^2 = 2 l_Z (L + R_R) + l_Z^2 \quad (3.14)$$

führt. Die linken Seiten der Gleichungen (3.13) und (3.14) weisen den identischen Term $(v_T \cdot T_M)^2$ auf, so dass beide gleichgesetzt werden können und eine Auflösung nach der Basislänge L möglich wird:

$$\begin{aligned} 2 l_R L + l_R^2 &= 2 l_Z (L + R_R) + l_Z^2 \\ 2 (l_R - l_Z) L &= 2 l_Z R_R + l_Z^2 - l_R^2 \\ L &= l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} + \frac{l_Z^2 - l_R^2}{2 (l_R - l_Z)}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Wird ein Vorzeichenwechsel für den zweiten Ausdruck der rechten Seite vorgenommen und die dritte binomische Formel angewandt, kürzt sich der Term $(l_R - l_Z)$ heraus und man erhält abschließend die Gleichung

$$L = l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2}. \quad (3.16)$$

Damit ist die Entfernung L aus den bekannten Größen l_R, l_Z und R_R eindeutig bestimmt worden. Basierend auf diesem Ergebnis kann nun die Entfernung R_T durch Einsetzen von Gleichung (3.16) in (3.11) wie folgt hergeleitet werden:

$$\begin{aligned}
 R_T &= l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2} + R_R \\
 &= l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2} + (l_R - l_Z) \frac{R_R}{l_R - l_Z} \\
 &= l_R \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2}
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Ebenso lässt sich ein neuer Ausdruck für die Geschwindigkeit des Senders v_T finden. Ausgehend von den Gleichungen (3.9) und (3.16) können die nachstehenden Berechnungsschritte entwickelt werden:

$$\begin{aligned}
 (v_T \cdot T_M)^2 &= 2 l_R \left(l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2} \right) + l_R^2 \\
 v_T &= \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R \left(l_Z \frac{2 R_R}{l_R - l_Z} - (l_R + l_Z) \right) + l_R^2} \\
 &= \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R l_Z \left(\frac{2 R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{l_Z} + \frac{l_R^2}{l_R l_Z} \right)} \\
 &= \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R l_Z \left(\frac{2 R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z - l_R}{l_Z} \right)} \\
 &= \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R l_Z \left(\frac{2 R_R}{l_R - l_Z} - 1 \right)}.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Damit sind für alle Größen der bistatischen Geometrie Ausdrücke in Abhängigkeit von l_R, l_Z, R_R und T_M entstanden. Zusammengefasst aus den Gleichungen (3.7), (3.16), (3.17) und (3.18) generiert sich der vollständige Formelsatz zu

$$R_R = \frac{c t_0}{2} \tag{3.19}$$

$$L = l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2} \tag{3.20}$$

$$R_T = l_R \frac{R_R}{l_R - l_Z} - \frac{l_R + l_Z}{2} = L + R_R \tag{3.21}$$

$$v_T = \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R l_Z \left(\frac{2 R_R}{l_R - l_Z} - 1 \right)} = \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R (2 L + l_R)} \tag{3.22}$$

$$\beta = 0^\circ. \tag{3.23}$$

Ergänzend sind für die Größen R_T und v_T alternative Ausdrücke angegeben, wenn die Größe L bereits vorliegt. Abschließend betrachtet kann aus der Kenntnis der Entfernungsänderungen an Empfänger- und Zielort, der Signallaufzeit zwischen Empfänger und Ziel

sowie der Beleuchtungsdauer eine Abschätzung aller Parameter der quasi-monostatischen Beleuchtungsgeometrie durchgeführt werden. Wie weiter in dem hergeleiteten Formelsatz zu erkennen ist, bedingen sich die Größen L , R_T und v_T gegenseitig. Bestehen daher Vorkenntnisse über den Wertebereich eines Parameters, gelingt damit eine Einschränkung der Wertebereiche aller anderen abhängigen Parameter. Ist zum Beispiel bekannt, dass die Geschwindigkeit des Senders v_T den kritischen Wert einer Mindestfluggeschwindigkeit nicht unterschreiten kann, folgt daraus eine Einschränkung der Wertebereiche der abhängigen Parameter L und R_T . Durch diese Vorgehensweise können auf einfachem Wege zusätzliche Informationen für die Parameterbestimmung eingebunden werden.

3.3 Parameterbestimmung in bistatischer SAR-Geometrie

In einer bistatischen Geometrie kann der Sender gegenüber dem einfachen Fall der quasi-monostatischen Beleuchtung auch andere lineare Flugbahnen einnehmen. Dies wirkt sich unmittelbar auf die gemessenen Zeitgrößen und Entfernungen aus, so dass ein neuer Formelsatz generiert werden muss. An die Stelle der Messzeit T_M tritt nun die Zeitdifferenz $T_D = T_1 - T_0$ zwischen den Dopplernulldurchgängen an Empfänger und Ziel. Desweiteren sind folgende Größen von Belang:

1. die Laufzeitänderung t_{dR} von eintreffenden Signalen am Ort des Empfängers, die im Zeitraum T_D zwischen den Dopplernulldurchgängen an Empfänger und Ziel auftritt,
2. die Laufzeitänderung t_{dZ} von Reflexionen des Zieles, die sich im Zeitraum T_D zwischen den Dopplernulldurchgängen an Empfänger und Ziel einstellt,
3. die Laufzeitdifferenz t_{RZ} der Signale zwischen der Ankunft des Direktsignals am Empfänger und dem Eintreffen der Reflexion vom Ziel bezogen auf den Zeitpunkt T_1 , wenn der Dopplernulldurchgang den Zielort erreicht.

Alle drei Laufzeiten t_{dR} , t_{dZ} und t_{RZ} lassen sich aus bistatischen Messdaten entnehmen und können als bekannt vorausgesetzt werden. Durch Multiplikation mit der Lichtgeschwindigkeit c gelingt eine Überführung dieser Zeitgrößen in Streckenabschnitte:

$$d_R = c \cdot t_{dR} \quad (3.24)$$

$$d_Z = c \cdot t_{dZ} \quad (3.25)$$

$$S = c \cdot t_{RZ} \quad (3.26)$$

In Abb. 3.3 ist die zweidimensionale Situation der bistatischen Geometrie dargestellt, in der sich die relativen Entfernungen und der bistatische Winkel zwischen Sender, Ziel und Empfänger wiederfinden. Die Umwegentfernung S teilt sich in zwei Streckenanteile auf, deren Aufteilungsverhältnis nicht bekannt ist.

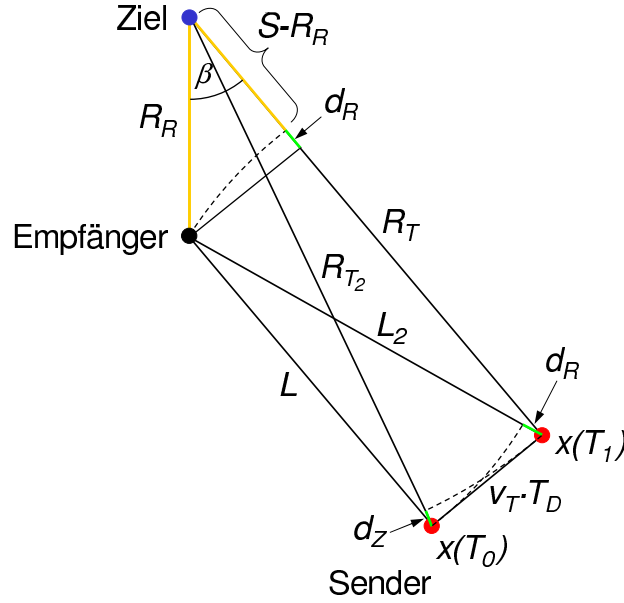


Abb. 3.3: Entfernungen in einer bistatischen SAR-Geometrie. Aus Empfängerdaten extrahierbare Größen sind mit grüner Farbe kenntlich gemacht, in orange ist die Umwegentfernung S dargestellt.

Gemäß dieser Abbildung lassen sich die nachfolgenden geometrischen Abhängigkeiten ableiten:

$$d_R = L_2 - L \quad (3.27)$$

$$d_Z = R_{T_2} - R_T \quad (3.28)$$

$$S = R_R + R_T - L_2 \quad (3.29)$$

$$L_2^2 - L^2 = R_R^2 - (R_T - L)^2 \quad (3.30)$$

$$L_2^2 - L^2 = R_{T_2}^2 - R_T^2 \quad (3.31)$$

$$v_T = \frac{1}{T_D} \sqrt{L_2^2 - L^2} \quad (3.32)$$

$$\beta = \arccos \left(\frac{R_T - L}{R_R} \right) \quad (3.33)$$

In den ersten fünf Gleichungen (3.27) - (3.31) treten die fünf unbekanntenen Größen L , L_2 , R_T , R_{T_2} und R_R auf. Somit ist ein vollständiges Gleichungssystem gegeben, mit dessen Hilfe sich alle unbekanntenen Variablen eindeutig bestimmen lassen. Neben drei linearen Gleichungen (3.27) - (3.29) sind zwei quadratische Gleichungen (3.30) - (3.31) zu berücksichtigen. Aus Gleichung (3.30) folgt nach Auflösung der Klammer und Addition von L^2 der Ausdruck

$$L_2^2 = R_R^2 + 2LR_T - R_T^2. \quad (3.34)$$

Gemäß (3.29) ist

$$R_R = L_2 + S - R_T. \quad (3.35)$$

Nach Einsetzen dieses Ausdrucks in (3.34) ergibt sich

$$\begin{aligned}
L_2^2 &= (L_2 + S - R_T)^2 + 2LR_T - R_T^2 \\
&= (L_2 + S)^2 - 2(L_2 + S)R_T + 2LR_T \\
&= L_2^2 + 2L_2S + S^2 - 2(L_2 + S)R_T + 2LR_T
\end{aligned} \tag{3.36}$$

Die quadratische Variable L_2^2 steht nun auf beiden Seiten der Gleichung und kann daher eliminiert werden. Weitere Umformungen führen auf:

$$\begin{aligned}
0 &= 2L_2S + S^2 - 2(L_2 + S)R_T + 2LR_T \\
&= S^2 + 2L_2(S - R_T) - 2R_TS + 2LR_T
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Wird an dieser Stelle L_2 gemäß Gleichung (3.27) eingesetzt, so entstehen die folgenden Ausdrücke:

$$\begin{aligned}
0 &= S^2 + 2(L + d_R)(S - R_T) - 2R_TS + 2LR_T \\
&= S^2 + 2d_R(S - R_T) + 2LS - 2R_TS \\
&= S^2 + 2d_RS + 2LS - 2R_T(d_R + S) \\
-2LS + 2R_T(d_r + S) &= S^2 + 2d_RS
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Schließlich erhält man eine rein lineare Gleichung zwischen den gesuchten Größen L und R_T , obwohl in Gleichung (3.34) mit einem quadratischen Zusammenhang begonnen wurde.

Auf einem zweiten Rechenweg können die Parameter L_2 und R_{T_2} in Gleichung (3.31) durch die Definitionen (3.27) und (3.28) ersetzt werden. Somit folgt

$$\begin{aligned}
(d_R + L)^2 - L^2 &= (d_Z + R_T)^2 - R_T^2 \\
d_R^2 + 2d_RL &= d_Z^2 + 2d_ZR_T \\
-2d_RL + 2d_ZR_T &= d_R^2 - d_Z^2
\end{aligned} \tag{3.39}$$

und man erhält neben (3.38) eine zweite lineare Gleichung zwischen L und R_T . Zusammen ergibt sich für beide Größen das lineare 2x2-Gleichungssystem

$$A \begin{pmatrix} L \\ R_T \end{pmatrix} = b \tag{3.40}$$

mit der 2x2-Matrix

$$A = \begin{pmatrix} -2S & 2(d_R + S) \\ -2d_R & 2d_Z \end{pmatrix} \tag{3.41}$$

und der rechten Seite

$$b = \begin{pmatrix} S^2 + 2d_RS \\ d_R^2 - d_Z^2 \end{pmatrix}. \tag{3.42}$$

Die zugehörige Systemdeterminante lautet:

$$\det A = 4 d_R(d_R + S) - 4 d_Z S. \quad (3.43)$$

Wegen $d_R > d_Z$ und $d_R, d_Z, S > 0$ sind sowohl die Matrix A als auch b positiv und das Gleichungssystem hat wegen der erfüllten Bedingung $\det A \neq 0$ eine eindeutig bestimmte Lösung. In allgemeiner Form lautet diese

$$\begin{pmatrix} L \\ R_T \end{pmatrix} = \frac{1}{\det A} A^{-1} \cdot b \quad (3.44)$$

und nach Einsetzen von (3.41) - (3.43)

$$\begin{pmatrix} L \\ R_T \end{pmatrix} = \frac{1}{4 d_R(d_R + S) - 4 d_Z S} \begin{pmatrix} 2 d_Z & -2(d_R + S) \\ 2 d_R & -2 S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S^2 + 2 d_R S \\ d_R^2 - d_Z^2 \end{pmatrix}. \quad (3.45)$$

Die ausgeschriebene Lösung für die Basislänge L ergibt

$$L = \frac{2 d_Z S^2 + 4 d_R d_Z S - 2(d_R^2 - d_Z^2)(d_R + S)}{4 d_R(d_R + S) - 4 d_Z S}. \quad (3.46)$$

Nach Kürzen und Umsortieren des Ausdrucks ergibt sich abschließend die Formel

$$L = \frac{d_Z S^2 + 2 d_R d_Z S - (d_R^2 - d_Z^2)(d_R + S)}{2 S(d_R - d_Z) + 2 d_R^2}. \quad (3.47)$$

Für R_T lautet die vollständige Lösung

$$R_T = \frac{2 d_R S^2 + 4 d_R^2 S - 2(d_R^2 - d_Z^2)S}{4 d_R(d_R + S) - 4 d_Z S} \quad (3.48)$$

und nach wenigen Umformungen endgültig

$$R_T = \frac{d_R S^2 + (d_R^2 + d_Z^2)S}{2(d_R - d_Z)S + 2 d_R^2}. \quad (3.49)$$

Nun ist es möglich, den vollständigen Formelsatz zur Bestimmung von Parametern in einer zweidimensionalen bistatischen Geometrie anzugeben. Die Basislänge L ist bereits durch Gleichung (3.47) und die Länge R_T durch Gleichung (3.49) bekannt. Die Kombination der Gleichungen (3.27) und (3.29) ergibt die Lösung für die Empfänger-Ziel-Entfernung R_R . Die Auflösung nach der Geschwindigkeit des Senders v_T mit Hilfe der Gleichungen (3.27) und (3.32) führt auf die vierte Gleichung. Zuletzt kann der bistatische Winkel β direkt aus Gleichung (3.33) entnommen werden.

$$L = \frac{d_Z S^2 + 2 d_R d_Z S - (d_R^2 - d_Z^2)(d_R + S)}{2(d_R - d_Z)S + 2d_R^2} \quad (3.50)$$

$$R_T = \frac{d_R S^2 + (d_R^2 + d_Z^2)S}{2(d_R - d_Z)S + 2d_R^2} \quad (3.51)$$

$$R_R = d_R + L + S - R_T \quad (3.52)$$

$$v_T = \frac{1}{T_D} \sqrt{d_R(2L + d_R)} \quad (3.53)$$

$$\beta = \arccos\left(\frac{R_T - L}{R_R}\right) \quad (3.54)$$

Zugunsten der Übersichtlichkeit wurden neben den bekannten Eingangsgrößen d_R, d_Z, S und T_D die erst im Formelsatz berechneten Entfernungen L, R_R und R_T sukzessive integriert. Selbstverständlich lassen sich alle Parameter auch originär aus den bekannten Werten beschreiben und berechnen.

Die exakte Bestimmung der Zeitdifferenz T_D zwischen den Dopplernulldurchgängen an Empfänger und Ziel mit den zugehörigen Ankunftszeiten des Signals kann sich schwierig gestalten, wenn nur kleine bis moderate bistatische Winkel die Geometrie vorgeben. Dabei entstehen, bezogen auf den Betrachtungszeitraum T_D , meist nur geringe Entfernungsänderungen. Dadurch ist eine hohe Wahrscheinlichkeit gegeben, dass die extrahierten Daten für die weiteren Rechnungen nicht die benötigte Genauigkeit besitzen. Zusätzlichen Einfluss kann eine geringere zeitliche Abtastung des Signals ausüben, so dass die Auflösung in Entfernungsrichtung reduziert wird. Aus den genannten Gründen ist anzuraten, statt der direkten Entnahme der Werte an den Dopplernulldurchgängen für jeden interessierenden Entfernungsbereich die maximale Entfernungsänderung zu bestimmen und anschließend rechnerisch auf die Dopplernulldurchgänge zurückzurechnen. Da nach Gleichung (3.4) die Zielentfernungsänderung $R - R_0$ eine quadratische Abhängigkeit zur Beobachtungszeit T_M hat, kann diese durch Polynomfunktionen zweiten Grades approximiert werden. Eine alternative Möglichkeit wird noch in 3.4.3 vorgestellt.

3.4 Anwendungsgrenzen und Erweiterungen

3.4.1 Auswirkungen einer fehlerbehafteten Zielentfernungsänderung

Die eingehenden Entfernungsänderungen sind in den entwickelten Formelsätzen zur Parameterbestimmung diejenigen Größen, die den stärksten Einfluss auf die Genauigkeit der Zielwerte ausüben. Die Entfernungsänderung am Empfänger l_R lässt sich in der Regel mit kleinen Abweichungen bestimmen, da die zur Bestimmung benötigten Signalanstiegsflanken des Direktsignals durch ein ausreichendes Signal-Rausch-Verhältnis nur gering variieren. Im Vergleich dazu ist die Bestimmung der Entfernungsänderung am Ziel von der Rückstreuung

eines oder mehrerer Zielobjekte in der betrachteten Entfernungszelle abhängig, die während der Beleuchtung unregelmäßig fluktuieren können. Dies erschwert die korrekte Detektion der Signalanstiegsflanken am Ziel.

Es ist daher zu untersuchen, wie stark sich eine fehlerhafte Angabe der Entfernungsänderung l_Z auf die Bestimmung der Parameter L , R_T und v_T auswirkt. Grundlage sollen im untersuchten Fall die Formeln (3.20) - (3.22) der quasi-monostatischen Geometrie bilden. Da l_Z nicht als alleiniger Faktor in den Formeln vorkommt, müssen für die nachfolgenden Betrachtungen einzelne Vereinfachungen und Annahmen einfließen.

In den Formeln (3.20) und (3.21) werden jeweils die beiden letzten Terme außer Acht gelassen, da sie sich nur gering auf die Größen L und R_T auswirken. Dadurch entstehen die modifizierten Formeln

$$L \approx l_Z \frac{R_R}{l_R - l_Z} \quad (3.55)$$

$$R_T \approx l_R \frac{R_R}{l_R - l_Z}. \quad (3.56)$$

$$v_T = \frac{1}{T_M} \sqrt{l_R l_Z \left(\frac{2 R_R}{l_R - l_Z} - 1 \right)} \quad (3.57)$$

Wird der Quotient aus den Gleichungen (3.55) und (3.56) gebildet, so ergibt sich der Zusammenhang

$$\frac{l_Z}{l_R} \approx \frac{L}{R_T}. \quad (3.58)$$

Die Entfernungsänderungen an Ziel und Empfänger verhalten sich demnach für den quasi-monostatischen Fall näherungsweise umgekehrt proportional zu ihren jeweiligen Entfernungen zum Sender. Wird nun die Variable $l_R = 1$ gesetzt, kann die interessierende Größe l_Z allein aus dem Verhältnis der Entfernungen L und R_T bestimmt werden, wodurch

$$l_Z = \frac{L}{R_T} \quad (3.59)$$

folgt. Wird für die fehlerbehaftete Größe $l_Z(\psi) = l_Z + \psi$ angenommen und in die Gleichungen (3.55) - (3.57) eingesetzt, ergibt sich der folgende Formelsatz:

$$L(\psi) = l_Z(\psi) \frac{R_R}{1 - l_Z(\psi)} \quad (3.60)$$

$$R_T(\psi) = \frac{R_R}{1 - l_Z(\psi)} \quad (3.61)$$

$$v_T(\psi) = \frac{1}{T_M} \sqrt{l_Z(\psi) \left(\frac{2 R_R}{1 - l_Z(\psi)} - 1 \right)} \quad (3.62)$$

Um die Variation der Parameter darzustellen, werden die Quotienten $\frac{L(\psi)}{L}$, $\frac{R_T(\psi)}{R_T}$ und $\frac{v_T(\psi)}{v_T}$

gebildet. Geringe Umformungen führen auf die Gleichungen:

$$\frac{L(\psi)}{L} = \frac{l_Z(\psi)}{l_Z} \cdot \frac{1 - l_Z}{1 - l_Z(\psi)} \quad (3.63)$$

$$\frac{R_T(\psi)}{R_T} = \frac{1 - l_Z}{1 - l_Z(\psi)} \quad (3.64)$$

$$\begin{aligned} \frac{v_T(\psi)}{v_T} &= \sqrt{\frac{l_Z(\psi) \cdot \left(\frac{2R_R}{1-l_Z(\psi)} - 1\right)}{l_Z \cdot \left(\frac{2R_R}{1-l_Z} - 1\right)}} \\ &= \sqrt{\frac{l_Z(\psi)}{l_Z} \cdot \frac{1 - l_Z}{1 - l_Z(\psi)} \cdot \frac{2R_R - 1 + l_Z(\psi)}{2R_R - 1 + l_Z}} \end{aligned} \quad (3.65)$$

$$\approx \sqrt{\frac{l_Z(\psi)}{l_Z} \cdot \frac{1 - l_Z}{1 - l_Z(\psi)}} \quad (3.66)$$

In Gleichung (3.65) kann der zweite Wurzelterm vernachlässigt werden, da er wegen $R_R \gg \psi$ nur geringe Auswirkungen auf das Ergebnis hat. Nun können bei jeweils vorgegebener Entfernungsänderung am Ziel l_Z die Auswirkungen auf die Genauigkeit der Parameterbestimmung bei größer werdender Abweichung ψ grafisch dargestellt werden. Als Definitionsbereiche sollen

$$l_Z \in (0.5, 0.75, 0.9, 0.95) \text{ und } \psi \in \left\{ -\frac{1}{2}(1 - l_Z), \frac{1}{2}(1 - l_Z) \right\}$$

gelten. Damit werden gemäß Gleichung (3.59) geometrische Fälle abgebildet, in denen der Sender doppelt, vierfach, zehnfach und zwanzigfach mal so weit vom Ziel entfernt ist als der Empfänger. Bei der Variation von $l_Z(\psi)$ wird davon ausgegangen, dass der Fehler maximal bei 50 % der Differenz aus l_R und l_Z liegt. Der Anzeigebereich der logarithmischen Skalierung der y-Achse ist so gewählt worden, dass er einen Bereich vom halben bis doppelten des Wertes von l_Z abdeckt.

Aus den in den Abb. 3.4 dargestellten Berechnungen lässt sich schließen, dass in allen vier Konfigurationen eine Unterschätzung von l_Z durch $\psi < 0$ gegenüber einer Überschätzung durch $\psi > 0$ zu geringeren Fehlern in der Bestimmung der geometrischen Parameter L , R_T und v_T führt. Das Risiko einer fehlerbehafteten Bestimmung der Basislänge L und der Sendergeschwindigkeit v_T wird mit zunehmender Zielentfernungsänderung l_Z geringer, während die Fehlerwerte für die Strecke R_T bei einer sich ändernden bistatischen Konstellation kaum variieren. Entscheidenden Einfluss übt dabei der Faktor $\frac{l_Z(\psi)}{l_Z}$ in den Gleichungen (3.63) und (3.65) aus, der in Gleichung (3.64) nicht auftritt.

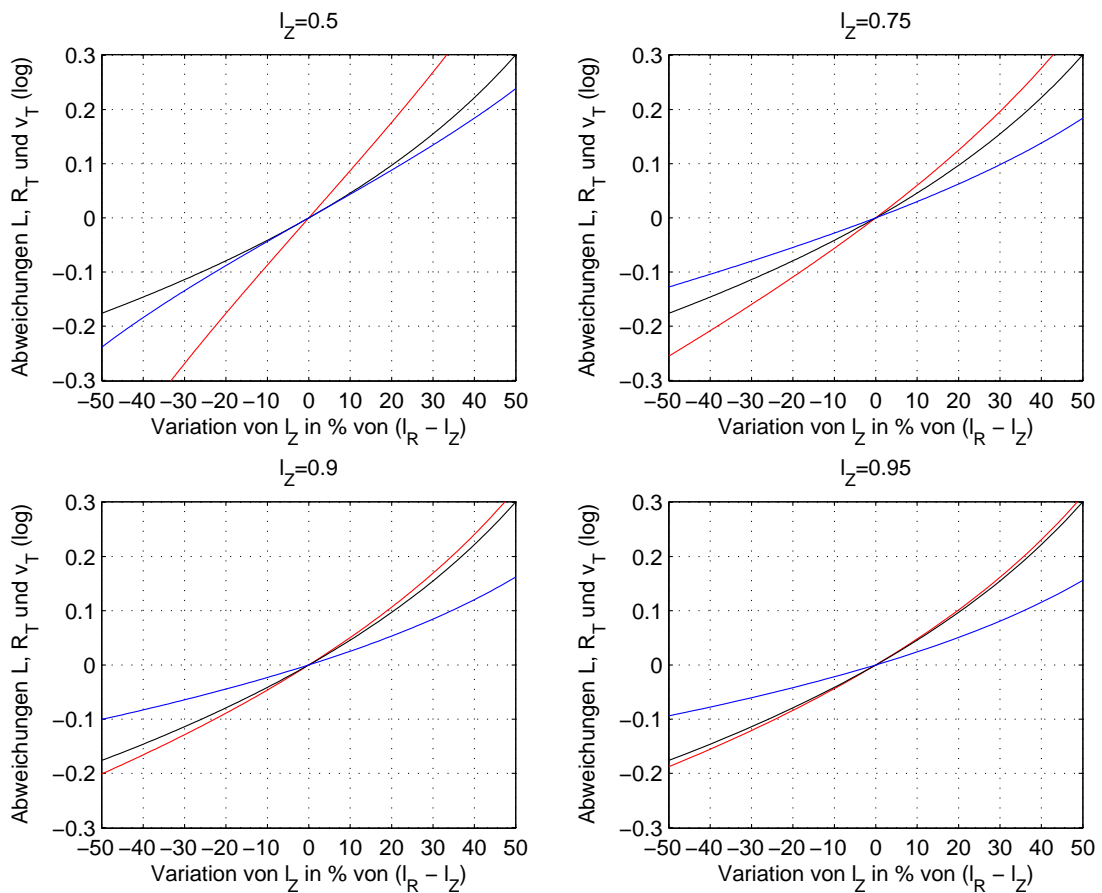


Abb. 3.4: Auswirkung der fehlerbehafteten Größe l_Z auf die geometrischen Parameter L (rot), R_T (schwarz) und v_T (blau)

3.4.2 Einfluss von Elevationswinkeln

Beide Herleitungen für die Parameterbestimmung basieren auf der Annahme, dass sich Sender, Empfänger und Zielgebiet in einer Ebene befinden. Änderungen in den Laufzeiten der Signale beruhen daher in diesen Modellen ausschließlich auf Veränderungen, die in der azimutalen Dimension stattfinden. Unterscheiden sich aus Sicht des Zielpunktes der Sender- und der Empfängerort in Elevation, hat dies Auswirkungen auf die Genauigkeit der Werte aus der Parameterbestimmung. Hierzu sei der Fall der quasi-monostatischen Beleuchtung betrachtet, bei der die Dopplernulldurchgänge Empfänger und Ziel zeitgleich erreichen, jedoch sich Sender und Empfänger in Elevation unterscheiden (Abb. 3.5).

Dabei wird die für den ebenen Fall geltende Bedingung ($R_T = R_R + L$) verletzt und es treten unterschiedliche Höhenwinkel $\varepsilon_T, \varepsilon_R$ und δ_R in der Geometrie auf. Die Bezugsebene für die Parameterbestimmung ist durch den kleineren Elevationswinkel ε_R vorgegeben, die entlang der Sichtlinie zwischen Empfänger und Ziel liegt. Die Ergebnisse der Parameterbestimmung bezüglich eines festgelegten Ziels werden sich demnach stets auf diese Referenzebene beziehen.

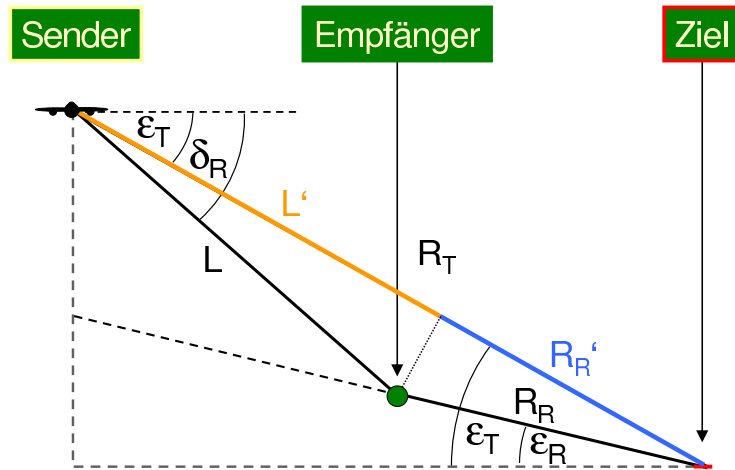


Abb. 3.5: Quasi-monostatische Geometrie in seitlicher Ansicht mit elevatorischem Unterschied zwischen Sender und Empfänger.

Liegen die Positionen von Sender und Empfänger in Elevation auseinander, lässt sich als erste Konsequenz die Entfernung R_R gemäß Gleichung (3.19) nicht mehr korrekt über die Zweiweglaufzeit der Signale eruieren. Grund dafür ist die Messauslösung am Empfänger nach der festen Entfernung L . Gleichzeitig ist das Signal bereits entlang des Pfades von R_T so weit gewandert, dass die verbleibende Strecke zum Ziel kürzer als die Entfernung R_R ist. Es gilt daher die Ungleichung $R_T - L < R_R$, die rechnerisch durch die folgende Überlegung konkretisiert werden kann. Nach Abb. 3.5 lässt sich die Entfernung R_T durch

$$R_T = L' + R_R' \quad (3.67)$$

$$= L \cdot \cos(\varepsilon_T - \delta_R) + R_R \cdot \cos(\varepsilon_T - \varepsilon_R) \quad (3.68)$$

angeben. Die entstehende Wegdifferenz e aus einer Direktbeleuchtung des Ziels über R_T und der Beleuchtung über den Empfänger $L + R_R$ ergibt

$$e = L + R_R - R_T \quad (3.69)$$

$$= L + R_R - (L \cdot \cos(\varepsilon_T - \delta_R) + R_R \cdot \cos(\varepsilon_T - \varepsilon_R)) \quad (3.70)$$

$$= L \cdot (1 - \cos(\varepsilon_T - \delta_R)) + R_R \cdot (1 - \cos(\varepsilon_T - \varepsilon_R)) \geq 0 \quad (3.71)$$

Für den ebenen Fall ist die Wegdifferenz genau Null, während mit zunehmenden Winkeldifferenzen $(\varepsilon_T - \varepsilon_R)$ und $(\varepsilon_T - \delta_R)$ eine Verkürzung der Signallaufzeit zwischen der Messauslösung am Empfänger nach der Strecke L und dem Empfang des Zielechos entsteht. Dadurch wird bei Anwendung von Gleichung (3.19) eine zunehmende Unterschätzung der Entfernung R_R auftreten, wenn die ebenen Randbedingungen verletzt werden. Da die Empfänger-Ziel-Entfernung R_R eine proportionale Eingangsgröße für den quasi-monostatischen Formelsatz (3.20) - (3.22) ist, werden die resultierenden Werte der Parameterbestimmung durchgängig kleiner ausfallen, als sie aufgrund der geometrischen Situation vorliegen.

3.4.3 Bestimmung von Entfernungsänderungen durch Dopplerfrequenzen

Wesentliche Eingangsvariablen für die Parameterbestimmung sind die Entfernungsänderungen an Empfänger und Ziel. Deren ungenaue Determinierung kann erhebliche Auswirkungen auf die Güte der Werte der Parameterbestimmung haben. Eine besondere Fehlerquelle liegt hierbei in der Bestimmung der Zielentfernungsänderung l_Z bzw. d_Z , da Amplitudenfluktuationen des Zieles bedingt durch unterschiedliche Beleuchtungswinkel während der synthetischen Apertur zeitliche Unschärfen hervorrufen können, die eine genaue Detektion dieser Größe erschweren.

Ein Ansatz, der diese Schwierigkeit umgeht, liegt in der Nutzung von Dopplerfrequenzen. Diese können aus den Dopplerfrequenzspektren, die dem direkt empfangenen Signal und dem Zielbereichs entnommen sind, gewonnen werden. Die nachfolgende Herleitung bezieht beide Geometrien (quasi-monostatisch und bistatisch) mit ein und berücksichtigt das jeweilige Formelgerüst aus den Abschnitten 3.2 und 3.3.

Die bistatische Dopplergleichung für einen beleuchteten Zielpunkt mit einem stationärem Empfänger ($v_R = 0$) und einem bewegten Sender lautet gemäß Gleichung (2.46)⁴

$$\Delta f_Z = \frac{v_T}{\lambda} \rho_T. \quad (3.72)$$

Der aufgespannte Beleuchtungswinkel ρ_T ist, bei Betrachtung kleiner Winkel, nach Gleichung (2.38) über den Ausdruck

$$\rho_T = \frac{v_T T}{R_T} \cos \frac{\beta}{2} \quad (3.73)$$

definiert. Ab dieser Gleichung ist eine Fallunterscheidung zwischen beiden geometrischen Konfigurationen durchzuführen. Gemäß der quasi-monostatischen Geometrie herrscht ein bistatischer Winkel von $\beta = 0^\circ$ vor und die Beleuchtungszeit wird über die Größe T_M angegeben. Für den bistatischen Fall kann der Term $\cos \frac{\beta}{2}$ beibehalten werden und die Zeit T ist durch die Beleuchtungszeit T_D zwischen den Dopplernulldurchgängen an Empfänger und Ziel zu ersetzen.

Nach Einsetzen von (3.73) in (3.72) und der Berücksichtigung der genannten Vorgaben, ergeben sich für die Dopplerfrequenz Δf_Z am Ziel die Gleichungen

$$\Delta f_{Z,M} = \frac{v_T^2 T_M}{\lambda R_T} \quad (3.74)$$

$$\Delta f_{Z,D} = \frac{v_T^2 T_D}{\lambda R_T} \cos \frac{\beta}{2}. \quad (3.75)$$

Nun sind diese Ausdrücke so weiterzuentwickeln, dass die Entfernungsänderungen l_Z und d_Z bestimmt werden können. Nach Multiplikation beider Gleichungen mit der jeweiligen

⁴Auf den Index i für Isorange wird in den folgenden Formeln zur Wahrung der Übersichtlichkeit verzichtet.

Beobachtungszeit entstehen die Gleichungen

$$\Delta f_{Z,M} T_M = \frac{(v_T T_M)^2}{\lambda R_T} \quad (3.76)$$

$$\Delta f_{Z,D} T_D = \frac{(v_T T_D)^2}{\lambda R_T} \cos \frac{\beta}{2}. \quad (3.77)$$

Unter Rückgriff auf die Abschnitte 3.2 und 3.3 führt die Kombination der Gleichungen (3.11) und (3.14) aus der quasi-monostatischen und der Gleichungen (3.28), (3.31) und (3.32) aus der bistatischen Geometrie auf die Ausdrücke

$$(v_T T_M)^2 = 2 l_Z R_T + l_Z^2 \quad (3.78)$$

$$(v_T T_D)^2 = 2 d_Z R_T + d_Z^2. \quad (3.79)$$

Das anschließende Einsetzen in die Gleichungen (3.76) und (3.77) ergibt

$$\Delta f_{Z,M} T_M = \frac{2 l_Z R_T + l_Z^2}{\lambda R_T} \quad (3.80)$$

$$\Delta f_{Z,D} T_D = \frac{2 d_Z R_T + d_Z^2}{\lambda R_T} \cos \frac{\beta}{2}. \quad (3.81)$$

Werden die Gleichung auf beiden Seiten mit der Wellenlänge λ multipliziert, vereinfachen sich diese zu

$$\Delta f_{Z,M} T_M \lambda = \left(2 l_Z + \frac{l_Z^2}{R_T} \right) \quad (3.82)$$

$$\Delta f_{Z,D} T_D \lambda = \left(2 d_Z + \frac{d_Z^2}{R_T} \right) \cos \frac{\beta}{2}. \quad (3.83)$$

Wegen $l_Z^2, d_Z^2 \ll R_T$ kann jeweils der zweite Term in der Klammer auf der rechten Seite vernachlässigt werden, ohne dass dadurch eine signifikante Verfälschung der Ergebnisse eintritt. Nach dem Auflösen nach den Entfernungsänderungen entstehen schließlich die Terme

$$l_Z = \frac{\Delta f_{Z,M} T_M \lambda}{2} \quad (3.84)$$

$$d_Z = \frac{\Delta f_{Z,D} T_D \lambda}{2 \cos \frac{\beta}{2}}. \quad (3.85)$$

In analoger Weise können die Entfernungsänderungen l_R und d_R am Empfängerort bestimmt werden. Hierbei ist zu beachten, dass in beiden Geometrien das auf dem direkten Wege empfangene Signal keine Verzerrung durch einen bistatischen Winkel β erfährt, sondern lediglich eine Berücksichtigung der Beleuchtungszeiten erfolgen muss. Ausgehend von den Gleichungen

$$\Delta f_{R,M} = \frac{v_T^2 T_M}{\lambda R_T} \quad (3.86)$$

$$\Delta f_{R,D} = \frac{v_T^2 T_D}{\lambda R_T} \quad (3.87)$$

können unter Verwendung der aus Gleichung (3.13) bzw. der Gleichungen (3.27) und (3.32) entstehenden Ausdrücke

$$(v_T T_M)^2 = 2 l_R L + l_R^2 \quad (3.88)$$

$$(v_T T_D)^2 = 2 d_R L + d_R^2 \quad (3.89)$$

die nachfolgenden Gleichungen gebildet werden:

$$\Delta f_{R,M} T_M = \frac{2 l_R R_T + l_R^2}{\lambda L} \quad (3.90)$$

$$\Delta f_{R,D} T_D = \frac{2 d_R R_T + d_R^2}{\lambda L}. \quad (3.91)$$

Weitere Umformungen wie im vorangegangenen Herleitungsweg für die Zielentfernungsänderungen führen abschließend auf das Gleichungspaar

$$l_R = \frac{\Delta f_{R,M} T_M \lambda}{2} \quad (3.92)$$

$$d_R = \frac{\Delta f_{R,D} T_D \lambda}{2}. \quad (3.93)$$

Nun können die hergeleiteten Ausdrücke für die quasi-monostatische und die bistatische Geometrie zusammengestellt werden. In der quasi-monostatischen Geometrie gelten nach (3.92) und (3.84) die Gleichungen

$$l_R = \frac{\Delta f_{R,M} T_M \lambda}{2} \quad (3.94)$$

$$l_Z = \frac{\Delta f_{Z,M} T_M \lambda}{2}. \quad (3.95)$$

Die Dopplerfrequenzen $\Delta f_{R,M}$ und $\Delta f_{Z,M}$, die Beleuchtungszeit T_M und die Wellenlänge λ des ausgesendeten Signals sind bereits als bekannt vorauszusetzen. Eine eindeutige Bestimmung der Entfernungsänderungen l_R und l_Z wird daher für diesen geometrischen Fall möglich.

