

Schätzung des Phasenfehlers von SAR-Rohdaten für die Autofokussierung

Der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

Dr.–Ing.

genehmigte Dissertation

von

Dipl.–Ing. Ridha Farhoud

geboren am 29. Dezember 1969 in Kairouan/Tunesien

2009

1. Referent: Prof. Dr.–Ing. H. G. Musmann

2. Referent: Prof. Dr.–Ing. J. Ender

Tag der Promotion: 09.10.2009

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Informationsverarbeitung der Leibniz Universität Hannover

Herrn Professor Dr.–Ing Hans–Georg Musmann gilt mein erster Dank für die hervorragende Betreuung und die Übernahme des Hauptreferats. Ich möchte ihm auch danken für die Unterstützung und die Förderung meiner Arbeit, sowie für die sehr guten Arbeitsbedingungen im Institut.

Herrn Prof. Dr.–Ing. Joachim Ender danke ich für die Anregende Kritik und die freundliche Übernahme des Mitberichtens und Herrn Professor Dr.–Ing. Jörn Ostermann für die Übernahme des Vorsitzes.

Ein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.–Ing. Claus–Ebehard Liedtke für die Unterstützung und Motivation und Herrn Dr.–Ing. Martin Kirscht für das Bereitstellen von Testdaten und dafür, dass er mir stets als hervorragender Ratgeber zur Seite stand.

Ferner danke ich allen meinen Kollegen für die fruchtbaren Diskussionen und vor allem für die Schaffung guter Arbeitsatmosphäre. Insbesondere möchte ich an dieser Stelle Frau Silvia Scholl und Dr.–Ing. Ulrike Pestel danken sowie Dr.–Ing. Johanne Bolle, Dipl. Ing.– Sergej Piekh und M. Sc. Kang Liu. Darüber hinaus bedanke ich mich bei Dr. Dipl.–Ing Martin Pahl und Dip.–Ing. Matthias Shuh, die durch ihre Tätigkeiten im Systemmanagement stets für eine erstklassige Infrastruktur gesorgt haben. Für die kritische Durchsicht der Arbeit danke ich Herrn Maciej Czupryn.

Diese Arbeit wäre nicht entstanden, wenn meine Eltern, Taher Farhoud und Habiba Zemni, mich nicht schon früh zum selbständigen Lernen und Arbeiten angeregt hätten. Dafür und für ihren moralischen Rückhalt und vielfältige Unterstützung widme ich ihnen diese Arbeit.

Inhalt

1. Einleitung	1
2. Grundlagen des Radars mit synthetischer Apertur	5
2.1 Funktionsweise des Radars mit synthetischer Apertur	5
2.2 Gewinnung der SAR-Rohdaten	11
2.3 SAR-Bildgenerierung	15
2.3.1 Rangekompression	15
2.3.2 Korrektur der Range-Migration	18
2.3.3 Azimutkompression	19
2.4 Einfluss von Bewegungsfehlern der Antenne	23
2.4.1 Einfluss von Positionsfehlern	23
2.4.2 Einfluss von Orientierungsfehlern	28
3. Referenzverfahren zur Fokussierung	32
3.1 Bewegungskompensation	32
3.2 Map-Drift-Verfahren	36
3.3 Phasengradienten-Verfahren	40
4. Schätzverfahren zur automatischen Fokussierung	45
4.1 Konzept der SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens	46
4.2 Detektion von Reflektoren	50
4.3 Schätzung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes	56
4.3.1 Extraktion des Azimutsignals eines Reflektors	57
4.3.2 Schätzung der Rückstreukoeffizienten-Funktion eines Reflektors	61
4.3.3 Berechnung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes	66
4.4 Berechnung des Phasenfehlerverlaufs	70
4.4.1 Berechnung des Phasenfehlerverlaufs eines punktförmigen Objektes	70
4.4.2 Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs	72
5. Experimentelle Untersuchungen	76
5.1 Strukturierung der experimentellen Untersuchungen	76
5.1.1 Erprobung und Bewertung anhand synthetischer Testdaten	78
5.1.2 Erprobung und Bewertung anhand realer Testdaten	88
6. Zusammenfassung	100
7. Literatur	104

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

DLR	<u>D</u> eutsches Zentrum für <u>L</u> uft- und <u>R</u> aumfahrt e. V.
EADS	European Aeronautics Defense and Space Company, Europäischer Konzern, der aus dem Zusammenschluß von <u>D</u> ASA, <u>A</u> érospatiale Matra S. A. (Frankreich) und <u>C</u> ASA entstanden ist
FFT	Fast Fourier Transformation
FGAN-FHR	<u>F</u> orschungsgesellschaft für <u>a</u> ngewandte <u>N</u> aturwissenschaften – <u>F</u> orschungsinstitut für <u>H</u> ochfrequenzphysik und <u>R</u> adartechnik, Wachtberg-Werthhoven bei Bonn
PRF	Pulse Repetition Frequency – Pulswiederholfrequenz
Radar	<u>R</u> adio <u>d</u> etection and <u>r</u> anging
SAR	Synthetic Aperture Radar – Radar mit synthetischer Apertur
SL	Single-Look
SNR	Signal-to-Noise-Ratio, Signal-Rauschleistungsverhältnis

Formelzeichen

Allgemeine Notation:

a^*	konjugiert komplex
$ a $	Betrag
\hat{a}	Schätzwert
\bar{a}	Mittelwert
$Int\{.\}$	Integer
$Im\{.\}$	Imaginärteil einer komplexen Zahl
$Re\{.\}$	Realteil einer komplexen Zahl
$FT\{.\}$	Fouriertransformierte
*	Faltungsoperator

Indizes:

A	<u>A</u> ntenne bzw. Trägerplattform (Flugzeug)
k	Reflektor

T	statisches Objekt (<i>Target</i>)
nom	Nominal (Größen bei Fehlerfreiem Flug)

Lateinische Formelzeichen:

$A(t_s, \mathbf{p}_T), A(\theta)$	Abschwächung des Radarsignals aufgrund von Antennenkeule und Ausbreitung
b	Breite der Antenne in z -Richtung
B_{u_d}	Bandbreite zur Generierung von Bildern reduzierter Auflösung
B_p	Pulsbandbreite
B_{BP}	Bandbreite des Bandpasses
B_D	Clutterbandbreite im Dopplerspektrum
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit der Radarwellen, entspricht Lichtgeschwindigkeit = $2.998 \cdot 10^8$ m/s
$d_k(t_s)$	Derampte Azimutsignal des Reflektors k
$D_k(j\omega)$	Fouriertransformierte von $d_k(t_s)$
E_n	Energiegehalt einer Bildzeile
\bar{E}	Mittelwert Energiegehalt einer Bildzeile
f_0	Trägerfrequenz
f_{n_l}	Lookmittenfrequenz des n_l -Looks
f_p	Pulswiederholfrequenz
f_c	Abtastfrequenz in Rangerichtung
f_D	Dopplerfrequenz
$f_R = \dot{f}_D$	Dopplerrate
f_R'	Dopplerrate bei Bewegungsfheler
f_{Dc}	Dopplermittenfrequenz
G_o	Güte zur Bewertung der Bildschärfe
G_u	Güte zur Bewertung der Kandidaten
$G_k(t_s)$	Gütefunktion zur Ermittlung des Phasenfehlerverlaufs
$g(t)$	ausgesendeter Rangechirp
$g_I(t), g_Q(t)$	Real- und Imaginärteil von $g(t)$
$g_{HF}(t)$	ausgesendetes hochfrequentes Radarsignal

$g_r(t)$	empfangenes Radarsignal im Basisband
$g_{r_{HF}}(t)$	empfangenes hochfrequentes Radarsignal
$h_{rg}(t)$	Range–Referenzfunktion
$h_{az}(t)$	Azimet–Referenzfunktion
h_A	Flughöhe der Antenne über Grund
k	Nummer des Reflektors
K	Anzahl der Reflektoren pro Streifen
K_{\min}	Mindestanzahl der Reflektoren pro Streifen
l	Länge der Antenne in x –Richtung
L	Länge der synthetischen Apertur
L_θ	Verschiebung des Footprintes aufgrund des Schielwinkels
m	Nummer des Abtastwerts in Azimutrichtung
$m_{u,j}$	lokaler Mittelwert von $ u_{d,n}(t_s) $
\max_u	Betragsmaximum des Bildsignals einer Bildzeile
M	Anzahl der Rangeimpulse
n	Nummer der Azimutzeile
$n_k(t_s)$	additiver Fehler (Phasengradientenverfahren)
n_l	Nummer des Looks
N	Anzahl der Azimutzeilen
N_l	Anzahl der Looks
$\mathbf{p}_A = (p_{Ax}, 0, h_A)^T$	Antennenposition
$\mathbf{p}_T = (p_{Tx}, p_{Ty}, 0)^T$	Position eines statischen Objekts am Boden (Index T : Target)
p_k	Azimetposition eines Reflektors
p_m	Azimetposition eines punktförmigen Objektes
$q(t_s)$	Ableitung des Gradienten des Phasenfehlerverlaufs
$Q(t_s)$	Gradienten des Phasenfehlerverlaufs
$r(t_s, t)$	Rangekomprimierte Daten
$r(t_s)$	Azimettsignal (Rangekomprimierte Daten in Azimettrichtung) bei fehlerfreiem Flug
$r'(t_s)$	Azimettsignal mit Phasenfehler

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für} \\ & |t| \leq \frac{1}{2} \text{ Rechteckfunktion} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

R	Slant-Range-Richtung bzg. der Antenne
R_f	Far-Slant-Range-Entfernung
R_n	Near-Slant-Range-Entfernung
R_T	Slant-Range-Entfernung eines statischen Objekts
R_{T_0}	Minimale Slant-Range-Entfernung eines Objekts
$R_{gg}(t)$	Autokorrelationsfunktion des Signals $g(t)$, entsprechend für andere Zeitsignale
R_T'	Slant-Range-Entfernung eines statischen Objekts bei Bewegungsfehlern
t	Range-Zeit (<i>fast time</i>)
t_s	Azimut-Zeit (<i>slow time</i>)
Δt_s	Zeitlicher Versatz zwischen Abbildungspositionen von 2 Looks
dt_s	Abtastdauer in Azimutrichtung (Abstand zwischen aufeinanderfolgenden Impulsen)
T_A	Gültigkeitsdauer eines Phasenfehlers eines punktförmigen Objektes
T_S	Dauer des Streifens in Azimutrichtung
T_L	Beleuchtungszeit, d. h. Aufenthaltsdauer eines Objektes in der Antennenkeule
T_m	Zeitpunkt des m -ten Abtastwerts in Azimutrichtung
T_{mi}	Zeitintervall zur Mittelwertbildung von $m_{u,j}$
T_T	Zeitpunkt, zu dem sich Objekt und Antenne an der gleichen Azimutposition befinden
T_θ	Verzögerung des Footprintes aufgrund des Schielwinkels
$u(t_s)$	SAR-Bildsignal in Azimutrichtung
$\mathbf{v}_A = (v_{Ax}, 0, 0)^T$	Geschwindigkeit der Antenne
x	Azimutrichtung
y	Ground-Range-Richtung
z	Höhe

$z_k(t_s)$ Beobachtungsgröße (Phasengradientenverfahren)

Griechische Formelzeichen:

γ	Chirprate des Rangechirp
δ_x	Auflösung in Azimutrichtung
δ_y	Auflösung in Ground-Range-Richtung
δ_R	Auflösung in Slant-Range-Richtung
Δ	allgemein: Differenz, siehe bei den entsprechenden lateinischen bzw. griechischen Formelzeichen
$\Delta R(t_s)$	Ablage der Entfernung bei Bewegungsfehlern
Δx	Ablage in x-Richtung
Δy	Ablage in y-Richtung
Δz	Ablage in z-Richtung
η	vertikaler Blickwinkel, entspricht 90° – Depressionswinkel, für flugzeuggetragenes SAR gleichzeitig Einfallswinkel
Θ_x	Rollwinkel
Θ_y	Nickwinkel
Θ_z	Gierwinkel
θ	horizontaler Blickwinkel
θ_s	Schielwinkel
θ_k	mittlerer horizontaler Blickwinkel des k -ten Looks (Lookwinkel)
θ_H	horizontaler 3-dB-Öffnungswinkel der Antenne
θ_V	vertikaler 3-dB-Öffnungswinkel der Antenne (in Elevation)
$\Delta\theta$	Differenz der Lookwinkel zwischen zwei aufeinanderfolgenden Looks
λ	Wellenlänge des Trägersignals
π	3.14159...
σ_0	Rückstreukoeffizient (normierter Rückstreuquerschnitt, RCS – radar cross section)
$\sigma(t_s)$	Reflektivitätsverteilung
σ_p	Standardabweichung des Ortskoordinaten-Fehlers

σ^2	Varianz, allgemein
τ_T	Laufzeit von der Antenne zum Objekt und zurück
τ_{T_0}	kürzeste Laufzeit von der Antenne zum Objekt und zurück
τ_p	Pulsdauer
ϕ	Phase, allgemein
$\phi_e(t_s)$	Phasenfehler-(verlauf)
$\phi_{korrektur}(t_s)$	Phase zur Korrektur der SAR-Daten (Bewegungskompensation)
$\omega = 2\pi f$	Kreisfrequenz
ω_e, ω_a	Grenzfrequenzen des Bandpasses

Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein Verfahren zur automatischen Fokussierung von SAR-Rohdaten (synthetic aperture radar) entwickelt mit dem Ziel, die SAR-Bildqualität im Vergleich zu bekannten Verfahren zu verbessern.

Das Schätzverfahren ist für eine Echtzeit Range-Doppler-Prozessierung on-board konzipiert und setzt eine Rangekompression mit Bewegungskompensation basierend auf INS- und GPS-Daten voraus. Dabei handelt es sich um ein zweistufiges Verfahren, bei dem basierend auf der Auswertung von Azimutsignalen ausgewählter Reflektoren der Phasenfehlerverlauf geschätzt und zur Korrektur der rangekomprimierten SAR-Rohdaten verwendet wird.

In der ersten Stufe des Schätzverfahrens werden Reflektoren, die sich in ihrer unmittelbaren Umgebung besonders hervorheben, detektiert, ihre Ortskoordinaten bestimmt und ihre Azimutsignale aus den rangekomprimierten Daten extrahiert. Unter Verwendung statistischer Eigenschaften der Reflektoren wird anschließend aus jedem Azimutsignal eines Reflektors das Azimutsignal eines zugehörigen punktförmigen Objektes geschätzt, das die Einflüsse der Bewegungsfehler in der Umgebung des Reflektors in Form eines lokalen Phasenfehlerverlaufs beinhaltet. In der zweiten Stufe werden zunächst lokale Phasenfehlerverläufe aus den Signalen der punktförmigen Objekte ermittelt. Anschließend wird der gesamte Phasenfehlerverlauf unter Berücksichtigung möglicher Fehler der Ortskoordinaten der verwendeten Reflektoren mit Hilfe der gewichteten Überlagerung der lokalen Phasenfehlerverläufe konstruiert.

Die Anwendung des Verfahrens auf synthetische und reale SAR-Testdaten zeigte eine deutliche Verbesserung der Bildqualität insbesondere bei hochfrequenten Bewegungsfehlern des SAR-Trägers. Im Mittel ergibt sich verglichen mit dem Phasengradientenverfahren eine Verbesserung der Güte der Bildschärfe um 15%. Die Standardabweichung der Ortskoordinaten-Fehler von Objekten im SAR-Bild wurden von 94 auf 3.8 *pel* reduziert.

Stichworte: Radar mit synthetischer Apertur (SAR), Automatische Fokussierung, Schätzung des Phasenfehlerverlaufs

Abstract

In this thesis an algorithm for automatic focusing of SAR raw data (Synthetic Aperture Radar) is developed in order to improve image quality compared to known algorithms. It should be embedded in a real-time range doppler processor on board and requires in advance range compression and motion compensation based on INS and GPS data.

The algorithm consists of two processing parts and based on the evaluation of azimuth signals of selected reflectors in order to estimate the phase error for the correction of the range compressed raw data.

The first part of the algorithm estimate azimuth signals of point scatterers from the raw data. Therefore, reflectors, which appear as highlights in their nearest environment, are detected, their coordinates are assigned and their azimuth signals are extracted from the range compressed data. Using statistical properties of the reflectors respectively, an azimuth signal of a point scatterer is estimated from each azimuth signal of the detected reflectors. In the second part of the algorithm a local phase error is first derived from each estimated signal of the point scatterer. Then the entire phase error is constructed from the local phase errors using a weighted superposition technique, which take into account the errors of the assigned coordinates of the selected reflectors.

Experimental results using synthetic and real SAR raw data show that the image quality especially in case of high-frequency motion errors of the SAR Antenna is improved significantly. Compared to the phase gradient algorithm the sharpness of SAR images is effectively improved by 15%. The standard deviation of coordinates-errors of objects in the SAR-image are reduced from 94 to 3.8 pel.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), autofocus, phase-error estimation

1. Einleitung

In dieser Arbeit werden Verfahren der automatischen Fokussierung von SAR-Rohdaten untersucht mit dem Ziel, die SAR-Bildauflösung zu verbessern.

Das Radar mit synthetischer Apertur (SAR) gehört ebenso wie das Radar mit realer Apertur zu den abbildenden Fernerkundungssystemen, die Reflexionen gesendeter Mikrowellenimpulse auswerten. Bei diesen Systemen wird die geometrische Verteilung der elektromagnetischen Rückstreuung der Erdoberfläche als zweidimensionales Bild dargestellt. Vorteile dieser aktiven Mikrowellensensoren im Vergleich zu optischen Systemen sind weitgehende Unabhängigkeit von Tageszeit und Wetter sowie ihr Eindringvermögen in die Erdoberfläche. Während das Radar mit realer Apertur lediglich die Amplitude des empfangenen Rückstreusignals auswertet, handelt sich beim Radar mit synthetischer Apertur um ein kohärentes System, d.h. sowohl Amplitude als auch Phase werden ausgewertet. Das Radar mit synthetischer Apertur entwickelte sich aus dem Radar mit realer Apertur und dem Wunsch, eine höhere Bildauflösung zu erzielen.

Die Anwendungsgebiete des Radars mit synthetischer Apertur reichen von der Kartographie, Geodäsie, über Klimatologie bis hin zu Überwachung zwecks Katastrophenschutz und Aufklärung. Beispielsweise eignet sich das SAR zur Inventarisierung landwirtschaftlicher Flächen, zur Holzpotentialabschätzung und zur Waldschadenskartierung für forstwirtschaftliche Zwecke sowie zur Erfassung von Objekten unter der Erdoberfläche.

Das SAR-Prinzip erfordert eine in der Regel senkrecht zur Abstrahlung der Mikrowellenimpulse bewegte Antenne, die an einem SAR-Träger wie z.B Flugzeug oder Satellit montiert ist. Die Flugrichtung wird mit Azimut und die Querrichtung mit Range bezeichnet. Während des Fluges werden Radarimpulse, in der Regel linear frequenzmodulierte Chirp-Signale [13], mit einer festen Pulswiederholfrequenz ausgesendet. Nach dem Senden eines Chirp-Impulses wird die Antenne auf Empfang geschaltet. Jeder Impuls wird von der Erdoberfläche reflektiert und ein Teil der reflektierten Signale werden als Echos von der Antenne empfangen. Nach Quadraturdemodulation, Abtastung und Quantisierung werden diese empfangenen Echos als komplexe SAR-Rohdaten einer Rangezeile gespeichert.

Der Abstand zwischen zwei beleuchteten Objekten in Rangerichtung, die gerade voneinander getrennt werden können, wird als Range-Auflösung bezeichnet und hängt von der Bandbreite

des gesendeten Chirp-Signals ab. In Azimutrichtung wird das Prinzip der synthetischen Apertur dadurch ausgenutzt, dass die aufgrund der Änderung der Entfernung während des Fluges zwischen Antenne und einem Objekt auf der Erdoberfläche entstehenden Dopplerfrequenzen ausgewertet werden. Die Signalanteile eines beleuchteten Objektes erzeugen ein Azimutsignal, das bei fehlerfreiem Flug auch durch einen Chirp (Azimutchirp) angenähert werden kann. Die Azimut-Auflösung hängt lediglich von der Länge der Antenne ab und ist somit wie die Auflösung in Range von der Entfernung unabhängig. Derzeitige SAR-Systeme erreichen eine Bildauflösung von unter einem Meter.

Die SAR-Signalverarbeitung zur Bildgenerierung wird bei der Range-Doppler-Prozessierung mit einem Matched-Filter in Rangerichtung, der sog. Rangekompression, und einem Matched-Filter in Azimutrichtung, der Azimutkompression, realisiert. Als Matched-Filter wird der konjugiert komplexe Range- bzw. Azimutchirp verwendet, der auch als Range- bzw. Azimut-Referenzfunktion bezeichnet wird.

Die Verwendung von Flugzeugen als Träger des SAR-Systems bringt gegenüber Satelliten die Problematik instabiler Flugeigenschaften mit sich. Eine SAR-Bildgenerierung, wie oben beschrieben, kann nur dann die mögliche Auflösung erreichen, wenn sich die Antenne mit nahezu konstanter Geschwindigkeit bewegt. Bei der Entwicklung von SAR-Systemen hoher Bildauflösung stellt die Lösung dieser Problematik hohe Anforderung an die SAR-Prozessierung.

Bewegungsfehler der Antenne werden in Positions- und Orientierungsfehler unterteilt. Die Positionsfehler quer zur Flugrichtung bewirken im empfangenen Rangechirp einen Phasenfehler, der als Laufzeitfehler bezeichnet wird. Dies führt zu geometrischen Verzerrungen im SAR-Bild. Positionsfehler in Flugrichtung führen zu Rangezeilen mit unterschiedlichen Abständen. Dies äußert sich durch eine Stauchung bzw. Dehnung der SAR-Abbildung in Azimutrichtung. Zusätzlich erzeugen die genannten Positionsfehler einen Phasenfehler im Azimutchirp, der zur Defokussierung und damit gravierenden Einbußen der SAR-Bildqualität führt. Orientierungsfehler verursachen ein unsymmetrisches Dopplerspektrum sowie eine variable Amplitudenmodulation des Empfangssignals und bewirken dadurch bei der Bildgenerierung unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion auch eine Verminderung der Bildqualität.

Um diese Abbildungsfehler zu vermeiden ist die Kenntnis entweder der genauen Bewegungsparameter oder deren Fehlereinflüsse auf die SAR-Rohdaten notwendig. Im Allgemeinen werden Bewegungsparameter mit Hilfe von INS- und GPS-Systemen gemessen und damit eine Bewegungskompensation durchgeführt. Die verbliebenen Unschärfen aufgrund unzureichend genauer INS-GPS-Daten werden mit Hilfe eines geeigneten Autofokusverfahrens beseitigt.

In der Literatur sind Verfahren der automatischen Fokussierung beschrieben, die entweder die Schätzung der Bewegungsfehler oder deren Einflüsse auf die Rohdaten zum Ziel haben.

Das Map–Drift–Verfahren [3] versucht einen Bewegungsparameter zu schätzen, wobei dieser sich auf die Abweichung der Azimut–Geschwindigkeit beschränkt. Bei diesem Verfahren werden Bilder verringerter Auflösung aus Teilbändern des Dopplerspektrums erzeugt und miteinander korreliert, um die relative Verschiebung zu bestimmen und damit den Azimut–Geschwindigkeitsfehler zu schätzen. Durch die Annahme einer zwar fehlerhaften aber konstanten Azimut–Geschwindigkeit können Einflüsse von hochfrequenten Bewegungsfehlern nicht kompensiert werden. Ein weiterer Nachteil des Map–Drift–Verfahrens besteht im hohen Rechenaufwand. Da das Map–Drift–Verfahren eine mehrfache rechenaufwendige Generierung eines Bildes erfordert, ist dieses Fokussierungsverfahren für einen Echtzeit–Betrieb an Bord ungeeignet.

Das Phasengradienten–Verfahren (*PGA*) [6][8] kennzeichnet den Stand der Verfahren zur automatischen Fokussierung. Bei diesem Verfahren wird der Phasenfehler der Azimutsignale geschätzt und zur Korrektur der Rohdaten verwendet. Das Phasengradienten–Verfahren zeichnet sich durch relativ geringen Rechenaufwand aus, der eine Echtzeit–Realisierung möglich macht. Da keine einschränkenden Annahmen über die Bewegungsfehler getroffen werden, können auch Einflüsse hochfrequenter Bewegungsfehler geschätzt werden. Der Phasenfehler wird durch Vergleich des nominellen mit dem von einem Reflektor zurückgestrahlten empfangenen Azimutchirp ermittelt. Dazu muss der Reflektor punktförmig sein. Da punktförmige Objekte im Allgemeinen nicht gegeben sind, werden beim Phasengradienten–Verfahren starke Reflektoren verwendet, die in der Regel aus mehreren punktförmigen Objekten bestehen. Demzufolge ist der ermittelte Phasenfehler fehlerhaft. Zusätzlich können Positionsfehler der verwendeten Reflektoren eine geometrische Verzerrung der SAR–Bilder verursachen.

Um die Mängel des Map–Drift– und des Phasengradientenverfahrens zu beheben soll in dieser Arbeit ein Verfahren zur automatischen Fokussierung entwickelt werden, das ähnlich dem Phasengradientenverfahren den Phasenfehler der Azimutsignale schätzt und zur Korrektur der Rohdaten verwendet. Der Rechenaufwand des neuen Verfahrens soll niedrig gehalten werden, so dass eine Echtzeit Realisierung an Bord möglich ist. Es sollen keine einschränkenden Annahmen über die Bewegungsfehler getroffen werden, sodass Einflüsse unterschiedlicher Bewegungsfehler korrigiert werden können.

Der Ansatz geht davon aus, dass die Bewegungskompensation vorweg durchgeführt wird, sodass die rangekomprimierten Signalanteile eines Azimutchirps sich nach Range–Migration–Korrektur in einer Azimutzeile befinden.

Die Schätzung des Phasenfehlers soll als zweistufiges Verfahren realisiert werden.

In der ersten Stufe sollen Azimutsignale punktförmiger Objekte aus den Rohdaten ermittelt werden. Dazu soll im ersten Schritt ein SAR–Bild geringer Auflösung generiert und darin Reflektoren, die sich in ihrer unmittelbaren Umgebung besonders hervorheben, anhand eines geeigneten Gütekriteriums detektiert, ihre Ortskoordinaten bestimmt und deren Azimutsi-

gnale aus den Rohdaten extrahiert werden. Das Azimutsignal eines Reflektors besteht im Allgemeinen aus der Überlagerung mehrerer benachbarter punktförmiger Objekte. Um das Echo eines punktförmigen Objektes aus dem extrahierten Signal des Reflektors zu gewinnen soll im zweiten Schritt ein Verfahren entwickelt werden, das die einzelnen Azimutsignale der benachbarten punktförmigen Objekte eines Reflektors schätzt. Dabei wird angenommen, dass diese Signale die gleiche Antennenbelegung und den gleichen Phasenfehler aufweisen. Um deren unterschiedliche Amplituden zu bestimmen, soll ein Schätzverfahren für die Rückstreu-koeffizienten–Funktion des Reflektors entwickelt werden, das statistische Eigenschaften des Reflektors ausnutzt.

In der zweiten Stufe soll unter Verwendung der Azimutsignale punktförmiger Objekte der ausgewählten Reflektoren der gesamte Phasenfehlerverlauf ermittelt werden. Dazu soll im ersten Schritt aus dem geschätzten Azimutsignal eines punktförmigen Objektes jeweils ein lokaler Phasenfehlerverlauf gewonnen werden, der nur für den Bereich des zugehörigen Reflektors gültig ist. Dies kann durch Vergleich des nominellen Azimut chirp mit dem beobachteten Azimut chirp des punktförmigen Objektes erreicht werden. Anschließend soll aus den gewonnenen lokalen Phasenfehlern der ausgewählten Reflektoren der gesamte Phasenfehlerverlauf ermittelt werden. Dazu müssen sich die Verläufe der Phasenfehler benachbarter Reflektoren überlappen. Der gesamte Phasenfehlerverlauf soll mittels einer gewichteten Überlagerung der einzelnen Phasenfehler bestimmt werden, wobei auch mögliche Fehler der Ortskoordinaten der verwendeten Reflektoren zur Vermeidung geometrischer Verzerrungen gegebenenfalls zu berücksichtigen sind.

Die Arbeit ist folgendermaßen gegliedert: In Kapitel 2 werden die Grundlagen des Radars mit synthetischer Apertur erläutert. Kapitel 3 enthält zwei Referenzverfahren, das Map–Drift– und das Phasengradientenverfahren, die in dieser Arbeit zu Vergleichen verwendet werden. In Kapitel 4 werden die Konzepte und Komponenten des entwickelten Verfahrens zur automatischen Fokussierung in Detail beschrieben. Schließlich werden in Kapitel 5 die mit synthetischen und realen Testdaten erzielten Ergebnisse dargestellt und sowohl subjektiv als auch objektiv bewertet.

2. Grundlagen des Radars mit synthetischer Apertur

In diesem Kapitel werden die Grundlagen von Einkanal-SAR-Systemen im Streifen-Modus beschrieben. Zunächst wird die Funktionsweise des Radars mit synthetischer Apertur erläutert. Anschließend werden die Rohdaten-Gewinnung und deren Verarbeitung zu SAR-Bildern beschrieben.

2.1 Funktionsweise des Radars mit synthetischer Apertur

SAR Systeme werden von einer bewegten Plattform betrieben. Die Plattform ist normalerweise ein Flugzeug oder ein Satellit [9]. Bild 2.1 zeigt die Abbildungsgeometrie eines SAR-Systems im Streifenmodus. Die Antenne bzw. der SAR-Träger bewegt sich mit einer konstanten Geschwindigkeit v_{Ax} in Azimutrichtung (Flugrichtung). Die Azimutrichtung wird mit x , die Ground-Range-Richtung mit y und die Höhe über Grund mit z bezeichnet. Die Radarantenne wird am Träger so montiert, dass die elektromagnetischen Signale quer zur Flugrichtung seitlich zur Erdoberfläche hin unter einem Blickwinkel η abgestrahlt werden. Damit wird ein Streifen auf nur einer Seite des Nadirs beleuchtet. Die Antenne hat die Länge l und die Breite b . Daraus ergibt sich ein 3dB-Öffnungswinkel in horizontaler Richtung [10] von:

$$\theta_H = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{2l}\right) \approx \frac{\lambda}{l}, \quad (2.1)$$

wobei λ die Wellenlänge des Radarsignals ist [11]. Entsprechend gilt für den 3dB-Öffnungswinkel in vertikaler Richtung:

$$\theta_V \approx \lambda/b. \quad (2.2)$$

Die Ausdehnung des abzubildenden Streifens in Entfernungsrichtung, der aus der Wanderung des beleuchteten Gebietes (*Footprint*) während des Vorbeifluges über die Erdoberfläche entsteht, wird Swath genannt. Dieser erstreckt sich in Rangerichtung zwischen Near-Range

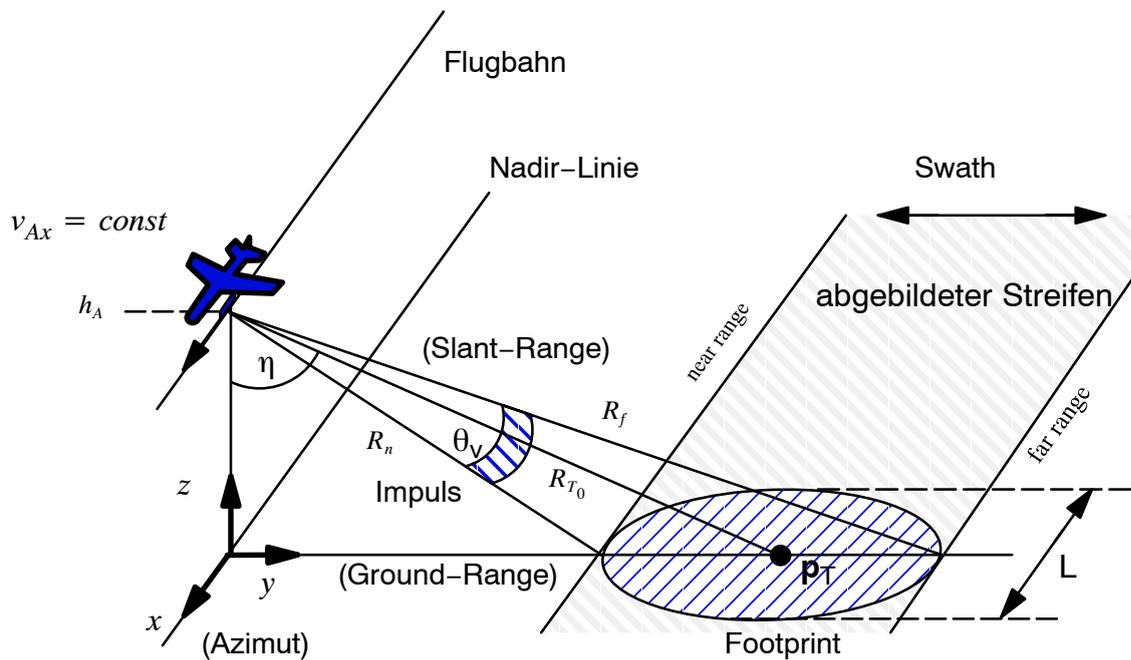


Bild 2.1 Abbildungsgeometrie eines SAR-Systems im Streifenmodus

R_n und Far-Range R_f . Seine Breite ist abhängig vom Blickwinkel η , der Flughöhe h_A und vom Öffnungswinkel der Antenne θ_v . Die Entfernung wird durch Messen der Laufzeit

$$\tau_T = \frac{2R_T}{c} \quad (2.3)$$

ermittelt, die ein ausgesendeter Radarimpuls benötigt, um zu einem in der Slant-Range-Entfernung R_T befindlichen reflektierenden punktförmigen Objekt ($\mathbf{p}_T = (p_{Tx}, p_{Ty}, p_{Tz})^T$) (engl. target, T) auf der Erdoberfläche und wieder zurück zur Antenne zu gelangen. Dabei ist c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Radarwellen, die der Lichtgeschwindigkeit entspricht. Der Radarimpuls wird wegen der Aussendung in Rangerichtung auch Rangeimpuls genannt.

Um die Bestimmung der Rangeauflösung zu verdeutlichen betrachtet man das Bild 2.2 und die beiden punktförmigen Objekte p_{T1} und p_{T2} .

Wird von der Antenne aus ein Rechteckimpuls der Zeitdauer τ_p gesendet, so tritt nach einer Laufzeit von $\tau_T = \frac{2R_{T0}}{c}$ ein zum Objekt p_{T1} gehörigen Empfangssignal auf. Das Empfangssignal besitzt die gleiche Dauer τ_p wie das Sendesignal. Das nächstgelegene punktförmige Objekt darf frühestens nach einer Laufzeit von $\tau_T + \tau_p$ empfangen werden, um getrennt abgebildet werden zu können. Um diese Laufzeitdifferenz τ_p zu erreichen, muss die Entfernung des zweiten Objektes p_{T2} mindestens um δR (siehe Bild 2.2) größer sein als die Entfernung des ersten Objektes p_{T1} . Daraus ergibt sich folgende Beziehung:

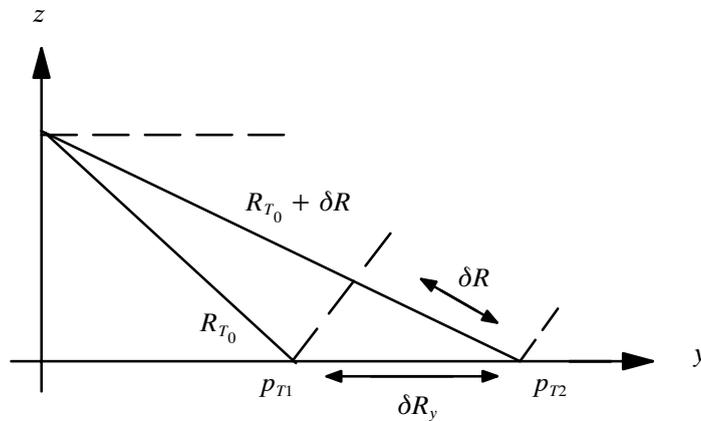


Bild 2.2 SAR-Geometrie in der Rangeebene

$$\tau_T + \tau_p = 2 \cdot \frac{R_{T_0} + \delta R}{c}. \quad (2.4)$$

Daraus errechnet sich die räumliche Auflösung in Slant-Range-Richtung (Blickrichtung) zu:

$$\delta R = c \cdot \frac{\tau_p}{2}. \quad (2.5)$$

Für die Ground-Range-Auflösung ergibt sich:

$$\delta R_y = \frac{c\tau_p}{2 \sin \eta}. \quad (2.6)$$

Dabei wird die Erdkrümmung vernachlässigt, so dass η auch der Einfallswinkel zwischen den Radarstrahlen und der Oberflächennormalen ist (siehe Bild 2.3). Diese Näherung ist bei flugzeuggetragendem SAR zulässig. Dieses Ergebnis zeigt, dass die Ground-Range-Auflösung proportional zur benutzten Pulslänge τ_p ist. Durch die Benutzung eines kürzeren Pulses kann eine feinere Auflösung erzielt werden. Weiterhin zeigt dieses Ergebnis die Vorteile des Radars: je flacher die Abstrahlrichtung ist, d.h. je größer η , desto besser wird die Auflösung in Ground-Range. Eine weitere wichtige Größe des Sendesignals ist die Pulsenergie. Sie ist

ausschlaggebend für die Empfindlichkeit des Radars, so dass eine möglichst hohe Energie anzustreben ist.

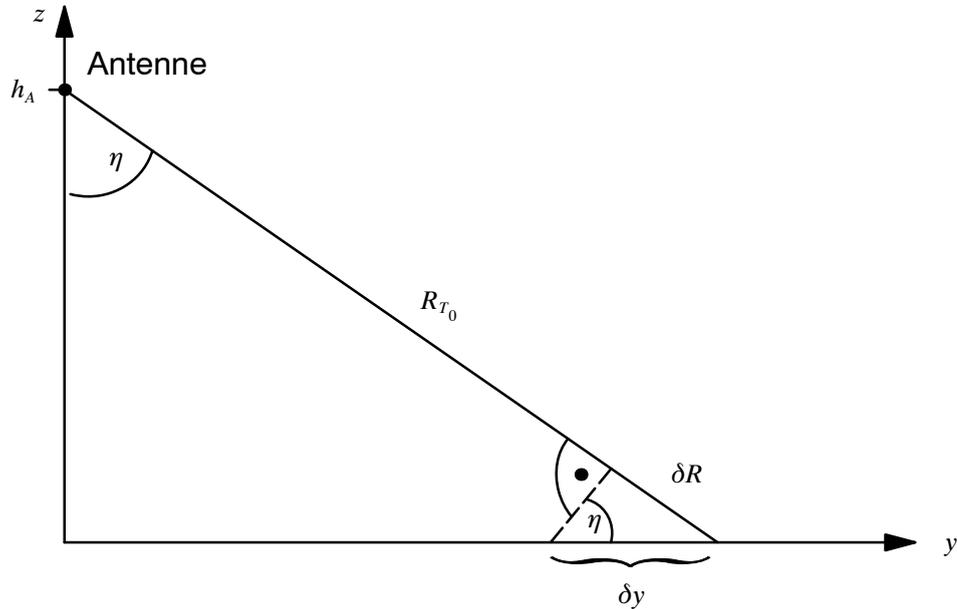


Bild 2.3 Umrechnung der Slant-Range-Auflösung δ_R in die Ground-Range-Auflösung δ_y

Eine Erhöhung der Energie ist einerseits durch eine Erhöhung der mittleren Leistung, andererseits durch eine Pulsverlängerung zu erzielen. Eine Leistungserhöhung ist hardwarebedingt nicht unbegrenzt realisierbar [12]. Auf der anderen Seite verschlechtert aber einer Erhöhung der Energie durch Verlängerung der Pulsdauer die Auflösung nach Gl. (2.6). Eine Lösung dieses Problems wäre eine Beziehung für die Auflösung, die unabhängig von der Pulsdauer ist. Dieses Problem löst durch das Pulscompressionsverfahren, das in einem weiteren Abschnitt näher beschrieben wird. Dabei wird kein Rechteckimpuls, sondern ein linear frequenzmoduliertes Signal, ein sogenannter Chirp mit einer Pulslänge τ_p und einer Bandbreite B_p benutzt.

Nach der Pulscompressionstheorie sind zwei punktförmige Objekte unterscheidbar, wenn sie in einem Abstand liegen, der einer Laufzeitverzögerung von $1/B_p$ entspricht [12]. Damit folgt:

$$\frac{1}{B_p} = 2 \frac{\delta R}{c} = 2 \frac{\delta R_y \sin \eta}{c}. \quad (2.7)$$

Schließlich ergibt sich für die Auflösung in Slant-Range-Richtung:

$$\delta_R = \frac{c}{2B_p}, \quad (2.8)$$

bzw. in Ground–Range–Richtung (siehe Bild 2.3)

$$\delta_y = \frac{c}{2B_p \sin \eta}. \quad (2.9)$$

Diese Gleichung zeigt, dass die mit einem solchen Chirpimpuls zu erzielende Bildauflösung in Rangerichtung nur von der Bandbreite B_p und nicht von der Pulsdauer abhängt. Eine höhere Bandbreite liefert eine feinere Auflösung. Unter Berücksichtigung einer Abweichung von ca. 20% gegenüber dem Optimum, das der SAR–Prozessor theoretisch erreicht, beträgt die Auflösung in Ground–Range–Richtung bei einem Blickwinkel von 55° und einer Bandbreite von 100 MHz etwa 2,2m.

Zur Ermittlung der Auflösung in Azimutrichtung δ_x wird das Frequenzverhalten des Empfangssignals als Funktion der Azimutzeit t_s (Flugzeit) ausgewertet.

Die Echos von einem punktförmigen Objekt $\mathbf{p}_T = (p_{Tx} = 0, p_{Ty}, 0)^T$ (siehe Bild 2.4) weisen aufgrund der Flugzeugbewegung eine Empfangsfrequenz auf, die gegenüber der Sendefrequenz um eine von der Entfernung abhängige Dopplerfrequenz verschoben ist. Die Zeitverzögerung zwischen Senden und Empfangen des Radarsignals beträgt $\tau_T = \frac{2R_T}{c}$. Somit weist die empfangene Trägerfrequenz $f_0 = c/\lambda$ des Radarsignals im Vergleich zu gesendeten eine Phasenverschiebung ϕ gemäß

$$\phi = -2\pi f_0 \tau_T = -4\pi \frac{R_T}{\lambda}, \quad (2.10)$$

auf, die sich mit R_T verändert. Daraus ergibt sich eine Dopplerfrequenz $f_D(t_s)$ des Trägersignals von

$$f_D(t_s) = \frac{\partial \phi / \partial t}{2\pi} = -\frac{2}{\lambda} \frac{\partial R_T(t_s)}{\partial t} = -\frac{2v_{Ax} \sin \theta(t_s)}{\lambda}. \quad (2.11)$$

Die Beleuchtungsdauer T_L ergibt sich mit Gl.(2.1) zu

$$T_L = \frac{L}{v_{Ax}} = \frac{2R_T \sin(\theta_H/2)}{v_{Ax}} \approx \frac{R_T \lambda}{v_{Ax} l}, \quad (2.12)$$

wobei die Länge der synthetischen Apertur $L \approx R_T \cdot \frac{\lambda}{l}$ die Flugstrecke beschreibt, die der SAR–Träger vom Eintritt bis zum Austritt eines punktförmigen Objektes aus der Antennenkeule zurücklegt.

