



Forschungsberichte
aus
dem Institut
für Höchstfrequenztechnik
und Elektronik (IHE)
der
Universität Karlsruhe (TH)

Herausgeber:
Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h.
W. Wiesbeck

Rainer Lenz

**Hochpräzise, kalibrierte Transponder
und Bodenempfänger für satelliten-
gestützte SAR-Missionen**

Band 52

Copyright: Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE),
Universität Karlsruhe (TH), 2007
alle Rechte vorbehalten

Druck: Offsetdruckerei Gunter Dünnbier, 02779 Großschönau,
Tel. 035841-36757

ISSN: 0942-2935

Vorwort des Herausgebers

Die Fernerkundung, d.h. die Beobachtung der Erde aus dem Weltraum hat in den vergangenen Jahren einen stetigen Aufschwung erfahren. Herausragende Anlässe zur Forcierung dieses Trends sind regionale Katastrophen wie Tsunamis, Erdbeben, Hurrikans usw. Aber auch globale Trends wie die prognostizierte Erwärmung sind auf Daten aus dem Weltraum, welche global verfügbar sein können, angewiesen. Sensoren im Weltraum erfordern für ein zuverlässiges korrektes Arbeiten eine präzise Kalibrierung. Diese kann teilweise in den Fernerkundungssensoren selbst durchgeführt werden, teilweise sind hierfür Einrichtungen auf der Erde erforderlich. Die vorliegende Dissertation von Herrn Lenz beschäftigt sich mit diesem Themenbereich. Insbesondere wurde in der Arbeit die aktive Kalibrierung von TerraSAR-X erfolgreich demonstriert. TerraSAR-X ist ein Mikrowellenfernerkundungssatellit mit flexiblen Ortungseigenschaften im X-Band. Herr Lenz hat gezeigt, dass die Komplexität der erforderlichen Information mit einem terrestrischen Kalibrator durch eine integrierte Empfangs- und Sendeeinrichtung mit Signalauswertung erfolgreich gewonnen werden kann. Die ersten positiven Ergebnisse des Einsatzes eines aktiven TerraSAR-X Kalibrators werden sicherlich weitere weltweite Anstrengungen auf diesem Gebiet nach sich ziehen. Die Arbeit von Herrn Lenz ist hierfür eine bedeutsame Grundlage, und ich wünsche ihr eine große Verbreitung und viele Nachahmer.

Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck
- Institutsleiter -

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

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

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

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 11 Torsten C. Becker
Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleichwellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB (Digital Audio Broadcasting)
- Band 12 Friedhelm Rostan
Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige satellitengestützte SAR-Systeme
- Band 13 Marcus Demmler
Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen Charakterisierung von Mikrowellentransistoren
- Band 14 Andreas Froese
Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
- Band 15 Jürgen v. Hagen
Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity: An Integral Representation Based Model
- Band 16 Ralf Pötzschke
Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch elektrochemische Metallphasenbildung
- Band 17 Jean Parlebas
Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer Antennen mit koplanarer Speisung
- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation

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

- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
**Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für
den digitalen terrestrischen Rundfunk**
- Band 23 Thomas Zwick
**Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäude-
funkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse**
- Band 24 Dirk Didascalou
**Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped
Tunnels**
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems
- Band 26 Martin Döttling
**Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und System-
studien für den Satellitenmobilfunk**
- Band 27 Jens Haala
**Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsis-
tenter finiter Integrationsverfahren**
- Band 28 Eberhard Gschwendtner
**Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau
in Kraftfahrzeuge**
- Band 29 Dietmar Löffler
**Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für
den Einsatz in Kommunikation und Sensorik**
- Band 30 Xuemin Huang
**Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimiza-
tion Models and Algorithms**
- Band 31 Martin Fritzsche
**Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion
von Landminen mit Georadaren**
- Band 32 Siegfried Ginter
**Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem
Gewebe durch hochintensiven Ultraschall**
- Band 33 Young Jin Park
**Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary
Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar**

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas
- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation
- Band 44 Florian Pivit
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO)
- Band 48 Marco Liebler
Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen von hochintensiven Ultraschallfeldern mit Kavitationsblasen
- Band 49 Thomas Dreyer
Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für die medizinische Therapie
- Band 50 Stephan Schulteis
Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile Geräte für multimediale Anwendungen
- Band 51 Werner Sörgel
Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-Technik
- Band 52 Rainer Lenz
Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen

Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenempfänger für satellitengestützte SAR-Missionen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

der Fakultät für

Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe (TH)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Rainer Lenz

geb. in Regensburg

Tag der mündlichen Prüfung:

9. Juli 2007

Hauptreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Alberto Moreira

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH). Ich bedanke mich beim Institutsleiter Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. Werner Wiesbeck für die Unterstützung dieser Arbeit und die Übernahme des Hauptreferates. Ebenso bedanke ich mich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Alberto Moreira für die Unterstützung dieser Arbeit und die Übernahme des Korreferates.

Für das angenehme Arbeitsklima und die freundschaftliche Arbeitsatmosphäre bedanke ich mich bei allen Kolleginnen und Kollegen. Ganz besonders bedanken möchte ich mich bei meiner Bürokollegin Frau Dipl.-Ing. Karin Schuler für die angenehme Zusammenarbeit und die Unterstützung sowohl für Fachliches als auch nicht Fachliches. Für die Begleitung der Arbeit von Beginn an, die Durchsicht der Dissertationsschrift und die Möglichkeit, Fragestellungen zu diskutieren danke ich ganz besonders Herrn Dr.-Ing. Marwan Younis. Für die weitere Durchsicht der Arbeit danke ich ebenfalls ganz herzlich Frau Katharina Deigendesch. Ein besonderer Dank gilt allen Mitarbeitern der Firma HBH Microwave GmbH für die Diskussionen und die Unterstützung bei der Herstellung der Kleinserie. Darüber hinaus bedanke ich mich bei Johannes Böer, Florian Attmann, Markus Andres, Juan Pontes, Ernst Weissbrodt, Dirk Schrank, Christof Dohmen, Philipp Pahl, Anna Zielska und Andreas Lambrecht, die durch Studien- oder Diplomarbeiten bzw. durch ihre Arbeit als studentische Hilfskräfte zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben.

Nicht zuletzt bedanke ich mich ganz herzlich bei meinem Freundeskreis und meinen Eltern für ihre Unterstützung und den immer währenden Rückhalt.

Karlsruhe, im Juli 2007

Rainer Lenz

Inhaltsverzeichnis

Symbole und Abkürzungen	iii
1 Einleitung	1
1.1 Hintergrund dieser Arbeit	2
1.1.1 Fernerkundung aus dem Weltraum	2
1.1.2 Struktur des TerraSAR-X Projekts	5
1.1.3 Der Satellit	8
1.2 Kalibrierung von SAR Satelliten - Stand der Technik	9
1.3 Aufgabenstellung	10
1.4 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit	11
2 Kalibration von SAR-Sensoren	15
2.1 Interne Kalibration und externe Kalibration	16
2.2 Grundlagen zur Fernerkundung mit dem Synthetischen Aperturradar (SAR)	18
2.3 Erzielbare Messgenauigkeit bei Einfluss von Clutter	20
2.4 RCS-Kalibration	22
2.5 Polarisations-signatur	25
2.5.1 Basistransformation	25
2.5.2 Polarisations-signatur des Transponders	25
2.6 Radargleichung und radiometrische Kalibration	30
2.7 Messung des Antennendiagramms von sich im Orbit befindenden SAR-Sensoren	31
2.8 Fazit	35
3 Einfluss des Antennendiagramms bei SAR Systemen	37
3.1 Abbildung des Antennendiagramms durch ein Punktziel	39
3.2 Abbildung des Antennendiagramms mit einem Bodenempfänger	42
3.3 Fazit	44

4	Antennendiagrammerkennung - Simulation und Auswertung	47
4.1	Problemstellung	47
4.2	Satellitenorbit und Koordinatensysteme	50
4.2.1	Referenzsysteme und Referenzrahmen	50
4.2.2	Beschreibung der Erde und des Satelliten in Inertialkoordinaten	50
4.3	Algorithmus zur Antennendiagrammerkennung	52
4.3.1	Bestimmung des Differenzvektors zwischen Satellit und Bodenempfänger	52
4.3.2	Berechnung des Antennendiagramms des Satelliten	52
4.4	Rekonstruktion des Antennendiagramms	56
4.5	Diagrammerkennung mit einem Bodenempfänger	60
4.6	Erkennung einer Fehlpositionierung der Satellitenantenne	62
4.7	Diagrammerkennung mit mehreren Bodenempfängern	63
4.7.1	Rekonstruktion des Elevationsdiagramms	63
4.7.2	Rekonstruktion der Azimutdiagramme	65
4.8	Fazit	68
5	Technologie für die Transponder und Bodenempfänger	69
5.1	Systemkonzept für den Transponder	69
5.2	Systemkonzept für den Bodenempfänger	72
5.3	Leistungsbudget für die TerraSAR-X Kalibratoren	73
5.4	Systemspezifikationen	75
5.5	Schaltungskonzept für die RF-Hardware	77
5.5.1	Transponderpfad	77
5.5.2	Eingangs- und Referenzpfad	82
5.5.3	Bodenempfänger	87
5.6	Aufbautechnik mit mehrlagigem Substrat	88
5.7	Signaldetektion und Digitalisierung	92
5.8	Kalibrierung der Transponder und Bodenempfänger	95
5.8.1	Ziel der Kalibration	95
5.8.2	Messkonzept zur Temperaturstabilisierung des Transponderpfads	96
5.8.3	Empfindlichkeit der Temperatursteuerung	98
5.8.4	Messkonzept zur Erfassung der Kalibrationsdatensätze für die absoluten Pegel	100
5.9	Isolation der Transpondergehäuse	101
5.10	Antennenverkopplung bei den Transpondern	104
5.11	Ablaufsteuerung und Programmierung des Transponders	109

5.12	Komplettsysteme	111
5.13	Fazit	114
6	Einfluss der Übertragungsfunktion von aktiven Bodenzielen	115
6.1	Amplitudenfehler	115
6.2	Phasenfehler	120
6.3	Fazit	122
7	Systemverifikation anhand aussagekräftiger Messungen	125
7.1	Richtcharakteristik der Gesamtsysteme	125
7.2	Transponder	127
7.2.1	Passive Elemente	128
7.2.2	Phasenrauschen des Oszillators	130
7.2.3	Zeitbereichsmessung des Transponderpfades	131
7.2.4	Phasenumschaltung und Dynamikbereich	133
7.2.5	Netzwerkmodell	135
7.2.6	Vergleich der 19 Transponder	137
7.3	Bodenempfänger	143
7.3.1	Vergleich der 16 Bodenempfänger	143
7.3.2	Temperaturverhalten	145
7.4	Absolute RCS-Messung	146
7.4.1	Messaufbau und Fehlerbetrachtung	147
7.4.2	Polarimetrische Messungen	154
7.4.3	Langzeittest	157
7.4.4	Absolut kalibrierte Messergebnisse	159
7.5	Fazit	164
8	Zusammenfassung	167
A	Anhang	171
A.1	Beschreibung der Erde in Inertialkoordinaten	171
A.2	Beschreibung der Satellitenbahn in Inertialkoordinaten	173
A.3	Das SEZ-Koordinatensystem	175
A.4	Simulationsszenario	176
	Literaturverzeichnis	177

Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

BANT	Bodenantenne
CRO	Coaxial Resonant Oscillator
DEM	Digital Elevation Model
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
DUT	Device Under Test
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power
ECEF	Earth Centered Earth Fixed
ECI	Earth Centered Inertial
ECU	Electronic Computer Unit
FPGA	Field Programmable Gate Array
G	Ground, Masse
GaAs	Galliumarsenid
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
GPS	Global Positioning System
ICRF	International Celestial Reference Frame
ISLR	Integrated Sidelobe Ratio
IOCS	Instrument Operation and Calibration Segment
J2000	Astronomische Epoche 1. Januar 2000
LO	Lokaloszillator
LNA	Low Noise Amplifier

LST	Local Sideral Time
MB	Megabyte
μC	Mikrokontroller
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
NF	Noise Figure
PHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
PMU	Power Mangement Unit
PRF	Pulswiederholrate
PQW	Perifokales System
RCS	Radarrückstreuquerschnitt
rms	root mean square
SNR	Signal-zu-Rausch Verhältnis
SANT	Satellitenantenne
SEZ	South East Zenith
SCR	Signal-zu-Clutter Verhältnis
SOLT	Short, Open, Load, Thru
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WGS84	World Geodetic System 1984

Indizes

A	Antenne
A,Az	Azimut
B	Boden
BE	Bodenempfänger
b	beleuchtet
D	Dach
E	Empfang
E	Entfernung
eff	effektiv
EA	Empfangsantenne, Anpassung
gd	geodätisch
H	horizontal
H	Hintergrund
i	incident

k	Zählvariable
korr	korrigiert
l	linear
lok	lokal
lsb	least significant bit
M	measured
n	Noise
nor	normiert
O	Objekt
r	received
RF	Radio Frequency
Ref	Referenz
S	Sende
SA	Sendenatenne, Anpassung
s	scattered
syn	synthetisch
Sat	Satellit
T	Transponder
Tr	Trihedral
V	vertikal
Z	Ziel

Lateinische Symbole

A	Amplitude
A	Fläche
A_w	Wirkfläche
a	große Halbachse
a	Kantenlänge Trihedral
a	Azimutkoordinate
B	Bandbreite
b	kleine Halbachse
C	Richtcharakteristik einer Antenne
$C(x, y)$	auf den Boden abgebildete Richtcharakteristik der SAR-Antenne
\underline{C}	komplexe Richtcharakteristik einer Antenne
\underline{C}_S	Richtcharakteristik einer Sendeanenne