In der bistatischen Geometrie finden dagegen die Gleichungen

$$d_R = \frac{\Delta f_{R,D} T_D \lambda}{2} \quad (3.96)$$

$$d_Z = \frac{\Delta f_{Z,D} T_D \lambda}{2 \cos \frac{\beta}{2}} \quad (3.97)$$

Anwendung. Hierbei tritt bei der Beschreibung der Zielentfernungsänderung d_Z gegenüber l_Z in Gleichung (3.95) zusätzlich der vom bistatischen Winkel abhängige Term $\cos \frac{\beta}{2}$ im Nenner auf. Problematisch ist dieser Sachverhalt insofern, da die Bestimmung des bistatischen Winkels Ziel und nicht Ausgangspunkt der Berechnungen der Parameterbestimmung ist.

Dadurch gewinnt die Abgrenzung beider Bestimmungsverfahren an Bedeutung, verbunden mit der Frage, bis zu welcher Toleranzgrenze die Formeln der quasi-monostatischen Geometrie auf eine bistatische Beleuchtungskonfiguration angewandt werden können. Als Entscheidungskriterium kann hierbei der Term $(\cos \frac{\beta}{2})^{-1}$ dienen, der für diskrete Fehlerwerte δ den zugehörigen bistatischen Winkel liefern kann. Dafür muss folgende Gleichung erfüllt sein

$$\frac{1}{\cos \frac{\beta}{2}} = 1 + \delta, \quad (3.98)$$

die nach Auslösung nach dem bistatischen Winkel auf die Gleichung

$$\beta = 2 \arccos \left(\frac{1}{1 + \delta} \right) \quad (3.99)$$

führt. Nach Einsetzen prozentualer Fehler im Bereich von 0.25 - 5 % ergeben sich die in der nachfolgenden Tabelle aufgeführten bistatischen Winkel.

Tolerierbarer Fehler δ	Bistatischer Winkel β
0.25 %	8.1 °
0.5 %	11.4 °
1 %	16.1 °
2 %	22.7 °
3 %	27.7 °
4 %	31.9 °
5 %	35.5 °

Wird nun eine Genauigkeit in der Bestimmung der Entfernungsänderung von z.B. 1 % verlangt, ließe sich gemäß dieser Tabelle der quasi-monostatische Formelsatz bis zu einem bistatischen Winkel von etwa 16 ° anwenden.

An einem realen Messdatensatz, der in quasi-monostatischer Geometrie aufgenommen wurde, wird die Parameterbestimmung zusammen mit dem vorgestellten Verfahren zur Bestimmung von Entfernungsänderungen durch Dopplerfrequenzen im folgenden Kapitel durchgeführt.

3.5 Anwendungsbeispiel zur Parameterbestimmung

Die Kapitel 3.2 und 3.3 zeigten auf, dass eine Schätzung der Parameter in einer bistatischen Geometrie allein aus aufgenommenen SAR-Daten prinzipiell möglich ist. Die Praxisnähe dieses Ansatzes soll nun an einem Datenbeispiel untersucht werden. Ausgangspunkt sollen Signaldaten sein, die von einem vorwärtsblickenden Empfängersystem in einer quasi-monostatischen Beleuchtungsgeometrie aufgezeichnet wurden. Die Daten wurden gemäß

des in Kapitel 4 beschriebenen Range-Doppler-Algorithmus soweit prozessiert bis entfernungskomprimierte Profile vorlagen. Der resultierende Datensatz ist in Abb. 3.6 zu sehen, in dem die Beleuchtungszeit während der Aufspannung der synthetischen Apertur gegen die Laufzeit in Entfernungsrichtung aufgetragen ist.

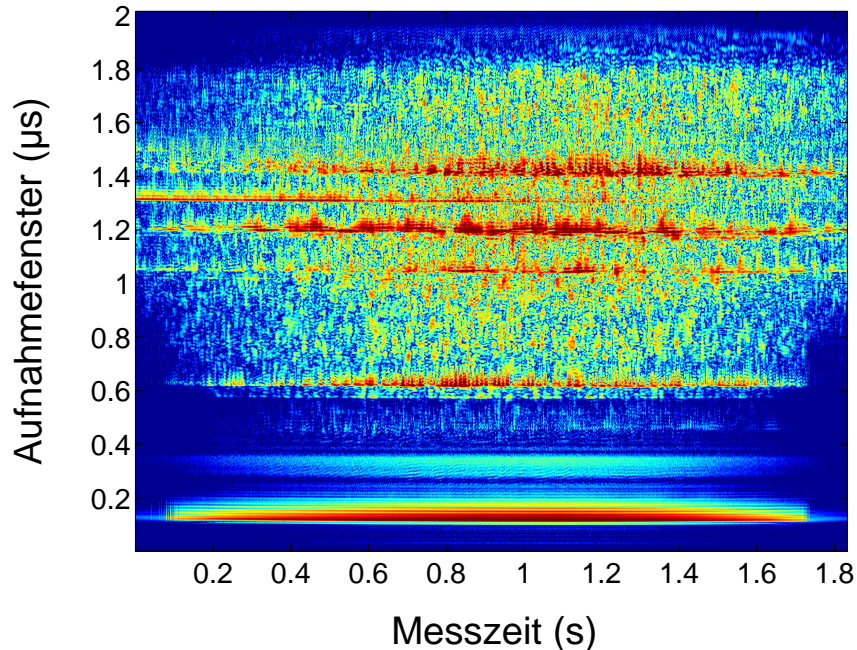


Abb. 3.6: Entfernungskomprimierter Datensatz einer quasi-monostatischen Messung in einem Dynamikbereich von 30 dB.

Aus dieser Datenmenge wurden diejenigen Entfernungszellen extrahiert, die Informationen über das direkt empfangene Signal und ein isoliertes Streuzentrum in der beleuchteten Szene enthalten. Ausgewählt wurden hierzu das direkte Signal (zu sehen bei einer konstanten Aufnahmezeit von $0.12 \mu\text{s}$) und eine starke Reflexion (zu sehen bei einer konstanten Laufzeit von $1.31 \mu\text{s}$), die im Zeitbereich von 0-1.4 s als linienhafte Strukturen in den Messdaten hervortreten.

Beiden Signalen sind Dopplerfrequenzen aufgeprägt, die in den zugehörigen Dopplerspektren in Abb. 3.7 und 3.8 als geradlinige Frequenzgänge erkennbar werden. Für die Parameterbestimmung wurde als Beobachtungszeitraum der Bereich von 0.23-1.45 s ausgewählt. Begrenzt wird dieser durch die Gleichheit der Dopplerfrequenzen in beiden Entfernungszellen nach 0.23 s Messzeit und durch die Erreichung des Punktes der nächsten Annäherung für das Direktsignal nach 1.45 s. Der Idealfall der quasi-monostatischen Geometrie wird in diesem Szenario nicht erreicht, bei dem sich der Dopplernulldurchgang im CPA zeitgleich an Empfänger und Ziel ausbildet. Begründet werden kann dies damit, dass das ausgesuchte Ziel seitlich um 12 m gegenüber der Antennensichtlinie des Empfängersystems versetzt ist. Zusammen mit einer Zielentfernung von ca. 1450 m resultiert daraus eine azimutale Ablage von ca. $\alpha = 0.5^\circ$ gegenüber dem Beleuchter. Wird die Dopplerfrequenz dieser Ablage ge-

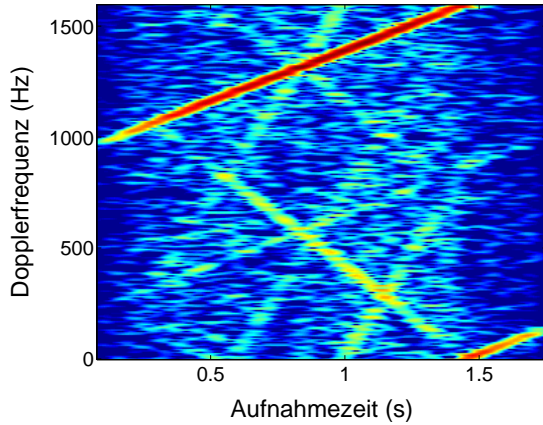


Abb. 3.7: Dopplerspektrum des direkten Signals in quasi-monostatischer Geometrie, Dynamikbereich 30 dB.

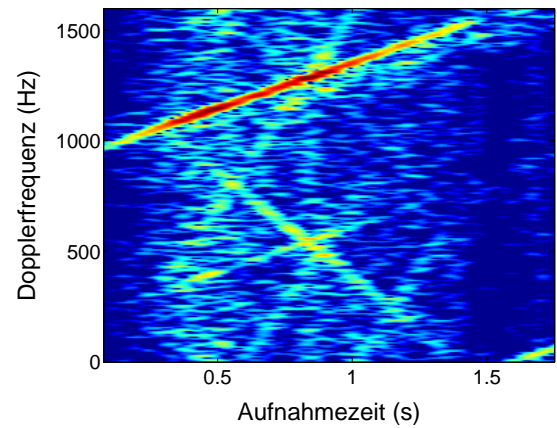


Abb. 3.8: Dopplerspektrum eines reflektierten Signals in quasi-monostatischer Geometrie, Dynamikbereich 30 dB.

mäß Gleichung (2.40) berechnet, ergibt sich mit einer angenommenen Geschwindigkeit des Senders von $v_T = 75$ m/s und der verwendeten Wellenlänge des Sendesignals $\lambda = 8.57$ mm ein über die Messzeit konstanter Dopplerversatz δf_D von

$$\delta f_D = f_{D_1} - f_{D_0} = \frac{v_T}{\lambda} \cdot (\cos(90^\circ + \alpha) - \cos(90^\circ)) = \frac{v_T}{\lambda} \cdot \sin \alpha = 76.4 \text{ Hz.} \quad (3.100)$$

Aus den Dopplerspektren in Abb. 3.7 und 3.8 lässt sich diese Ablage zum CPA-Zeitpunkt (1.45 s) extrahieren. Hierbei kann ein Versatz der Dopplerfrequenzen von 67 Hz detektiert werden, der sich von dem in Gleichung (3.100) bestimmten Wert um ca. 15 % unterscheidet. Daher ist davon auszugehen, dass dies der dominierende geometrische Effekt ist und eine quasi-monostatische Geometrie angenommen werden kann.

Aus dem entfernungskomprimierten Radardatensatz in Abb. 3.6 und den Dopplerspektren in Abb. 3.7 und 3.8 können nun die für die Parameterbestimmung benötigten Werte abgeleitet werden. Diese sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

$$\begin{aligned} T_M &= |0.23 - 1.45| \text{ s} = 1.22 \text{ s} \\ t_0 &= |0.12 - 1.31| \text{ } \mu\text{s} = 1.19 \text{ } \mu\text{s} \\ \Delta f_{R,M} &= |1063 - 1600| \text{ Hz} = 537 \text{ Hz} \\ \Delta f_{Z,M} &= |1063 - 1533| \text{ Hz} = 470 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Da die Messungen in einer quasi-monostatischen Geometrie entstanden sind, lassen sich die Dopplerfrequenzänderungen $f_{R,M}$ und $f_{Z,M}$ anhand der Formeln (3.94) und (3.95) in Entfernungen umrechnen. Daraus ergeben sich für die Entfernungsänderungen an Empfänger und Ziel mit $\lambda = 8.57$ mm die Werte

$$\begin{aligned} l_R &= \frac{\Delta f_{R,M} T_M \lambda}{2} = 2.808 \text{ m} \\ l_Z &= \frac{\Delta f_{Z,M} T_M \lambda}{2} = 2.457 \text{ m.} \end{aligned}$$

Mit diesem Rechenschritt liegen die erforderlichen Eingangsgrößen T_M, t_0, l_R und l_Z für die Parameterbestimmung vor und können in die Gleichungen (3.19) - (3.22) eingesetzt werden. Hierbei ergeben sich nachfolgend Werte für die Entfernungen R_R, L und R_T und die Geschwindigkeit des Senders v_T in der quasi-monostatischen Geometrie.

$$\begin{aligned}
 R_R &= 178.5 \text{ m} && (183.5 \text{ m}) \\
 L &= 1246.8 \text{ m} && (-) \\
 R_T &= 1425.3 \text{ m} && (\approx 1603.1 \text{ m bzw. } 1467.2 \text{ m}) \\
 v_T &= 68.6 \text{ m/s} && (\approx 75 \text{ m/s}) \\
 \beta &= 0^\circ && (0^\circ)
 \end{aligned}$$

Daneben sind in Klammern Vergleichsgrößen angegeben, die durch die Auswertung der Messgeometrie gewonnen werden konnten. Dabei wurde die Entfernung R_R zwischen Empfängersystem und Ziel durch ein Entfernungsmessgerät bestimmt, während die Parameter R_T und v_T den Fluglagedaten des Senders entnommen wurden. Für den Parameter R_T sind zwei Vergleichswerte angegeben: der erste Wert entspricht der Entfernung zwischen Sender und Ziel unter Berücksichtigung der realen Messgeometrie, in der der Sender einen Depressionswinkel von 25° und der Empfänger einen Depressionswinkel von 7° zum Ziel einnimmt (siehe dazu auch Abschnitt 5.2.2). Im zweiten Vergleichswert ist der Elevationsanteil des Senders eliminiert, indem eine Projektion von R_T in die von Empfänger und Ziel aufgespannte Bezugsebene erfolgt (siehe Abschnitt 3.4.2).

Die ermittelten Parameterwerte liegen mit einer moderaten Fehlertoleranz nahe an den im Feldeinsatz gemessenen Größen, wobei sich eine durchgängige Unterschätzung der Werte von etwa 3% bei R_R und R_T und von 10% bei v_T einstellt. Dies liegt vorrangig in der Messkonfiguration begründet, bei der Sender- und Empfängersystem unterschiedliche Positionen in Elevation eingenommen haben. Dadurch ist die Genauigkeit der Parameterbestimmung beeinträchtigt, weil für deren Anwendung eine zweidimensionale Raumausdehnung vorausgesetzt wurde.

4 Verarbeitung bistatischer SAR-Daten

Allein aus den unbearbeiteten Radarsignalen, die ein vorwärtsblickendes Empfängersystem aufgenommen hat, lässt sich noch keine zweidimensionale Abbildung des beleuchteten Zielgebiets erkennen. Dazu bedarf es einer mehrstufigen Verarbeitung der Rohdaten. Für monostatische Konfigurationen stehen zu diesem Zweck mehrere etablierte SAR-Algorithmen zur Verfügung, deren Genauigkeit und Effizienz sich nach den Randbedingungen der Aufnahmegeometrie richten [10]. Aus dieser Gruppe wurde schließlich der Range-Doppler-Algorithmus ausgewählt. Dieser bietet den Vorteil, dass die erforderliche Kompression der Daten in Entfernung und Azimut in zwei voneinander getrennten Prozessierungsschritten erfolgen kann. Ferner eignet sich dieser Algorithmus für ein Szenario, in dem schmale Antennenkeulen und im Verhältnis zur Sendefrequenz geringe Signalbandbreiten zur Anwendung kommen [27]. Diese Bedingungen war für die beabsichtigten Messungen im Rahmen dieser Arbeit erfüllt, so dass eine wesentliche Aufgabe darin bestand, den monostatischen Range-Doppler-Algorithmus für die Verarbeitung und Darstellung bistatischer SAR-Daten anzupassen.

4.1 Bistatischer Range-Doppler-Algorithmus

Der Range-Doppler-Algorithmus wurde Mitte der Siebziger Jahre des letzten Jahrhunderts entwickelt und damals erstmalig für die Auswertung von monostatischen SAR-Daten benutzt [10]. Der Algorithmus wurde konzipiert, um eine effiziente, blockweise Verarbeitung der Daten vornehmen zu können. Dies gelingt dadurch, dass in Entfernung und Azimut jeweils eindimensionale Operationen im Frequenzbereich durchgeführt werden. Rechenintensive Berechnungen im Zeitbereich lassen sich mit diesem Ansatz vermeiden. Einen Überblick über den Range-Doppler-Algorithmus liefert Abb. 4.1, in dem die einzelnen Verarbeitungsschritte ausgewiesen sind.

Ausgangspunkt sind die aufgenommenen Rohdaten eines vorwärtsblickenden Empfängersystems in bistatischer Geometrie, die in unserem Fall als digitalisierte Binärdaten vorliegen. Dazu existiert für jeden aufgezeichneten Puls ein Zeitstempel, der den Zeitpunkt des Erstempfangs (genauer: den Auslösezeitpunkt bei Überschreiten der Amplitudenschwelle) markiert¹. Im ersten Schritt erfolgt eine Ausrichtung der Entfernungsprofile,

¹Dieser wird in der englischen Literatur auch als 'time of arrival' (TOA) bezeichnet.

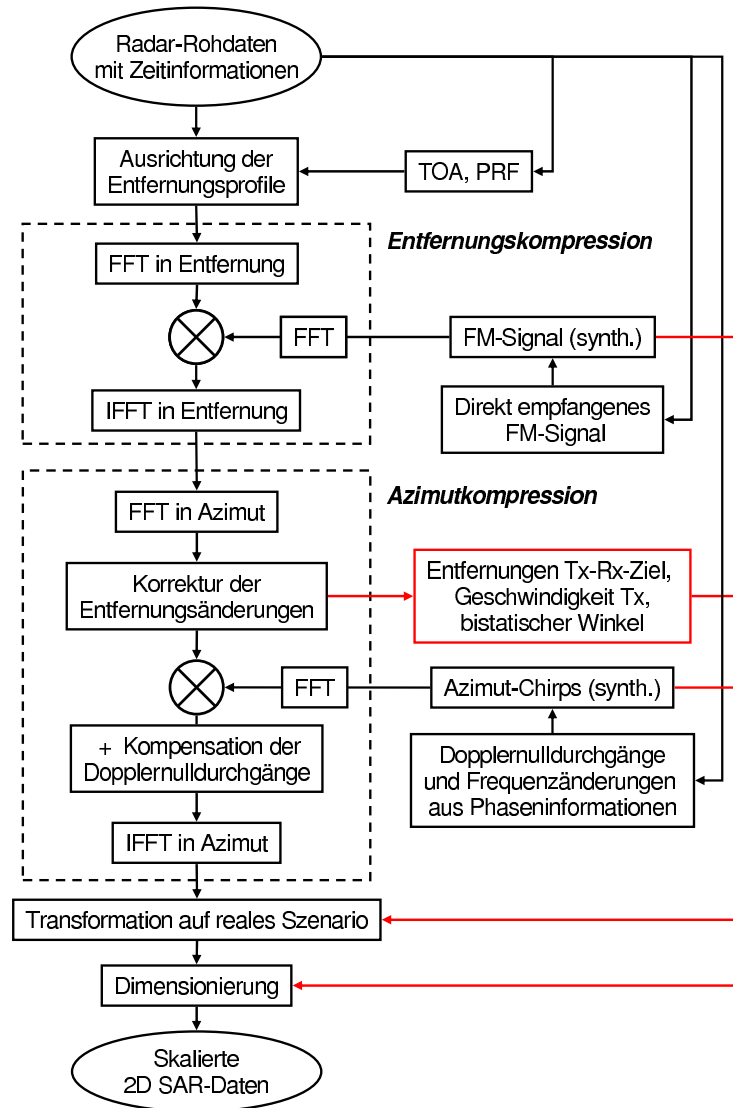


Abb. 4.1: Bistatischer Range-Doppler-Algorithmus

um zeitliche Delokalisierungen zwischen den aufgezeichneten Pulsen auszugleichen. Ferner werden die auf den Empfang des Direktsignals ausgerichteten Pulse so transformiert, dass sie der Beleuchtung in einer bistatischen Geometrie entsprechen. Ziel ist dabei der Erhalt einer phasentreuen Beleuchtung, die wesentlich zum Gelingen einer Dopplerverarbeitung beiträgt. Dieser Schritt, der detailliert in Kapitel 4.2 dargestellt wird, gehört nicht zum klassischen Range-Doppler-Algorithmus, sondern ist der Vorprozessierung zuzurechnen.

Daran schließt sich die Kompression in Entfernungsrichtung an, die gemäß der Theorie des Optimalfilters arbeitet. Hierbei werden die empfangenen Pulse nach Transformation in den Frequenzbereich mit der Replika des ausgesendeten Signals multipliziert. Nach der Rücktransformation in den Zeitbereich erreichen die Entfernungsprofile gemäß der Bandbreite des Sendesignals eine deutliche Verbesserung in der Entfernungsauflösung. Hintergrund und Arbeitsweise dieses Verfahrens sowie Möglichkeiten für einen autonomen Betrieb

des Empfängersystems sind in Kapitel 4.3 dargestellt.

Vor der nächsten Kompression ist im Range-Doppler-Algorithmus die Korrektur der Zielentfernungsänderung vorgesehen. Diese kann nach einer Fouriertransformation in Azimutrichtung effizient im Frequenzbereich durchgeführt werden, weil eine Behebung der Entfernungsänderung gleichzeitig für alle Ziele in jeder Entfernungszelle stattfindet. Kapitel 4.4 geht auf diesen Aspekt kurz ein.

In der Kompression in Azimutrichtung werden die Dopplerinformationen, die den Daten während der Aufspannung der synthetischen Apertur aufmoduliert worden sind, ausgewertet. Dazu müssen entfernungsabhängige Azimutchirps generiert werden, die den Verlauf der Dopplerfrequenzen über die Zeit in jeder Entfernungszelle nachbilden. Ergebnis dieses Verarbeitungsschritts ist ein Datensatz, der eine zweidimensionale Auflösung in Entfernung und Doppler besitzt. Kapitel 4.5 befasst sich mit diesem Themenkomplex und den auftretenden Besonderheiten, die durch die bistatische Geometrie und die semi-kooperative Beleuchtung entstehen.

4.2 Ausrichtung von Entfernungsprofilen

Bevor Rohdaten von Messungen in einem Range-Doppler-Algorithmus verarbeitet werden können, bedarf es einer zeitlichen Korrektur der aufgenommenen Pulse. Wie in Kapitel 5.1 noch dargelegt wird, geschah die Aufnahme jedes Pulses durch das Empfängersystem mit Überschreiten einer festgelegten Amplitudenschwelle. Im Idealfall (d.h. bei Vernachlässigung aller Messungenauigkeiten) würden sich demnach in der Matrix des Rohdatensatzes die empfangenen Direktsignale stets an der gleichen zeitlichen Position befinden. Die nachfolgenden Reflexionen erfahren dadurch eine allmähliche Verschiebung, deren Ausmaß von der Beleuchtungsgeometrie abhängt. Innerhalb einer Entfernungszelle stellt sich somit nicht die gewünschte Phasentreue ein, die für eine SAR-Verarbeitung benötigt wird, um Ziele mit ausreichender Genauigkeit auflösen zu können. Daher wurde für die Durchführung einer Korrektur ein Verfahren entwickelt, das einen amplitudengesteuerten Rohdatensatz in eine Datenform überführen kann, die der wahren Messgeometrie nahe kommt.

4.2.1 Ursachen einer Delokalisierung

Zuvor sollen aber Ursachen angesprochen werden, die in realen Messungen zu einem zeitlichen Verrauschen der Datensätze und so zu einer gegenseitigen Versetzung der Entfernungsprofile führen können. Die Effekte liegen allesamt in der Amplitudendetektion der Signale begründet.

Zum einen tritt in unregelmäßiger Abfolge eine zeitliche Fluktuation zwischen den Pulsen auf, die i.d.R. durch die variierende Detektion der Signalanstiegsflanken entsteht. Abhängig von der eingestellten Signalabtastung verschieben sich die Auslösezeitpunkte

innerhalb einer kleinen zeitlichen Bandbreite von mehreren Abtastintervallen (siehe Abb. 4.2). Daneben können gerätetypische Eigenschaften der Aufzeichnungseinheit auftreten und dieser Verzerrung überlagert sein. Ein solcher Jitter als alleiniger Effekt auf den Zeitstempeln der Ankunftszeiten ist nur dort zu erwarten, wo eine Messauslösung ausschließlich durch den Beginn des Direktpulses geschieht. Dies ist in einer praktischen Situation nur in dem zeitlichen Bereich der Fall, bei der eine ausreichend starke Beleuchtung durch die Hauptkeule der Sendeantenne vorherrscht. Einen deutlich stärkeren Einfluss auf die Mess-

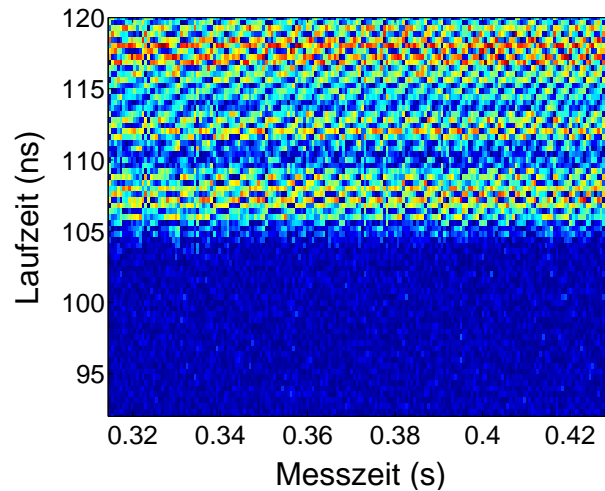


Abb. 4.2: Kleinräumige Delokalisierung aufgenommener Pulse aufgezeigt an der Anstiegsflanke des direkten Signals.

auslösung am Empfänger übt dagegen die Signaldetektion in der sich abschwächenden Hauptkeule und den Nebenkeulen der vorbeifliegenden Sendeantenne aus. Mögliche Amplitudenmodulationen bei Austritt aus der Sendeantenne und Einkopplungseffekte an der Empfangsantenne führen zu einer Leistungsvariation des aufgezeichneten Direktsignals im zeitlichen Verlauf. Dabei nimmt die Wahrscheinlichkeit zu, dass nicht der Beginn des direkt empfangenen Signals bereits die Messaufnahme startet, sondern erst Amplituden zu einem späteren Zeitpunkt im frequenzmodulierten Signal. Daneben können erhebliche Verschiebungen zwischen den Entfernungsprofilen auftreten, wenn der Empfänger geringer beleuchtet wird als das Untersuchungsgebiet. Dann ist es möglich, dass die am Empfänger eingestellte Detektionsschwelle nicht vom Direktsignal sondern von unterschiedlichen Zielreflexionen überschritten wird. Tritt dieser Effekt in aufgenommenen Radardaten auf, ist eine zufriedenstellende Ausrichtung mit Hilfe einer nachempfundenen Amplitudendetektion ausgeschlossen, da eine Phasentreue in den Entfernungszellen nicht erreicht werden kann.

4.2.2 Drift dislozierter Lokalszillatoren

Die zeitliche Synchronisation von Signalen, die mit monostatischen Radarsystemen aufgenommen wurden, stellt nur ein geringes Problem für den Anwender dar. Aussendung

und Empfang finden über eine Antenne am gleichen Ort statt, so dass ein gemeinsamer Taktgeber verwendet werden kann. Ein meist auf Quarzbasis laufender Lokaloszillator gewährleistet dabei eine hohe Zeit- und Phasenstabilität der Messungen. Dagegen erfordert die Synchronisation zwischen Sender und Empfänger in bistatischen Konfigurationen einen erhöhten apparativen Aufwand. Dies findet seine Ursache in erster Linie darin, dass bedingt durch den großen Abstand zwischen beiden Einheiten nicht auf einen gemeinsamen Lokaloszillator zurückgegriffen werden kann. Daraus können sich für Radarsysteme in bistatischer Geometrie Probleme ergeben, denn trotz der Baugleichheit der zum Einsatz kommenden Quarzuhren muss das zeitabhängige Verhalten der Uhren nicht identisch sein. Dies findet Eingang in die Messungen, indem mit fortschreitender Dauer eine zeitliche Drift zwischen den Lokaloszillatoren in der Sende- und Empfangseinheit entsteht. Festzustellen ist, dass ein Gang der beiden verwendeten Lokaloszillatoren gegenüber einer absolut genauen Zeitreferenz (z.B. die Basiszeit von GPS) besteht. Dazu kann folgende Überlegung angestellt werden.

Es soll T_0 der Zeitpunkt sein, an dem der Sender beginnt, einen Puls zu emittieren. Z_0 ist dagegen der Zeitpunkt, an dem der Empfänger den Anfang dieses Puls empfängt und als Zeitstempel ablegt. T_n und Z_n sind Sende- und Empfangszeitpunkte eines Pulses, der nach insgesamt n weiteren Pulsen auftritt. Die als zeitlich linear angenommene Drift der Lokaloszillatoren an Sender und Empfänger (Δt_T und Δt_R) relativ zu einer absolut genauen Referenzquelle addieren sich jeweils dazu. Daher ergibt sich für das zeitliche Verhalten im betrachteten Zeitabschnitt $T_n - T_0$ am Ort des Senders (linke Seite) und des Empfängers (rechte Seite) die folgende Gleichung:

$$T_n - T_0 + n \cdot \Delta t_T = Z_n - Z_0 + n \cdot \Delta t_R. \quad (4.1)$$

Für die durchgeführten Messungen wurde jedoch auf keine externe Zeitreferenz zurückgegriffen. Auch die Zeitpunkte T_n , an denen die Pulse vom Sender abgestrahlt wurden, sind nicht als bekannt vorauszusetzen. Einzig die im Empfänger abgelegten Zeitstempel der Pulssankunftszeiten Z_n sind für weitere Analysen verfügbar. Demnach ist Gleichung (4.1) in die folgende Form umzustellen:

$$Z_n - Z_0 = T_n - T_0 + n \cdot (\Delta t_T - \Delta t_R). \quad (4.2)$$

Die Differenz der zeitlichen Drift zwischen den Lokaloszillatoren $\Delta t_T - \Delta t_R$ addiert sich demnach auf die Zeitstempel als linearer Trend auf. Im Falle einer Messauslösung von Puls zu Puls mit einem festen Aufnahmezeitfenster, bewirkt ein unterschiedlicher Gang der Lokaloszillatoren ein 'Weglaufen' des Zielbereichs. Bei den in unseren Fällen überschaubaren Messzeiträumen von wenigen Sekunden machen sich diese Effekte jedoch nur gering bemerkbar. Die nachstehende Berechnung zur Wirkung unterschiedlicher Zeitnormalen verdeutlicht die Zusammenhänge.

Werden in Sende- und Empfangseinheit Lokoszillatoren auf Quarzbasis verwendet, kann eine Bedingung für die benötigte Uhrenstabilität LO_s formuliert werden. Nach [34] definiert sich diese für zwei betrachtete Lokoszillatoren näherungsweise durch folgenden Quotienten:

$$LO_s = \frac{\Delta\tau}{2T_u}. \quad (4.3)$$

Bezogen auf Daten aus durchgeführten Messungen, kann für die benötigte Zeitgenauigkeit $\Delta\tau$ ein Wert von 400 ps angenommen werden, vorgegeben durch die verwendete Abtastfrequenz der Signale von 2.5 GHz. Da für die Messungen am Sender und Empfänger frei laufende Lokoszillatoren verwendet wurden, ist für das zu betrachtende Zeitintervall T_u die maximale Gesamtmessdauer von 3 s einzusetzen.

Nach Formel (4.3) ergibt sich damit eine benötigte Uhrenstabilität von 67 ps. Diese Maßgabe können moderne Referenzoszillatoren auf Quarzbasis erfüllen, da sie eine Zeitstabilität von ca. 1 ps für Messungen im Sekundenbereich erreichen [34]. Somit ist der Fehler der Zeitmessung durch den Einfluss von zwei frei laufenden Lokoszillatoren deutlich kleiner als die Zeitdifferenz zwischen zwei Abtastwerten anzunehmen. Der Effekt ist daher gegenüber Laufzeitfehlern so gering, dass er keine zeitliche Korrektur erfordert.

4.2.3 Mathematische Beschreibung

Für die Entwicklung eines Algorithmus zur Ausrichtung von Entfernungsprofilen ist die vorherige Kenntnis der Zusammenhänge zwischen Aussende- und Empfangszeitpunkten sowie den zeitlichen Verzögerungen wichtig. Dazu sei als Bedingung für die bistatische Geometrie mit bewegtem Sender und stehendem Empfänger angenommen, dass sich die relativen Positionen zwischen Sende- und Empfangsort während der Dauer eines Pulses nicht ändern.

Betrachtet werden zwei aufeinander folgende Pulse n und $n + 1$, die zu den Zeitpunkten T_n und T_{n+1} vom Sender abgestrahlt werden und nach Laufzeiten von t_n bzw. t_{n+1} zu den Zeitpunkten Z_n und Z_{n+1} am Ort des Empfängers detektiert werden. Die beiden zugehörigen Gleichungen erhalten demnach folgendes Aussehen:

$$Z_n = T_n + t_n \quad (4.4)$$

$$Z_{n+1} = T_{n+1} + t_{n+1} \quad (4.5)$$

Der zeitliche Abstand zwischen den Zeitstempeln Z_n und Z_{n+1} ergibt sich aus der Differenz der Gleichungen (4.4) und (4.5). Berücksichtigt man ferner, dass die Laufzeiten t_n und t_{n+1} fehlerbehaftet sind, kann wie folgt zusammengefasst werden:

$$\begin{aligned} Z_{n+1} - Z_n &= T_{n+1} + t_{n+1} - (T_n + t_n) \\ &= T_{n+1} + t_n + \Delta t_n - T_n - t_n \\ &= T_{n+1} - T_n + \Delta t_n \end{aligned} \quad (4.6)$$

Der Term Δt_n berücksichtigt hierbei den Unterschied zwischen den Laufzeiten, die beide Pulse vom Sender zum Empfänger benötigen. An dieser Stelle ist es unerheblich, welche Gründe zum Auftreten von Δt_n führen, da sich alle zeitlichen Effekte in dieser Größe summieren. Dieser Term kann daher sowohl negative als auch positive Werte annehmen.

Nun geht der hier vorgestellte Lösungsansatz von der Annahme aus, dass während der gesamten Beleuchtungsdauer zwischen den ausgesendeten Pulsen ein konstantes Pulswiederholintervall (PRI)² vorherrscht und in der Empfangseinheit präzise die Auslösezeitpunkte der empfangenen Pulse aufgezeichnet werden. Demnach lässt sich der zeitliche Unterschied zwischen jeweils zwei aufeinander folgenden Aussendezeitpunkten durch das Pulswiederholintervall ersetzen:

$$\text{PRI} = T_{n+1} - T_n. \quad (4.7)$$

Wird diese Annahme in Gleichung (4.6) berücksichtigt und ein wenig umgestellt, ergibt sich somit

$$Z_{n+1} - Z_n - \text{PRI} = \Delta t_n. \quad (4.8)$$

Aus der Gleichung lässt sich schließen, dass die zeitliche Verschiebung Δt_n aus den Zeitstempeln Z und der PRI eruiert werden kann. Eine Kenntnis über die absoluten oder relativen Sendezeitpunkte der Pulse T_n und T_{n+1} ist dabei nicht notwendig. Gleichung (4.8) kann bei Wahl eines geeigneten Referenzpulses Z_r für den vollständigen Datensatz angewendet werden. Dadurch ergeben sich mit

$$Z_n - Z_r - (n - r) \cdot \text{PRI} = \Delta t_{nr} \quad (4.9)$$

für jeden Puls Z_n nach Subtraktion eines $(n - r)$ -fachen der PRI ausschließlich diejenigen Zeiten Δt_{nr} , die zu einer Delokalisierung der Entfernungsprofile geführt haben. Dadurch gewinnt das Empfängersystem eine wesentlich größere Unabhängigkeit, da es einer Versorgung mit dynamischen Parametern des Senders nicht mehr bedarf, um eine Ausrichtung der aufgezeichneten Pulse durchführen zu können.

Problem in diesem Konstrukt ist die exakte Bestimmung der vorherrschenden PRI³. Im Idealfall, d.h. bei Abwesenheit jeglicher Fluktuation Δt_{nr} , ließen sich mittels Gleichung (4.9) allein aus der Kenntnis eines Zeitpunktes Z_r und der PRI alle zukünftigen Zeitpunkte Z_n durch

$$Z_n = Z_r + (n - r) \cdot \text{PRI} \quad (4.10)$$

vorhersagen. Ist die empfangene PRI nicht korrekt bestimmt worden, würde stattdessen das Pulswiederholintervall $\text{PRI}' = \text{PRI} + \Delta t_{\text{PRI}}$ für die Ausrichtung der Entfernungsprofile verwendet. Eingesetzt in Gleichung (4.10) ergibt sich somit die Wirkung, die allein auf

²englisch: Pulse repetition interval (PRI)

³Die PRI, die i.d.R. Werte im Milli- bis Mikrosekundenbereich annimmt, muss hierbei auf eine Genauigkeit im Nanosekundenbereich geschätzt werden.

einem ungenauen Pulswiederholintervall basiert:

$$Z_n = Z_r + (n - r) \cdot (\text{PRI}' - \Delta t_{\text{PRI}}). \quad (4.11)$$

Fügt man die Fluktuationen Δt_{nr} wieder der Gleichung hinzu und formt gemäß Gleichung (4.9) um, ergibt sich der vollständige Einfluss auf die zeitlichen Abweichungen:

$$Z_n - Z_r - (n - r) \cdot \text{PRI}' = \Delta t_{nr} - (n - r) \cdot \Delta t_{\text{PRI}}. \quad (4.12)$$

Demnach bewirkt die ungenau ermittelte PRI' relativ zu einem Referenzzeitpunkt Z_r mit dem Term $(n-r) \cdot \Delta t_{\text{PRI}}$ eine linearen Trend zwischen den Entfernungsprofilen. Hauptaufgabe des nachfolgend vorgestellten Algorithmus ist es daher, die PRI so genau zu bestimmen, dass nur die Fluktuationen Δt_{nr} korrigiert werden und ein zusätzlicher Trend in den Daten unterbleibt.

4.2.4 Vorgehensweise der Ausrichtungsroutine

Es wurde ein numerisches Verfahren entwickelt, das ausschließlich auf Grundlage der abgelegten Zeitstempel der Pulse eine Ausrichtung der Entfernungsprofile durchführen kann [6]. Ziel der Ausrichtungsroutine war das Erreichen einer Phasentreue der Signale innerhalb jeder Entfernungszelle, um eine Dopplerverarbeitung der Daten in der späteren Azimutkompression möglich zu machen. Dabei bestand die größte Schwierigkeit darin, den in fluktuierenden Zeitstempeldaten enthaltenen linearen Trend zu lokalisieren.

Um die Arbeitsweise der Ausrichtungsroutine zu illustrieren, werden im folgenden die Zwischenstände wesentlicher Verarbeitungsschritte mit Abbildungen begleitet. Ausgegangen werden soll von den Daten einer bistatischen Messung, in der die Zeitpunkte der Messauslösungen als Zeitstempeldaten vorliegen. Die Rohdaten dieser Messung haben das in Abb. 4.3 gezeigte Aussehen⁴. Eine Delokalisierung der Profile ist darin vor allem am Anfang und Ende der Datei zu erkennen, die durch das Ein- und Auslaufen der Hauptkeule der vorbei fliegenden Sendeantenne hervorgerufen wird. In Abb. 4.4 sind die Zeitstempel gegen die Anzahl der empfangenen Pulse aufgetragen. Man kann darin gut das Empfängerverhalten abhängig von der Hauptkeule des Senders beobachten. Der erste Teil der Kurve ist wegen der konstanten Beleuchtung durch Sendeantenne nahezu linear, während sich am Ende die Stärke der Beleuchtung reduziert. Fehlende Zeitstempel nehmen daher in diesen Randbereichen zu und bewirken ein nichtlineares Verhalten. Daneben ergeben sich Auslösungen durch die erste und zweite Nebenkeule des Senders, die in der späteren Ausrichtungsroutine aber keine Berücksichtigung finden werden.