Der Verlauf der Dopplerfrequenz während dieser Zeitspanne T_L wird als Dopplergeschichte bezeichnet. Sie beginnt beim Eintritt des Objektes in den Footprint unter dem Winkel $\theta = -\theta_H/2$ und endet bei $\theta = \theta_H/2$. Somit lässt sich die Bandbreite B_D des Azimutchirps mit Gl. (2.1) und (2.11) berechnen:

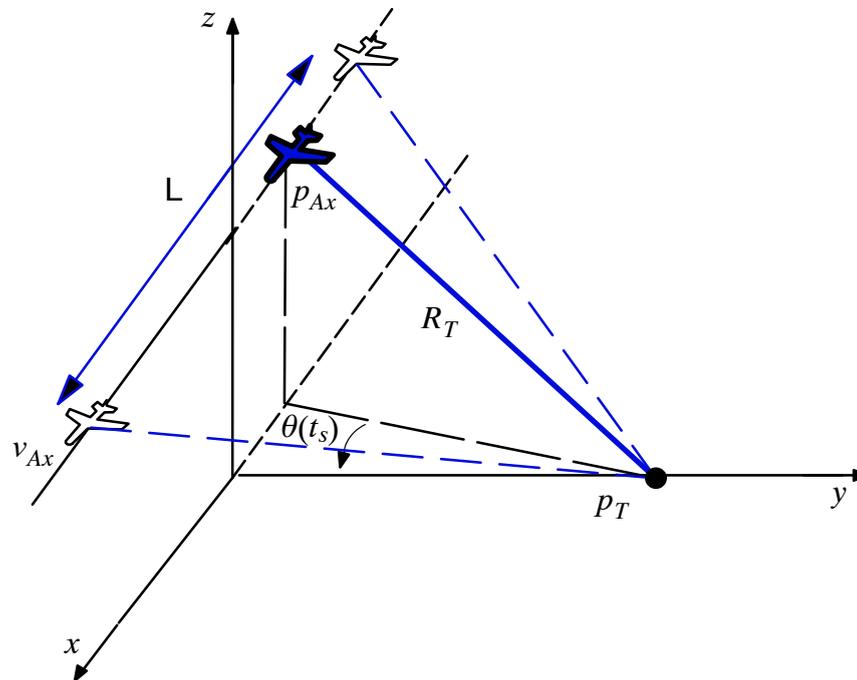


Bild 2.4 Darstellung der Winkel $\theta(t_s)$

$$B_D = |f_D(\theta = -\theta_H/2) - f_D(\theta = +\theta_H/2)| = \frac{2v_{Ax}}{\lambda} \left[2 \cdot \sin\left(\frac{\theta_H}{2}\right) \right] \approx \frac{2v_{Ax}}{l}. \quad (2.13)$$

Aus der Signaltheorie ist bekannt, dass die Zeit-Auflösung δt_s etwa gleich dem Reziprokwert der Bandbreite $1/B_D$ eines Signals ist.

Für die geometrische Auflösung δ_x des SAR in Azimutrichtung ergibt sich analog zu Range:

$$\delta_x = v_{Ax} \cdot \delta t_s = \frac{v_{Ax}}{B_D} = \frac{l}{2}. \quad (2.14)$$

Mit den Gleichungen (2.9) und (2.14) sind die Auflösungen in beiden Dimensionen ermittelt. Man erkennt, dass die geometrischen Auflösungen in beiden Richtungen unabhängig von der Entfernung und der Wellenlänge der Trägerfrequenz sind.

2.2 Gewinnung der SAR-Rohdaten

Das hochfrequente reelle Sendesignal $g_{HF}(t)$ der Antenne lässt sich für eine Antennenposition beschreiben durch:

$$g_{HF}(t) = \Re\{g(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\} = g_I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - g_Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t), \quad (2.15)$$

wobei $g_I(t)$ und $g_Q(t)$ Real- und Imaginärteil der komplexen Einhüllenden $g(t)$ der Trägerfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$ darstellen [22].

Das Signal $g(t)$ wird als Rangechirp mit der Chirprate γ und der Chirpdauer τ_p bezeichnet und lässt sich wie folgt beschreiben:

$$g(t) = e^{j\pi\gamma t^2} \quad \text{für } |t| \leq \tau_p/2. \quad (2.16)$$

Die Bandbreite des Rangechirps B_p berechnet sich aus der Differenz der Frequenzen γt , die sich an den beiden zeitlichen Grenzen $t = \pm \tau_p/2$ einstellen:

$$B_p = \left| \gamma \frac{\tau_p}{2} - \gamma \left(-\frac{\tau_p}{2} \right) \right| = \gamma \tau_p. \quad (2.17)$$

Nach dem Senden eines Rangechirps der Dauer τ_p wird die Antenne auf Empfang geschaltet. Das Echo wird nach einer Verzögerung τ_T empfangen (siehe Bild 2.5).

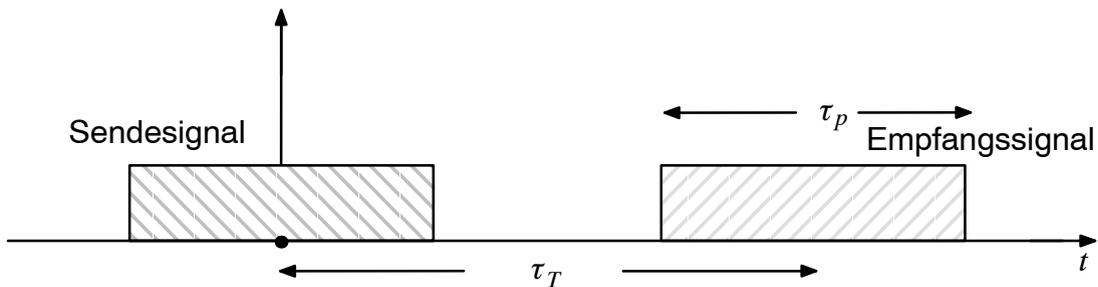


Bild 2.5 Anordnung des Sende- und Empfangssignals

Betrachtet man ein punktförmiges Objekt an der Position $\mathbf{p}_T = (p_{Tx}, p_{Ty}, 0)^T$ so erhält man folgendes Empfangssignal:

$$g_{r_{HF}}(\mathbf{p}_T, t_s, t) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) g_{HF}(-\tau_T(t_s))$$

$$\begin{aligned}
&= A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \\
&\left\{ g_I(t - \tau_T(t_s)) \cdot \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau_T(t_s)) - g_Q(t - \tau_T(t_s)) \cdot \sin(\omega_0 t - \omega_0 \tau_T(t_s)) \right\}.
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Darin ist σ_0 der Rückstreuoeffizient des beleuchteten Objektes, der dem auf die Fläche normierten Rückstreuquerschnitt (*RCS – radar cross section*) entspricht und $A(t_s, \mathbf{p}_T)$ die Abschwächung des Signals aufgrund des Antennendiagramms. Da beim Senden und Empfangen die gleiche Antenne verwendet wird, geht das Antennendiagramm quadratisch in die Antennenbelegung des Empfangssignals ein. Im folgenden wird von einem si-förmigen Antennendiagramm sowohl in Range- als auch in Azimutrichtung ausgegangen. Die Zeitverzögerung $\tau_T(t_s)$ gibt die Laufzeit des Signals von der Antenne zum Objekt und zurück wieder und lässt sich wie folgt beschreiben:

$$\tau_T(t_s) = \frac{2R_T(t_s)}{c}. \tag{2.19}$$

In Gl. (2.18) erscheint sowohl die Rangezeit t als auch die Azimutzeit t_s . Mit dem zeitlichen Abstand zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen, der sich aus der Pulswiederholfrequenz (*PRF*) zu $T_p = \frac{1}{f_p}$ ergibt, lässt sich ein Zusammenhang dieser Zeiten zu

$$t_s = m \cdot T_p + t \tag{2.20}$$

angeben.

Zur Gewinnung der SAR-Bilddaten wird das Empfangssignal $g_{r_{HF}}(\mathbf{p}_T, t)$ nach Gl.(2.18) zunächst mit dem Term $2e^{-j\omega_0 t}$ multipliziert:

$$\begin{aligned}
2e^{-j\omega_0 t} \cdot g_{r_{HF}}(\mathbf{p}_T, t_s, t) &= 2[\cos \omega_0 t - j \sin \omega_0 t] \cdot A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \\
&\left[g_I(t - \tau_T(t_s)) \cdot \cos(\omega_0 t - \omega_0 \tau_T(t_s)) - g_Q(t - \tau_T(t_s)) \cdot \sin(\omega_0 t - \omega_0 \tau_T(t_s)) \right]
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Die Ausmultiplikation und Zusammenfassung der Terme liefert Frequenzkomponenten im Basisband und um $2\omega_0$. Mit Hilfe eines Tiefpasses kann das Basisband mit dem Spektrum der Quadraturkomponenten des Empfangssignals $g_{r_{HF}}(\mathbf{p}_T, t)$ extrahiert werden:

$$\begin{aligned}
g_r(\mathbf{p}_T, t_s, t) &= A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \\
&\left[g_I(t - \tau_T(t_s)) \cdot e^{-j\omega_0 \tau_T(t_s)} + j \cdot g_Q(t - \tau_T(t_s)) \cdot e^{-j\omega_0 \tau_T(t_s)} \right] \\
&= A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) e^{-j\omega_0 \tau_T(t_s)} \cdot g(t - \tau_T(t_s)) \quad \text{für } |t - \tau_T(t_s)| \leq \tau_p/2. \tag{2.22}
\end{aligned}$$

Das Senden und Empfangen der Rangechirps wird während des Fluges in regelmäßigen Abständen wiederholt. Gleichung (2.22) beschreibt die sogenannten SAR-Rohdaten eines Rangeimpulses zu einem Azimutzeitpunkt t_s .

Im Bild 2.6 sind die, während des Fluges, reflektierten und aufgenommenen Signale rot dargestellt. Die SAR-Geometrie ist so dargelegt, dass der SAR-Träger zum Zeitpunkt $t_s = 0$ am Objekt vorbeifliegt ($p_{Tx} = 0$; $p_{Ax}(t_s)|_{t_s=0} = 0$). Aufgrund der Veränderung der Signallaufzeit $\tau_T(t_s, p_T)$, die von der Entfernung zwischen Objekt und Antenne abhängig ist, liegen die gesammelten Echos eines Objektes nicht auf einer Geraden, sondern auf einer sogenannten Rangemigration-Hyperbel.

Der Entfernungsverlauf des Objektes beträgt:

$$R_T(t_s) = \sqrt{(p_{Ax}(t_s) - p_{Tx})^2 + R_{T_0}^2} = \sqrt{(v_{Ax}t_s - p_{Tx})^2 + p_{Ty}^2 + h_A^2}. \quad (2.23)$$

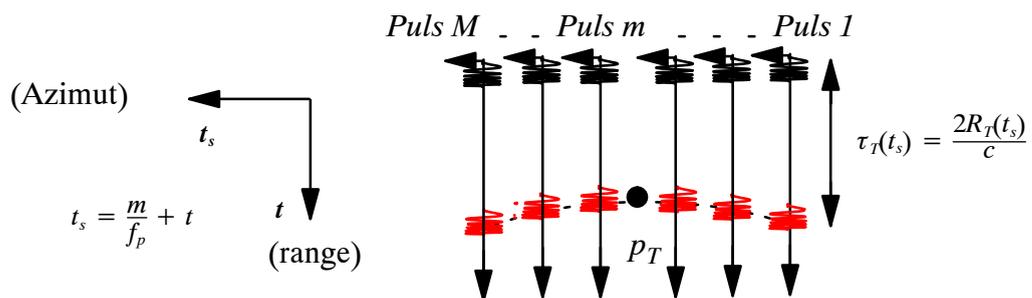


Bild 2.6 Gewinnung der Rohdaten

Dabei ist $R_{T_0} = \sqrt{p_{Ty}^2 + h_A^2}$, wie im Bild 2.7 dargestellt ist, der kürzeste Abstand zwischen Antenne und Objekt und $p_{Ax}(t_s) = v_{Ax} t_s$ die Antennenposition zur Zeit t_s . Rechnet man Gl. (2.23) um, so erhält man für $p_{Tx} = 0$ die bekannte Hyperbel-Form

$$\frac{R_T^2(t_s)}{R_{T_0}^2} - \frac{p_{Ax}^2(t_s)}{R_{T_0}^2} = 1. \quad (2.24)$$

Für eine andere Objektkoordinate $p_{Tx} \neq 0$ ist diese Hyperbel entsprechend in Azimutrichtung verschoben.

Betrachtet man eine ebene Erdoberfläche, so ist das gesamte Echo eines ausgesendeten Rangeimpulses eine Überlagerung aller am Boden reflektierten Signale aus Gl. (2.22) innerhalb des beleuchteten Gebiets entsprechend

$$\begin{aligned}
 g_{r_{sum}}(t_s, t) &= \iint_{x, y} g_r(t_s, t, x, y) dy dx \\
 &= \int_{p_{Ax}-L/2}^{p_{Ax}+L/2} \int_{y_n}^{y_f} A(t_s, x, y) \sigma_0(x, y) e^{-j 2\pi f_0 \tau_T(t_s, x, y)} e^{j \pi \gamma (t - \tau_T(t_s, x, y))^2} dy dx
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

mit $\tau_T(t_s, x, y)$ aus Gl. (2.19). Darin sind $y_n = \sqrt{R_n^2 - h_A^2}$ und $y_f = \sqrt{R_f^2 - h_A^2}$ die Near- und Far-Ground-Range-Begrenzungen des beleuchteten Streifens (siehe Bild 2.1).

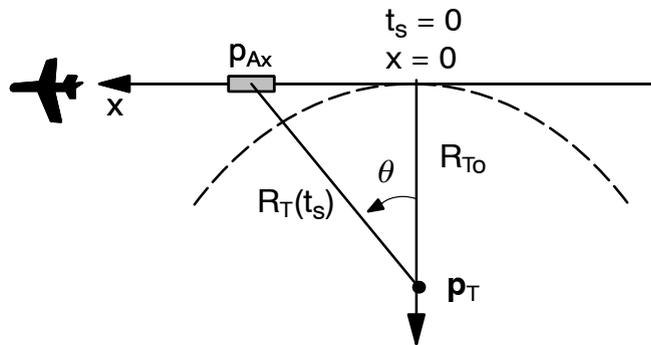


Bild 2.7 Geometrie zur Entfernungänderung

Das Rohdatensignal nach Gl. (2.25) eines einzelnen statischen Objektes an der Stelle p_T , aufgenommen über die gesamte Beleuchtungszeit eines Objektes, ist in Bild 2.8 dargestellt.

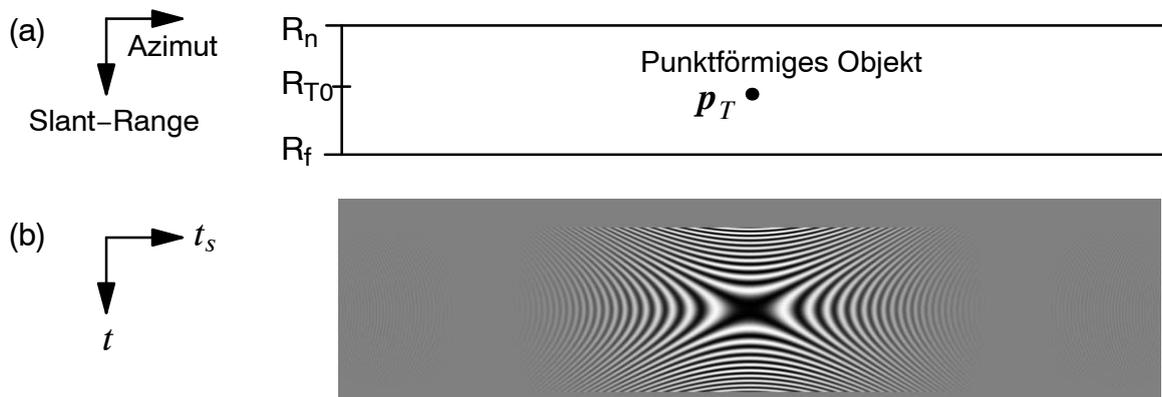


Bild 2.8 SAR-Rohdaten eines statischen Objekts:
 a) reale Szene
 b) Rohdaten (Realteil)

2.3 SAR–Bildgenerierung

Die SAR–Bildgenerierung nach dem sogenannten Range–Doppler–Algorithmus umfasst drei Verfahrensschritte: Rangekompression, Range–Migration–Korrektur und Azimutkompression. Dabei wird von folgenden Annahmen ausgegangen:

- Die Flugbahn des SAR–Trägers wird als geradlinig und die Erdoberfläche als Ebene angenommen.
- Der Weg, der durch die Flugbewegung zwischen Senden und Empfangen eines Rangeimpulses zurückgelegt ist, wird vernachlässigbar klein angenommen.

2.3.1 Rangekompression

Die Rangekompression wird durch eine spaltenweise Faltung des Empfangssignals $g_r(\mathbf{p}_T, t_s, t)$ nach Gl. (2.22) mit der Impulsantwortfunktion des zum gesendeten Rangechirp gehörenden Matched–Filters durchgeführt.

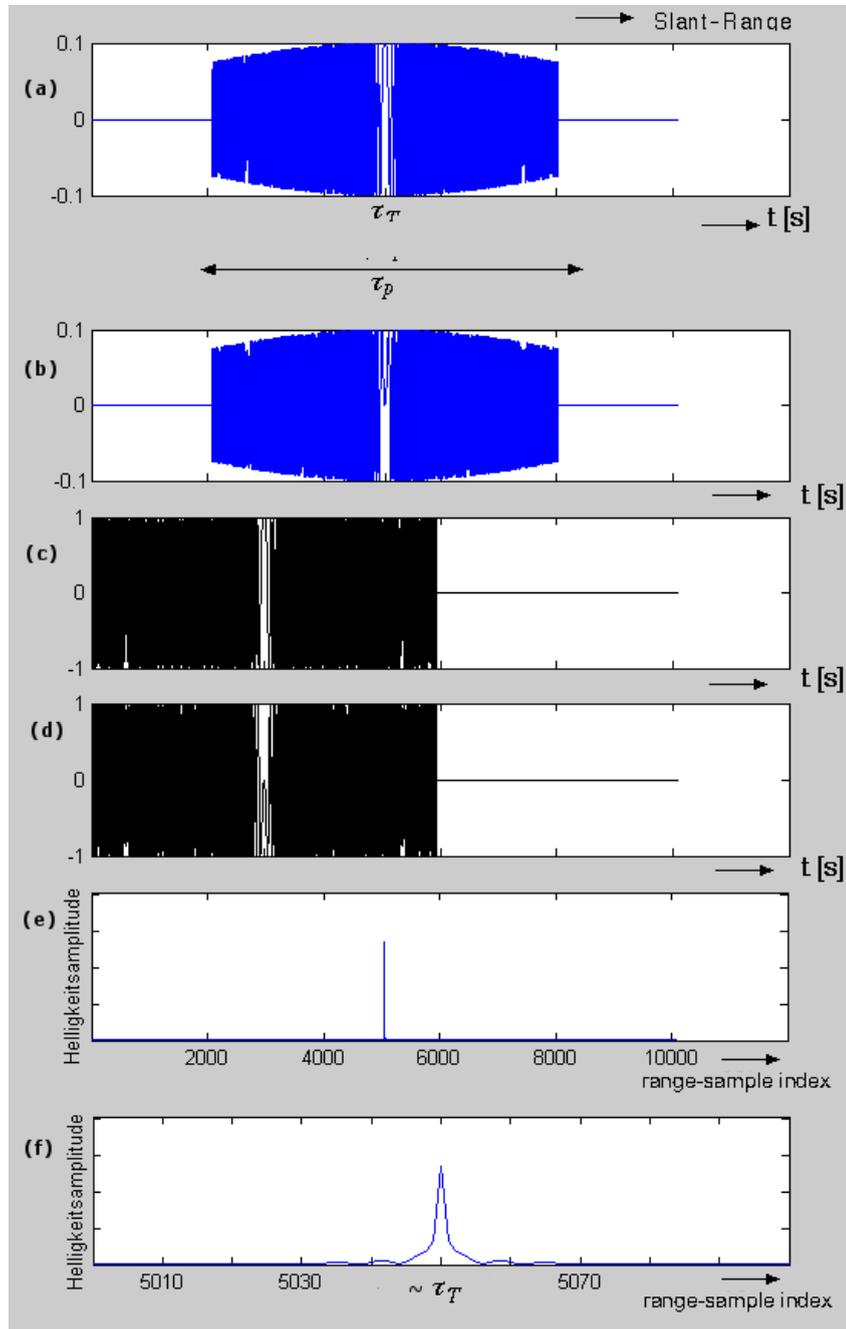
Die Impulsantwort des Matched–Filters, auch Range–Referenzfunktion genannt, ist

$$\begin{aligned} h_{rg}(t) &= g^*(-t) \\ &= e^{-j\pi\gamma t^2} \text{ für } |t| \leq \tau_p/2 \\ &= e^{-j\pi\gamma t^2} \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_p}\right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

mit der Rechteckfunktion

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } |t| \leq 1/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (2.27)$$

Im Bild 2.9 (a) und (b) sind Real– und Imaginärteil des Empfangssignals $g_r(t_s, t)$ eines Rangechirps nach Gl. (2.22) für einen Azimutzeitpunkt t_s dargestellt. Die Bilder (c) und (d) zeigen Real– und Imaginärteil der Range–Referenzfunktion. Für ein punktförmiges Objekt auf einer sonst absorbierenden Oberfläche ergibt die Rangekompression folgendes Ergebnis:

**Bild 2.9**

- a) Rangechirp (Realteil)
- b) Rangechirp (Imaginärteil)
- c) Range-Referenzfunktion (Realteil)
- d) Range-Referenzfunktion (Imaginärteil)
- e) Ergebnis der Rangekompression (Betrag)
- f) Ausschnitt vom Ergebnis der Rangekompression (Betrag)

$$\begin{aligned}
r(t_s, t) &= g_r(t_s, t) * h_{rg}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_r(t_s, t') g^*(t' - t) dt' \\
&= A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f_0 \tau_T(t_s)} \operatorname{rect}\left(\frac{t' - \tau_T(t_s)}{\tau_p}\right) e^{j\pi\gamma(t' - \tau_T(t_s))^2} \operatorname{rect}\left(\frac{t' - t}{\tau_p}\right) e^{-j\pi\gamma(t' - t)^2} dt' \\
&= A(t_s, \mathbf{p}_T) \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot (\tau_p - |t - \tau_T(t_s)|) \cdot \frac{\sin(\pi\gamma(t - \tau_T(t_s))(\tau_p - |t - \tau_T(t_s)|))}{\pi\gamma(t - \tau_T(t_s))(\tau_p - |t - \tau_T(t_s)|)} \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_T} \\
&\quad \text{für } |t - \tau_T| \leq \tau_p.
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Unter der Annahme $|t - \tau_T| \ll \tau_p$ kann das rangekomprimierte Signal wie folgt beschrieben werden:

$$r(t_s, t) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \frac{\sin(\pi\gamma(t - \tau_T(t_s))) \cdot \tau_p}{\pi\gamma(t - \tau_T(t_s)) \cdot \tau_p} \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_T(t_s)} \quad \text{für } |t - \tau_T(t_s)| \leq \tau_p \tag{2.29}$$

bzw. mit Gl. (2.17)

$$r(t_s, t) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \operatorname{sinc}(\pi B_p(t - \tau_T(t_s))) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_T(t_s)} \quad \text{für } |t - \tau_T(t_s)| \leq \tau_p. \tag{2.30}$$

Im Bild 2.9 (e) und (f) ist der Betrag vom $r(t_s, t)$ für einen Azimutzeitpunkt t_s dargestellt. Bild 2.10 zeigt die zweidimensionalen rangekomprimierten Daten $r(t_s, t)$ des punktförmigen Objektes \mathbf{p}_T nach Gl.(2.30).

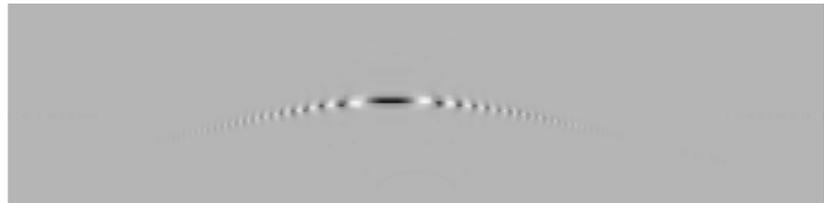
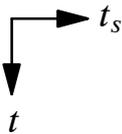


Bild 2.10 Rangekomprimierte Daten (Realteil) mit Range-Migration

2.3.2 Korrektur der Range-Migration

Jeder Rangeimpuls ist mit einem diskreten Zeitpunkt t_s verbunden. Aufgrund der sich mit t_s ändernden Verzögerungszeit $\tau_T(t_s) = 2R_T(t_s)/c$ eines Objektes liegen die Echos der rangekomprimierten Signale des Objektes nicht im konstanten Abstand $\tau_{T_0} = 2R_{T_0}/c$ sondern auf der Range-Migration-Hyperbel gemäß Gl.(2.24). Vor der Durchführung der Azimutkompression muss die Range-Migration, wie im Bild 2.11 dargestellt, durch eine Verschiebung der rangekomprimierten Signale in Rangerichtung kompensiert werden. Damit die Range-Migration-Korrektur nicht für jeden einzelnen Kompressionspunkt wiederholt wird, werden die rangekomprimierten Daten vor der Verschiebung bzw. Interpolation in den Frequenzbereich transformiert. Diese Korrektur lässt sich mathematisch durch Ersetzen der zeitabhängigen Verzögerung $\tau_T(t_s)$ in der si-Funktion in Gl. (2.30) durch die konstante Verzögerung τ_{T_0} erfassen:

$$r(t_s, t) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \text{si}(\pi B_p(t - \tau_{T_0})) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_T(t_s)} \quad \text{für } |t - \tau_{T_0}| \leq \tau_p. \quad (2.31)$$

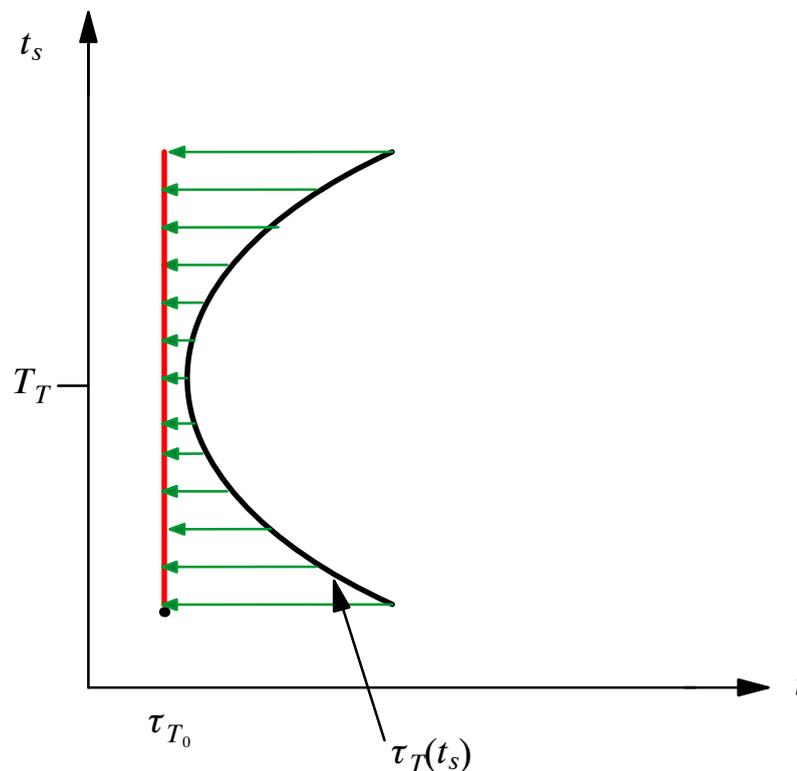


Bild 2.11 Range-Migration und Korrektur

Da die Korrektur einer gebrochenen Zahl von Rangabtastintervallen bestehen kann, müssen die rangekomprimierten Daten gegebenenfalls interpoliert werden [12]. Bild 2.12 zeigt den

Realteil der rangekomprimierten Daten eines punktförmigen Objektes vor und nach der Range-Migration-Korrektur.

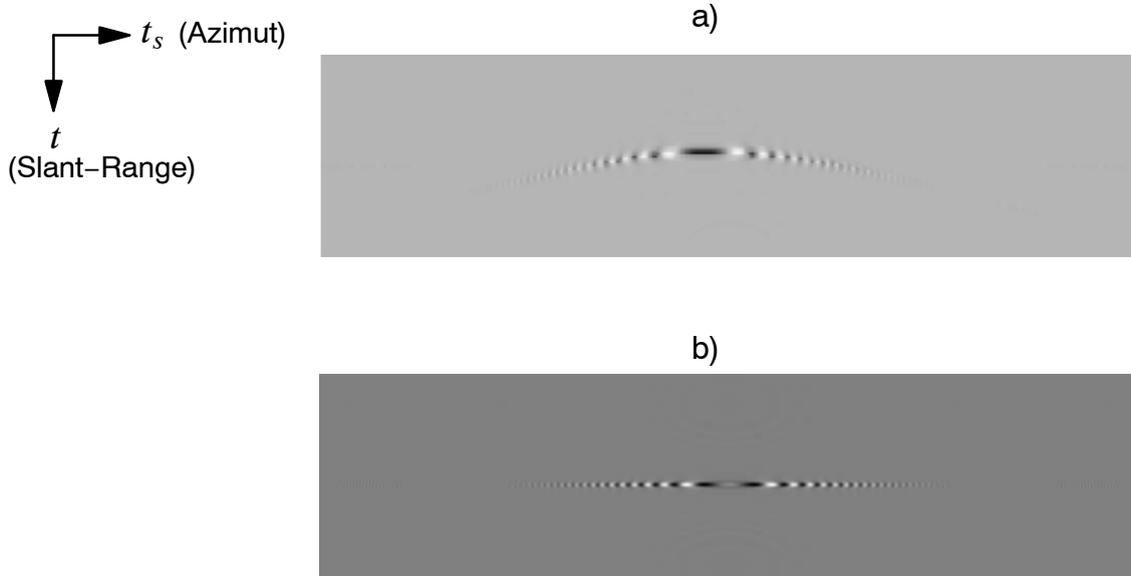


Bild 2.12 SAR-Daten eines statischen Objektes:
a) Rangekomprimierte Daten (Realteil) mit Range-Migration
b) Ergebnis der Range-Migration-Korrektur (Realteil)

2.3.3 Azimutkompression

Nach der Range-Migration-Korrektur, liegen die rangekomprimierten Daten des punktförmigen Objektes in einer Azimutzeile $t = \tau_{T_0} = 2R_{T_0}/c$. Zur Erläuterung der Azimutkompression wird eine Azimutzeile aus dem 2-dimensionalen rangekomprimierten Signal nach Gl. (2.31) betrachtet. Für den Rangezeitpunkt $t = \tau_{T_0}$ ergibt sich aus Gl. (2.31):

$$r(t_s, t = \tau_{T_0}) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \text{si}(\pi B_p(\tau_{T_0} - \tau_{T_0})) \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_T(t_s)} \quad \text{für } |t_s - T_T| < T_L/2. \quad (2.32)$$

Dabei sei T_T diejenige Zeit, zu der sich Antenne und Objekt an der gleichen Azimutposition befinden, so dass $p_{Tx} = v_{Ax} \cdot T_T$ und $R_T(t_s = T_T) = R_{T_0}$ gilt.

Mit $f_0 = c/\lambda$ und $\tau_T(t_s) = \frac{2R_T(t_s)}{c}$ ergibt sich aus Gl. (2.32):

$$r(t_s, t = \tau_{T_0}) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \exp[-j4\pi R_T(t_s, \mathbf{p}_T)/\lambda] \quad \text{für } |t_s - T_T| < T_L/2. \quad (2.33)$$

Nachfolgend wird die Phase $\phi(t_s, \mathbf{p}_T)$ in eine Taylorreihe an der Stelle $t_s = T_T$ entwickelt.

Die Phasenverschiebung zu jedem Zeitpunkt t_s ergibt die effektive Antennenbelegung des Radars mit synthetischer Apertur. Wird die Taylorreihe der in Gl. (2.33) dargestellten Phasenverschiebung um die Azimutzeit, bei der das Objekt im Mittelpunkt des Footprints liegt, bis zur zweiten Ordnung entwickelt, so erhält man für die Phase:

$$\begin{aligned}\phi(t_s, \mathbf{p}_T) &= -4\pi/\lambda \cdot R_T(t_s, \mathbf{p}_T) \\ &= -4\pi/\lambda \left(R_T(t_s)|_{t_s=T_T} + \dot{R}_T(t_s)|_{t_s=T_T} \cdot (t_s - T_T) + \frac{1}{2} \ddot{R}_T(t_s)|_{t_s=T_T} \cdot (t_s - T_T)^2 \right)\end{aligned}\quad (2.34)$$

mit den Ableitungen

$$\dot{R}_T(t_s)|_{t_s=T_T} = \left. \frac{(v_{Ax}t_s - p_{Tx})v_{Ax}}{R_T(t_s)} \right|_{t_s=T_T} = 0 \quad (2.35)$$

und

$$\ddot{R}_T(t_s)|_{t_s=T_T} = \left. \frac{R_T(t_s) \cdot v_{Ax}^2 - \dot{R}_T(t_s) \cdot v_{Ax} \cdot (v_{Ax}t_s - p_{Tx})}{R_T^2(t_s)} \right|_{t_s=T_T} = \frac{v_{Ax}^2}{R_{T_0}}. \quad (2.36)$$

Setzt man Gl. (2.35) und Gl.(2.36) in Gl. (2.34) ein so erhält man das Phasensignal als Funktion der Azimutzeit t_s :

$$\phi(t_s, \mathbf{p}_T) \approx -4\pi/\lambda \left(R_{T_0} + \frac{v_{Ax}^2 \cdot (t_s - T_T)^2}{2R_{T_0}} \right) \text{ für } |t_s - T_T| < T_L/2. \quad (2.37)$$

Mit Gl. (2.37) lässt sich Gl. (2.33) umschreiben in

$$\begin{aligned}r(t_s, t = \tau_{T_0}) &= A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda R_{T_0}} \cdot \left(2R_{T_0}^2 + v_{Ax}^2 \cdot (t_s - T_T)^2 \right) \right] \\ &\text{für } |t_s - T_T| < \frac{T_L}{2}.\end{aligned}\quad (2.38)$$

Dies ist eine gerade Funktion mit Symmetriezentrum bei $t_s = T_T$. Mit der Abkürzung

$$f_R = -\frac{2}{\lambda} \ddot{R}_T(t_s)|_{t_s=T_T} = -\frac{2v_{Ax}^2}{\lambda R_{T_0}} \quad (2.39)$$

wird aus Gl. (2.38)

$$r(t_s, t = \tau_{T_0}) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \exp\left[j2\pi \left(-2R_{T_0}/\lambda + f_R (t_s - T_T)^2/2\right)\right] \\ \text{für } |t_s - T_T| < \frac{T_L}{2}. \quad (2.40)$$

Das Azimutsignal nach Gl. (2.40) besitzt wie der Rangechirp ebenfalls eine lineare Frequenzmodulation mit der Chirprate oder auch sogenannte Dopplerrate f_R und wird als Azimutchirp bezeichnet. Bild 2.13 (a) zeigt den Realteil dieses Signals.

Die Dopplerfrequenz $f_D(t_s, t = \tau_{T_0})$ des Azimutsignals stellt die sogenannte Dopplergeschichte dar, sie lässt sich aus der Ableitung des Phasensignals bilden. Aus Gl. (2.37) erhält man:

$$f_D(t_s, t = \tau_{T_0}) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t_s, t = \tau_{T_0})}{dt} \approx -\frac{2v_{Ax}^2 (t_s - T_T)}{\lambda R_{T_0}} \text{ für } |t_s - T_T| < T_L/2. \quad (2.41)$$

Mit der Dopplerrate f_R nach Gl. (2.39) ergibt sich für die Dopplerfrequenz:

$$f_D(t_s, t = \tau_{T_0}) \approx f_R \cdot (t_s - T_T) \text{ für } |t_s - T_T| < T_L/2. \quad (2.42)$$

Die Azimutkompression wird wie im Fall der Rangekompression durch Faltung des rangekomprimierten Signals $r(t_s, t = \tau_{T_0})$ nach Gl. (2.40) mit der Impulsantwortfunktion des zum Azimutchirp gehörenden Matched-Filters durchgeführt. Als Azimut-Referenzfunktion, d. h. als Impulsantwortfunktion des Matched-Filters, wird der normierte, konjugiert komplexe, zeitlich gespiegelte Azimutchirp nach Gl. (2.40) verwendet (siehe Bild 2.13 (c)). Diese Referenzfunktion wird mit $h_{az}(t_s, t = \tau_{T_0})$ bezeichnet und beträgt:

$$h_{az}(t_s, t = \tau_{T_0}) = \exp\left[-j2\pi \left(-2R_{T_0}/\lambda + f_R t_s^2/2\right)\right] \text{ für } |t_s| < T_L/2. \quad (2.43)$$

Als Ergebnis der Azimutkompression kann man das Ergebnis der Rangekompression nach Gl. (2.28) verwenden, indem t durch t_s , τ_p durch T_L , τ_T durch T_T , γ durch f_R und die Pulsbandbreite $B_p \approx \gamma\tau_p$ durch die sogenannte *Clutterbandbreite*

$$B_D \approx |f_R| T_L, \quad (2.44)$$

ersetzt wird.

Die Faltung der rangekomprimierten Daten eines Objektes an der Stelle $\mathbf{p}_T = (p_{Tx} = v_{Ax} T_T, p_{Ty}, 0)^T$ gemäß Gl. (2.40) mit der Azimut-Referenzfunktion gemäß Gl. (2.43) ergibt unter der Annahme $A(t_s, \mathbf{p}_T) = 1$:

$$\begin{aligned} u(t_s, t = \tau_{T_0}) &= r(t_s, t = \tau_{T_0}) * h_{az}(t_s) \\ &= \sigma_0 \cdot (T_L - |t_s - T_T|) \cdot \frac{\sin(\pi f_R(t_s - T_T)(T_L - |t_s - T_T|))}{\pi f_R(t_s - T_T)(T_L - |t_s - T_T|)} \\ &= \sigma_0 \cdot T_L \operatorname{si}(\pi B_D(t_s - T_T)) . \end{aligned} \quad (2.45)$$

Als SAR-Bild wird der Betrag $|u(t_s, t = \tau_{T_0})|$ dargestellt, siehe Bild 2.13 (d).

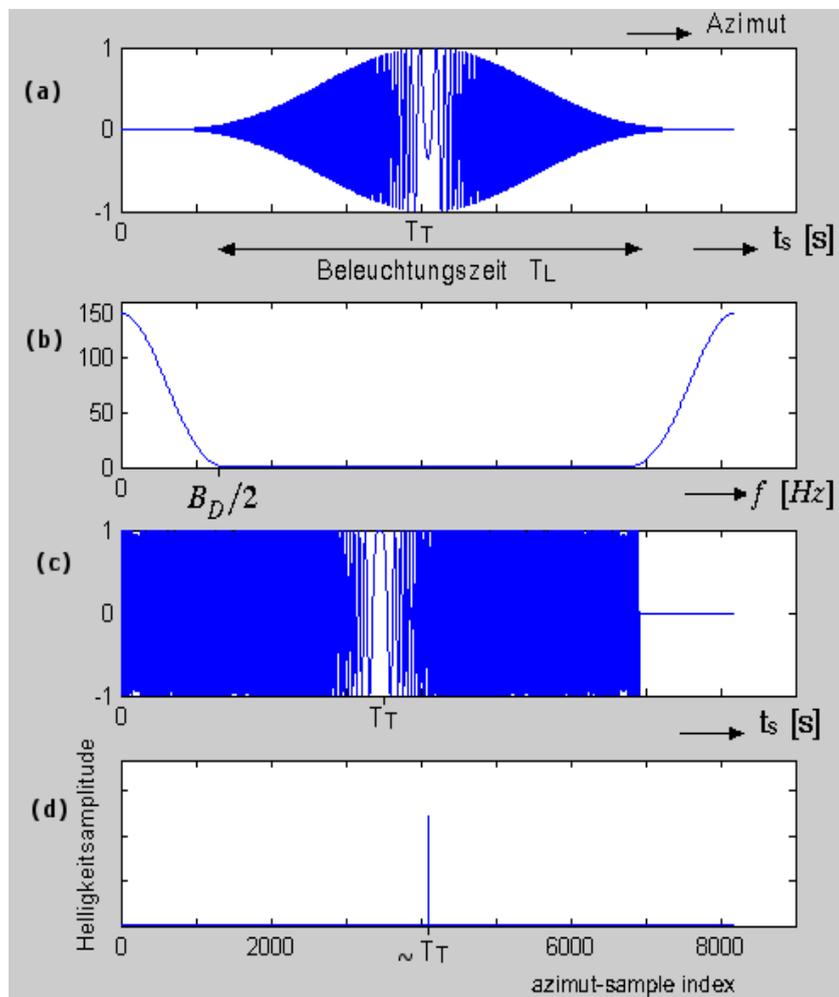


Bild 2.13 a) Azimut chirp (Realteil) b) Spektrum des Azimut chirps (Betrag)
c) Azimut-Referenzfunktion (Realteil) d) Ergebnis der Azimutkompression (Betrag)

2.4 Einfluss von Bewegungsfehlern der Antenne

Die in den vorangegangenen Kapiteln beschriebene SAR-Prozessierung setzt eine geradlinige Bewegung des SAR-Trägers voraus. Die Fluggeschwindigkeit besteht nur aus der Azimutkomponente und weist während der gesamten Aufnahme einen konstanten Wert auf. Diese Randbedingungen sind bei satellitengetragenen Systemen nahezu gegeben. Bei flugzeuggetragenen Systemen und insbesondere bei kleinen Flugzeugen entstehen Bewegungsfehler aufgrund von Windeinflüssen, die zu Positions- und Orientierungsfehlern der Antenne führen.

Die Positionsfehler des SAR-Trägers können durch folgende Komponenten beschrieben werden:

- Senkrechte Ablage in z -Richtung
- Waagerechte Ablage in y -Richtung
- Abweichung von der nominellen Geschwindigkeit in x -Richtung (Azimut-Richtung)

Die Orientierungsfehler beeinflussen den Blickwinkel der Antenne und können durch folgende Komponenten beschrieben werden:

- Rollwinkel (Drehung um die x -Achse)
- Nickwinkel (Drehung um die y -Achse)
- Gierwinkel (Drehung um die z -Achse)

Die Bildgenerierung an Bord unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion nach Gl. (2.43) führt aufgrund dieser Bewegungsfehler zu Abbildungsfehlern, die nachträglich nicht mehr korrigiert werden können [11]. Diese Abbildungsfehler treten in Form von Kontrastverlust, Verzerrung, Defokussierung, Verringerung der räumlichen Auflösung und Entstehung von Phantom-Objekten auf.

2.4.1 Einfluss von Positionsfehlern

Eine Ablage in z - oder y -Richtung erzeugt im empfangenen Rangechirp einen Phasenfehler, der als Laufzeitfehler bezeichnet wird. Die Laufzeitfehler führen dazu, dass das in Azimutrichtung verteilte Rückstreusignal eines punktförmigen Objektes nach Korrektur der Range-Migration sich nicht mehr auf einer einzigen Azimutzeile befindet, sondern abhängig vom Bewegungsfehler sich über mehrere Azimutzeilen erstrecken kann. Bei hochauflösenden SAR-Systemen führt dieser Fehler zu geometrischen Verzerrungen im SAR-Bild. Da bei der Azimutkompression, die zeilenweise durchgeführt wird, in diesem Fall nicht die volle Bandbreite des Azimutsignals zur Verfügung steht, führen die Laufzeitfehler zusätzlich zu einer Verminderung der Auflösung in Azimutrichtung. SAR-Systeme, die keine hohe Auflösung in Rangerichtung aufweisen, sind bezüglich der Laufzeitfehler weniger empfindlich, solange die Ablagen kleiner als eine Auflösungszelle in Rangerichtung sind. Der Einfluss der Laufzeitfehler hängt somit von der Auflösung des Systems ab.

Eine Abweichung von der nominellen Geschwindigkeit in x -Richtung führt zu Rangezeilen mit unterschiedlichen Abständen. Dies äußert sich durch eine Stauchung bzw. eine Dehnung der SAR-Abbildung in Azimutrichtung.

Zusätzlich erzeugen die genannten Positionsfehler im Azimutchip einen Phasenfehler, der zur Defokussierung und damit gravierenden Einbußen der SAR-Bildqualität führt.

Bild 2.14 zeigt Abbildungsgeometrien eines SAR-Systems bei geradlinigem Flug und bei einem Flug, der durch Turbulenzen gestört ist. Die nominelle Flugbahn ist grün und die reale Flugbahn rot dargestellt.