\underline{C}_E	Richtcharakteristik einer Empfangsantenne
\underline{C}_H	horizontale Richtcharakteristik einer Antenne
\underline{C}_V	vertikale Richtcharakteristik einer Antenne
$\underline{C}_{B,\theta}$	Richtcharakteristik der Bodenanenne in \vec{e}_θ -Richtung
$\underline{C}_{\text{Sat},\theta}$	Richtcharakteristik der Satellitenantenne in \vec{e}_θ -Richtung
$\underline{C}_{B,\psi}$	Richtcharakteristik der Bodenanenne in \vec{e}_ψ -Richtung
$\underline{C}_{\text{Sat},\psi}$	Richtcharakteristik der Satellitenantenne in \vec{e}_ψ -Richtung
$[C_S]$	Richtcharakteristik einer Sendeantenne in Matrixschreibweise
$[C_E]$	Richtcharakteristik einer Empfangsantenne in Matrixschreibweise
$[C]$	Fehlermatrix
D_1	Umrechnungsmatrix der lokalen Sende- bzw. Empfangskordinatensysteme
D_2	Umrechnungsmatrix der lokalen Sende- bzw. Empfangskordinatensysteme
d	Distanz zwischen zwei Punkten
d	Dicke
\vec{d}	Differenzvektor
d_1	direkter Pfad Zweiwegeausbreitung
$d_{2,S}, d_{2,S}$	Reflexionspfade zum Reflexionspunkt bei Zweiwegeausbreitung
$D(\omega)$	Frequenzabhängige Dämpfung zwischen Sende- und Empfangsantenne eines Transponders
\vec{E}	elektrischer Feldstärkevektor
E	Betrag des elektrischen Feldstärkevektors
E	Empfindlichkeit
e	numerische Exzentrizität
F	Rauschzahl
F	Fehler

f	Frequenz
f	Abplattung der Erde
G	Gewinn einer Antenne
G_{RF}	Verstärkung
ΔG	Änderung der Verstärkung
g	Schleifenverstärkung
g	Gap
H	integrale Intensität (Helligkeit)
H_{E}	Höhe der Empfangsantenne
H	Höhe
$h(x, y)$	Referenzfunktion bei der SAR-Verarbeitung
$H(f)$	Referenzfunktion bei der SAR-Verarbeitung im Frequenzbereich
HF	Hochfrequenz
$[I]$	Isolationsfehlermatrix
i	Inklination
K	Kalibrierungsfaktor
k	Wellenzahl
L	Längenmaß
L_{A}	Länge der SAR Antenne
$L_{\text{Fi,Ko}}$	Verluste im Filter und Koppler
L_{DG}	Verluste im Dämpfungsglied
L_{S}	Verluste im Switch
L_{K}	Verluste im Kabel
L_{T}	Verluste durch Temperaturerhöhung
L_{Mischer}	Verluste im Mischer
$M = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}$	Umrechnungsmatrix der lokalen Sende- bzw. Empfangskoordinatensysteme
N	Anzahl
$N(t)$	Nutation
\vec{n}^T	Nadirvektor
P	Leistung
$P(t)$	Präzessionsbewegung
$Q_{R,eff}^2$	Varianz des Quantisierungsrauschens

ΔQ	Wärmeffluss
ΔR_E	Entfernungsauflösung
ΔR_A	Azimutauflösung
R	allgemeines Entfernungsmaß
R	Erdradius
R_0	Referenzradius
$[R]$	Fehlermatrix beim Empfang
$[R]$	Reflexionsfaktormatrix
$[R_1], [R_2], [R_3]$	Drehmatrizen
\vec{r}	Positionsvektor
r	Entfernungskoordinate, Range
S	Leistungsdichte
S	Steigung
$S(f)$	SAR-Empfangssignal im Frequenzbereich
$[S]$	Streuparametermatrix
$s(r, a)$	SAR-Empfangssignal, Zeitbereich
$[S_M]$	gemessene Streuparametermatrix
$[S_O]$	wahre Streuparametermatrix des Objekts
$[S']$	Streuparametermatrix bzgl. beliebiger Polarisation
T	Transmission
T	Temperatur
$[T]$	Fehlermatrix beim Senden
t	Zeit
t	Metallisierungsdicke
U	Spannung
$U(\omega)$	frequenzabhängiges Eingangssignal
$u(x)$	entfernungskomprimiertes Signal
$V(\omega)$	frequenzabhängige Verstärkung
v	Geschwindigkeit
W_E	Streifenbreite Entfernungsrichtung
$W(f)$	Belegungsfunktion Hammingfenster im Frequenzbereich
w	Width
xyz	Koordinatensystem zur Rückrechnung der Antennendiagramme

$Y(\omega)$	frequenzabhängiges Ausgangssignal
$Z(t)$	Rotationsbewegung der Erde

Griechische Buchstaben

α	Rotationswinkel der Satellitenantenne
β	Yaw Winkel
β	Winkelfehler bei Positionierung
γ	Winkelverkipfung
γ	Pitch Winkel
δ_A	Auflösung bei Synthetischem Aperturradar in Flugrichtung
η	Einfallswinkel
ϵ	Elliptizität
ϕ	Breitengrad
φ	Phase
λ	Wellenlänge
λ	Längengrad
λ	Wärmeleitfähigkeit
Ω	Rektaszension des aufsteigenden Knotens
ω	Kreisfrequenz
ω	Argument des Perigäums
ν	wahre Anomalie
ψ	ψ -Koordinate
ψ	Azimutkoordinate
ρ	Umrechnungsfaktor
$[\underline{\sigma}]$	komplexe Radarrückstreuquerschnittsmatrix für ein Punktziel
$[\sigma]$	skalare Radarrückstreuquerschnittsmatrix für ein Punktziel
$\underline{\sigma}$	komplexer Radarrückstreuquerschnitt für ein Punktziel
σ	skalare Radarrückstreuquerschnitt für ein Punktziel
$\tilde{\sigma}$	Gesamtradarrückstreuquerschnitt
σ^0	auf die Fläche normierter Radarrückstreuquerschnitt

σ	Standardabweichung
τ	Pulsdauer
τ	Rotationswinkel
τ_g	Gruppenlaufzeit
θ	Elevationswinkel
θ	θ -Koordinate
θ_T	Elevationswinkel des Transponders bei der RCS-Messung

Kapitel 1

Einleitung

Unter den verschiedenen bis heute eingesetzten Verfahren bildgebender Fernerkundungssysteme nehmen die radarbasierten Verfahren eine gewisse Sonderstellung ein. Das Vermögen, entfernte Objekte ohne externe Beleuchtung zu jeder Tages- und Nachtzeit abbilden zu können und der Vorteil, dass atmosphärische Einflüsse wie Wolken, Nebel, Regen oder Rauch kaum Einfluss auf die Datenerfassung haben, lassen diese Verfahren geradezu ideal für die Erderkundung erscheinen.

Heutige Radarsysteme arbeiten im Mikrowellenbereich und bieten inzwischen Auflösungen, die durchaus mit optischen Sensoren konkurrieren können. Der Informationsgehalt von Radarbildern unterscheidet sich dabei grundlegend von dem optischer Aufnahmen, da hauptsächlich geometrische und dielektrische Objekteigenschaften bei Reflexion und Streuung der Radarstrahlung eine Rolle spielen. Dass die Radarstrahlung außerdem je nach gewähltem Frequenzbereich bis zu einer gewissen Tiefe in Vegetation, Eisschichten und Boden eindringen kann, kann als weiteres Alleinstellungsmerkmal der Radartechnik angesehen werden.

Gütekriterium eines Radarsystems ist die Auflösung: Zum Einen die zweidimensionale geometrische Auflösung senkrecht und parallel zum Flugweg und zum Anderen die radiometrische Auflösung, d.h. das Vermögen des Radarsensors, geringe Unterschiede der Intensität noch messtechnisch zu erfassen. Mit erheblichem finanziellen Aufwand wurden in den letzten Jahren die aktuellen Radartechnologien weiterentwickelt, u.a. in Form neuartiger Antennenkonzepte, Algorithmen und Verfahren. Das TerraSAR-X Projekt soll eine ganze Reihe dieser Weiterentwicklungen im operationellen Einsatz verfügbar machen [1], [2].

Die quantitative Auswertung der Messdaten von hochauflösenden Radarfernerkundungssystemen wie TerraSAR-X erfordert durch die Komplexität und Vielfältigkeit an Messmethoden neben der internen Kalibration des Systems auch hochgenaue Verfahren zur externen Kalibration. Für hochgenaue

Messdaten ist eine vorherige Kalibration eines Systems unverzichtbar. In diesem Fall besteht das Messsystem aus dem Fernerkundungssatelliten und der abzubildenden Messgröße - der Erdoberfläche mit den Zielen (Kalibrationsstandards). Wie bei jeder Messaufgabe gilt auch hier, dass die Messdaten umso genauer sind, je genauer das System kalibriert ist. Die exakte Kenntnis der Kalibrierstandards und die Kenntnis der Restunsicherheit dieser Standards bilden ein Maß für die spätere Genauigkeit der Radardaten.

Im Rahmen dieser Arbeit werden aktive Bodenziele und Bodenempfänger in einer Kleinserie zur Kalibrierung des ersten deutschen zivilen Radarsatelliten im X-Band entwickelt und produziert. Diese besitzen einen definierten und genau bekannten Rückstreuquerschnitt und erlauben es zusätzlich, die empfangenen Radardaten abzuspeichern. Die Bodenziele sind bereits für höhere Bandbreiten als die Nominalbandbreiten bei TerraSAR-X ausgelegt, so dass auch die Experimentalmodi des Satelliten kalibriert werden können. Im Gegensatz zu herkömmlichen rein passiven und mechanischen Zielen lassen sich mit aktiven Kalibriergeräten sehr große Rückstreuquerschnitte in kompakter Bauweise erzielen. Durch die Wahl geeigneter Antennen lässt sich das Diagramm dieser aktiven Ziele einstellen und die polarimetrischen Eigenschaften der Antennen können ausgenutzt werden zur Kalibration von SAR-Sensoren mit unterschiedlicher Sende- und Empfangspolarisation. Durch den Zugriff auf das Radarsignal kann dieses z.B. durch Kodierung gekennzeichnet werden.

1.1 Hintergrund dieser Arbeit

1.1.1 Fernerkundung aus dem Weltraum

Bei bildgebenden Verfahren in der Fernerkundung kommen Radarsensoren als sog. Seitensicht radar zum Einsatz. Das bedeutet, dass während der Fortbewegung der Plattform ein Streifen am Boden abgebildet wird, der sich nicht direkt senkrecht unter dem Flugweg der Plattform befindet, sondern seitlich versetzt ist, wie Bild 1.1 zeigt. Anhand der rückgestreuten elektromagnetischen Strahlung kann dann eine zweidimensionale Reflektivitätskarte des beleuchteten Gebietes erstellt werden.

Die Auflösung dieses Seitensicht radars in Azimut-Richtung kann beträchtlich erhöht werden, wenn das in den 50er Jahren entwickelte Verfahren des sog. Synthetischen Aperturradars (SAR) verwendet wird, welches die Fortbewegung des Radarsystems und das Doppler-Prinzip ausnutzt und durch nachträgliche Prozessierung der Bilddaten eine hohe und zudem entfernungs-

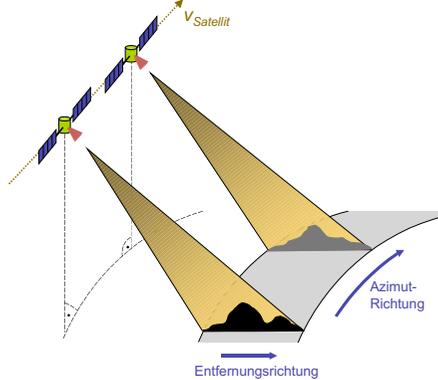


Bild 1.1: Darstellung des Prinzips des Seitensichtradars am Beispiel eines weltraumgestützten Radarsensors

unabhängige Auflösung im Azimut bietet [3],[4]. Durch die Bewegung des Radarsensors und die kohärente Addition der Signale erhält man Ergebnisse, die der Verwendung einer viel größeren realen Antennenapertur entsprechen. Kohärent bedeutet dabei, dass zusätzlich zur Amplitude des Empfangssignals auch die Phaseninformation ausgewertet wird. Das aufgezeichnete Radarecho selbst stellt beim Synthetischen Aperturradar noch keinen realen Kontrast dar. Ein fokussiertes Bild entsteht erst durch eine geeignete Nachbearbeitung, die allgemein als Kompression bezeichnet wird. Dies ist in Kapitel 2.2 dargestellt. Der hohe Gewinn an Auflösung hat die Mikrowellenfernerkundung mit Satelliten befördert und interessant gemacht und ist der Grund dafür, dass heute in der Fernerkundung mit Satelliten sehr oft das SAR-Prinzip angewendet wird. Ein Überblick über eine Reihe solcher Radarsysteme für die Erderkundung ist in [5] zu finden.