⁴Zur Entstehung der Daten sei an dieser Stelle auf Kapitel 5 verwiesen.

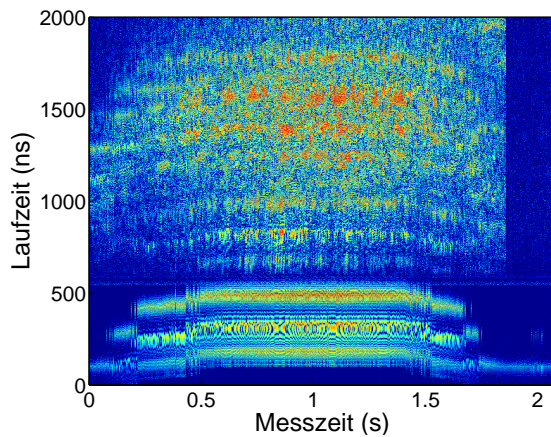


Abb. 4.3: Rohdaten einer aufgezeichneten Radarmessung.

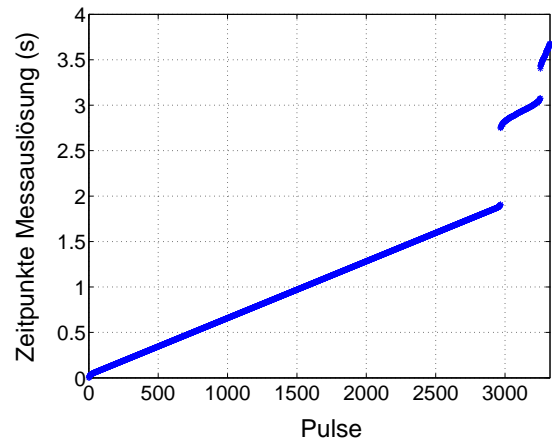


Abb. 4.4: Auslösezeitpunkte einer aufgezeichneten Radarmessung.

Bestimmung von PRI und Zeitdifferenzen

Es sei angenommen, dass die ausgesendete PRI nicht bekannt ist. Daher hat deren Abschätzung allein aus den aufgezeichneten Zeitstempeln zu erfolgen. Dafür werden zunächst die relativen Zeitdifferenzen zwischen den Daten bestimmt. Aus dieser Menge wird der Median der Daten als erster Schätzwert ausgewählt, mit diesem als Steigung eine Geradenfunktion gebildet und von den Zeitstempeln abgezogen. Danach zeigen die Werte in den ersten 1.875 s im Bereich der Hauptkeule (Pulse 1-3000) ein scheinbar konstantes Verhalten (Abb. 4.5). Wird nun eine Modulo-Funktion verwendet, die die PRI als Bandbreite verwendet,

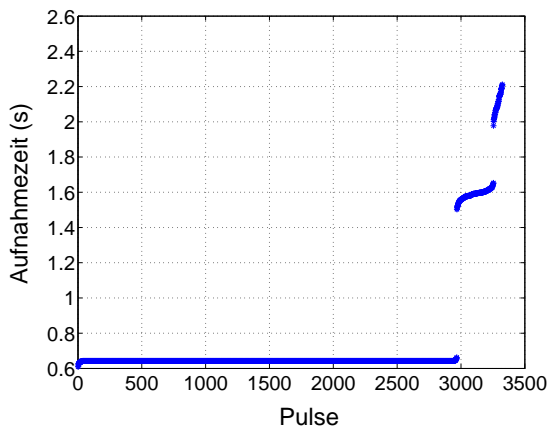


Abb. 4.5: Auslösezeitpunkte nach Abzug einer aus den Daten bestimmten PRI.

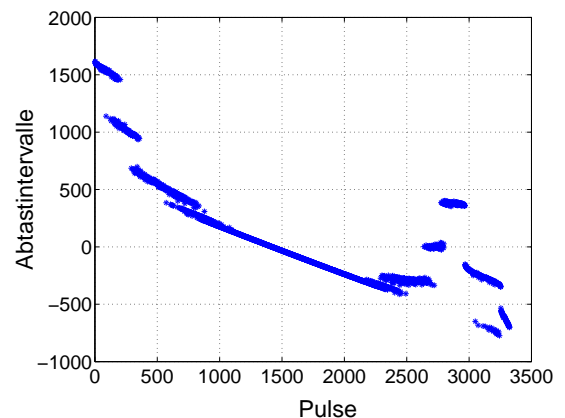


Abb. 4.6: Nahbereichsauflösung der Auslösezeitpunkte nach Subtraktion der PRI.

lassen sich zeitliche Ausreißer nivellieren. Nach abschließender Transformation der Zeit- in Abtastwerte ergibt sich Abb. 4.6. Nun wird deutlich, dass die Zeitstempel durch den vorangegangenen Bearbeitungsschritt nicht ausreichend gut ausgerichtet worden sind. Hierbei ist anzumerken, dass das vollständige Aufnahmezeitfenster lediglich 5032 Abtastwerte ($= 2 \mu\text{s}$)

umfasst. Mit der Schwankungsbandsbreite von ca. 2500 Abtastwerten überdecken die Zeitstempelvariationen bereits den halben Aufnahmebereich. Neben erratischen Variationen in den Außenbereichen der Hauptkeule ist ein linearer Trend auszumachen, der im Bereich der Hauptkeule (Pulse 1000-2000) am deutlichsten hervortritt. Diesen zeitlichen Trend gilt es im folgenden zu bestimmen, um eine Korrekturfunktion anwenden zu können.

Extraktion von Zeitstempeln aus der Antennenhauptkeule

Würde man alle verfügbaren Zeitstempel aus Haupt- und Nebenkeulen dazu verwenden, ein aufgeprägtes lineares Verhalten zu bestimmen, ergäben sich zwangsläufig ungenaue Abschätzungen. Daher müssen diejenigen Zeitstempel identifiziert werden, die den Trend mehrheitlich gut beschreiben. Dies ist im Bereich der Hauptkeule, d.h. der stärksten Leistungsdetektion, der Fall. Für diesen Bereich kann zusätzlich angenommen werden, dass darin die längste ununterbrochene Anzahl an Messauslösungen vorherrscht. Aus der Kombination beider Informationen (Leistungsmaximum, Maximum kontinuierlich aufgenommener Zeitstempel) lässt sich zweifelsfrei der gesuchte Datenabschnitt extrahieren (Abb. 4.7).

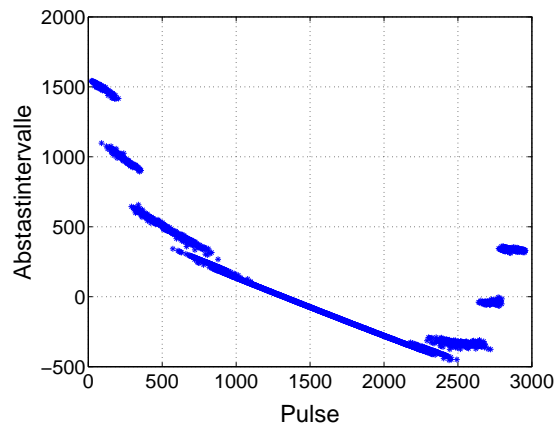


Abb. 4.7: Nach Extraktion von Zeitstempeln der Hauptkeulenbeleuchtung.

Bestimmung des linearen Trends in den Zeitstempeln und Ausrichtung der Entfernungsprofile

Im nächsten Schritt wird festgestellt, ob die Daten einer positiven oder negativen Steigung unterliegen. Diese Information führt später zu einer Verkürzung der Untersuchungsroutine. Zudem ist zu bestimmen, welches Ausmaß der allein bei konstanter Beleuchtung auftretende Jitter hat. Zur Verdeutlichung ist die Bandbreite des Jitters durch zwei begrenzende Linien in der Abbildung kenntlich gemacht (Abb. 4.8).

Die numerische Bestimmung gelingt am besten über die Betrachtung des Histogramms über alle Zeitstempeldifferenzen. Der maximale Bereich des Jitters erstreckt sich genau bis zu

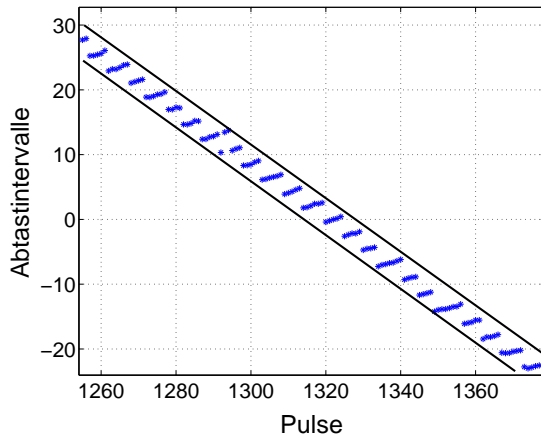


Abb. 4.8: Jitter auf den Zeitstempeldaten, Ausschnitt aus Abb. 4.7.

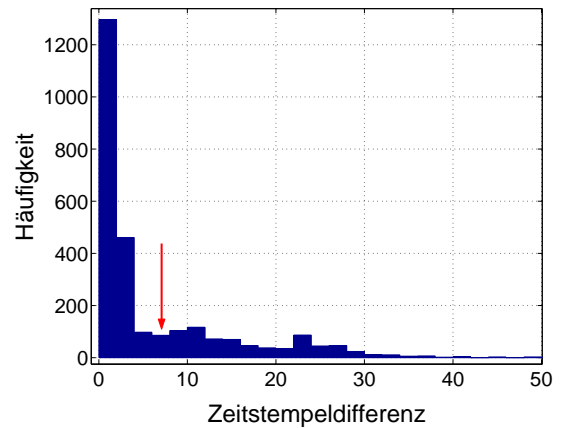


Abb. 4.9: Histogramm der Zeitstempeldifferenzen (Auflösung: zwei Abtastwerte).

dem Wert, wo sich (ausgehend von 0) das erste lokale Minimum im Histogramm einstellt. In diesem Fall ist es eine Abtastwertdifferenz von 6-7 (Abb. 4.9). Für die sich anschließende Schleifenroutine werden statt der Originaldaten nur noch die aktuellen Zeitstempeldaten verwendet, die jeweils um den Wert des Jitters gerundet worden sind. Die Idee der Routine beruht darauf, dass bei einer 'Drehung' der gerundeten Zeitstempeldaten die Zeile mit den frühesten Auslösezeitpunkten irgendwann ein Maximum durchläuft. Dazu wird von den Daten sukzessiv eine lineare Geradenfunktion abgezogen, ein Histogramm über alle Zeilen erstellt und der Maximalwert des Histogramms bestimmt. Verfäht man so für den interessierenden Bereich der Geradenfunktionen, ergibt sich ein Vektor mit Steigungswerten (X-Achse) und Häufigkeiten für die Zeile mit der größten Zeitstempelanzahl (Y-Achse). Der Abszissenwert des globalen Maximums dieser Verteilung ergibt die Steigung der optimalen Geradenfunktion. Im gezeigten Beispiel erhält man einen Wert von 414 Abtastwerten/1000 Pulse (Abb. 4.10).

Eine Subtraktion mit dieser Geradenfunktion überführt die Zeitstempeldaten in eine neue Form, so dass sie im Schwerpunktbereich der Hauptkeulenbeleuchtung nicht mehr mit einem linearen Trend behaftet sind. Zuletzt bedarf es noch einer Verschiebung dieser Daten um einen konstanten Versatzwert, um die frühesten Auslösezeitpunkte mit dem voreingestellten Pretrigger des Messinstrumentes in Übereinstimmung zu bringen. Nachdem dieser Versatz ausgeglichen wurde, erhält man schließlich den in Abb. 4.11 gezeigten Zeitstempeldatensatz.

Im letzten Schritt werden die korrigierten Zeitstempel, die nun den benötigten Verschiebungswerten jedes Pulses entsprechen, auf die Rohdaten angewandt. Somit erhält man die vollständig ausgerichteten Pulse der bistatischen Messdatei (Abb. 4.12). Dieses Datenformat erfüllt nun die physikalischen Voraussetzungen für die Anwendung eines Range-Doppler-Algorithmus, da sich für alle Entfernungszellen eine eindeutige Dopplerhistorie ergibt.

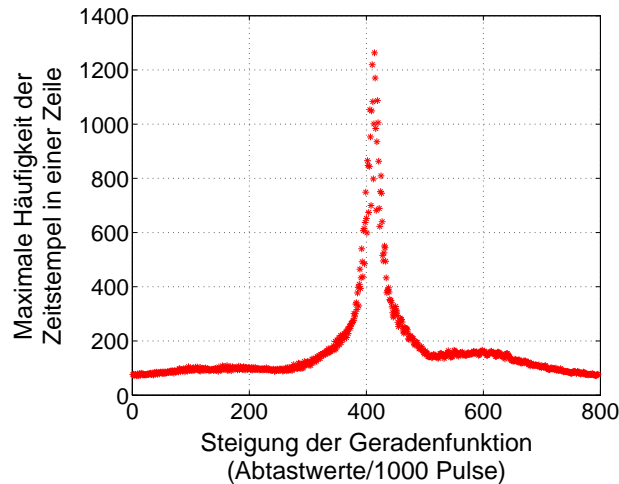


Abb. 4.10: Maximalwerte aller Histogramme und zugehörige Steigungswerte.

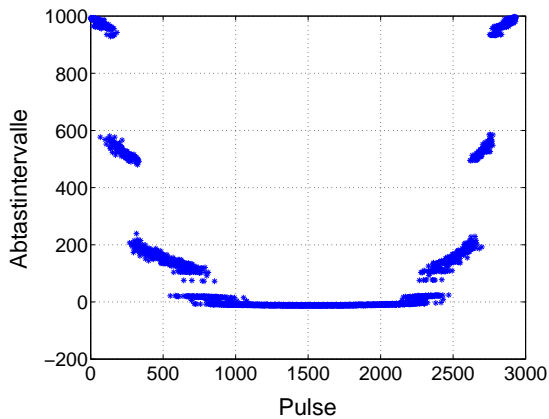


Abb. 4.11: Zeitstempel nach Korrektur mit optimaler Geradenfunktion.

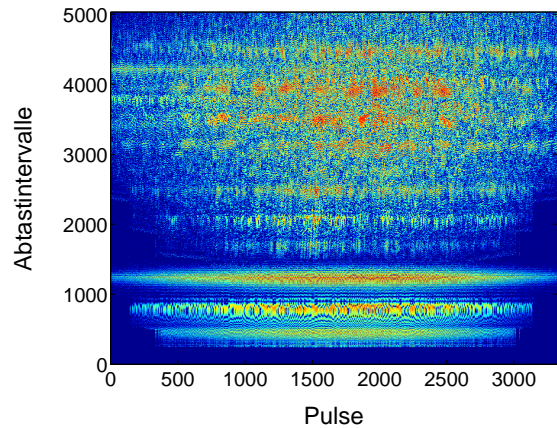


Abb. 4.12: Zeitstempel nach Korrektur mit optimaler Geradenfunktion.

4.2.5 Konsequenzen und Vorteile

Aus der Anwendung dieses Verfahrens zur zeitlichen Ausrichtung aufgenommener Pulse ergeben sich die folgenden Konsequenzen und Vorteile:

1. Das Problem der zeitlichen Synchronisation zwischen Sender und Empfänger in bistatischen Geometrien lässt sich durch das beschriebene Verfahren zufriedenstellend beheben.
2. Das Konzept kann nicht nur Ungenauigkeiten in der Messauslösung sondern auch einen hohen Anteil der Bewegungsfehler der Sendeantenne ausgleichen. Es werden dabei solche Positionsänderungen vollständig kompensiert, die orthogonal zum halben bistatischen Winkel wirken, da sie dort in vollem Maße in die aufgezeichneten Zeitstempel eingehen.

3. Auf die Hinzuziehung von dynamischen Daten des Beleuchters (wie aktuelle Fluglagendaten und Pulssendezeitpunkte), die ansonsten dem Empfänger verfügbar gemacht werden müssen, kann bei diesem Verfahren vollständig verzichtet werden. Aus Sicht des Empfängers ist daher die Beleuchtung durch den fliegenden Sender als semi-kooperativ zu bezeichnen, da apparativ bedingt lediglich Sendefrequenz und Pulsbandbreite bekannt sein müssen.
4. Für die Ausrichtungsroutine ist es unerheblich, durch welche Art von Signal (Direkt-signal oder Reflexion) die Messauslösung aktiviert wurde, so lange das aufgenommene Aufzeichnungsfenster ausreichend groß für das abzubildende Zielgebiet ist.
5. Auch bei Vorliegen von absoluten Sendezeitpunkten wäre eine Feinkorrektur der Pulse unumgänglich gewesen, da Störeinflüsse in den Messapparaturen und den Ausbreitungswegen zu kleinen zeitlichen Verschiebungen führen.

4.3 Entfernungskompression

Die Kompression von Zeitsignalen stellt einen wesentlichen Schritt in der SAR-Verarbeitung dar, weil erst dadurch eine Radarauflösung in Entfernungsrichtung ermöglicht wird. Das Sendesignal wurde bereits kurz in Kapitel 2.3.2 beschrieben und hatte folgendes Aussehen:

$$s_p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right) \cdot \exp(-j 2\pi f_0 t) \cdot \exp(j \pi K_r t^2) \quad (4.13)$$

Die Signalfunktion besteht aus drei Termen, wobei lediglich der letzte davon für die Kompression von Interesse ist. Dieser enthält die Modulationsrate K_r der Sendefrequenz. Wenn, wie in unserem Fall, die aufgenommenen Frequenzen im Basisband vorliegen, entfällt die Berücksichtigung der Trägerfrequenz f_0 und Gleichung (4.13) lässt sich zu

$$s_p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right) \cdot \exp(j \pi K_r t^2) \quad (4.14)$$

vereinfachen [10]. In Kapitel 2.3.2 wurde bereits dargelegt, dass durch die Aussendung von frequenzmodulierten Signalen mit großer Bandbreite gegenüber unmodulierten Signalen deutlich höhere Auflösungen erreicht werden können. Zur Bildung der Entfernungsauflösung durch Impulskompression hat das so genannte Matched-Filter-Verfahren in der SAR-Prozessierung bereits breite Anwendung erfahren. Es beruht auf der Erkenntnis, dass durch die Faltung des empfangenen, von Zielen reflektierten Zeitsignals $s_r(t)$ mit der Replika des gesendeten Pulses ein komprimiertes Ausgangssignal entsteht. Dieses hat das Aussehen einer sinc-Funktion mit einer Ortsauflösung, die durch die Bandbreite des Signals vorgegeben wird⁵. Alternativ zur Faltung im Zeitbereich kann eine Verarbeitung der Signale im

⁵Im monostatischen Fall ergibt sich dadurch eine Auflösung von $d_{r,m} = \frac{0.886c}{2B}$.

Frequenzbereich stattfinden. Hierbei lässt sich die mathematische Abhängigkeit ausnutzen, dass die einseitige Faltung zweier Signale im Zeitbereich genau einer Multiplikation von Ursprungssignal und der konjugiert komplexen, zeitinvertierten Replika entspricht [8]. Der Übergang zwischen Zeit- und Frequenzbereich gelingt dabei über die Anwendung der Fourier-Transformation. Das aus der Kompression resultierende Signal s_{rc} kann wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{aligned} s_{rc}(t) &= s_r(t) * h(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_r(\tau) \cdot s_p^*(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (4.15)$$

Konkret lässt sich das zeitinverse Signal, das gleichzeitig der Matched-Filter-Funktion $h(t)$ entspricht, angeben durch

$$\begin{aligned} h(t) &= w(t, T_r) \cdot \exp(-j \pi K_r (-t)^2) \\ &= w(t, T_r) \cdot \exp(-j \pi K_r t^2) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Die Gewichtung im Filter $h(t)$ muss nicht zwangsläufig eine Rechteckfunktion wie im Sendesignal sein, sondern kann durch eine andere Gewichtungsfunktion $w(t, T_r)$ ersetzt werden. Dadurch lässt sich in einigen Fällen ein verbessertes Signal-Rausch-Verhältnis des Ausgangssignals erzielen. Neben dem im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Hamming-Fenster ist dabei das Kaiser-Fenster verbreitet [10].

Das Aufnahmezeitfenster, in dem die von einem Empfänger aufgezeichneten Zeitsignale abgelegt werden, ist in der Regel deutlich länger als die Pulslänge des abgestrahlten Sendesignals. Multiplikationen im Fourierraum erfordern jedoch, dass die Faktoren eine identische Länge N_{fft} besitzen. Daher ist für die Replika des Sendesignals ein so genanntes 'zero-padding' durchzuführen, um es durch das Anfügen von Nullen im Anschluss an das Nutzsignal auf die Länge des Empfangssignals $s_r(t)$ auszudehnen [10]. Es entsteht die mathematische Bearbeitungsvorschrift zum Erhalt eines entfernungskomprimierten Signals s_{rc} durch

$$s_{rc}(t) = \text{IFFT}(\{\text{FFT}(s_r(t))\} \cdot \{\text{FFT}(h(t), N_{\text{fft}})\}^*). \quad (4.17)$$

Zur Generierung eines entfernungskomprimierten Radardatensatzes ist das Verfahren gleichlautend für alle aufgenommenen Puls durchzuführen. Der Ausdruck (4.17) bildet identisch den Verarbeitungsschritt der Entfernungskompression ab (siehe Abb. 4.1). Das Aussehen der Filterfunktion $h(t)$ wird mit Blick auf Gleichung (4.16) ausschließlich von der Pulslänge T_r und der Modulationsrate K_r des Sendesignals bestimmt. Besteht bereits im Vorfeld der Datenauswertung Kenntnis über beide Parameter, so lässt sich ein synthetisches Referenzsignal für die Filterfunktion $h(t)$ bilden, das eine eindeutige Kompression der Signaldaten in Entfernungsrichtung gewährleistet. Diese Bedingung war im übrigen für die bistatischen Daten, die im Rahmen dieser Arbeit aufgenommen wurden, erfüllt.

Im Gegensatz zu monostatischen Messungen kann jedoch in bistatischen Messungen mit delokalisiertem Empfängersystem das Wissen über die Art des Sendesignals nicht in allen Fällen vorausgesetzt werden. Diese Lücke lässt sich schließen, indem das Empfängersystem nicht nur die Reflexionen sondern zusätzlich das Sendesignal aufnimmt, das auf dem direkten Weg zum Empfängerort gelangt⁶. Eine Abschätzung von Pulslänge und Modulationsrate kann durch eine Extraktion aus den Rohdaten der Radarmessung gelingen. Gleichzeitig lässt sich über diesen Ansatz die Autonomie des Empfängersystems steigern, weil eine Agilität von Puls zu Puls möglich ist. Auf eine spontane Änderung der Signalparameter ließe sich daher umgehend reagieren. Beispielhaft zeigt Abb. 4.13 das Signalspektrum eines in einer bistatischen Messung aufgenommenen Pulses.

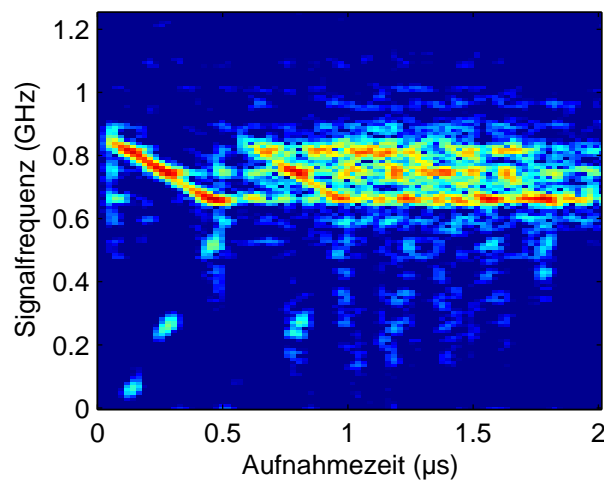


Abb. 4.13: Frequenzspektrum eines am Empfänger aufgezeichneten Radarpulses, Dynamikbereich 40 dB.

Im 2 μs langen Aufnahmezeitfenster sind Signalfrequenzen unterschiedlicher Ausprägung zu erkennen. Das Direktsignal tritt am Anfang bei 0.1-0.5 μs auf und zeichnet sich bei einem Frequenzverlauf von 850-650 MHz durch das beste Signal-Rausch-Verhältnis der Messung aus. Die zeitlich danach folgenden Reflexionen sind bereits weniger klar voneinander abgetrennt und besitzen bereits signifikant schwächere Amplituden. Eine Extraktion von Sendeparametern aus den Reflexionen bietet sich daher nicht an.

Für die Bildung der Filterfunktion $h(t)$ aus der Aufnahme des Direktsignals können zwei Wege beschrrieben werden. Zum einen ist es möglich, die Pulslänge und die Modulationsrate aus den Signaldaten zu bestimmen und mit diesen Informationen einen synthetischen Chirp zu generieren. Dieser wird dann für die Entfernungskompression der Radardaten genutzt. Eine Alternative ist die unmittelbare Verwendung des aufgenommenen direkten Signals als Basis für die benötigte Replika. Systemimmanente Charakteristiken des Sendesignals lassen sich durch diesen Ansatz nachbilden und es kann eine verbesserte Ent-

⁶Die dafür benötigte Empfängerapparatur wird im folgenden Kapitel 5 behandelt.

fernungsauflösung entstehen. Risiken bestehen in der möglichen Mehrwegeausbreitung und einer unvollständigen Aufnahme des Signals bedingt durch eine Leistungsabschwächung der Antennenhauptkeule im Vorbeiflug des Sendesystems.

In dieser Arbeit wurde daher auf die synthetische Bildung eines zuvor verabredeten Sendesignals zurückgegriffen, um den Aufwand in der Signalverarbeitung gering zu halten. Jedoch zeigen die Ausführungen auf, dass Entwicklungspotenzial hin zu einem passiven und autonom arbeitenden Empfängersystem in bistatischer Geometrie erkennbar ist.

4.4 Korrektur der Entfernungsänderungen

Wie bereits in Kapitel 2.3 dargestellt wurde, beruht das SAR-Prinzip im Wesentlichen auf der Ausnutzung von Entfernungsänderungen, die sich während einer SAR-Aufnahme ausbilden. Die dabei entstehenden Dopplerfrequenzen ermöglichen einem Radar die zweidimensionale Abbildung einer beleuchteten Szene. Gleichzeitig geht dieser Effekt mit dem Nachteil einher, dass sich die Laufzeiten zwischen Radar und Zielreflexionen während der Messung verändern. Die zeitliche Verschiebung ist dabei entfernungsabhängig, wie in Abschnitt 3.1 hergeleitet und erläutert worden ist.

Vorrangig für ausgedehnte Szenarien mit langen Beleuchtungszeiten ist es daher wichtig, eine Korrektur der Entfernungsänderungen⁷ durchzuführen, da die Reflexionen in der aufgenommenen Datenmatrix erheblich wandern können. Im betrachteten Range-Doppler-Algorithmus ist dieser Verarbeitungsschritt integriert, woraus sich auch dessen Bezeichnung ableitet [10]. Diese Korrektur findet in einer Phase der Prozessierung statt, in der der entfernungskomprimierte Datensatz (Range) bereits in den Frequenzbereich (Doppler) transformiert wurde (Abb. 4.1). Als Vorteil dieser Transformation erweist sich dabei die zügige Verarbeitung und der Umstand, dass die Korrektur der Entfernungsänderung für alle Ziele eines Entfernungsbereichs gleichzeitig erfolgen kann.

Durch die Verwendung von Millimeterwellen als Sendesignal kann die Beleuchtungszeit signifikant verringert werden, so dass die Entfernungsänderung zwar nicht in einem vernachlässigbaren jedoch für die Bildgenerierung nur geringem Maße auftritt. Da dieser Fall auf die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen zutrifft, wurde in der SAR-Datenprozessierung auf diesen Verarbeitungsschritt verzichtet.

4.5 Azimutkompression

Zur Gewinnung einer zweidimensionalen Auflösung ist neben einer bereits erfolgten Pulskompression des Sendesignals eine Kompression des SAR-Signals in Azimutrichtung erforderlich. Eine Azimutauflösung für verteilte Ziele entsteht durch die Ausnutzung der jewei-

⁷englisch: range cell migration correction

ligen Dopplerbandbreite $\Delta f_{D_{i,n}}$. Der neu hinzugefügte Index n spiegelt dabei den Umstand wider, dass die Dopplerfrequenzänderung für jeden aufgenommenen Entfernungsbereich unterschiedlich groß ist. Ein entfernungskomprimiertes SAR-Signal im monostatischen Fall kann vor der Azimutkompression wie folgt beschrieben werden [10]:

$$S_{rc}(\tau, f_{D_{i,n}}) = A_0 p_r \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right) W_a(f_{D_{i,n}} - f_{D_{i,c}}) \exp \left(-j \frac{4\pi f_0 R_0}{c} \right) \exp \left(j\pi \frac{f_{D_{i,n}}^2}{K_i} \right) \quad (4.18)$$

Darin ist bereits eingeflossen, dass die Zielentfernungsänderung korrigiert ist und eine Fouriertransformation in Azimutrichtung stattgefunden hat. Durch letztere gelingt der Übergang von der Entfernungs-Azimut-Dimension in eine Entfernungs-Doppler-Darstellung⁸. Wie zu erkennen ist, setzt sich das Signal s_{rc} aus mehreren Termen zusammen. A_0 bestimmt sich aus dem übergreifenden Gewinn, der den Streukoeffizienten enthält⁹ und dem Ausdruck $p_r \left(\tau - \frac{2R_0}{c} \right)$, der die sinc-förmige Fensterfunktion der Einhüllenden des entfernungskomprimierten Signals darstellt. Durch $W_a(f_{D_{i,n}} - f_{D_{i,c}})$ ist die Einhüllende in Azimutrichtung definiert, die einer quadratischen Sinc-Funktion entspricht. Die beiden letzten Terme beinhalten die für die Azimutkompression benötigte Phaseninformation, die aus der parabolischen Gleichung (3.3) für die Zielentfernungsänderung

$$R = R_0 + \frac{v_T^2}{2R_0} (T_1 - T_0)^2 \quad (4.19)$$

resultieren. Der erste der beiden Exponentialterme trägt die inhärente Phaseninformation des Ziels und wird durch den Abstand R_0 und der Trägerfrequenz f_0 des Sendesignals bestimmt. Der zweite Exponentialterm schließlich enthält die Modulation der Phase in Azimut, die einer linearen Dopplerfrequenzmodulation entspricht. Allein die Werte dieses letzten Terms gehen in die Azimutkompression eines SAR-Signals ein. Aus diesem Grund wird das entfernungskomprimierte Signal explizit nur noch mit diesem Term weitergeführt. In (4.18) kann die Modulationsrate des Azimutsignals K_i mittels der Gleichungen (2.50) und (2.51) durch $\frac{f_{D_i}}{T}$ ersetzt werden. Somit entsteht in der bewusst vereinfachten Form

$$S_{rc}(\tau, f_{D_{i,n}}) = A' \cdot \exp(j\pi f_{D_{i,n}} \tau). \quad (4.20)$$

Analog zur Entfernungskompression lässt sich eine Filterfunktion $H(f_{D_{i,n}})$ für jeden n -ten Entfernungsbereich definieren, die dem konjugierten komplexen Azimutsignal entspricht:

$$H(f_{D_{i,n}}) = \exp(-j\pi f_{D_{i,n}} \tau). \quad (4.21)$$

Diese Filterfunktion ist so gestaltet, dass sie die Pulswiederholfrequenz (PRF) als maximale Bandbreite der komplexen Signale besitzt. Alle auftretenden Dopplerfrequenzen werden

⁸Aus diesem Sachverhalt leitet sich die Namensgebung des Range-Doppler-Algorithmus ab, da dieser auf einer Prozessierung der Signaldaten in einer Matrix aus Entfernung und Doppler basiert.

⁹Dieser Faktor kann für die meisten Betrachtungen auf den Wert 1 gesetzt werden

daher nur innerhalb dieser PRF eindeutig abgelegt. Ein komprimiertes SAR-Bild erhält man über eine Multiplikation des SAR-Signals S_{rc} und seiner Doppler-Replika H im Fourierraum mit abschließender inverser Fourier-Transformation:

$$s_{ac}(t, n) = \text{IFFT} \left(S_{rc}(\tau, f_{D_{i,n}}) \cdot H(f_{D_{i,n}}) \right). \quad (4.22)$$

Damit ist die zweidimensionale Auflösung einer beleuchteten Szene hergestellt.

Nach Formel (4.22) legen Dopplerfrequenz f_{D_i} und Beleuchtungszeit τ die Parameter für die Azimutauflösung fest, weil sie die Größen zur Generierung von Filterfunktionen für die jeweiligen Isorange-Zellen darstellen. Besteht dagegen keine Kenntnis über diese Eingangsgrößen, so sind diese aus dem vorliegenden, in Azimut zu komprimierenden Datensatz zu extrahieren. Dazu wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Ansatz über die Fokussierung auf isolierte Streuzentren in einer beleuchteten Szene gewählt. Ausgangspunkt bildet die Selektion der Streuzentren, die die Voraussetzung zu erfüllen hatten, dass sich im Bereich ihrer Entfernungszelle keine weiteren Ziele befinden¹⁰. Anschließend erfolgt eine Auswertung der Dopplerfrequenzspektren der ausgewählten Entfernungsbereiche, indem die Anfangs- und Endfrequenzen mit den zugehörigen Messzeiten bestimmt werden. Eine Sonderrolle gegenüber den Reflexionen des Zielgebietes nimmt dabei das direkt empfangene Signal des Senders ein, da gemäß den Ausführungen in Abschnitt 3.4.3 dessen maximale Dopplerfrequenz in den Daten Eingang findet und nicht um den Faktor $\cos \frac{\theta}{2}$ reduziert wird.

Abb. 4.14 zeigt als Beispiel das Dopplerfrequenzspektrum eines Direktsignals, aus dem sich die Dopplerfrequenzen 950 Hz (= -650 Hz) und 150 Hz mit den zugehörigen Zeiten 0 s und 1.75 s entnehmen lassen¹¹. Deutlich ist das lineare Verhalten der Dopplerfrequenzen

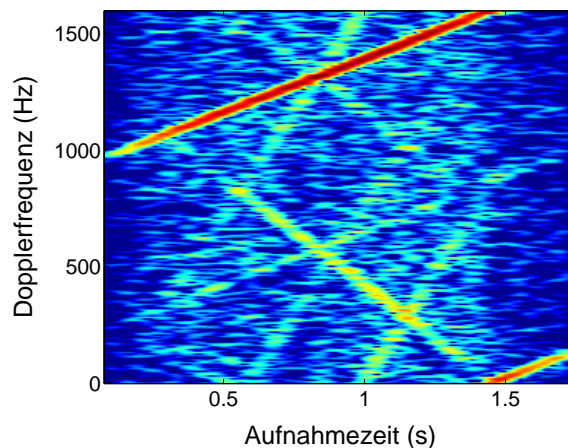


Abb. 4.14: Dopplerfrequenzspektrum eines am Empfänger aufgezeichneten Direktsignals, aufgenommen in einer quasi-monostatischen Geometrie.

¹⁰Dies wurde in der in Abschnitt 5.2.2 vorgestellten Geometrie für bistatische Messungen sichergestellt, indem kugelförmige Objekte in der Szenerie platziert wurden.

¹¹Die positive Steigung der Dopplerfrequenz liegt im Mischprozess der Aufnahmeapparatur begründet.

gegen die Messzeit zu beobachten, in dem der Dopplernulldurchgang zum Zeitpunkt 1.4 s erreicht wird.

Die extrahierten Frequenzen sind i.d.R. jedoch nicht ausreichend genau, um eine Filterfunktion zur Erreichung eines optimal fokussierten Entfernungsbereichs zu bestimmen. Aus diesem Grund wird die durch die Anfangs- und Endfrequenz bestimmte Frequenz-Gerade solange in ihrer Steigung (= Modulationsrate K_i) variiert, bis sich für den ausgewählten Isorange-Bereich ein maximales Signal-Rausch-Verhältnis einstellt. Als konstanter Drehpunkt verbleibt dabei der zuvor festgelegte Dopplernulldurchgang mit der Frequenz 0 Hz. Dieses Verfahren wird für jeden zuvor selektierten durchgeführten Entfernungsbereich durchgeführt und abschließend aus dieser Kenntnis auf eine Azimutchirp-Matrix über den gesamten Datenbereich geschlossen. Dabei kann man sich Gleichung (2.47) bedienen, die aufgelöst nach dem Produkt aus Dopplerfrequenz eines n-ten Isorange-Bereichs und dem Sender-Ziel-Abstand das folgende Aussehen hat:

$$\Delta f_{D_{i,n}} R_{T,n} = \frac{v_T^2 T \cos \frac{\beta}{2}}{\lambda} = \text{const.} \quad (4.23)$$

Die rechte Seite besteht ausschließlich aus entfernungsunabhängigen Parametern, die alle für eine bistatische Messgeometrie als konstant angesehen werden können. Demnach stehen die Dopplerfrequenzänderung in einer Isorange-Zelle Δf_{D_i} und der Sender-Ziel-Abstand R_T zueinander in einem antiproportionalen Verhältnis. Bei Aufnahme eines Zielbereichs im Fernbereich des Senders, das nur eine eingeschränkte Ausdehnung in Entfernungsrichtung besitzt, kann dabei ein linear abnehmendes Verhalten der Dopplerfrequenzänderungen mit größerer Entfernung angenommen werden. Mit der Kenntnis von $f_{D_{i,n}} \in \Delta f_{D_{i,n}}$ und $\tau \in T$ von zwei verteilt liegenden Streuzentren lässt sich in diesem Fall eine vollständige Matrix aus Filterfunktionen H gemäß Gleichung (4.21) für die Azimutkompression aufbauen. Durch diesen Ansatz wird parallel die Korrektur des Dopplernulldurchgangs in allen Isorange-Richtungen bewerkstelligt, da die Filterfunktion die jeweils aktuelle Lage der 0 Hz-Dopplerfrequenz berücksichtigt.

Anhand der beiden folgenden Illustrationen in Abb. 4.15 und 4.16 sei diese Wirkungsweise verdeutlicht. Dazu wird die Szene aus Abschnitt 2.3.5 aufgegriffen, wobei die Krümmung der Isorange-Linien in dieser Betrachtung unberücksichtigt bleiben soll¹². Die Lage der beleuchteten Objekte sind im Koordinatengitter durch punktförmige Streuzentren wiedergegeben. Abb. 4.15 entspricht dabei der Ausgangslage der Radardaten vor der Azimutkompression, in dem Iso-Doppler- und bistatische Doppler-Richtung orthogonal aufeinander stehen. Dem blau dargestellten Koordinatengitter aus Isorange und bistatischer Entfernung ist die Szene hinterlegt, die im Ursprung bistatisch beleuchtet worden ist und demnach auch als Ergebnis der Verarbeitung resultieren sollte.

¹²Aus Gründen der Übersichtlichkeit sind die Streuzentren bereits komprimiert abgebildet, obwohl Azimutkompression und Kompensation des Dopplernulldurchgangs im gleichen Schritt erfolgen.