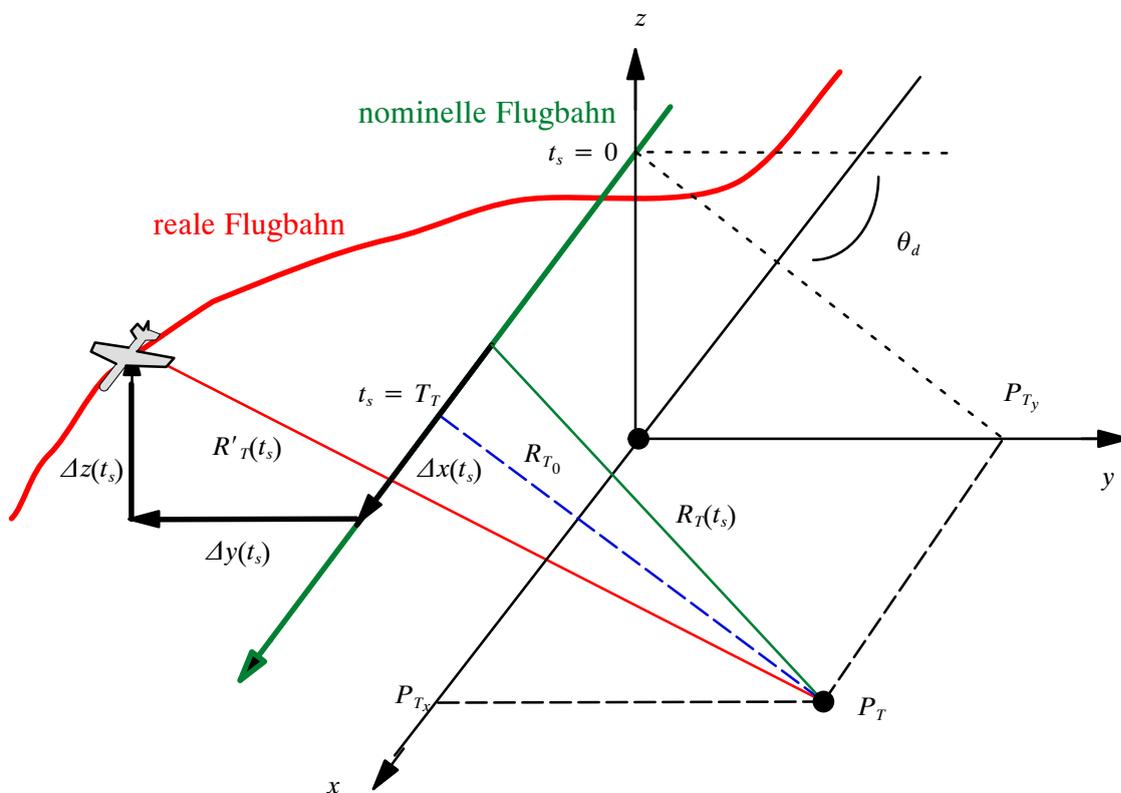


Bild 2.14 Abbildungsgeometrie eines SAR-Systems bei Turbulenzen

Bei geradlinigem Flug des SAR-Trägers in x -Richtung (Azimutrichtung) mit einer konstanten Geschwindigkeit lässt sich der nominelle Phasenverlauf des Azimutchips durch Gl. (2.37) beschreiben.

Im Falle von Turbulenzen weicht der SAR-Träger von der nominellen Flugbahn ab. Es entstehen Ablagen Δx , Δy und Δz der Trägerposition in x -, y - und z -Richtung und damit ein Entfernungsverlauf $R'_T(t_s)$ (siehe Bild 2.14) gemäß:

$$R'_T(t_s) = R_T(t_s) + \Delta R_T(t_s), \quad (2.46)$$

mit:

$$\Delta R_T(t_s) \approx \frac{\Delta x(t_s)}{R_{T_0}} \cdot (v_{Ax} \cdot t_s - P_{Tx}) - \Delta y(t_s) \cdot \cos(\theta_d) + \Delta z(t_s) \cdot \sin(\theta_d), \quad (2.47)$$

wobei θ_d der Depressionswinkel ist.

Somit entsteht ein Phasenfehler $\phi_e(t_s)$:

$$\phi_e(t_s) = -4\pi \Delta R_T(t_s) / \lambda, \quad (2.48)$$

bzw.:

$$\phi_e(t_s) = -4\pi / \lambda \left(\frac{\Delta x(t_s)}{R_{T_0}} (v_{Ax} \cdot t_s - P_{Tx}) - \Delta y(t_s) \cos(\theta_d) + \Delta z(t_s) \sin(\theta_d) \right). \quad (2.49)$$

Das fehlerhafte rangekomprimierte Signal lautet :

$$r'(t_s, t = \tau_{T_0}) = r(t_s, t = \tau_{T_0}) \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \quad (2.50)$$

Mit Gl. (2.40) lässt sich $r'(t_s, t = \tau_{T_0})$ schließlich wie folgt darstellen:

$$r'(t_s, t = \tau_{T_0}) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \exp \left[j2\pi \left(-2R_{T_0}/\lambda + f_R (t_s - T_T)^2 / 2 \right) \right] \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \\ \text{für } |t_s - T_T| < T_L / 2 \quad (2.51)$$

Aus Gl. (2.50) ist ersichtlich, dass der Phasenfehler die Energie des rangekomprimierten Signals nicht verfälscht. Es gilt stets:

$$|r'(t_s, t = \tau_{T_0})|^2 = |r(t_s, t = \tau_{T_0})|^2 \quad (2.52)$$

Das resultierende Bildsignal des punktförmigen Objektes ergibt sich aus der Faltung des rangekomprimierten Signals $r'(t_s, t = \tau_{T_0})$ mit der Azimut-Referenzfunktion $h_{az}(t_s, t = \tau_{T_0})$ nach Gl. (2.43):

$$u'(t_s, t = \tau_{T_0}) = r'(t_s, t = \tau_{T_0}) * h_{az}(t_s, t = \tau_{T_0}) = \left[r(t_s, t = \tau_{T_0}) \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \right] * h_{az}(t_s, t = \tau_{T_0}) \quad (2.53)$$

Bild 2.15 zeigt im Vergleich ein nominelles und ein durch Phasenfehler verzerrtes Bildsignal. Das verzerrte Bildsignal ist dabei rot dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die Verschiebung

und Verbreiterung der Objekt–Abbildung. Das verzerrte Bildsignal ist kontrastärmer und weist im Vergleich zum nominellen Bildsignal eine wesentlich schlechtere Auflösung auf.

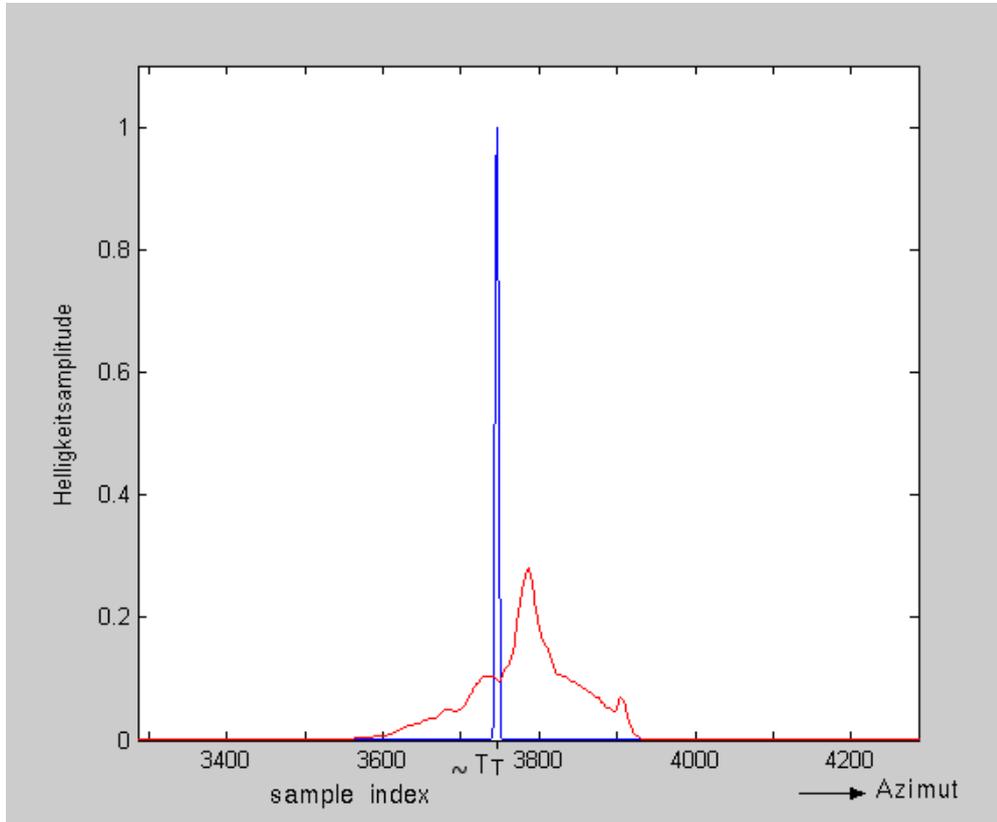


Bild 2.15 Vergleich einer verzerrten Abbildung (rot) mit einer nominellen Abbildung (blau) eines punktförmigen Objektes

Für ein punktförmiges Objekt an der Stelle $\mathbf{p}_T = (p_{Tx} = 0, p_{Ty} \neq 0, p_{Tz} = 0)^T$ führt ein Azimut–Geschwindigkeitsfehler $\Delta v_{Ax} = \text{const}$ zu einer Ablage $\Delta x(t_s) = \Delta v_{Ax} \cdot t_s$ und gemäß Gl. (2.49) zu folgendem Phasenfehler:

$$\phi_e(t_s) = -4\pi/\lambda \left(\frac{\Delta x(t_s)}{R_{T_0}} \cdot v_{Ax} \cdot t_s \right) = -4\pi/\lambda \cdot \frac{\Delta v_{Ax} \cdot v_{Ax} \cdot t_s^2}{R_{T_0}}. \quad (2.54)$$

Der Phasenfehler $\phi_e(t_s)$ nach Gl. (2.54) ist quadratisch von der Azimutzeit t_s abhängig. Er bewirkt im Azimut chirp nach Gl. (2.40) eine Veränderung der Dopplerrate. Somit ergibt sich folgender Azimut chirp:

$$r'(t_s, t = \tau_{T_0}) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \exp\left[j2\pi \left(-2R_{T_0}/\lambda + f_R' t_s^2/2 \right) \right] \text{ für } |t_s| < T_L/2, \quad (2.55)$$

mit der veränderten Dopplerrate:

$$f_R' = - \frac{2(v_{Ax} + \Delta v_{Ax})^2}{\lambda R_{T_0}} \quad (2.56)$$

Die Kompression dieses Signals unter Verwendung der Azimut-Referenzfunktion gemäß Gl. (2.43) führt zu einer Defokussierung. Im Fall $p_{Tx} \neq 0$, ergibt sich zusätzlich eine Verschiebung der Abbildung des punktförmigen Objektes in Azimutrichtung.

Zeitveränderliche Azimut-Geschwindigkeitsfehler verursachen Phasenfehler mit einer Potenz von t_s größer als 2. Bei der Abbildung eines punktförmigen Objektes kann dann ein Schweif mit Geisterbildern entstehen.

Bewegt sich der SAR-Träger quer zur Flugrichtung mit einer konstanten Geschwindigkeit, so entsteht ein linearer Phasenfehler, der als Folge eine Verschiebung der Abbildung des punktförmigen Objektes in Azimutrichtung hat. Eine Beschleunigung in Querrichtung z.B. in Folge eines Seitenwindstoßes weist dieselbe Wirkung wie die eines konstanten Azimut-Geschwindigkeitsfehlers auf.

Im Allgemein steigt der Grad der Defokussierung der SAR-Abbildung bzw. des Kontrastverlustes bei hochfrequenten Phasenfehlern. Diese werden von ebenfalls hochfrequenten Bewegungsfehlern verursacht.

In Bild 2.16 ist der Zusammenhang zwischen den Bewegungsfehlern, ihren Auswirkungen auf das Empfangssignal und die Qualität der SAR-Abbildung schematisch dargestellt.

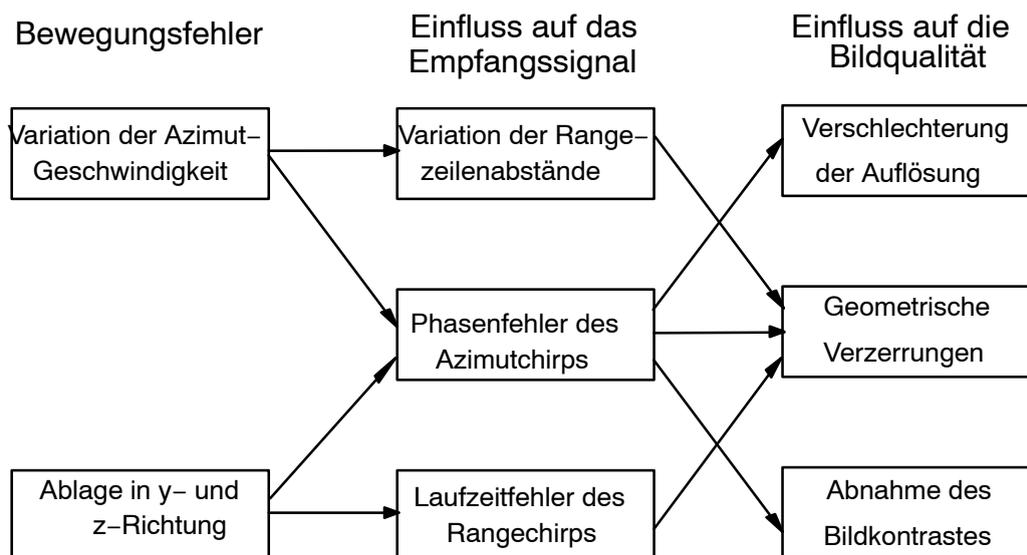


Bild 2.16 Darstellung des Einflusses von Positionsfehlern auf das Empfangssignal und die Bildqualität

2.4.2 Einfluss von Orientierungsfehlern

Roll-, Nick- und Gierwinkel bzw. Θ_x , Θ_y und Θ_z haben unterschiedliche Nominalwerte um 0° und hängen von den Eigenschaften des Trägers wie z.B. Gewichtsverteilung und Azimutgeschwindigkeit ab. Sie sind im Voraus bekannt. Der Gierwinkel Θ_z , der dem Winkel zwischen der Flugzeuglängsachse und dem Kurs über Grund entspricht, wird auch als Vorhaltewinkel bezeichnet und kann sich in dem Bereich zwischen $\pm 10^\circ$ befinden [1]. Der Vorhaltewinkel wird so eingesetzt, dass der Träger trotz Seitenwind den vorgegebenen Kurs über Grund halten kann. (siehe Bild 2.19 (b))

Nick und Gierwinkel haben zur Folge, dass die Antenne zwar orthogonal zur Fluglängsachse, aber nicht mehr orthogonal zur Flugbahn ausgerichtet ist. Die Hauptachse der Antenne ist somit um den Schielwinkel θ_s , auch Squintwinkel genannt, zur nominellen Blickrichtung gedreht. Der Schielwinkel θ_s stellt sich ein in Abhängigkeit vom Gierwinkel Θ_z , dem Nickwinkel Θ_y und dem Depressionswinkel θ_d gemäß:

$$\theta_s \approx \sin \Theta_z \cos \theta_d + \sin \Theta_y \sin \theta_d \quad (2.57)$$

Bild 2.17 und Bild 2.18 zeigen den aufgrund von Gier- und Nickwinkel verursachten Schielwinkel der Antenne.

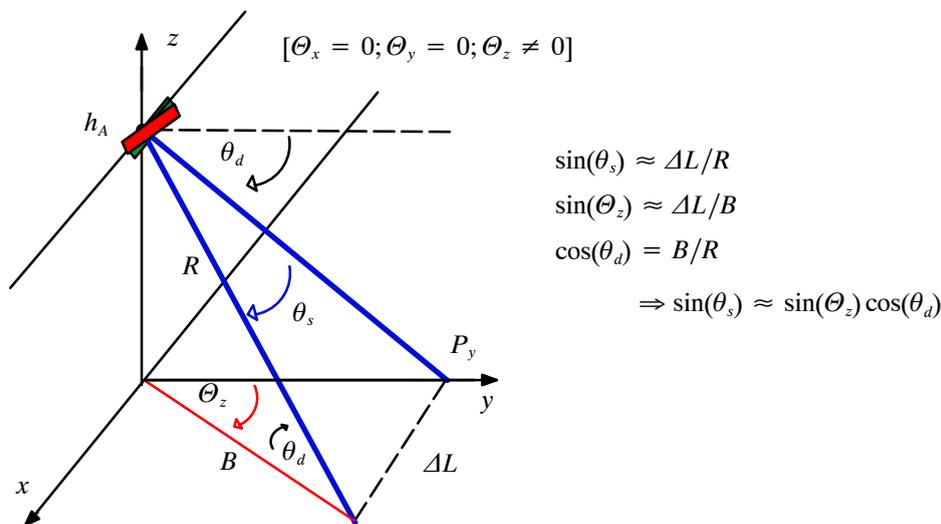


Bild 2.17 Schielwinkel θ_s bei Gierwinkelfehler Θ_z

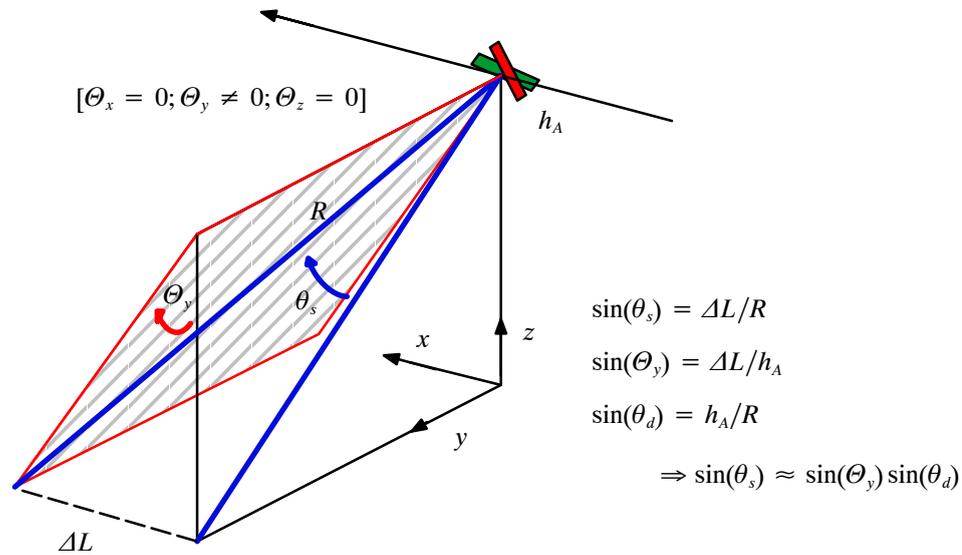


Bild 2.18 Schielwinkel θ_s bei Nickwinkelfehler Θ_y

Bild 2.19 zeigt die SAR-Geometrie-Anordnungen und die dazu gehörigen Empfangssignale bei idealem Flug und bei einem Flug mit voreingestelltem Vorhaltewinkel. Aufgrund des Schielwinkels θ_s durchwandert ein punktförmiges Objekt an der Stelle \mathbf{p}_T das Antennendiagramm abhängig vom positiven oder negativen Vorhaltewinkel etwas früher bzw. etwas später. Dieses hat eine Verschiebung L_θ des Footprints zur Folge:

$$L_\theta \approx R_{T_0} \cdot \tan \theta_s \quad (2.58)$$

Das Objekt an der Stelle \mathbf{p}_T befindet sich zum Zeitpunkt $T_T + T_\theta$ in der Mitte der Antennenkeule, wobei:

$$T_\theta = L_\theta / v_{Ax}. \quad (2.59)$$

Im Fall $L_\theta \neq 0$ wird der Phasenverlauf des Rückstreusignals unsymmetrisch, und das Empfangssignal in Azimut ergibt sich gemäß Gl. (2.33) zu:

$$r'(t_s, t = \tau_{T_0}) = A(t_s, \mathbf{p}_T) \cdot \tau_p \cdot \sigma_0(\mathbf{p}_T) \cdot \exp[-j4\pi R_T(t_s, \mathbf{p}_T)/\lambda] \\ \text{für } (T_T + T_\theta) - T_L/2 < t_s < (T_T + T_\theta) + T_L/2 \quad (2.60)$$

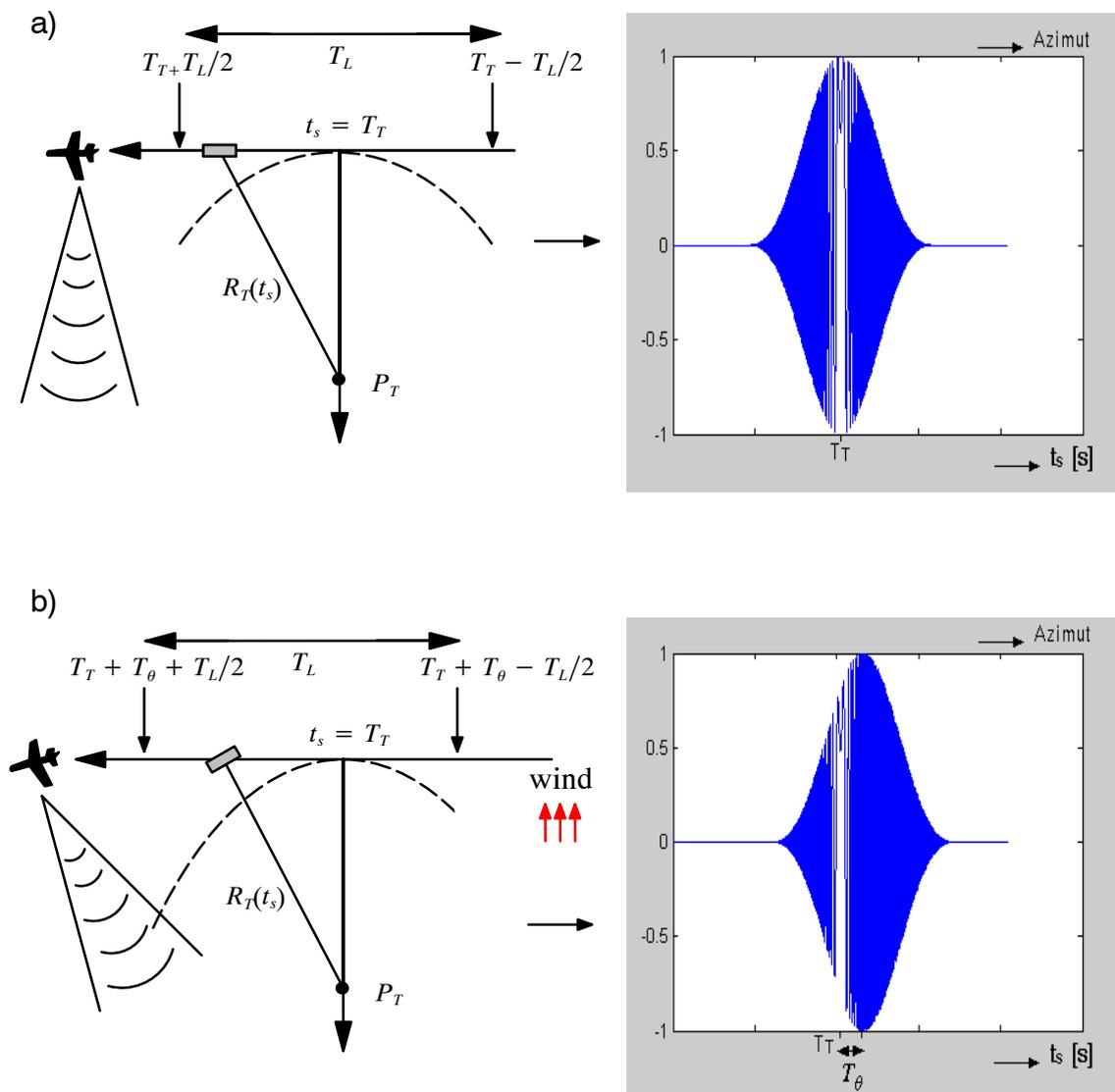


Bild 2.19 SAR-Geometrie und Realteil des rangekomprimierten Azimutsignals:
a) bei einem Schielwinkel gleich Null
b) bei einem Schielwinkel ungleich Null

Es werden abhängig vom Schielwinkel mehr negative bzw. positive Dopplerfrequenzen aufgenommen. Der Null-Durchgang der Dopplerfrequenz liegt weiterhin bei $t_s = T_T$, da dieser nur von der Entfernungsänderung abhängig ist und diese vom veränderten Schielwinkel unabhängig ist.

Der Schielwinkel führt somit zu einem unsymmetrischen Dopplerspektrum mit einer Dopplermittelfrequenz ungleich Null. Die Dopplermittelfrequenz f_{Dc} entspricht der Dopplerfre-

quenz zum Zeitpunkt $T_T + T_\theta$, bei dem das Objekt sich in der Mitte der Keule befindet:

$$f_{Dc} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\phi(t_s)}{dt} \Big|_{t_s=T_T+T_\theta} = \frac{2v_{Ax}}{\lambda} \cdot \sin \theta_s. \quad (2.61)$$

Ein unsymmetrisches Dopplerspektrum führt bei einer Azimutkompression mit der Azimut-Referenzfunktion $h_{az}(t_s, t = \tau_{T_0})$ nach Gl. (2.43) zu einer Verminderung der Azimutauf-
lösung.

Verändern sich die Winkelparameter während des Fluges, so spricht man von zeitveränderlichen Orientierungsfehlern. Diese Fehler verursachen eine zusätzliche variable Amplitudenmodulation des Empfangssignals.

Betrachtet man beispielsweise einen zeitveränderlichen Rollwinkel, so zeigt die Antenne während des Fluges seitlich nicht mehr auf die Mitte des Footprints sondern schwenkt je nach Rollfehler mal in Richtung des Near-Range und mal in Richtung des Far-Range. Für ein punktförmiges Objekt werden die reflektierten Signale während des Fluges damit radial unterschiedlich gewichtet. Daraus resultiert eine Modulation des Rückstreusignals als Funktion der Azimutzeit. Wird die Halbwertsbreite des Elevationsanteils des Antennendiagramms genügend breit im Verhältnis zur Amplitude der Rollwinkelveränderung gewählt, kann die Verminderung der Bildqualität aufgrund der Amplitudenmodulation vernachlässigt werden.

Analog zum Rollwinkel beeinflusst die zeitliche Veränderung des Gierwinkels während des Fluges die Antennenbelegung in Azimutrichtung. Dies hat ebenfalls eine Amplitudenmodulation und damit eine Verminderung der SAR-Bildqualität zufolge .

3. Referenzverfahren zur Fokussierung

Um die im vorherigen Kapitel genannten Bildunschärfen zu vermeiden, müssen die SAR-Rohdaten entweder korrigiert oder die SAR-Bildgenerierung an die Bewegungsfehler angepasst werden, indem z.B. die Azimut-Referenzfunktion fortlaufend unter Verwendung der momentanen Flugparameter korrigiert wird. In beiden Fällen ist die Kenntnis entweder der genauen Bewegungsparameter oder deren Fehlereinfluss auf die SAR-Rohdaten notwendig.

Die Verfahren zur Bestimmung der Bewegungsparameter werden in zwei Gruppen klassifiziert. Die erste Gruppe umfasst INS- und GPS-Systeme, mit denen die Bewegungsparameter gemessen werden können. Zur zweiten Gruppe gehören Verfahren, mit denen die Bewegungsparameter oder Fehlereinflüsse aus den SAR-Rohdaten geschätzt werden. Letztere werden auch als Autofokusverfahren bezeichnet.

Im Allgemeinen wird vorab eine Korrektur der SAR-Rohdaten unter Verwendung von gemessenen INS-GPS-Bewegungsparameter durchgeführt. Diese Korrektur wird als Bewegungskompensation bezeichnet, da die Bewegungsfehler rechnerisch kompensiert werden, sodass anschließend eine gerade Flugbahn und eine konstante Geschwindigkeit des SAR-Trägers zugrunde gelegt werden kann. Die restlichen Unschärfen können dann mit Hilfe eines geeigneten Autofokusverfahren beseitigt werden.

In diesem Kapitel werden zwei Referenzverfahren zur automatischen Fokussierung beschrieben, nämlich das Map-Drift- [2] [3] [4] [7] und das Phasengradientenverfahren [2] [6] [7] [8]. Zunächst wird die Bewegungskompensation erklärt, die in beiden Verfahren vorweg eingesetzt wird.

3.1 Bewegungskompensation

Mit INS-GPS-System wird die Kombination eines GPS- (Global Positioning System) mit einem INS-System (Inertial Navigation System) bezeichnet.

Das INS-System wird auch als Trägheitsnavigationssystem genannt [25] und zieht Nutzen aus der Massenträgheit zur Messung von Beschleunigungen und Drehgeschwindigkeiten und ermittelt daraus die Position, die Geschwindigkeit und die Orientierung des Trägers. Es besteht aus Beschleunigungsmessern, um Translationsbewegungen zu messen, und aus Kreisel, um Rotationsbewegungen in Form von Winkelgeschwindigkeiten zu bestimmen.

Das GPS-System ist ein Radionavigationsverfahren [24], das auf der Auswertung von Signalen beruht, die von speziellen Satelliten zu Navigationszwecken ausgesendet werden. Das System erlaubt es, bei jedem Wetter die Position eines beliebigen Punktes auf der Erde präzise zu bestimmen. Daraus lassen sich Größen, wie Geschwindigkeit und Flughöhe bestimmen. Ein, auf dem SAR-Träger mitgeführtes INS- GPS-System ermöglicht während des Fluges Messungen der folgenden Parameter in regelmäßigen Abständen:

- Nordgeschwindigkeit
- Ostgeschwindigkeit
- Downgeschwindigkeit
- Länge, Breite und Höhe
- Roll-, Nick- und Gierwinkel
- GPS-Zeit

Mit diesen Messgrößen wird die in Bild 3.1 dargestellte Bewegungskompensation durchgeführt. Sie umfasst die Korrektur des Versatzes des Dopplerspektrums durch den Schielwinkel, die Kompensation der Laufzeitfehler des Rangesignals und die Korrektur der dadurch entstandenen Phasenfehler des Azimutsignals sowie die Korrektur der Einflüsse von Azimut-Geschwindigkeitsfehler [23].

Die zur Bewegungskompensation benötigten Bewegungsparameter und der Schielwinkel werden aus den oben gelisteten INS-GPS-Parameter ermittelt. Die Reihenfolge, in welche die Bewegungsfehler kompensiert werden müssen, ist nicht beliebig. Die Bewegungskompensation besteht aus folgenden nacheinander durchzuführenden Komponenten:

- **Korrektur des Versatzes des Dopplerspektrums:**

Dazu wird das Azimutsignal mit dem Term $e^{-j2\pi f_{Dc} t_s}$ multipliziert. Bei der Korrektur des Versatzes des Dopplerspektrums wird der Schielwinkel als zeitunabhängig angenommen. Er lässt sich durch Mittelung der während des Fluges gemessenen Schielwinkel berechnen. Da der Schielwinkel gemäß Gl.(2.57) vom Depressionswinkel abhängig ist, muss für jede Azimutzeile eine individuelle Korrektur durchgeführt werden.

- **Kompensation der Laufzeitfehler des Rangesignals:**

Um die von den Ablagen $\Delta y(t_s)$ und $\Delta z(t_s)$ verursachten Laufzeitfehler zu kompensieren, muss eine Korrektur der geometrischen Verzerrung in Rangerichtung vorgenommen werden. Dazu werden die Rohdaten in Rangerichtung um $\Delta\tau_T(t_s)$ zeitlich verschoben:

$$\Delta\tau_T(t_s) = -2 \frac{\Delta y(t_s) \cdot \cos(\theta_d)}{c} + 2 \frac{\Delta z(t_s) \cdot \sin(\theta_d)}{c}, \quad (3.1)$$

dabei ist zu berücksichtigen, dass der Depressionswinkel sich entlang einer Rangezeile

ändert. Dies wird mittels Interpolation und erneute Abtastung realisiert

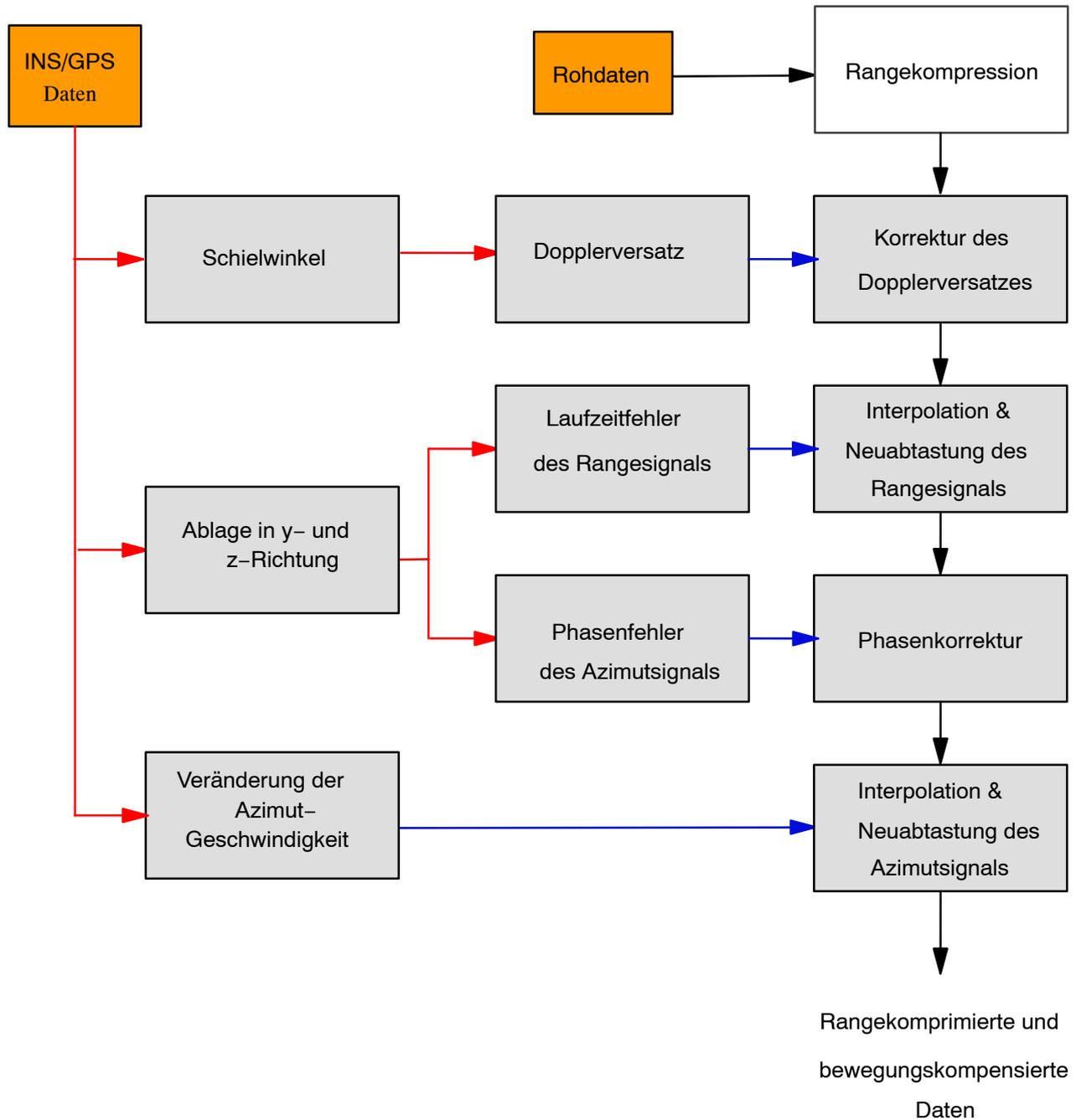


Bild 3.1 Blockschaltbild der Bewegungskompensation

- **Korrektur der Phasenfehler:**

Um die von den Ablagen $\Delta y(t_s)$ und $\Delta z(t_s)$ verursachten Phasenfehler im Azimutsignal zu kompensieren, muss dieses mit dem Phasenterm $\phi_{\text{korrektur}}(t_s)$ multipliziert werden:

$$\Phi_{\text{korrektur}}(t_s) = 4\pi/\lambda(-\Delta y(t_s) \cos(\theta_d) + \Delta z(t_s) \sin(\theta_d)). \quad (3.2)$$

Auch hier ist die Abhängigkeit vom Depressionswinkel θ_d zu beachten.

- **Korrektur der Einflüsse der Azimut-Geschwindigkeitsfehler:**

Um die räumlich äquidistante Abtastung in Azimutrichtung wieder herzustellen wird eine Interpolation und erneute Abtastung realisiert. Die korrigierte Abtastfrequenz entspricht einer Nachführung der Pulswiederholfrequenz gemäß:

$$f_{p,c}(t_s) = f_p \cdot \frac{v_{Ax} + \Delta v_{Ax}(t_s)}{v_{Ax}}, \quad (3.3)$$

dabei beschreibt f_p die nominelle Pulswiederholfrequenz. Diese Maßnahme korrigiert automatisch den Phasenfehler, der durch die Ablage $\Delta x(t_s)$ verursacht wird.

Die derzeitige Messgenauigkeit von INS- und GPS-Systemen ist zur Fokussierung hochauflösender SAR-Bilder unzureichend. Daher werden zusätzlich Autofokussierungsverfahren verwendet. Im Folgenden werden zwei Referenzverfahren der Autofokussierung vorgestellt.

3.2 Map-Drift-Verfahren

Bild 3.2 zeigt die SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens. Bei diesem Verfahren wird angenommen, dass die Bewegungsfehler des SAR-Trägers nach der Bewegungskompensation nur noch aus der Ablage $\Delta x(t_s)$ bestehen, die aufgrund eines Geschwindigkeitsfehlers Δv_{Ax} entstanden ist. Der Schätzwert für den Geschwindigkeitsfehler $\hat{\Delta v}_{Ax}$ wird zur Erzeugung einer angepassten Azimut-Referenzfunktion verwendet.

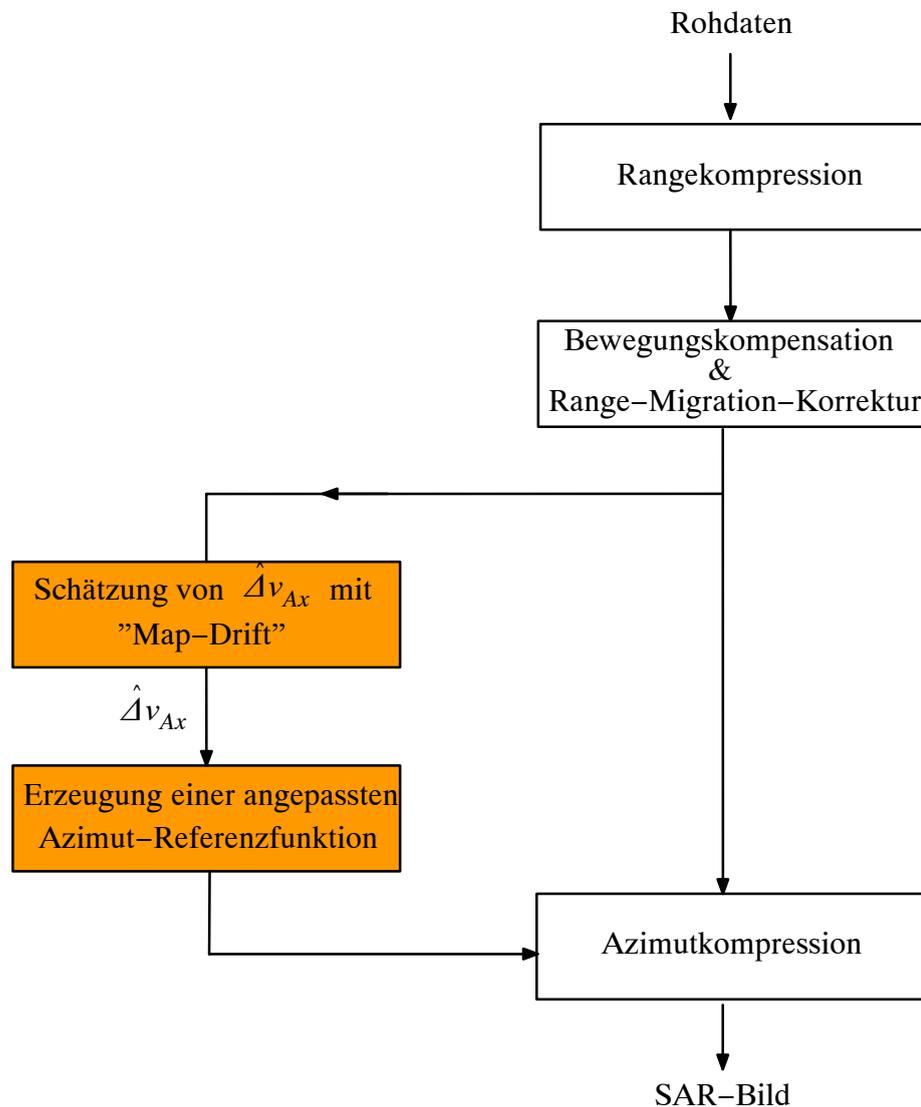


Bild 3.2 SAR-Bild-Generierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens

Der Schätzwert für den Geschwindigkeitsfehler $\hat{\Delta v}_{Ax}$ wird durch Auswertung mehrerer SL-Bilder (Single Looks) derselben Szene aus verschiedenen Blickwinkel gewonnen. Zur Gene-

rierung der SL-Bilder wird das Dopplerspektrum bestehend aus den in Azimutrichtung fouriertransformierten rangekomprimierten Daten nach Bewegungskompensation und Range-Migration-Korrektur, in N_l Teilbänder mit den Bandmittenfrequenzen f_{n_l} ; $n_l = 1, \dots, N_l$ aufgeteilt und separat aus jedem Teilbandsignal ein SL-Bild erzeugt (siehe Bild 3.3). Jedes SL-Bild ist mit aufgrund des Dopplereffekts mit einem eigenen Blickwinkel θ_n nach Gl. (2.11) verbunden, daher der Name *Single-Look*

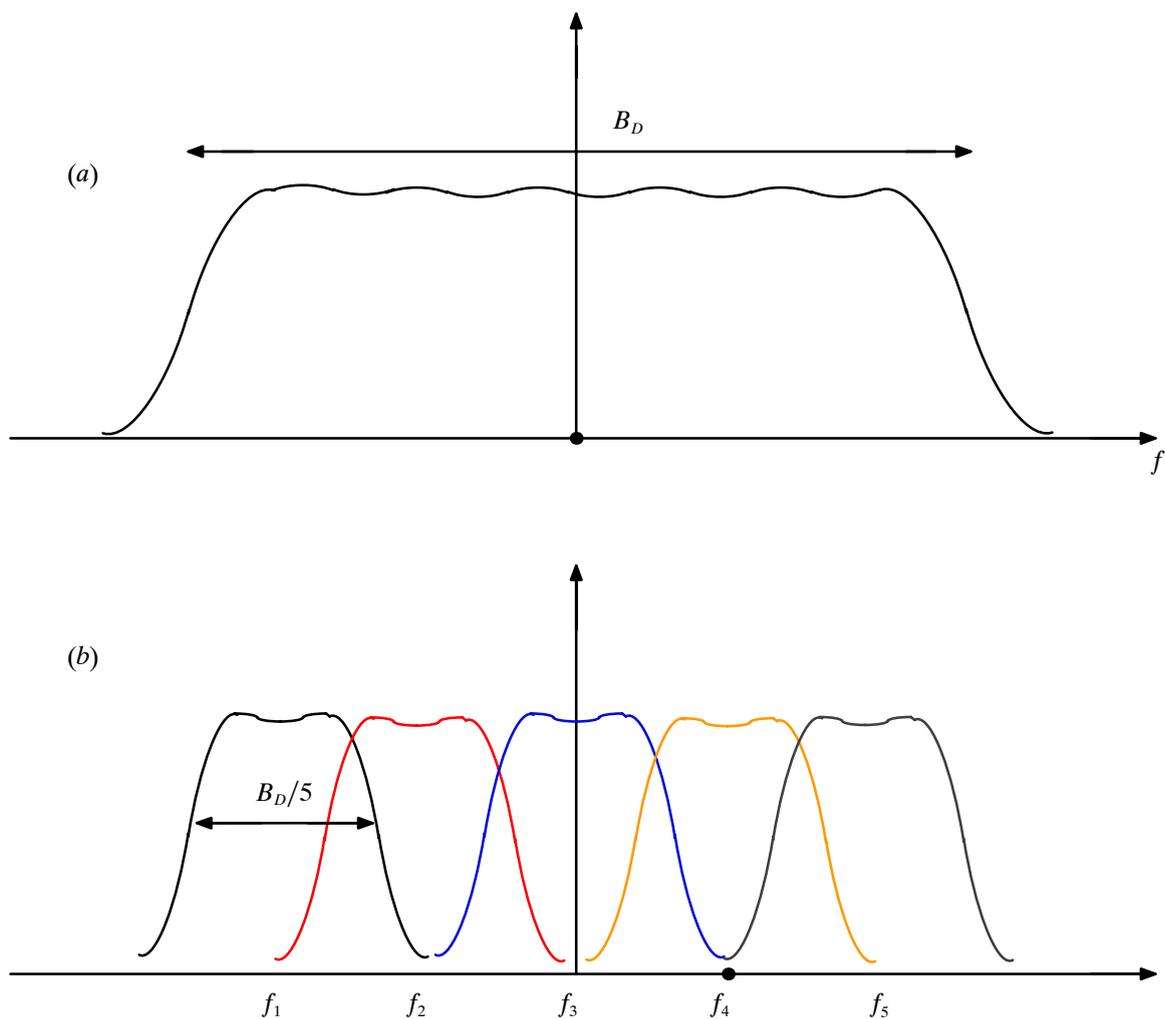


Bild 3.3 (a) Dopplerspektrum
(b) Dopplerspektren der Single-Looks und Bandmittenfrequenzen f_{n_l}

Zur Erklärung des Map–Drift–Verfahrens wird ein punktförmiges Objekt an der Stelle $t_s = T_T = 0$ und zwei Teilbänder mit den Mittenfrequenzen f_1 und f_2 betrachtet.