SAR-Daten und die daraus abgeleiteten Produkte lassen sich für eine Fülle wissenschaftlicher wie auch kommerzieller Anwendungen nutzen. Das Spektrum möglicher Anwendungen umfasst neben der Aufklärung so unterschiedliche Gebiete wie Geologie, Exploration von Bodenschätzen, Umwelt- und Klimaforschung, Hydrologie und Ozeanographie, Küsten- und Meeresbeobachtung, Land- und Forstwirtschaft, Verkehrs- und Infrastrukturplanung, Kartographie sowie Risiko- und Katastrophenmanagement. Grundsätzlich können aus den Radardaten erst einmal zweidimensionale Karten der Erdoberfläche erstellt werden. Dies sind zum einen topographische Karten, zum

anderen thematische Karten, die weitere geophysikalische Parameter wiedergeben, z.B. die Feuchtigkeit des Erdbodens [6], Eisbedeckung (Untersuchungen hinsichtlich Alter, Dicke, Bewegung und Wassergehalt der Eisschichten) [7],[8],[9], Vegetationsformen und -höhe und Landnutzungsarten [10], [11], [12].

Die thematische Zuordnung wird durch Interpretation und Klassifikation des Geländes meist durch spezielle Algorithmen erreicht, welche anhand von Reflexions- und Streumodellen arbeiten. Diese Streumodelle nutzen insbesondere die Informationen, die in polarimetrischen und multitemporalen Messdaten enthalten sind. Damit können z.B. verschiedene Landnutzungsarten wie Stadtgebiete, Straßen, Gewässer und Ackerflächen aufgrund ihrer Radarsignaturen unterschieden werden.

Neben zweidimensionalen Landkarten ist eine weitere wichtige Anwendung die Erstellung von dreidimensionalen digitalen Geländemodellen (Digital Elevation Models, *DEM*) unter Verwendung interferometrischer Verfahren [13],[14],[15]. Multitemporale Messungen erlauben es zudem, kleinste Verschiebungen an der Erdoberfläche in der Größenordnung von einigen Millimetern zu erkennen z.B. Erosionsschäden und Landschaftsdegradation. Im Bereich der geowissenschaftlichen Forschung ermöglichen diese Messungen außerdem Untersuchungen von Plattentektonik, Vulkanismus und Erdbeben. Aber auch für hoheitliche Aufgaben sind die Datenprodukte von Satelliten von großem Nutzen, z.B. für die Umweltüberwachung, für den Luftverkehr, für die Regionalplanung durch die Bereitstellung topographischer Karten sowie zur Aufklärung mittels von Wetter und Tageslicht unabhängiger SAR-Daten. Auf dem Gebiet des Katastrophenschutzes können Radarsatelliten durch hochaufgelöstes Kartenmaterial dazu beitragen, Sturm-, Flut-, und Brandschäden einzuschätzen und in Risikogebieten Daten für Frühwarnsysteme zu sammeln. Ein großes Anwendungsgebiet ist die Umwelt- und Klimaforschung, die sich z.B. mit der Ermittlung des Wasserdampfgehalts der Atmosphäre [16], der Gletscher-, Meeres- und Polareisbeobachtung, der Erfassung der globalen Biomasse, der Beobachtung und Vorhersage von CO_2 -Kreisläufen [17] sowie der Modellierung von Niederschlagsabflussgebieten beschäftigt. Desweiteren geht die Entwicklung inzwischen auch dahin, dass bewegte Objekte detektiert und deren Geschwindigkeit ermittelt werden soll [18]. Dies dient der Entwicklung und dem Betrieb von Verkehrsüberwachungs-, Staumelde- und Verkehrsleitsystemen in Verbindung mit den konventionellen Vorhersage- und Leitsystemen am Boden. Weitere Anwendungen für diese interferometrischen Geschwindigkeitsmessungen sind z.B. die Messungen von Gezeitenströmungen.

Durch den TerraSAR-X Satelliten wird die Familie der SAR-Satelliten

um einen äußerst leistungsfähigen und multifunktionalen Satelliten erweitert, der ab dem Jahr 2007 hochauflösende Bilddaten im X-Band liefern soll [1]. TerraSAR-X ist ein deutscher Fernerkundungssatellit, bei dem innerhalb eines Kooperationsmodells erstmalig private und öffentliche Seite bei der Realisierung und Finanzierung zusammenarbeiten. Dadurch eröffnet sich ein großes Potenzial für die wissenschaftliche und kommerzielle Nutzung von Radardaten. Dieses Projekt ist ein Meilenstein für die nachhaltige Kommerzialisierung von Erdbeobachtungsdaten und für die Etablierung einer sich finanziell selbst tragenden Satellitenmission zur Erstellung von Radardaten im X-Band.

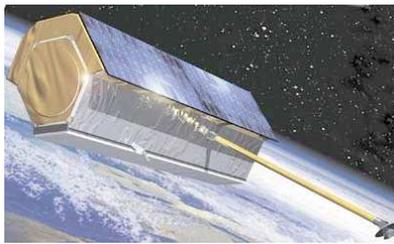


Bild 1.2: Abbildung des TerraSAR-X Radarsatelliten

Nach dem Start mit einer russischen Trägerrakete soll der TerraSAR-X Radarsatellit für einen Zeitraum von mindestens 5 Jahren Informationen über die Erdoberfläche liefern.

1.1.2 Struktur des TerraSAR-X Projekts

Neben der Entwicklung des Satelliten beinhaltet das Projekt die Entwicklung des Bodensegmentes und die kommerzielle Vermarktung der erzeugten Bildprodukte [2]. Aufgrund des wissenschaftlichen wie auch kommerziellen Potentials des TerraSAR-X-Satelliten haben sich das Deutsche Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V. (*DLR*) und die Astrium GmbH auf eine gemeinsame Realisierung des Projekts verständigt. Bild 1.3 zeigt die Organisationsstruktur des Projektes und die Zuständigkeiten der Projektpartner. Grundlage der Zusammenarbeit ist ein Kooperationsvertrag zwischen dem DLR e.V. und der Astrium GmbH vom 25. März 2002.

Astrium übernimmt den Satellitenbau und die Kommerzialisierung der Satellitendaten durch die Infoterra GmbH, während das DLR e.V. für die Gesamtprojektleitung, den Aufbau des Bodensegmentes, den Satelliten- und

Instrumentbetrieb, die Kalibration und die Prozessierung der Radardaten sowie für deren wissenschaftliche Nutzung verantwortlich ist.

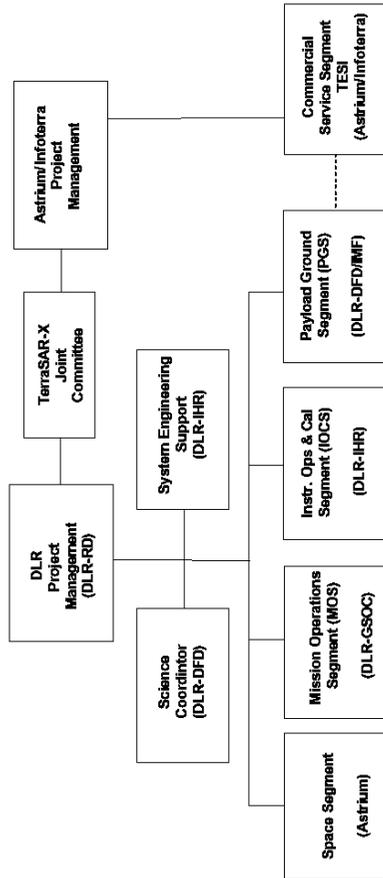


Bild 1.3: TerraSAR-X Organisationsstruktur [19]

In das Projekt gehen zahlreiche Erfahrungen des DLR aus vergangenen Missionen ein, insbesondere den erfolgreichen X-SAR-Shuttle-Missionen der neunziger Jahre (*SIR-C / X-SAR*, [20]), den Shuttle Radar Topography Missionen (*SRTM*, [21]) und den Flugzeug-SAR-Plattformen. Diese kurzen, jeweils nur mehrtägigen Missionen mit Experimentalcharakter lieferten wert-

volle Informationen für den Aufbau und Betrieb des operationellen Satelliten TerraSAR-X. Im Vergleich zu bisherigen Missionen wie ERS [22] und ENVISAT [23] bietet TerraSAR-X eine Reihe von neuen Perspektiven und Möglichkeiten:

- Höhere Auflösung von bis zu 1m
- Frequenzen im X-Band zur Nutzung weiterer Streueigenschaften
- Erstellung hochgenauer, dreidimensionaler Geländemodelle
- Hohe Beobachtungsfrequenz durch kurze Revisit-Zeiten
- Along-Track Interferometrie mit einer einzigen Radarantenne (single-pass)

Interessante neue Anwendungen ergeben sich aus der Kombination mit Daten anderer Plattformen (ALOS im L-Band, ASAR und RadarSAT im C-Band).

1.1.3 Der Satellit

Das innovative Konzept des SAR-Instruments ermöglicht eine hohe geometrische und radiometrische Auflösung. Insbesondere eine neuer Messmodus mit hoher Bandbreite (300 MHz) bietet eine sehr hohe Auflösung in Entfernungsrichtung.

	Stripmap	ScanSAR	Spotlight
max. Auflösung	3 x 3 m	16 x 16 m	1 x 1 m
Gebietsabdeckung	1500 x 30 km	1500 x 100 km	5 x 10 km

Tabelle 1.1: TerraSAR-X Betriebsarten [1]

Implementiert ist neben den bekannten Betriebsarten des Synthetischen Aperturradars, die in Tabelle 1.1 zusammengefasst sind, zusätzlich ein neuartiger sog. *Dual Receive Antenna Mode*, der die Anwendung von Along-Track Interferometrie zur Bewegtzilerkennung durch Aufteilen der Radarantenne in zwei elektrisch getrennte Empfangsantennen erlaubt.

Die wichtigsten technischen Parameter und Spezifikationen sind in der folgenden Tabelle 1.2 und Tabelle 1.3 zusammengefasst.

Gesamtgewicht	1023 kg
Elektrische Leistung	800 W
Antennengröße	4,9 m x 0,85 m x 0,3 m
Antennenaufbau	384 T/R-Module (Einzelelemente)
Bandbreite	150 / 300 MHz
Betriebsarten	Stripmap, ScanSAR, Spotlight, ATI
Datenspeicher	256 Gbit
Downlink	X-Band, 300 Mbit/s
Flughöhe	505 ... 533 km
Orbit-Transfer	DNEPR-1 Trägerrakete von Baikonur
Start	15. Juni 2007
Missionsdauer	5 Jahre

Tabelle 1.2: TerraSAR-X Daten und Eigenschaften des SAR-Instruments im Überblick [24]

Die dual polarisierte Radarantenne des Satelliten erlaubt die Messung mehrerer Polarisierungen (z.B. HH, VV oder HV) sowie einen vollpolarime-

trischen Betrieb. Ebenso können multitemporale Messungen durchgeführt werden. Der Satellit bewegt sich auf einem sonnensynchronen 514 km Orbit um die Erde, der sich alle 11 Tage wiederholt.

Mittelfrequenz	9,65 GHz
Chirpbandbreite	max. 300 MHz
Chirp Slope	up/down
Transmit duty cycle	13...20%
PRF	3...6,5 kHz
Max. Sendeleistung	63 dBm

Tabelle 1.3: Die wichtigsten Eigenschaften des Radarinstrumentes im Überblick [24]

In Bild 1.4 ist der Aufbau des Satelliten dargestellt. An der Vorderseite ist die Radarantenne zu sehen, eine dual-linear polarisierte, aktive Phased Array Antenne, die aus 384 Einzelstrahlern besteht. Bei diesen Elementen handelt es sich um hohlleiterspeiste Schlitzantennen [25]. Jedes Element wird von einem separaten T/R-Modul angesteuert, wodurch die Abstrahlung in Betrag und Phase beeinflusst werden kann.

1.2 Kalibrierung von SAR Satelliten - Stand der Technik

Bei innovativen SAR Systemen wird neben der Kalibration mit herkömmlichen, rein mechanischen Kalibrierzielen wie z.B. trihedralen Reflektoren auch auf die Verwendung von aktiven Kalibrationszielen gesetzt. Diese wurden zunächst experimentell verwendet und hinsichtlich ihrer Einsatzfähigkeit überprüft [26], [27]. In einer weiteren Arbeit wurden aktive Transponder für den Einsatz zur Kalibration von weltraumgestützten SAR-Systemen entwickelt und die Verwendbarkeit verifiziert [28], [29]. Im Gegensatz zu rein passiven Zielen lassen sich mit aktiven Radarzielen hohe Rückstreuquerschnitte in kompakter Bauweise erzielen.

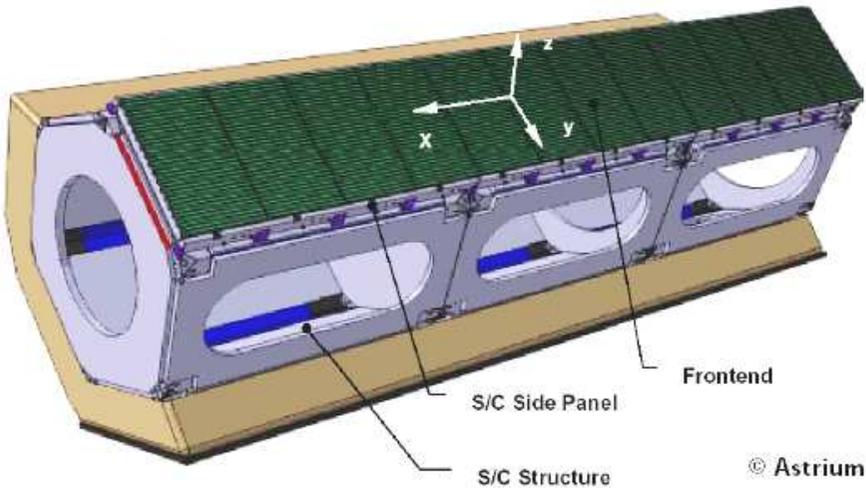


Bild 1.4: TerraSAR-X Satellit mit SAR Antenne

1.3 Aufgabenstellung

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Entwicklung von aktiven Radarkalibrierzielen und Bodenempfängern für das *Instrument Operations and Calibration Segment* (IOCS) beschrieben. Diese Geräte werden während der Kalibrierungs- und Validierungsphase des TerraSAR-X Satelliten zur Kalibrierung des SAR-Instruments eingesetzt.