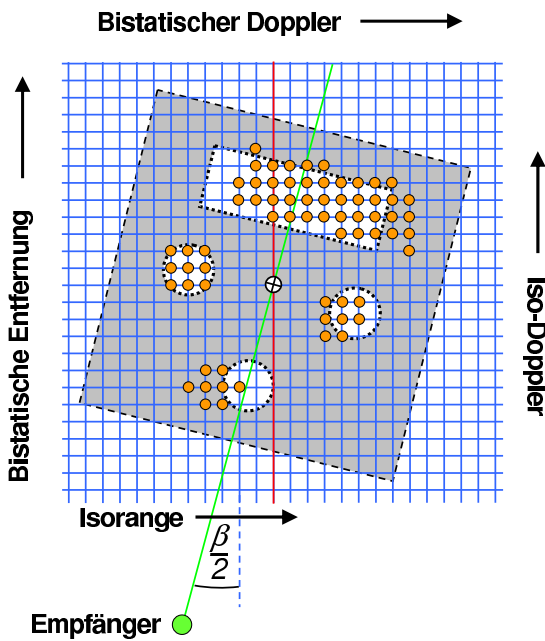


Abb. 4.15: Lage der Streuzentren vor Korrektur der Dopplernulldurchgänge.

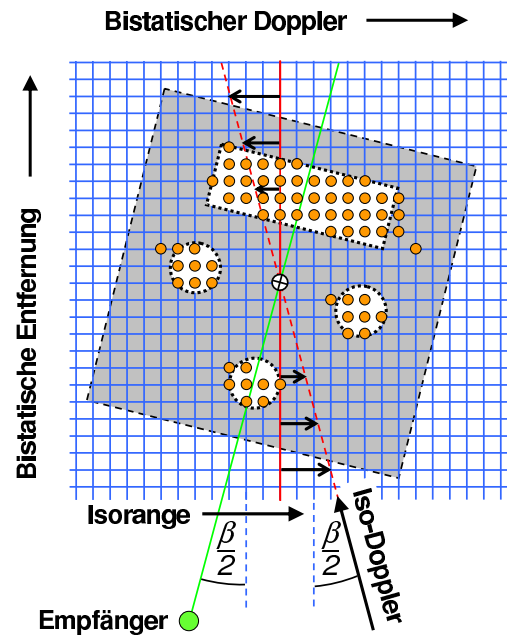


Abb. 4.16: Wirkung der Korrektur auf Lage der Streuzentren.

Die Anwendung der Filterfunktionen in der Azimutkompression hat zur Folge, dass die Iso-Doppler-Linie unter Beibehaltung der bistatischen Doppler-Richtung um den halben bistatischen Winkel $\frac{\beta}{2}$ gegenüber der bistatischen Entfernung verkippt erscheint. Dieser Übergang vollzieht sich jeweils durch Verschiebung der Signalinformationen innerhalb einer Isorange-Zeile, wobei das Ausmaß mit größerem Abstand zum Szenenzentrum zunimmt. Dies wird durch die Länge der schwarzen Pfeile in Abbildung 4.16 angezeigt.

Um ein SAR-Bild aus Sicht des Empfängers zu erhalten, ist abschließend eine Transformation des gesamten Koordinatensystems mit den darin enthaltenen Streuzentren durchzuführen. Aus der Orthogonalität von Isorange-Linien und der Winkelhalbierenden des bistatischen Winkels ergibt sich eine Winkeldifferenz zur Sichtlinie des Empfängers von $\frac{\beta}{2}$, um die das bistatische Koordinatensystem rotiert werden muss. Abb. 4.17 veranschaulicht das Ergebnis der Rotation, in dem nun Querentfernung und Entfernung die orthogonalen Koordinatenachsen definieren und eine Überdeckung mit den ursprünglich beleuchteten Objekten auftritt. Auf eine Neuabtastung im neu erhaltenen Koordinatensystem wurde dabei verzichtet. Im resultierenden SAR-Bild entsteht eine 'Versmierung' der Reflexionen in Iso-Doppler-Richtung, deren Ausmaß von der Lage des Dopplernulldurchgangs relativ zu den Koordinatenachsen abhängt.

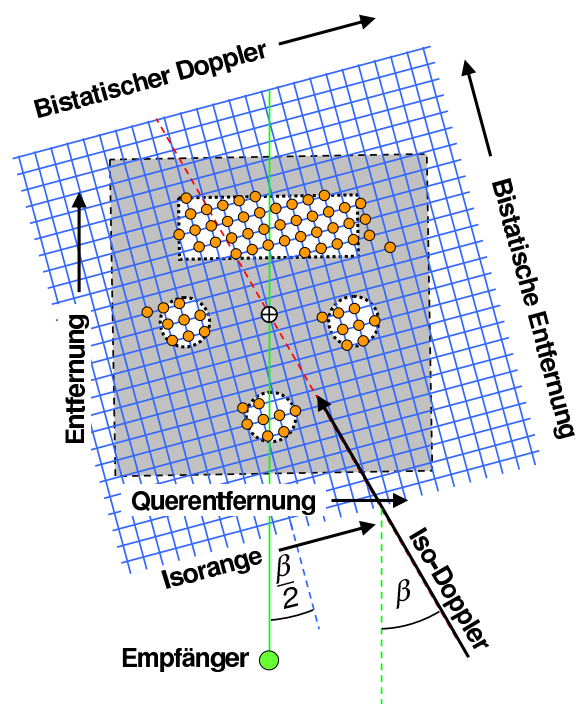


Abb. 4.17: SAR-Bild nach Berücksichtigung der Empfängersichtlinie.

5 Entwicklung des vorwärtsblickenden Empfängersystems FLORENCE

Die vorherigen Kapitel befassten sich auf theoretischer Basis mit den Möglichkeiten und Grenzen, die bistatische Geometrien für vorwärtsblickende Radarempfänger zur Erreichung einer Zielauflösung bieten. Aus den Grundlagen von Kapitel 2 ließ sich die prinzipielle Anwendbarkeit des Ansatzes belegen. Daher bestand der nächste Schritt im experimentellen Nachweis durch Feldversuche. Dazu mussten Sender- und Empfängersysteme verfügbar gemacht werden, die in bistatischen Messungen als räumlich separate Einheiten fungieren. In einem erfolgreich verlaufenden ersten Experiment mit kooperativem Sender konnte bereits die Bildung einer Querauflösung im prozessierten SAR-Bild für einen Empfänger erreicht werden. Die verwendete Messgeometrie sowie das zugehörige Ergebnis ist in Anhang A.2 nachzulesen.

Für den Einsatz in Flugmessungen bedurfte es einer vollständigen Neuentwicklung einer passiven Empfängerapparatur. Diese erhielt den Namen FLORENCE, abgeleitet aus der englischsprachigen Umschreibung "Forward-Looking Receiver Exploiting Non-Cooperative Emitters". Auf die Möglichkeit einer direkten Phasensynchronisation des Lokaloszillators am Empfänger musste aufgrund der räumlichen Trennung verzichtet werden, so dass ein Verfahren benötigt wurde, das die Aufnahme der reflektierten Signale über eine autarke Messauslösung des Empfängersystems gewährleistet. In Abschnitt 5.1 werden der Aufbau, das Messkonzept und die Systemparameter der passiven Empfängereinheit vorgestellt. Im zweiten Abschnitt 5.2 werden die operativen Bedingungen für bistatische Flugmessungen erläutert und die verwendete Messgeometrie vorgestellt.

5.1 Hardwareaufbau und Wahl der Systemparameter

Die Konzipierung und der Aufbau eines passiven Empfängersystems für bistatische Messungen stellte einen wichtigen Teil der durchgeführten Arbeiten dar. Dieses sollte in der Lage sein, frequenzmodulierte Radarsignale des Ka-Bands (Millimeterwelle) in gepulster Form zu detektieren, stabil in den Bereich der Zwischenfrequenzen herunterzumischen und in eindeutiger Bandbreite abzutasten und aufzunehmen. Dazu ist eine bistatische Konstellation zu wählen, in der das Empfängersystem während der Messung eine direkte Beleuchtung durch den Sender erfährt. In [5] wurde die prinzipielle Konzeption bereits vorgestellt und

dazu weitere Ausbaumöglichkeiten hin zu einer autonomen Empfängereinheit aufgezeigt. Als Beleuchter in den Messungen diente das vom FHR entwickelte SAR-System MEMPHIS, dessen Aufbau in Anhang A.3 und Integration in die bistatische Messgeometrie in Abschnitt 5.2.2 beschrieben wird. Da die Radarparameter durch dieses Sendesystem im wesentlichen vorgegeben waren, bestand die Hauptaufgabe bei der Entwicklung des Empfängersystems in der Abstimmung von Komponenten und Steuerung auf diesen Sender.

Der Aufbau des Empfängersystems FLORENCE in schematischer Form ist in Abb. 5.1 zu sehen, in dem neben den verwendeten Bauteilen die zugehörigen Verstärkungs- bzw. Dämpfungswerte in dB angegeben sind. Ergänzend ist der Feldaufbau von FLORENCE in Abb. 5.2 dargestellt.

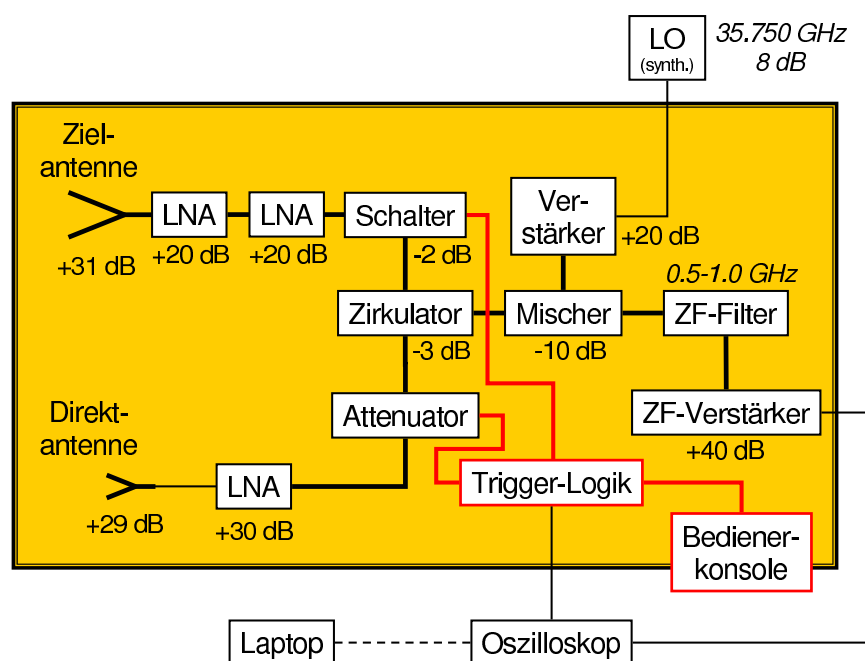


Abb. 5.1: Aufbau des passiven Empfängersystems FLORENCE für bistatische Messungen.

FLORENCE verfügt über zwei zunächst getrennte Empfangszweige. Dadurch wird das Empfängersystem in die Lage versetzt, Signale aus zwei voneinander unabhängigen Richtungen detektieren zu können. Die Direktantenne mit einem Gewinn von 29 dB ist dafür vorgesehen, das rückwärtig vom Sender eintreffende Direktsignal aufzufangen. Diese Antenne lässt sich in Richtung des vorbei fliegenden Beleuchters schwenken, so dass sie orthogonal zur Flugbahn stehen kann. Dadurch ist sichergestellt, dass eine konstante Messauslösung des Empfängersystems im Bereich der Antennenhauptkeule des Senders geschieht und eine verbesserte Einkopplung der direkten Signale erreicht wird. Am Eingang des zweiten Hochfrequenzzweiges ist eine Zielantenne mit einem Antennengewinn von 31 dB implementiert, die starr auf die zu beleuchtende Szene ausgerichtet ist. Bei der Verwendung lediglich einer Antenne ausschließlich für die Zielreflexionen wäre eine Messauslösung nur unzureichend zustande gekommen, da die Zielantenne durch den hohen Richtungsgewinn eine geringe

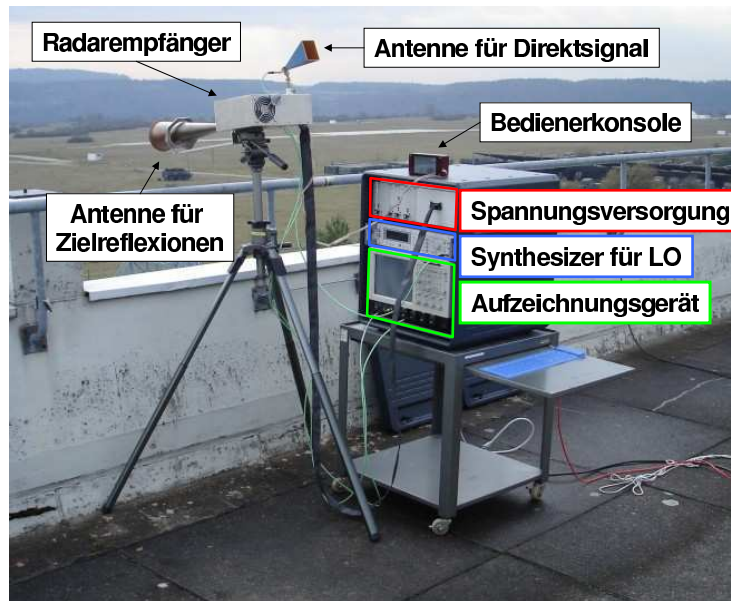


Abb. 5.2: Feldaufbau von FLORENCE mit Hochfrequenzempfänger auf Stativ sowie Aufzeichnungs- und Steuerungseinheit in Transportgehäuse.

Empfindlichkeit in der entgegengesetzten Blickrichtung besitzt. Mit dieser Konstruktion ist es nun prinzipiell möglich, die richtungsverschiedenen Direktsignale und Zielreflexionen mit getrennten Antennen in ausreichender Leistung aufzunehmen.

Charakteristisch für die beiden entstehenden Signalblöcke (direkt, reflektiert) ist, dass sie zeitlich nacheinander an der Empfängereinheit eintreffen und in der Datenablage getrennt erscheinen können. Daraus entstand die Idee, die zwei Signalteile jedes Pulses, die von den beiden Antennen aufgenommen wurden, in einer einzigen Spur abzulegen. Vorteilhaft wirkt sich dies auf das benötigte Aufnahmevolumen der Aufzeichnungseinheit aus, das nun ohne einen Verlust an wesentlichen Radarinformationen halbiert werden konnte. Daneben wird die vollständige Aufnahme des Direktsignals möglich und nicht allein die Ablage des Zeitpunktes der Messauslösung. Umgesetzt wurde dieser Ansatz durch die Implementierung eines Schalters in den Zielzweig, der die Signale der Zielantenne für eine festgelegte Zeit um 40 dB dämpft. Der Schaltprozess des Bauteils wird durch eine neu aufgebaute Schaltlogik gesteuert, die jeweils nach Eintreffen des direkten Signals und einer vorgegebenen Verzögerungszeit von 450 ns aktiviert wird. Das erneute Abschalten des Schalters zur Erreichung des Ursprungszustandes geschieht jeweils nach Ende des voreingestellten Aufnahmezeitfensters. Im Schema von Abb. 5.3 ist die komplette zeitliche Abfolge für die Aufnahme eines Sendepulses zu sehen.

Ergänzend zeigt Abb. 5.4 an einem Beispiel die Rohdaten eines gemessenen Datensatzes, in dem sich der Schaltvorgang zwischen den Antennen beobachten lässt. Die Signale der Direktantenne sind in dem Zeitfenster 1 - 550 ns abgelegt, während die restliche Zeit bis zum Ende des Aufnahmezeitfensters die Signale mit der Zielantenne aufgenommen wurden. Si-

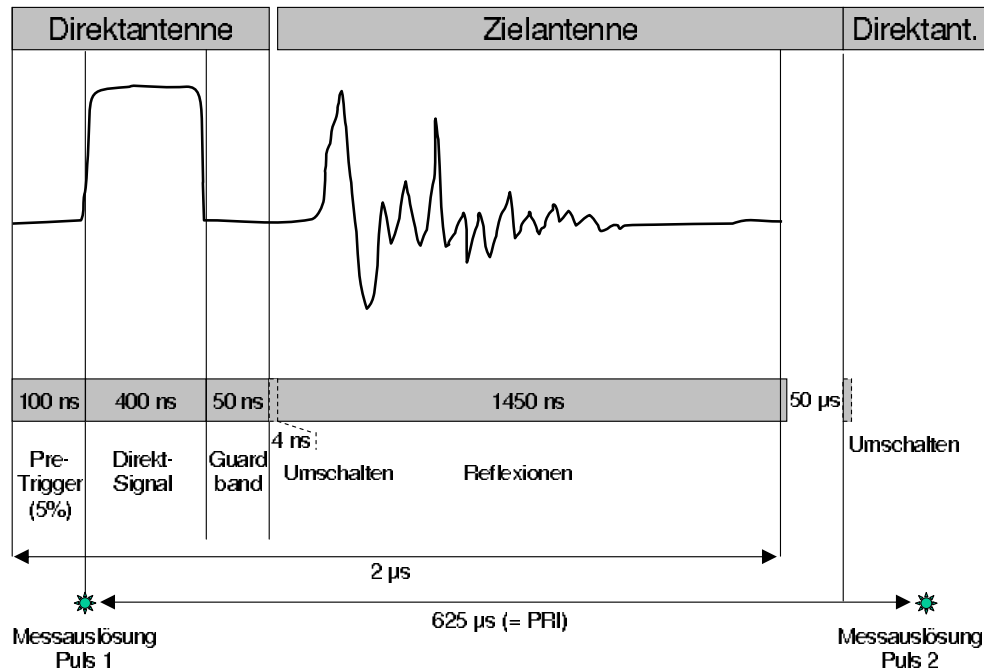


Abb. 5.3: Schematische Darstellung des Aufnahmevorgangs von FLORENCE mit Umschaltzeitpunkten.

gnifikant ist der Umschaltvorgang von der Direkt- zur Zielantenne durch den veränderten Rauschpegel ab 550 ns zu erkennen. Der zugehörige Einschwingprozess des Schalterbauteils ist dabei nach geringer Zeit (≤ 10 ns) abgeschlossen. Die separaten Direktsignal- und

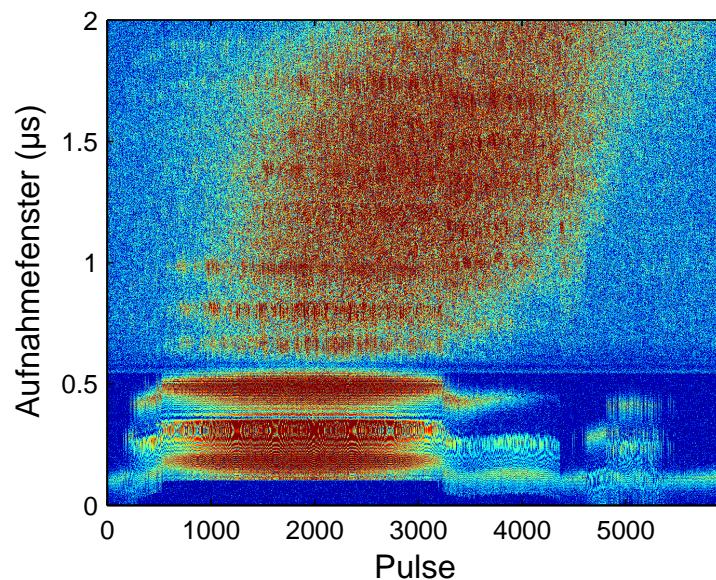


Abb. 5.4: 8 Bit-Rohdatensatz einer bistatischen Messung, aufgenommen von FLORENCE.

Zielzweige laufen schließlich in einem Zirkulator zusammen, wodurch nun eine einkanalige Weiterleitung der Signale zum Mischer ermöglicht wird. Die synthetisch erzeugte Lokos-

zillatorfrequenz (LO) zum Abwärtsmischen der Radarsignale wird dabei von einem Signalgenerator bereitgestellt. Im gewählten Mischprozess werden die Hochfrequenzsignale (HF) mit einer LO-Frequenz multipliziert und die Frequenzdifferenzen weitergeleitet [28]. Das verwendete Mischerbauteil lässt ausschließlich eine Verarbeitung der Signale des oberen Seitenbandes zu, so dass eine LO-Frequenz größer als die Signalfrequenzen (HF) zu wählen war ($f_{LO} > f_{HF}$). Dadurch entstehen nach dem Mischprozess Signale der Zwischenfrequenzen (ZF) in Kehrlage, d.h., frequenzmodulierte Radarsignale, die als Up-Chirp ausgesendet werden, kehren im aufgenommenen Datensatz ihren Frequenzgang um. Die Bandbreite des Sendesignal bleibt hierbei vollständig erhalten. Die Gleichung des Mischvorgangs lautet demnach

$$f_{ZF} = f_{LO} - f_{HF}. \quad (5.1)$$

Im abgestimmten Szenario mit dem Sendesystem MEMPHIS betrug die Trägerfrequenz des Sendesignals 35.000 GHz und die zugehörige symmetrische Bandbreite 200 MHz. Daraufhin ist für die Lokoszillatorfrequenz von FLORENCE ein Wert von 35.750 GHz verwendet worden. Die Signale ließen sich daher symmetrisch um die Zwischenfrequenz von 750 MHz ablegen, wie in dem in Abb. 5.5 dargestellten Mischprozess zu erkennen ist.

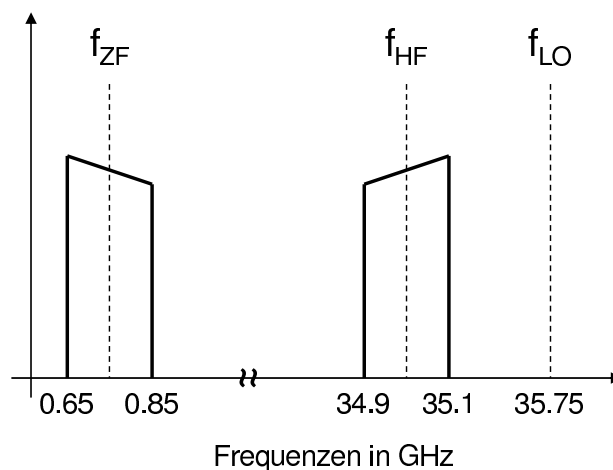


Abb. 5.5: Umsetzung der Hochfrequenzsignale in Zwischenfrequenzen in einem abwärts gerichteten Mischprozess.

Durch die Beleuchtung des Empfängersystems von einem bewegten Sender aus, sind den empfangenen Hochfrequenzen zusätzlich Dopplerfrequenzen aufgeprägt. Diese werden ebenfalls (analog zur Signalbandbreite) nach dem Mischprozess in der Zwischenfrequenz in Kehrlage abgebildet. Dieses besondere Signalverhalten ist bei der Verarbeitung der SAR-Daten in der Azimutkompression zu berücksichtigen.

Zurückgehend auf das in Abb. 5.1 gezeigte Empfängerschema, schließt sich an den Mischprozess eine Bandpassfilterung der Signale in einem Bereich von 0.5 - 1.0 GHz an, so dass eine Dämpfung um 20 dB für Signale außerhalb des Durchlassbereiches erreicht wird. Am Ende erhöht sich die Signalstärke durch einen ZF-Verstärker nochmals um 40 dB und

das Empfängersystem erzielt entlang des Zielzweigs abschließend eine Gesamtverstärkung von ca. 100 dB.

Vor der Speicherung sind die analogen Eingangssignale mittels eines Analog-Digital-Konverters (ADC) in digitale Binärdaten umzusetzen. Das zugehörige Übertragungsverfahren ist als Pulscodemodulation (PCM) bekannt und beinhaltet eine Quantisierung mit anschließender Codierung [21]. Bei der Quantisierung werden wertkontinuierliche in wertdiskrete Signale überführt, so dass sich die Amplitudenwerte nach erfolgter Abtastung festen Quantisierungsstufen zuordnen lassen. Bei der Codierung werden die quantisierten Daten in Binärdaten umgewandelt, um eine speicherarme Ablage der Daten zu ermöglichen. Maßgebend für die Zahl der Quantisierungsstufen ist die verfügbare Datentiefe n (in bit), die durch die Länge (= Anzahl der Stellen) des binären Codes bestimmt wird. Für eine Datentiefe von n Bit ergeben sich somit $(2^n - 1)$ Quantisierungsstufen, die durch ein abgetastetes Signal maximal belegt werden können. Ein, wie in unserem Fall, mit 8 Bit codiertes Signal kann daher in maximal 255 Quantisierungsstufen zerlegt werden, so dass bei einem zentral um den Nullpunkt liegenden Aufnahmebereich die Stufen -128 bis +127 belegbar sind. Die maximale Amplitude, angegeben als Spitze-Spitze-Amplitude A_{pp} , die bei einer festgelegten Datentiefe abgebildet werden kann, bestimmt sich durch

$$A_{pp} = 2^n q_s, \quad (5.2)$$

wobei q_s die Größe der Quantisierungsstufen angibt. Bei der Überführung des analogen Quellsignals durch eine diskrete Abtastung in gleichförmige Amplitudenstufen entstehen unvermeidliche Unschärfen, die als Quantisierungsrauschen bezeichnet werden. Der maximale Fehler bei der Quantisierung ist abhängig von der Größe der Quantisierungsstufe q_s und liegt bei $\pm q_s/2$. Für ein günstiges Signalverhalten ist nach [22] die Auflösung so zu wählen, dass das Quantisierungsrauschen deutlich unterhalb des thermischen Rauschens liegt. Dabei empfehlen sich Werte von $6 q_s$ bis $10 q_s$. FLORENCE erfüllt diese Bedingung mit $q_s = 0.8 \text{ mV}$ und einem Rauschniveau von 10 mV , so dass keine Quantisierungsfehler in den Daten zu erwarten sind.

Wird der eingestellte Amplitudenbereich A_{pp} bedingt durch Übersteuerung verlassen, führt dies zu einem Abschneiden ('Clipping') der Signaldaten und somit zu einem Verlust von Amplitudeninformationen. Daher ist für Messungen die optimale Einstellung der Quantisierungsstufen unerlässlich, um eine breite Belegung der Amplituden zu erreichen, ohne dabei Werte durch eine Übersteuerung zu verlieren. Liegen Messdaten in Form von effektiven Amplitudenwerten A_{eff} vor und ist die Größe der Quantisierungsstufen q_s bekannt, kann die Ausnutzung der verfügbaren Bitaussteuerung n_{eff} bestimmt werden durch

$$n_{\text{eff}} = \frac{\lg\left(\frac{A_{\text{eff}}}{q_s}\right)}{\lg(2)}. \quad (5.3)$$

Hierdurch wird es möglich, eine quantitative Aussage über die Ausnutzung des bereitgestellten Amplitudenbereichs zu fällen und ggf. die Einstellung des Aufzeichnungsgerätes zu

verändern.

Die soeben beschriebene Pulsmodulation der analogen Signale und deren Aufzeichnung als Digitaldaten geschah mittels eines angeschlossenen Oszilloskops, in dem die Daten zusätzlich mit den Zeitstempeln der Auslösezeitpunkte versehen wurden. Die Ablage erfolgte in Form von Realdaten ohne imaginären Anteil, so dass für die spätere Verarbeitung zur Steigerung der eindeutigen Dopplerbandbreite eine Hilbert-Transformation durchzuführen war.

Als Folge der einkanaligen Systemauslegung müssen die Signale beider Antennen von FLORENCE mit einer gemeinsamen Datentiefe von 8 Bit aufgenommen werden. Dazu ist es erforderlich, eine Anpassung der eintreffenden Leistungen von Direkt- und Zielantenne vorzunehmen. Dies geschieht durch die Integration eines Dämpfungsglieds¹ auf dem Antennenzweig für das direkte Signal. Das spannungsgeführte Bauteil besitzt einen diskret einstellbaren Bereich von 0 bis -50 dB. Dadurch ist die Dämpfung so justierbar, dass die Maximalamplituden der Signale an beiden Antennen angeglichen werden können und somit die Daten in der Aufnahmeeinheit mit ausreichend guter Aussteuerung aufzuzeichnen sind. Hervorzuheben ist, dass die Stärke dieser Dämpfung unabhängig von der Entfernung des Beleuchters eingestellt werden kann. Begründet werden kann dies durch die in Kapitel 2.2 hergeleitete Gleichung (2.14) über das Verhältnis der Leistungen an Direkt- und Zielantenne. Danach ändert sich zwar die ankommende Leistung an den beiden Antennen mit dem Abstand des Senders, die Leistungsdifferenz variiert mit der Entfernung jedoch nur in geringem Ausmaß.

Wie aus dem Aufbau von Abb. 5.1 ersichtlich, fungierte das Digitaloszilloskop zusätzlich als Steuerungseinheit, mit der die Empfindlichkeit des Empfängersystems bezüglich eintreffender Signale bestimmt werden konnte. Dabei sollte die Leistung des direkt empfangenen Signals ausreichen, um die Messung durch Überschreiten einer über dem Rauschen des Empfängersystems liegenden Amplitudenschwelle auszulösen. Da der Sender MEMPHIS gepulste Signale mit einem geringen Tastverhältnis abstrahlte, musste aus diesem Grund in der Empfängereinheit eine über die synthetische Apertur kontinuierliche Messauslösung von Puls zu Puls gelingen. Dies wurde durch die manuelle Einstellung eines Schwellwertes, der oberhalb des Rauschpegels von -30 dB von FLORENCE lag, sichergestellt.

Unter der Annahme, dass nur Quantisierungsrauschen vorliegt, lässt sich nach [22] das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) in Abhängigkeit von der Datentiefe n durch

$$\text{SNR (dB)} = 6.02n + 1.76 \quad (5.4)$$

angeben. Danach erhöht sich mit jedem zusätzlich verfügbaren Bit das Signal-Rausch-Verhältnis in einem Radardatensatz um ca. 6 dB. Bei einer vorhandenen Datentiefe von 8 Bit ergibt sich somit ein theoretisches Signal-Rausch-Verhältnis von 50 dB.

¹englisch: attenuator

Um ein digitalisiertes Signal eindeutig rekonstruieren zu können, ist es mindestens mit dem Doppelten seiner Bandbreite, der Nyquist-Frequenz, abzutasten [10]. In der Aufzeichnungseinheit ließ sich jedoch eine gegenüber der Signalbandbreite $B = 200$ MHz deutlich höhere Abtastrate von $f_s = 2.5$ GHz realisieren. Daraus ergab sich der Vorteil, dass die Harmonischen erster bis dritter Ordnung des abwärts gemischten Sendesignals sowie der halben Abtastfrequenz im Nutzbereich des ZF-Bandes vermieden wurden. Eine ebenfalls technisch mögliche Abtastfrequenz von 1.25 GHz schied aus apparativen Gründen aus, da der Sperrbereich des verwendeten ZF-Filters einen Teil der Nutzsignale gedämpft hätte. Parallel dazu wäre eine Verletzung des Nyquist-Theorems eingetreten. Die Abtastsituation für ein in den ZF-Bereich heruntergemischtes Signal mit einer Bandbreite von 200 MHz ist in der nachfolgenden Abb. 5.6 dargestellt.

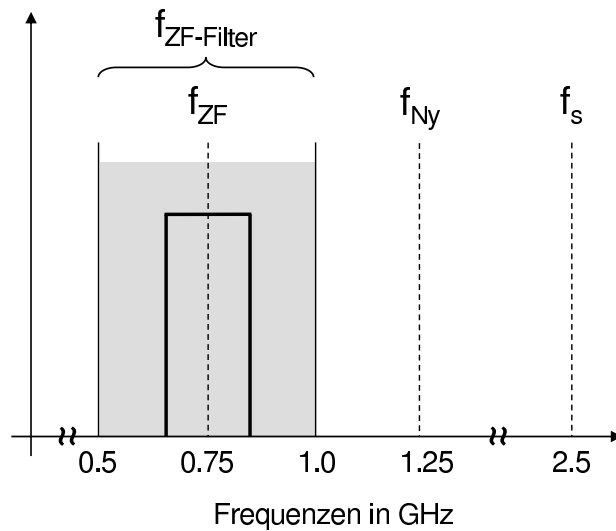


Abb. 5.6: Darstellung der Frequenzen im ZF-Bereich mit f_s = Abtastfrequenz, f_{Ny} = Nyquist-Frequenz, $f_{ZF-Filter}$ = ZF-Filterbereich und f_{ZF} = ZF-Frequenz.

Andererseits ergeben sich Vorteile für das Signal-Rausch-Verhältnis, wenn ein Analogsignal eine Überabtastung erfährt, die größer als die verwendete Signalbandbreite ist. Das zu bildende Verhältnis der Abtastatenkonvertierung² wird hierbei durch den Quotienten aus Abtastfrequenz f_s und Nyquist-Frequenz definiert:

$$\text{OSR} = \frac{f_s}{2B} = 2^E \quad (5.5)$$

Nach [22] reduziert jede Verdopplung der Abtastfrequenz das Quantisierungsrauschen um 3 dB. Unter Verwendung der Potenz E aus Gleichung (5.5) kann das Signal-Rausch-Verhältnis, das sowohl Quantisierungsrauschen als auch den Gewinn aus der Überabtastung berücksichtigt, geschrieben werden als

$$\text{SNR (dB)} = 6.02(n + 0.5E) + 1.76. \quad (5.6)$$

²englisch: oversampling ratio (OSR)

Gemäß dieser Gleichung führt jede Vervielfachung der OSR zu einer Erhöhung der Datentiefe n um ein Bit und verbessert dadurch das Signal-Rausch-Verhältnis. Die Kenndaten von FLORENCE zugrundegelegt ($n = 8$ Bit, $E = \frac{2.5 \text{ GHz}}{400 \text{ MHz}} = 6.25$), entsteht somit ein theoretisches Signal-Rausch-Verhältnis von 68.7 dB.

Die maßgeblichen Systemparameter des passiven Empfängersystems FLORENCE sind abschließend in Tab. 5.1 noch einmal zusammengefasst.

Tab. 5.1: Systemparameter von FLORENCE.

Polarisation Direktantenne	horizontal
3 dB-Keulbreite Direktantenne	7°
Antennengewinn Direktantenne	29 dB
Polarisation Zielantenne	zirkular
3 dB-Keulbreite Zielantenne	5°
Antennengewinn Zielantenne	31 dB
Signal-Trägerfrequenz	35.000 GHz
LO-Mischfrequenz	35.750 GHz
ZF-Filterbereich	0.5-1.0 GHz
Abtastfrequenz	2.5 GHz
Abtasttiefe	8 Bit
Aufnahmefenster je Puls	2 μ s

5.2 Das Empfängersystem im operationellen Einsatz

Im letzten Abschnitt wurde der Aufbau und die Funktionsweise des passiven Empfängersystems FLORENCE vorgestellt. Dabei war Motivation und Ziel für die Entwicklung, Daten aus bistatischen Messungen zu gewinnen, um geometrische Effekte und deren Auswirkungen auf die zweidimensionale Zielauflösung zu untersuchen. Bevor auf die Ergebnisse in Kapitel 6 eingegangen werden kann, sind in Abschnitt 5.2.1 zunächst die messtechnischen und geometrischen Voraussetzungen für eine bistatische Messung mit vorwärtsblickendem Empfänger und semi-kooperativem Beleuchter anzusprechen. Anschließend wird in Abschnitt 5.2.2 der Aufbau der Szene im Zielgebiet beschrieben und die gewählte bistatische Geometrie für die Messungen vorgestellt.

5.2.1 Bedingungen für die Nutzung einer semi-kooperativen Beleuchtung

Um die Aufnahme bistatischer SAR-Daten zu ermöglichen, ist eine Abstimmung über die zu verwendenden System- und Geometrieparameter zwischen Empfänger- und Sendeeinheit

erforderlich [14]. Die wesentlichen Punkte sind in der nachfolgenden Auflistung angegeben.

Sendefrequenz und frequenzmoduliertes Signal

Eine Grundvoraussetzung stellt die Kenntnis der Frequenz des Sendesignals dar, so dass die Hardware des Empfängersystems in die Lage versetzt wird, eintreffende Signale und Reflexionen mit geringen Verlusten durchzuleiten. In unserem Fall sind die Komponenten von FLORENCE für einen Frequenzbereich von 30-40 GHz ausgelegt. Damit liegt die Sendefrequenz von MEMPHIS mit 35 GHz im detektierbaren Rahmen (siehe auch Anhang A.3). Daneben ist die Lokaloszillator-Frequenz des Empfängers so zu wählen, dass eine verlustarme und vollständige Umwandlung der frequenzmodulierten Hochfrequenzsignale in das Band der Zwischenfrequenz ausgeführt werden kann. Die Abtastfrequenz ist ebenfalls auf diese Situation anzupassen.

Gepulstes Signal

Die Empfängerapparatur arbeitet mit einer pulsabhängigen Messauslösung. Daher ist vorzusetzen, dass das Signal in diskreten Zeitabständen ausgesendet wird und eine endliche Pulslänge besitzt. Es ist ferner für eine einfache SAR-Verarbeitung von Nutzen, wenn die Pulswiederholfrequenz über den Messzeitraum konstant bleibt und sich eine gleichmäßige räumliche Abtastung entlang der synthetischen Apertur einstellen kann. Unter diesen Bedingungen gelingt eine korrekte Ausrichtung der aufgenommenen Pulse gemäß der vorgestellten Routine in Kapitel 4.2.

Orientierung der Antennen

Für eine ausreichend starke Detektion des direkten Sendesignals und für die Aufnahme der eintreffenden Reflexionen spielt die Orientierung der beteiligten Antennen eine wesentliche Rolle. Dazu ist eine Vereinbarung zwischen Sender und Empfänger über die Lage des zu beleuchtenden Zielgebietes zu treffen. Die zwei Antennen des Empfängersystems sind hierzu für die Reflexionen auf das Zentrum des zu beleuchtenden Zielgebiets und für das Direktsignal auf den CPA des Senderflugpfads (d.h., entlang der Basislinie L) auszurichten. Bei den stark gebündelten Antennen des Ka-Bandes wie im hier verwendeten Fall ist neben der azimutalen auch die elevationsische Ausrichtung von Bedeutung. Ansonsten besteht die Gefahr, dass die zu geringe Leistungsaufnahme an der direkt zum Sender orientierten Antenne zum Ausbleiben der Messauslösung führt. Eine bistatische Datenaufzeichnung wäre in diesem Fall unterbunden. Auf seiten des SAR-Senders ist die geometrische Bedingung zu erfüllen, dass die Antennenhauptkeule in Elevation und der Abstand ausreichend groß ist, um sowohl den Empfänger als auch das Ziel mit ausreichender Leistung zu bestrahlen. Hohe Depressionswinkel bei gleichzeitig kurzer Zieldistanz sind daher auszuschließen.

Vermeidung großer bistatischer Winkel

Bei bistatischen Messungen, in denen von Puls zu Puls das Empfängersystem die Aufnahme über das direkt empfangene Signal beginnt, sind große bistatische Winkel zwischen Sender und Empfänger zu vermeiden. Anderenfalls kann sich als Folge einstellen, dass im Vorbeiflug des Senders der Empfänger und das Zielgebiet eine gleichzeitige Beleuchtung nicht mehr erfahren. In diesen Fällen werden Messungen am Empfänger ausgelöst, ohne dass die Sendeantenne das Zielgebiet bestrahlt oder es erfolgt keine Aufnahme, obwohl das Zielgebiet beleuchtet wird. Daneben ergibt sich für die Datenmatrix die Konsequenz, dass bei größeren bistatischen Winkeln die wirksame synthetische Apertur für fernere Ziele erheblich reduziert wird. In Kapitel 6.3 werden zu diesem Thema die geometrischen Abhängigkeiten aufgezeigt, eine Berechnungsformel hergeleitet und die Wirkungsweise an einem Beispiel erläutert.