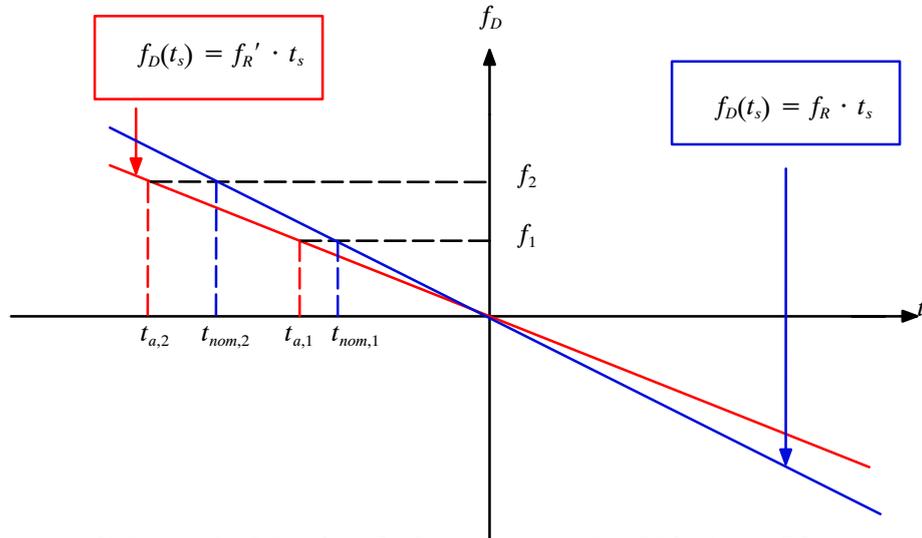


Bild 3.4 Zeitlicher Verlauf der Dopplerfrequenz $f_D(t_s)$ bei fehlerfreier (blau) und fehlerhafter (rot) Azimutgeschwindigkeit

Bild 3.4 zeigt den zeitlichen Verlauf der Dopplerfrequenz $f_D(t_s)$ für eine fehlerfreie und fehlerhafte Azimutgeschwindigkeit.

Bei fehlerfreier Azimutgeschwindigkeit treten die Frequenzen f_1 und f_2 der beiden Teilbänder gemäß Gl. (2.42) zu den Zeitpunkten $t_{nom,1}$ und $t_{nom,2}$ auf. Bei Verwendung der nominellen Azimut–Referenzfunktion nach Gl. (2.43) zur SL–Bildgenerierung wird das punktförmige Objekt in diesem Fall in beiden SL–Bildern auf die gleiche Stelle $T_T = 0$ abgebildet.

Ein Azimutgeschwindigkeitsfehler Δv_{Ax} verursacht eine fehlerhafte Dopplerrate f_R' :

$$f_R' = \frac{-2(v_{Ax} + \Delta v_{Ax})^2}{\lambda R_{T_0}}. \quad (3.4)$$

Demzufolge treten die Frequenzen f_1 und f_2 nicht mehr zu den nominellen Zeitpunkten $t_{nom,1}$ und $t_{nom,2}$ sondern zu den Zeitpunkten $t_{a,1}$ und $t_{a,2}$ auf. Bei Verwendung der nominellen Azimut–Referenzfunktion zur SL–Bildgenerierung wird das punktförmige Objekt im ersten SL–Bild $|u_1(t_s)|$ um $t_{nom,1} - t_{a,1}$ und im zweiten SL–Bild $|u_2(t_s)|$ um $t_{nom,2} - t_{a,2}$ in Azimutrichtung versetzt abgebildet.

Der Versatz Δt_s zwischen den Abbildungspositionen des punktförmigen Objektes in den beiden SL–Bildern $|u_1(t_s)|$ und $|u_2(t_s)|$ beträgt:

$$\begin{aligned}\Delta t_s &= (t_{nom,2} - t_{a,2}) - (t_{nom,1} - t_{a,1}) = \left(\frac{f_2}{f_R} - \frac{f_2}{f_R'}\right) - \left(\frac{f_1}{f_R} - \frac{f_1}{f_R'}\right) \\ &= (f_2 - f_1) \cdot \left(\frac{1}{f_R} - \frac{1}{f_R'}\right).\end{aligned}\quad (3.5)$$

Durch Umformung von Gl. (3.5) und Einbeziehung der Gleichungen (2.39) und (3.4) ergibt sich:

$$\frac{f_R \cdot \Delta t_s}{(f_2 - f_1)} = 1 - \frac{f_R}{f_R'} = 1 - \frac{v_{Ax}^2}{(v_{Ax} + \Delta v_{Ax})^2}.\quad (3.6)$$

Mit der Näherung $\frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta v_{Ax}}{v_{Ax}}\right)^2} \approx 1 - 2\frac{\Delta v_{Ax}}{v_{Ax}}$ erhält man schließlich für den Azimutgeschwindigkeitsfehler :

$$\hat{\Delta v_{Ax}} = \frac{v_{Ax} \cdot f_R \cdot \hat{\Delta t_s}}{2(f_2 - f_1)}.\quad (3.7)$$

In Gl. (3.7) ist nur $\hat{\Delta t_s}$ unbekannt. Durch Bildung der Kreuzkorrelationsfunktion der beiden Single-Looks $|u_1(t_s)|$ und $|u_2(t_s)|$ und Suchen des Maximums kann der Versatz $\hat{\Delta t_s}$ bestimmt werden.

Für eine zuverlässige Schätzung werden Teilbänder benutzt, die nicht am Rande des Dopplerspektrums liegen. Im vorliegenden Fall wird die Clutterbandbreite in 5 Teilbänder unterteilt. Die Teilbänder 2 und 4 (siehe Bild 3.3) werden zur Schätzung des Versatzes $\hat{\Delta t_s}$ herangezogen.

Die genaue Bestimmung der Azimutgeschwindigkeit hängt in hohem Maße von dem Vorhandensein eines ausgeprägten Maximums der Kreuzkorrelationsfunktion ab. Die für die Azimutkompression benötigten Azimut-Referenzfunktionen für jede Entfernung werden aus der mittels Map-Drift ermittelten Azimutreferenzfunktion berechnet.

Das Map-Drift-Verfahren kann im anderen Fall iterativ durchgeführt werden. Ausgehend von der nominellen Azimutgeschwindigkeit als Startwert wird bei jeder Iteration ein neuer, genauerer Wert für die Azimutgeschwindigkeit geschätzt und dazu benutzt, eine an $v_{Ax} + \hat{\Delta v_{Ax}}$ angepasste Azimut-Referenzfunktion zu berechnen. Die Iterationen werden solange wiederholt, bis sich ein restlicher Geschwindigkeitsfehler kleiner 1% einstellt.

3.3 Phasengradientenverfahren

Der Phasengradientenverfahren (*PGA*) ist eins der am meisten benutzten Verfahren zur automatischen Fokussierung. Es wurde Anfang der 90er Jahre von dem *SAR Research Group* in *Sandia National Laboratories in New Mexico* entwickelt.

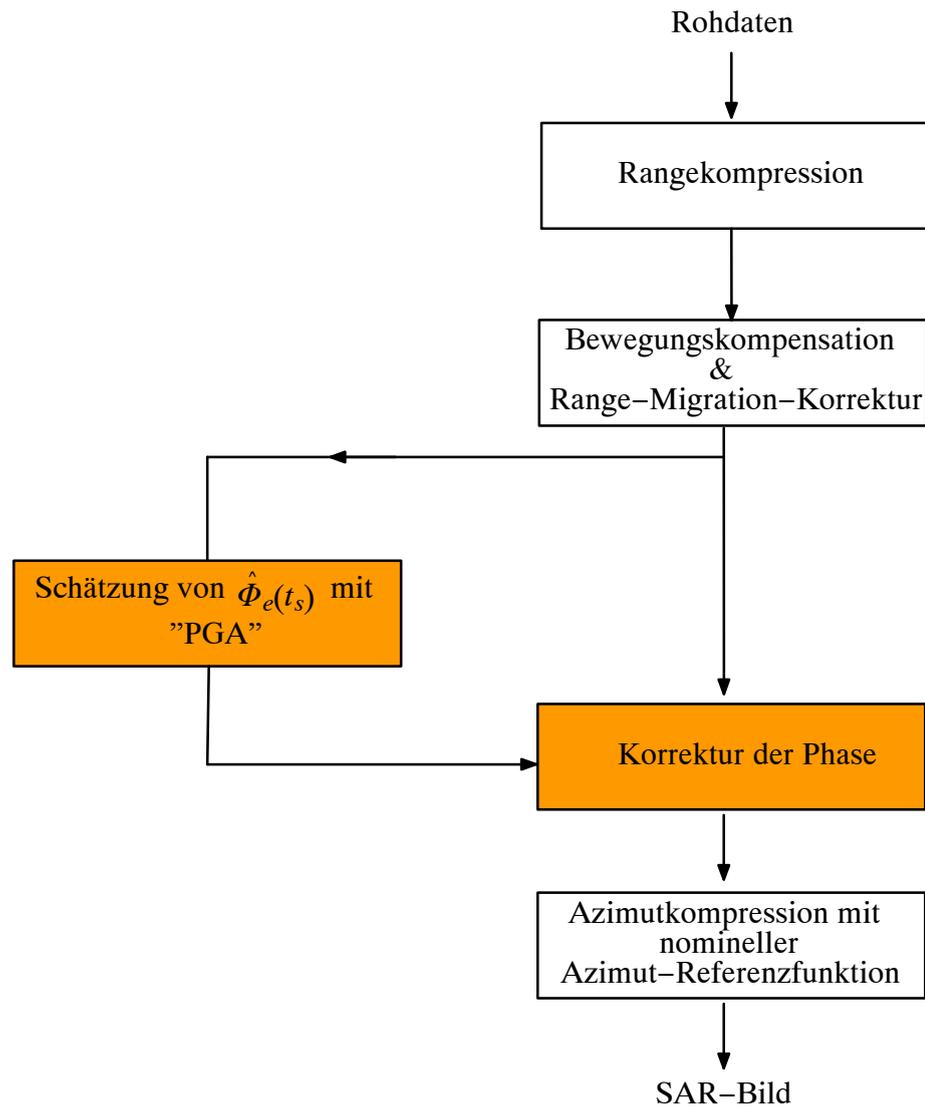


Bild 3.5 SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des Phasengradientenverfahrens

Im Gegensatz zum Map-Drift-Verfahren werden bei dem Phasengradientenverfahren keine

einschränkenden Annahmen über die Bewegungsfehler getroffen. Es wertet rangekomprimierten SAR-Daten zur Schätzung des Phasenfehlers nach Gl. (2.48) aus.

Bild 3.5 zeigt die SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des Phasengradientenverfahrens. Der geschätzte Phasenfehler $\hat{\phi}_e(t_s)$ wird zur Korrektur der rangekomprimierten Daten nach Bewegungskompensation und Range-Migration-Korrektur verwendet. Anschließend wird die Azimutkompression unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion nach Gl. (2.43) durchgeführt.

Das Phasengradientenverfahren ist ein Schätzverfahren, das den mittleren quadratischen Fehler minimiert. Es basiert auf der Auswertung von Phasengradienten starker Reflektoren.

Bild 3.6 zeigt das Blockschaltbild des Phasengradientenverfahrens. Nach Rangekompression, Bewegungskompensation und Range-Migration-Korrektur werden die Echos starker Reflektoren $k = 1, \dots, K$ aus den Rohdaten extrahiert. Dabei wird angenommen, dass die Echos von punktförmigen Objekten stammen. Die Extraktion von starken Reflektoren wird im Kapitel 4.3.1 beschrieben.

Das rangekomprimierte Signal eines punktförmigen Objekts k an der Stelle $\mathbf{p}_k = (p_{Tx} = v_{Ax} T_k, p_{Ty}, 0)^T$ mit Phasenfehler $e^{j\phi_e(t_s)}$ kann gemäß Gl.(2.40) wie folgt beschrieben werden:

$$r'_k(t_s) = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,k} \cdot e^{j2\pi(-2R_{T_0}/\lambda + f_R(t_s - T_k)^2/2)} \cdot e^{j\phi_e(t_s)}. \quad (3.8)$$

Das Signal $r'_k(t_s)$ wird einer "Deramping-Prozessierung" unterzogen. Dabei wird der quadratische Teil der Phase in Gl. (3.8) durch Multiplizieren mit $e^{-j2\pi f_R t_s^2}$ eliminiert. Das derampte Signal $d_k(t_s)$ lautet:

$$d_k(t_s) = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,k} \cdot e^{-4j\pi R_{T_0}/\lambda} \cdot e^{j\pi f_R \cdot T_k^2} \cdot e^{j\omega_k t_s} \cdot e^{j\phi_e(t_s)}, \quad (3.9)$$

wobei:

$$\omega_k = -2\pi f_R \cdot T_k. \quad (3.10)$$

Anschließend wird $d_k(t_s)$ mit $e^{-j\omega_k t_s}$ multipliziert. Dieses entspricht einer Frequenz-Verschiebung des zugehörigen Spektrums in das Basisband. Es ergibt sich:

$$d_{v,k}(t_s) = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_k \cdot e^{-j4\pi R_{T_0}/\lambda} \cdot e^{j\pi f_R \cdot T_k^2} \cdot e^{j\phi_e(t_s)}, \quad (3.11)$$

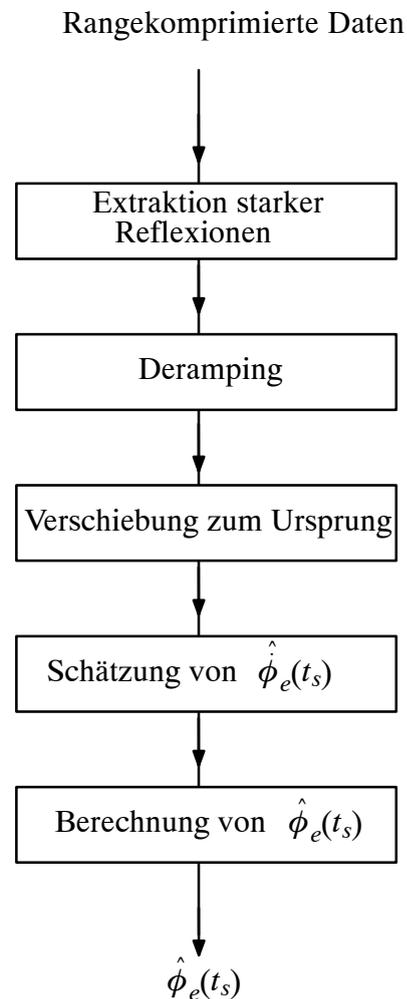


Bild 3.6 Blockdiagramm des Phasengradientenverfahrens

Zur Schätzung $\hat{\phi}_e(t_s)$ von $\phi_e(t_s)$ wird $d_{v,k}(t_s)$ nach t_s differenziert, dabei wird angenommen, dass $A(t_s - T_k)$ zeitunabhängig ist:

$$\dot{d}_{v,k}(t_s) = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_k \cdot e^{-j4\pi R_{T_0}/\lambda} \cdot e^{j\pi f_R \cdot T_k^2} \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \cdot j\dot{\phi}_e(t_s) \quad (3.12)$$

und für jedes Echo $k = 1, \dots, K$ der Imaginärteil des Produktes $\dot{d}_{v,k}(t_s) \cdot d_{v,k}^*(t_s)$ gebildet:

$$\text{Im} \left[\dot{d}_{v,k}(t_s) \cdot d_{v,k}^*(t_s) \right] = |d_{v,k}(t_s)|^2 \cdot \dot{\phi}_e(t_s) = z_k(t_s), \quad (3.13)$$

wobei $|d_{v,k}(t_s)|^2 = |A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_k|^2$ und $z_k(t_s)$ die Beobachtungsgröße des Schätzverfahrens beschreibt.

Es sei angenommen, dass die Beobachtungsgröße nach Gl. (3.13) durch einen additiven Fehler $n_k(t_s)$ beeinträchtigt ist:

$$z_k(t_s) = |d_{v,k}(t_s)|^2 \cdot \dot{\phi}_e(t_s) + n_k(t_s). \quad (3.14)$$

Der Gradient des Phasenfehlers $\dot{\phi}_e(t_s)$ kann durch Minimierung des mittleren quadratischen Fehlers

$$\sum_{k=1}^K n_k^2(t_s) = \sum_{k=1}^K \left(z_k(t_s) - |d_{v,k}(t_s)|^2 \cdot \dot{\phi}_e(t_s) \right)^2 \Rightarrow \text{Min} \quad (3.15)$$

geschätzt werden, indem die Ableitung von Gl. (3.15) nach $\dot{\phi}_e(t_s)$ zu Null gesetzt wird:

$$\sum_{k=1}^K \left(-2|d_{v,k}(t_s)|^2 \cdot \right) \left(z_k(t_s) - |d_{v,k}(t_s)|^2 \cdot \hat{\phi}_e(t_s) \right) = 0, \quad (3.16)$$

bzw.:

$$\sum_{k=1}^K z_k(t_s) = \hat{\phi}_e(t_s) \cdot \sum_{k=1}^K |d_{v,k}(t_s)|^2. \quad (3.17)$$

Durch Auflösen von Gl. (3.17) und Einsetzen von Gl. (3.13) erhält man:

$$\hat{\phi}_e(t_s) = \frac{\sum_{k=1}^K z_k(t_s)}{\sum_{k=1}^K |d_{v,k}(t_s)|^2} = \frac{\sum_{k=1}^K \text{Im} \left[\dot{d}_{v,k}(t_s) \cdot d_{v,k}^*(t_s) \right]}{\sum_{k=1}^K |d_{v,k}(t_s)|^2} \quad (3.18)$$

Eine Integration des geschätzten Phasengradienten $\hat{\phi}_e(t_s)$ in Azimutrichtung liefert schließlich den gesuchten Phasenfehler $\hat{\phi}_e(t_s)$.

Die Schätzung des Phasenfehlers kann verbessert werden, indem das Phasengradientenverfahren iterativ angewendet wird. Dabei werden die rangekomprimierten Daten nach jeder

Iteration unter Verwendung des geschätzten Phasenfehlers korrigiert und das Phasengradientenverfahren auf die korrigierten rangekomprimierten Daten erneut angewendet. Der gesuchte Phasenfehler setzt sich dann aus der Summe der bei den Iterationen geschätzten Phasenfehler-Inkmente zusammen.

4. Schätzverfahren zur automatischen Fokussierung

In Kapitel 3 wurden zwei Referenzverfahren zur automatischen Fokussierung von SAR-Daten beschrieben, das parametrische Map-Drift-Verfahren und das nicht-parametrische Phasengradientenverfahren.

Beim Map-Drift-Verfahren wird die Annahme getroffen, dass sich der Träger mit einer konstanten Geschwindigkeit, die fehlerhaft sein kann, entlang einer geradlinigen Bahn bewegt. Die Phase des Azimutsignals und damit auch der Phasenfehler weisen in diesem Fall einen quadratischen Verlauf auf. Der korrigierbare Phasenfehler ist somit in seiner Form eingeschränkt. Demnach können Abbildungsfehler verursacht durch anderen Bewegungsfehler wie Beschleunigungen sowohl in Azimut- als auch in Rangerichtung oder schwingungsartige Bewegungen des SAR-Trägers nicht vermieden werden. Die schwingungsartigen Bewegungsfehler treten insbesondere bei SAR-Systemen mit leichten Trägern auf, die Luftstößen stärker nachgeben als verhältnismäßig große Träger.

Da die SAR-Bildgenerierung, Codierung und Übertragung zu Bodenstationen in Zukunft in Echtzeit durchgeführt werden sollen, muss auch das Autofokusverfahren an Bord in Echtzeit realisiert werden. Beim Map-Drift-Verfahren handelt es sich um ein iteratives Suchverfahren, bei dem eine wiederholte Bildgenerierung zur Schätzung der Azimut-Geschwindigkeit notwendig ist. Aufgrund dieser wiederholten Bildgenerierung und der damit verbundenen rechenaufwändigen SAR-Datenverarbeitung ist eine Echtzeit-Realisierung des Map-Drift-Verfahrens an Bord schwierig.

Eine im Vergleich zu Map-Drift wesentliche Verbesserung der Autofokussierung sowohl im Hinblick auf die Möglichkeit einer Echtzeitrealisierung als auch im Hinblick auf die Qualität der SAR-Bildgenerierung bringt das Phasengradientenverfahren. Bei diesem Verfahren werden keine einschränkenden Annahmen über die Bewegungsfehler getroffen. Der Einfluss jeder Art von Bewegungsfehlern auf die Rohdaten kann kompensiert werden, indem der Phasenfehler geschätzt und zur Korrektur der Rohdaten verwendet wird.

Ferner erfordert das Phasengradientenverfahren weniger rechenaufwändige Signalverarbeitungsschritte, so dass eine Realisierung an Bord möglich ist. Die Schätzung des Phasenfehlers setzt jedoch die Verwendung von Azimutsignalen punktförmiger Objekte voraus, die nicht immer gegeben sind. Daher werden starke Reflektoren als punktförmige Objekte betrachtet. Da ein Reflektor aus mehreren punktförmigen Objekten im Sinne der Abtastung der Erdoberfläche besteht, stellt ein derartiges Azimutsignal in Realität die Überlagerung der Azimutsignalen mehrerer benachbarter punktförmiger Objekte dar. Der geschätzte Phasenfehler ist demzufolge fehlerhaft.

Untersuchungen zeigen, dass beide Verfahren der Autofokussierung bei Szenen versagen, in denen es keine starken Reflektoren gibt, die sich von dem Hintergrund hervorheben.

Zur Lösung der Probleme des Map-Drift- und des Phasengradientenverfahrens wird nachfolgend ein Schätzverfahren zur Automatischen Fokussierung entwickelt, das SAF-Verfahren genannt wird.

4.1 Konzept der SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens

Bei der SAR-Bildgenerierung werden die Rohdaten streifenweise bearbeitet. Jeder Streifen besteht aus M Rangespalten und N Azimutzeilen (siehe Bild 4.1).

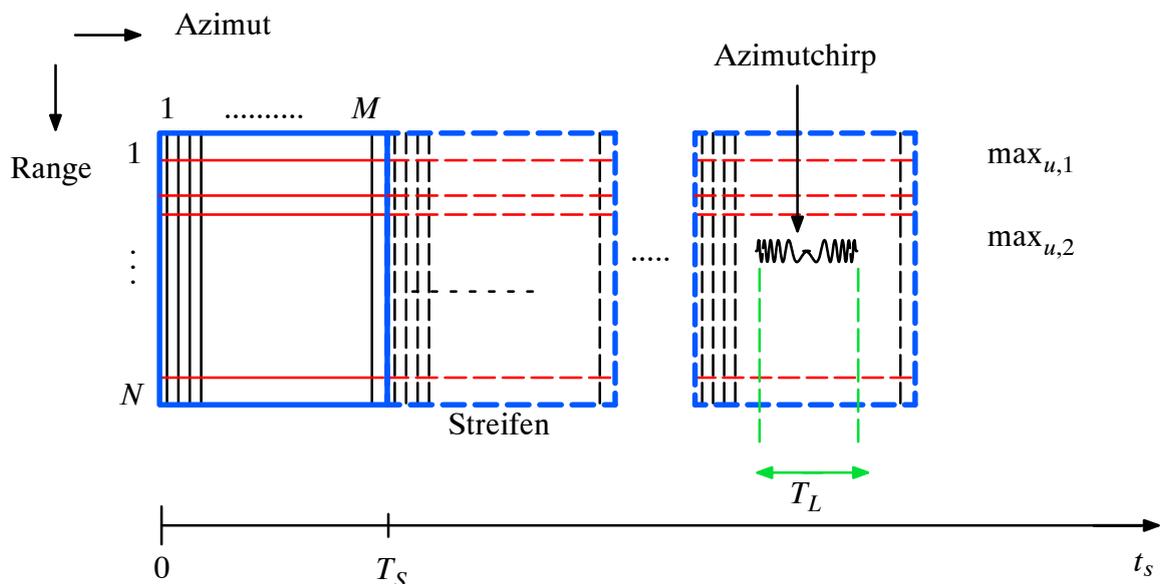


Bild 4.1 Aufteilung der Rohdaten in Streifen von $M \times N$ Zeilen der Dauer T_s

Die Anzahl der Azimutzeilen N hängt vom Öffnungswinkel der Antenne θ_V nach Gl. (2.2) bzw. vom Entfernungsunterschied zwischen *Far-Range* R_f und *Near-Range* R_n ab und entspricht der Anzahl der Abtastwerte des Rangesignals $g_{r_{sum}}(t_s, t)$ nach Gl. (2.25) für einen festen Zeitpunkt t_s :

$$N = 2 \frac{R_f - R_n}{c} \cdot f_c, \quad (4.1)$$

wobei f_c die Abtastfrequenz des Rangesignals ist.

Bei der Wahl der Anzahl der Rangezeilen M muss berücksichtigt werden, dass der Streifen sich über eine Zeitdauer

$$T_S = M \cdot 1/f_p \quad (4.2)$$

erstreckt, die größer als die Beleuchtungsdauer T_L nach (2.12) ist, d.h.

$$M > f_p \cdot T_L, \quad (4.3)$$

wobei f_p die Pulswiederholfrequenz ist.

Bild 4.2 zeigt das Blockdiagramm zur SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens. Wie bei den beiden vorgestellten Referenzverfahren werden die Rohdaten als erstes rangekomprimiert. Anschließend werden eine Bewegungskompensation unter Verwendung von INS-GPS-Daten und eine Range-Migration-Korrektur durchgeführt. Diese drei SAR-Verarbeitungsschritte wurden in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben.

Das SAF-Verfahren geht von der Annahme aus, dass die restlichen Bewegungsfehler lediglich einen Phasenfehler des Azimutchirps erzeugen. Die Range-Abhängigkeit dieser Phasenfehler wird in dieser Arbeit nicht berücksichtigt. Mit Hilfe des SAF-Verfahrens wird der Phasenfehler geschätzt. Im nächsten Verarbeitungsschritt wird dieser zur Korrektur der Phase verwendet. Sind die Daten korrigiert, kann letztlich eine Azimutkompression unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion nach Gl. (2.43) durchgeführt werden.

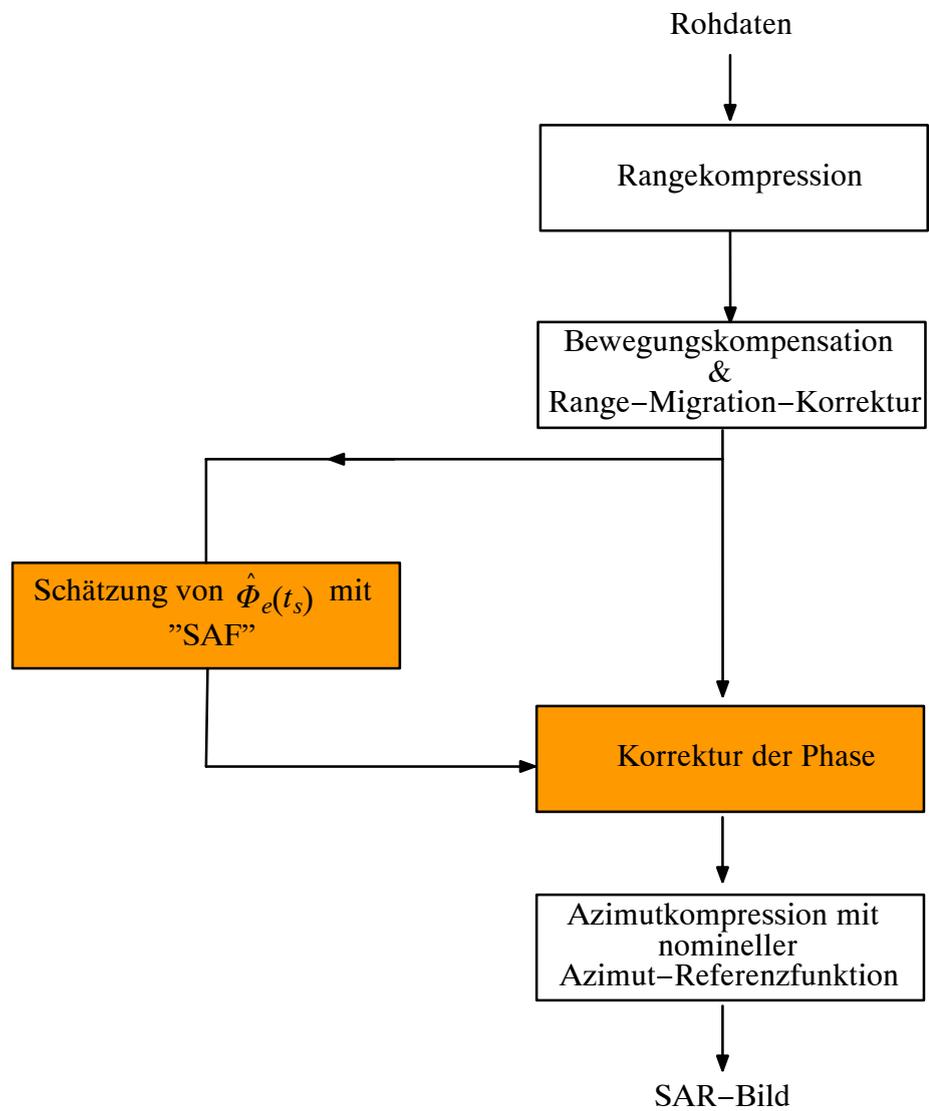


Bild 4.2 SAR-Bildgenerierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens

Das SAF-Verfahren zur Schätzung des Phasenfehlers basiert auf der Auswertung der Azimutsignale von Reflektoren und besteht aus drei Schritten. Bild 4.3 zeigt das Blockdiagramm des SAF-Verfahrens.

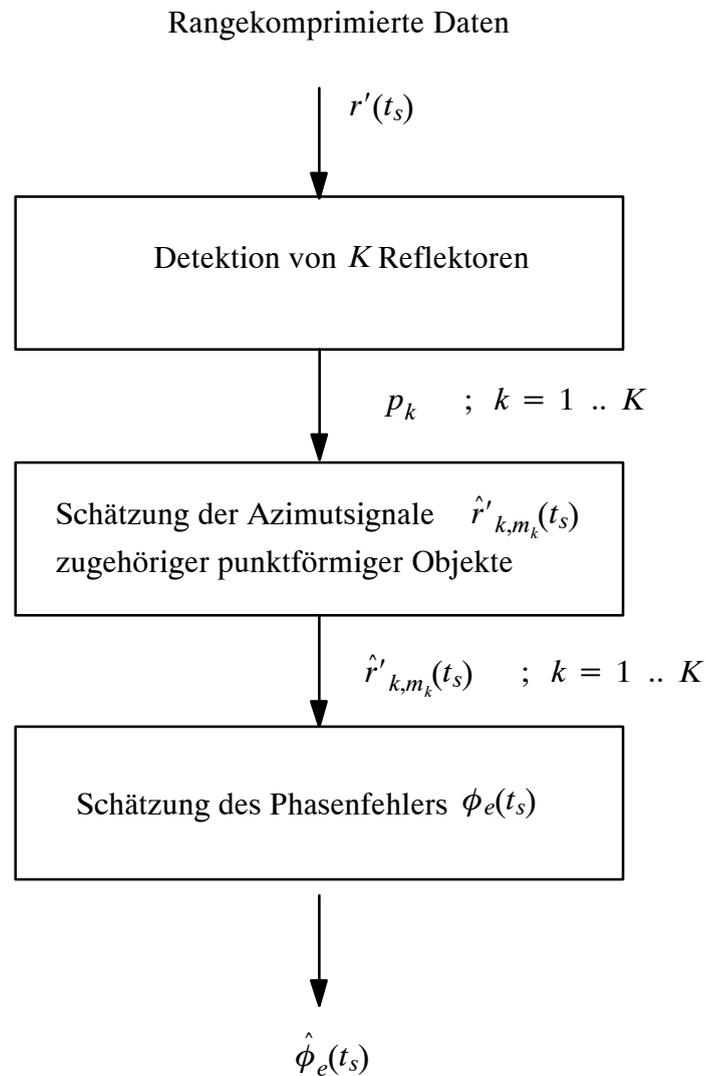


Bild 4.3 Blockdiagramm des SAF-Verfahrens

In den drei folgenden Abschnitten werden die drei Verfahrensschritte zur Schätzung des Phasenfehlers vorgestellt.

4.2 Detektion von Reflektoren

Die Genauigkeit und Zuverlässigkeit des SAF-Verfahrens hängt von der Güte der verwendeten K Reflektoren ab. Diese Reflektoren werden aus Kandidaten ausgewählt und bestehen in der Regel aus mehreren benachbarten punktförmigen Objekten.

Bild 4.4 zeigt das Blockdiagramm zur Bestimmung und Auswahl von K Reflektoren. Um den Rechenaufwand einzuschränken werden vorab Azimutzeilen ausgewählt, die potentielle Kandidaten beinhalten können. Diese Auswahl wird anhand des Energiegehaltes

$$E_n = \int_0^{T_s} |r'_n|^2(t_s) dt_s \quad (4.4)$$

einer Azimutzeile entschieden.

Der Energiegehalt E_n einer ausgewählten Azimutzeile muss größer sein als der Mittelwert der Energie \bar{E} aller rangekomprimierten Azimutzeilen sein:

$$E_n > \bar{E}, \quad (4.5)$$

wobei:

$$\bar{E} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E_n. \quad (4.6)$$

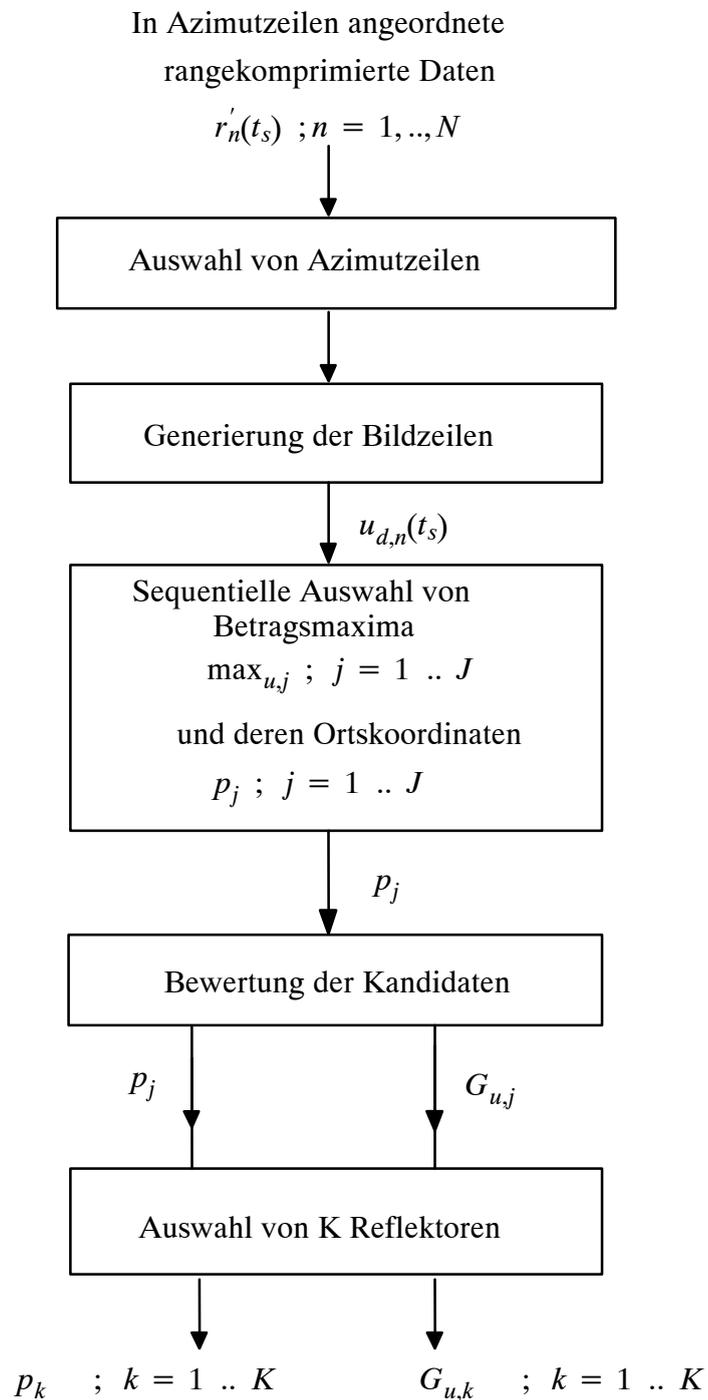
Die Suche nach Reflektoren findet im Bildbereich statt. Dazu wird im zweiten Schritt aus jeder ausgewählten Azimutzeile bestehend aus rangekomprimierten Daten $r'_n(t_s)$; $n = 1, \dots, N_a$ ein Bildsignal $u_{d,n}(t_s)$; $n = 1, \dots, N_a$ erzeugt, wobei N_a die Anzahl der ausgewählten Azimutzeilen ist.

Um den Einfluss von Speckle-Rauschen zu verringern, wird zur Generierung des Bildsignals an dieser Stelle eine Azimut-Referenzfunktion mit verringerter Bandbreite

$$B_{u_d} = B_D/4, \quad (4.7)$$

verwendet. Es wird somit ein Bildsignal $u_{d,n}(t_s)$ reduzierter Auflösung erzeugt.

Zur Detektion der Kandidaten einer Bildzeile n wird das Watershed-Verfahren verwendet. Es sucht das Maximum $\max_{u,1}$ des Bildsignals $|u_{d,n}(t_s)|$ einer Bildzeile und kennzeichnet dessen Ortskoordinate $p_{j=1}$ als Kandidat. Um weitere Kandidaten zu detektieren, werden anschließend die nächst kleineren Maxima $\max_{u,j}$; $j = 2, \dots, J$ des Bildsignals $|u_{d,n}(t_s)|$ gesucht.

**Bild 4.4** Blockdiagramm zur Detektion von Kandidaten und Auswahl von K Reflektoren

Die Suche nach Kandidaten innerhalb der Bildzeile $u_{d,n}(t_s)$ wird eingestellt, wenn das Betragsmaximum $\max_{u,J+1}$ des Kandidaten $J + 1$ unterhalb einer Schwelle liegt. Diese Schwelle wurde experimentell ermittelt und entspricht dem 5-fachen des Mittelwertes $\bar{u}_{d,n}$ von $|u_{d,n}(t_s)|$.

$$\max_{u,J+1} < 5 \cdot \bar{u}_{d,n} \quad (4.8)$$

wobei:

$$\bar{u}_{d,n} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} |u_{d,n}(t_s)| dt_s. \quad (4.9)$$

Zur Bewertung eines detektierten Kandidaten mit der Ortskoordinate $p_j = v_{Ax} \cdot T_j$ wird die Signalamplitude von $u_{d,n}(t_s)$ in der Umgebung von T_j ausgewertet. Dazu wird folgender Gütefaktor verwendet:

$$G_{u,j} = \frac{\max_{u,j}}{m_{u,j}}, \quad (4.10)$$

der den lokalen Mittelwert $m_{u,j}$ von $|u_{d,n}(t_s)|$ an der Stelle T_j einbezieht:

$$m_{u,j} = \frac{1}{T_{mi}} \int_{T_j - \frac{T_{mi}}{2}}^{T_j + \frac{T_{mi}}{2}} |u_{d,n}(t_s)| dt_s, \quad (4.11)$$

wobei T_{mi} das Zeitintervall zur Bildung des lokalen Mittelwertes darstellt. Dieser Wert wurde experimentell ermittelt und beträgt

$$T_{mi} = 100 \cdot \delta t_s. \quad (4.12)$$

Die Verwendung des Gütefaktors nach Gl. (4.10) sorgt dafür, dass auch schwache Reflektoren, die sich in ihrer unmittelbaren Umgebung hervorheben, in die Auswahl der K Reflektoren einbezogen werden können.

Bei der Auswahl der Reflektoren aus den detektierten Kandidaten muss berücksichtigt werden, dass der durch Auswertung eines ausgewählten Reflektors geschätzte zeitabhängige Phasenfehler nur für einen beschränkten Zeitabschnitt T_A gültig ist. Deshalb wird die Streifen-

dauer T_S in Abschnitten der Dauer T_A eingeteilt. Die Dauer T_A ist durch die Beleuchtungszeit T_L nach Gl. (2.12) begrenzt.

Die aufgrund der abflachenden Antennenbelegung in Azimutrichtung stark verrauschten Anteile des Azimutsignals an den Grenzen der synthetischen Apertur führen dort zu fehlerhaften Phasenfehlerwerten. Dieses Problem kann durch Verkürzung der Abschnittsdauer T_A vermieden werden.

$$T_A < 0.5 \cdot T_L. \quad (4.13)$$

Um den Phasenfehler $\phi_e(t_s)$ für die gesamte Streifendauer T_S zu bestimmen werden mehrere Reflektoren benötigt. Diese Reflektoren müssen so verteilt sein, dass in jedem Abschnitt T_A der Streifendauer T_S mindestens ein Reflektor liegt. Die Mindestanzahl K_{\min} der zu verwendenden Reflektoren lässt sich somit wie folgt bestimmen:

$$K_{\min} = \text{INT}(T_S/T_A) + 1. \quad (4.14)$$

Die K_{\min} Reflektoren werden aus den detektierten Kandidaten unter Berücksichtigung derer Ortskoordinaten und derer Gütefaktoren ausgewählt. Dabei wird der Streifen in Azimutrichtung in K_{\min} Abschnitte der Dauer T_A unterteilt und aus jedem Abschnitt der Kandidat mit dem größten Gütefaktor ausgewählt.

Zur Verbesserung der Schätzung des Phasenfehlers $\phi_e(t_s)$ wird eine im Vergleich zu K_{\min} größere Anzahl K an Reflektoren herangezogen. Die ersten K_{\min} Reflektoren werden wie oben beschrieben aus den Kandidaten ausgewählt. Bei der Auswahl weiterer $K - K_{\min}$ Reflektoren werden lediglich deren Gütefaktoren herangezogen. Es werden die Kandidaten ausgewählt, die die nächst besten Gütefaktoren aufweisen.

Bild 4.5 zeigt ein Beispiel der Detektion von Kandidaten anhand des Watershed-Verfahrens. Bild 4.5(a) zeigt die rangekomprimierten Daten der betrachteten Azimutzeile. In Bild 4.5(b) sind das Bildsignal $|u_{d,n}(t_s)|$ der Azimutzeile und zwei detektierte Kandidaten dargestellt.