Es sollen aktive Kalibrierziele, sog. kalibrierte Transponder, hochintegriert aufgebaut werden, die als sehr exakte Punktziele im Radarbild dienen. Diese verstärken das empfangene Radarsignal und senden es zum Radarsensor zurück. Zusätzlich ist in den Transponder eine Datenaufzeichnungseinheit integriert. Der Transponder soll so ausgelegt werden, dass Signale mit verschiedener Polarisation kalibriert werden können. Desweiteren sollen kalibrierte, hochintegrierte Bodenempfänger für die Aufzeichnung der empfangenen Radardaten am Boden aufgebaut werden, so dass sowohl die Sendeleistung als auch die Impulsform der Radarsignale analysiert werden kann. Dadurch wird es gleichzeitig möglich, das Einwegeantennendiagramm eines weltraumgestützten Radarsystems zu ermitteln, so dass die Strahlausrichtung der Antenne verifiziert werden kann. Durch geeignete Steuersoftware soll eine einfache Initialisierung und Bedienung der Geräte möglich sein. Eine

Auswertungssoftware übernimmt die Datenanalyse und stellt alle relevanten Parameter der Radarsignale dar. Die wichtigsten Merkmale der Geräte stellen folgende Punkte dar:

- Hochgenauer und einstellbarer Rückstreuquerschnitt
- Polarimetrische Kalibriermöglichkeit
- Geringe Signalverfälschung durch die Hardware
- Digitale Signalerfassung
- Hohe Antennenentkopplung von Ein- und Ausgang
- Exakte Zeitbasis
- Betriebszuverlässigkeit
- Robustheit gegen Umwelteinflüsse (Temperatur, Regen, Staub)
- Unempfindlichkeit gegen Erschütterung
- Mobiler Einsatz

1.4 Lösungsansatz und Gliederung der Arbeit

Durch den Fortschritt in der Halbleitertechnologie, insbesondere bei der Herstellung von gehäuseten und auf dem Markt verfügbaren monolithisch integrierten Mikrowellenchips (MMIC) auch bei höheren Frequenzen, ist es möglich, hochgenaue Mikrowellensysteme für die Kalibrierung von Fernerkundungssatelliten wie z.B. TerraSAR-X reproduzierbar herzustellen. Die zugehörige digitale Steuerelektronik kann hochintegriert bereitgestellt werden und zusammen mit dem Mikrowellensystem in ein Gesamtsystem integriert werden. Durch geeignete Verfahren zur Verifikation der Gesamtsysteme wird jedes einzelne Gerät kalibriert. Die Arbeit untergliedert sich in folgende Kapitel:

In Kapitel 2 wird die Kalibration von SAR-Sensoren besprochen und der Unterschied zwischen interner und externer Kalibration beschrieben. Die grundlegende Funktionsweise und Signalverarbeitung für das SAR-Prinzip wird dargelegt und alle relevanten, dafür nötigen Größen definiert. Durch die Untersuchung der erzielbaren Genauigkeit bei Vermessung von Radarzielen wird eine untere Grenze für die Genauigkeit des gemessenen RCS-Wertes

des Radarziels hergeleitet, abhängig von der Störstrahlung durch den Hintergrund. Die Erweiterung der Definition des Radarrückstreuquerschnitts auf eine vollpolarimetrische Größe erlaubt es, die Radarantwort eines Ziels vollständig mit Amplitude, Phase und Polarisation zu beschreiben. Die absolute radiometrische Kalibration wird kurz unter Verweis auf grundlegende Arbeiten behandelt. Abschließend wird in Kapitel 2 eine Methode vorgestellt, wie das Antennendiagramm des Satelliten mit Hilfe aktiver Bodenempfänger und Transponder verifiziert werden kann.

In Kapitel 3 wird der Einfluss der Radarantenne auf die Azimutmodulation beschrieben. Eine Fehlpositionierung der Radarantenne führt zu Veränderungen in der Azimutmodulation und damit zu Fehlern im SAR-Bild. Diese Effekte lassen sich durch die Aufzeichnung der Antennendiagramme mit Hilfe von Bodenempfängern messen und ggf. bei der Datenprozessierung korrigieren.

In Kapitel 4 wird ein Algorithmus vorgestellt, mit dessen Hilfe die empfangenen, zeitkodierte Daten des Radarsensors, die dem auf den Boden abgebildeten Richtdiagramm der SAR-Antenne entsprechen, in eine winkelabhängige Darstellung umgerechnet werden können. Dazu wird zunächst die Bewegung der Erde und des Satelliten innerhalb eines Inertialsystems beschrieben und dann eine Größe, die die relative Position der beiden Körper zueinander beschreibt, herausgearbeitet. Mit Hilfe dieser Größe kann dann bei Kenntnis der Satellitenbahn von den zeitabhängigen, empfangenen Radarpulsen auf das winkelabhängige Antennendiagramm geschlossen werden. Dazu werden Simulationsergebnisse gezeigt, in denen alle wichtigen Größen für weltraumgestützte Sensoren berücksichtigt werden.

In Kapitel 5 wird als zentralem Kapitel das für die Realisierung der Kalibrationsgeräte notwendige Systemkonzept eingeführt. Alle Subsysteme werden beschrieben und analysiert (Transponder, Mischer, Detektor, Oszillator). Alle für die Realisierung wichtigen Aspekte aus der Hochfrequenztechnik werden betrachtet. Dies sind u.a.:

- Linearität
- Rauschzahl
- Welligkeit des Transmissionsparameters
- Temperaturverhalten
- Aufbautechnik in der Mikrowellentechnik

- Verkopplung der Antennen

Desweiteren wird das Konzept für die Signaldetektion der Radarpulse erläutert und eine Genauigkeitsgröße abgeleitet. Nach Aufbau der Komponenten wird ein Verfahren zur Temperaturstabilisierung und dessen Ergebnisse vorgestellt. Zusätzliche, geeignete Maßnahmen zur Verbesserung der Temperaturstabilität durch eine zusätzliche Isolierhülle bei Winterbetrieb werden erklärt.

In Kapitel 6 wird der Fehler, der durch unvermeidliche Frequenzgänge der Mikrowellenhardware entsteht, abgeleitet und anhand von Simulationen hinsichtlich der absoluten radiometrischen Kalibrierung analysiert.

In Kapitel 7 werden alle relevanten Messergebnisse, die zur Beurteilung der Systeme notwendig und gefordert sind, präsentiert. Alle Ergebnisse für die komplette Kleinserie werden anhand der Spezifikationen beurteilt. Ein Verfahren zur Bestimmung der Gesamtgenauigkeit anhand eines Netzwerkmodells wird eingeführt und die Ergebnisse mit einfacheren Verfahren verglichen. Die Richtdiagramme der Systemantennen werden exemplarisch gezeigt. Desweiteren wird eine RCS-Messstrecke aufgebaut, diese durch Simulationen auf Interferenzerscheinungen hin untersucht und eine kalibrierte absolute RCS-Messung inklusive einer Fehlerbetrachtung durchgeführt. Die unkalibrierten und kalibrierten RCS-Daten werden gezeigt und beurteilt. Abschließend wird anhand einer Langzeitmessung die Stabilität des RCS-Wertes des Systems auch gegenüber Temperaturänderungen beschrieben.

Kapitel 8 schließt diese Arbeit durch eine Zusammenfassung.

Kapitel 2

Kalibration von SAR-Sensoren

Durch eine neue Generation von immer leistungsfähigeren SAR-Sensoren, die immer genauere Bilder liefern, wird die Kalibration dieser Radarbilder immer wichtiger. Um Bilder vergleichbar zu machen, müssen definierte Standards bestimmt werden, mit deren Hilfe es möglich wird, unkalibrierte Daten in kalibrierte Daten umzuwandeln und auch Bilder verschiedener Sensoren untereinander vergleichbar zu machen. Ansätze für Kalibration finden sich in vielen Bereichen der Mikrowellentechnik und kommen nun aus den oben genannten Gründen auch in der Fernerkundung zum Einsatz [30], [31].

In diesem Kapitel wird zunächst der Unterschied zwischen interner und externer Systemkalibration für satellitengestützte Sensoren am Beispiel des TerraSAR-X Satelliten beschrieben. Da in dieser Arbeit die externe Systemkalibration für Radarsensoren mit Synthetischer Apertur beschrieben wird, folgt eine Beschreibung der Funktionsweise des Synthetischen Aperturradars SAR. Es wird grundsätzlich auf die Genauigkeit von Messungen eingegangen. Durch die Einführung der Polarisation wird eine Möglichkeit beschrieben, die Polarisationsinformation bei der Kalibration mitzuverwenden. Dadurch kann die Polarisationsignatur eines Kalibrierziels z.B. eines Transponders ausgenutzt werden. Anhand der Radargleichung wird gezeigt, welche Größen in den absoluten Kalibrierfaktor eingehen. Dieser wird mit Hilfe von externen Zielen z.B. Trippelspiegeln oder Transpondern ermittelt. Der letzte Abschnitt beschreibt eine Möglichkeit, das Antennendiagramm des sich im Orbit befindenden Satelliten mit Hilfe von Bodenempfängern und Transpondern zu messen.

2.1 Interne Kalibration und externe Kalibration

Bei der externen Kalibration wird das komplette System bestehend aus dem Radarsensor selbst, der Radarantenne und dem Übertragungskanal sowohl für Hin- und Rückweg charakterisiert, so dass eine Aussage über die komplette Messanordnung möglich ist. Insbesondere werden bei der externen Kalibration bekannte Bodenziele als Referenzpunkte vermessen. Zusätzlich besteht bei der Verwendung von Bodenempfängern die Möglichkeit, ein Einwegeantennendiagramm zu erhalten und Radarrohdaten am Boden zu empfangen, so dass unmittelbar am Boden eine Analyse der Daten durchgeführt werden kann. Damit erlangt man erst durch die externe Kalibration eine genaue Kenntnis über das Komplettsystem und ist damit in der Lage, die absolute Genauigkeit der Messdaten zu bewerten. Die externe Kalibration lässt sich in fünf Unterpunkte gliedern:

- Geometrische Kalibration
- Verifikation der Abstrahlcharakteristik der Radarantenne
- Radiometrische Kalibration
- Polarimetrische Kalibration
- Einfluss der Atmosphäre

Diese fünf Aspekte werden im folgenden kurz erläutert. Durch die geometrische Kalibration lassen sich Fehler in der Lokalisierung der Ziele durch systematische Fehler in Azimut oder durch interne Verzögerungen im Radarinstrument selbst korrigieren. Durch die genaue Kenntnis der Position der Kalibrierzielorte können später bei der Prozessierung alle anderen Zielorte korrigiert werden, bzw. sehr genau angegeben werden.

Durch die Vermessung des Azimutantennendiagramms können Fehlerbeiträge der Antenne aufgrund von räumlicher Fehlausrichtung oder Abweichungen in den eingestellten Richtdiagrammen der Radarantenne sowohl durch die Vermessung des Einwegediagramms direkt ausgewertet werden als auch nach dem Downlink der SAR-Rohdaten auf die Erde. Dadurch können in der SAR-Prozessierung Korrekturfaktoren und Korrekturalgorithmen zur Anwendung kommen, die bei Kenntnis des Fehlers eine Korrektur der Daten ermöglichen.

Um den gemessenen Pegeln im Radarinstrument absolute Werte zuzuordnen, werden Bodenziele mit exakt bekanntem Rückstreuquerschnitt abgebildet und mit deren Hilfe absolute Kalibrationsfaktoren ermittelt [32], [33], [34], [27]. Dazu können passive oder aktive Ziele verwendet werden. Grundsätzlich soll der Rückstreuquerschnitt erheblich über dem Rückstreuquerschnitt der Umgebung liegen, um ein möglichst gutes Signal zu Hintergrund Verhältnis zu erhalten.

Zusätzliche Informationen können durch Auswertung der Polarisationsantwort der Radarziele gewonnen werden, denn die Rückstreuung von Radarzielen hängt von der Polarisationsart der auf das Ziel einfallenden elektromagnetischen Welle ab. Durch die Vermessung genau bekannter Ziele, von denen zusätzlich zur Amplitude und Phase des Rückstreuquerschnitts auch die Polarisationsantwort bzw. -matrix bekannt ist, können Korrektur- und Kalibrationsfaktoren für alle Polarisierungen bestimmt werden.

Durch die Atmosphäre kann es zu Drehungen der Polarisierung und zu zusätzlichen Verlusten kommen.

Neben der Vermessung des Gesamtsystems aus SAR-Instrument, Übertragungskanal und Radarziel durch die externe Kalibration wird auch das Radarinstrument selbst überwacht. Dies wird als interne Kalibration bezeichnet. Es werden Kalibrierzyklen durchlaufen, mit deren Hilfe Teile der Hardware des Systems vor und während des Einsatzes charakterisiert werden. Bei Bedarf werden direkt im Instrument durch Anwendung geeigneter Verfahren Korrekturen durchgeführt. Weitere Korrekturen von Einflüssen der Hardware auf die Signale werden dann bei der Prozessierung der Radarbilder mitberücksichtigt [32], [33], [34], [27].