5.2.2 Bistatische Beleuchtungsgeometrie und Szenenaufbau

Neben dem theoretischen Grundverständnis über die bistatischen Abhängigkeiten, die in den letzten Kapiteln entwickelt worden sind, war die experimentelle Verifizierung ein wesentlicher Teil der Arbeit. Wichtiges Ziel der Untersuchungen bestand in der Wirkungsweise unterschiedlicher bistatischer Winkel auf die zweidimensionale Zielauflösung. In diesem Kapitel wurden als Einführung bereits das hierfür entwickelte Empfängersystem FLORENCE und die Bedingungen für eine semi-kooperative Beleuchtung vorgestellt.

In einer Messkampagne konnte das passive Empfängersystem FLORENCE schließlich eingesetzt werden. Dabei diente das Millimeterwellenradar MEMPHIS³ als bistatischer Beleuchter, das für diesen Zweck in einem Transportflugzeug Transall C-160 der Bundeswehr eingebaut war. Im Messeinsatz wurde MEMPHIS als monostatisches SAR-System mit gepulsten Signalen betrieben, während es im Vorbeiflug sowohl Empfänger als auch das vereinbarte Zielgebiet mit seiner seitlich aus dem Flugzeug schauenden Antenne beleuchtete (Abb. 5.7). Hierbei wurde ein Abstand von 1450 m gewählt und ein fester Elevationswinkel ε_T von 25° zum vereinbarten Zentrum im Zielgebiet eingenommen. Innerhalb des Messzyklus wurden fünf unterschiedliche Flugpfade gewählt. Das stationäre Empfängersystem FLORENCE nahm dabei gegenüber dem Zielpunkt einen konstanten Elevationswinkel von $\varepsilon_T = 7^\circ$ ein. Ergänzend sind in der nachfolgenden Tab. 5.2 die verwendeten Parameter für die bistatischen SAR-Messungen angegeben. Dabei sind die Kompressionsgewinne C_r und C_i für die Entfernungs- und die Azimutrichtung aus den bekannten Parametergrößen anhand der Gleichungen (2.20) und (2.50) berechnet worden.

³siehe Anhang A.3

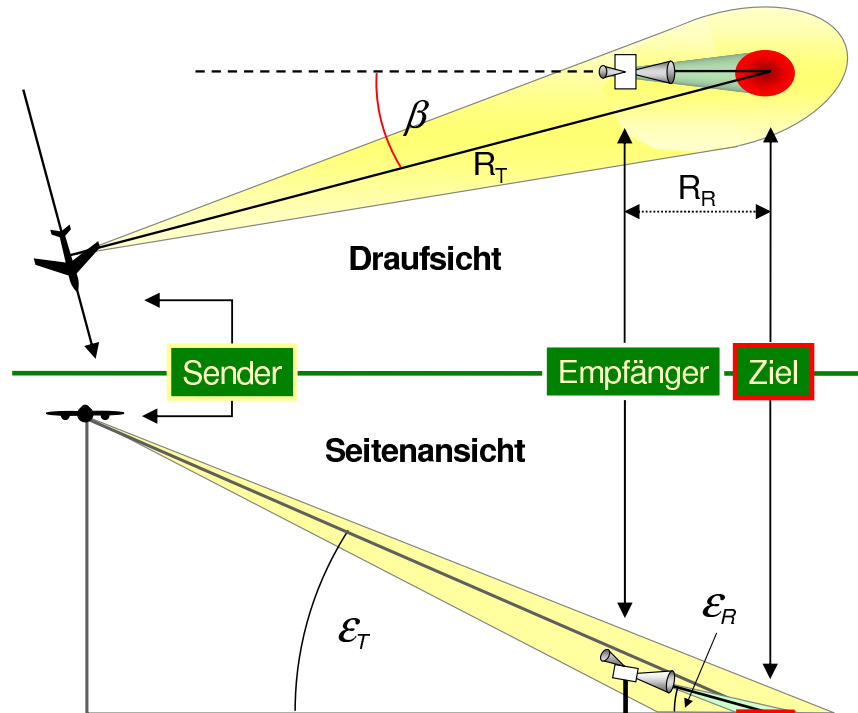


Abb. 5.7: Bistatische Geometrie der Flugmessungen mit MEMPHIS (Sender) und FLORENCE (Empfänger).

Tab. 5.2: Parameter der bistatischen Messungen

Sender	Wellenlänge des Sendesignals λ	8.57 mm
	Geschwindigkeit v_T	75 m/s
	Elevationswinkel ϵ_T	25°
	Zielentfernung im CPA (Zentrum) R_T	1450 m
	bistatischer Winkel β	0°, 10°, 20°, 30°, 40°
Empfänger	Geschwindigkeit v_R	0 m/s
	Elevationswinkel ϵ_R	7°
	Zielentfernung (Zentrum) R_R	150 m
Entfernungsrichtung	Länge des Aufnahme Fensters	2 μ s
	Pulslänge T_r	400 ns
	Signalbandbreite B	200 MHz
	Kompressionsgewinn C_r	19 dB
Azimutrichtung	Pulswiederholfrequenz PRF	1600 Hz
	Zielbeleuchtungszeit T	1.5-3.0 s
	Dopplerbandbreite Δf_{D_i}	800-1100 Hz
	Kompressionsgewinn C_i	30-35 dB

Die vom Sender abgesetzten Pulse zeichneten sich durch eine konstante Pulswiederhol­frequenz (PRF) aus, um eine räumlich gleichmäßige Abtastung des beleuchteten Zielge­bietes zu erreichen. Bei der Wahl der PRF ist zu gewährleisten, dass eine Eindeutigkeit der aufgenommenen Dopplerfrequenzen gegeben ist. Anderenfalls ließen sich die entstehenden Dopplerhistorien nicht mehr sicher festen Ortspunkten zuordnen. Um diese Mehrdeutig­keiten in bistatischen Messdaten auszuschließen, ist die Bestimmung der minimalen PRF anzuraten. Eine Berechnung kann unter Berücksichtigung der in Kapitel 2.3.3 hergeleiteten Gleichung (2.48) durchgeführt werden. Diese lautet

$$\Delta y_i = \frac{\Delta f_{D_i} \lambda R_T}{v_T}. \quad (5.7)$$

Nun sei angenommen, dass die empfangene Dopplerfrequenz f_{D_i} von einem im Abstand R_T liegenden Ziel stammt. Die Lage des Ziels in Azimut lässt sich nur dann zweifelsfrei mit einem Bodenpunkt assoziieren, wenn die Ungleichung

$$\Delta f_{D_i} \leq \text{PRF}_{min} \quad (5.8)$$

wahr für alle Frequenzen ist⁴. Die maximale Dopplerfrequenz ist bei Erfüllung der Gleichung gegeben, so dass PRF_{min} statt Δf_{D_i} übernommen werden kann. Desweiteren lässt sich die Ausdehnung y_i in Isorange-Richtung nach Gleichung (2.47) durch die Äquivalenz

$$\Delta y_i = v_T T \cos \frac{\beta}{2} \quad (5.9)$$

ausdrücken. Setzt man nun die Gleichungen (5.8) und (5.9) in Formel (5.7) ein und löst nach PRF_{min} auf, so erhält man die notwendige Bedingung für die Eindeutigkeit der durch Dopplerfrequenzen darstellbaren Ziele mit

$$\text{PRF}_{min} = \frac{v_T^2 T \cos \frac{\beta}{2}}{\lambda R_T}. \quad (5.10)$$

Alternativ lässt sich durch Auflösung nach der Messzeit bei Kenntnis oder expliziter Vor­gabe einer Pulswiederhol­frequenz PRF auch die maximal zulässige Beleuchtungszeit T_{max} angeben:

$$T_{max} = \frac{\text{PRF} \lambda R_T}{v_T^2 \cos \frac{\beta}{2}}. \quad (5.11)$$

Auf den konkreten Fall der Messkampagne bezogen ergibt sich nach Einsetzen der be­nötigten Parameter aus Tab. 5.2 für die maximale Beleuchtungszeit T_{max} ein Wert von 3.53s. Dieser liegt oberhalb der in den Messungen beobachteten Zielbeleuchtungszeiten von $T = 1.5\text{-}3.0\text{s}$, so dass Doppler-Mehrdeutigkeiten, die auch in der Datenauswertung

⁴Es ist zu erwähnen, dass Formel (5.8) für komplexe Radardaten gilt, die, wie in unserem Fall, auch durch Anwendung einer Hilbert-Transformation entstehen dürfen. Bei Vorliegen ausschließlich realer Daten halbiert sich die eindeutige Bandbreite, so dass $\Delta f_{D_i} \leq \frac{\text{PRF}_{min}}{2}$ gilt.

nicht beobachtet wurden, bereits im Vorfeld ausgeschlossen werden konnten. Die PRF ist demnach für die festgelegte bistatische Geometrie korrekt bestimmt worden.

In Abb. 5.8 ist das Messgelände auf der WTD 81⁵ in Greding mit beleuchteten Zielgebiet und passiven Empfängersystem FLORENCE aus Sicht des fliegenden Senders zu sehen. Neben den fest installierten Begrenzungszäunen bestand die aufgebaute Szene aus vier unterschiedlich großen Kraftfahrzeugen sowie vier kugelförmigen Reflexionskörpern mit einem einheitlichem Durchmesser von 50 cm, die mit einer Aluminiumschicht versehen waren. Die Wahl zugunsten der Kugelobjekte fiel aufgrund ihrer Eigenschaft als Punktstreuer, einfallende Radarstrahlen unabhängig von der Einfallsrichtung homogen in einen großen Winkelbereich zu reflektieren. Der mit Kugeln verbundene Nachteil, einen geringen Rückstreuquerschnitt zu besitzen, wird durch dieses Charakteristikum kompensiert, da ein ausreichend großer Integrationsgewinn durch die lange Beleuchtungszeit entstehen kann. Stark bündelnde Objekte wie der Dreiflächenreflektor, die elektromagnetische Strahlen nur in einem eng begrenzten Bereich einfallen lassen und zurückwerfen können, kamen aus dem genannten Grund für die bistatischen Messungen nicht in Betracht. Durch die Einbringung

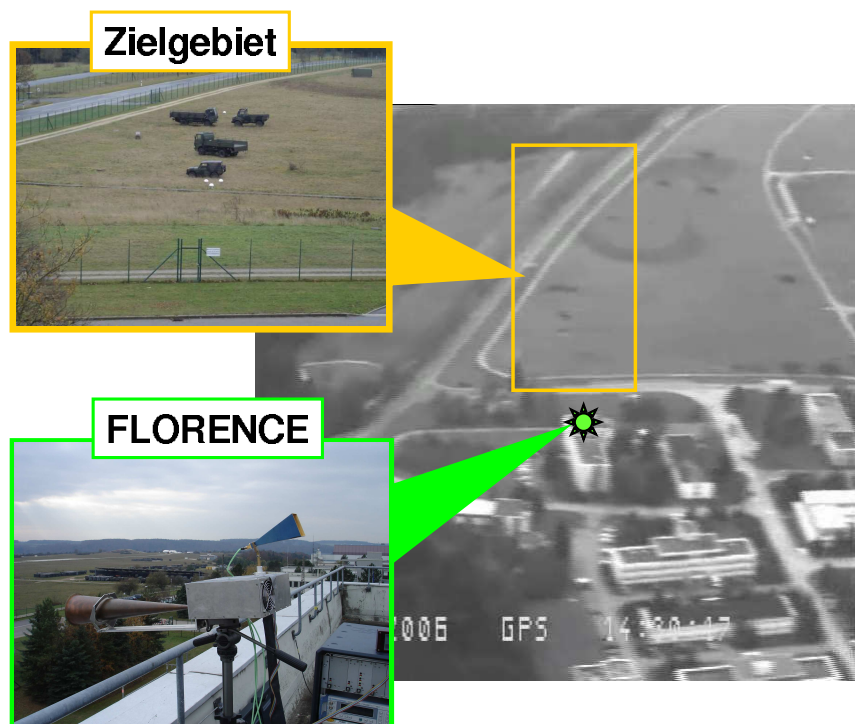


Abb. 5.8: Blick vom Flugpfad des Senders auf das Zielgebiet und den Ort des Empfängersystems.

von punktförmigen Streukörpern in die beleuchtete Szene ergab sich im übrigen für die nachfolgende SAR-Prozessierung der Vorteil, dass der Azimutkompression eine Fokussierung auf isolierte Streuzentren ermöglicht wurde (vgl. Kapitel 4.5). Ferner lässt sich anhand dieser Objekte eine Überprüfung der erreichten zweidimensionalen Auflösung durchführen

⁵Wehrtechnische Dienststelle 81 für Informationstechnologie und Elektronik

(vgl. dazu Kapitel 6.4).

Das vorwärtsblickende Empfängersystem FLORENCE stand mit Blick auf die anvisierte Szene erhöht auf der Dachterrasse eines fünfstöckigen Gebäudes. Die Zielantenne war dabei auf die Mitte des Zielgebietes ausgerichtet, während die Direktantenne zum Punkt der nächsten Annäherung (CPA) des Sender-Flugpfades schaute. Beide Antennen blieben während der Messungen starr, so dass das unverzerrte Antennendiagramm des Senders Eingang in die Daten finden konnte. Ergänzend zeigt Abb. 5.9 die gleiche Messsituation aus der rückwärtigen Perspektive des Empfängersystems zusammen mit einer näheren Ansicht von Transall und dem eingebauten Sendesystem MEMPHIS.

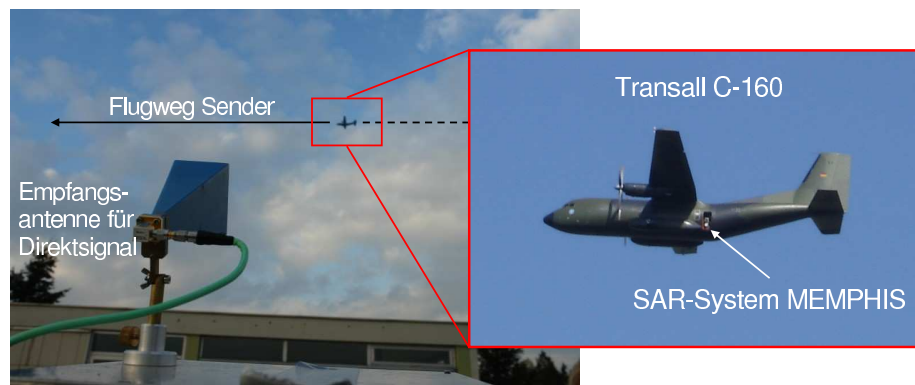


Abb. 5.9: Blick vom Empfängerort auf den Flugfad des Senders.

6 Ergebnisse bistatischer Flugmessungen mit FLORENCE

Die Ergebnisse der bistatischen Flugmessungen mit dem passiven Empfängersystem FLORENCE sind Schwerpunkt dieses Kapitels. In Abschnitt 6.1 wird dabei auf die Lagewinkel des Senders eingegangen und gezeigt, welche sich in den Messdaten nachweisen lassen. Abschnitt 6.2 befasst sich mit den Laufzeiteffekten, die bistatische gegenüber monostatischen Messungen aufweisen, und wie sich diese auf die Abbildung einer beleuchteten Szenerie auswirken. Die Bestimmung der wirksamen synthetischen Apertur und des kritischen bistatischen Winkels ist Gegenstand von Abschnitt 6.3, die sich aus der geometrischen Konstellation mit Messauslösung über das Direktsignal ergeben. In Abschnitt 6.4 stehen die Auflösungen isolierter Streuzentren im Vordergrund, verbunden mit der Frage, wie sich diese in Abhängigkeit von der geometrischen Beleuchtungssituation verändern. Abschnitt 6.5 stellt an einem SAR-Datenbeispiel vor, welche Auflösungen mit dem bistatischen Ansatz erreichbar sind und wie genau Entfernungen und Querentfernungen in der Radaraufnahme reproduziert werden können. Schließlich wird in Abschnitt 6.6 die Länge des Radarschattens eines Objektes im Zielgebiet ausgenutzt, um auf dessen originäre Höhe zu schließen.

6.1 Lagewinkel des Beleuchters

Für luftgestützte SAR-Messungen wird das Radarsystem i. d. R. seitlich in das Flugzeug eingebaut, um einen möglichst großen Winkel zwischen der Blickrichtung der Antenne und dem Geschwindigkeitsvektor zu erhalten. Je nach vorherrschenden Windverhältnissen treten neben translatorischen auch Rotationsbewegungen des Flugzeuges auf. Hierbei können bezüglich eines im Flugzeug zentrierten kartesischen Koordinatensystems drei Winkel definiert werden, die sich jeweils auf die Drehung um eine der Achsen beziehen [17]. In Abb. 6.1 sind die entsprechenden Drehachsen kenntlich gemacht.

Der Rollwinkel Ω entsteht bei einer Rotation des Flugzeuges um seine Längsachse (X-Achse), die gleichzeitig der Richtung des Geschwindigkeitsvektors entspricht. Konsequenz einer solchen Drehung ist die Verschiebung des beleuchteten Zielbereich in Entfernungsrichtung, da der Depressionswinkel des im Flugzeug installierten Radars konstant bleibt (Abb. 6.2). Für ein am Boden befindliches passives Empfängersystem, das eine Messauslösung

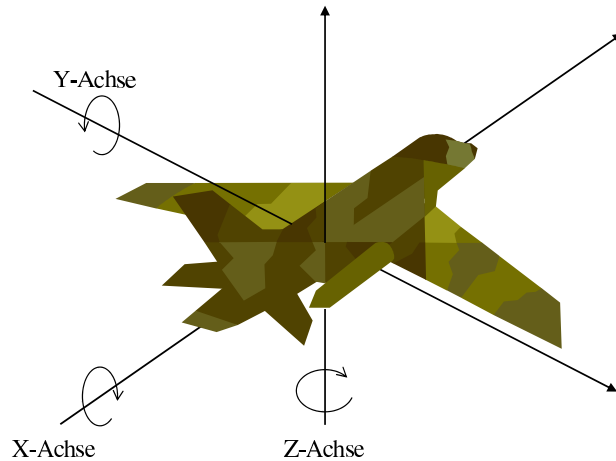


Abb. 6.1: Lage der kartesischen Koordinatenachsen bei einem Flugzeug.

über direkte Signale ausführt, kann dies zur Folge haben, dass eine Datenaufnahme wegen zu geringer Leistungsdetektion nicht mit der gewünschten Dauer stattfinden kann.

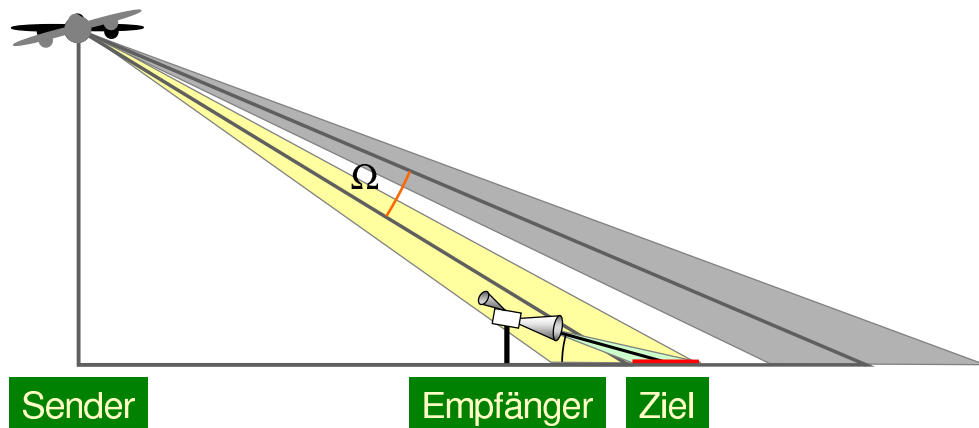


Abb. 6.2: Wirkung auf die Beleuchtungssituation in einer bistatischen Geometrie bei Auftreten eines Rollwinkels Ω .

Der so genannte Nickwinkel Θ resultiert aus einer Rotation um die Querachse (Y-Achse) des Flugzeugs, so dass sich eine gekippte Haltung des Flugzeugs nach vorne oder hinten einstellt. Hierfür ist vorrangig eine ungleichmäßige Beladung als Ursache zu sehen. Da Nickwinkel im Allgemeinen nur kleine Werte annehmen und sich die Breite der Antennenkeulen i.d.R. nur marginal ändert, ergeben sich nur geringfügige Konsequenzen für bistatische Geometrien. Eine Lokalisierung in den Messdaten ist daher kaum zu erwarten.

Der Driftwinkel Ψ (auch bekannt als Gierwinkel) entsteht durch eine Drehung um die Hochachse (Z-Achse) des Flugzeugs. Änderungen dieses Winkels bewirken eine Rotation des Antennendiagramms in Azimut, so dass Geschwindigkeitsvektor und Antennenhauptkeule nicht mehr orthogonal aufeinander stehen. Dadurch fallen das Amplitudenmaximum der Antennenhauptkeule und der durch den CPA der Senderflugbahn bestimmte Dopp-

lernulldurchgang räumlich nicht mehr zusammen (Abb. 6.3). Dies kann in Feldmessungen mit Amplitudentriggerung zu der Schwierigkeit führen, dass der für die SAR-Verarbeitung wichtige Dopplernulldurchgang im aufgezeichneten Aufnahmebereich nicht mehr enthalten ist.

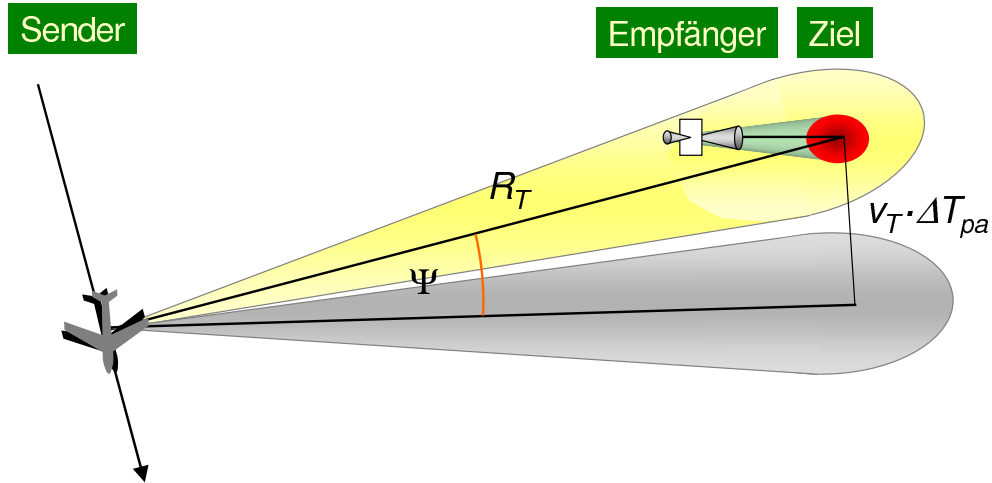


Abb. 6.3: Wirkung auf eine bistatische Geometrie bei Auftreten eines Driftwinkels Ψ .

In den durchgeführten bistatischen Messungen ließen sich Roll- und Nickwinkel nicht identifizieren, wohingegen auftretende Driftwinkel Ψ signifikant Eingang in die Daten fanden. Ein Driftwinkel kann in Messungen aus der Unterschiedlichkeit der Phasen- und Amplitudendiagramme bestimmt werden, wozu sich vorrangig das aufgenommene Signal der direkten Beleuchtung eignete, da es die größte Signalstärke besaß. Der Driftwinkel lässt sich gemäß der folgenden Gleichung aus den Messdaten abschätzen:

$$\Psi = \arctan\left(\frac{v_T \Delta T_{pa}}{L}\right) \quad (6.1)$$

Hierbei ist ΔT_{pa} der zeitliche Unterschied zwischen dem Amplitudenmaximum und dem Phasenextremum (in der Unwrapped Phase-Darstellung), während v_T und L den zunächst als bekannt vorauszusetzenden Größen der bistatischen Geometrie entsprechen.

An dem folgenden Datenbeispiel einer Flugmessung in quasi-monostatischer Konfiguration kann dieser geometrische Effekt dargelegt werden. In Abb. 6.4 ist das Amplitudendiagramm eines Direktsignals zu sehen, in dem das Anschwellen und Abklingen der detektierten Leistung der Antennenhauptkeule des Senders deutlich zu erkennen ist. Das Maximum der Amplitude wird dabei nach 1 s Messzeit erreicht. Stellt man das Phasendiagramm der gleichen Messung gegenüber (Abb. 6.5), ist dort ein Extremum nach etwa 1.5 s auszumachen¹. Die zeitliche Differenz zwischen beiden Ereignissen beläuft sich demnach

¹Aufgrund des verwendeten Mischprozesses tritt hierbei ein Minimum in der Phasendarstellung auf (siehe auch Kapitel 5.1).

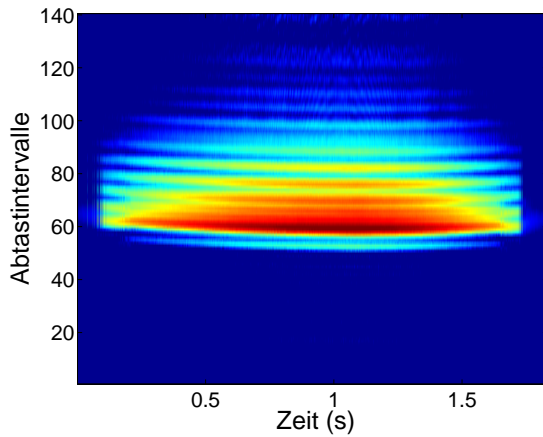


Abb. 6.4: Amplitudendiagramm des direkten Signals in quasi-monostatischer Geometrie, Dynamikbereich 30 dB.

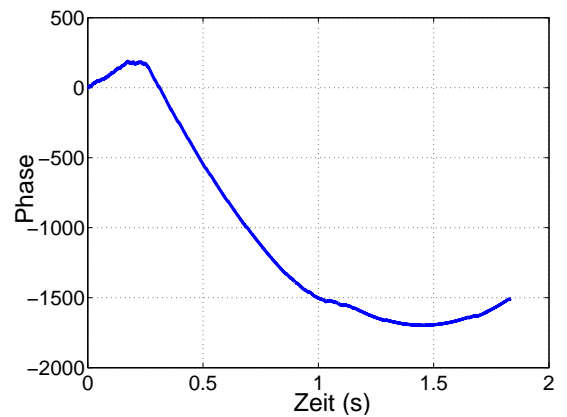


Abb. 6.5: Phasendiagramm (unwrapped) des direkten Signals in quasi-monostatischer Geometrie.

auf $\Delta T_{pa} = 0.5$ s. Zusammen mit $v_T = 75$ m/s und $L = 1300$ m kann anhand von Formel (6.1) der Driftwinkel Ψ bestimmt werden. Nach Einsetzen ergibt sich ein Winkel von $\Psi = 1.65^\circ$, um den sich die Antennenblickrichtung von der Orthogonalen zur Flugbahn des Senders unterscheidet.

6.2 Laufzeiteffekte in Entfernungsrichtung

In bistatischen Geometrien ergeben sich neben den Änderungen in der Querauflösung zusätzlich Einflüsse auf die Auflösung in Entfernungsrichtung. Diese bestimmt sich aus den unterschiedlichen Laufzeiten, die verteilte Ziele in einer beleuchteten Szene erfahren. In monostatischen SAR-Anwendungen, bei denen Sender und Empfänger sich am selben Ort befinden, geht dafür die Zweiweglaufzeit vom Radar zum Ziel in die Berechnungen ein. Im hier betrachteten Fall eines stehenden, vorwärtsblickenden Empfängersystems ist diese Annahme nicht mehr erfüllt. Die Lage von Ziel und Empfänger bleibt zwar in allen bistatischen Konstellationen konstant, jedoch ändert sich der geometrische Ort und der Beleuchtungswinkel des Senders, so dass eine entscheidende Verkürzung der Laufzeit zum Ziel entsteht. In Radarbildern rücken daher die empfangenen Reflexionen identischer Ziele mit zunehmendem bistatischen Winkel näher zusammen. Dieses geometrische Verhalten lässt sich an Abb. 6.6 erklären. Es wird vereinfachend angenommen, dass die Signale als ebene Welle Empfänger und Ziel erreichen, so dass die ebenfalls auftretenden Entfernungsänderungen vernachlässigt werden können. Nun kann Bezug genommen werden zu den Berechnungen der Parameterbestimmungen in Kapitel 3.3, in denen der Weg der Umweglaufzeit S nach Gleichung (3.29) lautet

$$S = R_R + R_T - L_2. \quad (6.2)$$

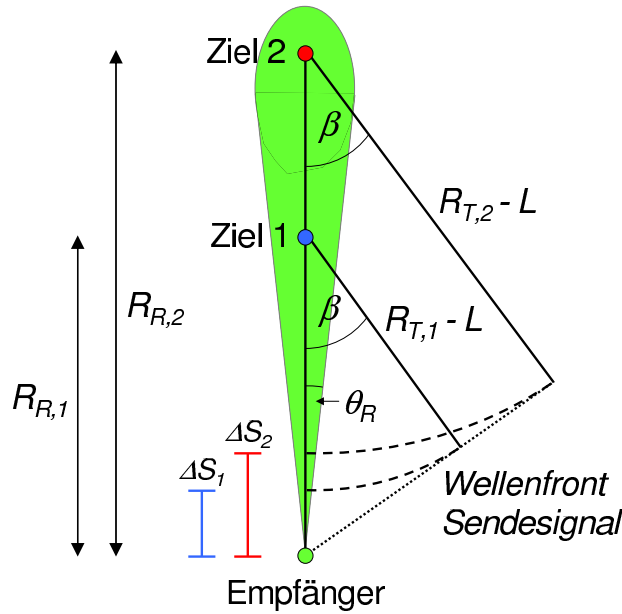


Abb. 6.6: Veränderung der Umwegentfernung S bei zwei Zielen in einer bistatischen Geometrie.

Die in L_2 enthaltene Entfernungsänderung kann in diesem Fall unberücksichtigt bleiben, da diese geometrische Änderung gegenüber dem zu betrachtenden Laufzeiteffekt deutlich kleiner ausfällt. Daher gilt die Approximation ($L_2 \approx L$). Zusätzlich wird die umgestellte Form von Gleichung (3.33) aus dem Kapitel über die Parameterbestimmung

$$R_R \cos \beta = R_T - L \quad (6.3)$$

für die Herleitung verwendet. Die Umwegentfernung S bestimmt sich daher zu

$$\begin{aligned} S &\approx R_R + R_T - L \\ &= R_R + R_R \cos \beta \\ &= R_R(1 + \cos \beta). \end{aligned} \quad (6.4)$$

S ist demnach linear abhängig von der Entfernung R_R zwischen Ziel und Empfänger und dem Kosinus des bistatischen Winkels β . Wird eine Messung bei einem gewählten bistatischen Winkel durchgeführt, entsteht eine zeitliche Verkürzung der Aufnahme der Zielreflexionen durch den Empfänger umso stärker je größer der jeweilige Abstand R_R ist. Von besonderem Interesse sind drei geometrische Fälle:

- $\beta = 0^\circ$: Dies ist die quasi-monostatische Geometrie, in der die Umwegentfernung S maximal wird. Hierbei entsteht die größte räumliche Separation der Zielreflexionen und die höchste Zielauflösung in Entfernungsrichtung.
- $\beta = 90^\circ$: In dieser Beleuchtungsgeometrie erreichen die Signale des Senders zeitgleich den Empfänger und die Ziele, die sich auf seiner Sichtlinie befinden. Eine Unterscheidung in Entfernung erfolgt nur noch mit $S = R_R$, d.h. der Hälfte der maximal

möglichen zeitlichen Auflösung. Dies ist der geometrische Grenzfall, ab dem es dem Empfänger unmöglich wird, die vollständige Szene ohne Verluste aufzunehmen, wenn er die Aufnahme erst nach Eintreffen des Direktsignals beginnt. Exakt tritt dieser Fall bereits auf, wenn unter Berücksichtigung des halben Antennenöffnungswinkels des Empfängers θ_R die Gleichung $\beta + \theta_R = 90^\circ$ erfüllt ist.

- $\beta = 180^\circ$: Bei dieser geometrischen Konstellation treffen alle Sendesignale nach Reflexion an den Zielen nahezu zeitgleich am Empfängerort ein. Eine räumliche Auflösung ist daher nicht mehr gegeben. Zum anderen wird die Aufnahme für das Empfängersystem unmöglich, da das direkte Signal erst zeitlich eintrifft, wenn die Beleuchtung des Ziels bereits stattgefunden hat. Es gilt hierbei die Gleichung $R_T + R_R = L$.

Um die Wirkungsweise des bistatischen Winkels auf die Umwegentfernung S zu betrachten, sei dazu die Verkürzung der Umwegentfernung nachfolgend als ΔS definiert. Dieser Parameter errechnet sich aus der Differenz einer beliebigen bistatischen Konstellation und dem quasi-monostatischen Fall mit $\beta=0^\circ$. Ausgehend von Gleichung (6.4) kann ΔS bestimmt werden durch

$$\begin{aligned}\Delta S &= S(\beta = 0^\circ) - S(\beta) \\ &= 2R_R - R_R(1 + \cos \beta) \\ &= R_R(1 - \cos \beta).\end{aligned}\tag{6.5}$$

Darauf aufbauend lässt sich ein weiterer geometrischer Zusammenhang entwickeln. Werden zwei in Entfernung verteilte Ziele mit Entfernungen $R_{R,1}$ und $R_{R,2}$ betrachtet, verhält sich der Quotient der Verkürzungen der Umwegentfernungen ΔS unabhängig vom bistatischen Winkel, weil

$$\frac{\Delta S_1}{\Delta S_2} = \frac{R_{R,1}}{R_{R,2}}\tag{6.6}$$

gilt. Anhand von Abb. 6.6 kann dies ebenfalls nachvollzogen werden. Dieses 'Stauchungsverhalten' ist entfernungsabhängig, so dass beginnend vom zeitlich konstanten Direktsignal am Empfänger die Zielreflexionen umso näher beieinander erscheinen, je weiter sie vom Empfänger entfernt sind.

Zur Veranschaulichung des Effektes sind im Folgenden die entfernungskomprimierten Radardaten von zwei bistatischen Messungen dargestellt. In Abb. 6.7 wurden ein identisches Zielgebiet sowohl bei einem bistatischen Winkel von 30° (links) als auch in einer quasi-monostatischen Geometrie (rechts) aufgenommen. In beiden Datensätzen ist deutlich zu erkennen, dass sich die Amplituden des direkten Signals bei $0\ \mu\text{s}$ in der gleichen Entfernungszelle befinden, während mit zunehmendem zeitlichen Abstand die Zielreflexionen immer stärker aus ihren Entfernungszellen wandern. Es sei nun angenommen, dass das bistatische Messergebnis aus einer quasi-monostatischen Geometrie vorliegt und der

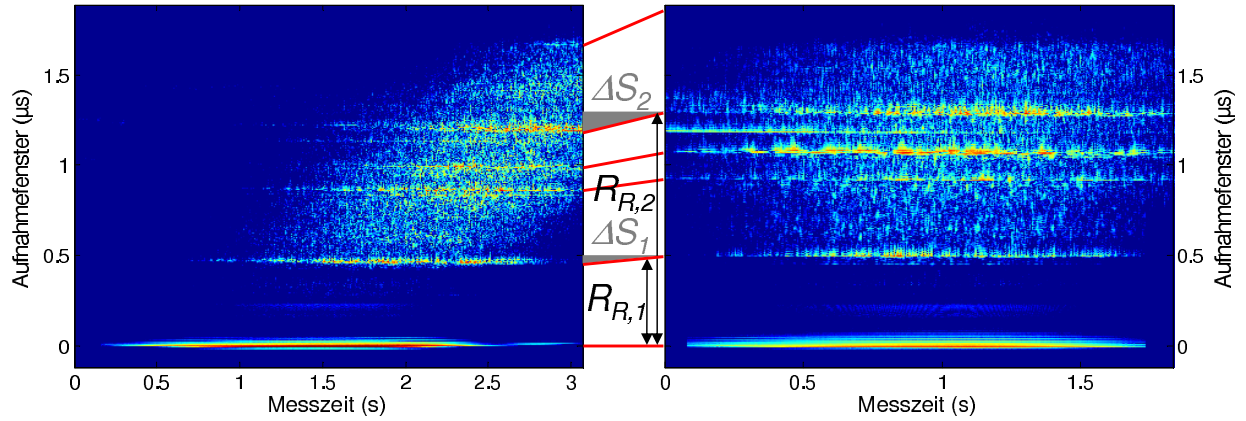


Abb. 6.7: Reduzierung der Entfernungsaufösung bei Beleuchtung mit größerem bistatischen Winkel β . Links: $\beta = 30^\circ$, rechts: $\beta = 0^\circ$. Die roten Linien verbinden Entfernungszellen mit Reflexionen, die gleichen Zielen entsprechen.

bistatische Winkel einer zweiten Messung unbekannt ist. Es lässt sich aus Gleichung (6.5) durch Auflösung nach β die Formel

$$\beta = \arccos \left(1 - \frac{\Delta S}{R_R} \right) \quad (6.7)$$

gewinnen. Beide Variablen in der Gleichung lassen sich aus Abb. 6.7 ableiten, indem R_R der quasi-monostatischen Messung mit $R_R = \frac{ct_0}{2}$ und ΔS aus der zeitlichen Verschiebung eines ausgewählten Ziels entnommen wird. Dazu seien beispielhaft zwei Ziele (1 und 2) in unterschiedlicher Entfernung zum Empfänger mit ihren relativen Laufzeiten betrachtet, um auf den bistatischen Winkel zu schließen. Nach Umrechnung der Laufzeiten in Längen entstehen für die Ziele die folgenden Ergebnisse:

$$\text{Ziel 1 : } \Delta S_1 = 10.2 \text{ m (34 ns)}, \quad R_{R,1} = 74.7 \text{ m (498 ns)} \quad \Rightarrow \quad \beta = 30.3^\circ$$

$$\text{Ziel 2 : } \Delta S_2 = 27.0 \text{ m (90 ns)}, \quad R_{R,2} = 192.0 \text{ m (1280 ns)} \quad \Rightarrow \quad \beta = 30.7^\circ$$

Demnach kann die Bestimmung des bistatischen Winkels von 30° mittels dieses Ansatzes mit hoher Genauigkeit gelingen und bietet so eine zusätzliche Möglichkeit der Parameterbestimmung in einer bistatischen Geometrie. Gleichzeitig erfüllen die gewonnenen Daten mit geringem Fehler die Bedingung, die in Gleichung (6.6) formuliert wurde:

$$\frac{\Delta S_1}{\Delta S_2} = 0.378 \approx 0.389 = \frac{R_{R,1}}{R_{R,2}}. \quad (6.8)$$

Im Übrigen entsteht der Nebeneffekt, dass sich der Aufnahmebereich für eintreffende Reflexionen mit zunehmendem bistatischen Winkel vergrößert, da die empfangenen Pulse beider Datensätze innerhalb eines einheitlichen Zeitfensters von $2 \mu\text{s}$ aufgezeichnet wurden. In Abb. 6.7 kann dies an der letzten markierten Reflexion im linken Bild beobachtet werden, zu der kein Pendant mehr im quasi-monostatischen Fall (rechts) existiert.