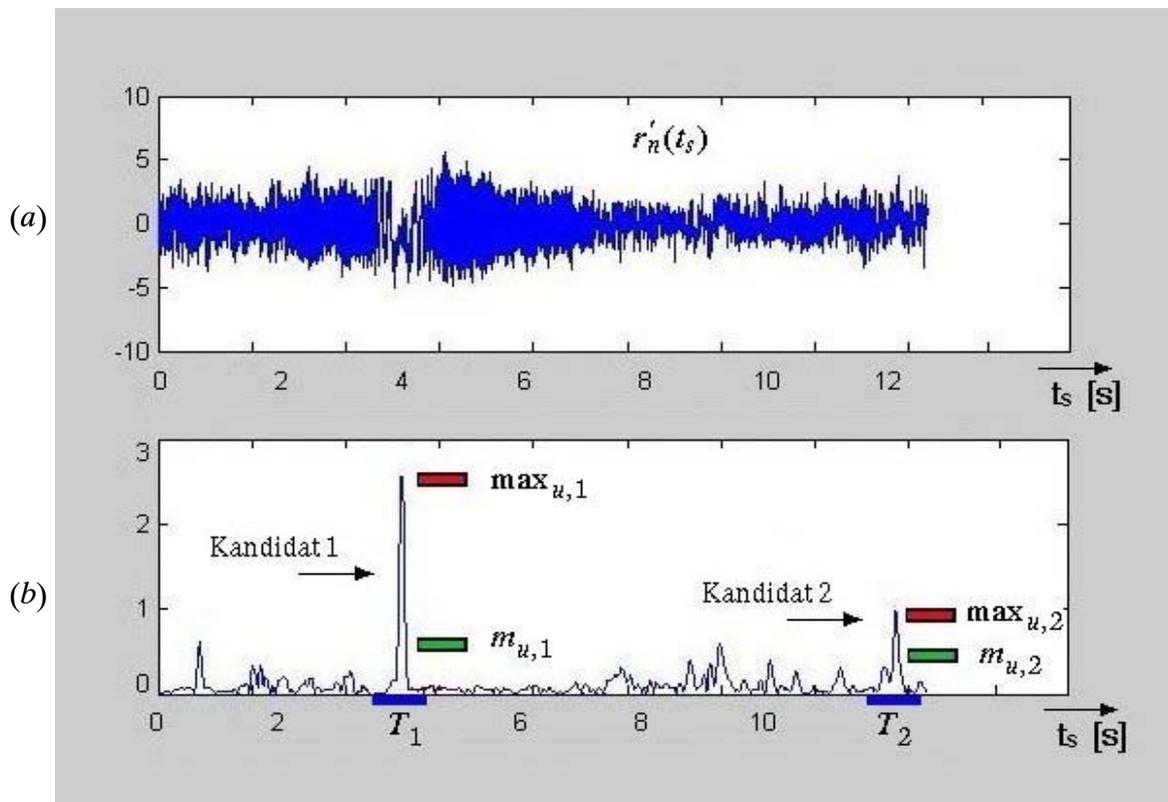


Bild 4.5 Beispiel der Detektion von Kandidaten
 (a) Rangekomprimierte Azimutzeile $r'_n(t_s)$
 (b) Bildsignal $|u_{a,n}(t_s)|$ und detektierte Kandidaten

Bild 4.6 zeigt die zur Schätzung des Phasenfehlers $\phi_e(t_s)$ nach Detektion und Bewertung der Kandidaten ausgewählten $K = 5$ Reflektoren. Im dargestellten Beispiel besteht der Streifen aus $M = 4096$ Rangezeilen und $N = 10100$ Azimutzeilen.

Die Dauer des Streifens beträgt $T_S = 13,7$ s. Bei einer Beleuchtungszeit von $T_L = 11,4$ s und einer Abschnittsdauer von $T_A = 5,9$ s sind mindestens $K_{\min} = 3$ Reflektoren zur Schätzung des gesamten Phasenfehlerverlaufs notwendig.

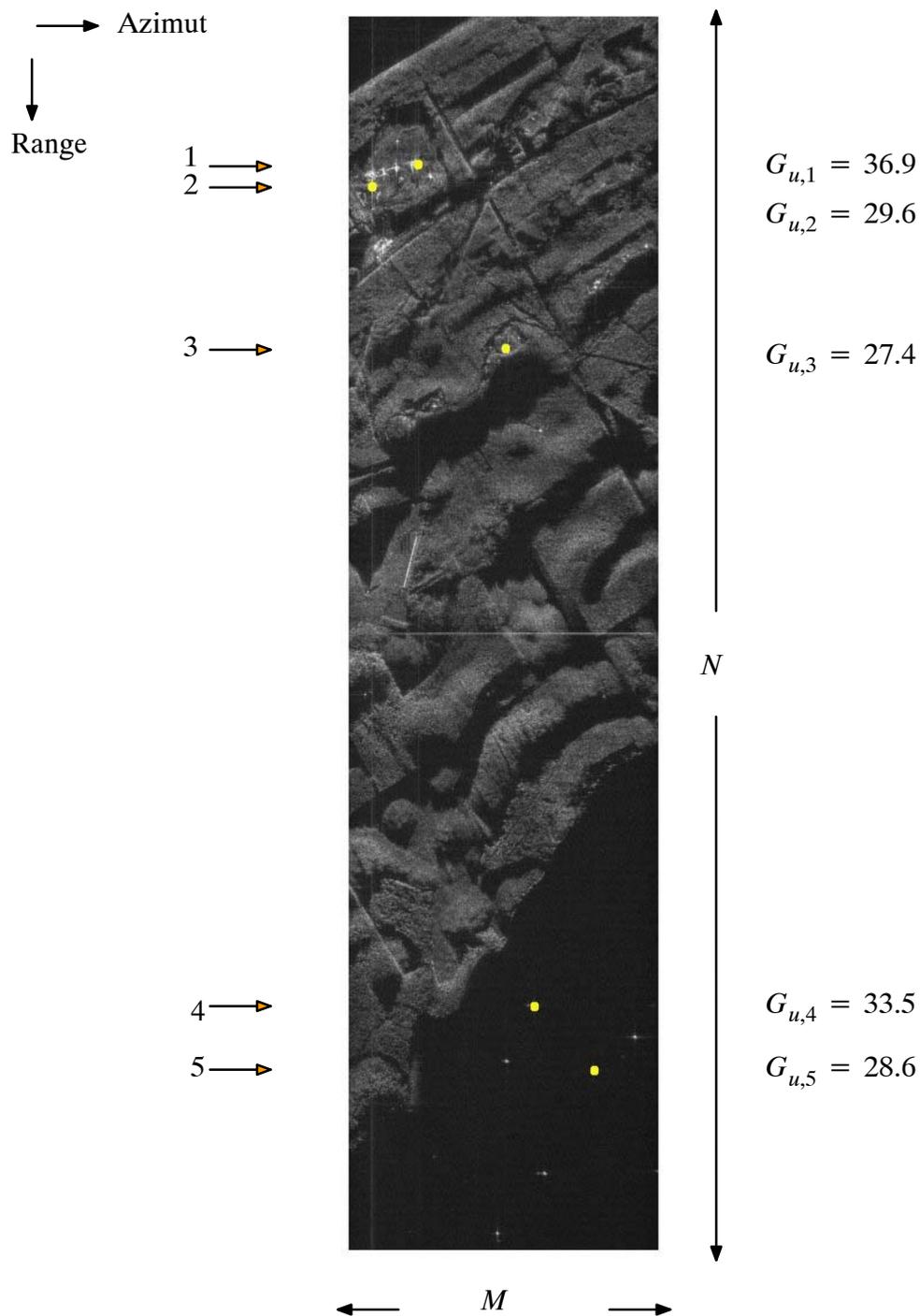


Bild 4.6 *Beispiel der Verteilung der $K=5$ ausgewählten Reflektoren eines Streifens ($M = 4096$; $N = 10100$)*

4.3 Schätzung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes

Zur Schätzung des zeitabhängigen Phasenfehlers $\phi_e(t_s)$ wird das nominelle Azimutsignal gemäß Gl. (2.40) und das Azimutsignal eines punktförmigen Objektes bei fehlerhaftem Flug gemäß Gl. (2.51) ausgewertet. Letzteres muss daher vorab geschätzt werden.

Punktförmige Objekte kommen in der Regel nicht vor, wenn man von Cornerreflektoren absieht. Dagegen sind Reflektoren, die aus mehreren benachbarten punktförmigen Objekten bestehen, häufig vorhanden. Im vorherigen Kapitel wurde ein Verfahren zur Detektion und Auswahl von Reflektoren beschrieben. Mit der Kenntnis des Azimutsignals eines Reflektors ist es möglich, daraus das Azimutsignal eines einzelnen punktförmigen Objektes zu gewinnen. Bild 4.7 zeigt das Blockdiagramm des dazu entwickelten Verfahrens. Es besteht aus drei Schritten; Extraktion des Azimutsignals eines Reflektors, Schätzung seiner Rückstreukoeffizienten-Funktion und Berechnung des Azimutsignals des zugehörigen punktförmigen Objektes. Dabei wird angenommen, dass nach Bewegungskompensation und Range-Migration-Korrektur das rangekomprimierte Azimutsignal $r'_n(t_s)$ eines Reflektors k in einer Azimutzeile liegt.

Rangekomprimierte Daten einer Azimutzeile mit dem Reflektor k

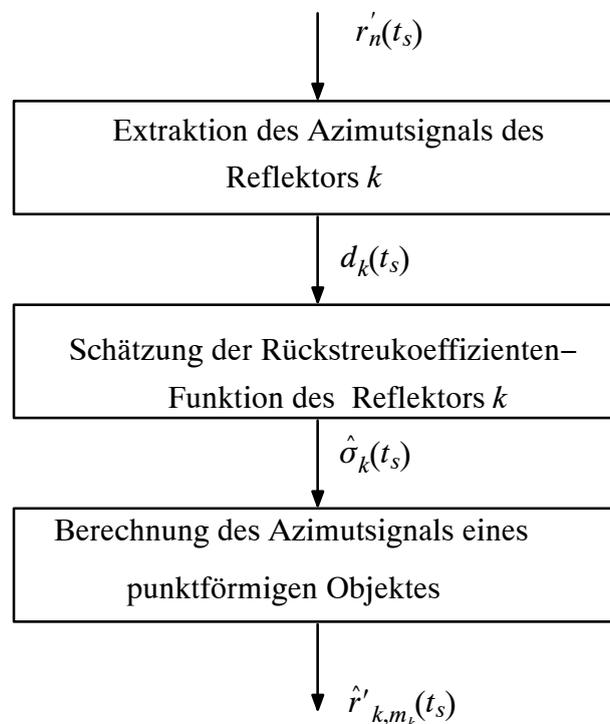


Bild 4.7 Blockdiagramm zur Schätzung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes

Im folgendem werden die drei Verfahrensschritte zur Schätzung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes am Beispiel des Reflektors k an der Ortskoordinate p_k detailliert erläutert.

4.3.1 Extraktion des Azimutsignals eines Reflektors

Das Signal $r'_n(t_s)$ bezeichnet das rangekomprimierte Azimutsignal der Azimutzeile n , die das Azimutsignal des Reflektors k an der Ortskoordinate p_k in Abstand R_{T_0} zur Flugbahn beinhaltet. Daneben enthält $r'_n(t_s)$ auch Azimutsignale weiterer Reflektoren dieser Azimutzeile.

Jeder dieser Reflektoren besteht aus mehreren zusammenhängenden punktförmigen Objekten. Insgesamt setzt sich das Azimutsignal einer Azimutzeile aus den Azimutsignalen von M gleichmäßig verteilten punktförmigen Objekten auf der Erdoberfläche mit Abstand R_{T_0} zur Flugbahn zusammen, die alle den gleichen Phasenfehler $\phi_e(t_s)$ aufweisen. Die Anzahl dieser punktförmigen Objekte entspricht der Anzahl der Rangeimpulse. Demzufolge kann $r'_n(t_s)$ mit Gl.(2.51) wie folgt beschrieben werden:

$$r'_n(t_s) = \sum_{m=1}^M \left(A(t_s - T_m) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,m} \cdot e^{j2\pi(-2R_{T_0}/\lambda + f_R(t_s - T_m)^2/2)} \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \text{ für } |t_s - T_m| < \frac{T_L}{2} \right), \quad (4.15)$$

dabei wird mit $\sigma_{0,m}$ der Rückstreukoeffizient des punktförmigen Objektes mit dem Index m an der Stelle T_m bezeichnet.

Zur Extraktion der zum Reflektor k gehörenden Signalanteile der Azimutzeile n wird das Azimutsignal $r'_n(t_s)$ in einem ersten Schritt durch eine Multiplikation mit dem Term $e^{-j\pi f_R t_s^2}$ in den sogenannten Deramp-Bereich transformiert (siehe Bild 4.8). Die Operation wird Deramping genannt. Das derampte Azimutsignal wird mit $d_n(t_s)$ bezeichnet und beträgt:

$$\begin{aligned} d_n(t_s) &= r'_n(t_s) \cdot e^{-j\pi f_R t_s^2} \\ &= \sum_{m=1}^M \left(A(t_s - T_m) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,m} \cdot e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_{T_0}} \cdot e^{j\omega_m t_s} \cdot e^{j\pi f_R T_m^2} \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \text{ für } |t_s - T_m| < \frac{T_L}{2} \right), \end{aligned} \quad (4.16)$$

mit

$$\omega_m = -2\pi f_R T_m. \quad (4.17)$$

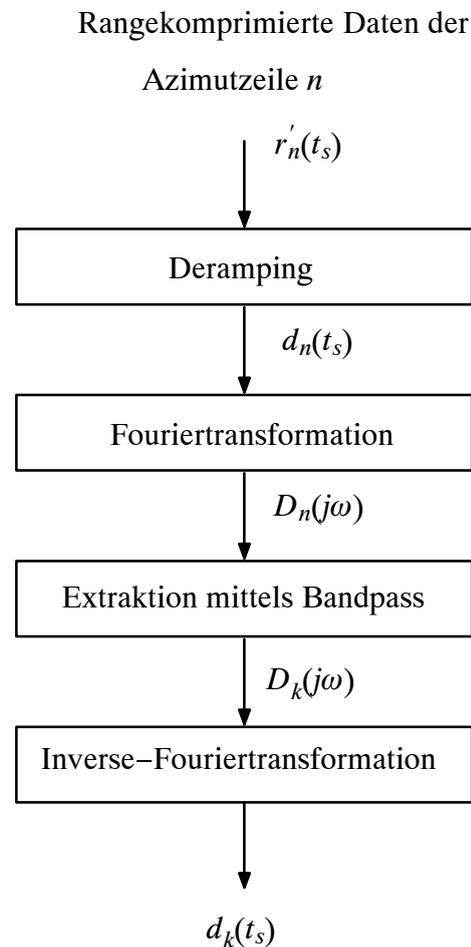


Bild 4.8 Blockdiagramm zur Extraktion des Azimutsignals des Reflektors k

Wie man aus Gl. (4.16) erkennen kann, handelt es sich bei $d_n(t_s)$ um die Überlagerung von M unterschiedlich gewichteten monofrequenten Signalen multipliziert mit dem Phasenfehler $\phi_e(t_s)$. Dabei entspricht jedes dieser M Signale

$$d_m(t_s) = A(t_s - T_m) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,m} \cdot e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_{T_0}} \cdot e^{j\omega_m t_s} \cdot e^{j\pi f_R T_m^2} \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \text{ für } |t_s - T_m| < \frac{T_L}{2} \quad (4.18)$$

den derampten rangekomprimierten Daten eines punktförmigen Objektes mit dem Rückstreukoeffizient $\sigma_{0,m}$ an der Ortskoordinate $p_m = v_{Ax} \cdot T_m$ auf der Erdoberfläche. Die Kreisfrequenz ω_m nach Gl.(4.17) hängt von der Azimut-Ortskoordinate des Objektes ab.

Gegenüber $r'_n(t_s)$ nach Gl. (4.15) weist die Beschreibung des derampten Azimutsignals $d_n(t_s)$ nach Gl.(4.16) den Vorteil auf, dass Signalanteile mehrerer Reflektoren einer Azimutzeile

leichter getrennt werden können. Dazu wird die Fouriertransformierte $D_n(j\omega)$ des Signals $d_n(t_s)$ gebildet:

$$\begin{aligned}
 D_n(j\omega) &= \int_0^{T_s} d_n(t_s) \cdot e^{-j\omega \cdot t_s} \cdot dt_s \\
 &= \tau_p \cdot e^{-j \cdot \frac{4\pi}{\lambda} R_{T_0}} \cdot \sum_M \sigma_{0,m} \cdot e^{j \cdot \pi \cdot f_R T_m^2} \int_{T_m - T_L/2}^{T_m + T_L/2} A(t_s - T_m) \cdot e^{j\phi_c(t_s)} \cdot e^{-j(\omega - \omega_m) \cdot t_s} \cdot dt_s.
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Aus Gl. (4.19) ist zu erkennen, dass $D_n(j\omega)$ sich aus M um ω_m versetzten, mit $\sigma_{0,m}$ gewichteten und um den Phasenterm $e^{j \cdot \pi \cdot f_R T_m^2}$ phasenverschobenen Spektren des Signals $e^{j\phi_c(t_s)}$ zusammensetzt.

Die zum Reflektor k gehörenden Signalanteile an der Stelle

$$\omega_k = -2\pi f_R T_k = -2\pi f_R \cdot \frac{P_k}{v_{Ax}} \tag{4.20}$$

werden unter Verwendung eines Bandpasses aus $D_n(j\omega)$ extrahiert:

$$D_k(j\omega) = H_{BP,k}(j\omega) \cdot D_n(j\omega). \tag{4.21}$$

Als Bandpass wird ein Hanning-Filter [28] verwendet. Die Bandbreite $B_{BP,k}$ des Bandpasses wird dabei vom 3 dB-Abfall des Signals $|D_n(j\omega)|$ mit den beiden 3 dB-Grenzfrequenzen $\omega_{k,a}$ und $\omega_{k,e}$ bestimmt:

$$B_{BP,k} = \omega_{k,e} - \omega_{k,a}. \tag{4.22}$$

Im Bild 4.9 ist die Extraktion des Azimutsignals des ausgewählten Reflektors k anhand eines Beispiels dargestellt. Bei diesem Beispiel enthält die Azimutzeile zwei benachbarte Reflektoren, deren Azimutsignale sich überlagern, Bild 4.9 (a).

Nach Deramping und Fouriertransformation erscheinen die Spektralanteile beider Reflektoren im Bild 4.9 (b) und (c) voneinander getrennt. Bild 4.9 (d) zeigt die Spektralanteile des extrahierten Reflektors nach Bandpassfilterung.

Im letzten Schritt der Extraktion der Signalanteile eines Reflektors (Bild 4.8) wird das derampte Azimutsignal $d_k(t_s)$ des Reflektors k mittels inverser Fouriertransformation von $D_k(j\omega)$ ermittelt.

$$d_k(t_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} D_k(j\omega) \cdot e^{j\omega \cdot t_s} \cdot d\omega \tag{4.23}$$

Das vorgestellte Verfahren zur Extraktion der Signalanteile eines Reflektors k eliminiert störende Signalanteile benachbarter Reflektoren der gleichen Azimutzeile n .

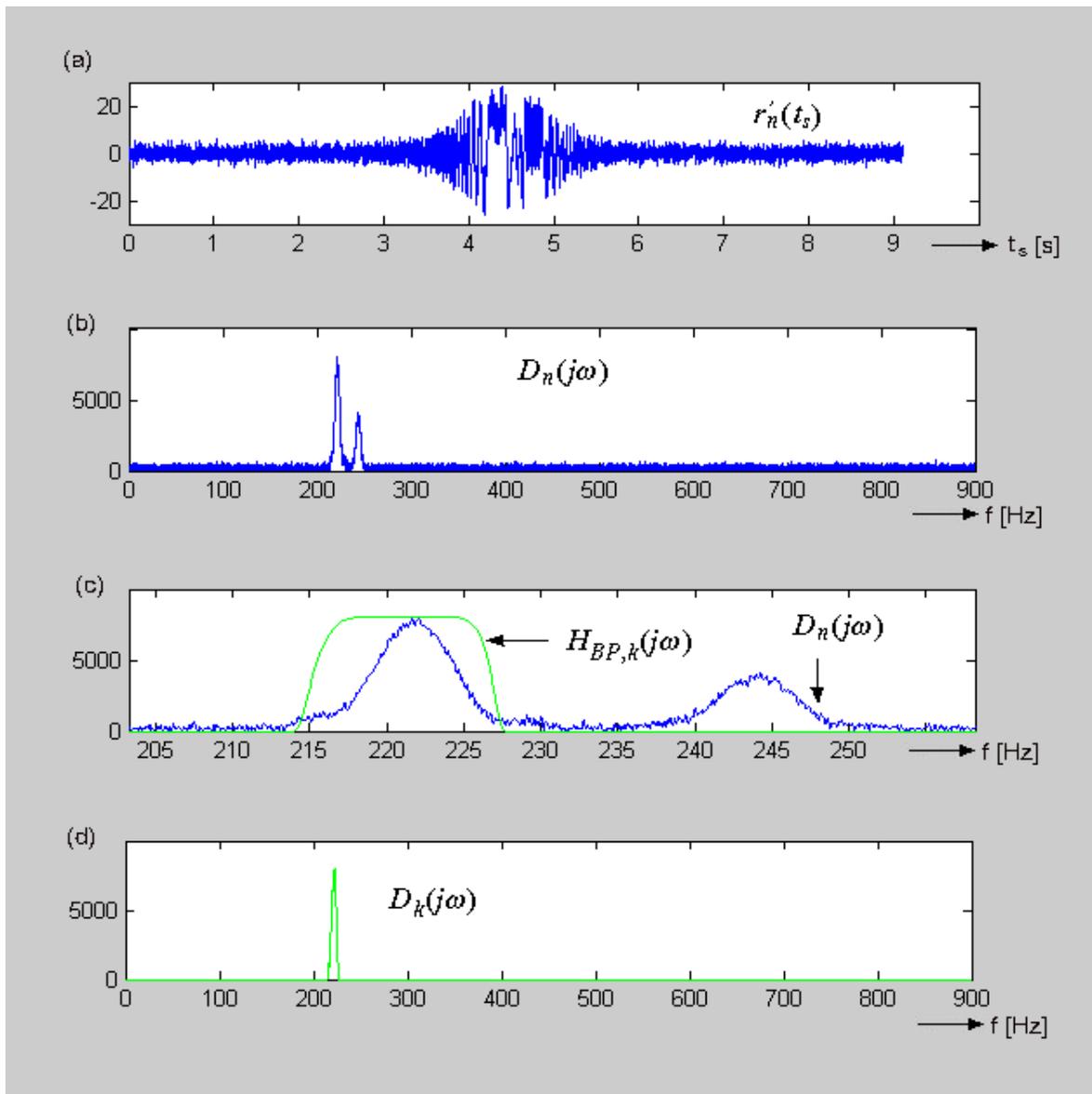


Bild 4.9 Extraktion der Signalanteile des Reflektors k
 (a) Azimutsignal einer Azimutzeile mit 2 Reflektoren $r'_n(t_s)$
 (b) Fouriertransformierte des derampten Azimutsignals $D_n(j\omega)$
 (c) Bandpassfilter $H_{BP,k}(j\omega)$
 (d) Spektralanteile des extrahierten Reflektors $D_k(j\omega)$

4.3.2 Schätzung der Rückstreukoeffizienten–Funktion eines Reflektors

Für die Berechnung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes wird Rückstreukoeffizienten–Funktion eines Reflektors benötigt.

Die Rückstreukoeffizienten–Funktion $\sigma_k(t_s)$ eines Reflektors ist durch die diskreten Rückstreukoeffizienten $\sigma_{0,m}$ der M_k punktförmigen Objekte definiert, aus denen sich der Reflektor k zusammensetzt.

Die Schätzung von $\sigma_k(t_s)$ geht von dem extrahierten Signal $d_k(t_s)$ des Reflektors k aus. Mittels inversen Deramping von $d_k(t_s)$ wird das zugehörige Azimutsignal $r_k'(t_s)$ ermittelt:

$$r_k'(t_s) = d_k(t_s) \cdot e^{j\pi f_R t_s^2} \quad (4.24)$$

Da das empfangene Azimutsignal des Reflektors k aus der Überlagerung der Azimutsignale von M_k punktförmigen Objekten besteht, lässt sich $r_k'(t_s)$ mathematisch als Faltung des fehlerhaften Azimut chirps $r_0'(t_s)$ mit der Rückstreukoeffizienten–Funktion $\sigma_k(t_s)$ beschreiben:

$$r_k'(t_s) = r_0'(t_s) * \sigma_k(t_s). \quad (4.25)$$

Das Signal $r_0'(t_s)$ entspricht dem Azimutsignal eines punktförmigen Objektes mit dem Rückstreukoeffizienten $\sigma_0 = 1$ und an der Stelle $T_T = 0$ gemäß Gl. (2.51):

$$r_0'(t_s) = A(t_s) \cdot \tau_p \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \cdot e^{j2\pi(-2R_{T_0}/\lambda + f_R \cdot t_s^2/2)} \quad ; \quad |t_s| < \frac{T_L}{2} \quad (4.26)$$

Die Autokorrelationsfunktion von $r_k'(t_s)$ wird mit $R_{rr}(\tau)$ bezeichnet und beträgt

$$\begin{aligned} R_{rr}(\tau) &= (r_k'(t_s)) * (r_k'(-t_s))^* \\ &= (r_0'(t_s) * \sigma_k(t_s)) * (r_0'(-t_s) * \sigma_k(-t_s))^* \\ &\approx \sigma_k(t_s) * \sigma_k^*(-t_s). \end{aligned} \quad (4.27)$$

Die Näherung in Gl. (4.27) gilt, wenn der Phasenfehler $\phi_e(t_s)$ die Eigenschaften des Spektrums des Azimut chirps unwesentlich beeinflusst. Das dazugehörige Leistungsdichtespektrum wird mit $S_{rr}(\omega)$ bezeichnet und lässt sich mittels Fouriertransformation der Autokorrelationsfunktion $R_{rr}(\tau)$ ermitteln:

$$S_{rr}(\omega) = FT\{R_{rr}(\tau)\} = |FT\{\sigma_k(t_s)\}|^2 = S_{\sigma\sigma}(\omega), \quad (4.28)$$

$S_{\sigma\sigma}(\omega)$ stellt dabei das Leistungsdichtespektrum von $\sigma_k(t_s)$ dar.

Zur Schätzung der Rückstreuoeffizienten-Funktion $\sigma_k(t_s)$ wird diese bezüglich des Symmetriepunktes an der Stelle T_k in einen geraden $\sigma_{k,g}(t_s)$ und einen ungeraden Anteil $\sigma_{k,u}(t_s)$ zerlegt (siehe Bild 4.10):

$$\sigma_k(t_s) = \sigma_{k,g}(t_s) + \sigma_{k,u}(t_s). \quad (4.29)$$

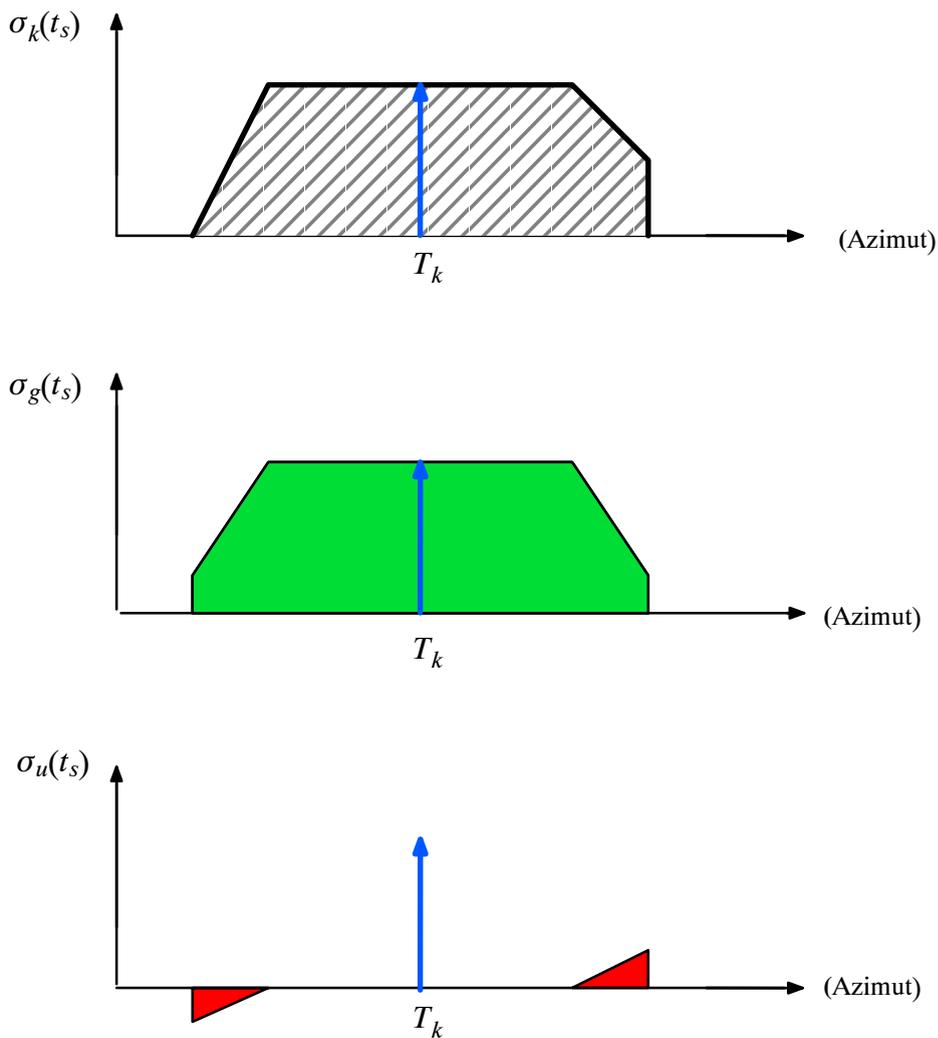


Bild 4.10 Aufteilung von $\sigma_k(t_s)$ in einen geraden und einen ungeraden Anteil

Aus der Signaltheorie ist bekannt, dass die Fouriertransformierte einer geraden Funktion rein reell und die Fouriertransformierte einer ungeraden Funktion rein imaginär ist. Mit dieser Kenntnis lässt sich das Leistungsdichtespektrum $S_{rr}(\omega)$ nach Gl. (4.28) wie folgt darstellen:

$$S_{rr}(\omega) = |FT\{\sigma_k(t_s)\}|^2 = \left[\operatorname{Re}(FT\{\sigma_k(t_s)\}) \right]^2 + \left[\operatorname{Im}(FT\{\sigma_k(t_s)\}) \right]^2. \quad (4.30)$$

Mit

$$S_g(\omega) = \left| FT\{\sigma_{k,g}(t_s)\} \right|^2 = \left[\operatorname{Re}(FT\{\sigma_k(t_s)\}) \right]^2 \quad (4.31)$$

und

$$S_u(\omega) = \left| FT\{\sigma_{k,u}(t_s)\} \right|^2 = \left[\operatorname{Im}(FT\{\sigma_k(t_s)\}) \right]^2 \quad (4.32)$$

kann Gl. (4.30) in der Form

$$S_{rr}(\omega) = S_g(\omega) + S_u(\omega) \quad (4.33)$$

geschrieben werden. Um aus $S_{rr}(\omega)$ eine Schätzung für $\hat{\sigma}_k(t_s)$ abzuleiten, werden die statistischen Eigenschaften der Terme von Gl. (4.33) untersucht.

Anhand der Auswertung eines Ensemble von Reflektoren aus unterschiedlichen Rohdatensätzen wurden die Leistungsdichtespektren $S_{\sigma\sigma}(\omega)$, $S_g(\omega)$ und $S_u(\omega)$ bestimmt. Dazu wurden fokussierte SAR-Bilder generiert und die Abbildungen der Reflektoren $\sigma_s(t_s)$ ausgewertet. Die Ergebnisse sind in den Bildern (4.11) und (4.12) dargestellt.

Diese experimentellen Ergebnisse zeigen, dass die Leistung des ungeraden Anteils sehr viel kleiner als die des geraden Anteils ist:

$$P_g = 35 \cdot P_u, \quad (4.34)$$

$$\text{wobei } P_g = \int_{-\infty}^{\infty} S_g(\omega) d\omega \quad \text{und} \quad P_u = \int_{-\infty}^{\infty} S_u(\omega) d\omega.$$

Daraus kann geschlossen werden, dass die Rückstreukoeffizienten-Funktion der ausgewählten Reflektoren auf der Erdoberfläche einen überwiegend symmetrischen Verlauf aufweisen.

Die Näherung $S_u(\omega) \approx 0$ hat zur Folge, dass die Schätzung $\hat{\sigma}_k(t_s)$ der Rückstreukoeffizienten-Funktion des Reflektors k einen quadratischen Fehler P_u entsprechend einem Signalrauschabstand von

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_g}{P_u} \right) = 15 \quad (4.35)$$

aufweist. Mit dieser Näherung ergibt sich aus Gl. (4.33):

$$\hat{\sigma}_k(t_s) \approx FT^{-1} \left\{ \pm \sqrt{S_{\sigma\sigma}(\omega)} \right\}. \quad (4.36)$$

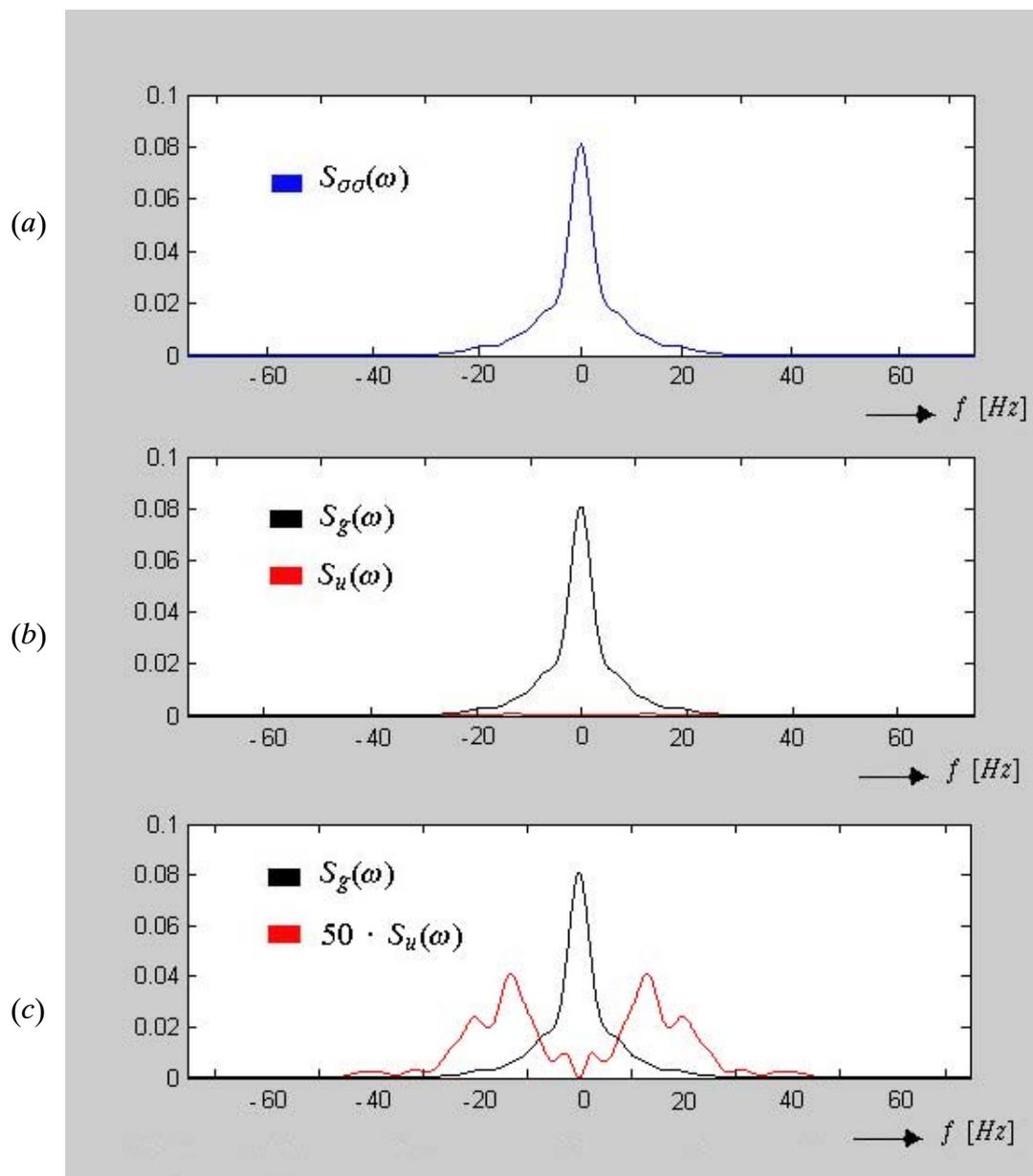


Bild 4.11 Leistungsdichtespektrum der Reflektoren
 (a) Leistungsdichtespektrum $S_{\sigma\sigma}(\omega)$
 (b) Leistungsdichtespektren $S_g(\omega)$ und $S_u(\omega)$
 (c) Leistungsdichtespektren ($S_u(\omega)$ 50-Fach verstärkt dargestellt)

Bild 4.12 zeigt den Realteil der Fouriertransformierten der Rückstreuoeffizienten-Funktion mehrerer Reflektoren. Er entspricht der Fouriertransformierten $FT\{\sigma_g(t_s)\}$ des geraden Anteils der Rückstreuoeffizienten-Funktion. Die Ergebnisse zeigen, dass die Frequenzkomponenten von $FT\{\sigma_g(t_s)\}$ überwiegend aus Cosinus-Schwingungen mit positivem Vorzeichen beste-

hen. Der Leistungsanteil mit negativem Vorzeichen beträgt lediglich 0.02% (−36 dB) und kann daher vernachlässigt werden. Mit dieser Näherung geht Gl. (4.36) schließlich in

$$\hat{\sigma}_k(t_s) \approx FT^{-1}\{\sqrt{S_{\sigma\sigma}(\omega)}\} \quad (4.37)$$

über.

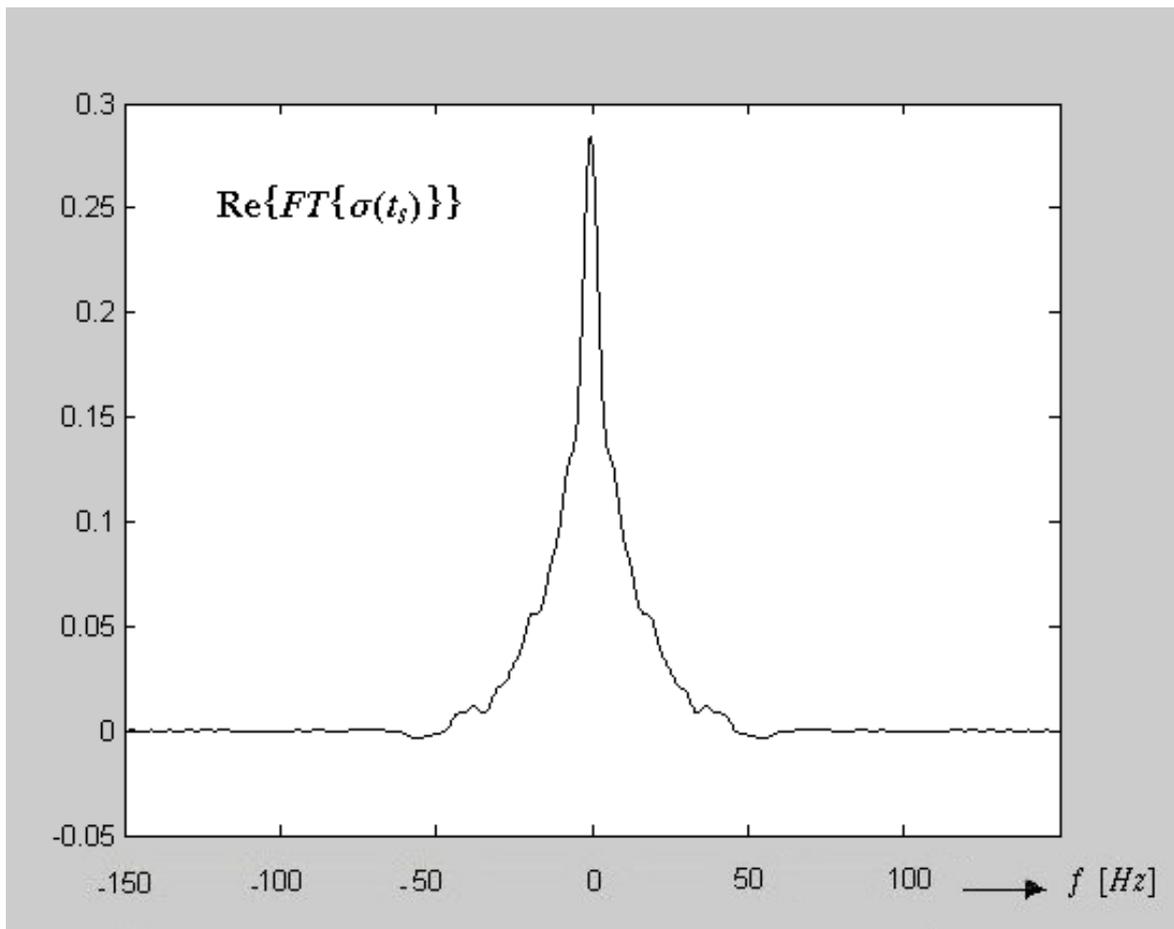


Bild 4.12 Realteil der Fouriertransformierten der Rückstreukoeffizienten-Funktion von mehreren Reflektoren

4.3.3 Berechnung des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes

Nach der Extraktion des derampten Azimutsignals $d_k(t_s)$ des Reflektors k und der Schätzung der dazugehörigen Reflektivitätsverteilung $\sigma_k(t_s)$ wird im letzten Schritt (siehe Bild 4.7) das Azimutsignal eines punktförmigen Objektes des Reflektors ermittelt. Dazu muss zunächst die Anzahl M_k der punktförmigen Objekte des Reflektors k bestimmt werden.

Im Bild 4.13 ist ein Beispiel einer Reflektivitätsverteilung eines Reflektors dargestellt, der die Ortskoordinate $p_k = v_{Ax} \cdot T_k$ aufweist und aus M_k punktförmigen Objekten besteht. Diese Objekte liegen in Azimutrichtung äquidistant in zeitlichen Abständen von $dt_s = \frac{1}{f_p}$ verteilt.

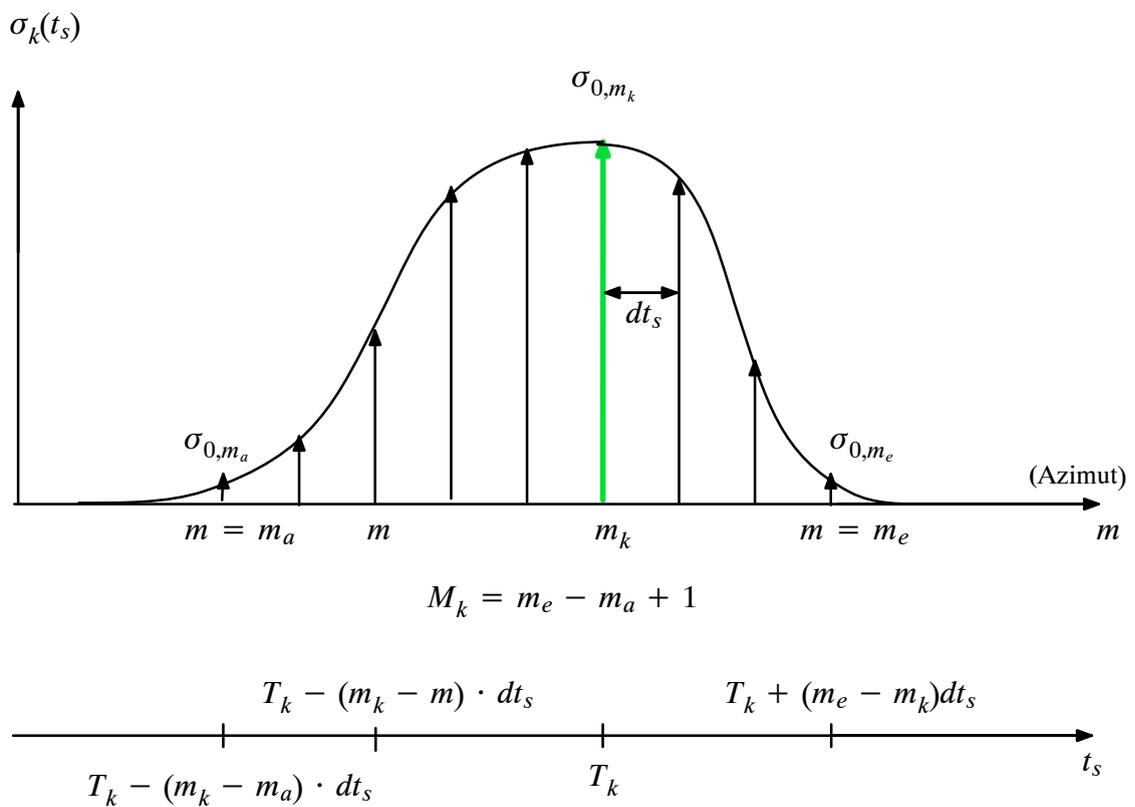


Bild 4.13 Reflektivitätsverteilung des Reflektors k an der Stelle m_k bzw. T_k

Die Anzahl der benachbarten punktförmigen Objekten M_k lässt sich unter Verwendung der Frequenz-Zeit-Beziehung gemäß Gl. (4.17) und Einbeziehung der Bandpass-Grenzfrequenzen $\omega_{k,a}$ und $\omega_{k,e}$ bzw. der Bandbreite $B_{HP,k}$ des Bandpasses gemäß Gl. (4.22) ermitteln.