Erst das Zusammenspiel beider Kalibrationsarten erlaubt es, eine Aussage über das komplette System zu treffen. Das Systemkonzept für das Radarinstrument und der gewünschte Operationsmodus des Instruments legen die Art der Kalibration fest. Diese ist somit ein wichtiger Bestandteil für den Einsatz hochgenauer SAR-Systeme.

Diese hier am Beispiel von TerraSAR-X beschriebenen Verfahren werden auch für andere Satelliten im X-Band (SAR-Lupe) eingesetzt [35].

2.2 Grundlagen zur Fernerkundung mit dem Synthetischen Aperturradar (SAR)

Wird eine Antenne, die z.B. von einem Satelliten getragen wird, längs einer Flugbahn bewegt, so kann aus den empfangenen Signalen ein zweidimensionales Gebiet abgebildet werden [4], [36], [37]. Die Flugrichtung wird im folgenden als *Azimut* oder als *cross-range* bezeichnet, die zweite Koordinate wird als *Entfernung* oder als *range* bezeichnet. Befindet sich ein Objekt im beleuchteten Gebiet mit der Breite W_E , so kann dessen Entfernungskoordinate und Azimutkoordinate aus den komplexen Empfangssignalen bestimmt werden. Die Auflösung, trifft eine Aussage über die Genauigkeit eines Radarsystems, mit der zwei Ziele getrennt werden können. Für die Anordnung in Bild 2.1 gilt:

$$\Delta R_E = \frac{c\tau}{2 \sin \eta} \tag{2.1}$$

$$\Delta R_A = \psi_{-3 \text{ dB}} \cdot R_E = \frac{\lambda}{L_A} \cdot R_E$$

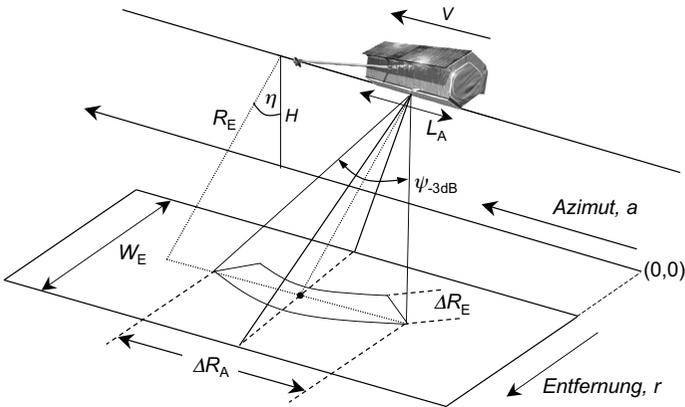


Bild 2.1: Geometrie zur Beschreibung der Größen bei Abbildungen mit SAR-Systemen bei einem Punktziel

Der Wert für die Entfernung R_E berechnet sich aus den Zielkoordinaten in Azimutrichtung und Entfernungsrichtung des Ziels und der Flughöhe des

Satelliten nach dem Satz des Pythagoras. Für planare Geometrien ist der lokale Einfallswinkel identisch mit dem Nadirwinkel η .

Für einfache Systeme ohne intelligente Signalverarbeitung bzw. Signalkodierung erhält man z.B. für eine Pulsdauer $\tau = 2\mu\text{s}$ eine Auflösungsgenauigkeit in Entfernungsrichtung am Boden von ca. 346 m bei einem Einfallswinkel von 60° und in Azimutrichtung bei einer Frequenz von 10 GHz und einer Antennenlänge von 5 m eine Auflösung am Boden von 3,6 km. Mit diesen Werten können keine hochaufgelösten Abbildungen von der Erdoberfläche erreicht werden.

Für hochaufgelöste Bilder wird der Puls linear frequenzmoduliert, um den Energieinhalt pro Puls zu erhöhen. Damit ergibt sich die Trennschärfe nach der Prozessierung in Entfernung am Boden zu $\Delta R_E = c/(2B \sin \eta)$, wobei B die Bandbreite der Frequenzmodulation bezeichnet. In Flugrichtung hängt das Auflösungsvermögen von der Entfernung der Antenne zum Ziel und der Länge der realen Antennenapertur L_A ab. Gelingt es, die Apertur künstlich zu vergrößern, so verbessert sich dadurch auch die Winkelauflösung [38]. Man erhält dann eine neue *synthetische* Apertur. Die Winkelauflösung der synthetischen Apertur beträgt $\psi_{\text{syn}} = \lambda/(2 \cdot L_{\text{syn}})$. Die Länge der synthetischen Apertur wird meist als die Länge angegeben, die von der realen Apertur am Boden beleuchtet wird. Ersetzt man $\psi_{-3\text{ dB}}$ in Gleichung 2.1 durch ψ_{syn} , so erhält man für die Trennschärfe in Azimutrichtung für ein SAR-System nach der Prozessierung eine entfernungsunabhängige Größe [37],[39],[40]:

$$\delta_A = \psi_{\text{syn}} \cdot R_E = \frac{\lambda}{2 \cdot L_{\text{syn}}} \cdot R_E = \frac{\lambda}{2 \cdot \Delta R_A} \cdot R_E = \frac{L_A}{2} \quad (2.2)$$

Um aus den Radarrohdaten ein Radarbild zu erhalten, müssen die Rohdaten einer Signalverarbeitung zugeführt werden. Das grundlegende Vorgehen ist in [4] ausführlich dargestellt. Der Betrag der Bilddaten $u(r, a)$ lässt sich nach Gleichung 2.3 berechnen. Die Koordinate in Entfernungsrichtung wird mit r bezeichnet und die Koordinate in Azimutrichtung wird mit a bezeichnet.

$$|u(r, a)| = \left| C_A(r, a) \cdot C_A(r, a) \cdot \sqrt{\sigma(r, a)} * s(r, a) * h(r, a) \right| \quad (2.3)$$

Das auf den Boden abgebildete Antennendiagramm der SAR-Antenne wird mit $C_A(r, a)$ bezeichnet. Für den Sende- und Empfangsfall wird dabei angenommen, dass sich die Antennendiagramme nicht unterscheiden. Die Reflektivität des Ziels wird mit $\sigma(r, a)$ bezeichnet, das empfangene Signal mit $s(r, a)$ und die zeitinvertierte und konjugiert komplexe Referenzfunktion mit $h(r, a)$.

2.3 Erzielbare Messgenauigkeit bei Einfluss von Clutter

Unter der Annahme, dass sich bei einer RCS-Messung neben dem erwünschten Signalanteil des Ziels zusätzlich noch störende weitere Signale aus dem Hintergrund zu einem Gesamtsignal überlagern, hängt die Genauigkeit für die Angabe des RCS-Wertes des Ziels von der Stärke der Hintergrundstrahlung ab. Hier wird abhängig von der Stärke des Störsignals eine Fehler-schranke für die Genauigkeit, mit der der Rückstreuquerschnitt eines Ziels angegeben werden kann, hergeleitet unter Vernachlässigung der Einflüsse der Messinstrumente (Netzwerkanalysator). Durch die komplexe Addition der rückgestreuten elektrischen Felder des Ziels und des Hintergrunds wird ein Gesamtvektor bestimmt, der in eine Leistungsgröße umgerechnet werden kann. Als obere und untere Grenze ergeben sich die Fälle von gleichphasiger und gegenphasiger Überlagerung.

Man erhält nach Gleichung 2.4 einen Gesamtwert $\tilde{\sigma}$ für den Radrückstreuquerschnitt aus der Summe des RCS-Wertes für das Ziel σ_Z und des RCS-Wertes des störenden Hintergrunds σ_H und eines Interferenzterms, der die gleich- und gegenphasige Überlagerung der Signale beschreibt [37]:

$$\begin{aligned}\tilde{\sigma} &= \sigma_Z + \sigma_H \pm 2 \cdot \sqrt{\sigma_Z \cdot \sigma_H} = \\ &= \sigma_Z + \frac{\sigma_Z}{SCR} \pm 2 \cdot \sigma_Z \sqrt{\frac{1}{SCR}}\end{aligned}\quad (2.4)$$

Dabei wird das Verhältnis σ_Z/σ_H aus dem Wert des Ziels und des störenden Hintergrunds als Signal-zu-Clutter Ratio SCR bezeichnet.

Für den absoluten Fehler F in Dezibel ergibt sich für den Grenzfall, dass der Wert des Ziels gleich dem Wert der Hintergrundstrahlung ist, also $SCR \rightarrow 0$ dB:

$$F = 10 \cdot \log_{10} \frac{\tilde{\sigma}}{\sigma_Z} = \begin{cases} 6 \text{ dB,} & \text{für die obere Grenze} \\ -\infty, & \text{für die untere Grenze} \end{cases}$$

Der relative Fehler berechnet sich nach Gleichung 2.5:

$$\frac{\tilde{\sigma} - \sigma_Z}{\sigma_Z} = \frac{1}{SCR} \pm 2 \cdot \sqrt{\frac{1}{SCR}}\quad (2.5)$$

Für den Grenzfall $SCR \rightarrow 0$ dB ergeben sich folgende relative Fehler:

$$\frac{\tilde{\sigma} - \sigma_Z}{\sigma_Z} = \begin{cases} 300 \% , & \text{für die obere Grenze} \\ -100 \% , & \text{für die untere Grenze} \end{cases}$$

In Bild 2.2 ist der Verlauf der Beträge der Fehlerschranken für gleich- und gegenphasige Überlagerung dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Fehlerschranke, mit der der RCS-Wert bestimmt werden kann, für große SCR Verhältnisse klein wird. Soll die Genauigkeit, mit der ein RCS-Wert bestimmt werden kann, innerhalb einer Fehlergrenze von $\pm 0,3$ dB liegen, so ist ein SCR von 30 dB notwendig. Für große SCR Werte wird die Fehlerschranke in guter Näherung symmetrisch, für kleine SCR jedoch aufgrund der Darstellung in logarithmischem Maß unsymmetrisch. Der lineare relative Fehler ist in Bild 2.2 b) dargestellt. Für den Grenzfall, dass der rückgestreute Feldstärkevektor gleich dem des Ziels ist, ergibt sich ein Fehler von 100% bzw. 300% je nach Phasenlage. Aufgrund der Ergebnisse aus den Gleichungen 2.4 und 2.5 ergibt sich für abbildende SAR-Systeme die Forderung, die Kalibrationsziele möglichst in Gebieten mit geringer Hintergrundstrahlung aufzustellen, um ein möglichst gutes Signal zu Clutter Verhältnis zu erreichen und um damit eine hohe Genauigkeit für den RCS-Wert zu gewährleisten.

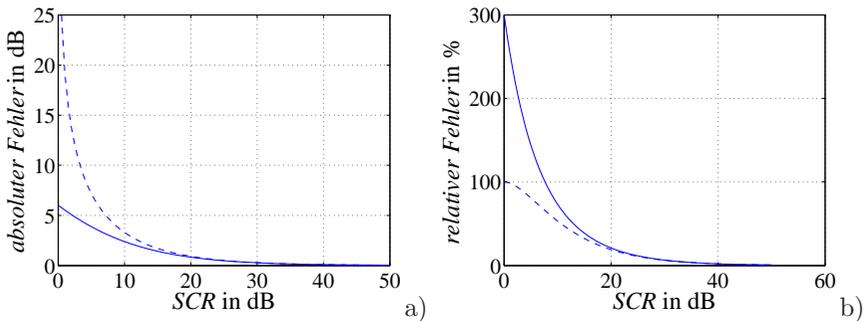


Bild 2.2: a) Betrag des absoluten Fehlers F bei der Bestimmung des RCS-Wertes für verschiedene Verhältnisse von Signal zu Hintergrundstrahlung (-) obere Grenze, (- -) untere Grenze b) Betrag des relativen Fehlers für verschiedene Verhältnisse von Signal zu Hintergrundstrahlung (-) obere Grenze, (- -) untere Grenze

2.4 RCS-Kalibration

In diesem Kapitel wird der Radarrückstreuquerschnitt polarimetrisch beschrieben und eine Kalibrationsroutine zur Ermittlung der Fehlereinflüsse bei der Messung vorgestellt.

Polarimetrische Definition des Rückstreuquerschnitts

Bis jetzt wurde der Radarrückstreuquerschnitt σ nur als skalare Größe beschrieben. Durch Erweiterung der Definition des Rückstreuquerschnitts auf eine polarimetrische, komplexe Größe kann der Radarrückstreuquerschnitt vollpolarimetrisch beschrieben werden. Die Definition des Rückstreuquerschnitts ist in Gleichung 2.6 angegeben [41]. Der Radarrückstreuquerschnitt ist nur im Fernfeld des Streuobjekts definiert.

$$\underline{\sigma}_{r,i} = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \cdot e^{j2k(R-R_0)} \frac{\vec{E}^r \cdot \vec{E}^r}{\vec{E}^i \cdot \vec{E}^i} \quad (2.6)$$

Dabei bedeutet \vec{E}^r die am Empfänger (received) gemessene elektrische Feldstärke und \vec{E}^i die am Objekt einfallende (incident) elektrische Feldstärke bei $R = R_0$. Der elektrische Feldstärkevektor ist im allgemeinen komplex, da bei der Streuung am Objekt auch die Phase beeinflusst wird. Da mit dieser Definition der Rückstreuquerschnitt von der Messentfernung R abhängig ist, wird eine Referenzebene eingeführt [42]. Damit wird der Rückstreuquerschnitt unabhängig von der Messentfernung und bezüglich der gleichen Referenzebene bestimmt. Die Werte für die elektrischen Felder können auch durch die Leistungsdichte ausgedrückt werden. Zusätzlich kann der Rückstreuquerschnitt bezüglich zweier orthogonaler Polarisationen für den allgemeinsten Fall geschrieben werden.