6.3 Länge der wirksamen synthetischen Apertur

Beginnt ein vorwärtsblickendes Empfängersystem die Datenaufnahme erst nach Eintreffen des Direktsignals, hat dies operationelle Einschränkungen zur Folge. Im Gegensatz zum monostatischen Fall, in dem die synthetische Apertur aufgespannt wird, solange das Ziel vom Radarstrahl erfasst wird, ist bei der verwendeten Konfiguration die gleichzeitige Beleuchtung von Ziel und Empfänger Voraussetzung für eine Aufnahme von SAR-Daten. Wäre diese Bedingung nicht erfüllt, würde im einen Fall der Empfänger vom Radarsignal aktiviert, ohne dass das anvisierte Ziel beleuchtet ist. Im anderen Fall würde dagegen nur das Ziel vom Sender bestrahlt, so dass der Empfänger nicht imstande ist, reflektierte Signale der beleuchteten Szene aufzunehmen.

Direkten Einfluss auf das Aussehen der Sender-Empfänger-Geometrie übt die Größe des bistatischen Winkels β aus. Es können zwei bistatische Fälle unterschieden werden, die durch die hälftigen Hauptkeulenbreiten θ_R und θ_T von Empfänger und Sender bestimmt werden.

1. Für $\beta > (\theta_R + \theta_T)$ beginnt eine vollständige SAR-Aufnahme mit der ersten Beleuchtung des Zieles und endet mit der letzten Beleuchtung des Empfängers durch den Sender.
2. Für $\beta < (\theta_R + \theta_T)$ dauert eine vollständige SAR-Aufnahme solange wie der Empfänger durch den Sender beleuchtet wird.

Es ist nun für beide Fälle zu bestimmen, welche Länge die wirksame synthetische Apertur $L_{s,w}$ besitzt.

6.3.1 Geometrische Herleitung und Anwendungsbeispiel

1. Fall: $\beta > (\theta_R + \theta_T)$

Für den ersten Fall gelingt die Herleitung über die Strecken a und b , die Bestandteile der Flugbahn des Senders sind und der Strecke z , die der maximalen Querausdehnung der Szene entspricht (siehe Abb. 6.8). Letztere wird durch die hälftige Hauptkeulenbreite des Empfängers θ_R festgelegt.

$$z = R_R \tan \theta_R \quad (6.9)$$

$$a = (R_T + z \sin \beta) \tan \theta_T + z \cos \beta \quad (6.10)$$

$$b = R_R \sin \beta - L \tan \theta_T \quad (6.11)$$

Die Länge der wirksamen synthetischen $L_{s,w}$ lässt sich aus diesen Größen durch Einsetzen von Gleichung (6.9) in (6.10) und anschließender Differenzbildung mit Gleichung (6.11)

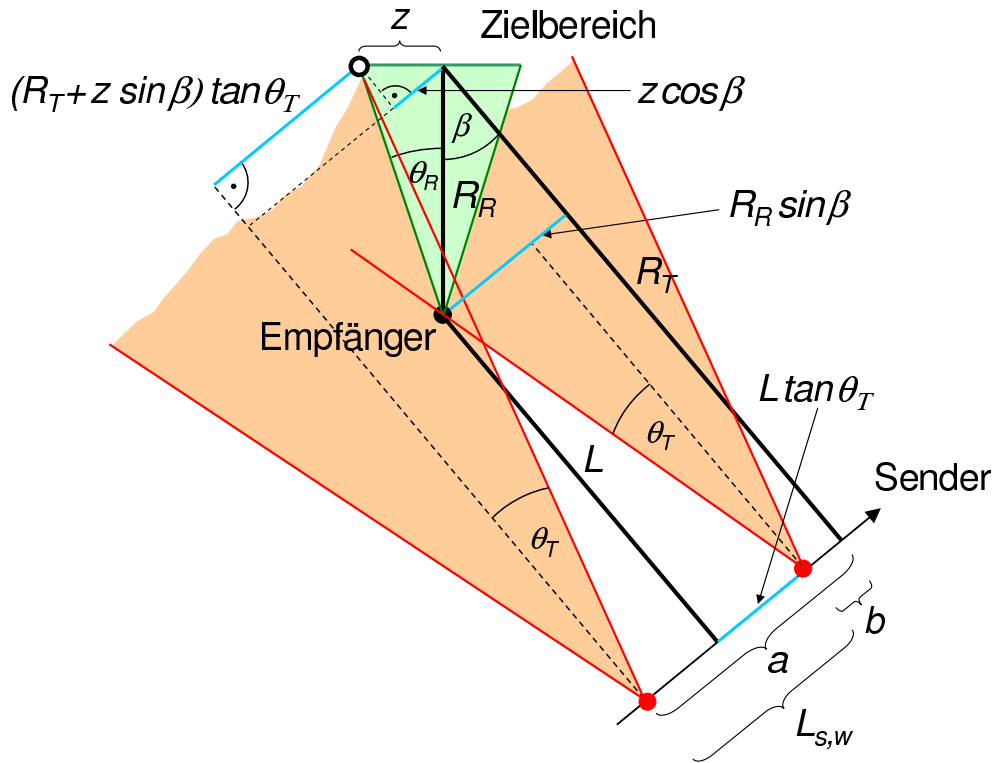


Abb. 6.8: Wirksame synthetische Apertur $L_{s,w}$ für ein Zielgebiet bei Beleuchtungssituation mit $\beta > (\theta_R + \theta_T)$.

bestimmen:

$$\begin{aligned}
 L_{s,w} &= a - b \\
 &= (R_T + R_R \sin \beta \tan \theta_R) \tan \theta_T + R_R \cos \beta \tan \theta_R - R_R \sin \beta + L \tan \theta_T \\
 &= (R_T + L) \tan \theta_T + R_R \cos \beta \tan \theta_R - R_R \sin \beta (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) \\
 &= (R_T + L) \tan \theta_T - R_R \cos \beta (\tan \beta (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R) \quad (6.12)
 \end{aligned}$$

Diese Gleichung kann mit Hilfe der Formel

$$\cos \beta = \frac{R_T - L}{R_R}, \quad (6.13)$$

die bereits in der Parameterbestimmung von Kapitel 3.3 als Gleichung (3.33) zur Anwendung gekommen war, in drei unterschiedliche Ausdrücke überführt werden. Dadurch wird es möglich, aus der Kenntnis zweier Entfernungen der bistatischen Geometrie, dem bistatischen Winkel β und den Öffnungswinkeln θ_T und θ_R der Antennen auf die wirksame synthetische Apertur $L_{s,w}$ für einen ausgewählten Zielbereich zu schließen. Nach den durchgeführten Umformungen erhalten die drei Gleichungen das folgende Aussehen:

$$L_{s,w} = (R_T + L) \tan \theta_T - (R_T - L) (\tan \beta (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R) \quad (6.14)$$

$$= 2 R_T \tan \theta_T - R_R \cos \beta (\tan \beta (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R + \tan \theta_T) \quad (6.15)$$

$$= 2 L \tan \theta_T - R_R \cos \beta (\tan \beta (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R - \tan \theta_T) \quad (6.16)$$

Hierbei handelt es sich um die exakten Lösungen des geometrischen Problems. Diese Gleichungen lassen sich noch verändern, wenn angenommen werden kann, dass die Antennenöffnungswinkel θ_R und θ_T kleiner als 6° sind. Dann würde für den Ausdruck $(1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) > 0.99 \approx 1$ gelten und sich Formel (6.16) zu

$$L_{s,w} = 2L \tan \theta_T - R_R \cos \beta (\tan \beta - \tan \theta_R - \tan \theta_T) \quad (6.17)$$

vereinfachen.

2. Fall: $\beta < (\theta_R + \theta_T)$

Für den zweiten Fall lässt sich die wirksame synthetische Apertur aus Abb. 6.9 ableiten. Diese ist ausschließlich von der Dauer der Direktbeleuchtung des Empfängers durch die Sendeantenne abhängig, die durch die Breite des Antennenöffnungswinkels θ_T vorgegeben wird. Die zugehörige Formel lautet demnach

$$L_{s,w} = 2L \tan \theta_T. \quad (6.18)$$

Dieser Ausdruck ergibt sich im übrigen auch, wenn in Gleichung (6.14) die Bedingung

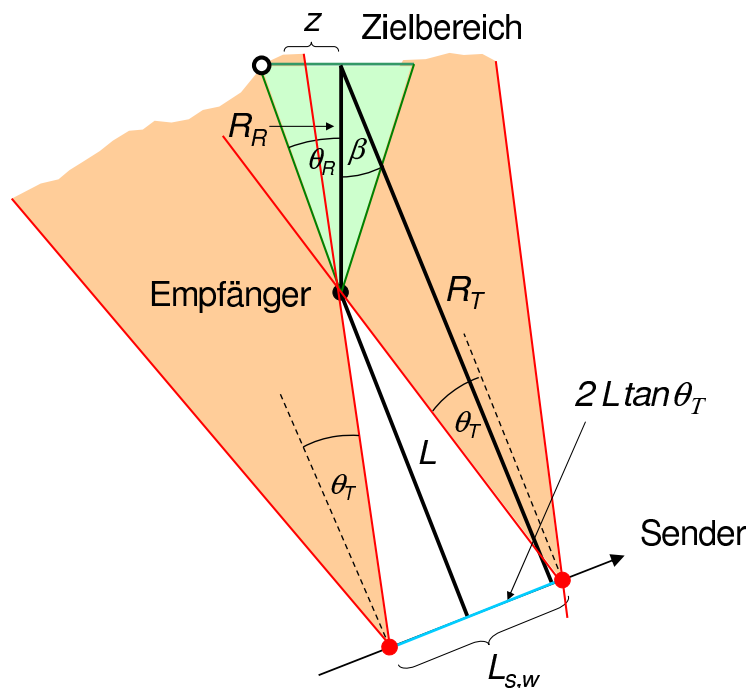


Abb. 6.9: Wirksame synthetische Apertur $L_{s,w}$ für ein Zielgebiet bei Beleuchtungssituation mit $\beta < (\theta_R + \theta_T)$.

($R_T = L$) eingesetzt wird. Dies entspricht dann einer geometrischen Situation, in der Empfänger- und Zielort zusammenfallen.

Grenzfall: $\beta = (\theta_R + \theta_T)$

In der bistatischen Geometrie erfolgt der Übergang von Fall 1 zu Fall 2 exakt bei einem bistatischen Winkel von $\beta = (\theta_R + \theta_T)$. Um zu untersuchen, ob die Funktionen $L_{s,w}$ in diesem speziellen Punkt den gleichen Ausdruck besitzen, ist dieser Winkel in Gleichung (6.14) einzusetzen und, soweit möglich, nach Gleichung (6.18) aufzulösen. In der Rechnung wird dabei die Identität $\tan(\alpha + \beta) \equiv \frac{\tan \alpha + \tan \beta}{1 - \tan \alpha \tan \beta}$ verwendet:

$$\begin{aligned} L_{s,w} &= (R_T + L) \tan \theta_T - (R_T - L) (\tan(\theta_R + \theta_T) (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R) \\ &= (R_T + L) \tan \theta_T - (R_T - L) \left(\frac{\tan \theta_R + \tan \theta_T}{1 - \tan \theta_R \tan \theta_T} (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R \right) \\ &= (R_T + L) \tan \theta_T - (R_T - L) \tan \theta_T \\ &= 2L \tan \theta_T \end{aligned}$$

Somit ist die zunächst abschnittsweise definierte Funktion für die wirksame synthetische Apertur $L_{s,w}$ im gesamten Wertebereich stetig.

Anwendungsbeispiel

Ausgehend von einem Datensatz einer bistatischen Messung soll die wirksame synthetische Apertur $L_{s,w}$ nun mit Gleichung (6.15) berechnet werden. Die Geometrie entspricht der in Abb. 6.8 dargestellten Konstellation, in der die Summe der halben Öffnungswinkel kleiner als der bistatische Winkel ist ($\Rightarrow \beta > (\theta_R + \theta_T)$). Die in die Berechnung eingehenden Parameter sind in der folgenden Tabelle aufgelistet:

$$\begin{aligned} \lambda &= 8.57 \text{ mm} \\ v_T &= 75 \text{ m/s} \\ T &= 2 \text{ s} \\ L &= 1300 \text{ m} \\ \beta &= 40^\circ \\ \theta_T &= 3.3^\circ \\ \theta_R &= 5^\circ \end{aligned}$$

Der Winkel θ_T der Sendeantenne konnte hierbei anhand der Messdaten bestimmt werden. Dabei ließ sich die Abhängigkeit ausnutzen, dass die Länge der wirksamen synthetischen Apertur am Empfängerort proportional zum Produkt $v_T T$ ist. Die nach θ_T umgestellte Gleichung (6.18) lautet daher:

$$\theta_T = \arctan \left(\frac{L_{s,w}}{2L} \right) = \arctan \left(\frac{v_T T}{2L} \right) \quad (6.19)$$

Als Ergebnis dieser Berechnung wird gemäß der Messauslösung am Empfänger ein Wert von $\theta_T = 3.3^\circ$ erreicht, der ca. dem Doppelten der 3 dB-Keulbreite von MEMPHIS entspricht

(vgl. Anhang A.3). Wird für die Empfängerantenne ein ähnliches Verhalten angenommen, so resultiert daraus ein Wert von 5° für den Parameter θ_R in der obigen Auflistung.

Die Empfänger-Ziel-Entfernung R_R kann unter Kenntnis des bistatischen Winkels β mit Formel (6.4) aus dem vorherigen Abschnitt berechnet werden. Dazu sind die auf den Umweglaufzeiten t_{RZ} basierenden Entfernungen S aus dem Datensatz zu extrahieren ($S = c \cdot t_{RZ}$).

$$R_R = \frac{S}{1 + \cos \beta} \quad (6.20)$$

Desweiteren sind die Zielentfernung R_T und die Entfernung R_R geometrisch voneinander abhängig, so dass R_T bei jeder Änderung der Geometrie neu berechnet werden muss. Die Parameter β und L bleiben hingegen während des Messverlaufs konstant.

$$R_T = R_R \cos \beta + L \quad (6.21)$$

Diese Formel wurde durch eine Umformung von der zuvor verwendeten Gleichung (6.13) gewonnen. Damit sind alle Größen bekannt bzw. berechnet.

Die Lösungen der Gleichung (6.15) können nun den bistatischen Messdaten überlagert werden. In Abb. 6.10 sind abhängig vom bistatischen Winkel $\beta = 40^\circ$ die wirksamen synthetischen Aperturen für jeden Entfernungsbereich durch begrenzende weiße Linien kenntlich gemacht. Die Diagonale markiert den Beginn der synthetischen Apertur, der sich abhän-

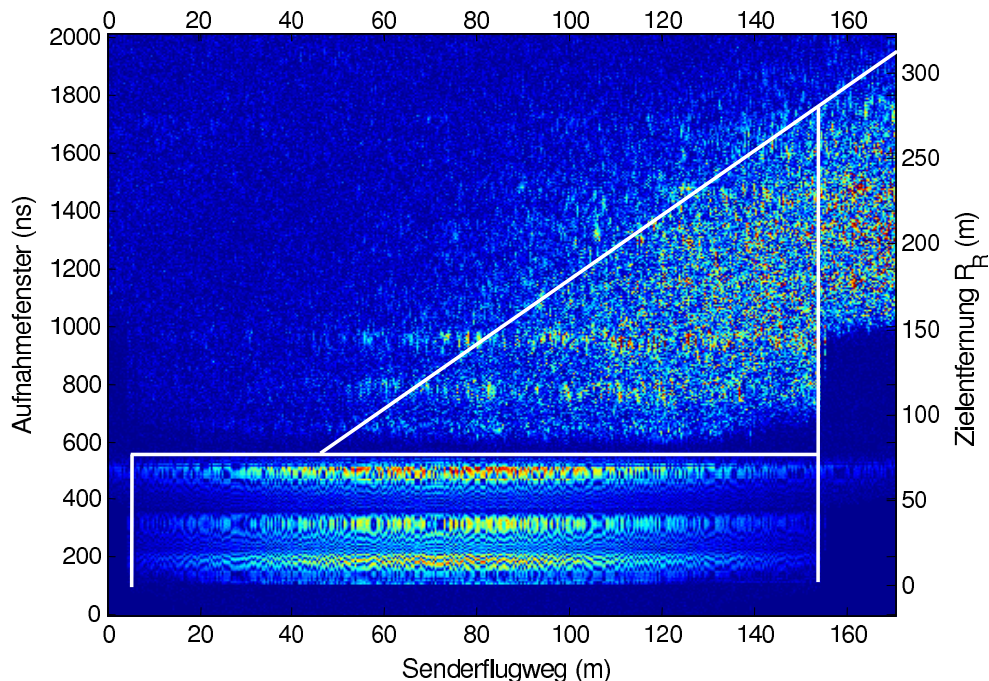


Abb. 6.10: Länge der wirksamen synthetischen Apertur in einem bistatischen Datensatz. Der vereinbarte bistatische Winkel betrug 40° .

gig von der Zielentfernung nach und nach verspätet. Der lineare Verlauf resultiert dabei

aus der proportionalen Abhängigkeit der wirksamen synthetischen Apertur $L_{s,w}$ von der Zielentfernung R_R , wie man mit Blick auf Gleichung (6.15) feststellen kann. Die vertikale Begrenzung am Ende des Senderflugweges stellt das entfernungsunabhängige Ende der Beleuchtung dar, da in der gewählten geometrischen Konstellation die Datenaufnahme mit der letzten Messauslösung des Empfängers definitiv abgeschlossen ist (vgl. dazu auch Abb. 6.8).

Beide Geraden beginnen zum Zeitpunkt der Messauslösung nach 100 ns. Ihre Differenz spiegelt den Bereich der wirksamen synthetischen Apertur $L_{s,w}$ wider, der sich zu späteren Ankunftszeiten immer stärker verkleinert bis schließlich nach 1750 ns beide Grenzen zusammenfallen. Ab diesem Zeitpunkt ist keine Aufspannung einer synthetischen Apertur mehr möglich. Die im Datensatz noch im Bereich von 155 - 170 m sichtbaren Reflexionen resultieren aus verspäteten Messauslösungen, die hierbei außer Acht gelassen werden, weil nur vollständig aufgenommene Signale Eingang in die Betrachtungen finden sollen. Dieses Phänomen beeinträchtigt die aufgeführten Ergebnisse jedoch nicht.

Am Anfang des Datensatzes 5 - 45 m ist mit weißen Markierungen zusätzlich der Bereich des Direktsignals kenntlich gemacht. Da der Datensatz mit zwei Antennen aufgenommen wurde, tritt ein Umschalten auf die Antenne für die Zielreflexionen erst nach ca. 550 ns ein. Daher ist der verkürzende Effekt der wirksamen synthetischen Apertur erst nach diesem Zeitpunkt im Datensatz zu erkennen. Die diagonale Verkürzung von $L_{s,w}$ besitzt in diesem Abschnitt daher eher informativen Charakter für einen Radarempfänger, der ausschließlich Zielreflexionen aufnimmt.

Es ist anzuführen, dass Beginn und Ende der wirksamen synthetischen Aperturen keine scharfen Grenzen sind, da diese neben den Öffnungswinkeln der eingesetzten Antennen auch von dem Radarrückstreuquerschnitt der beleuchteten Objekte und der Größe des vom Sender ausgeleuchteten Zielbereichs abhängen. Effekte durch Nebenkeulenaufnahmen können ebenfalls auftreten. Daher sind einzelne Reflexionen auch außerhalb des berechneten Bereichs erkennbar. Der vorgestellte Ansatz soll daher vorrangig dazu dienen, prinzipiell das Ausmaß der Zielbeleuchtung in Abhängigkeit von der bistatischen Geometrie zu bestimmen.

In direktem Zusammenhang mit der wirksamen synthetischen Apertur steht die Isorange-Auflösung d_i des beleuchteten Zielgebietes. Die zugehörige Gleichung (2.39) kann aus Kapitel 2.3.3 entnommen werden, die nach einem Ersetzen durch $v_T T = L_{s,w}$ die folgende Form erhält:

$$d_i = \frac{0.886 \lambda R_T}{L_{s,w} \cos \frac{\beta}{2}}. \quad (6.22)$$

Nach dem Einsetzen der Lösungen für $L_{s,w}$ aus Gleichung (6.15), lässt sich nun die Frage beantworten, welche Auflösung in Azimut für den gewählten Datensatz in Abhängigkeit von der Zielentfernung R_R erreicht werden kann. Um die Vergleichbarkeit zu erleichtern, wurde dabei für die vertikale Achsenskalierung der gleiche Bezugsparameter R_R wie in

Abb. 6.10 gewählt. In Abb. 6.11 ist das Ergebnis zu sehen, in dem ausgehend von einer

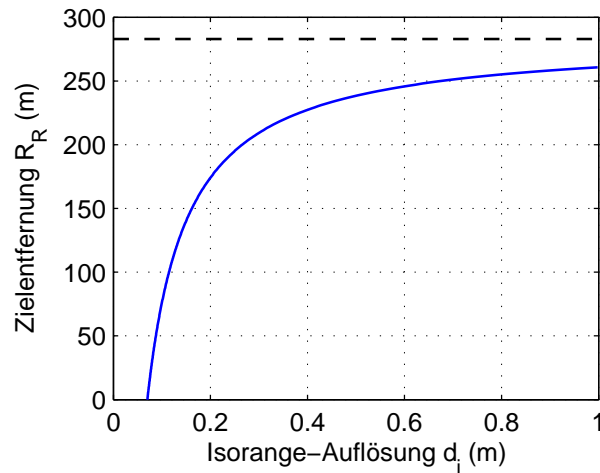


Abb. 6.11: Entfernungsabhängige Azimutauflösung des Zielgebietes d_i in Abhängigkeit von der sukzessiven Verkürzung der wirksamen synthetischen Apertur $L_{s,w}$.

Auflösung von ca. 7 cm am Ort des Empfängers ($R_R = 0$ m) nach kontinuierlichem Verlauf schließlich bei $R_R = 260$ m eine Isorange-Auflösung von 1 m überschritten wird. Die Kurve besitzt einen hyperbolischen Verlauf, weil die Auflösung d_i gemäß Gleichung (6.22) eine antiproportionale Abhängigkeit gegenüber der wirksamen synthetischen Apertur $L_{s,w}$ aufweist. Die gestrichelte Linie markiert diejenige Entfernung, bei der keine synthetische Apertur mehr aufgespannt wird und demnach die Größe der Auflösungszelle gegen unendlich strebt.

6.3.2 Kritischer bistatischer Winkel

Im vorherigen Abschnitt wurden Formeln entwickelt, die die Dauer der Zielbeleuchtung in Form der wirksamen synthetischen Apertur $L_{s,w}$ ausdrücken können. Wie ebenfalls in dem vorgestellten Beispiel aufgetreten, wird in einer bestimmten Entfernung R_R keine synthetische Apertur mehr aufgespannt, die für eine Zielauflösung genutzt werden kann. Die Lage dieser Entfernung ist abhängig von der Beleuchtungsgeometrie, vorgegeben durch die Größe des bistatischen Winkels. Als kritischer bistatischer Winkel β_k soll nun derjenige Winkel definiert werden, der bei gegebenen Entfernungen R_T und L und Antennenöffnungswinkeln θ_R und θ_T zu keiner synthetischen Apertur mehr führt.

Mathematisch lässt sich dieses Problem eindeutig lösen. Dazu sei Gleichung (6.14) genommen und die Bedingung

$$L_{s,w} = 0 \quad (6.23)$$

für die Erreichung des unbeleuchteten Zustands beachtet. Dadurch entsteht die folgende

Gleichung, die sogleich weiter umgeformt wird:

$$(R_T - L) (\tan \beta_k (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) - \tan \theta_R) = (R_T + L) \tan \theta_T \quad (6.24)$$

$$\tan \beta_k (1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) = \frac{R_T + L}{R_T - L} \tan \theta_T + \tan \theta_R \quad (6.25)$$

Da i. d. R. im SAR Antennen mit kleinen Öffnungswinkeln verwendet, kann der Term $(1 - \tan \theta_R \tan \theta_T) \approx 1$ approximiert werden. Schließlich erhält man eine übersichtliche Formel für den kritischen bistatischen Winkel β_k :

$$\beta_k \approx \arctan \left(\frac{R_T + L}{R_T - L} \tan \theta_T + \tan \theta_R \right). \quad (6.26)$$

Dieser Ausdruck lässt sich weiter umformen, um die Möglichkeit zu erhalten, nur mit dem Verhältnis der Strecken $\frac{R_T}{L}$ weiterzurechnen und vorerst nicht auf absolute Entfernungsgrößen angewiesen zu sein:

$$\beta_k \approx \arctan \left(\frac{\frac{R_T}{L} + 1}{\frac{R_T}{L} - 1} \tan \theta_T + \tan \theta_R \right). \quad (6.27)$$

Unter Verwendung der Parameter des Datenbeispiels des vorangegangenen Abschnitts kann der kritische bistatische Winkel gegen den Quotienten $\frac{R_T}{L}$ aufgetragen werden. In Abb. 6.12 ist das antiproportionale Verhalten zwischen beiden Größen zu erkennen. Die Kurve

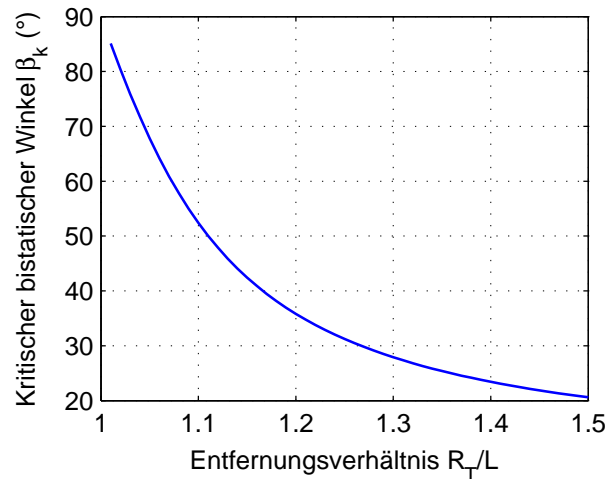


Abb. 6.12: Kritischer bistatischer Winkel β_k in Abhängigkeit vom Entfernungsverhältnis $\frac{R_T}{L}$.

stellt dabei genau die Grenze für die Aufspannung einer synthetischen Apertur dar. Das bedeutet, dass bistatische Geometrien, die Wertepaare oberhalb der Linie verwenden (z.B. $\frac{R_T}{L} = 1.3$, $\beta = 50^\circ$), keine Beleuchtung des Zielgebietes mehr erfahren und eine azimutale Auflösung sich nicht einstellt.

Wichtiger Systemparameter eines Empfängersystems ist u.a. die maximale Reichweite $R_{R,max}$, die in diesem Fall durch die bistatische Geometrie beeinflusst wird. Die maximale Reichweite kann ausgehend von Gleichung (6.13) in der folgenden Form angegeben werden:

$$R_{R,max} = \frac{\frac{R_T}{L} - 1}{\cos \beta_k} L. \quad (6.28)$$

Hierbei wurde analog zu Gleichung (6.27) zugunsten des Verhältnisses $\frac{R_T}{L}$ umgeformt. Für die Basislinie L werden die Werte 800 m und 1300 m angenommen, die typischen Entfernungen für das verwendete Empfängersystem entsprechen. Aus der vorangegangenen Berechnung sind alle weiteren Größen bereits bekannt. Die Abb. 6.13 stellt das Ergebnis für die maximale Reichweite $R_{R,max}$ des Empfängers in Abhängigkeit von den Entfernungsverhältnissen $\frac{R_T}{L}$ bei Wahl des jeweils kritischen bistatischen Winkels β_k dar. Da die Zunahme des Quotienten $\frac{R_T}{L}$ die Steigerung des Faktors $\cos \beta_k$ überwiegt, kommt es zu einer kontinuierlichen Zunahme der resultierenden Kurven. Die maximale Reichweite beim kritischen bistatischen Winkel konvergiert am Anfang der Darstellung im übrigen nicht zu Null, weil die Größe der Öffnungswinkel von Sende- und Empfangsantenne ebenfalls Eingang in die Berechnungen finden.

Abschließend lassen sich die Ergebnisse aus den Abb. 6.12 und 6.13 in einer neuen Grafik (Abb. 6.14) zusammenführen. Nun kann abhängig vom kritischen bistatischen Win-

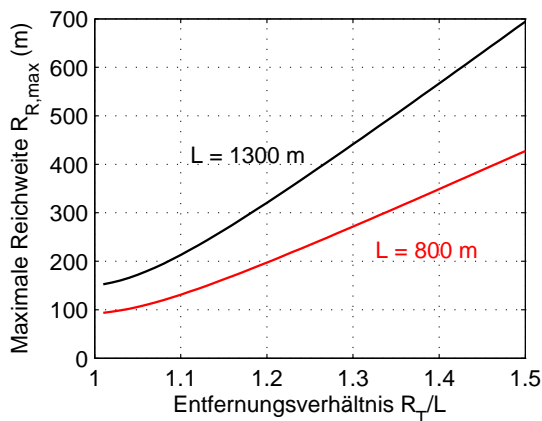


Abb. 6.13: Maximale Reichweite $R_{R,max}$ des Empfängers in Abhängigkeit von $\frac{R_T}{L}$ und Wahl von β_k .

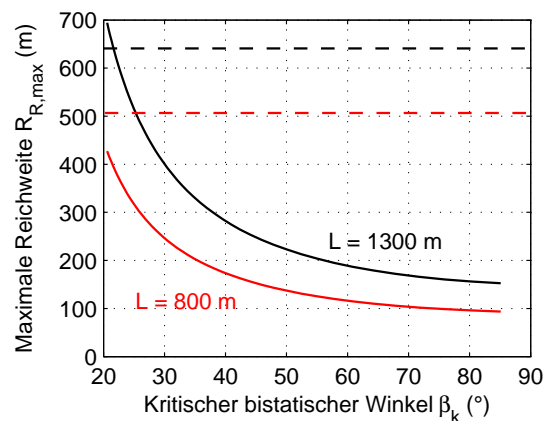


Abb. 6.14: Kritischer bistatischer Winkel β_k und maximale Reichweite $R_{R,max}$ des Empfängers.

kel β_k für eine feste Entfernung L abgelesen werden, wie groß die maximale Reichweite $R_{R,max}$ des Empfängersystems ist. Die Fläche unterhalb der Kurven gibt den jeweiligen Entfernungsbereich an, in dem Reflexionen aus dem Zielgebiet für eine Azimutauflösung ausgewertet werden können. Punkte oberhalb der Kurven geben geometrische Konstellationen an, die keine Azimutauflösung mehr erwarten lassen. Als Beispiel sei ein bistatischer Winkel von $\beta = 40^\circ$ wie im behandelten Datensatz gewählt. Die maximalen Reichweiten

für das Empfängersystem betragen für die Basislinien $L = 800, 1300$ m gemäß der Grafik 175 m und 285 m. Für diese Reichweiten stellt 40° den kritischen bistatischen Winkel β_k für eine SAR-Aufnahme dar.

Zusätzlich sind in der Grafik zwei gestrichelte Linien eingetragen, die die maximalen elevatorischen Ausleuchtungsbereiche der Hauptkeule der Sendeantenne markieren. Diese Grenzen schränken in diesem Beispiel den Zielbereich zwar kaum ein, limitieren jedoch spätestens im quasi-monostatischen Fall den Zielbereich in Entfernungsrichtung deutlich und überwiegen den in diesem Abschnitt vorgestellten Effekt. Zusammenfassend betrachtet bieten die hier vorgestellten Formeln die Möglichkeit, in der Planung für eine bistatische Messung mit vorwärtsblickendem Empfängersystem die geometrischen Grenzen für eine SAR-Aufnahme festzulegen.

6.4 SAR-Auflösung isolierter Streuzentren

Für die bistatischen Flugmessungen wurde, wie in Abschnitt 5.2.2 vorgestellt, eine Szene im Zielgebiet aufgebaut. Diese enthielt neben anderen Objekten ein aus drei Kugelreflektoren bestehendes Ensemble, das vorrangig für den messtechnischen Nachweis einer Querauflösung in der verwendeten Beleuchtungsgeometrie platziert wurde. Zugleich lassen sich anhand der Punktstrahler die Veränderungen in der Zielauflösung bei Variation des bistatischen Winkels darstellen. Abb. 6.15 zeigt in einer Aufnahme² die Kugeln aus der Szene mit den Abständen, die diese untereinander in Entfernung und Querrichtung einnehmen. Die Abstände sind jeweils von den Kugelmittelpunkten aus abgetragen worden, wobei die beiden hinteren Kugeln so angeordnet wurden, dass sie in gleicher Entfernung zum Empfänger lagen.

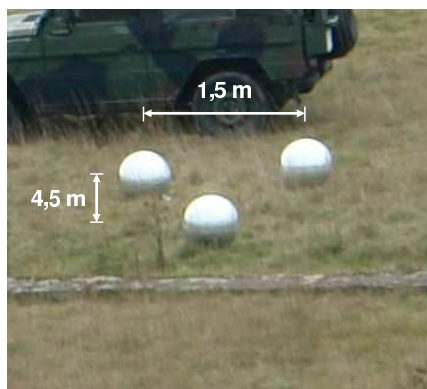


Abb. 6.15: Abstände zwischen den Kugelreflektoren in der Szene.

Für die Radarabbildung der Kugelreflektoren im bistatischen Koordinatensystem waren geometrische Situationen zu erwarten, die den folgenden Abb. 6.16 und 6.17 entsprechen.

²Das Foto wurde von der Position des Empfängers unter einem Depressionswinkel von 7° aufgenommen.

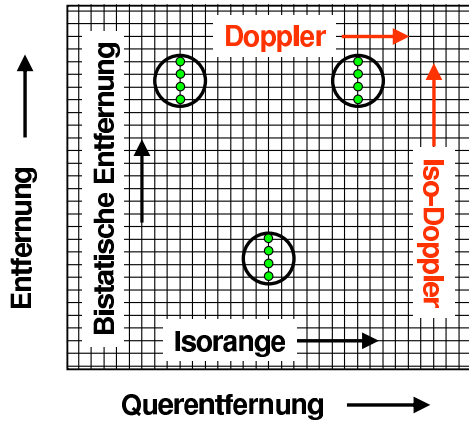


Abb. 6.16: Koordinatenachsen in quasi-monostatischer Geometrie.

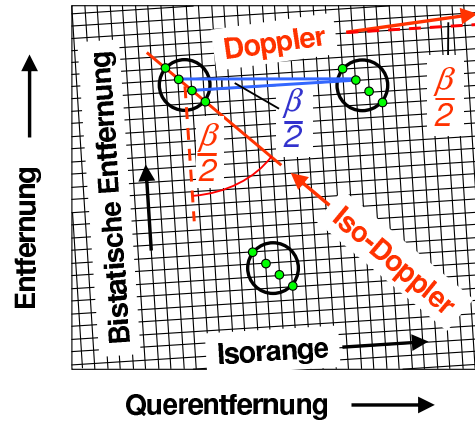


Abb. 6.17: Koordinatenachsen in bistatischer Geometrie.

chen. Diese nehmen Bezug auf die Erkenntnisse aus Kapitel 2.

Die linke Grafik 6.16 gibt die Abbildungssituation in einer quasi-monostatischen Geometrie wider. Diese zeichnet sich durch die paarweise Parallelität der Richtungen von Doppler und Isorange bzw. von Iso-Doppler und bistatischer Entfernung aus. Für schmal ausgeleuchtete Zielgebiete wie in unserem Fall kann die elliptische Form der Isorange-Linien vernachlässigt werden, so dass diese in der Darstellung als gerade Tangentenabschnitte auftreten. Durch die Parallelität von Isorange- und Doppler-Richtung, die nur in diesem Fall gleich zum bistatischen Doppler ist, ergibt sich eine Kongruenz des kartesischen Koordinatensystems aus Entfernung und Querentfernung mit den zuvor genannten Achsen. Nur in dem letzten Koordinatensystem wird die beleuchtete Szene originalgetreu abgebildet und ist daher logischer Endpunkt der SAR-Verarbeitung (siehe auch Abschnitt 4.5). In der rechten Abb. 6.17 ist die bistatische Situation dargestellt, in der die zuvor beschriebenen Orthogonalitäten zwischen den Achsen keine Gültigkeit mehr besitzen. Das bistatische Koordinatensystem bestehend aus Isorange- und Entfernungslinien ist gegenüber der ursprünglichen Lage nun um den halben bistatischen Winkel verdreht. Darüber hinaus liegen Doppler- und Iso-Doppler-Richtung zu keiner der genannten Achsen parallel.

Die SAR-Ergebnisse aus drei bistatischen Flugmessungen, in denen diese Szene beleuchtet wurde, sollen im folgenden miteinander verglichen werden. Abb. 6.18 ist bei einer quasi-monostatischen Konfiguration ($\beta = 0^\circ$) aufgenommen worden, während Abb. 6.19 und 6.20 bei bistatischen Winkeln von 20° und 40° entstanden sind. Für die Darstellung wurden als Achsen die Isorange-Richtung und die bistatische Entfernung ausgewählt.

Lage der Streuzentren

Im SAR-Bild der quasi-monostatischen Geometrie befinden sich die Reflexionen der beiden hinteren Kugeln in der gleichen Entfernungszelle bei ca. 141 m. Daraus folgt, dass die Isorange-Linien genau rechtwinklig zur Blickrichtung der Empfängerantenne liegen. Bei

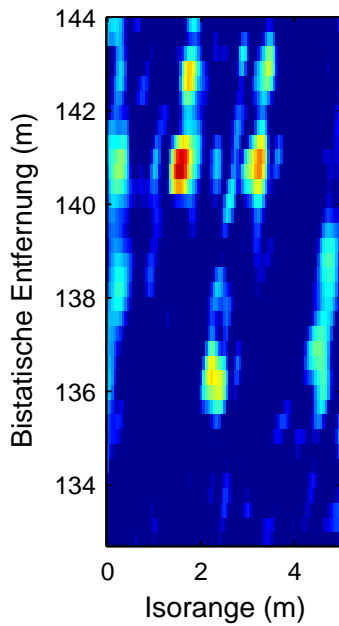


Abb. 6.18: SAR-Bild in quasi-monostatischer Geometrie, Dynamikbereich 55 - 70 dB.

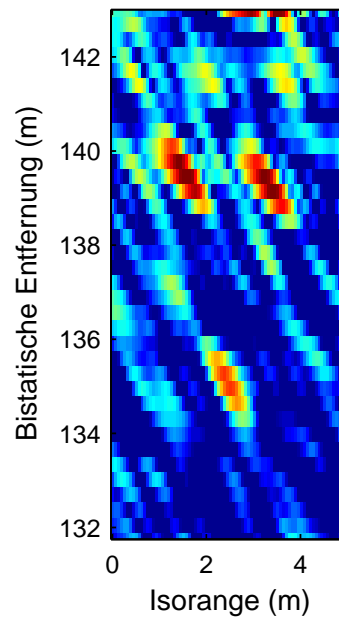


Abb. 6.19: SAR-Bild bei bistatischem Winkel $\beta=20^\circ$, Dynamikbereich 55 - 70 dB.