Die beiden, den Reflektor begrenzenden, punktförmigen Objekte an den Stellen m_a und m_e liegen im zeitlichen Abstand von $(M_k - 1) \cdot dt_s$ auseinander. Die dazugehörigen Frequenzen nach Gl. (4.17) sind $\omega_{k,a}$ und $\omega_{k,e}$ und ergeben eine Bandbreite von

$$- 2\pi \cdot f_r \cdot dt_s \cdot (M_k - 1) = \omega_{k,e} - \omega_{k,a} = B_{HP,k} \quad (4.38)$$

Somit lässt sich die Anzahl der benachbarten punktförmigen Objekten M_k bestimmen zu:

$$M_k = INT \left\{ - \frac{B_{HP,k}}{2\pi \cdot dt_s \cdot f_r} \right\} + 1 \quad (4.39)$$

Mit Kenntnis von M_k kann das bandbegrenzte Signal $d_k(t_s)$ mathematisch wie folgt beschrieben werden:

$$d_k(t_s) = \sum_{m=m_a}^{m_e} \left(A(t_s - T_m) \cdot \sigma_{0,m} \cdot \tau_p \cdot e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_{T_0}} \cdot e^{j\omega_m t_s} \cdot e^{j\pi f_r T_m^2} \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \text{ für } |t_s - T_m| < \frac{T_L}{2} \right) \quad (4.40)$$

Das Signal $d_k(t_s)$ nach Gl. (4.40) entspricht dem Signal $d_n(t_s)$ nach Gl. (4.16). Allerdings erstreckt sich die Summation nicht über den ganzen Bereich M , wie im Fall von $d_n(t_s)$, sondern nur über die Breite $M_k = m_e - m_a + 1$ des betrachteten Reflektors k , da die Signalanteile der Nachbarreflektoren durch die Bandpassfilterung unterdrückt wurden.

Da der Reflektor k aus wenigen zusammenhängenden punktförmigen Objekten besteht ($M_k \ll M$), kann angenommen werden, dass sie zur gleichen Zeit von der Antenne beleuchtet werden und ihre Azimutsignale somit das gleiche Antennendiagramm

$$A(t_s - T_m) = A(t_s - T_k) \quad ; \quad \forall m \in \{m_a, \dots, m_e\} \quad (4.41)$$

aufweisen. Damit lässt sich das derampte Azimutsignal des Reflektors k nach Gl. (4.40) durch die Summe von derampten Azimutsignalen $d_{k,m}(t_s)$ beschreiben, die bis auf den Rückstreu-
koeffizient $\sigma_{0,m}$, die Frequenz ω_m und eine ortsabhängige Phasenverschiebung $e^{j\pi f_r T_m^2}$ identisch sind:

$$d_k(t_s) = \sum_{M_k} d_{k,m}(t_s), \quad (4.42)$$

wobei $d_{k,m}(t_s)$ das derampte Azimutsignal des punktförmigen Objektes an der Ortskoordinate $p_m = v_{Ax} \cdot T_m$ darstellt. Es lässt sich mit Gl. (4.41) wie folgt beschreiben:

$$d_{k,m}(t_s) = \left(A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot e^{j\frac{4\pi}{\lambda} R_{T_0}} \cdot e^{j\phi_e(t_s)} \right) \cdot \sigma_{0,m} \cdot e^{j\omega_m t_s} \cdot e^{j\pi f_R T_m^2} \text{ für } |t_s - T_k| < \frac{T_L}{2} \quad (4.43)$$

Zur Berechnung des derampten Azimutsignals $d_{k,m_k}(t_s)$ des punktförmigen Objektes m_k an der Ortskoordinate $p_{m_k} = p_k = v_{Ax} \cdot T_k$ wird die Ähnlichkeit der M_k Signale $d_{k,m}(t_s)$; $m = m_a, \dots, m_e$ untereinander ausgenutzt. Durch Umformung von Gl. (4.43) kann $d_{k,m_k}(t_s)$ herausgezogen werden:

$$d_{k,m}(t_s) = d_{k,m_k}(t_s) \cdot \left(\frac{\sigma_{0,m}}{\sigma_{0,m_k}} \cdot e^{j\pi f_R (T_m^2 - T_{m_k}^2)} \cdot e^{j(\omega_m - \omega_{m_k}) \cdot t_s} \right) \text{ für } m = m_a, \dots, m_e. \quad (4.44)$$

Nach Einsetzen der Gl. (4.44) in Gl. (4.42) und Ausklammern von $d_{k,m_k}(t_s)$ erhält man für das derampte Azimutsignal $d_k(t_s)$:

$$d_k(t_s) = d_{k,m_k}(t_s) \cdot \left[1 + \sum_{m=m_a; m \neq m_k}^{m=m_e} \left(\frac{\sigma_{0,m}}{\sigma_{0,m_k}} \cdot e^{j\pi f_R (T_m^2 - T_{m_k}^2)} \cdot e^{j(\omega_m - \omega_{m_k}) \cdot t_s} \right) \right]. \quad (4.45)$$

Gl. (4.45) beschreibt das extrahierte bekannte derampte Azimutsignal $d_k(t_s)$ des Reflektors k als Summe des gesuchten derampten Azimutsignals $d_{k,m_k}(t_s)$ eines punktförmigen Objektes an der Stelle m_k und der derampten Azimutsignale der benachbarten Objekte des Reflektors. Mit Kenntnis der Reflektivitätsverteilung $\sigma_k(t_s)$ sind die Quotienten $\frac{\sigma_{0,m}}{\sigma_{0,m_k}}$; $m = m_a, \dots, m_e$; $m \neq m_k$ und alle weiteren Terme innerhalb der rechteckigen Klammer in Gl. (4.45) bekannt.

Die Terme $d_k(t_s)$, $d_{k,m_k}(t_s)$ und $\left[1 + \sum_{m=m_a; m \neq m_k}^{m=m_e} \left(\frac{\sigma_{0,m}}{\sigma_{0,m_k}} \cdot e^{j\pi f_R (T_m^2 - T_{m_k}^2)} \cdot e^{j(\omega_m - \omega_{m_k}) \cdot t_s} \right) \right]$

können in der Form $A_k \cdot e^{j\phi_k(t_s)}$, $A_{k,m_k} \cdot e^{j\phi_{k,m_k}(t_s)}$ und $A_q \cdot e^{j\phi_q(t_s)}$ geschrieben werden.

Damit lässt sich Gl. (4.45) wie folgt darstellen:

$$A_k \cdot e^{j\phi_k(t_s)} = A_{k,m_k} \cdot e^{j\phi_{k,m_k}(t_s)} \cdot A_q \cdot e^{j\phi_q(t_s)}. \quad (4.46)$$

Die Amplitude des gesuchten Signals $d_{k,m_k}(t_s)$ ergibt sich aus Gl. (4.43) zu

$$A_{k,m_k} = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,m_k} \text{ für } |t_s - T_k| < \frac{T_L}{2} \quad (4.47)$$

Zur Bestimmung der Phase $\phi_{k,m_k}(t_s)$ werden die Phasen der Terme in Gl. (4.46) betrachtet und ausgewertet. Man erhält:

$$\phi_{k,m_k}(t_s) = \phi_k(t_s) - \phi_q(t_s) \quad (4.48)$$

Mit Gl. (4.47) und Gl. (4.48) ist $d_{k,m_k}(t_s)$ bestimmt:

$$d_{k,m_k}(t_s) = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,m_k} \cdot e^{j(\phi_k(t_s) - \phi_q(t_s))} \quad ; \quad |t_s - T_k| < \frac{T_L}{2}. \quad (4.49)$$

Das gesuchte Azimutsignal $\hat{r}'_{k,m_k}(t_s)$ des punktförmigen Objektes kann schließlich mittels Ramping von $d_{k,m_k}(t_s)$ ermittelt werden:

$$\hat{r}'_{k,m_k}(t_s) = d_{k,m_k}(t_s) \cdot e^{j\pi f_R t_s^2}. \quad (4.50)$$

4.4 Berechnung des Phasenfehlerverlaufs

Nach der Detektion von Reflektoren und Schätzung der Azimutsignale zugehöriger punktförmiger Objekte wird als letzter Schritt des SAF-Verfahrens (siehe Bild 4.3) der gesamte Phasenfehlerverlauf $\phi_e(t_s)$ bestimmt, der aufgrund der Bewegungsfehler des SAR-Träger während der Streifendauer T_s entstanden ist.

Dazu werden zunächst die Phasenfehler $\phi_{k,e}(t_s)$ für $k = 1, \dots, K$ aus den geschätzten Azimutsignalen der punktförmigen Objekte k ; $k = 1, \dots, K$ ermittelt. Anschließend wird der gesamte Phasenfehlerverlauf $\phi_e(t_s)$ mittels einer gewichteten Überlagerung der Phasenfehlerverläufe $\phi_{k,e}(t_s)$ für $k = 1, \dots, K$ berechnet.

4.4.1 Berechnung des Phasenfehlerverlaufs eines punktförmigen Objektes

Das Azimutsignal eines punktförmigen Objektes an den Stelle p_k kann für den eingeschränkten Zeitbereich T_A mathematisch gemäß Gl. (2.51) beschrieben werden:

$$r'_{k,m_k}(t_s) = A(t_s - T_k) \cdot \tau_p \cdot \sigma_{0,m_k} \cdot e^{j\phi_{k,nom}(t_s)} \cdot e^{j\phi_{k,e}(t_s)} ; |t_s - T_k| < T_A/2, \quad (4.51)$$

wobei $\phi_{k,nom}(t_s)$ die nominelle Phase eines punktförmigen Objektes an den Ortskoordinate p_k darstellt:

$$\phi_{k,nom}(t_s) = 2\pi(-2R_{T_0}/\lambda + f_R(t_s - T_k)^2/2) ; |t_s - T_k| < T_A/2. \quad (4.52)$$

Der Phasenfehlerverlauf $\phi_{k,e}(t_s)$ wird durch Auswertung des Phasensignals $\phi_{\hat{r}'_{k,m_k}}(t_s)$ von $\hat{r}'_{k,m_k}(t_s)$ nach Gl. (4.50) und der nominellen Phase $\phi_{k,nom}(t_s)$ gewonnen:

$$\phi_{k,e}(t_s) = \phi_{\hat{r}'_{k,m_k}}(t_s) - \phi_{k,nom}(t_s) = ; |t_s - T_k| < T_A/2 ; \quad (4.53)$$

In Bild 4.14 ist ein Beispiel der Berechnung eines Phasenfehlerverlaufs dargestellt. Bild 4.14(a) zeigt das Azimutsignal $r_n(t_s)$ einer Azimutzeile mit dem Reflektor k . In Bild 4.14(b) ist das geschätzte Azimutsignal $\hat{r}'_{k,m_k}(t_s)$ dargestellt. Das nominelle Phasensignal $\phi_{k,nom}(t_s)$ und der Phasenfehlerverlauf $\phi_{k,e}(t_s)$ sind in den Bildern 4.14 (c) und (d) zu sehen.

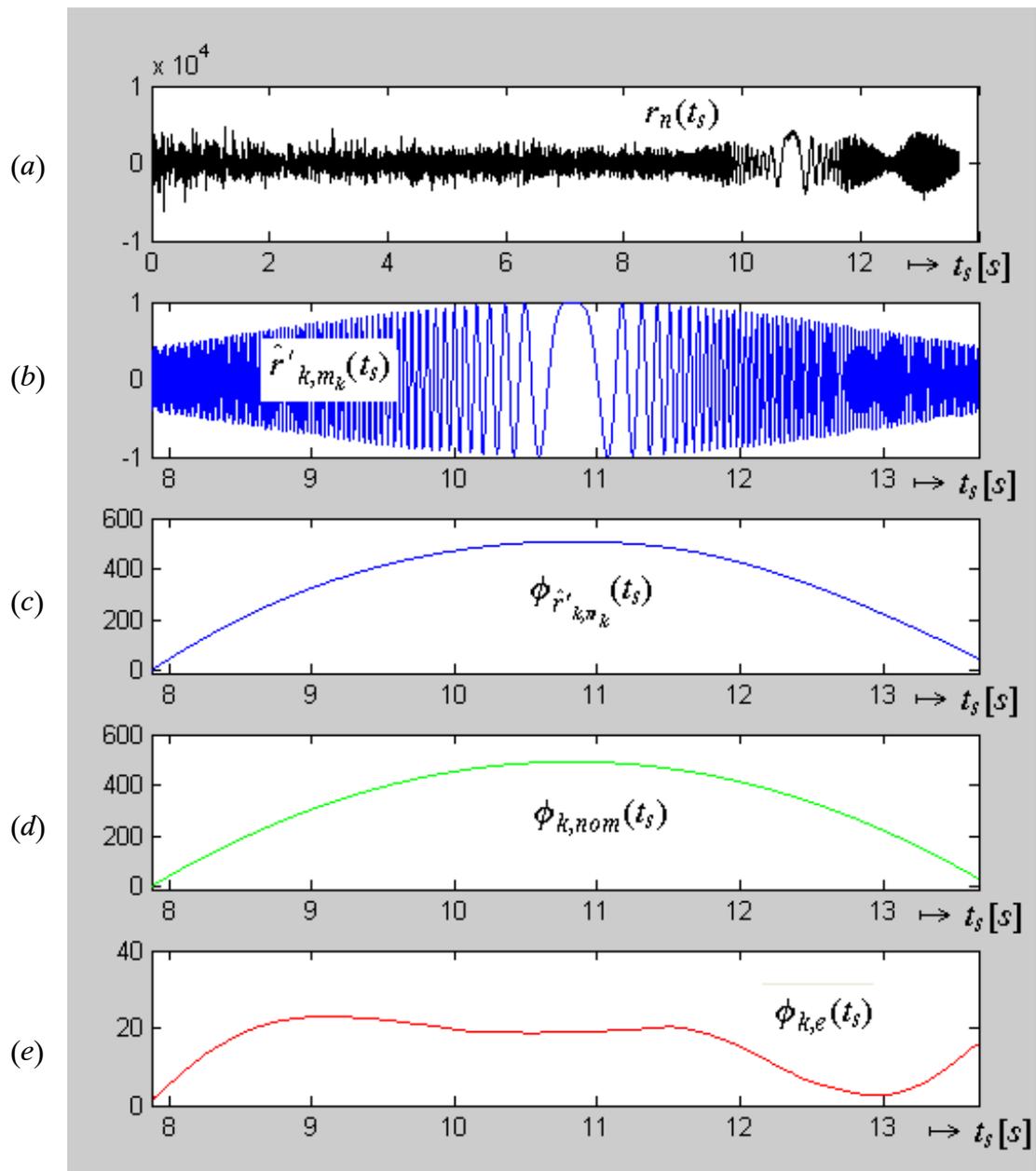


Bild 4.14 Beispiel der Schätzung des Phasenfehlerverlaufs:

- (a) Azimutsignal $r_n(t_s)$
- (b) Geschätztes Azimutsignal $\hat{r}'_{k,m_k}(t_s)$ eines punktförmigen Objektes
- (c) Phase von $\hat{r}'_{k,m_k}(t_s)$
- (d) Nominelle Phase $\phi_{k,nom}(t_s)$
- (e) Phasenfehlerverlauf $\phi_{k,e}(t_s)$

4.4.2 Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs

Jeder Phasenfehlerverlauf $\phi_{k,e}(t_s)$; $k = 1, \dots, K$ ist, wie in Kapitel 4.2 beschrieben, nur für einen beschränkten Zeitabschnitt T_A gültig und stellt somit lediglich einen Abschnitt des gesamten Phasenfehlerverlaufs $\phi_e(t_s)$ der Dauer T_S dar. Die Abschnitte der ausgewählten Reflektoren müssen sich überlappen und die gesamte Streifendauer T_S abdecken. Dieser Aspekt wurde bereits bei der Auswahl von Reflektoren im Kapitel 4.2 berücksichtigt. Ferner wurde durch Begrenzung der Gültigkeitsdauer eines Phasenfehlerverlaufs $\phi_{k,e}(t_s)$ auf T_A mit $T_A < T_L$ vermieden, dass die aufgrund stark verrauschter Anteile des Azimutsignals an den Grenzen der synthetischen Apertur entstandenen fehlerhaften Phasenfehlerwerte in die Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs $\phi_e(t_s)$ mit einbezogen werden.

Da alle Reflektoren den gleichen Bewegungsfehlern des SAR-Trägers unterliegen, müssen die Phasenfehlerverläufe benachbarter Reflektoren im Überlappungsbereich den gleichen Gradienten aufweisen, d.h.

$$Q_{k_1}(t_s) = \frac{\delta\phi_{k_1,e}(t_s)}{\delta t_s} = Q_{k_2}(t_s) = \frac{\delta\phi_{k_2,e}(t_s)}{\delta t_s} ; \quad \forall k_{1,2} \in \{k = 1, \dots, K\} \quad (4.54)$$

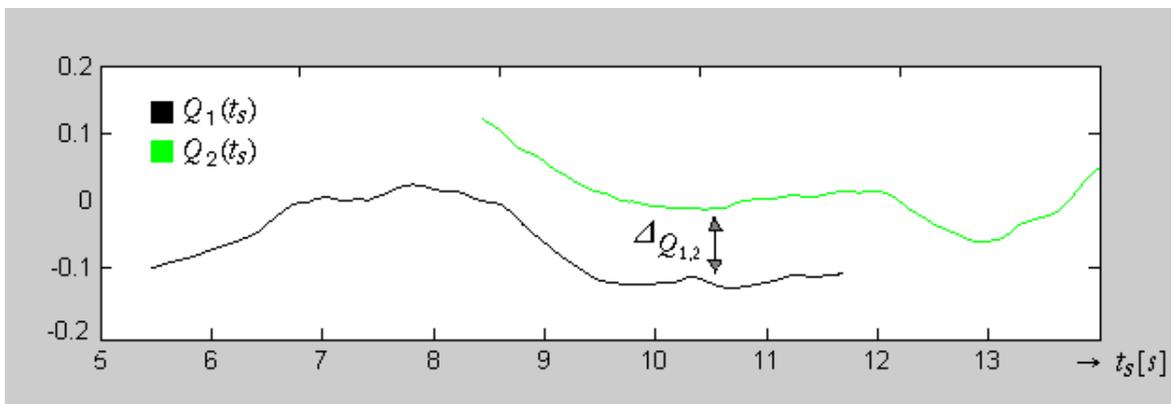


Bild 4.15 Darstellung von zwei Gradientenverläufen benachbarter Reflektoren

Bild 4.15 zeigt ein Beispiel von zwei Gradientenverläufen benachbarter Reflektoren, die mit dem entwickelten beschriebenen Verfahren ermittelt wurden. Die Gradientenverläufe zeigen einen Amplitudenversatz $\Delta Q_{1,2}$. Dieses liegt daran, dass die in Kapitel 4.2 bestimmten Ortskoordinaten der beiden benachbarten Reflektoren sich von den wahren Ortskoordinaten der Reflektoren bei fehlerfreiem Flug unterscheiden.

Zur Begründung des Amplitudenversatzes $\Delta_{Q_{1,2}}$ ist im Bild 4.16 der Phasenverlauf $\phi_{\hat{r}'_{k,m_k}}(t_s)$ eines punktförmigen Reflektors bei einem Fehler $v_{ax} \in$ der Ortskoordinate $v_{Ax}T_k$ zu sehen. Die nominelle Phase $\phi_{k,nom}(t_s)$ des Azimutchirps eines punktförmigen Objektes an der wahren Ortskoordinate $v_{Ax}T_k$ ist im Bild 4.16 blau dargestellt.

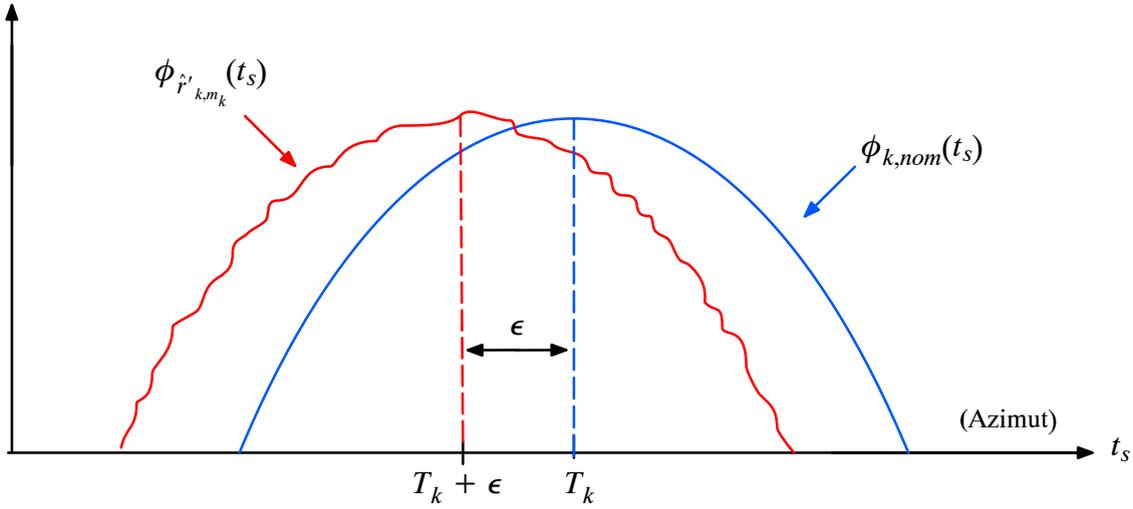


Bild 4.16 Darstellung zur Erklärung des Einflusses des Fehlers ϵ auf den Gradienten $Q(t_s)$

Die Phase des Signals $\hat{r}'_{k,m_k}(t_s)$ eines geschätzten punktförmigen Objektes an der Stelle $T_k + \epsilon$ beträgt gemäß Gl. (4.51) unter Berücksichtigung eines Fehlers ϵ :

$$\begin{aligned}\phi_{\hat{r}'_{k,m_k}}(t_s) &= \phi_{k,e}(t_s) + 2\pi(-2R_{T_0}/\lambda + f_R [t_s - (T_k + \epsilon)]^2/2) \\ &= \phi_{k,e}(t_s) + \phi_{k,nom}(t_s) + \pi f_R \epsilon \cdot (\epsilon - 2(t_s - T_k)) \\ &\quad \text{für } |t_s - (T_k + \epsilon)| < T_A/2.\end{aligned}\quad (4.55)$$

Demzufolge enthält $\phi_{\hat{r}'_{k,m_k}}(t_s)$ und damit auch $\phi_{k,e}(t_s)$ nach Gl. (4.53) einen Fehler der Größe $\pi f_R \epsilon \cdot (\epsilon - 2(t_s - T_k))$ und der Gradient $Q_k(t_s)$ einen Fehler der Größe $-2\pi f_R \epsilon$.

Bei unterschiedlichen Fehlern der Ortskoordinaten zwei benachbarter Reflektoren resultiert daraus ein konstanter Amplitudenversatz der Gradienten

$$\Delta_{Q_{1,2}} = 2\pi f_R (\epsilon_2 - \epsilon_1). \quad (4.56)$$

Demzufolge weisen Gradientenverläufe im Überlappungsbereich auch bei Amplitudenversatz gleiche Ableitungen auf. Daher wird zur Bestimmung des gesamten Phasenfehlerverlaufs $\phi_e(t_s)$ von der Ableitung $q(t_s) = \frac{\delta Q(t_s)}{\delta t_s}$ ausgegangen, die unabhängig von den Fehlern der Ortskoordinaten ist.

Zur Berücksichtigung unterschiedlicher Gewichtungen der Reflektoren wird $q(t_s)$ mit Hilfe einer gewichteten Überlagerung der Ableitungen $q_k(t_s)$; $k = 1, \dots, K$ der Gradienten $q_k(t_s)$; $k = 1, \dots, K$ berechnet gemäß:

$$q(t_s) = \frac{\sum_{k=1}^K G_k(t_s) \cdot q_k(t_s)}{\sum_{k=1}^K G_k(t_s)}. \quad (4.57)$$

Zur Gewichtung von $q_k(t_s)$ wird die Gütefunktion $G_k(t_s)$ verwendet, die sowohl den Gütefaktor $G_{u,k}$ des dazugehörigen Reflektors k nach Gl.(4.10) als auch die Antennenbelegung $A(t_s - T_k)$ und damit den zeitlichen Abstand zwischen t_s und T_k einbezieht:

$$G_k(t_s) = G_{u,k} \cdot A(t_s - T_k) \quad ; \quad k = 1, \dots, K \quad (4.58)$$

Der zeitveränderliche Gradient $Q(t_s)$ über die gesamte Streifendauer T_s wird wie folgt ermittelt:

$$Q(t_s) = \int_0^{T_s} q(t_s) dt_s + Q_0, \quad (4.59)$$

dabei kann der Startwert Q_0 gewählt oder vom vorangegangenen Streifen übernommen werden. Bild 4.17 zeigt ein Beispiel der Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs ausgehend von zwei Gradientenverläufen.

Im letzten Schritt wird aus $Q(t_s)$ der gesamte Phasenfehlerverlauf $\phi_e(t_s)$ eines Streifens mittels Integration berechnet:

$$\phi_e(t_s) = \int_0^{T_s} Q(t_s) dt_s. \quad (4.60)$$

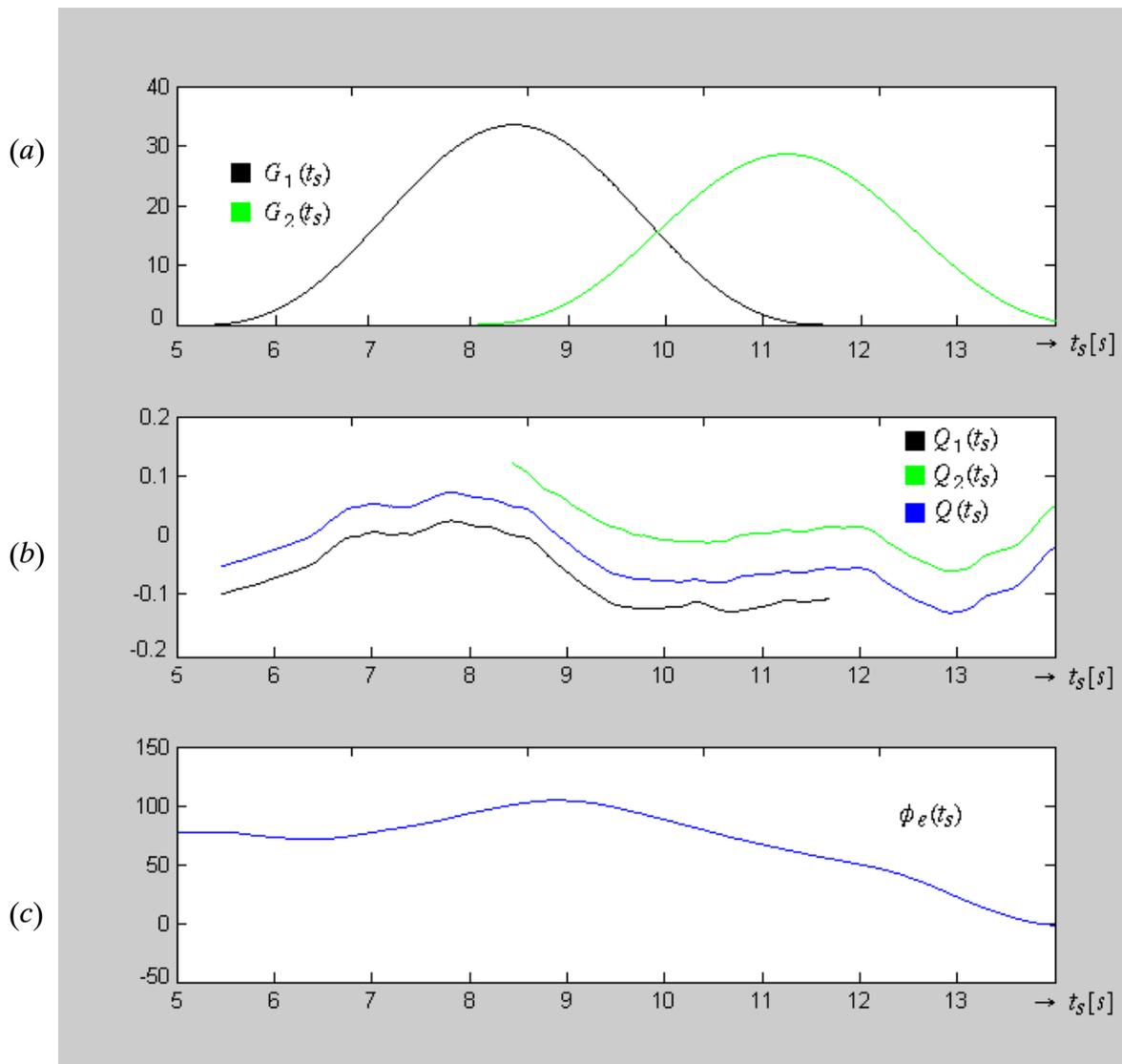


Bild 4.17 Beispiel der Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs aus zwei Gradientenverläufen:
 (a) Gütefunktionen $G_1(t_s)$ und $G_2(t_s)$
 (b) Gradienten der Phasenfehlerverläufe $Q_1(t_s)$ und $Q_2(t_s)$ und des gesamten Phasenfehlerverlaufs $Q(t_s)$
 (c) Gesamter Phasenfehlerverlauf $\phi_e(t_s)$

5. Experimentelle Untersuchungen

5.1 Strukturierung der experimentellen Untersuchungen

Zur Erprobung und Bewertung des *SAF*-Verfahrens zur automatischen Fokussierung wurden verschiedene Arten von Testdaten verwendet:

- Synthetische Testdaten
Bei den synthetischen Testdaten werden Bilder derselben Szene unter Verwendung von fehlerfreien und fehlerhaften Bewegungsparametern der Antenne generiert. Damit ist es möglich die Abbildungsfehler einer Fokussierung zu messen.
- Reale Testdaten
Bei den realen Testdaten werden zwei Datensätze verwendet aus SAR-Systemen, die sich im Wesentlichen in der Slant-Range-Entfernung des beleuchteten Streifens unterscheiden und dadurch unterschiedlich auf Bewegungsfehler reagieren.

Die Ergebnisse der Fokussierung der oben genannten Testdaten werden sowohl subjektiv als auch objektiv bewertet.

Für eine subjektive Bewertung werden die generierten Bilder unterschiedlicher Fokussierungsverfahren in Vergleich gestellt und bezüglich der Bildqualität beurteilt.

Die objektive Bewertung wird anhand von zwei Gütekriterien durchgeführt.

Mit einer Güte G_o wird die Bildschärfe anhand des Maximums eines normierten Bildsignals bewertet. Dazu wird ein generiertes SAR-Bild $|u'(t_s, t)|$ mit M Range-Zeilen und N Azimutzeilen in 4 gleich große Teilbilder j ; $j = 1, \dots, 4$ gemäß Bild 5.1 unterteilt. Das Bildsignal $|u'_j(t_s, t)|$ eines jeden Teilbildes j wird durch Teilung mit dem Faktor

$$a_j = \int_0^{T_R} \int_{(j-1) \cdot \frac{T_S}{4}}^{(j) \cdot \frac{T_S}{4}} |u'_j(t_s, t)| dt_s dt \quad (5.1)$$

normiert, dabei beschreibt T_S die Dauer des Streifens in Azimut und T_R die Dauer in Slant-Range.

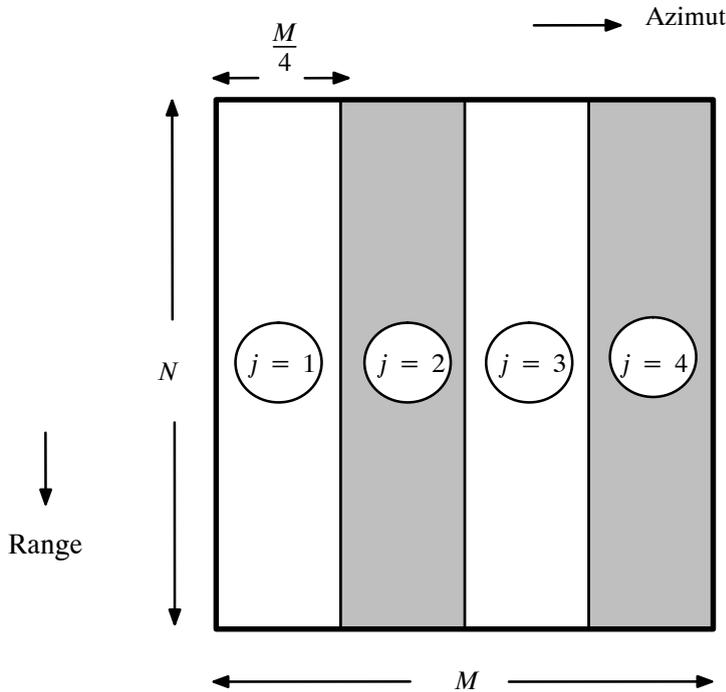


Bild 5.1 Teilung eines SAR-Bildes in 4 Teilbilder für die Messung der Gütefaktoren zur objektiven Bewertung

Als Gütekriterium $G_{o,j}$ der objektiven Bewertung der Bildqualität eines Abschnittes wird das Maximum des zugehörigen normierten Bildsignals ermittelt.

$$G_{o,j} = \max \left[\frac{|u'_j(t_s, t)|}{a_j} \right] ; j = 1, \dots, 4 \quad (5.2)$$

Zusätzlich wird zur objektiven Bewertung der Bildqualität die Standardabweichung σ_p des Ortskoordinaten-Fehlers der k Reflektoren als Gütekriterium hinzugezogen:

$$\sigma_p = \sqrt{\left\{ 1/K \left[\sum_{k=1}^K (p_{x,k} - p_{nom,x,k})^2 \right] \right\}} \quad (5.3)$$

Da zur Bestimmung von σ_p die wahren Ortskoordinaten $p_{nom,x,k}$ der Reflektoren bei fehlerfreiem Flug benötigt werden, kann diese Bewertung nur bei Verwendung synthetischer Testdaten durchgeführt werden.

Das SAF-Verfahren wird letztlich im Vergleich mit den Referenzverfahren Map-Drift- und Phasengradientenverfahren bewertet. Dabei wird die Bewertung getrennt für synthetische und reale Testdaten durchgeführt.

5.2 Erprobung und Bewertung anhand synthetischer Testdaten

Zur Generierung von synthetischen Testdaten wird eine SAR-Anordnung bestehend aus Erdoberfläche und Flugbahn des SAR-Trägers simuliert. Tabelle 5.1 zeigt die dabei verwendeten System- und Geometrie-Parameter.

Parameterbezeichnung	Parameterwerte
Impulsdauer τ_p [μs]	
Puls-Bandbreite B_p [MHz]	216
Abtastfrequenz f_c [MHz]	216
Wellenlänge λ [m]	0.0310
Trägerfrequenz f_0 [GHz]	9.67
Pulswiederholfrequenz f_p [Hz]	900
Bandbreite des Azimut chirps B_D [Hz]	499
Nominelle Azimutgeschwindigkeit v_{Ax} [m/s]	96.13
Nominelle Flughöhe h_A [m]	3259.4
Nomineller Squintwinkel θ_s [°]	0
Antennenblickrichtung in Flugrichtung	rechts
Elevationswinkel η [°]	73.75
Öffnungswinkel in Azimutrichtung θ_H [°]	2.31 * 2
Öffnungswinkel in Rangerichtung θ_V [°]	4
Entfernung zum Zentrum des Footprints [m]	11648
Anzahl der Rangezeilen im Streifen	8192
Anzahl der Azimutzeilen	5
Slant-Range-Auflösung δ_R [m]	1.13
Azimut-Auflösung δ_x [m]	0.31
Pixelabstand der Rohdaten	
Azimut [m]	0.1068
Slant-Range [m]	0.6938

Tab. 5.1 System und Geometrie-Parameter der synthetischen Testdaten

Auf der Erdoberfläche wurden 5 Reflektoren in unterschiedlichen Positionen so verteilt, dass die daraus gewonnenen Phasenfehlerverläufe sich überlappen.

Mit Hilfe einer dafür entwickelten Software werden unter Einbeziehung der System- und Geometrie-Parameter aus Tabelle 5.1 sowie der Bewegungsparameter des SAR-Trägers die Azimutsignale nach Gl. (4.15) generiert.

Bild 5.2 zeigt die Azimutsignale $r_n(t_s)$; $n = 1, \dots, N = 5$ der 5 Azimutzeilen der synthetischen Testdaten bei fehlerfreiem Flug.

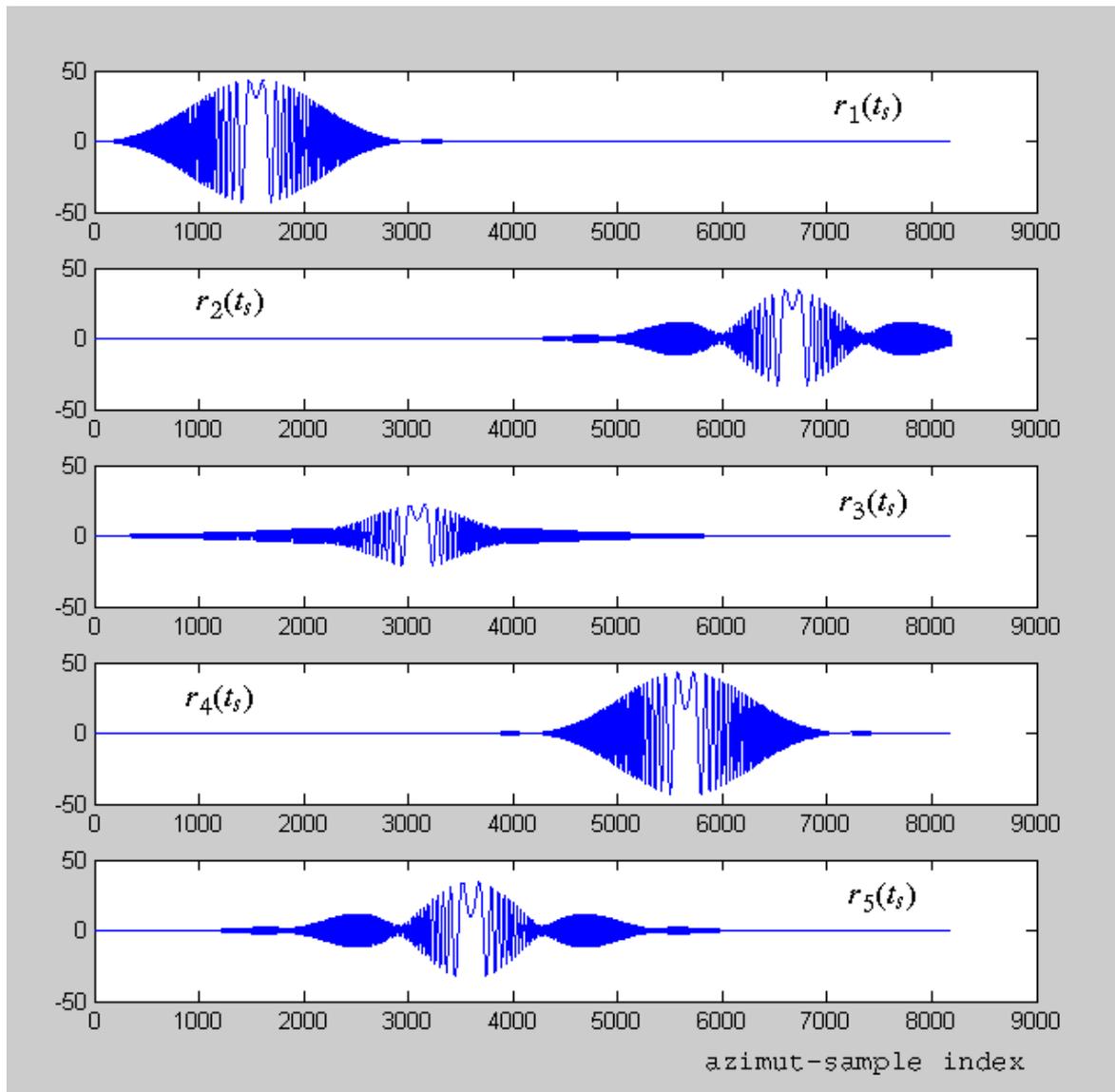


Bild 5.2 Azimutsignale der 5 Azimutzeilen bei fehlerfreiem Flug

Die zugehörigen Bildsignale, die unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion generiert wurden, sind in Bild 5.3 zur Verdeutlichung der Unterschiede in vergrößerten Ausschnitten zu sehen. Diese Bildsignale bilden das sogenannte Bezugsbild.

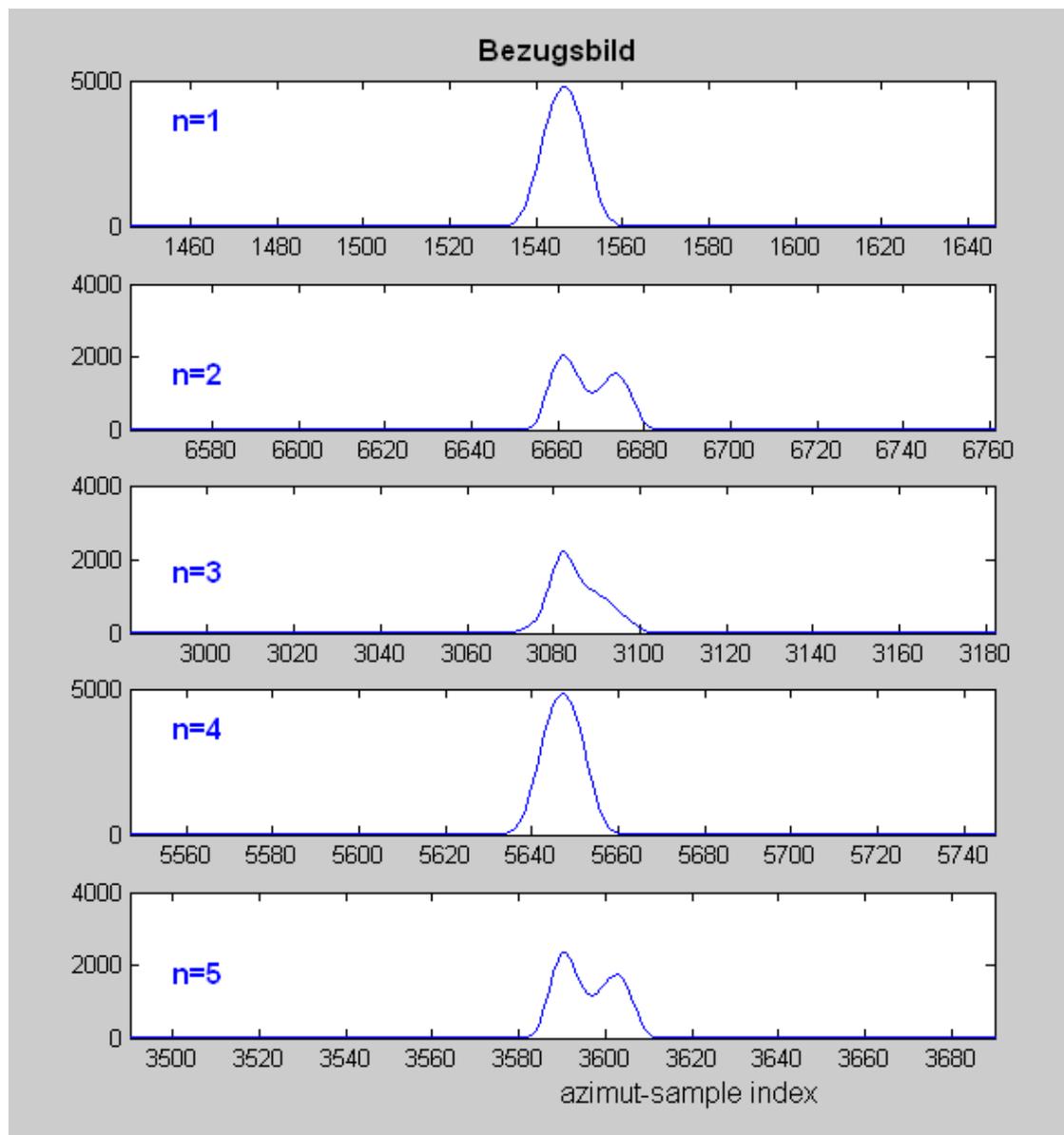


Bild 5.3 Ausschnitte der Bildsignale der 5 Azimutzeilen bei fehlerfreiem Flug

Bei einem fehlerhaften Flug des SAR-Trägers entstehen Phasenfehler, die bei Bildgenerierung unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion zu fehlerhaften Abbildungen der Reflektoren führen. Die hier verwendeten Bewegungsparameter sind im Bild 5.4 dargestellt. Sie wurden aus den INS-GPS-Daten realer Testdaten entnommen. Die mit nomineller Azimut-Referenzfunktion generierten Bildsignale sind in Bild 5.5 zu sehen.