Die Feldstärke am Empfänger kann mit der Feldstärke an der Referenzebene $R = R_0$ ausgedrückt werden. Nach Einführung der Referenzebene werden die Indizes von **received-incident** zu **scattered-incident**, da nun die Feldvektoren an $R = R_0$ betrachtet werden.

$$\vec{E}^r = \frac{\sqrt{4\pi R_0^2}}{\sqrt{4\pi R^2}} \cdot e^{-jk(R-R_0)} \cdot \vec{E}^s = \frac{1}{R} \cdot e^{-jk(R-R_0)} \cdot R_0 \cdot \underline{S}_{s,i} \cdot \vec{E}^i \quad (2.7)$$

Es beschreibt \vec{E}^s das gestreute Feld an der Referenzebene $R = R_0$ und $\underline{S}_{s,i}$ den Zusammenhang zwischen dem einfallenden Feld und dem gestreuten Feld. $\underline{S}_{s,i}$ wird auch als Streuparameter bezeichnet, wobei die Indizes für einfallende und gestreute Welle stehen.

Wird Gleichung 2.7 in Gleichung 2.6 eingesetzt, so erhält man einen Zusammenhang zwischen dem Rückstreuquerschnitt $\sigma_{s,i}$ und den durch eine Messung mit dem Netzwerkanalysator zugänglichen Streuparametern $\underline{S}_{s,i}$.

$$\sigma_{s,i} = 4\pi R_0^2 \cdot \underline{S}_{s,i}^2 \quad (2.8)$$

Die Indizes für das einfallende und das gestreute Feld können nun entweder für gleichpolarisierte Wellen (Sende- und Empfangsantenne gleichpolarisiert), oder für kreuzpolarisierte Wellen (Sende- und Empfangsantenne kreuzpolarisiert). Dadurch können bei einem orthogonalen Polarisationspaar, o.B.d.A. wird horizontale und vertikale Polarisation angenommen, insgesamt vier Streuparameter in Amplitude und Phase ermittelt werden, so dass man eine vollpolarimetrische Streumatrix erhält.

$$\begin{pmatrix} \sigma_{\text{HH}} & \sigma_{\text{HV}} \\ \sigma_{\text{VH}} & \sigma_{\text{VV}} \end{pmatrix} = 4\pi R_0^2 \cdot \begin{pmatrix} \underline{S}_{\text{HH}}^2 & \underline{S}_{\text{HV}}^2 \\ \underline{S}_{\text{VH}}^2 & \underline{S}_{\text{VV}}^2 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

Im weiteren Verlauf des Kapitels werden alle Größen gemeinhin als komplex angenommen bis auf wichtige Ausnahmen auf eine gesonderte Kennzeichnung verzichtet.

Kalibration

In realen Messumgebungen beinhaltet die Matrix $[S]$ nicht nur die Eigenschaften des Ziels, sondern auch die Einflüsse der Messumgebung wie Polarisationsfehler, Isolationsfehler und Frequenzgangsfehler. Dies gilt sowohl für den Sendeweg als auch für den Empfangsweg. Die Streumatrix des eigentlichen Ziels ist somit nicht unmittelbar zugänglich. Es ergibt sich folgender Zusammenhang zwischen der eigentlichen Streumatrix des Objekts $[S_O]$ und der gemessenen Matrix $[S_M]$ [43], [44], [45].

$$[S_M] = [I] + [R] \cdot [S_O] \cdot [T] \quad (2.10)$$

Um die gesuchte Matrix $[S_O]$ zu ermitteln, müssen Ziele mit bekannten Eigenschaften vermessen werden, um die Messumgebung zu kalibrieren. Zur Kalibration der Gleichkomponenten wird eine Kugel oder Dreiplattenreflektor verwendet, die keine Kreuzkomponenten aufweisen. Um die Kreuzkomponenten zu kalibrieren, werden Ziele verwendet, die nur Kreuzkomponenten

ten aufweisen (z.B. ein um 45 Grad gedrehter Zweiplattenreflektor). Für die Streuparameter dieser Ziele gilt [46], [47],[48]:

$$\begin{aligned}
 [S_{K,n}] &= \underline{S}_K \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\
 [S_{D,n}] &= \underline{S}_D \cdot \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \\
 [S_{D45,n}] &= \underline{S}_{D45} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \\
 [S_I] &= \underline{S}_I \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Es bezeichnet $[S_K]$ die Streumatrix einer metallischen Kugel, $[S_D]$ die Streumatrix eines Dihedrals, $[S_{D45}]$ die Streumatrix eines um 45 Grad gedrehten Dihedrals und $[S_I]$ die Streumatrix des leeren Raums. \underline{S}_K , \underline{S}_D , \underline{S}_{D45} , \underline{S}_I bezeichnen jeweils die Amplitude und Phase der Streuparameter der Ziele.

Die eigentliche Objektmatrix $[S_O]$ lässt sich durch Anwendung geeigneter Kalibrationsverfahren unter Verwendung der oben angegebenen Kalibrationsziele ermitteln [42]. Man erhält dadurch eine Fehlermatrix $[C]$ deren Einträge durch Kalibration ermittelt werden können.

$$[S_O] = [C^{-1}] \cdot \{[S_M] - [I]\} \tag{2.12}$$

Diese Kalibration wird dann als *vollpolarimetrisch* bezeichnet. Für die Messungen in Kapitel 7.4 werden vereinfachend nur die Gleichkomponenten und der Isolationsfehler kalibriert. Für eine gute Kalibration müssen die Ziele sich deutlich vom Hintergrund abheben. Da Kugeln einen relativ kleinen RCS-Wert besitzen wird daher für die Gleichkomponenten ein Dreiplattenreflektor (Trihedral) verwendet. Dieser lässt sich relativ einfach in der nötigen Größe herstellen. Es werden nur die Einträge in der Fehlermatrix $[C]$ für die Gleichpolarisationskomponenten, hier H und V bestimmt.

Nach erfolgreicher Kalibration gilt, dass $[\underline{S}_{s,i}] = [S_O]$ ist und es ergibt sich ein einfacher Zusammenhang zwischen dem gesuchten Rückstreuquerschnitt und den Streuparametern $\underline{S}_{s,i}$ nach Gleichung 2.9.

2.5 PolarisationsSignatur

2.5.1 Basistransformation

Wird der komplexe Rückstreuquerschnitt bezüglich zweier orthogonaler Basen bestimmt, so kann daraus für alle beliebigen orthogonalen Polarisationsbasen das Rückstreuverhalten bestimmt werden [42], [49]. Der Zusammenhang zwischen empfangener elektrischer Feldstärke \vec{E}_r und einfallender Feldstärke \vec{E}_i ergibt sich aus Gleichung 2.13 [46]:

$$\begin{pmatrix} E_H^r \\ E_V^r \end{pmatrix} = \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot \begin{pmatrix} S_{HH} & S_{HV} \\ S_{VH} & S_{VV} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_H^i \\ E_V^i \end{pmatrix}$$

Um die Streumatrix bezüglich einer beliebigen orthogonalen Polarisationsbasis für eine monostatische Anordnung zu erhalten, wird die Streumatrix $[S]$ mit zwei Drehmatritzen $[Q]$ multipliziert. Man erhält dadurch die Streumatrix $[S']$.

$$\begin{aligned} [Q(\epsilon, \tau)] &= \begin{pmatrix} \cos \tau & -\sin \tau \\ \sin \tau & \cos \tau \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \epsilon & j \sin \epsilon \\ j \sin \epsilon & \cos \epsilon \end{pmatrix} \\ [S'] &= [Q(-\epsilon, \tau)]^{-1} \cdot [S] \cdot [Q(\epsilon, \tau)] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Dabei bezeichnet ϵ die Elliptizität und τ den Rotationswinkel [49]. Mit Hilfe dieser beiden Winkel kann nun $[S']$ für alle beliebigen Polarisationsbasen bestimmt werden [47].

2.5.2 PolarisationsSignatur des Transponders

Neben den in Kapitel 2.4 vorgestellten rein passiven Zielen können auch aktive Kalibrierziele entwickelt werden. Diese besitzen eine linear polarisierte Empfangs- und Sendeantenne und dazwischen einen Verstärker. Dadurch lassen sich relativ große Rückstreuquerschnitte realisieren und durch verschiedene Antennenanordnungen verschiedene Streumatrizen realisieren [26]. In Bild 2.3 ist die Anordnung, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wird, skizziert. Anders als [26] sind die Antennen hier standardmäßig in der 45 Grad Anordnung montiert. Die Verkippung wird zwischen der längeren Antennenseite der Empfangsantenne und der horizontalen Koordinatenachse gemessen. Die Orientierung des elektrischen Feldstärkevektors in den Empfangsantennen ist angegeben. Die Laufzeit zwischen den Antennen wird ver-

nachlässigt, so dass die Orientierung des Vektors nur von der Antennenanordnung abhängt. Werden zwei linear polarisierte Antennen dieses aktiven Ziels so ausgerichtet, dass sowohl horizontale als auch vertikale Polarisation empfangen werden kann, so erhält man unter der Annahme der Verstärkung Eins zwischen den Antennen dafür die Streumatrix aus Gleichung 2.14.

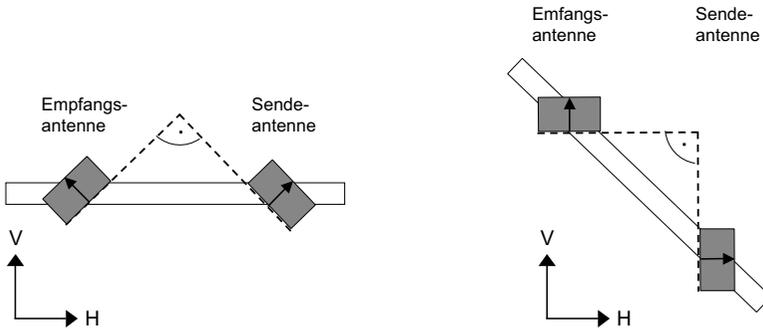


Bild 2.3: Antennenanordnung des Transponders. Links: 45 Grad zwischen der längeren Antennenseite und der horizontalen Achse - sowohl horizontal polarisierte Wellen als auch vertikal polarisierte Wellen können von der Antenne empfangen werden (Gleichung 2.14). Rechts: 0 Grad zwischen der längeren Antennenseite der Empfangsantenne und der horizontalen Achse - nur vertikal polarisierte Wellen können von der Empfangsantenne empfangen werden und werden mit horizontaler Polarisation wieder abgestrahlt (Gleichung 2.15).

Die Vorzeichen sind gemäß den Vektoren in Bild 2.3 gewählt. Das Minuszeichen für die Komponente S_{HH} resultiert aus der Drehung des horizontalen Vektors um 180° an der Sendeantenne. Bei der Komponente S_{VH} bleibt das Vorzeichen für den vertikalen Empfangsvektor erhalten, für die abgestrahlte horizontale Polarisation wird jedoch das Vorzeichen wieder um 180° gedreht. Dies gilt so nur für das in Bild 2.3 eingezeichnete Koordinatensystem. $[S_{45}]$ ist auf den maximalen Wert normiert.

$$[S_{45}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Der Faktor $1/\sqrt{2}$ resultiert aus der vektoriellen Aufteilung der elektrischen

Feldstärke in zwei Einzelkomponenten gemäß der Polarisationsbasis der Antennen. Um die Streumatrix für alle einfallenden Polarisationen zu erhalten wird $[S_{45}]$ in Gleichung 2.13 eingesetzt und die Parameter ε und τ variiert.

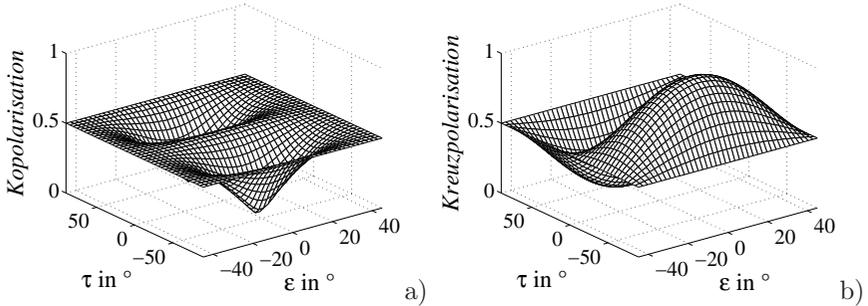


Bild 2.4: Betrag der Polarisations-signatur für ein Ziel nach Gleichung 2.14
a) Gleichpolarisation; b) Kreuzpolarisation

Die Polarisations-signatur für ein Ziel nach Gleichung 2.14 ist in den Bildern 2.4 a) und b) dargestellt. Als Bezugssystem wird im Weiteren das in Bild 2.3 eingezeichnete H-V System verwendet. In Bild 2.4 a) sind alle Gleichpolarisationsantworten für beliebige Polarisation der einfallenden Welle dargestellt. Wird das Ziel von einer horizontal oder vertikal polarisierten elektromagnetischen Welle beleuchtet, so wird jeweils nur die halbe Leistung am Ausgang der Antenne zur Verfügung stehen. An den Koordinaten $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, 0^\circ)$ findet sich der Eintrag in der Streumatrix für den Parameter S_{HH} , an den Koordinaten $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, \pm 90^\circ)$ findet sich der Eintrag für den Parameter S_{VV} . Ist die einfallende Welle kreuzpolarisiert zu einer der Antennen $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, \pm 45^\circ)$, so wird der elektrische Feldstärkevektor nach der Empfangsantenne bzw. der abgestrahlte elektrische Feldstärkevektor nach der Sendenantenne identisch Null sein. Dies erklärt die beiden Einzüge für die Gleichpolarisationsantwort. Alle weiteren linearen Polarisationen liegen auf der Geraden $\varepsilon = 0^\circ$; $-90^\circ \leq \tau \leq +90^\circ$.