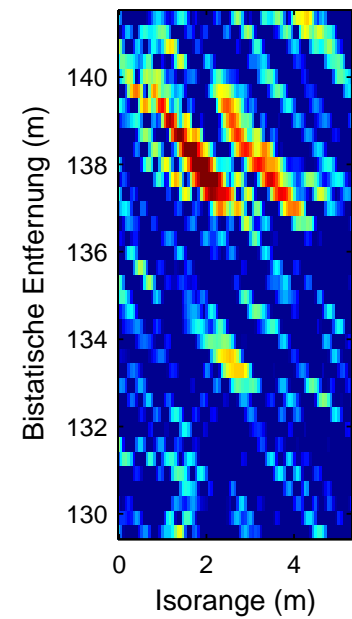


Abb. 6.20: SAR-Bild bei bistatischem Winkel $\beta=40^\circ$, Dynamikbereich 45 - 60 dB.

den Bildern der bistatischen Geometrien ist dagegen eine Verlagerung dieser Bezugsebene festzustellen. In Abb. 6.19 ist dies zu beobachten, indem die Reflexionen der linken Kugel gegenüber der rechten um genau eine Entfernungszelle nach hinten versetzt erscheinen.

Nun lässt sich daraus eine Berechnung des bistatischen Winkels β anstellen. Es ist bekannt, dass das Signal in der Messung für das Durchlaufen einer Entfernungszelle eine Laufzeit von $\Delta t = 2 \text{ ns}$ benötigt. Nach der vereinbarten Messgeometrie lautet der Elevationswinkel für den Empfänger $\varepsilon_R = 7^\circ$ und den Sender $\varepsilon_T = 25^\circ$. Ferner beträgt der azimutale Abstand der Kugeln nach Abb. 6.15 $l_K = 1.5 \text{ m}$. Unter Rückgriff auf Gleichung (2.30), in der die Skalierungsformel für die bistatische Entfernungsrichtung angegeben ist, lässt sich der Tangens des halben bistatischen Winkels bilden:

$$\tan \frac{\beta}{2} = \frac{\Delta r_{i,g}}{l_K} = \frac{0.886 c \Delta t}{\cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R) l_K}. \quad (6.29)$$

Zur Veranschaulichung der geometrischen Abhängigkeiten sei an dieser Stelle noch einmal auf Abb. 6.17 verwiesen. Nach Auflösung nach β entsteht schließlich

$$\beta = 2 \arcsin \left(\frac{0.886 c \Delta t}{(\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R) l_K} \right). \quad (6.30)$$

Werden nun die obigen Werte in diese Gleichung eingesetzt, so ergibt sich ein berechneter bistatischer Winkel von $\beta = 21.5^\circ$. Verglichen mit dem von Sender und Empfänger eingenommenen bistatischen Winkel von etwa $\beta = 20^\circ$ kann das Ergebnis als guter Schätzwert angesehen werden.

Im Übrigen lässt sich Gleichung (6.30) im umgekehrten Fall (d.h. bei Kenntnis des bistatischen Winkels) in eine Skalierungsformel verändern, um den wahren Querabstand l_K zwischen zwei Streuzentren berechnen zu können. Danach lautet die Gleichung

$$l_K = \frac{0.886 c \Delta t}{(\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R) \sin \frac{\beta}{2}}. \quad (6.31)$$

Diese Formel ist praxisnäher, da nicht davon ausgegangen werden kann, dass die Größe der Objekte im Untersuchungsgebiet als bekannt vorauszusetzen ist. Gleichzeitig unterstreicht diese Gleichung, dass für eine adäquate Skalierung des Zielgebiets das Wissen über die Parameter der bistatischen Geometrie unverzichtbar sind.

Zielauflösung

Für die Isorange- und die bistatische Entfernungsrichtung lassen sich abhängig von der Geometrie die jeweiligen Auflösungen angeben. Die Gleichung für die Entfernungsauflösung $d_{r,i,g}$ kann dazu aus Formel (2.30) und für die Isorange-Auflösung d_i aus Formel (2.39) entnommen werden:

$$d_{r,i,g} = \frac{0.886 c}{B \cos \frac{\beta}{2} (\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R)}$$

$$d_i = \frac{0.886 \lambda R_T}{v_T T \cos \frac{\beta}{2}}.$$

Als Eingangsparameter werden neben den bereits im vorherigen Teil aufgeführten Größen die Bandbreite B des Sendesignals mit 200 MHz, die Geschwindigkeit des Senders v_T mit 75 m/s, die Sender-Ziel-Entfernung R_T mit 1450 m und die Messzeit T mit 2 s eingesetzt. Daraus ergeben sich für die drei Geometrien abhängig vom bistatischen Winkel β die errechneten Ergebnisse:

$$\begin{array}{lll} \beta = 0^\circ : & d_{r,i,g} = 70.0 \text{ cm} & d_i = 7.3 \text{ cm} \\ \beta = 20^\circ : & d_{r,i,g} = 71.1 \text{ cm} & d_i = 7.4 \text{ cm} \\ \beta = 40^\circ : & d_{r,i,g} = 74.5 \text{ cm} & d_i = 7.8 \text{ cm} \end{array}$$

Daraus lässt sich schließen, dass sich die Verschlechterung der Auflösung in bistatischer Entfernungs- und Isorange Richtung aufgrund des Einflusses des bistatischen Winkels in den untersuchten Fällen nur in einem geringeren Maße ($< 7\%$ gegenüber dem quasi-monostatischen Fall) bemerkbar macht. Die Güte der Entfernungsauflösung im bistatischen Fall wird noch deutlicher, wenn man die Ungleichung (2.32)

$$\cos \frac{\beta}{2} < \frac{2 \cos \varepsilon_T}{\cos \varepsilon_T + \cos \varepsilon_R} \quad (6.32)$$

für den bistatischen Winkel β in der hier betrachteten Geometrie löst. Nach Einsetzen der bekannten Elevationswinkel für Sender und Empfänger ergibt sich für den gesuchten Winkel

$\beta < 35.2^\circ$. Ein monostatisches Radar, das bei einem Elevationswinkel von $\varepsilon = \varepsilon_T$ eine Szene beleuchtet, erzielt demnach eine Entfernungsauflösung, die ein bistatisches Radar der beschriebenen Geometrie bis zu einem bistatischen Winkel von 35.2° unterbieten kann. Im übrigen liegt die Bodenauflösung in Entfernungsrichtung für das monostatische Radar nach Gleichung (2.23) bei $d_{r,m,g} = 73.3$ cm.

Vorrangig verantwortlich für die gerade bei größeren bistatischen Winkeln sichtbare Verringerung der Auflösung ist die Verlagerung der Iso-Doppler-Richtung gegenüber der bistatischen Entfernungsrichtung (vgl. dazu die Illustration in Abb. 6.17). Dabei besteht zwischen der bistatischen Entfernungsrichtung und der Iso-Doppler-Richtung eine Winkel-differenz in der Größe des halben bistatischen Winkels. Das Ausmaß der Auflösungsverring-erung durch die veränderte Senderbeleuchtung kann daher unter Hinzunahme der Werte von $d_{r,i,g}$ berechnet werden. Über den geometrischen Zusammenhang für die Auflösung in Iso-Doppler-Richtung

$$d_{iD} = \frac{d_{r,i,g}}{\cos \frac{\beta}{2}} \quad (6.33)$$

ergeben sich schließlich die Werte

$$\begin{aligned} \beta = 0^\circ & : & d_{iD} &= 70.0 \text{ cm} \\ \beta = 20^\circ & : & d_{iD} &= 72.2 \text{ cm} \\ \beta = 40^\circ & : & d_{iD} &= 79.3 \text{ cm} \end{aligned}$$

Die Verlagerung der Iso-Doppler-Richtung trägt demnach im überwiegenden Maße zu einer Auflösungsverschlechterung von Zielobjekten bei, wie dies vor allem mit Blick auf das SAR-Ergebnis in Abb. 6.20 beobachtet werden kann.

Rückstreuverhalten

Als letzter Effekt sei die Veränderung des Reflexionsverhaltens der Kugelreflektoren angesprochen. Der Dynamikbereich aller drei SAR-Bilder beträgt jeweils 15 dB. Trotz identischer SAR-Prozessierung liegt das Leistungsniveau des SAR-Bildes mit einem bistatischen Winkel von 40° um 10 dB niedriger als bei den anderen beiden Datensätzen. Parallel ist festzustellen, dass das Reflexionsverhalten der Kugeln nicht direkt mit dem bistatischen Winkel korrelieren muss. Wider Erwarten geben die Kugeln der zweiten Messung die eingestrahelte Leistung am stärksten zurück. Dieses Phänomen kann darin begründet liegen, dass kein ideales, homogenes Rückstreuverhalten der Kugeloberflächen vorgelegen hat.

6.5 Interpretation eines bistatischen SAR-Bildes

In diesem Abschnitt soll an einem ausgewählten Datenbeispiel untersucht werden, wie originalgetreu eine beleuchtete Szene in einem aufgenommenen SAR-Bild wiedergegeben

werden kann. Nachdem der prinzipielle Versuchsaufbau mit Radar- und Geometrieparametern bereits in Abschnitt 5.2.2 beschrieben wurde, wird an dieser Stelle lediglich die Information über den eingenommenen bistatischen Winkel benötigt. Dieser beträgt in dem hier beschriebenen Beispiel 20° .

Bevor das vollständig ausgerichtete SAR-Bild der Messung vorgestellt wird, soll noch kurz die Lage der Koordinatenachsen nach der Azimutkompression, jedoch vor der Drehung des Bildes in Empfängerrichtung aufgezeigt werden. Abb. 6.21 zeigt einen Ausschnitt aus der Szene, die aus zwei Fahrzeugen und einem Kugelreflektor besteht. Auf dem Foto,

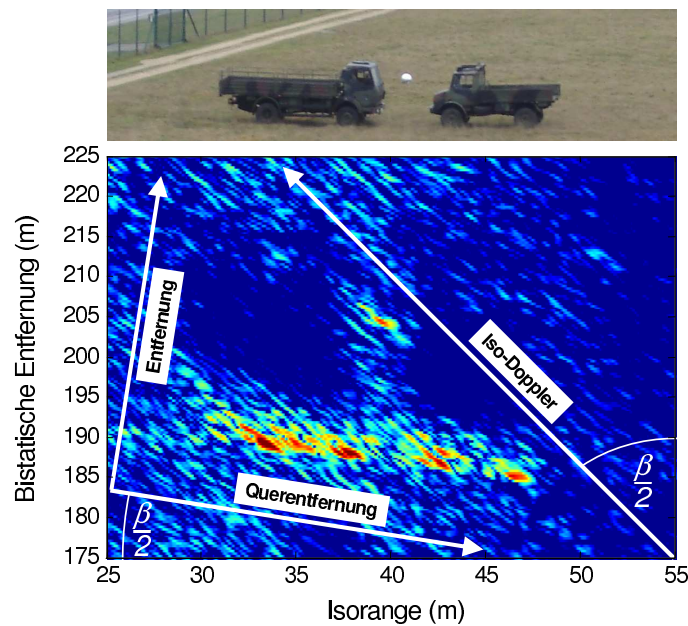


Abb. 6.21: Fotoaufnahme und SAR-Bild mit Lage der Koordinatenachsen.

aufgenommen aus Sicht des Empfängers, ist zu erkennen, dass beide Fahrzeuge mit ihrer Längsseite annähernd orthogonal zur Blickrichtung des Empfängersystems stehen. Im verarbeiteten SAR-Bild dieser Szene ist dagegen eine Rotation der zugehörigen Reflexionsorte festzustellen. Dies ist auf das Abtastraster der bistatischen Geometrie (bestehend aus bistatischer Entfernung und Isorange-Richtung) zurückzuführen, das im Vergleich zum kartesischen Koordinatensystem aus Entfernung und Querentfernung um den Winkel $\frac{\beta}{2}$ verdreht liegt. Ferner ist eine Vorzugsrichtung der Reflexionen zu beobachten, die sich annähernd parallel zur Iso-Doppler-Richtung ausbildet. Iso-Doppler-Richtung und bistatische Entfernung nehmen untereinander ebenfalls einen Winkel von $\frac{\beta}{2}$ ein.

Für die Entwicklung des bistatischen SAR-Bildes in Abb. 6.22 wurde die vollständige Verarbeitungskette, wie in Kapitel 4 beschrieben, ausgeführt. Im Ergebnis ist die Radarabbildung daher bereits auf die Blickrichtung des Empfängers ausgerichtet und die orthogonalen Bildachsen Entfernung und Querentfernung spannen das Koordinatensystem auf. Ergänzend ist die beleuchtete Szene dargestellt, in der Fahrzeuge, Kugelreflektoren und weitere Objekte platziert sind. Im übrigen wurde für die Achsen des SAR-Bildes absichtlich

eine unterschiedliche Skalierung gewählt, um eine höhere Vergleichbarkeit zur Fotoaufnahme herstellen zu können. Die skalierte Szene ist so abgebildet, wie ein Radar das Zielgebiet unter einem Elevationswinkel von ca. 20° sehen würde.

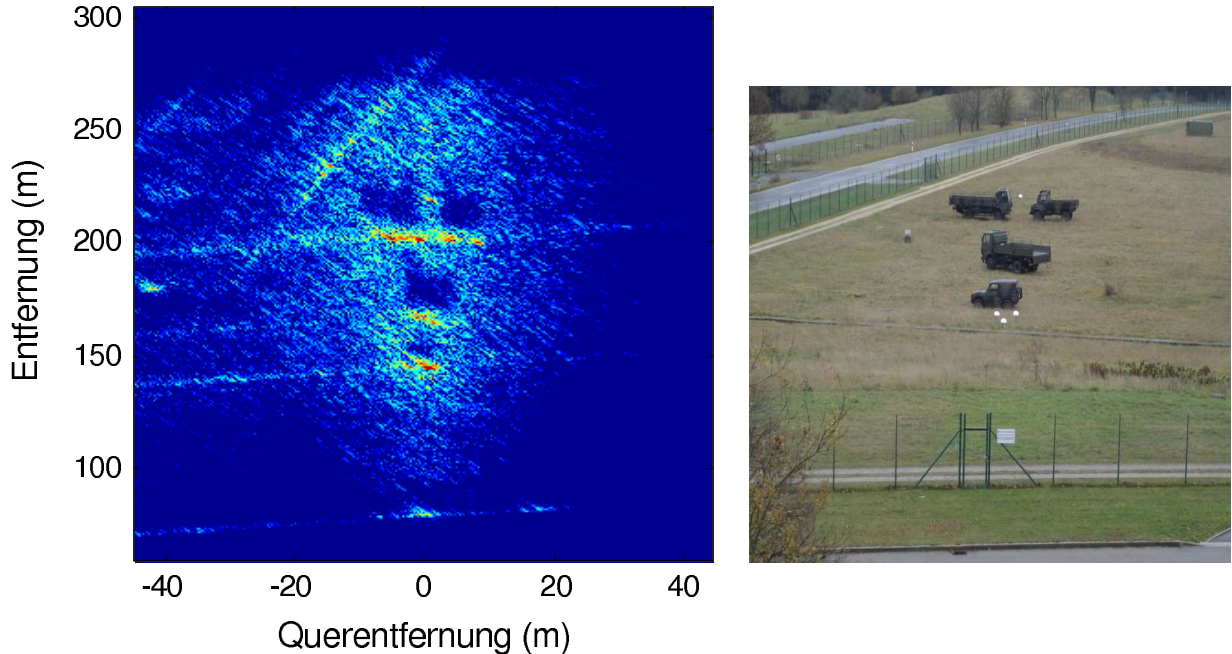


Abb. 6.22: SAR-Bild der Szene mit $\beta = 20^\circ$, Dynamikbereich 50-80 dB und Foto der Szene.

Zunächst ist festzustellen, dass in der bistatischen Messung mit vorwärtsblickenden Empfängersystem und bewegtem Sender eine zweidimensionale Auflösung des Zielgebietes gelungen ist. In dem SAR-Bild lassen sich eine Reihe von Streuzentren ausmachen, deren Herkunftsorte unterschiedlichen Objekten des Untersuchungsgebietes zugeordnet werden können. Eine signifikante Mehrwegeausbreitung der Signale, die zu multiplen Reflexionen geführt hätte, ist dabei in der Radarabbildung nicht feststellen. Abb. 6.23 zeigt das Ergebnis der zugeordneten Reflexionen an, die aus dem SAR-Bild entnommen werden konnten. Zusätzlich sind die Schatten kenntlich gemacht, deren Ausmaße durch die Höhe der beleuchteten Fahrzeuge bestimmt werden³. Neben den in das Zielgebiet eingebrachten Fahrzeugen und Kugelreflektoren sind Reflexionen von anderen Objekten zu beobachten. Dazu zählen Zaunabschnitte im Vorder- und Hinterbereich des Zielgebietes sowie Übergänge zwischen Flächen mit unterschiedlichen Reflexionseigenschaften (Wiese, Straßenbelag). Ein reflektierender Gegenstand am linken Bildrand lässt sich vermutlich einem PKW zuordnen, der sich im Moment der Radarbeleuchtung auf der Straße befunden hat, da Wiederholungsmessungen diese Reflexion nicht reproduzieren konnten. In Abb. 6.24 sind die Objekte noch einmal mit dem hinterlegten Koordinatensystem von Abb. 6.23 dargestellt. Dazu sind an den mit einem roten Kreuz markierten Stellen die Abstände zu den Zielen angegeben, die

³Auf diesen Aspekt wird im letzten Abschnitt 6.6 gesondert eingegangen.

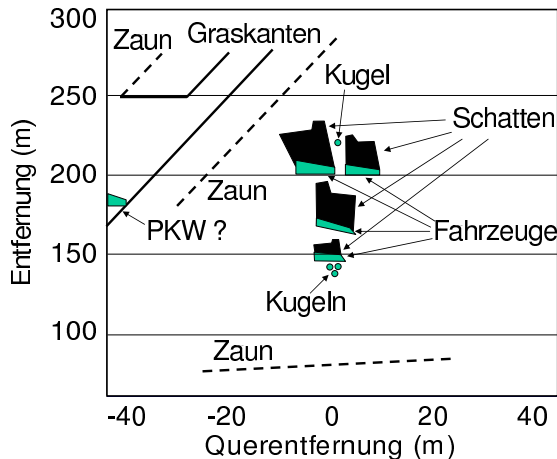


Abb. 6.23: Zuordnung der Reflexionen aus dem SAR-Bild.

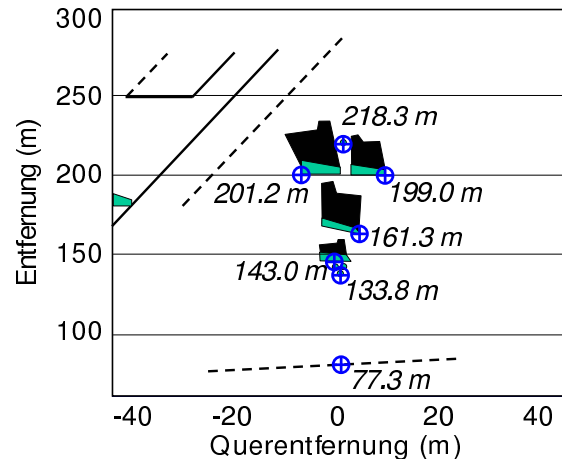


Abb. 6.24: Entfernungen vom Empfängerort zu den Zielobjekten laut Ergebnis der Entfernungsmessung.

mit einem Laser-Entfernungsmessgerät von der Position des Empfängersystems bestimmt worden sind. Es lässt sich eine hohe Übereinstimmung zwischen SAR-Entfernung und realer Entfernung feststellen, so dass daraus die Bestätigung für eine korrekte SAR-Verarbeitung in Entfernungsrichtung abgeleitet werden kann.

Für die Analyse der Querauflösung sei nun allein der Szenenbereich betrachtet, in dem sich die Fahrzeuge und Kugeln befinden. Abb. 6.25 zeigt dazu den zugehörigen Ausschnitt aus dem SAR-Bild von Abb. 6.22. Deutlich lassen sich die Reflexionen derjenigen Fahrzeugseiten erkennen, die dem Empfängersystem zugewandt sind. Die Lage dieser Streuzentren sind in der Darstellung bereits mit weißen Linien markiert. Ebenso können die Reflexionen der vier verteilt liegenden Kugeln im Bild detektiert werden.

In Abb. 6.26 sind die lokalisierten Reflexionskanten und -punkte extrahiert und mit Längenangaben (in Meter) versehen worden. Um einen Vergleich anstellen zu können, wurden den Längen, die aus der SAR-Messung (oberer Wert) stammen, zusätzlich die Ergebnisse einer manuell durchgeführten Ausmessung der Szene (unterer Wert) hinzugefügt. Es ist zu beobachten, dass die Abstände zwischen den isoliert liegenden Streuzentren der Kugeln im Vorderbereich der Szene recht genau nachgebildet werden konnten. Die vertikale Entfernung ließ sich dabei exakt und die horizontale Entfernung mit einem Fehler $< 7\%$ bestimmen. Bei den übrigen Werten sind dagegen größere Abweichungen festzustellen, die zu einer maximalen Fehlerbreite von bis zu 20% führen. Mehrheitlich tritt dabei eine Überschätzung der wahren Ausmaße auf. Abschließend betrachtet konnte mit diesem Beispiel gezeigt werden, dass eine zweidimensionale Zielauflösung in der gewählten bistatischen Anordnung erreichbar ist. Zudem lassen sich die ausgezeichneten Objekte im Untersuchungsgebiet zweifelsfrei den Reflexionen eines SAR-Bildes zuordnen und ihre Abmessungen schätzen.

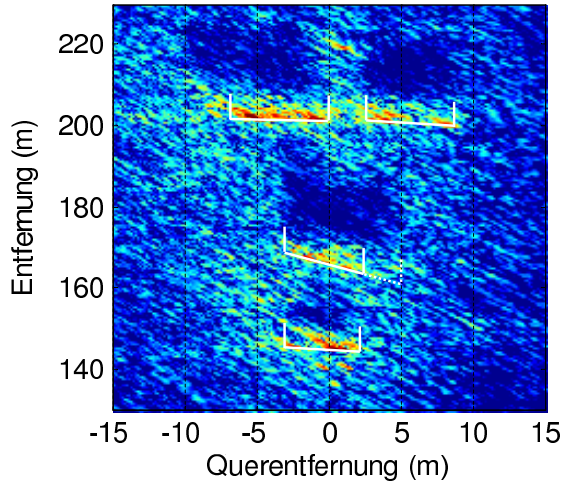


Abb. 6.25: Szenenbereich des SAR-Bildes.

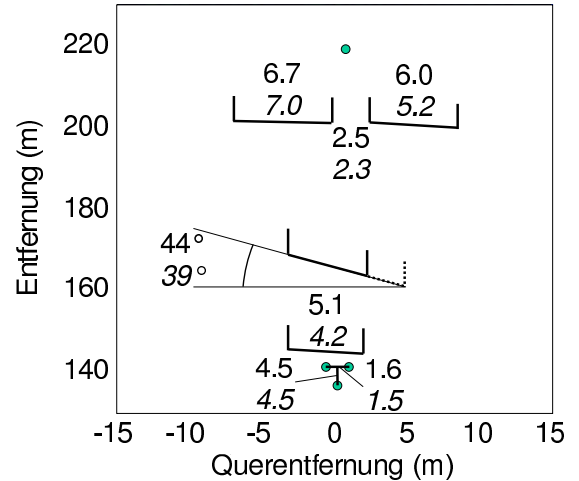


Abb. 6.26: Extraktion der Reflexionen. Vergleich der Entfernungen aus SAR-Bild (obere Zahl) mit gemessenen Werten (untere Zahl), alle Angaben in Meter.

6.6 Bistatischer Radarschatten

Erhebungen in einer von einem Radar beleuchteten Szene besitzen die Eigenschaft, in das Gebiet hinter ihnen nur eingeschränkt Strahlung eintreten zu lassen. Wie in der Optik entstehen so von der Ausdehnung des Objekts abhängige Schatten, deren Länge sich aus dem Beleuchtungswinkel des Radars ergeben [23]. Da beim monostatischen SAR die Sende- und Empfangswege identisch sind, kann so mit Kenntnis des Depressionswinkels ε relativ zur Szene und der Schattenlänge l_s die Höhe des beleuchteten Ziels h_Z bestimmt werden durch

$$h_Z = l_s \sin \varepsilon. \quad (6.34)$$

Bedingungen für diese Berechnungsmethode sind ein ebenes Zielgebiet und ein isoliert stehendes Objekt, das eine gewisse Höhe zur Bildung eines eindeutigen Schattenwurfs besitzt [28]. Überträgt man die Situation auf den bistatischen Fall, so treten dabei zwei Schatten auf [35]. Die Länge beider Schatten $l_{s,T}$ und $l_{s,R}$ entsteht dabei aus dem unterschiedlichen azimutalen Blickwinkel von Sende- und Empfangsantenne relativ zum Ziel. Ähnlich wie beim monostatischen Radar hängt die Länge der Schatten direkt von den zugehörigen Elevationswinkeln des Senders ε_T und des Empfängers ε_R ab. Die Höhe h_Z des beleuchteten Objekts lässt sich daher angeben mit

$$h_Z = l_{s,T} \sin \varepsilon_T = l_{s,R} \sin \varepsilon_R. \quad (6.35)$$

In Abb. 6.27 ist die zugehörige geometrische Situation in einer seitlichen Ansicht zu sehen. Gleichzeitig offenbart Gleichung (6.35) die prinzipielle Möglichkeit, unter Kenntnis der relativen Lage des Empfängers zum Ziel und der Schattenlängen auf die elevatorische Lage

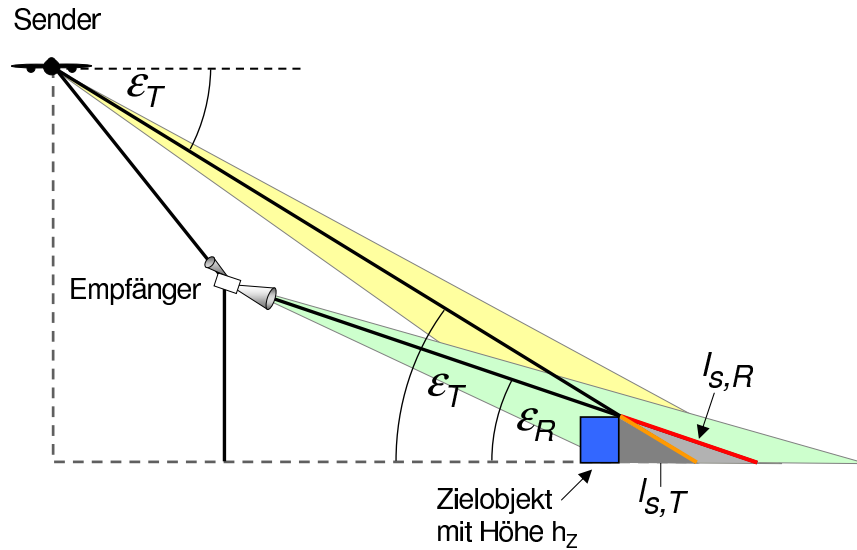


Abb. 6.27: Schattenbildung an einem erhöhten Objekt in einer bistatischen Geometrie.

des Senders ε_T zu schließen:

$$\varepsilon_T = \arcsin \left(\frac{l_{s,T}}{l_{s,R}} \sin \varepsilon_R \right). \quad (6.36)$$

Dieser Weg steht dann offen, wenn die Höhe des beleuchteten Objekts erkennbar größer als dessen Querausdehnung ist und der bistatische Winkel so gewählt wird, dass eine starke Überlappung beider Schatten im resultierenden Radarbild vermieden wird. Beide Randbedingungen sind im hier betrachteten Fall nicht erfüllt, so dass eine getrennte Ermittlung der Elevationswinkel von Empfänger und Sender ausscheidet. In der geometrischen Konstellation der bistatischen Messung in Abb. 6.27 legt diejenige Antenne die Länge des Schattens fest, die den geringeren Depressionswinkel relativ zum Ziel besitzt. Bei einer Geometrie mit fliegendem Sender und bodengestütztem Empfängersystem wird dies zwingend die Antenne des Empfängers sein. Gleichung (6.35) reduziert sich daher in unserem Fall zu der Form

$$h_Z = l_{s,R} \sin \varepsilon_R \quad (6.37)$$

mit der Bedingung $\varepsilon_R < \varepsilon_T$. Ein Anwendungsbeispiel zur Evaluierung dieses Effektes ist in Abb. 6.28 zu sehen, dem die gleiche Messung wie in Abschnitt 6.5 zugrunde liegt. Hierbei nehmen Sender und Empfänger einen bistatischen Winkel von 20° zueinander ein.

Im linken Teil der Abbildung sind die vertikalen und horizontalen Ausmaße des aufgenommenen Fahrzeugs angegeben. Die ausgemessenen Höhen betragen demnach für das Führerhaus 3.0 m und für die Ladefläche 2.1 m. Im rechten Teil der Abbildung 6.28 ist neben den Reflexionen von den Vorderkanten des Fahrzeugs die Fläche des bistatischen Radarschattens aufgrund des schwachen Reflexionsverhaltens deutlich zu erkennen. Es lässt sich lediglich ein einziger Schattenbereich identifizieren, da der geringe bistatische Winkel

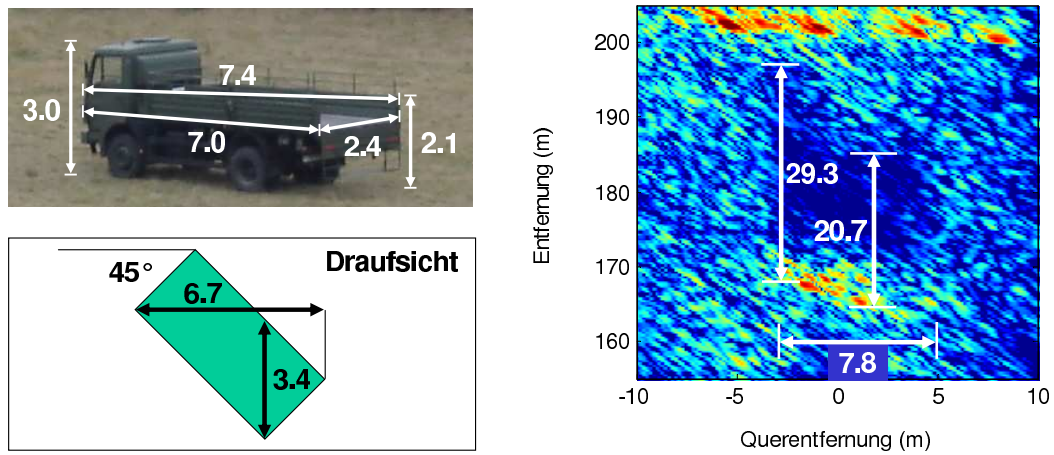


Abb. 6.28: Maße des beleuchteten Fahrzeugs und zugehöriges SAR-Bild, aufgenommen unter einem bistatischen Winkel von $\beta = 20^\circ$, Dynamikbereich 30 dB, alle Angaben in Meter.

und die horizontale Ausdehnung des LKWs eine azimutale Trennbarkeit verhindern. Dadurch erscheint der Schatten wie ein zweidimensionaler Schnitt des Fahrzeugs senkrecht zur Beleuchtungsrichtung. Im SAR-Bild lassen sich zwischen den ersten Reflexionen am Fahrzeug und dem hinteren Ende des Schattens zwei unterschiedliche Längen abtragen, die dem Führerhaus (29.3 m) und der Ladefläche (20.7 m) zugeordnet werden können. Von beiden Entfernungen ist jeweils die Strecke von 3.4 m zu subtrahieren, da berücksichtigt werden muss, dass der Schattenwurf von der dem Empfängersystem abgewandten Seite des Fahrzeugs verursacht wird (vgl. dazu auch Abb. 6.27). Die um den Winkel 45° verdrehte Position des Fahrzeugs ist dabei in die Berechnung eingegangen. Zusammen mit dem bekannten Elevationswinkel $\varepsilon_R = 7^\circ$ des Empfängersystems kann mit Hilfe von Formel (6.37) eine Bestimmung der Fahrzeughöhen durchgeführt werden:

$$\text{Führerhaus:} \quad h_Z = l_{s,R} \sin \varepsilon_R = 25.9 \text{ m} \cdot \sin 7^\circ = 3.16 \text{ m}$$

$$\text{Ladefläche:} \quad h_Z = l_{s,R} \sin \varepsilon_R = 17.3 \text{ m} \cdot \sin 7^\circ = 2.11 \text{ m}$$

Der Vergleich der Ergebnisse mit den wahren Höhen des Fahrzeugs (3.0 m, 2.1 m) belegt eine hohe Reproduzierbarkeit. Gleichwohl führt eine Unkenntnis der Fahrzeugbreite, die im aufgezeigten Berechnungsweg als Korrekturwert Eingang gefunden hat, tendenziell zu einer Überschätzung der Objekthöhe, da der detektierte Ort der Reflexion in Entfernungsrichtung nicht kausal die Länge des Schattenwurfs bewirken muss.

Abschließend lässt sich die zur Blickrichtung des Empfängers gelegene Querausdehnung des Fahrzeugs über die Breite des bistatischen Schattens abschätzen. Wie in Abb. 6.28 zu erkennen ist, liegt die aus dem SAR-Bild abgeleitete Spannweite des Fahrzeugs in Querrichtung mit 7.8 m um ca. 15% über dem Erwartungswert von 6.7 m. Offensichtlich führt die Aufnahme der Szene bei einem bistatischen Winkel von $\beta = 20^\circ$ zwar zu keiner Ausbildung von zwei getrennten Schatten, jedoch zu einer signifikanten Verbreiterung des

Gebietes mit geringen Reflexionsinformationen. Diese Folgerung erhält dadurch Unterstützung, dass Streuzentren unterhalb des Schattens im rechten Abschnitt kaum anzutreffen sind und daraus für diesen Teil allein auf einen Abschattungseffekt durch das Empfängersystem geschlossen werden kann.

A Anhang

A.1 Herleitung der allgemeinen Dopplergleichung

Die Dopplergleichung spielt beim Radar mit synthetischer Apertur eine hervorgehobene Rolle, da sie den wichtigen Zusammenhang zwischen Dopplerfrequenz und der Sender-Ziel-Geometrie beschreibt. Diese soll nun allgemein hergeleitet werden.

Den Ausgangspunkt bildet die homogene Wellengleichung in der nachstehenden ein-dimensionalen Form für elektromagnetische Wellen mit Lichtgeschwindigkeit c [24]:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0 \quad (\text{A.1})$$

Diese spiegelt den räumlichen (x) und zeitlichen (t) Zusammenhang zu der Elongation u von durch eine Welle ausgelenkten Teilchen wider. Jede Funktion $f(\alpha)$, die zweimal nach ihrem Argument differenziert werden kann, bildet eine Lösung von (A.1). Die allgemeine Form der Lösung lautet demnach

$$u(x, t) = f_1(x + ct) + f_2(x - ct). \quad (\text{A.2})$$

Jede harmonische Welle erfüllt diese Bedingung. Nimmt man nun für ein elektromagnetisches Signal an, dass es sich in Form einer Sinusschwingung ausbreitet, so entsteht die spezielle Lösung

$$u(x, t) = A_0 \sin k(x + ct) + A_0 \sin k(x - ct) \quad (\text{A.3})$$

mit der Wellenzahl k und dem Amplitudenterm A_0 . Der erste Summand beschreibt eine nach links (in negative Richtung) und der zweite Summand eine nach rechts (in positive Richtung) laufende Welle. Beide Summanden stellen unabhängig voneinander jeweils Lösungen der homogenen Wellengleichung (A.1) dar¹.

Betrachtet werden nun zwei Beobachter O und O' mit einer relativen Geschwindigkeit v zwischen den beiden Beobachtern [1]. Für den Beobachter O kann eine harmonische elektromagnetische Welle in der Form $A_0 \sin k(x + ct)$ beschrieben werden, während diese Welle für den Beobachter O' in einem anderen Bezugssystem erscheint. Daher müssen die

¹ Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird im Folgenden jedoch nur noch der erste Summand für die Rechnungen verwendet.

Variablen x und t durch die nach der inversen Lorentz-Transformation erhaltenen Variablen x' und t' aus den Gleichungen (A.4) und (A.5) ersetzt werden:

$$x = \frac{x' + v t'}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \quad (\text{A.4})$$

$$t = \frac{t' + \frac{v}{c^2} x'}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \quad (\text{A.5})$$

Dadurch wird Beobachter O' die Welle im Gegensatz zu Beobachter O in der Form $A_0 \sin k'(x' + c t')$ empfangen. Nach dem Prinzip der Relativität wird jedoch verlangt, dass der Term $k(x + c t)$ für beide Beobachter invariant bleiben muss. Daher muss gelten:

$$\begin{aligned} A_0 \sin k'(x' + c t') &= A_0 \sin k(x + c t) && \text{bzw.} \\ k'(x' + c t') &= k(x + c t) \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Setzt man nun die Terme der inversen Lorentz-Transformation aus (A.4) und (A.5) ein, ergibt sich:

$$\begin{aligned} k'(x' + c t') &= k \left(\frac{x' + v t'}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} + c \frac{t' + \frac{v}{c^2} x'}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \right) \\ k' &= \frac{k}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \cdot \left(\frac{x' + v t' + c t' + \frac{v}{c} x'}{x' + c t'} \right) \\ k' &= \frac{k}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \cdot \left(\frac{(1 + \frac{v}{c}) \cdot (x' + c t')}{x' + c t'} \right) \\ k' &= k \frac{1 + \frac{v}{c}}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Wird die Wellenzahl k durch den Term $k = \frac{2\pi f_0}{c}$ ausgedrückt, entsteht für die im Doppler verschobene Frequenz f'_I der folgende Ausdruck² [17]:

$$f'_I = f_0 \frac{1 + \frac{v}{c}}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}} \quad (\text{A.8})$$

Da die ausgesendete Welle im monostatischen Fall den Weg vom Radar zum Ziel zweifach zurücklegt, ist der generierte Doppler auch doppelt wirksam. Daher wird der Dopplerterm quadriert. Bewegt sich der Sender nicht direkt auf das Ziel zu, muss zusätzlich der Winkel zwischen Flugbahn und Zielrichtung φ bei der Geschwindigkeitsbestimmung berücksichtigt

² Die römische Eins steht für den Einwege-Doppler.

werden³. Für die Zweiwege-Dopplerfrequenz f'_0 ergibt sich dann:

$$f'_0 = f_0 \frac{(1 + \frac{v}{c} \cos \varphi)^2}{1 - \frac{v^2}{c^2} \cos^2 \varphi} \quad (\text{A.9})$$

Geht man in den nicht-relativistischen Bereich über (d.h. $v^2 \ll c^2$) und entwickelt den Zähler in eine Reihe⁴, vereinfacht sich Gleichung (A.9) zu:

$$f'_0 = f_0 \cdot (1 + 2 \frac{v}{c} \cos \varphi) \quad (\text{A.10})$$

Die Dopplerfrequenz f_D wird aus der Differenz von Sende- und Empfangsfrequenz gebildet ($f_D = f'_0 - f_0$), so dass sich dafür folgende Gleichung ergibt:

$$f_D = 2 f_0 \frac{v}{c} \cos \varphi \quad (\text{A.11})$$

Ersetzt man abschließend die Sendefrequenz f_0 durch $\frac{c}{\lambda}$ erhält man die bekannte Formel für die Dopplerfrequenz im monostatischen Fall:

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \varphi. \quad (\text{A.12})$$

³ Der Winkel φ gilt sowohl für den zwei- als auch für den dreidimensionalen Fall, d.h. es kann je nach Aufgabenstellung ein Ebenen- oder ein Raumwinkel eingesetzt werden.