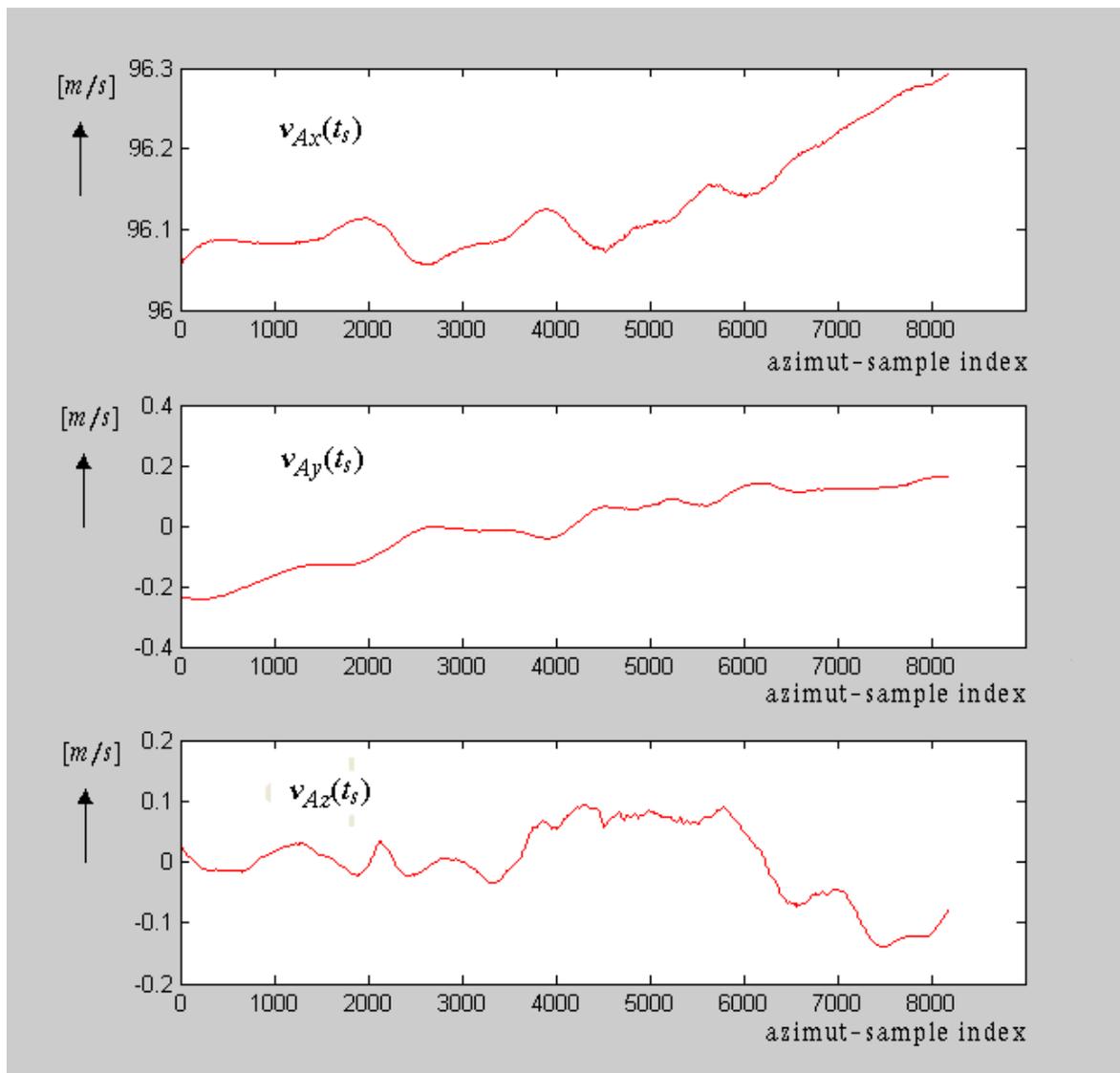


Bild 5.4 Darstellung der Bewegung der Antenne, entnommen aus realen Testdaten.

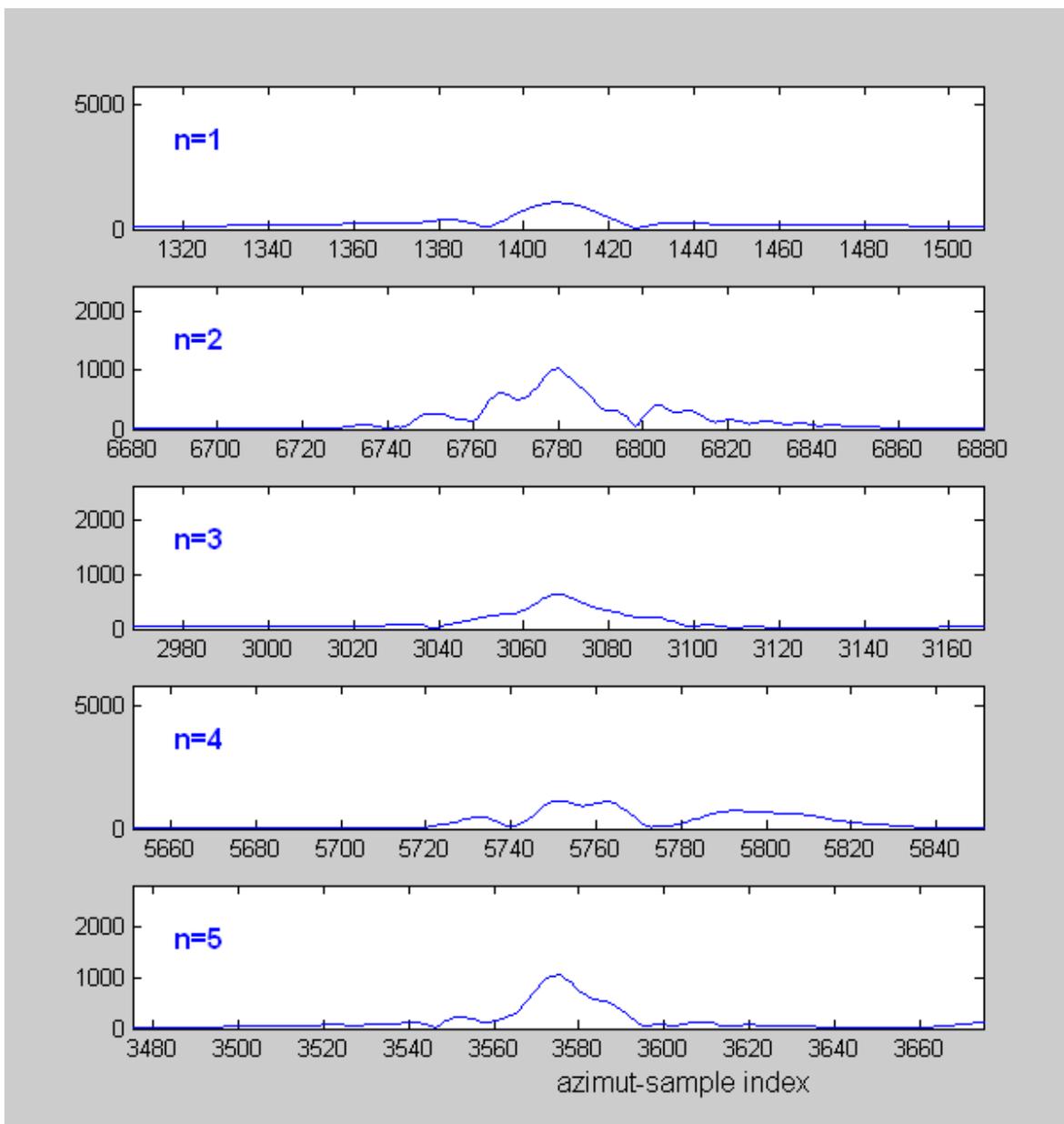


Bild 5.5 Ausschnitte der Bildsignale der 5 Azimutzeilen bei fehlerhaftem Flug und Fokussierung mit nomineller Azimut-Referenzfunktion

Zur subjektiven Bewertung der Bildqualität wurden die synthetischen Testdaten unter Verwendung des Map-Drift-, Phasengradienten- und SAF-Verfahren prozessiert.

Beim SAF-Verfahren wurden alle 5 Reflektoren zur Schätzung des Phasenfehlers verwendet. Die Bilder 5.6, 5.7 und 5.8 zeigen die Bildsignale der Azimutzeilen $n = 1$, $n = 3$ und $n = 5$ bei unterschiedlichen Fokussierungsverfahren.

Durch Vergleich der Bildsignale des *SAF*-Verfahrens mit den der beiden Referenzverfahren Map-Drift und Phasengradientenverfahren einerseits und mit dem Bezugsbild andererseits ist zu erkennen dass, das *SAF*-Verfahren die Bildqualität im Vergleich zum Phasengradientenverfahren und Map-Drift verbessert. Die *SAF*-Bildsignale kommen den Bildsignalen des Bezugsbildes am nächsten. Beim Map-Drift- und Phasengradientenverfahren zeigen sich zusätzlich beachtliche Ortskoordinaten-Fehler.

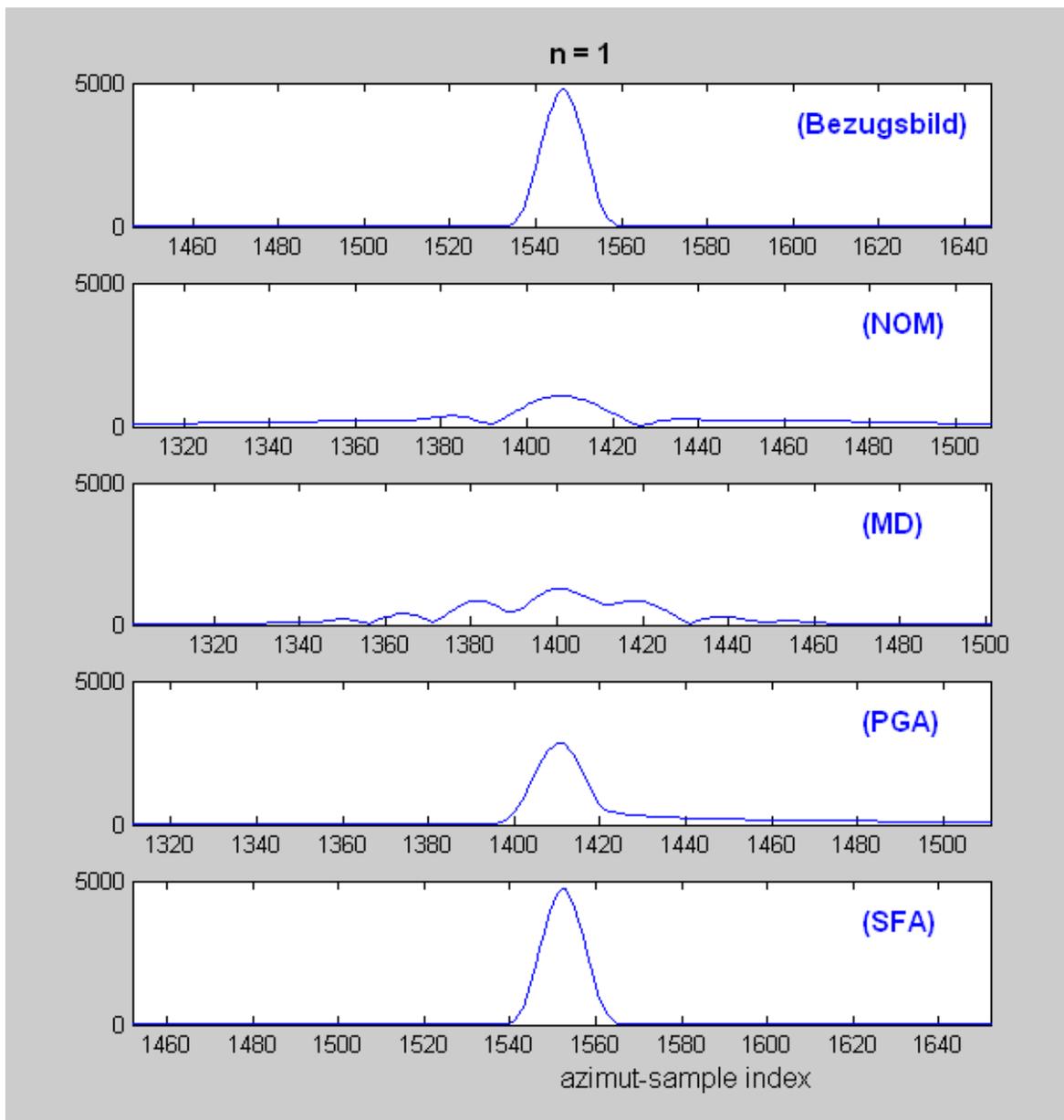


Bild 5.6 Ausschnitte der Bildsignale der ersten Bildzeile bei unterschiedlicher Fokussierung

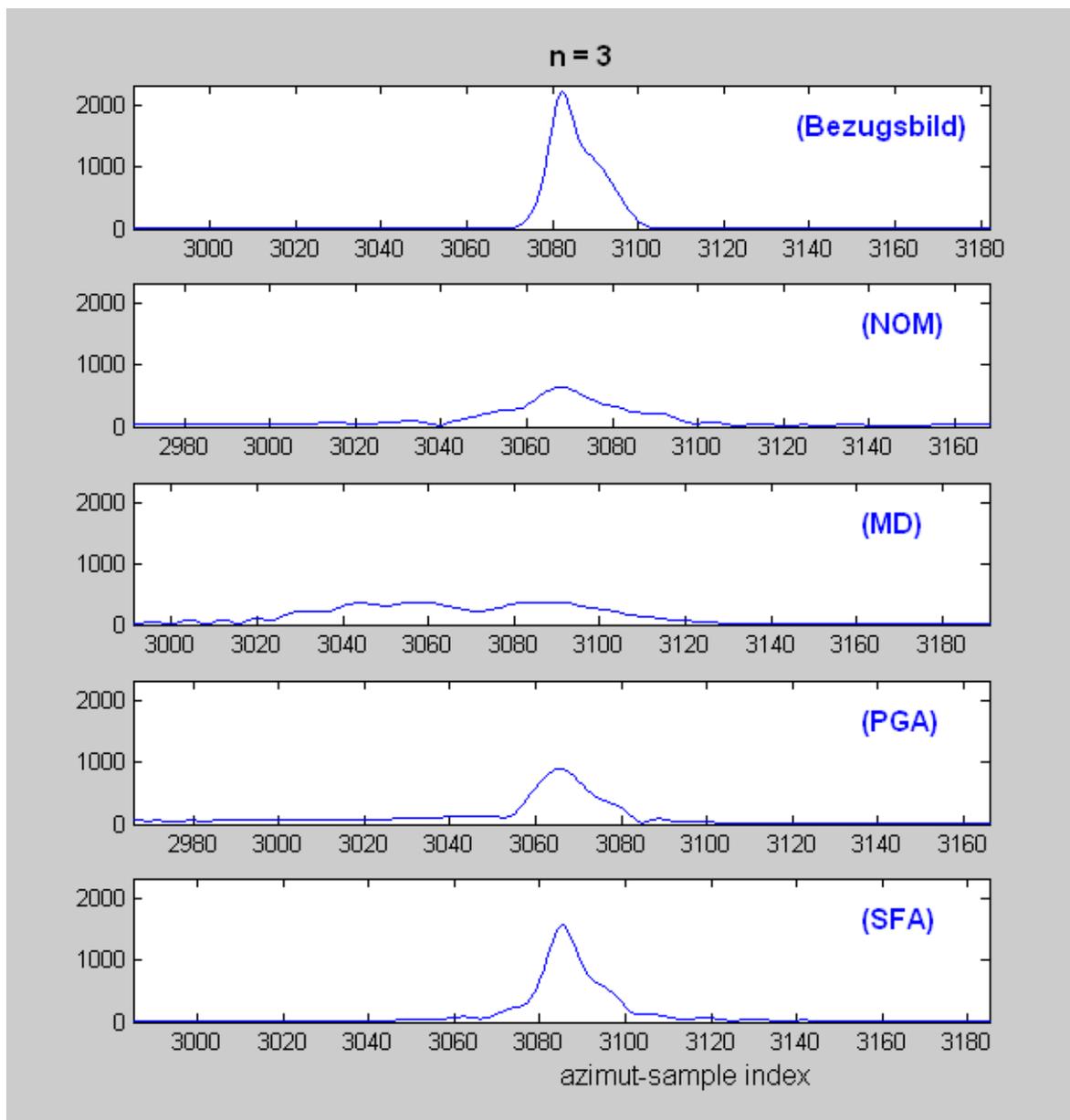


Bild 5.7 Ausschnitte der Bildsignale der dritten Bildzeile bei unterschiedlicher Fokussierung

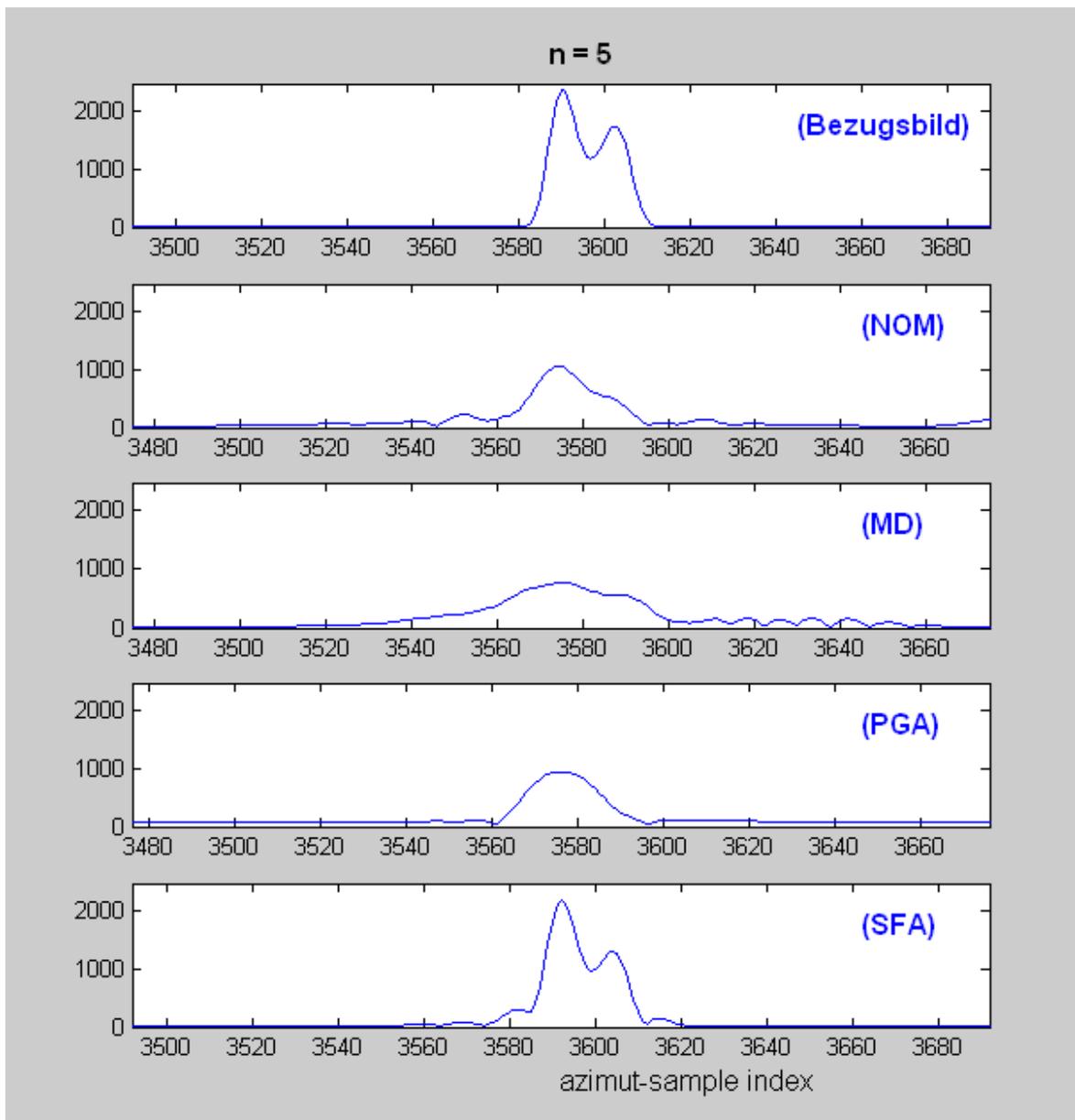


Bild 5.8 Ausschnitte der Bildsignale der fünften Bildzeile bei unterschiedlicher Fokussierung

Zur objektiven Bewertung der Fokussierungsverfahren wird die Güte nach Gl. (5.2) ermittelt. Bild 5.9 zeigt die Güte $G_{o,j}$; $j = 1, \dots, 4$ der 4 Teilbilder und des Bezugsbildes bei unterschiedlichen Fokussierungen. Die Güte des Bezugsbildes stellt dabei die maximal zu erreichende Güte dar.

Diese Untersuchungsergebnisse belegen die bereits festgestellten Ergebnisse der subjektiven Bewertung und zeigen, dass das *SAF*-Verfahren eine Verbesserung der Güte im Vergleich zum Map-Drift- und Phasengradientenverfahren erzielt. Im Mittel wurde die Güte um

$$1/4 \cdot \sum_{j=1}^4 \frac{G_{o,j}(SAF) - G_{o,j}(MP)}{G_{o,j}(BEZ)} = 59\% \quad (5.4)$$

verglichen mit Map-Drift und um 24% verglichen mit dem Phasengradientenverfahren verbessert. Im Vergleich zum Bezugsbild erscheint eine weitere Verbesserung um

$$1/4 \cdot \sum_{j=1}^4 \frac{G_{o,j}(SAF) - G_{o,j}(BEZ)}{G_{o,j}(BEZ)} = 12\% \quad (5.5)$$

in Zukunft möglich.

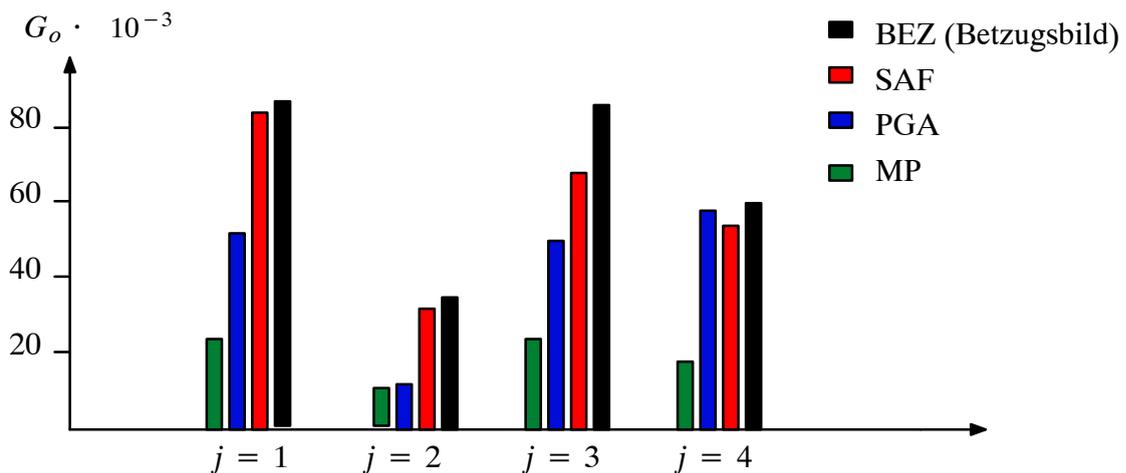


Bild 5.9 Güte G_o der Teilbilder $j=1,..4$ unterschiedlicher Fokussierung, gemessen mit synthetischen Testdaten

Neben dem Maximum eines Reflektors ist seine Azimut-Ortskoordinate von Bedeutung.

Zur Bewertung der Ortskoordinaten-Fehler wurde die Standardabweichung σ_p nach Gl. (5.3) für das PGA- und das SAF-Fokussierungsverfahren gemessen:

	$\sigma_p[pe\ell]$	$\sigma_p[m]$
<i>PGA</i>	94	10.1
<i>SAF</i>	3.8	0.4

Tab. 5.2 *Standardabweichung des Ortskoordinaten-Fehlers bei unterschiedlicher Fokussierung, gemessen mit synthetischen Testdaten*

Die Untersuchungsergebnisse der Ortskoordinaten-Fehler zeigen, dass die Reflektoren beim Phasengradientenverfahren Ortskoordinaten-Fehler in der Größenordnung von 10 m bzw. 94 pel in Azimutrichtung aufweisen. Dies führt zu geometrischen Verzerrungen der SAR-Abbildung. Beim SAF-Verfahren werden die Ortskoordinaten-Fehler weitgehend dadurch vermieden, dass zur Bestimmung des gesamten Phasenfehlerverlaufs $\phi_e(t_s)$ nicht die Gradienten $Q_k(t_s)$; $k = 1, ..K$ sondern deren Ableitungen $q_k(t_s)$; $k = 1, ..K$ gemäß Gl. (4.57) gemittelt werden. Für die untersuchten synthetischen Testdaten wurde die Standardabweichung der Ortskoordinaten-Fehler unter Verwendung des SAF-Verfahrens von 10.1 m (PGA) auf 0.4 m reduziert.

5.3 Erprobung und Bewertung anhand realer Testdaten

Die verwendeten realen Testdaten bestehen aus zwei unterschiedlichen Datensätzen.

Beim ersten Datensatz handelt es sich um ein Streifen der Dauer $T_S = 13.7 \text{ s}$ aus den Testdaten eines hochauflösenden SAR-Systems, die in einer Höhe von $h_A = 10351 \text{ m}$ aufgenommen wurden. Bei diesem System weist die Antenne dieses Systems eine relativ große Entfernung zum Mittelpunkt des Footprints auf. Aufgrund der dadurch bedingten langen Beleuchtungszeit $T_L = 11.8 \text{ s}$ ist das System besonders empfindlich auf Bewegungsfehler des SAR-Trägers. Zusätzlich zu den Rohdaten stehen die zugehörigen INS- und GPS-Daten zur Verfügung.

Die Rohdaten wurden unter Verwendung der INS- und GPS-Parameter verarbeitet. Dabei wurden die Rangekompression, die Range-Migration-Korrektur, die Bewegungskompensation und die automatische Fokussierung durchgeführt. Zur automatischen Fokussierung wurden die Verfahren Map-Drift, Phasengradienten und SAF-Verfahren verwendet.

Bei einer Streifendauer $T_S = 13,7 \text{ s}$ und einer Abschnittsdauer $T_A = 5.9 \text{ s}$ nach Gl. (4.13) werden beim SAF-Verfahren mindestens $K_{\min} = 3$ Reflektoren zur Schätzung des gesamten Phasenfehlerverlaufs benötigt. Insgesamt wurden $K = 5$ Reflektoren verwendet.

Bild 5.10 zeigt den geschätzten Gradienten $Q(t_s)$ nach Gl. (4.57) und den daraus berechneten Phasenfehler $\phi_e(t_s)$ nach Gl. (4.60).

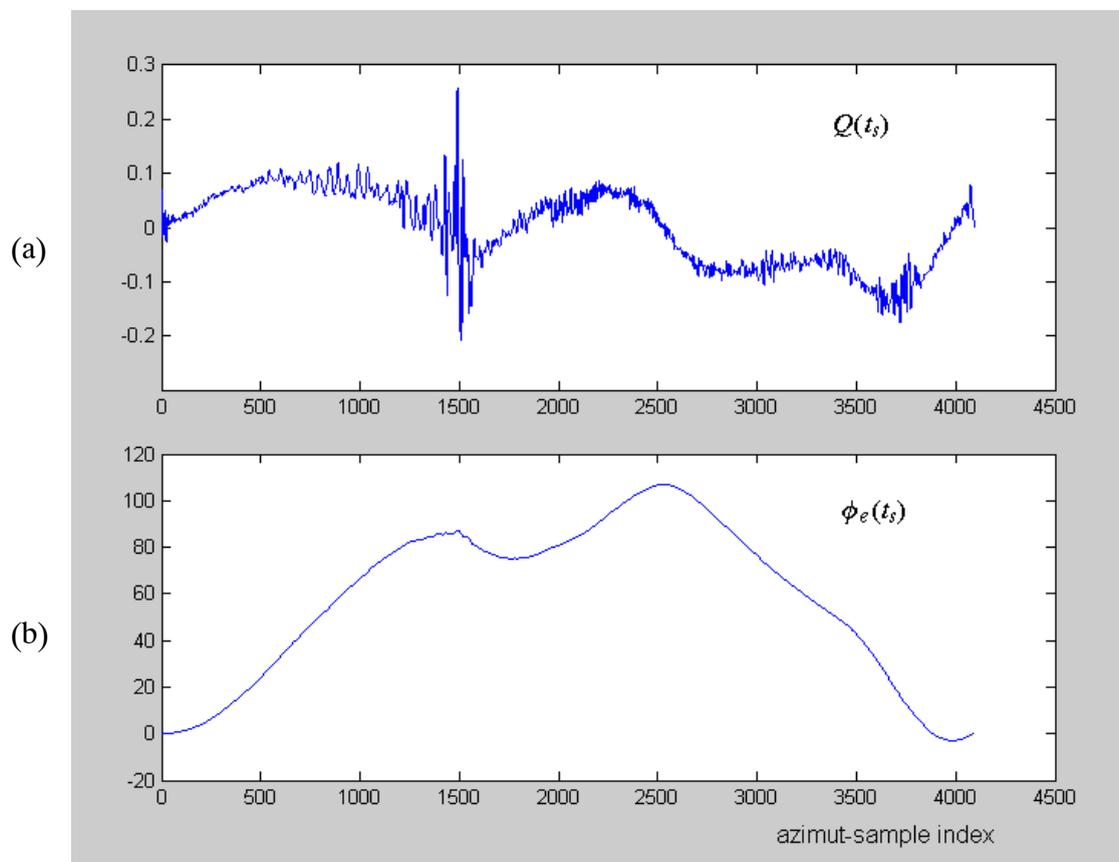


Bild 5.10 Geschätzter Gradient- und Phasenfehlerverlauf des ersten Testdatensatzes
(a) Gradient des Phasenfehlers $Q(t_s)$
(b) Phasenfehler $\phi_e(t_s)$

Zur subjektiven Bewertung der Ergebnisse der Bildgenerierung unter Verwendung der nominalen Azimut-Referenzfunktion und der automatischen Fokussierungsverfahren Map-Drift-, Phasengradienten- und SAF-Verfahren werden die jeweiligen Bildausschnitte vergrößert dargestellt. Diese sind in den Bildern 5.11 und 5.12 zu sehen.

Durch Vergleich der Bildqualität der generierten SAR-Bilder unterschiedlicher Fokussierungsverfahren, kann festgestellt werden, dass mittels der Anwendung des SAF-Verfahrens eine, verglichen mit dem Map-Drift und dem Phasengradientenverfahren, bessere Bildqualität erzielt werden kann. Die Abbildungsfehler der Referenzverfahren werden erkennbar. Neben der Verbesserung der Abbildung markanter Reflektoren ist die gute Bildqualität der SAF-Bilder auch durch die feinere Abbildung des Hintergrunds zu erkennen.

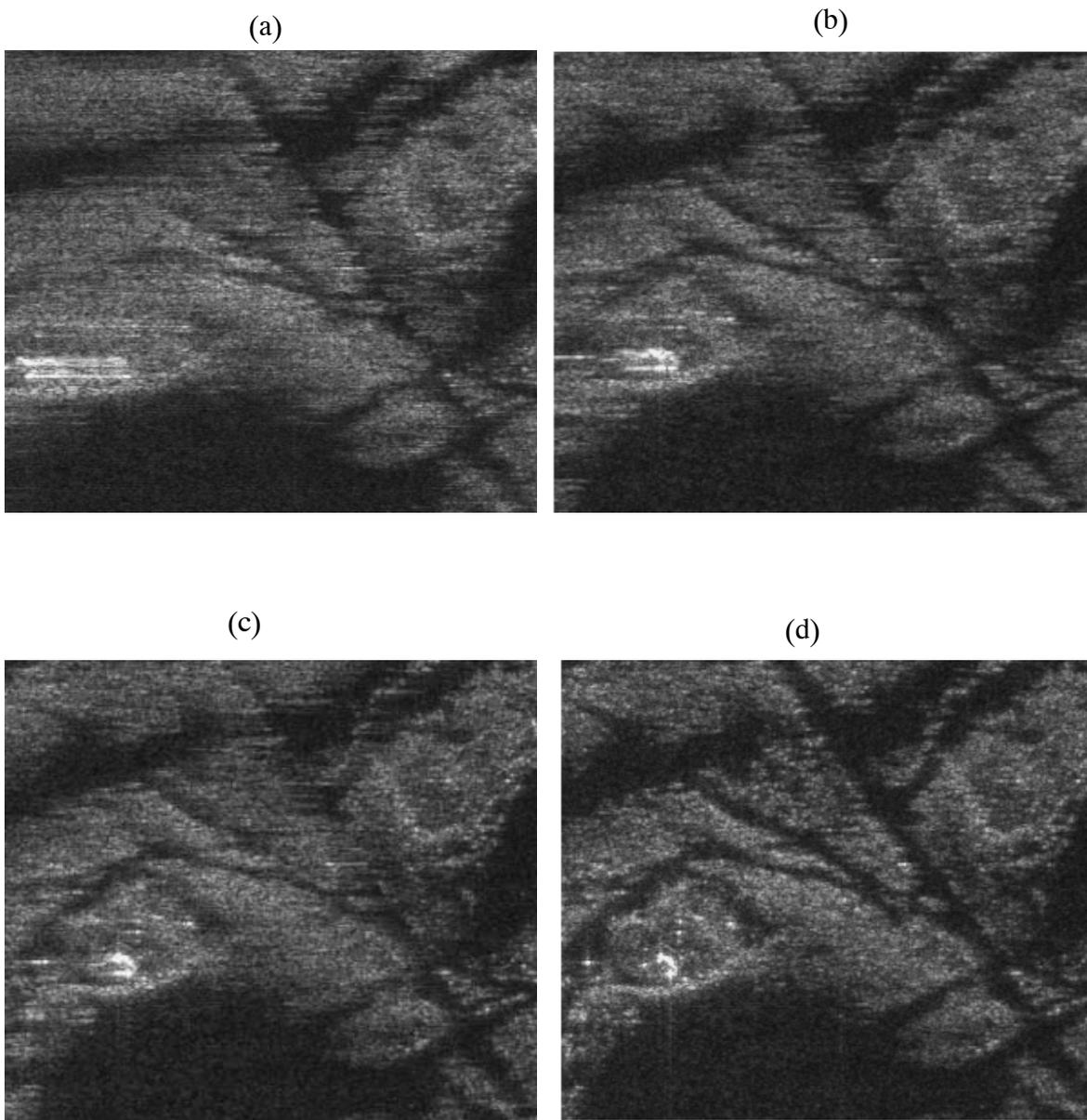


Bild 5.11 *Bildausschnitte aus den Ergebnissen der Bildgenerierung unter Verwendung unterschiedlicher Fokussierungsverfahren (erster Testdaten-Satz)*
(a) *Nominelle Azimutkompression*
(b) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens*
(c) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Phasengradienten-Verfahrens*
(d) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens*

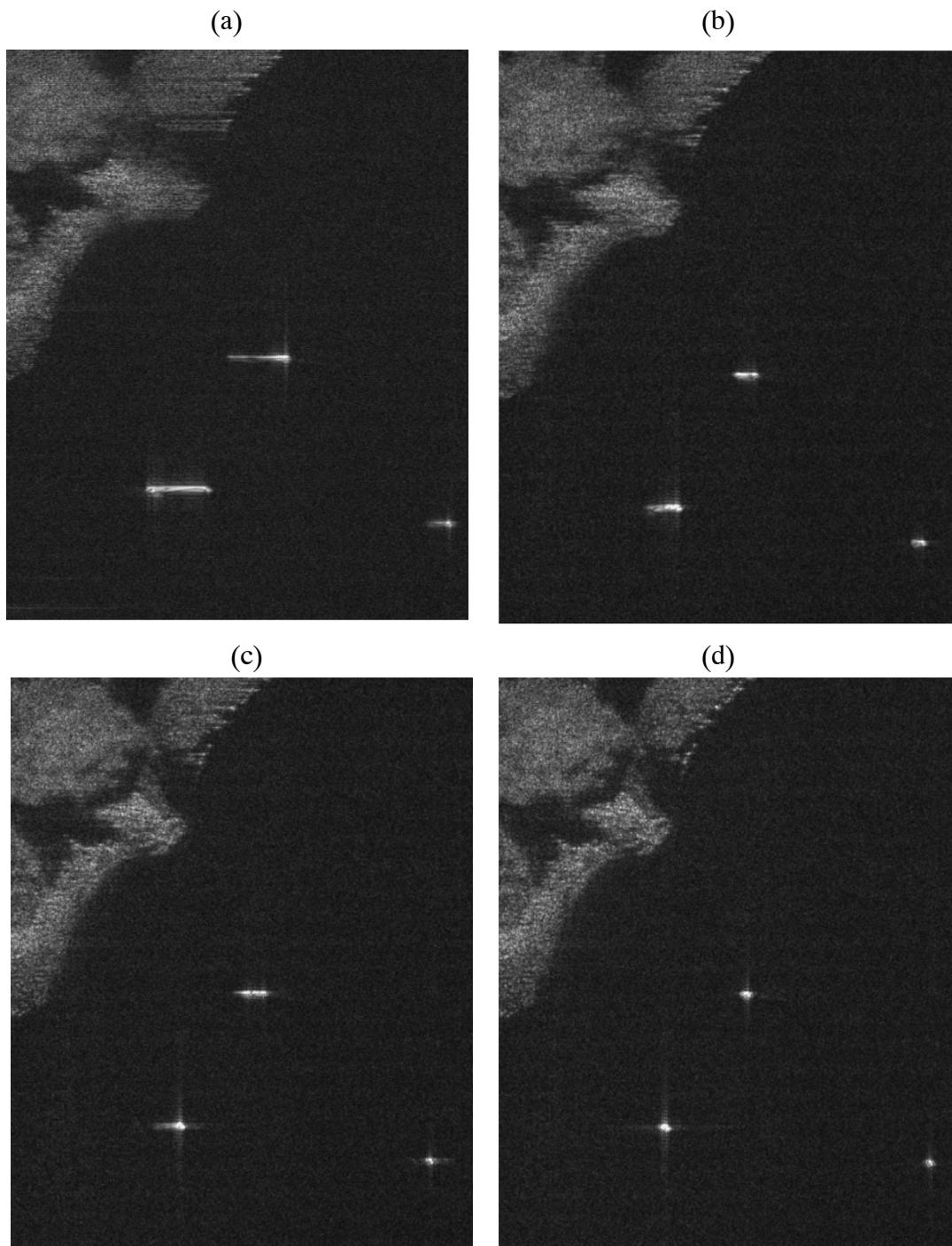


Bild 5.12 *Bildausschnitte aus den Ergebnissen der Bildgenerierung unter Verwendung unterschiedlicher Fokussierungsverfahren (erster Testdaten-Satz)*
(a) *Nominelle Azimutkompression*
(b) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens*
(c) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Phasengradienten-Verfahrens*
(d) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens*

Zur objektiven Bewertung der Ergebnisse wird das in Kapitel 5.1 beschriebene Gütekriterium G_o für jedes Teilbild j ; $j = 1, \dots, 4$ gemessen. Bild 5.13 zeigt die gemessenen Güten für das Map-Drift-, das Phasengradienten- und das SAF-Verfahren.

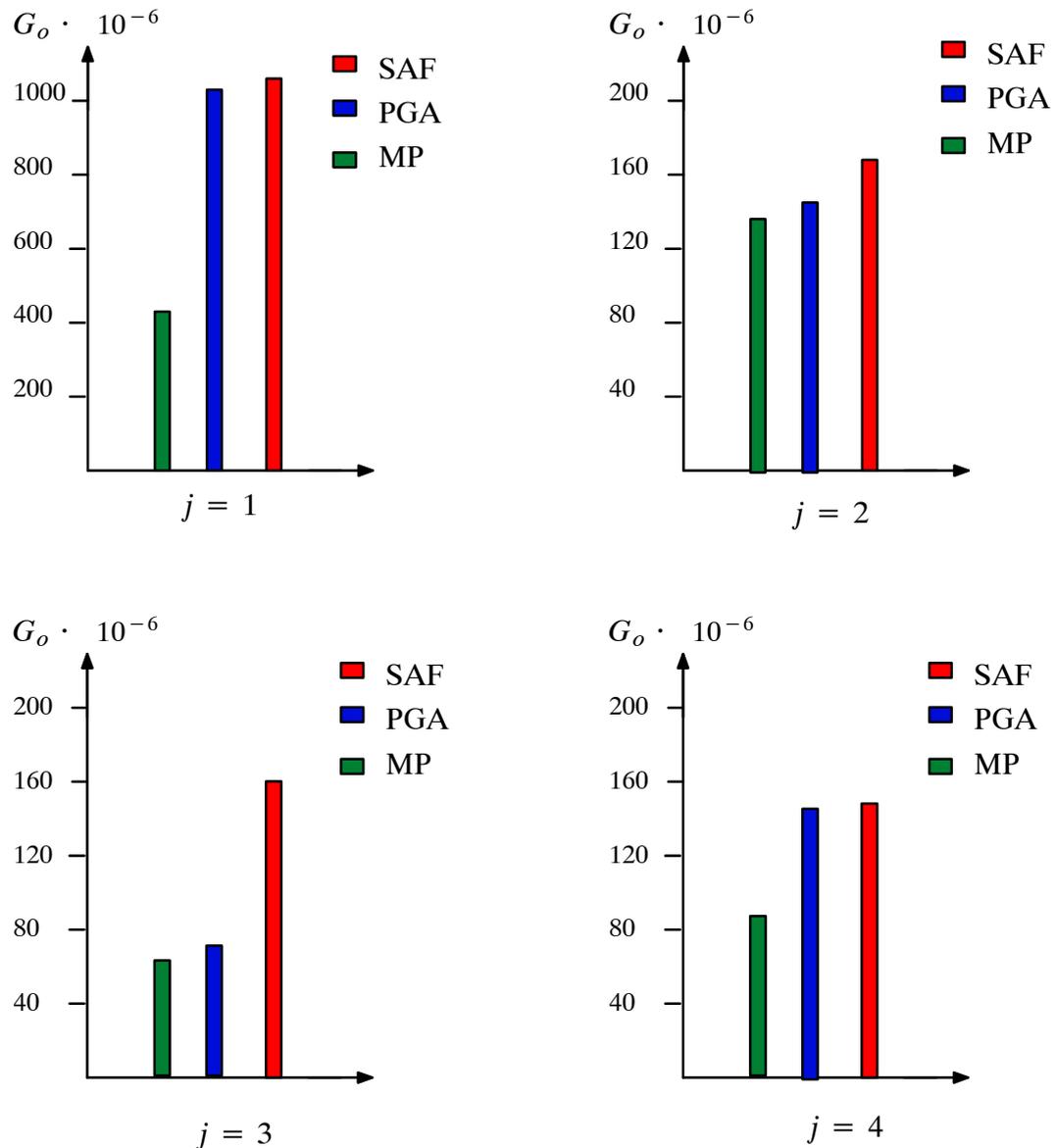


Bild 5.13 Güte G_o der Teilbilder $j=1, \dots, 4$ unterschiedlicher Fokussierung, gemessen mit dem ersten Testdatensatz

Die Ergebnisse zeigen, dass die gemessene Güte bei Verwendung des SAF-Verfahren in allen 4 Teilbildern größer als die der beiden Referenzverfahren, Map-Drift und Phasengradientenverfahren sind.