In Bild 2.4 b) sind die Kreuzpolarisationseinträge der Streumatrix abzulesen. An der Stelle $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, \pm 90^\circ)$ finden sich die Einträge für S_{HV} und an der Stelle $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, 0^\circ)$ der Eintrag für S_{VH} . Ist die einfallende Welle zur Antenne gleichpolarisiert, so wird die komplette Empfangsleistung am Ausgang der Antenne zur Verfügung stehen $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, -45^\circ)$. Am Spiegel-punkt $(\varepsilon, \tau) = (0^\circ, +45^\circ)$ sind sowohl Empfangsantenne als auch Sendean-

tenne kreuzpolarisiert bzgl. des Messsystems.

In realen Systemen würde dieser Eintrag mit zwei mal der Kreuzpolarisation unterdrückt, wohingegen bei Gleichpolarisation in Bild 2.4 a) die Einzüge nur mit einfacher Kreuzpolarisation (entweder am Eingang oder am Ausgang des aktiven Kalibrationsziels) der Antennen verursacht werden.

Wird das Ziel aus Gleichung 2.14 um 45° gedreht, so erhält man ein neues Ziel mit folgender Streumatrix:

$$[S_0] = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

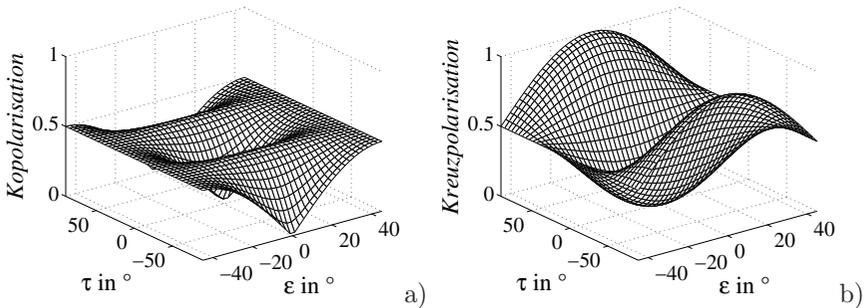


Bild 2.5: Betrag der Polarisationsignatur für ein Ziel nach Gleichung 2.15
 a) Gleichpolarisation; b) Kreuzpolarisation

Die linearen, gleichpolarisierten Einträge in die Streumatrix S_{HH} und S_{VV} sind im idealen Fall identisch Null. Für den Fall, dass $\tau = \pm 45^\circ$ gilt, erhält man am Messsystem die halbe Empfangsleistung.

Für die den Eintrag S_{HV} ergibt sich in Bild 2.5 b) für $(\epsilon, \tau) = (0^\circ, \pm 90^\circ)$ ein Maximum für die Kreuzpolarisation, da nun Sende- und Empfangsantenne des Transponders und des Messsystems polarimetrisch angepasst sind.

Bei realen Systemen, bei denen die Kreuzpolarisationsunterdrückung nicht unendlich gut ist, wird sich ein Unterschied einstellen, falls sowohl Sende- und Empfangsantenne kreuzpolarisiert sind (Eintrag S_{VH}), oder nur eine der beiden Antennen kreuzpolarisiert ist (Einträge S_{HH} und S_{VV}). Der Pegelunterschied zwischen beiden Matrixeinträgen entspricht dann genau der Kreuzpolarisation der zweiten Antenne. Messtechnische Verifikationen für diesen Fall mit der Anordnung aus Bild 2.3 rechts finden sich in Kapitel 7.4 für einen Transponder.

ε	τ	Polarisation
0°	0°	horizontal
0°	90°	vertikal
-45°	$0^\circ \dots 180^\circ$	rechtzirkular
45°	$0^\circ \dots 180^\circ$	linkszirkular

Tabelle 2.1: Zuordnung von einfachen Polarisationen zu ihren geometrischen Polarisationswinkeln

In folgender Tabelle können die Zuordnungen der Einträge der Streumatrixen für Gleich- und Kreuzpolarisation in den Bildern 2.4 und 2.5 abgelesen werden:

ε	τ	Gleichpolarisation	Kreuzpolarisation
0°	0°	HH	VH
0°	$\pm 90^\circ$	VV	HV
0°	-45°	$0^\circ, -45^\circ / 0^\circ, -45^\circ$	$0^\circ, +45^\circ / 0^\circ, -45^\circ$
0°	$+45^\circ$	$0^\circ, +45^\circ / 0^\circ, +45^\circ$	$0^\circ, -45^\circ / 0^\circ, +45^\circ$

Tabelle 2.2: Zuordnung von Gleich- und Kreuzpolarisation zu den Bildern 2.4 und 2.5

2.6 Radargleichung und radiometrische Kalibration

Im Allgemeinen kann die Leistung nach der Empfangsantenne aufgrund von Streuung elektromagnetischer Wellen an einem Ziel für eine beliebige bistatische Anordnung nach Gleichung 2.16 bestimmt werden [50].

$$P_E = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \left| [C_E]^T \cdot [D_1] \frac{e^{-jk d_E}}{d_E} [S] \frac{e^{-jk d_S}}{d_S} \cdot [D_2] \cdot [C_E] \right|^2 \quad (2.16)$$

Die Matrizen $[C_E]$ und $[C_T]$ beinhalten die Richtdiagramme der Antennen und $[S]$ bezeichnet die Streumatrix des Ziels. P_S beschreibt die Sendeleistung und G_E bzw. G_S die Antennengewinne der Sende- und Empfangsantenne. Die Matrizen $[D_1]$ und $[D_2]$ sind notwendig zur Umrechnung der Richtungen der Einheitsvektoren in den lokalen Koordinatensystemen. Die Werte d_E und d_S beschreiben jeweils die Entfernung des Ziels zum Empfänger bzw. Sender. Eine genaue Beschreibung findet sich in [50]. Der Zusammenhang zwischen der Streumatrix und dem Radarrückstreuquerschnitt σ ist in Kapitel 2.4 beschrieben. Für eine ideale Ausrichtung zwischen der Radarantenne und einem Radarziel erhält man nach Vereinfachung von Gleichung 2.16 für die Leistung nach der Empfangsantenne [38] unter Berücksichtigung der Rauschleistung für den monostatischen Fall folgende Gleichung:

$$\begin{aligned} P_E &= \frac{P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^2 \cdot \sigma^0 \cdot A_b}{(4\pi)^3 \cdot R_E^4} + P_n = \\ &= \frac{P_S \cdot G_S \cdot G_E \cdot \lambda^3 \cdot c \cdot \tau_p}{2(4\pi R_E)^3 \cdot L_A \cdot \sin \eta} \cdot \sigma^0 + P_n = K(R_E) \cdot \sigma^0 + P_n \end{aligned} \quad (2.17)$$

Dabei bezeichnet P_S die Sendeleistung, G den Gewinn der Sende- bzw. Empfangsantenne, σ^0 den normierten Rückstreuquerschnitt für Flächenziele, $A_b = \Delta R_E \cdot \Delta R_A$ die beleuchtete Fläche und P_n die Rauschleistung. Dabei gilt für die Entfernungsrichtung $\Delta R_E = c\tau_p / (2 \sin \eta)$ und für die Flugrichtung $\Delta R_A = \lambda \cdot R_E / L_A$ mit L_A als Antennenlänge. Die Größen R_E , τ_p , L_A und λ sind unmittelbar zugänglich bzw. sehr genau messbar. Damit ist das

Ziel einer absoluten Kalibration, die Größen G_S , G_E , P_S und die Orientierung η in $K(R_E)$ zu bestimmen. Atmosphärische Verluste sind hier nicht mitberücksichtigt.

Dazu existieren verschiedene Methoden. Zum einen können homogene Flächenziele vermessen werden, z.B. große Regenwaldgebiete. Dazu muss der Rückstreuquerschnitt sehr genau bekannt sein, bzw. es müssen sehr gute Modelle existieren, mit denen dieser Rückstreuquerschnitt modelliert werden kann. Zum Anderen können auch starke Punktziele verwendet werden, die sich deutlich von der Umgebung abheben¹. Dies können rein passive Ziele wie Cornerreflektoren oder Dihedrals sein oder auch aktive Punktziele. Die Genauigkeit, mit der die Bildleistung des Punktziels bestimmt werden kann, hängt somit vom Kalibrierziel selbst ab, der gleichzeitig auf den Radarsensor einwirkenden Hintergrundstrahlung und vom Systemrauschen. Die Genauigkeit, mit der der Rückstreuquerschnitt bestimmt werden kann, wird in Kapitel 2.3 beschrieben. Der Wert des Rückstreuquerschnitts σ kann im Rahmen der Messgenauigkeit als bekannt vorausgesetzt werden. Damit kann der absolute Kalibrationsfaktor $K(R_E)$ ermittelt werden. Es existieren dazu verschiedene Methoden, die in [27] ausführlich beschrieben werden.

Verwendet man verschieden starke Ziele, so erhält man im Idealfall einen eindeutigen Zusammenhang zwischen tatsächlichem Rückstreuquerschnitt und der Bildleistung für den kompletten Dynamikbereich des SAR-Sensors.

2.7 Messung des Antennendiagramms von sich im Orbit befindenden SAR-Sensoren

Da bei SAR-Systemen die Antennenabmessungen im Meterbereich liegen, erfordert dies sehr große Abstände, um die Richtdiagramme im Fernfeld messen zu können. Für die Antenne des TerraSAR-X Satelliten würde dies einen maximalen Abstand von ca. 1,6 km bei einer Antennenlänge von 5 Metern in Azimutrichtung bedeuten. Daher werden auf der Erde aus verschiedenen Messungen und Simulationen Antennenmodelle erstellt, die überprüft werden müssen, sobald sich der Satellit im Orbit befindet. Zwei wesentliche Eigenschaften des SAR-Systems werden durch die Antenne bestimmt. Das Elevationsdiagramm hat einen entscheidenden Einfluss in Entfernungrichtung und damit auf die Streifenbreite zusammen mit der Pulswiederholrate. Das Azimutdiagramm wirkt als Bandpassfilter für die durch den Dopplereffekt hervorgerufene Azimutmodulation und begrenzt somit zusammen mit

¹Für Punktziele wird $\sigma^0 \cdot A_b$ durch σ ersetzt.

der Pulswiederholrate die Dopplerbandbreite. Das Antennendiagramm kann sich durch den Start verändert haben, so dass damit kein unmittelbarer Zusammenhang mit dem auf dem Boden gemessenen Werten mehr gegeben sein muss bzw. diese modifiziert werden müssen. Da das Antennendiagramm einen entscheidenden Einfluss auf die Systemparameter bei der SAR-Datenprozessierung hat und für hochaufgelöste Bilder daher sehr genau bekannt sein muss, wird in diesem Abschnitt ein Verfahren zur Bestimmung eines Azimut- und Elevationsschnitts durch das Antennendiagramm vorgestellt, wenn sich der Satellit im Orbit befindet. In der Literatur sind bereits Ansätze zur Ermittlung des Antennendiagramms satellitengetragener SAR-Sensoren durch homogene verteilte Ziele bekannt [51], [52]. Diese Ziele müssen dazu sehr genau bekannt sein und die Abbildungsgeometrie spielt eine entscheidende Rolle.

Bestimmung der Antennendiagramme mit Bodenempfängern

Durch die Verwendung von aktiven Bodenempfängern können am Boden sofort die Daten ausgewertet und in ein Antennendiagramm rückgerechnet werden ohne eine vorherige Datenübertragung vom Satelliten zur Erde. Um eine Schnittebene aus dem Azimutdiagramm zu erhalten, reicht prinzipiell ein Bodenempfänger. Dieser sollte beim Überflug ideal zur Radarantenne ausgerichtet sein. Zur Verifikation des Antennendiagramms in beiden Ebenen müssen mehrere Empfänger ausgebracht werden. Zur Aufnahme des Elevationsdiagramms an N Stützstellen, müssen N Bodenempfänger in einer Linie senkrecht zur Flugrichtung ausgebracht werden. Durch die aufgezeichneten Daten kann eine Verifikation des Antennendiagramms *ohne* vorherige SAR-Prozessierung durchgeführt werden. Ein Simulationsszenario zur Bestimmung der Antennendiagramme in Azimut und Elevation anhand von aktiven Bodenempfängern ist in Kapitel 4 anhand eines satellitengetragenen SAR-Sensors dargestellt.

In Bild 2.6 a) ist das nachgebildete Elevationsdiagramm zu sehen und in Bild 2.6 b) ist das abgetastete Azimutdiagramm zu erkennen. Die Pulswiederholrate PRF bestimmt den Abstand der Abtastpunkte im Azimutdiagramm und der Abstand d der Bodenempfänger den Abstand der Abtastpunkt in Elevationsrichtung. Dies gilt für die sich auf den Boden abbildenden Antennendiagramme. Zur Umrechnung der Zeitachse in eine Winkelachse muss die Abbildungsgeometrie genau bekannt sein. Dies ist in Kapitel 4 gezeigt.