⁴ Die Reihenentwicklung der Funktion bis zum zweiten Term lautet: $(1 + x)^2 = 1 + 2x$

A.2 Querauflösung in einer kooperativen Radarmessung

Neben der Entwicklung und Untersuchung von Formelsätzen, die sich aus den Abhängigkeiten der bistatischen Geometrien ableiten lassen, stand die Überprüfung der praktischen Realisierbarkeit ("proof of principle") des bistatischen Ansatzes im Vordergrund. Dazu wurde zu Beginn der wissenschaftlichen Arbeit ein Experiment mit dem Ziel durchgeführt, eine Querauflösung für ein vorwärtsblickendes Empfängersystem herzustellen. Zunächst wird dazu die Empfänger-Hardware vorgestellt, mit der die bistatischen Messungen durchgeführt wurden, um anschließend die Messgeometrie samt Szenenaufbau beschreiben zu können. Das Ergebnis wird dann in Form eines SAR-Bildes präsentiert.

Hardwareaufbau

Für die bistatischen Messungen war eine Empfängerapparatur aufzubauen, die zunächst die einfache Fähigkeit besitzt, Signale des Millimeterwellenbereichs mit einer ausreichenden Dynamik aufzunehmen. Der zugehörige schematische Aufbau des Empfängersystems ist in Abb. A.1 zu sehen.

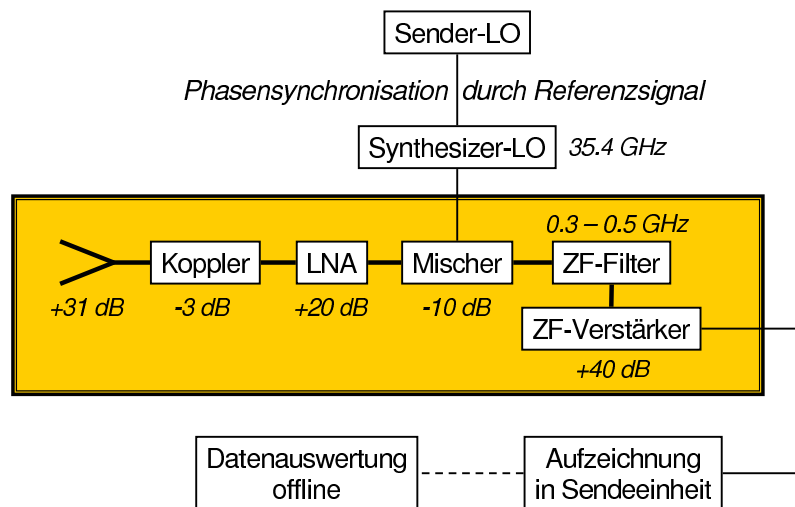


Abb. A.1: Schema des kooperativen Empfängersystems.

Diese besaß eine Zielantenne mit einem Gewinn von 31 dB, mit der die Reflexionen aus der bestrahlten Szene aufgefangen werden konnten. Hierbei handelte es sich um eine Hornantenne, die zirkular polarisierte Wellen in linear polarisierte Wellen umwandelte und an den auf Hohlleitern basierenden Hochfrequenzzweig des Empfängersystems weitergab. Daran schloss sich ein durch einen vorangegangenen Aufbau bedingtes Kopplungsstück an, das einen Verlust von ca. 3 dB mit sich brachte. Zur Verstärkung der Empfangssignale wurde ein rauscharmer Verstärker⁵ mit einem Gewinn von 20 dB integriert. Durch einen

⁵englisch: low noise amplifier (LNA)

Abwärtsmischer, der mit einem Verlust von 10 dB betrieben wurde, geschah die Umsetzung der Hochfrequenz- in Zwischenfrequenzsignale. Die dafür benötigte Lokaloszillatorfrequenz von 35.4 GHz für den Mischprozess wurde von einem Mikrowellensignalgenerator zur Verfügung gestellt. Um die Phasensynchronität der Signale zu gewährleisten, wurde ein Referenzsignal mit einer Frequenz von 10 MHz aus der in der Nähe befindlichen Sendeeinheit ausgekoppelt und durch ein Verbindungskabel dem Signalgenerator zugeleitet. Die Nutzsignale der Zwischenfrequenz erfuhren abschließend eine Verstärkung von 40 dB und gelangten per Kabel in die Aufnahmeeinheit des Sendesystems MEMPHIS. Dort erfolgte eine direkte Impulskompression mit dem bekannten Sendesignal, so dass schließlich die Radardaten in Form von entfernungskomprimierten Profilen vorlagen. Die Gesamtverstärkung des Empfängersystems abzüglich der Verluste belief sich auf etwa 78 dB. Die Kenndaten der Empfängereinheit sind in Tabelle A.1 zusammengefasst.

Tab. A.1: Parameter von Sender und Empfängersystem im Feldversuch

Sender	Trägerfrequenz	35 GHz
	Polarisation	linear
	Wellenform	FM Up-Chirp
	Sendeleistung	50 W
	Pulslänge	400 ns
	Signalbandbreite	200 MHz
	PRF	100 Hz
Empfänger	Antennengewinn	31 dB
	3 dB-Keulenbreite	5 ° (az.)
	Antennenpolarisation	zirkular
	Lokaloszillatorfrequenz	35.2 GHz
	Abtastfrequenz	400 MHz
	Abtasttiefe	8 Bit
	Aufnahmelänge je Puls	1.1 μ s

In Abbildung A.2 ist der Feldaufbau der Empfängereinheit auf der verwendeten Messplattform zu erkennen. Die vorgestellte Empfängereinheit konnte in dieser Form nur betrieben werden, weil zwischen Sender und Empfänger durch die örtliche Nähe ein direkter Datenaustausch über Verbindungskabel bestanden hat. Dadurch ließ sich eine Synchronisation der Lokaloszillatoren vornehmen und, da sowohl die Festlegung der Sendezeitpunkte als auch die Aufnahme von der Sendeeinheit MEMPHIS vorgenommen wurde, eine stabile Aufzeichnung der Daten gewährleisten.

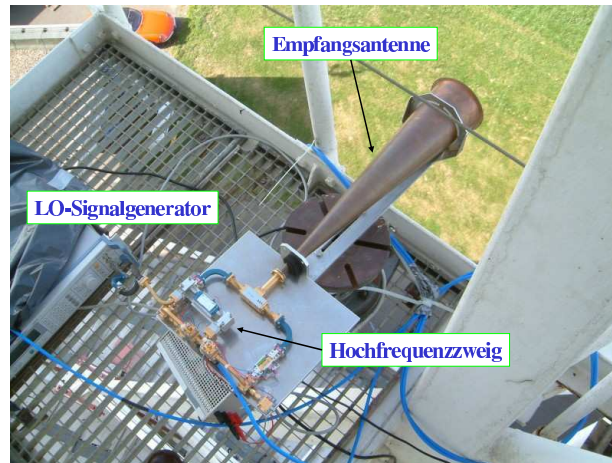


Abb. A.2: Empfängersystem auf der mobilen Messplattform.

Messgeometrie und Szenenaufbau

In dem Feldversuch kamen das Millimeterwellenradar MEMPHIS als Sendeeinheit sowie das zuvor vorgestellte passive Empfängersystem zum Einsatz. Als Ort des Experimentes wurde das Radom-Gebäude auf dem FGAN-Gelände in Wachtberg-Werthhoven gewählt (Abb. A.3). MEMPHIS blieb während der Messung unbewegt und sendete erhöht aus der zweiten

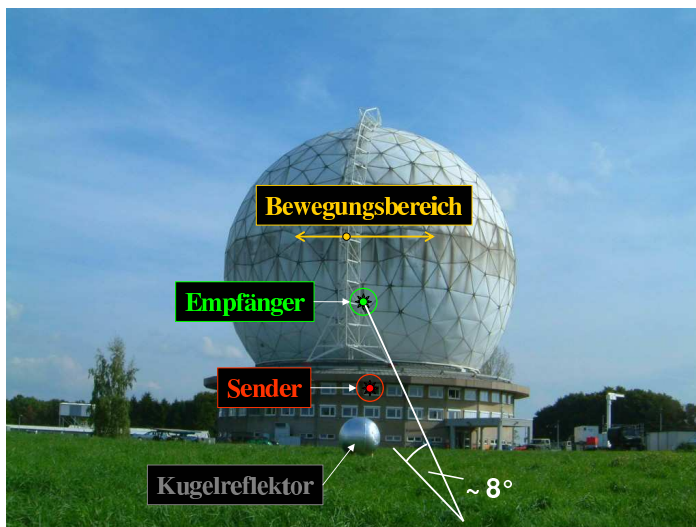


Abb. A.3: Bistatische Geometrie für die kooperative Messung.

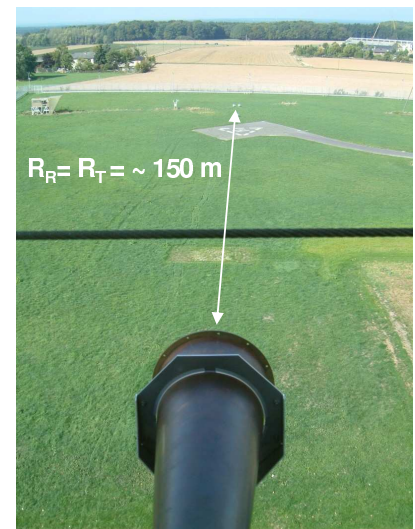


Abb. A.4: Blick vom Ort des Empfängersystems auf die beleuchtete Szene.

Etage des Ringbaus frequenzmodulierte Pulse aus. Oberhalb des Senders spannte der auf einer Plattform installierte Empfänger unter einem Elevationswinkel von 8° eine synthetische Apertur auf, die durch die Bewegung des Bügels der Radarwartungsanlage um das Radom zustande kam. Die Geschwindigkeit des Empfängers in dieser quasi-monostatischen

Geometrie lag etwa bei 1 m/s. Sender wie Empfänger besaßen zum Zentrum der beleuchteten Szene einen annähernd identischen Abstand von $R_T = R_R = 150$ m (Abb. A.4). Das Zielgebiet wurde mit drei aus Aluminiumband bedeckten Kugelreflektoren (Durchmesser 65 cm) bestückt, um eine konstante Rückstrahlung von definierten Reflexionskörpern während des Messvorgangs zu ermöglichen.

Nachweis einer Querauflösung

In Abb. A.5 sind die entfernungskomprimierten Radarprofile der bistatischen Messung in einem Dynamikbereich von 30 dB zu sehen. Aufgetragen ist dabei die Messzeit gegen die Länge des Aufnahmezeitfensters, in dem die Reflexionen der Szene aufgenommen wurden. In

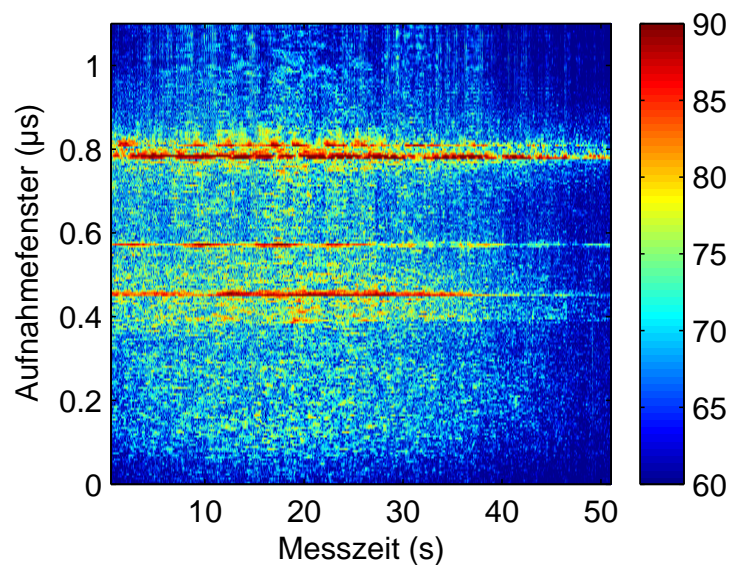


Abb. A.5: Entfernungskomprimierter Datensatz der bistatischen Messung (Amplitude in dB).

den Radardaten zeichnen sich hohe Amplituden in drei Entfernungsbereichen ab, die zu den Zeiten $0.45 \mu\text{s}$, $0.57 \mu\text{s}$ und $0.8 \mu\text{s}$ auftreten. Die Leistungsvariation in Abhängigkeit von der Messzeit entsteht dabei durch das Schwenken der Empfängerantenne über die konstant beleuchtete Szene. Durch diese Bewegung wird eine Dopplerfrequenz generiert, die sich durch Auswertung des Frequenzspektrums darstellen lässt. Abb. A.6 zeigt exemplarisch die geringe, jedoch stabile und messbare Änderung der Dopplerfrequenz von 6 Hz gegen die 50 s lange Messzeit. In diesem Beispiel enthielt der Entfernungsbereich ausschließlich einen isoliert aufgestellten Kugelreflektor. Für die Azimutkompression war die Dopplerfrequenzänderung jeder Entfernungszelle zu bestimmen und eine Gruppe von Azimutchirps zu bilden, die schließlich zum zweidimensional aufgelösten SAR-Bild führten (Abb. A.7). Wie in der Darstellung des Messergebnisses im Vergleich zum realen Abbild der Szene in Abb. A.8 zu sehen ist, treten die Objekte der beleuchteten Szene deutlich hervor.

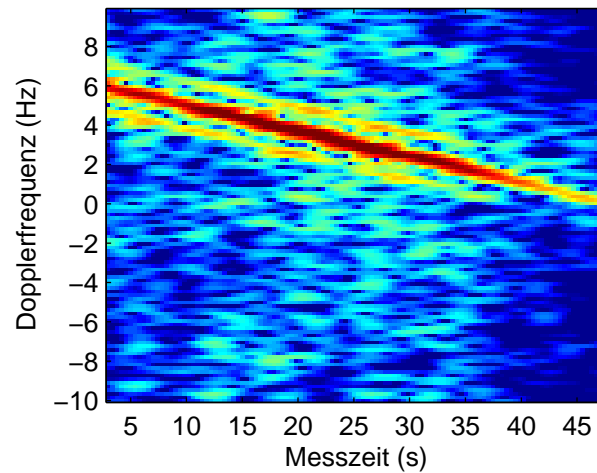


Abb. A.6: Dopplerfrequenzspektrum der isoliert liegenden Kugel.

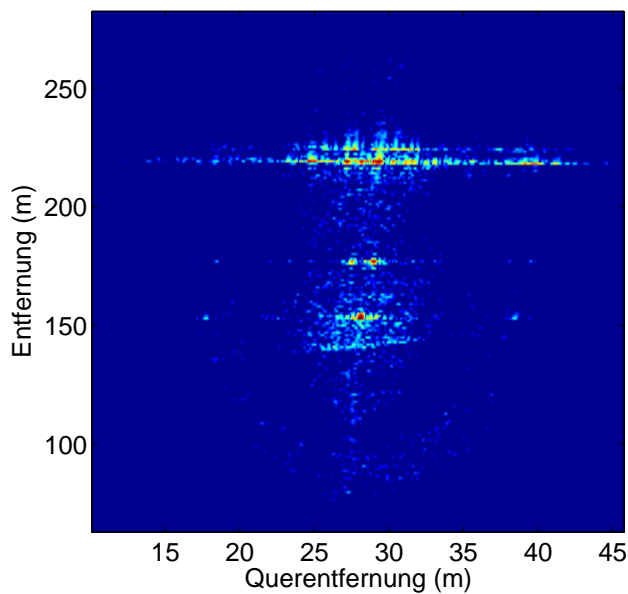


Abb. A.7: Messergebnis nach SAR-Verarbeitung, Darstellung mit Dynamikbereich von 30 dB.



Abb. A.8: Beleuchtete Szene mit drei Kugelreflektoren.

Bei etwa 135 m Entfernung lässt sich der Übergang des Hubschrauberlandeplatzes zum dahinter liegenden Grasland erkennen, indem die Stärke der Reflexionen signifikant zunimmt. Signale aus dem Bereich des Landeplatzes sind kaum auszumachen, weil die eingehende Strahlung von der annähernd glatten Oberfläche der Befestigung fast vollständig wegreflektiert wird. Die diagonale Lage der Übergangskante lässt sich im SAR-Bild gut verfolgen und offenbart bereits den zweidimensionalen Informationsgehalt der Messung. Ferner wurden in der Szene drei isoliert Kugelreflektoren platziert. Die beiden hinteren Kugeln nahmen dabei einen Abstand von 1.5 m ein. Alle drei Objekte lassen sich in dem prozessierten SAR-Bild eindeutig zuordnen, wodurch die Bildung einer Querauflösung in dieser geometrischen Anordnung bewiesen werden konnte. Im hinteren Bereich der Szene

lassen sich zwei linienartige Strukturen erkennen, die zu zwei benachbarten Zäunen mit einem relativen Abstand in Entfernungsrichtung von 5 m gehören.

Abhängig von der 200 MHz-Bandbreite des Sendesignals betrug die Entfernungsauflösung des SAR-Bildes ca. 66 cm. Die Querauflösung in Isorange-Richtung d_i , die in der verwendeten quasi-monostatischen Geometrie (d.h. $\beta = 0^\circ$) annähernd identisch zur Isorange-Auflösung ist, kann anhand von Gleichung (2.39)

$$d_i = \frac{0.886 \lambda R_R}{v_R T \cos \frac{\beta}{2}} \quad (\text{A.13})$$

bestimmt werden. Nach Einsetzen von $R_R = 150$ m, $v_R = 1$ m/s und $T = 50$ s wird eine Querauflösung von ca. 2.5 cm erreicht. Maßgeblich für die gute Auflösung war die lange Integrationszeit T , so dass trotz der geringen Geschwindigkeit eine lange synthetische Apertur $L_s = v_R T$ aufgespannt werden konnte. Zusätzlich kann mit einer auf die Empfängerparameter angepassten Form von Gleichung (2.48)

$$\Delta y_i = \frac{\Delta f_{D_i} \lambda R_R}{v_R} \quad (\text{A.14})$$

die Querausdehnung der Szene beleuchteten Szene berechnet werden. Diese lautet mit einer Dopplerfrequenzänderung $\Delta f_{D_i} = 6$ Hz, extrahiert aus Abb. A.6, $\Delta y_i = 7.7$ m. Mit Blick auf Abb. A.7 wird diese Ausdehnung im Entfernungsbereich von 150 m auch erzielt.

Das Vorhaben, eine Querauflösung allein durch die Bewegung des Empfängers zu generieren, ließ sich mit diesem Versuch erreichen. Da die gewonnenen Erkenntnisse mit bewegtem Empfängersystem und stehendem Sender auch auf den umgekehrten Fall (Sender bewegt, Empfänger stehend) übertragen werden konnten, bildete dieser Feldversuch auch die experimentelle Basis für die nachfolgenden Flugmessungen, die in den Kapiteln 5 und 6) beschrieben sind.

A.3 Der mmW-Sender MEMPHIS

Um bistatische Messungen mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Empfängersystem FLORENCE durchführen zu können, bedurfte es eines zweiten Radars. Dieses sollte in der Lage sein, in Flugmessungen als semi-kooperativer Beleuchter von Empfänger und Zielgebiet zu fungieren.

Als Sender bot sich dabei das Radar MEMPHIS⁶ der FHR⁷-Abteilung MHS⁸ an [25]. Hierbei handelt es sich um ein monostatisches SAR-System, welches gepulste Signale mit einer frequenzmodulierten Bandbreite von 200 MHz aussenden kann. Zudem ist es möglich, durch zusammengesetzte Pulse eine wirksame Bandbreite von bis zu 800 MHz zu bilden. Dabei lassen sich zeitgleich die beiden Trägerfrequenzen 35 GHz und 94 GHz verwenden. Die Breite der Antennenhauptkeule kann durch eine Linse auf einen azimutalen Winkelbereich von 3° gebündelt werden, wodurch eine starke Fokussierung der abgestrahlten Leistung erreicht wird.

Die Kennzahlen von MEMPHIS als auch die Parametergrößen, die in den bistatischen Flugmessungen verwendet wurden, können der nachfolgenden Tabelle entnommen werden.

Tab. A.2: Parameter des SAR-Systems MEMPHIS

Sender	Trägerfrequenz	35 GHz
	Sendeleistung	500 W
	PRF	1600 Hz
	Pulslänge	400 ns
	Polarisation	linear
	Wellenform	FM Up-Chirp
	Signalbandbreite	200 MHz
Antenne	Typ	Monopuls-Linse
	Durchmesser	30 cm
	Gewinn	27 dB
	3 dB-Keulenbreite	3° (az.), 13° (el.)

Aus der verwendeten Pulslänge und der frequenzmodulierten Bandbreite des Signals kann die monostatische Entfernungsauflösung $d_{r,m}$ von MEMPHIS bestimmt werden. Diese

⁶Millimeterwave Experimental Multifrequency Polarimetric High Resolution Imaging Sensor

⁷Forschungsinstitut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik

⁸Millimeterwellenradar und Höchsthfrequenzsensorik

ergibt sich anhand von Gleichung (2.21) zu

$$\begin{aligned} d_{r,m} &= \frac{0.886 c}{2 B} \\ &= \frac{0.886 \cdot 3 \cdot 10^8}{2 \cdot 200} \cdot \frac{\text{m/s}}{\text{MHz}} \\ &= 0.66 \text{ m} \end{aligned}$$

Objekte mit einem Abstand von 0.66 m in Entfernungsrichtung können demnach durch das Radar aufgelöst werden.

Für Flugmessungen steht MEMPHIS temporär eine Transportmaschine Transall C-160 der Bundeswehr zur Verfügung. Darin kann das Radar so installiert werden, dass die Antennenapparatur durch eine seitliche Bordtür des Flugzeugs hinausblicken kann (Abb. A.9). Der Depressionswinkel, unter dem die Antenne den Untergrund beleuchtet, lässt sich dabei durch mechanische Verkippung der Sendelinse einstellen. Am Sendesystem ist eine Steuerungs- und Aufzeichnungseinheit angeschlossen, die den Radarbetrieb und die Datensicherung sicherstellen (Abb. A.10).



Abb. A.9: Seitlich aus der Transall herausblickender Antennenaufbau des SAR-Systems MEMPHIS.



Abb. A.10: Steuerungs- und Aufzeichnungseinheit von MEMPHIS an Bord der Transall.

B Abkürzungsverzeichnis

<i>Symbol</i>	Bezeichnung
a	große Halbachse der Ellipse
A_{pp}	Spitze-Spitze Amplitude
b	kleine Halbachse der Ellipse
B	Bandbreite des Sendesignals
c	Lichtgeschwindigkeit und Hauptachse der Hyperbel
C_i	Korrelationsgewinn in Isorange-Richtung
C_r	Korrelationsgewinn in bistatischer Entfernungsrichtung
d	Nebenachse der Hyperbel
$d_{c,m}$	monostatische Auflösung in Querentfernungsrichtung
d_D	Auflösung in Doppler-Richtung
d_i	Isorange-Auflösung
d_{iD}	Auflösung in Iso-Doppler-Richtung
$d_{iD,g}$	Bodenauflösung in Iso-Doppler-Richtung
$d_{iD,g,R}$	Bodenauflösung in Iso-Doppler-Richtung aus Sicht des Empfängers
d_r	räumliche Trennung zweier Signale in Entfernung
$d_{r,i}$	bistatische Entfernungsauflösung
$d_{r,i,g}$	Bodenauflösung in bistatischer Entfernungsrichtung
$d_{r,m}$	monostatische Auflösung in Entfernungsrichtung
$d'_{r,m}$	monostatische Entfernungsauflösung vor Pulskompression
$d_{r,m,g}$	monostatische Bodenauflösung in Entfernungsrichtung
d_R	Entfernungsänderung am Empfänger in bistatischer Geometrie
d_Z	Entfernungsänderung am Ziel in bistatischer Geometrie
e	Wegdifferenz in Parameterbestimmung bedingt durch Elevationswinkel
E	Potenzwert
f_0	Trägerfrequenz des Sendesignals
f_D	Dopplerfrequenz
f_{D1}	Dopplerfrequenzänderung an Ziel 1
f_{D2}	Dopplerfrequenzänderung an Ziel 2
f_{HF}	Hoch-/Sendefrequenz
f_{LO}	Lokaloszillatorfrequenz

f_r	lineare Frequenzmodulation
f_s	Abtastfrequenz
f_{ZF}	Zwischenfrequenz
G	Antennengewinn
G_R	Gewinn der Empfängerantenne
$G_{R,dir.}$	Gewinn der Empfängerantenne für das direkte Signal
G_T	Gewinn der Sendeantenne
$h(t)$	Matched-Filter-Funktion im Zeitbereich
$H(f_{D_{i,n}})$	Filterfunktion für Azimutkompression im Frequenzbereich
h_Z	Höhe eines beleuchteten Ziels
k	Wellenzahl
K	bistatische Radarkonstante
K_i	Modulationsrate der Azimutfrequenz
K_r	Modulationsrate der Sendefrequenz
l_K	horizontaler Abstand zweier Kugelreflektoren
l_R	Entfernungsänderung am Empfänger in quasi-monostatischer Geometrie
$l_{s,R}$	SAR-Schattenlänge eines Objekts bedingt durch Empfängerposition
$l_{s,T}$	SAR-Schattenlänge eines Objekts bedingt durch Senderposition
l_Z	Entfernungsänderung am Ziel in quasi-monostatischer Geometrie
L	Entfernung zwischen Sender und Empfänger (Basislinie)
L'	verkürzte Basislinie
L_1	Sender-Empfänger-Entfernung bei maximaler Zielentfernung des Senders
L_2	Sender-Empfänger-Entfernung bei minimaler Zielentfernung des Senders
L_P	Ausbreitungsverluste
L_{PR}	Ausbreitungsverluste entlang von R_R
L_{PT}	Ausbreitungsverluste entlang von R_T
L_s	Länge der synthetischen Apertur
$L_{s,w}$	Länge der wirksamen synthetischen Apertur
L_{Sys}	Systemverluste
LO_s	Uhrenstabilität
n	Datentiefe des Signals
N	Anzahl der aufgenommenen Pulse
N_{fft}	Anzahl der Stützstellen in Fourier-Transformation
OSR	oversampling ratio (Verhältnis der Überabtastung)
P_R	Empfangsleistung
$P_{R,dir.}$	Empfangsleistung durch das Direktsignal
$P_{R,min}$	minimal detektierbare Leistung
P_T	Sendeleistung
PRI	Pulswiederholintervall

PRI'	ungenau bestimmtes Pulswiederholintervall
PRF	Pulswiederholfrequenz
PRF_{min}	minimale Pulswiederholfrequenz
q_s	Quantisierungsstufe
R	Zielentfernung
R_0	minimale Zielentfernung des monostatischen Radars
R_{max}	maximale Reichweite des monostatischen Radars
R_R	Entfernung zwischen Empfänger und Ziel
R'_R	verkürzte Empfänger-Ziel-Entfernung
$R_{R,max}$	maximale Reichweite des Empfängers
R_T	Entfernung zwischen Sender und Ziel
$R_{T,n}$	n-te Entfernungszelle zwischen Sender und Ziel
$s_{ac}(t, n)$	azimutkomprimiertes Sendesignal im Zeitbereich
$s_p(t)$	frequenzmoduliertes Sendesignal
$s_{rc}(t)$	entfernungskomprimiertes Sendesignal im Zeitbereich
S	Umwegentfernung
$S_{rc}(\tau, f_{D_{i,n}})$	entfernungskomprimiertes Sendesignal im Frequenzbereich
t	Pulszeit
t_0	Laufzeitdifferenz zwischen Empfänger und Ziel in Beleuchtungszeit
t_{dR}	Laufzeitänderung am Empfängerort innerhalb der Zeit T_D
t_{dZ}	Laufzeitänderung der Zielsignale innerhalb der Zeit T_D
t_{lR}	Laufzeitänderung am Empfängerort innerhalb der Zeit T_M
t_{lZ}	Laufzeitänderung der Zielsignale innerhalb der Zeit T_M
t_{RZ}	Laufzeitdifferenz durch das Umwegsignal
T	Beleuchtungszeit des Zieles durch Antennenhauptkeule des Senders
T_0	zeitlicher Beginn der Beleuchtung
T_1	zeitliches Ende der Beleuchtung
T_D	Beleuchtungszeit zwischen Dopplernulldurchgängen an Empfänger und Ziel
T_M	halbe Beleuchtungszeit in quasi-monostatischer Geometrie
T_{max}	maximal zulässige Beleuchtungszeit
T_n	Aussendezeitpunkt Puls n am Sender
T_{n+1}	Aussendezeitpunkt Puls n+1 am Sender
T_r	Pulslänge des gesendeten Signals
$T_{r,c}$	Pulslänge nach Pulskompression
T_u	Zeitintervall der Uhrenaktualisierung
v	Geschwindigkeit des monostatischen Radars
v_R	Geschwindigkeit des Empfängers
v_T	Geschwindigkeit des Senders
$w(t, T_r)$	Gewichtungsfunktion

x, y, z	kartesische Koordinatenachsen
Z_0	Empfangszeitpunkt Puls 0 am Empfänger
Z_n	Empfangszeitpunkt Puls n am Empfänger
Z_r	Empfangszeitpunkt eines gewählten Referenzpulses am Empfänger
α_R	Raumwinkel des Empfängers zum Ziel in bistatischer Geometrie
α_T	Raumwinkel des Senders zum Ziel in bistatischer Geometrie
β	bistatischer Winkel
β'_{3D}	in die Zielebene projizierter bistatischer Winkel in drei Dimensionen
β_k	kritischer bistatischer Winkel
δ	Fehlergröße
δ_R	Depressionswinkel zwischen Sender und Empfänger
δf_D	Dopplerversatz
Δf_D	Dopplerfrequenzänderung
Δf_{D_i}	Dopplerfrequenzänderung in Isorange-Richtung
$\Delta f_{D_{i,n}}$	n-te Dopplerfrequenzänderung in Isorange-Richtung
$\Delta f_{Z,D}$	bistatische Dopplerfrequenzänderung am Ziel Z in Zeit T_D
$\Delta f_{Z,M}$	bistatische Dopplerfrequenzänderung am Ziel Z in Zeit T_M
$\Delta r_{i,g}$	Entfernungsabschnitt in bistatischer Entfernungsrichtung
ΔS	Änderung der Umwegentfernung
Δt	Laufzeitänderung in bistatischer Entfernungsrichtung
Δt_n	zeitliche Verschiebung zwischen Pulsen abzgl. PRI
Δt_{nr}	Δt_n bezogen auf Referenzpuls
ΔT_{pa}	zeitlicher Unterschied zwischen Amplitudenmaximum und Phasenextremum
Δt_{PRI}	zeitliche Verschiebung zwischen PRI und PRI'
Δt_R	zeitliche Drift Empfänger-LO zwischen zwei Pulsen gegenüber Referenzzeit
Δt_T	zeitliche Drift Sender-LO zwischen zwei Pulsen gegenüber Referenzzeit
Δy_i	Ausdehnung in Isorange-Richtung
$\Delta \tau$	benötigte Zeitgenauigkeit
ε	Elevationswinkel des monostatischen Radars zum Ziel
ε_R	Elevationswinkel des Empfängers zum Ziel
ε_T	Elevationswinkel des Senders zum Ziel
λ	Wellenlänge
θ	3 dB-Öffnungswinkel der monostatischen Antenne
θ_r	Schielwinkel des Radars
θ_R	halber 3 dB-Öffnungswinkel der Empfängerantenne
θ_T	halber 3 dB-Öffnungswinkel der Sendeantenne
Θ	Nickwinkel
ρ	monostatischer Rotationswinkel über dem Ziel
ρ_R	Rotationswinkel des Empfängers über dem Ziel

ρ_T	Rotationswinkel des Senders über dem Ziel
σ_B	bistatischer Radarrückstreuquerschnitt
σ_M	monostatischer Radarrückstreuquerschnitt
φ	Winkel zwischen Flug- und Antennenblickrichtung
ψ	Fehlergröße der Entfernungsänderung l_Z
Ψ	Driftwinkel des Senders relativ zum Empfänger
ADC	analog digital converter (Analog-Digitalwandler)
CPA	closest point of approach (Punkt der nächsten Annäherung)
FFT	fast Fourier transform (schnelle Fourier-Transformation)
FHR	Forschungsinstitut für Hochfrequenzphysik und Radartechnik
GPS	Globales Positionsbestimmungssystem
IFFT	inverse fast Fourier transform (inverse schnelle Fourier-Transformation)
LNA	low noise amplifier (rauscharmer Verstärker)
LO	local oscillator (Lokaloszillator)
MHS	Millimeterwellenradar und Höchstfrequenzsensorik
PCM	Pulscodemodulation
RAR	real aperture radar (Radar mit realer Apertur)
RCS	radar cross section (Radarrückstreuquerschnitt)
SAR	synthetic aperture radar (Radar mit synthetischer Apertur)
SNR	signal-to-noise-ratio (Signal-Rausch-Verhältnis)
TOA	time of arrival (Eintreffzeitpunkt eines Signals)
WTD	Wehrtechnische Dienststelle
ZF	Zwischenfrequenz

Literaturverzeichnis

- [1] ALONSO, M. ; FINN, E. J.: *Physics*. Addison-Wesley, 1992
- [2] ANTONELLO, G. ; CASAGLI, N. ; FARINA, P. ; LEVA, D. ; NICO, G. ; SIEBER, A. J. ; TARCHI, D. : Ground-based SAR interferometry for monitoring mass movements. In: *Landslides* 1 (2004), Nr. 1, S. 21–28
- [3] AUTERMAN, J. L.: Phase Stability Requirements for a Bistatic SAR. In: *IEEE National Radar Conference, Atlanta, GA*, March 1984, S. 48–52
- [4] AXELSSON, S. R. J.: Mapping Performance of Curved-Path SAR. In: *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* 40 (2002), Nr. 10, S. 2224–2228
- [5] BALKE, J. : Advantages by Exploitation of Direct Signals for Synchronization of Autonomous Receivers for Bistatic Forward-Looking SAR. In: *RTO SET-095 Specialists Meeting, La Spezia, Italien*, Juni 2006
- [6] BALKE, J. : Field Test of Bistatic Forward-looking Synthetic Aperture Radar. In: *IEEE International Radar Conference, Arlington, VA*, May 2005, S. 424–429
- [7] BALKE, J. : Bistatic Forward-looking Synthetic Aperture Radar. In: *SEE RADAR 2004, Toulouse, Frankreich*, October 2004. – CD-ROM
- [8] BRONSTEIN, I. N. ; SEMENDJAJEW, K. A.: *Taschenbuch der Mathematik*. Dritte Auflage. Thun und Frankfurt/Main : Verlag Harri Deutsch, 1997
- [9] CAZZANI, L. ; COLESTANI, C. ; LEVA, D. ; NESTI, G. ; PRATI, C. ; ROCCA, F. ; TARCHI, D. : A ground based parasitic SAR experiment. In: *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Hamburg*, June 1999, S. 1525–1527
- [10] CUMMING, I. G. ; WONG, F. H.: *Digital processing of synthetic aperture radar: algorithms and implementation*. Norwood, MA, USA : Artech House, 2005
- [11] DUBOIS-FERNANDEZ, P. ; CANTALLOUBE, H. ; VAIZAN, B. ; KRIEGER, G. ; HORN, R. ; WENDLER, M. ; GIROUX, V. : ONERA-DLR bistatic SAR campaign: planning, data acquisition and first analysis of bistatic scattering behaviour of natural and urban

- targets. In: *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation* 153 (2006), Nr. 3, S. 184–207
- [12] ENDER, J. H. G. ; WALTERSCHEID, I. ; BRENNER, A. R.: New aspects of bistatic SAR: processing and experiments. In: *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Anchorage, AK*, September 2004, S. 1758–1762
- [13] FORREST, J. R. ; SCHOENENBERGER, J. G.: Totally Independent Bistatic Radar Receiver with Real-Time Microprocessor Scan Correction. In: *IEEE International Radar Conference, Arlington, VA*, May 1980, S. 380–386
- [14] GALATI, G. (Hrsg.): *Advanced radar techniques and systems*. Stevenage, UK : Peter Peregrinus Ltd., 1993 (4)
- [15] HAWKINS, J. M.: An Opportunistic Bistatic Radar. In: *IEE Radar Conference, Edinburgh, UK*, October 1997, S. 318–322
- [16] HORNE, A. M. ; YATES, G. : Bistatic Synthetic Aperture Radar. In: *IEE RADAR 2002, Edinburgh, UK*, October 2002, S. 6–10
- [17] KLAUSING, H. ; HOLPP, W. : *Radar mit realer und synthetischer Apertur*. München : Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2000
- [18] KRIEGER, G. ; MOREIRA, A. : Spaceborne bi- and multistatic SAR: potential and challenges. In: *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation* 153 (2006), Nr. 3, S. 184–207
- [19] MAKSIMOV, M. V. ; GORGONOV, G. I.: *Electronic homing systems*. Norwood, MA, USA : Artech House, 1988
- [20] NERI, F. : *Introduction to electronic defense systems*. Second Edition. Norwood, MA, USA : Artech House, 2001
- [21] OHM, J.-R. ; LÜKE, H. D.: *Signalübertragung*. Neunte Auflage. Berlin : Springer Verlag, 2005
- [22] PACE, P. E.: *Advanced techniques for digital receivers*. Norwood, MA, USA : Artech House, 2000
- [23] PINK, T. H. ; RAMANATHAN, U. : Extraction of height information from target shadow for applications in ATC. In: *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Hamburg*, June 1999, S. 351–353
- [24] RECKNAGEL, A. : *Physik: Schwingungen und Wellen, Wärmelehre*. 14. Auflage. Berlin : VEB Verlag Technik, 1986

-
- [25] SCHIMPF, H. ; ESSEN, H. ; BOEHMSDORFF, S. ; BREHM, T. : MEMPHIS - a fully polarimetric experimental radar. In: *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Toronto, Canada* Bd. 3
- [26] SKOLNIK, M. I.: *Radar Handbook*. Second Edition. New York, USA : McGraw-Hill, 1990
- [27] SOUMEKH, M. : *Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms*. New York, NY, USA : John Wiley & Sons Inc., 1999
- [28] SULLIVAN, R. J.: *Radar foundations for imaging and advanced concepts*. Raleigh, NC, USA : Scitech Publishing Inc., 2004
- [29] WALTERSCHEID, I. ; BRENNER, A. R. ; ENDER, J. H. G. ; LOFFELD, O. : Bistatic SAR processing using an omega-k type algorithm. In: *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Anchorage, AK*, September 2004, S. 1438–1441
- [30] WALTERSCHEID, I. ; ENDER, J. H. G. ; BRENNER, A. R. ; LOFFELD, O. : Bistatic SAR Processing and Experiments. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 44 (2006), Nr. 10, S. 2710–2717
- [31] WEISS, M. : Time and Frequency Synchronisation Aspects for Bistatic SAR Systems. In: *EUSAR, Ulm*, Mai 2004, S. 395–398
- [32] WILEY, R. G.: *Electronic Intelligence: The Interception of Radar Signals*. Norwood, MA, USA : Artech House, 1985
- [33] WILEY, R. G.: *Electronic Intelligence: The Analysis of Radar Signals*. Second Edition. Norwood, MA, USA : Artech House, 1993
- [34] WILLIS, N. J.: *Bistatic Radar*. Silverspring, MD, USA : Technology Service Corporation, 1995
- [35] YATES, G. ; HORNE, A. M. ; BLAKE, A. P. ; MIDDLETON, R. : Bistatic SAR image formation. In: *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation* 153 (2006), Nr. 3, S. 208–213
- [36] YOUNIS, M. ; METZIG, R. ; KRIEGER, G. : Performance Prediction of a Phase Synchronization Link for Bistatic SAR. In: *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters* 3 (2006), Nr. 3, S. 429–433