Damit ist gezeigt worden, dass das *SAF*-Verfahren sowohl subjektiv als auch objektiv eine Verbesserung der SAR-Bildqualität erzielt.

Beim zweiten Testdatensatz handelt es sich um einen Streifen der Dauer $T_S = 9.1s$, der verglichen mit dem ersten Testdatensatz bei geringerer Flughöhe, kürzerer Entfernung des Footprints und damit wesentlich kürzerer Beleuchtungszeit T_L aufgenommen wurde. Tabelle 5.3 zeigt die zugehörigen System- und Geometrie-Parameter.

Parameterbezeichnung	Parameterwerte
Impulsdauer τ_p [μs]	5
Puls-Bandbreite B_p [MHz]	216
Abtastfrequenz f_c [MHz]	216
Wellenlänge λ [m]	0.0310
Trägerfrequenz f_0 [GHz]	9.67
Pulswiederholfrequenz f_p [Hz]	900
Bandbreite des Azimut chirps B_D [Hz]	250
Nominelle Azimutgeschwindigkeit v_{Ax} [m/s]	96.13
Nominelle Flughöhe h_A [m]	3260
Nomineller Squintwinkel θ_s [$^\circ$]	0
Antennenblickrichtung in Flugrichtung	rechts
Elevationswinkel η [$^\circ$]	73.75
Öffnungswinkel in Azimutrichtung θ_H [$^\circ$]	2.31
Öffnungswinkel in Rangerichtung θ_V [$^\circ$]	5
Entfernung zum Zentrum des Footprints [m]	11834
Anzahl der Rangezeilen im Streifen	8192
Anzahl der Azimutzeilen	1992
Slant-Range-Auflösung δ_R [m]	0.69
Azimut-Auflösung δ_x [m]	0.38
Pixelabstand der Rohdaten Azimut [m]	0.11
Slant-Range [m]	0.69

Tab. 5.3 System- und Geometrie-Parameter des zweiten Testdatensatzes

Die zugehörigen INS- und GPS-Daten liegen ebenfalls vor.

Für das *SAF*-Verfahren werden hier bei einer Streifendauer $T_S = 9.1s$ und einer Abschnittsdauer $T_A = 2.48 s$ nach Gl. (4.13) mindestens $K_{\min} = 4$ Reflektoren zur Schätzung des

gesamten Phasenfehlerverlaufs benötigt. Insgesamt wurden $K = 5$ Reflektoren verwendet. Bild 5.14 zeigt die Verteilung dieser Reflektoren und die dazugehörigen Gütefaktoren $G_{u,k}$; $k = 1, ..K$.

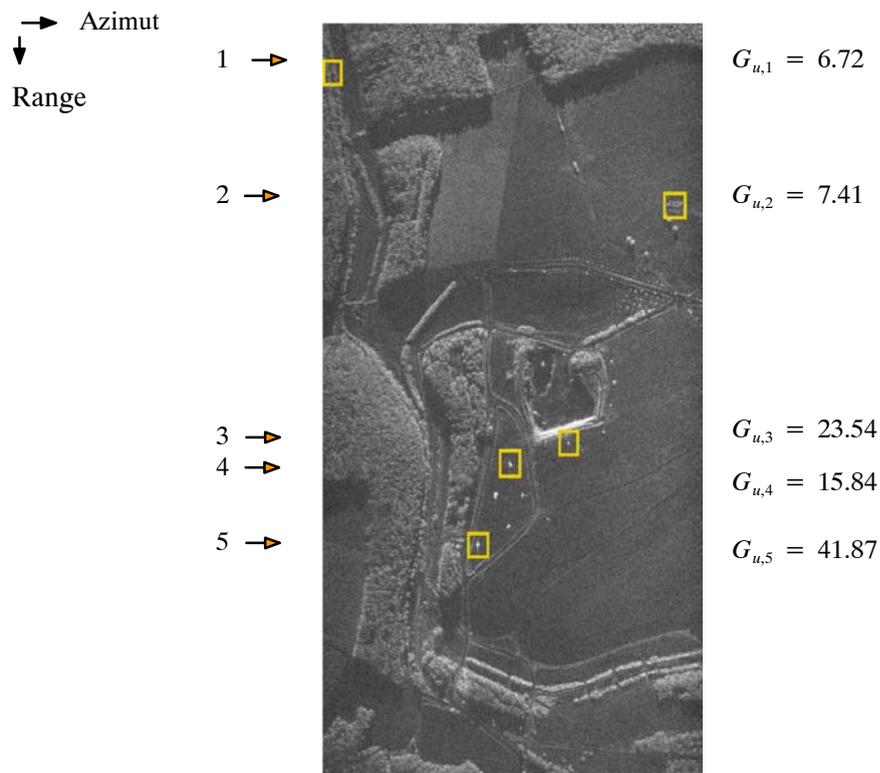


Bild 5.14 Verteilung der ausgewählten 5 Reflektoren im zweiten Testdaten-Satz

Die Ergebnisse der Bildgenerierung unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion und der automatischen Fokussierungsverfahren MAP-Drift-, Phasengradienten- und SAF-Verfahren sind in den Bildern 5.15, 5.16 und 5.17 zu sehen.

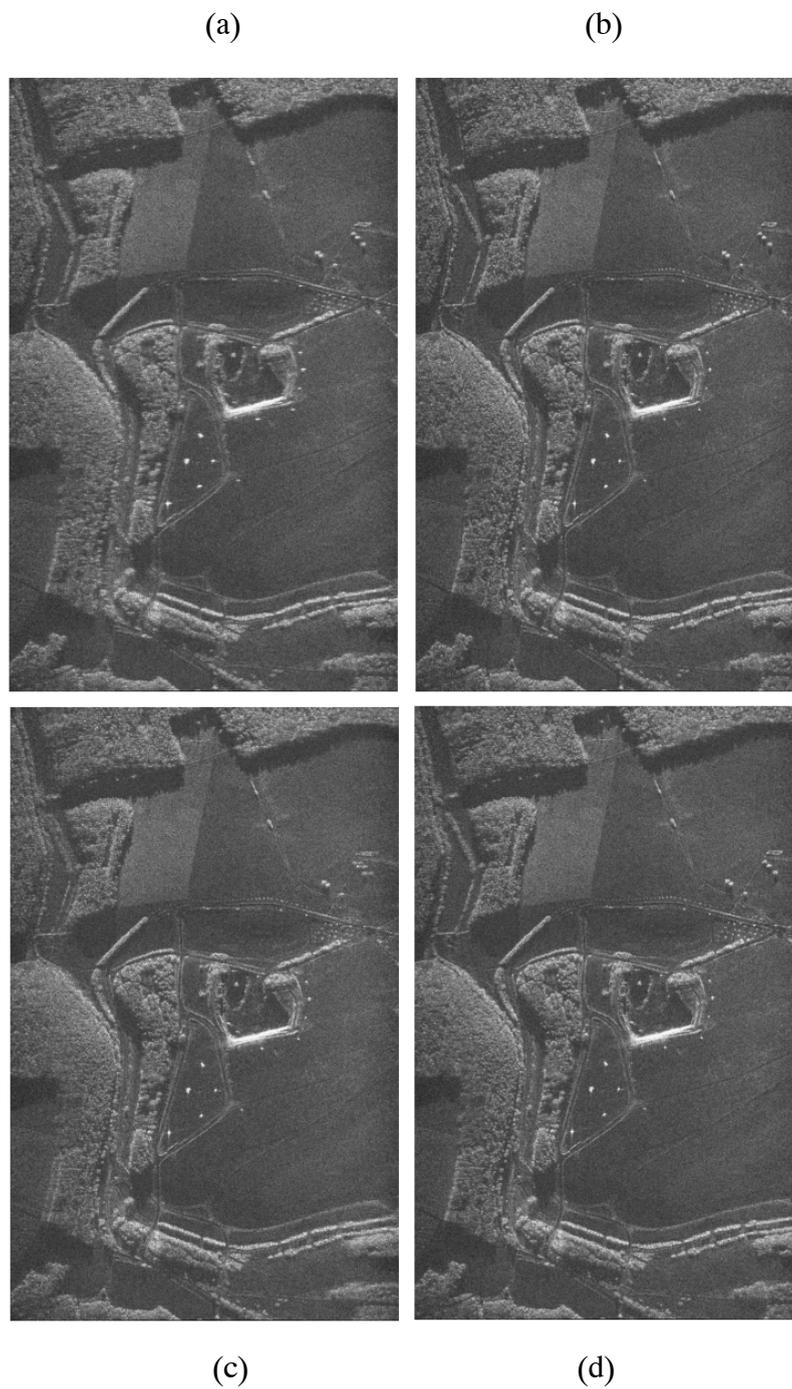


Bild 5.15 *Ergebnisse der Bildgenerierung unter Verwendung unterschiedlicher Fokussierungsverfahren (zweiter Testdaten-Satz)*
(a) *Nominelle Azimutkompression*
(b) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens*
(c) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Phasengradienten-Verfahrens*
(d) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens*

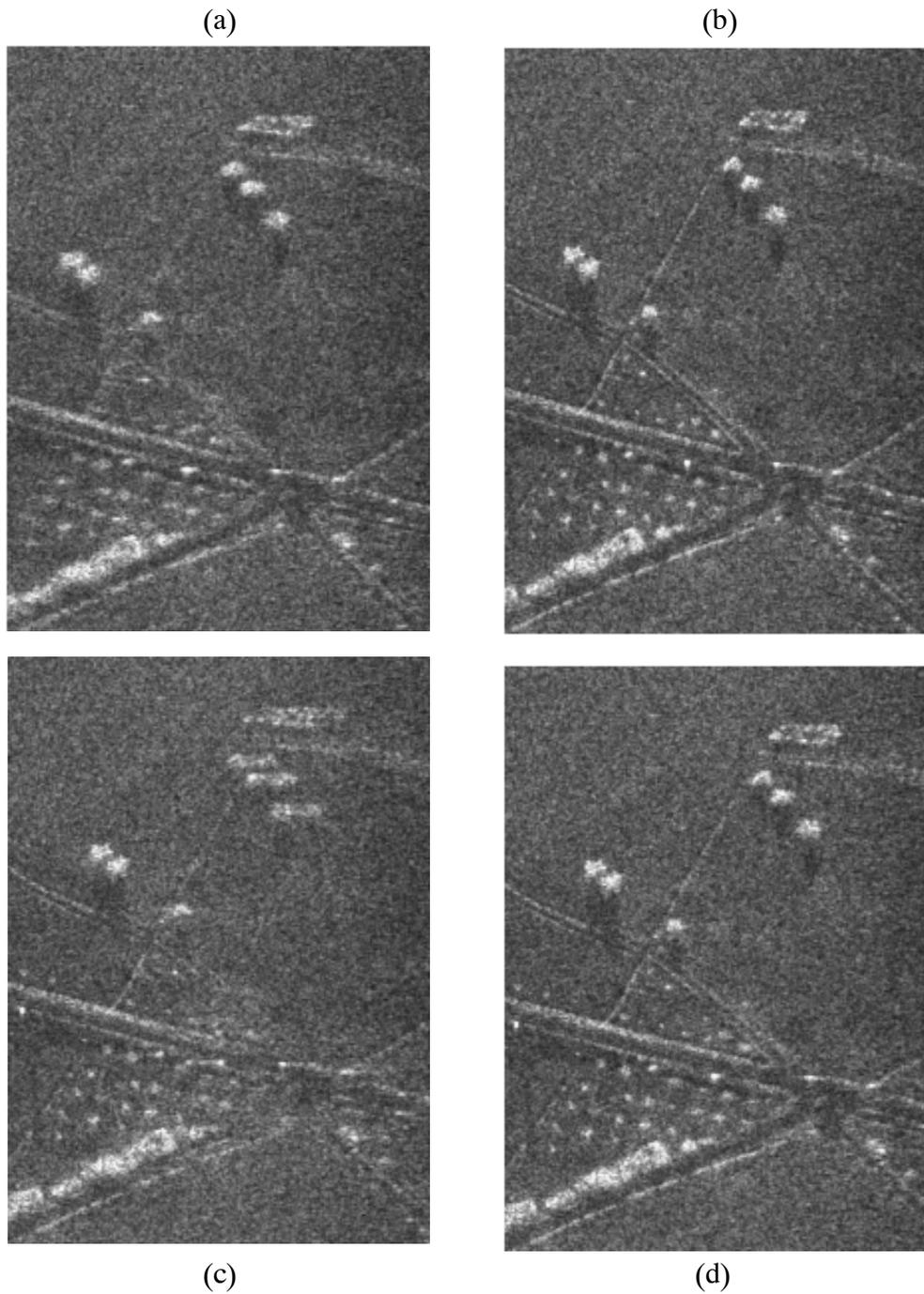


Bild 5.16 *Bildausschnitte aus den Ergebnissen der Bildgenerierung unter Verwendung unterschiedlicher Fokussierungsverfahren (zweiter Testdaten-Satz)*
(a) *Nominelle Azimutkompression*
(b) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens*
(c) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Phasengradienten-Verfahrens*
(d) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens*

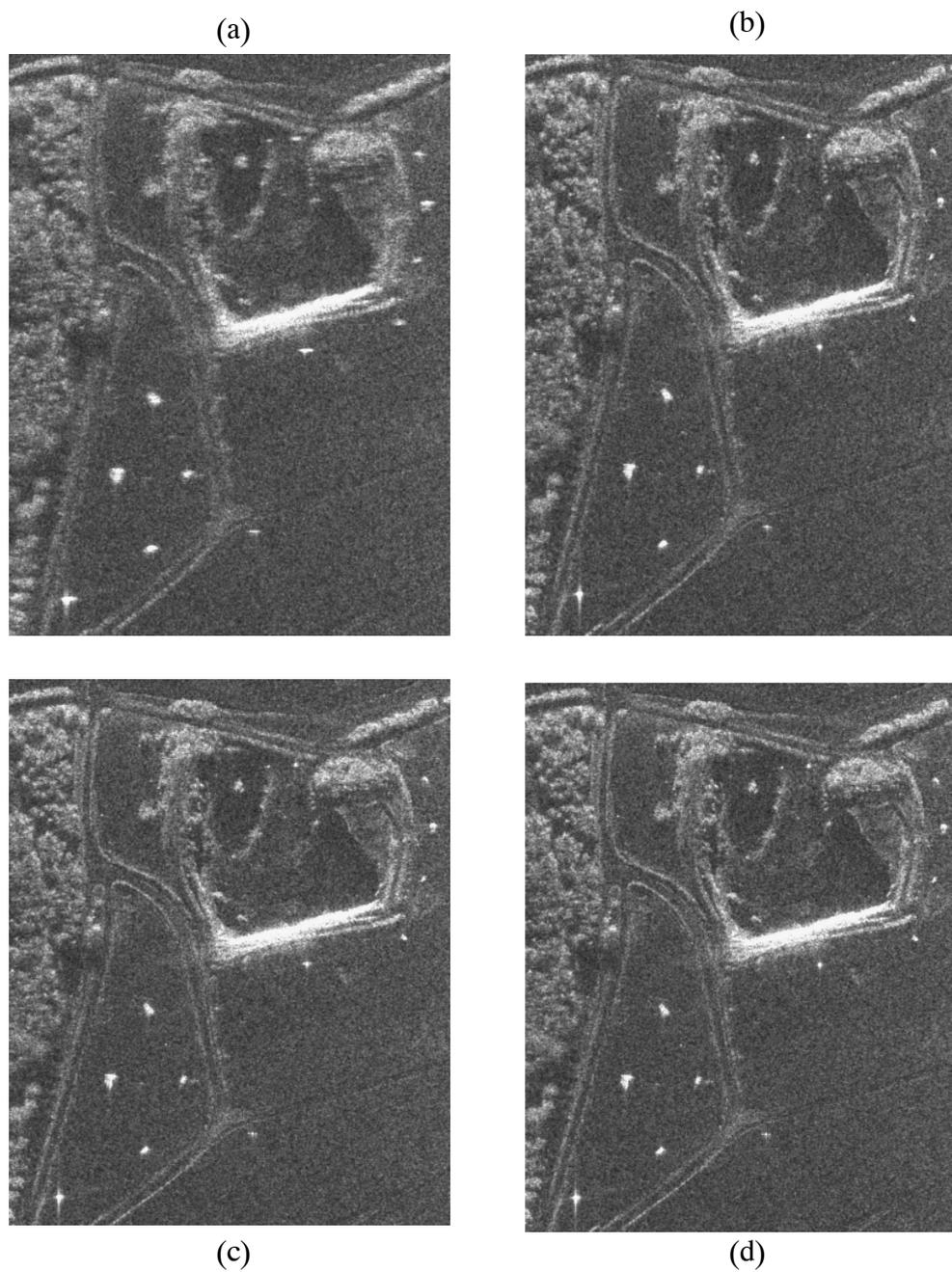


Bild 5.17 *Bildausschnitte aus den Ergebnissen der Bildgenerierung unter Verwendung unterschiedlicher Fokussierungsverfahren (zweiter Testdaten-Satz)*
(a) *Nominelle Azimutkompression*
(b) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Map-Drift-Verfahrens*
(c) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des Phasengradienten-Verfahrens*
(d) *Automatische Fokussierung unter Verwendung des SAF-Verfahrens*

Durch Vergleich der generierten SAR-Bilder, kann festgestellt werden, dass alle drei Fokussierungsverfahren eine ähnlich gute Bildqualität erzeugen. Dies ist zu begründen durch die relativ kurze Beleuchtungszeit $T_L = 4.9 \text{ s}$ und den im Bild 5.18 gezeigten im Vergleich zum ersten Testdatensatz in Bild 5.10 relativ niederfrequenten Phasenfehler $\phi_e(t_s)$.

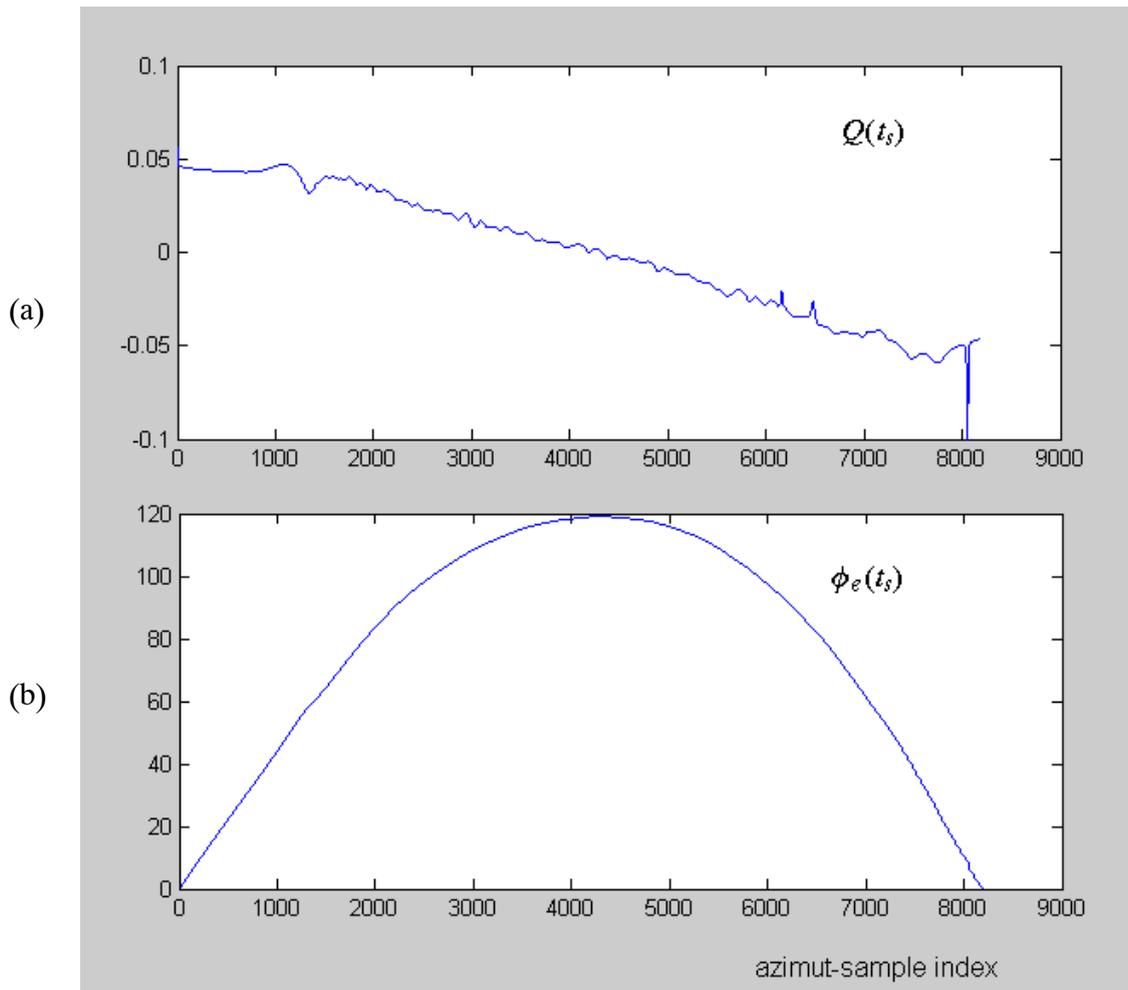


Bild 5.18 *Geschätzter Gradient- und Phasenfehlerverlauf des zweiten Testdatensatzes*
 (a) *Gradient des Phasenfehlers $Q(t_s)$*
 (b) *Phasenfehler $\phi_e(t_s)$*

Mit der Anwendung des SAF-Verfahrens kann dennoch eine geringfügige Verbesserung der Bildqualität gegenüber Map-Drift und dem Phasengradientenverfahren erreicht werden, die sich auch in der objektiven Bewertung mit der Güte G_o zeigt.

Bild 5.19 zeigt die gemessenen Güten der 4 Teilbilder für das Map-Drift-, das Phasengradienten- und das SAF-Verfahren.

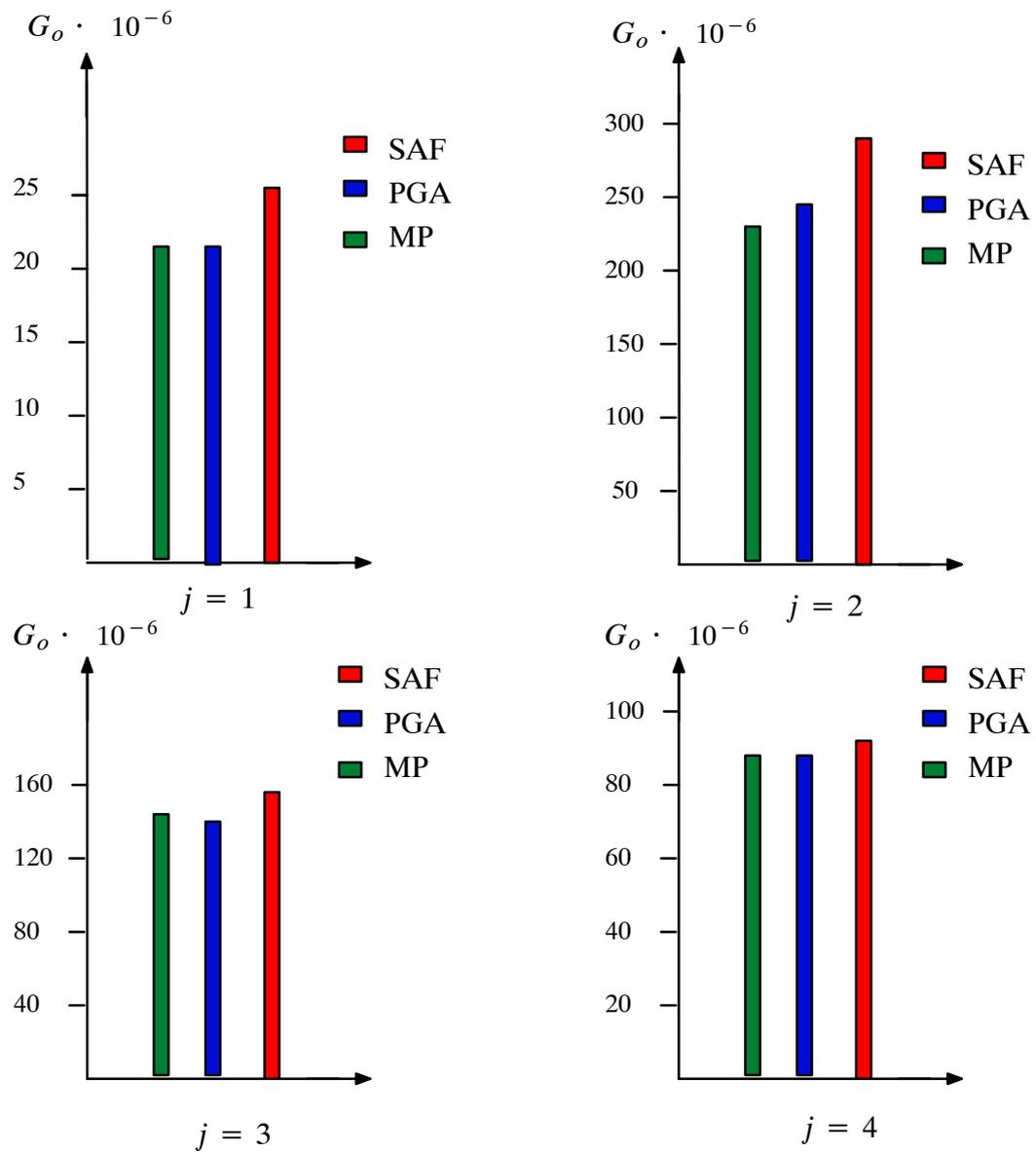


Bild 5.19 Güte G_o der Teilbilder $j=1,..,4$ unterschiedlicher Fokussierung, gemessen mit dem zweiten Testdatensatz

6. Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung eines Verfahrens zur automatischen Fokussierung von SAR-Rohdaten, dass die SAR-Bildqualität bekannter Verfahren insbesondere des Phasengradientenverfahrens verbessert. Dies sollte mit einer genaueren Schätzung des Phasenfehlerverlaufs anhand der Auswertung ausgewählter Reflektoren erreicht werden. Dazu waren im Wesentlichen zwei Probleme zu lösen. Das erste Problem bestand in der Schätzung des Azimutsignals punktförmiger Objekte aus den SAR-Rohdaten. Die Bestimmung des Phasenfehlerverlaufs aus mehreren dieser Azimutsignale war das zweite Problem.

Der Lösungsansatz ist vorerst für eine Range-Doppler-Prozessierung konzipiert und setzt eine Rangekompression mit Bewegungskompensation voraus, insbesondere der Kompensation der Laufzeitfehler aufgrund von Positionsfehlern der Antenne quer zur Flugrichtung. Der Grund dafür besteht in der Annahme, dass sich die Anteile des Azimutsignals eines punktförmigen Objektes nach Rangekompression, Range-Migration-Korrektur und Bewegungskompensation in einer einzigen Azimutzeile befinden. Der Einfluss der restlichen Bewegungsfehler beschränkt sich somit auf einen Phasenfehler des Azimutsignals. Dieser Phasenfehler soll geschätzt und zur Korrektur der rangekomprimierten SAR-Rohdaten verwendet werden. Dabei werden die rangekomprimierten SAR-Rohdaten streifenweise bearbeitet. Die korrigierten SAR-Rohdaten werden anschließend unter Verwendung der nominellen Azimut-Referenzfunktion fokussiert, die unter Einbeziehung der nominellen System- und Geometrieparameter generiert wird. Das automatisch fokussierte SAR-Bild entspricht dann einem SAR-Bild, das bei einem fehlerfreien Flug entsteht.

Vorab werden Reflektoren, die sich in ihrer unmittelbaren Umgebung besonders hervorheben detektiert, ihre Ortskoordinaten bestimmt und deren Azimutsignale aus den Rohdaten extrahiert. Dazu wird ein SAR-Bild geringer Bildauflösung unter der Verwendung einer Azimut-Referenzfunktion mit eingeschränkter Bandbreite generiert. Mit Hilfe eines Watershed-Verfahrens werden die Azimutzeilen des Bildsignals zwecks Suche nach Kandidaten für Reflektoren ausgewertet. Um den Rechenaufwand einzuschränken werden vorab Azimutzeilen ausgewählt, die potentielle Kandidaten beinhalten können. Die Auswahl wird anhand des Energiegehaltes einer Azimutzeile entschieden. Dieser muss größer sein als der Mittelwert der Energie aller rangekomprimierten Azimutzeilen des Streifens. Die detektierten Kandidaten werden anschließend anhand eines Gütekriteriums bewertet, das im generierten Bildsignal

das Verhältnis der Amplitude des Kandidaten relativ zu seiner unmittelbaren Umgebung beschreibt. Zur Auswahl der Reflektoren aus den detektierten Kandidaten wird die Azimutlänge des Streifens in mehrere Abschnitte geteilt. Die Dauer eines Abschnitts wird dabei auf die Hälfte der Beleuchtungsdauer beschränkt. Auf die Weise wird gewährleistet, dass ein hinreichend starkes Azimutsignal des Reflektors an allen Stellen im Abschnitt verfügbar ist. Schließlich wird mit Hilfe des beschriebenen Gütekriteriums mindestens ein Reflektor pro Abschnitt ausgewählt.

Zur Extraktion des Azimutsignals eines Reflektors werden die rangekomprimierten Daten der zugehörigen Azimutzeile einer Deramping-Operation unterzogen und in den Frequenzbereich transformiert. Das Azimutsignal des Reflektors wird dann mit Hilfe eines Hanning-Filters extrahiert, wobei die Bandbreite des Filters von der Breite des Reflektors abhängt. Ein Reflektor besteht im Allgemeinen aus mehreren punktförmigen Objekten. Demzufolge besteht das Azimutsignal des Reflektors aus der Überlagerung der Azimutsignale dieser Objekte.

Zur Lösung des ersten Problems werden die einzelnen Azimutsignale der benachbarten punktförmigen Objekte eines Reflektors geschätzt. Das Schätzverfahren basiert auf einem Modell zur Beschreibung des beobachteten Azimutsignals eines ausgewählten Reflektors durch die Summe der Azimutsignale seiner punktförmigen Objekte. Bei diesem Modell wird angenommen, dass die benachbarten punktförmigen Objekte eines Reflektors im Abstand der Pulswiederholungsfrequenz versetzt liegen und ihre Azimutsignale die gleiche Antennenbelegung und den gleichen Phasenfehlerverlauf aufweisen. Um Amplitudenunterschiede der Rückstreukoeffizienten der punktförmigen Objekte zu berücksichtigen wurde ein Schätzverfahren entwickelt, das unter Verwendung der statistischen Eigenschaften eines Reflektors seine Rückstreukoeffizienten-Funktion schätzt. Experimentelle Untersuchungen der Statistik haben gezeigt, dass die Reflektoren eine weitgehend symmetrische Rückstreukoeffizienten-Funktion aufweisen, deren Leistungsdichtespektrum nur positive reale Frequenzkomponenten enthält. Eine Schätzung der Rückstreukoeffizienten-Funktion mit diesen Annahmen erzeugt eine Schätzfehlervarianz entsprechend einem SNR von 15 dB. Die Rückstreukoeffizienten-Funktion wird daher mit Hilfe des Leistungsdichtespektrums des beobachteten Azimutsignals des Reflektors ermittelt. Mit der Rückstreukoeffizienten-Funktion und den erläuterten Modellannahmen kann das Azimutsignal eines Reflektors bis auf den unbekanntenen Phasenfehlerverlauf beschrieben und mit dem beobachteten Azimutsignal des Reflektors in einen Schätzalgorithmus für das Azimutsignal eines einzelnen punktförmigen Objektes zusammengefasst werden.

Zur Lösung des zweiten Problems werden in einem ersten Schritt lokale Phasenfehlerverläufe aus den geschätzten Azimutsignalen der punktförmigen Objekte ermittelt. Dies wird jeweils durch Vergleich des geschätzten Azimutsignals eines punktförmigen Objektes mit dem entsprechenden nominellen Azimutsignal durchgeführt. Die so ermittelten lokalen Phasenfehlerverläufe sind aufgrund des Auswahlverfahrens der Reflektoren überlappend und nur

jeweils für einen eingeschränkten Bereich gültig. Der gesamte Phasenfehlerverlauf, der für die gesamte Dauer des Streifens gültig ist, wird anschließend aus den lokalen Phasenfehlerverläufen konstruiert.

Da alle Reflektoren den gleichen Bewegungsfehlern des SAR-Trägers unterliegen, müssen die Phasenfehlerverläufe benachbarter Reflektoren im Überlappungsbereich den gleichen Gradienten aufweisen. Daher wurde zunächst der Gradient des gesamten Phasenfehlerverlaufs durch einer gewichteten Überlagerung der Gradienten der lokalen Phasenfehlerverläufe ermittelt. Die Gewichtung berücksichtigt den Gütefaktor eines Reflektors als auch die Antennenbelegung und damit den Abstand zum Reflektor. Experimentelle Untersuchungen haben jedoch gezeigt, dass aufgrund von möglichen Fehlern der Ortskoordinaten der ausgewählten Reflektoren, die Gradienten der lokalen Phasenfehlerverläufe benachbarter Reflektoren einen Amplitudenversatz aufweisen, der zu Verzerrung der SAR-Abbildung führt. Aus diesem Grund geht die Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs nicht von den Gradienten der lokalen Phasenfehlerverläufe sondern von deren Ableitungen aus. Es wird somit eine gewichtete Überlagerung der Ableitungen der Gradienten der lokalen Phasenfehlerverläufe berechnet. Der Gradient des gesamten Phasenfehlerverlaufs wird anschließend durch Integration bestimmt. Die Integrationskonstante wird dabei so gewählt, dass sich der Gradient des Phasenfehlerverlaufs des aktuellen Streifens an den des vorangegangenen Streifens anpasst.

Zur Erprobung des entwickelten Verfahrens zur automatischen Fokussierung wurden sowohl synthetische als auch reale Testdaten verwendet. Die synthetischen SAR-Rohdaten wurden unter Verwendung von Bewegungsparametern, die aus den INS-GPS-Daten realer Testdaten entnommen wurden, mit Hilfe einer dafür entwickelten Software generiert. Die beiden verwendeten realen Testdatensätze unterscheiden sich dadurch, dass die Beleuchtungszeit beim ersten Testdatensatz im Vergleich zum zweiten Testdatensatz aufgrund der großen Entfernung zwischen Antenne und Footprint relativ groß ist. Der erste Testdatensatz ist daher besonders empfindlich bezüglich Bewegungsfehler der Antenne. Zur Bewertung werden die Ergebnisse des entwickelten Verfahrens mit denen der beiden Referenzverfahren verglichen. Die subjektive Bewertung beschränkt sich auf den Eindruck der Bildqualität. Die objektive Bewertung wird anhand von zwei Gütekriterien durchgeführt. Das erste Gütekriterium bewertet anhand des Maximums eines normierten Bildsignals die Bildschärfe. Das zweite Gütekriterium bewertet die Verzerrung der SAR-Abbildung in Folge von Fehlern der Ortskoordinaten der verwendeten Reflektoren. Dabei wird die Güte mit der Standardabweichung des Ortskoordinaten-Fehlers der ausgewählten Reflektoren gemessen.

Die subjektive Bewertung wird im Fall synthetischer Testdaten an der Verringerung der Abbildungsfehler erkennbar. Bei den synthetischen Testdaten besteht auch die Möglichkeit des Vergleichs mit einem Bezugsbild, das die Abbildung derselben Szene bei fehlerfreien Bewegungsparametern darstellt. Es wurde festgestellt, dass das fokussierte Bild des entwick-

kelten Verfahrens im Vergleich zu jenen des Map-Drift- und des Phasengradienten-Verfahrens dem Bezugsbild am nächsten kommt.

Im Fall des ersten realen Testdatensatz bewirkt das entwickelte Verfahren neben der Verbesserung der Abbildung markanter Reflektoren eine feinere Abbildung des Hintergrunds.

Beim zweiten realen Testdatensatz konnten keine bedeutenden Unterschiede der Bildqualität der SAR-Bilder unterschiedlicher Fokussierungen festgestellt werden. Dies liegt daran, dass in diesem Fall die Bewegungsfehler verglichen mit dem ersten Testdatensatz relativ niederfrequent sind und daher auch die beiden Referenzverfahren gute Ergebnisse der Fokussierung erzielen.

Die objektive Bewertung mit Hilfe des ersten Gütekriteriums zur Beurteilung der Bildschärfe belegt die bereits festgestellten Ergebnisse der subjektiven Bewertung. Im Mittel ergibt sich bezogen auf alle Testdatensätze eine Verbesserung der Güte um 30% verglichen mit Map-Drift und um 15% verglichen mit dem Phasengradientenverfahren.

Die objektive Bewertung mit Hilfe des zweiten Gütekriteriums zur Beurteilung des Ortskoordinaten-Fehlers von Objekten im SAR-Bild und damit der daraus resultierenden geometrischen Verzerrungen der SAR-Abbildung beschränkt sich auf die Verwendung synthetischer Testdaten, da für die Ermittlung der Güte die wahren Ortskoordinaten der ausgewählten Reflektoren benötigt werden. Für das Phasengradientenverfahren ergab sich eine Standardabweichung der Ortskoordinaten-Fehler in der Größenordnung von 10 m bzw. 94 pel. Bei der Verwendung des entwickelten Verfahrens konnten die Ortskoordinaten-Fehler durch Einbeziehung der Ableitungen der Gradienten der lokalen Phasenfehlerverläufe zur Berechnung des gesamten Phasenfehlerverlaufs weitgehend vermieden werden. Die Standardabweichung der Ortskoordinaten-Fehler wurde von 10 (PGA) auf 0.4 m bzw. von 94 (PGA) auf 3.8 pel reduziert.

Für die Zukunft bieten sich folgende weitere Verbesserungen des Verfahrens an: Zum einen könnten bei der Extraktion des Azimutsignals eines Reflektors mehrere Azimutzeilen ausgewertet werden, da bei unzureichend genauer Range-Migration-Korrektur die Signalanteile eines Reflektors sich über mehreren Azimutzeilen erstrecken. Zum anderen könnte die Auswahl der zu verwendenden Reflektoren aus den detektierten Kandidaten dadurch verbessert werden, dass Symmetrieeigenschaften der Reflektoren berücksichtigt werden. Dieses würde zu einer genaueren Schätzung der Rückstreukoeffizienten-Funktionen der Reflektoren und damit des gesamten Phasenfehlerverlaufs führen.

Das Verfahren wurde im Hinblick auf einen Echtzeit-Betrieb an Bord entwickelt und ist für eine Echtzeit-Implementierung geeignet. Derzeit ist diese Implementierung beim Institut "Laboratorium für Technologie" der Leibniz Universität Hannover geplant.

7. Literatur

- [1] J. R. Moreira-Neto, *Bewegungsextraktionsverfahren für Radar mit synthetischer Apertur*. Forschungsbericht, Deutsche Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt, Oberpfaffenhofen, gleichzeitig Dissertation, TU München, Deutschland, Sept. 1992.
- [2] David Huertas Nunez. Implementation of SAR Autofocus Algorithm and Evaluation. Diplom-Arbeit. Uni-Hannover 2003.
- [3] T:M Calloway, G.W. Donohoe, "Subaperture autofocus for synthetic aperture radar" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 30, issue 2, April 1994. Pages 617-621
- [4] Jorgen Dall. "A new frequency domain autofocus algorithm for SAR" In IGARSS '91, Geoscience and Remote Sensing Symposium, volume 2, pages 1069 -- 1072, 1991
- [5] J. Melsa und D. Cohn Decision and estimation Theory (McGraw-Hill, New York, 1987
- [6] M. P. Hayes, H. J. Callow, and P.T. Gough. "Strip-map Phase Gradient Autofocus" Acoustics research Group, University of Canterbury.
- [7] Walter. G. Carrara. Ron S. Goodman. Ronald M. Majewski. "Spotlight Synthetic Aperture Radar" 1995
- [8] P.H Eichel und C.V. Jakowatz, Jr. Phase-gradient algorithm as an optimal estimator of the phase derivative. Sandia National Laboratories, New Mexico. 1989
- [9] P. Vass und B. Battrick (ed.), ERS-1 System. Technical report, European Space Agency ESA, September 1992.
- [10] Dr. Dipl.-Ing Martin Kirscht. Schätzung der Geschwindigkeiten und Darstellung bewegter Objekte. Dissertation. 2002
- [11] J. Bolle und M. Kirscht, Codierung und Verarbeitung von SAR-Bildsignalen, Abschlußbericht zum Forschungsvertrag T/R470/M0087/L2220, Institut für Theoretische Nachrichtentechnik und Informationsverarbeitung, Universität Hannover, März 1995.
- [12] Aining Li, *Systemtheoretische Untersuchung und Entwicklung neuartiger SAR-Signalverarbeitungsalgorithmen*, Dissertation, Universität-Gesamthochschule Siegen, 1993.

-
- [13] J. C. Curlander und R. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*. New York: John Wiley & Sons, 1991.
- [14] C. A. Wiley, Pulsed Doppler Radar Methods and Apparatus. United States Patent, Nr. 3,196,436, angemeldet August 1954, 1965.
- [15] Skolnik, M.I, Radar Handbook, Mc-Graw-Hill, Inc 1989, Library of congress Catalog Card number 69-13615
- [16] J. Bolle, U. Pestel und R. Farhoud: *Codierung von IR- und SAR-Bildsignalen*. Abschlussbericht zum Forschungsvorhaben E/F31D/2A470/2F044, Institut für Theoretische Nachrichtentechnik und Informationsverarbeitung, Universität Hannover, Juni 2005.
- [17] Ausherman. D, Kozma. A, Walker. J, Jones. H, Poggio. E. Developments in Radar Imaging. IEEE Trans. on AES, Vol. AES-20, No. 4. Juli 1984. S. 363-400
- [18] Ausherman. D. SAR Digital Imaging Processing. Proc. SPIE. Vol 528. 1985. S. 118-133.
- [19] Caputi, W.: Stretch: A Time-Transformation Technique, IEEE Trans. on AES, Vol AES 17, No. 2, July 1971, S 269-278
- [20] Moore.R, Classen.J, Lin. Y. Scanning Spaceborn Synthetic Aperture Radar with integrated Radiometer. IEEE Trans. on AES, Vol. AES-17. No. 3. May 1981. S. 410-421.
- [21] Auterman. J. Phase Stability Requirement for a bistatic SAR, Proc. IEEE, Nat. Radar Conf. New-York 1984. S. 48-52.
- [22] Prof. Dr.-Ing. Joachim Ender, Radar-Signalverarbeitung, Material zur Vorlesung, Ruhr-Universität Bochum, Sommersemester 1992
- [23] H. Klausung/W Holopp. Radar mit realer und synthetischer Apertur. 2000.
- [24] Elliott D. Kaplan. "Understanding GPS Principles and Application" 1996
- [25] Müller L.: Corba-Entwicklung auf der Zielgeraden. Wehrtechnik, Heft 2, 1997.
- [26] I. N. Bronstein und K. A. Semendjajew, *Taschenbuch der Mathematik*, Thun: Verlag Harri Deutsch, 1997.
- [27] H. G. Musmann, *Statistische Methoden der Nachrichtentechnik*, Manuskript zur Vorlesung, Universität Hannover, 1998.
- [28] Oppenheim/Schafer, *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*, R. Oldenburger Verlag München Wien 1992.
- [29] T. O. Grosch *et al.*, Detection of surface and buried mines with an UHF airborne SAR. In: C. D. Abinash *et al.* (ets.): *Proc. SPIE Vol. 2496, Detection Technologies for Mines and Minelike Targets*, S. 110-120, Juni 1995.

Lebenslauf

Ridha Farhoud

geboren am 29.12.1969 in Kairouan/Tunesien
als Sohn von Taher ben Abdallah Farhoud und Habiba Zemni

ledig

Schulbildung

1975 – 1981	Grundschule in Kairouan
1982 – 1985	Gymnasium Lycee Okba Kairouan
1986 – 1988	Gymnasium Lycee mixte Zaghouan

Abschluß mit Abitur

Studienkolleg

1988 – 1989	Niedersächsisches Studienkolleg Hannover
-------------	--

Studium

1989 – 1997	Leibniz Universität Hannover, Studiengang Elektrotechnik, Fachrichtung Nachrichtentechnik Mai 1997: Abschluß mit Diplom
-------------	--

Beruf

1999 – 2009	Wissenschaftlicher Mitarbeiter Institut für Informationsverarbeitung der Leibniz Universität Hannover
-------------	---