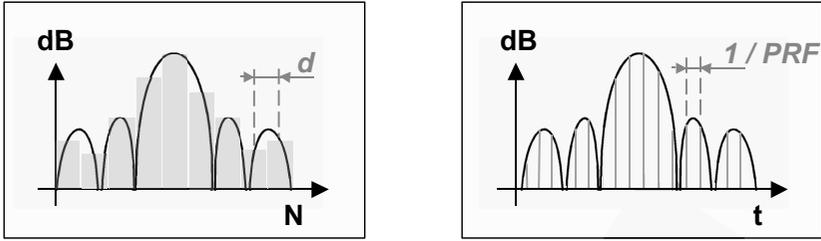


Bild 2.6: Links: Abgetastetes Elevationsdiagramm am Boden an diskreten, durch den Abstand d und die Anzahl N bestimmten Punkten. Rechts: Abgetastetes Azimutdiagramm am Boden an diskreten, durch die PRF bestimmten Punkten

Bestimmung der Antennendiagramme mit Transpondern

Soll das Azimut- und Elevationsdiagramm aus den SAR-Daten bestimmt werden, so werden innerhalb des beleuchteten Streifens starke Punktziele (z.B. Transponder) ausgebracht. Für das Azimutdiagramm reicht ein Punktziel in Flugrichtung; für das Elevationsdiagramm benötigt man mehrere Punktziele senkrecht zur Flugrichtung. Die Genauigkeit für die Abbildung des Elevationsdiagramms durch die Punktziele ist abhängig von der Genauigkeit der Kenntnis der Rückstreuquerschnitte der Punktziele. Das Antennendiagramm in Elevation wird mit einem Polynom durch die Stützstellen nachgebildet. Dazu existieren verschiedene Algorithmen [27]. Die Standardabweichung dieser Nachbildung, d.h. die Genauigkeit der Kenntnis des Diagramms σ_{Diagramm} lässt sich nach [38] bestimmen.

$$\sigma_{\text{Diagramm}} = \sqrt{\frac{\sigma_T^2 + \sigma_H^2 + \sigma_M^2}{N}} \quad (2.18)$$

Dabei bezeichnet σ_T die Standardabweichung, mit der die Rückstreuquerschnitte der aktiven Kalibrationsziele bekannt sind, σ_H die Schwankung der Umgebungshintergrundstrahlung und σ_M die Unsicherheit der Messung selbst. Für den Grenzfall einer nicht vorhandenen Hintergrundstrahlung ist $\sigma_M = \sigma_T$, $\sigma_H = 0$ und es vereinfacht sich Gleichung 2.18 zu:

$$\sigma_{\text{Diagramm}} = \sqrt{\frac{\sigma_T^2 + \sigma_T^2}{N}} = \sqrt{\frac{2}{N}} \cdot \sigma_T \quad (2.19)$$

Damit wird die Genauigkeit maßgeblich durch die Schwankungsunsicherheit des Rückstreuquerschnitts der aufgestellten Ziele und deren Anzahl bestimmt.

Kombination beider Methoden

Da die in dieser Arbeit entwickelten Transponder auch eine Empfangseinheit besitzen, können bei Ausnutzung aller Eigenschaften des Transponders beide oben beschriebenen Methoden kombiniert werden. Exemplarisch ist dies in Bild 2.7 gezeigt. Wird das Antennendiagramm mit Bodenempfängern ausgewertet, so erhält man ein Einwegediagramm für den Sendefall des Satelliten. Nach Auswertung der SAR-Daten bei Überflug über starke Punktstreuer (Transponder) erhält man das Zweiwegediagramm, d.h. sowohl das Sendediagramm als auch das Empfangsdiagramm der Satellitenantenne.

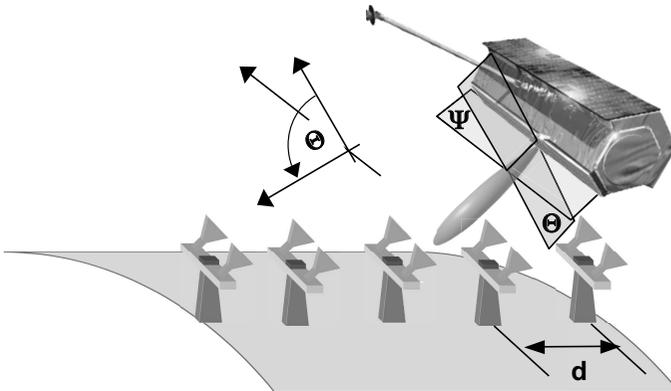


Bild 2.7: Messszenario zur Ermittlung des Elevationsdiagrammes an diskreten Punkten. Gleichzeitig können die empfangenen Daten abgespeichert werden und einer Auswertung zugeführt werden. Für die Aufnahme eines Azimutdiagramms ist nur ein Transponder/Bodenempfänger nötig. Die Winkel θ und ψ beschreiben die Elevations- bzw. die Azimutebene.

Behält die aktive Antenne für den Sende- und Empfangsfall die gleiche Amplituden- und Phasenbelegung, so stimmt das Diagramm für den Sende- und Empfangsfall überein. Bei SAR-Antennen sind das Azimutdiagramm und das Elevationsdiagramm für Sende- und Empfangsfall jedoch nicht

gleich, da absichtlich zwischen Senden und Empfangen die Amplituden- und Phasenbelegung verändert wird. Durch die Kenntnis des Einwegediagramms für den Sendefall aufgrund der Benutzung von Bodenempfängern kann mit Hilfe der Radardaten auf das Diagramm des Empfangsfalls geschlossen werden und es können eventuelle Veränderungen festgestellt werden.

2.8 Fazit

Durch die Komplexität und Multifunktionalität moderner SAR-Satellitensysteme wird eine hochgenaue Abbildung der Erdoberfläche möglich. Durch polarimetrische Messverfahren können zusätzlich Polarisationsinformationen ausgenutzt werden. Um eine Aussage über die Genauigkeit der Abbildungen des SAR-Systems zu treffen, muss das Sensorsystem sehr genau bekannt sein und kalibriert werden. Durch interne Kalibration wird die Hochfrequenzelektronik charakterisiert und durch externe Kalibration das Komplettsystem aus Radarinstrument, Antenne und Übertragungskanal beschrieben. Mit Hilfe der externen Kalibration wird den empfangenen Signalen eine entsprechende Reflektivität zugeordnet. Dazu sind hochgenaue Ziele nötig, die im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und charakterisiert werden. Die Genauigkeit, mit der die Eigenschaften der Ziele bekannt sind, wirken sich unmittelbar auf die Genauigkeit der späteren Bilddaten aus. Durch Transponder und Bodenempfänger kann das Antennendiagramm des sich im Orbit befindenden Satelliten bestimmt werden.

Kapitel 3

Einfluss des Antennendiagramms bei SAR Systemen

In diesem Kapitel wird exemplarisch für eine zu TerraSAR-X ähnliche Abbildungsgeometrie die Auswirkung der Verkippung des Antennendiagramms in Flugrichtung untersucht und die Auswirkung auf typische SAR-Parameter wie die Dopplerfrequenz und das Dopplerleistungsdichtespektrum beschrieben.

Unter der vereinfachenden Annahme einer lokal geraden Flugbahn und einer lokal nicht gekrümmten Beleuchtungsoberfläche kann die Entfernungsänderung zwischen einem Punktziel an der Stelle $(r_0, a_0) = (r_0, t_0 \cdot v_{\text{Sat}})$ und der Radarantenne nach Bild 2.1 bestimmt werden. Bei direktem Vorbeiflug beträgt die Entfernung zwischen Bodenziel und Radarantenne $\sqrt{r_0^2 + H^2}$. Abhängig von der Azimutposition der Radarantenne kann dann die Entfernung $r(t)$ bestimmt werden:

$$r(t) = \sqrt{r_0^2 + H^2 + (v_{\text{Sat}}(t - t_0))^2} \quad (3.1)$$

Die Position der Radarantenne hängt dabei von der Absolutzeit und der Flugeschwindigkeit ab. Durch die Entfernungsänderung wird das empfangene Signal in der Phase quadratisch moduliert. Diese Phasenänderung verursacht für die Bewegung in Flugrichtung einen Dopplereffekt. Für die Phase ergibt sich folgende Gleichung nach [4],[39],[40].

$$\varphi(t) = -\frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \left[\sqrt{r_0^2 + H^2} + \frac{v_{\text{Sat}}^2 \cdot (t - t_0)^2}{2 \cdot \sqrt{r_0^2 + H^2}} \right] \quad (3.2)$$

Die Frequenzänderung erhält man durch Differenzieren von Gleichung 3.2

nach der Zeit. Die momentane Dopplerfrequenz kann mit Gleichung 3.3 bestimmt werden.

$$f_A(t) = -\frac{2 \cdot v_{\text{Sat}}^2}{\lambda \cdot \sqrt{r_0^2 + H^2}} \cdot (t - t_0) \quad (3.3)$$

Für den Fall $\theta = 0$ erhält man die Dopplerbandbreite B_A unter Beachtung der Beleuchtungsdauer des Zielgebietes des Öffnungswinkels der Antenne und der Antennenlänge in Azimutrichtung L_A nach Gleichung 3.4:

$$B_A = \frac{2 \cdot v_{\text{Sat}}}{L_A} \quad (3.4)$$

Ist die Abstrahlrichtung des Hauptmaximums des Antennendiagramms in Azimutrichtung nicht orthogonal zur Flugrichtung, so kommt es zu einem zusätzlichen Beitrag zur Dopplerfrequenz. Die momentane Dopplerfrequenz unter Annahme einer Verkippung der Antenne in Flugrichtung wird unter Berücksichtigung des Squintwinkels γ mit Gleichung 3.5 beschrieben.

$$f_A(t) = \frac{2 \cdot v_{\text{Sat}} \cdot \sin \gamma}{\lambda} - \frac{2 \cdot v_{\text{Sat}}^2}{\lambda \cdot \sqrt{r_0^2 + H^2}} \cdot (t - t_0) \quad (3.5)$$

Dies bedeutet anschaulich, dass das Maximum der Azimutcharakteristik nicht mehr mit der Nullstelle der Dopplerfrequenz zusammenfällt.

Die Lage von Flugobjekten wird mit drei Größen beschrieben: *Yaw*, *Pitch* und *Roll*. Eine Verdrehung des Flugobjekts wird mit *Yaw* bezeichnet, eine Verdrehung um die Flugachse als *Roll* und ein Kippen als *Pitch*.

Sowohl *Yaw* und *Pitch* haben einen Einfluss auf die Dopplerfrequenz und die Azimutmodulation. Selbst ohne Fehler in der Ausrichtung des Flugobjekts kann es im Fall von Radarsatelliten durch die Erddrehung zu Einflüssen auf diese drei Größen kommen. Die Drehung der Erde führt zu einem Doppler-Offset in den SAR-Rohdaten, dessen Wert im Äquator-Bereich sehr hoch ist und bei höherer Breite immer geringer wird. Die Lageregelung des Satelliten sorgt dafür, dass dieser Doppler-Offset durch eine geschickte Ausrichtung der Antenne je nach Breitengrad kompensiert wird, so dass der gemessene Dopplerschwerpunkt null ist (in der Praxis unter ca. 100 Hz) [53]. Die Lageregelung der heutigen Satelliten ist sehr genau und erlaubt die genaue Ausrichtung der Antenne. Die Bestimmung des Dopplerschwerpunkts mit Kenntnis des Antennendiagramms macht andererseits eine Verifizierung der Antennenausrichtung möglich. Dazu muss die Ausrichtung der Antenne des Bodenempfängers exakt an die Flugbahn des Satelliten angepasst sein. Die verbleibende Restunsicherheit lässt sich als leicht verdrehte Schnitte

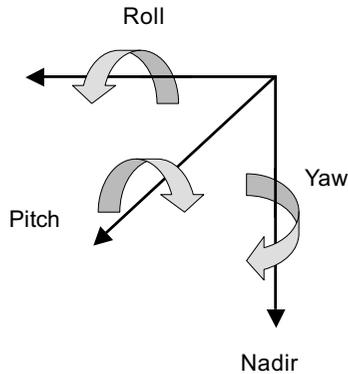


Bild 3.1: Definition der Lagekoordinaten Yaw, Pitch und Roll

durch das Antennendiagramm in Pitch und Yaw beschreiben. Im weiteren Kapitel sollen die Einflüsse nun exemplarisch für den Fall der Verkippung der Radarantenne gezeigt werden. Ausgehend vom Zweiwegeantennendiagramm werden die Auswirkungen auf die Dopplerfrequenz gezeigt. Die gleichen Untersuchungen werden für den Fall des Einsatzes aktiver Bodenempfänger durchgeführt und die Ergebnisse verglichen. Um diese möglichen Fehler zu erkennen, kann das Antennendiagramm mit den Methoden aus Kapitel 2.7 gemessen werden.

3.1 Abbildung des Antennendiagramms durch ein Punktziel

Vorgehen

Zunächst soll das Antennendiagramm untersucht werden, wie es sich in die SAR-Rohdaten abbildet, d.h. Hin- und Rückweg ist beinhaltet. Dazu wurde angenommen, dass der Satellit über ein stark reflektierendes Punktziel fliegt. Ausgehend von diesen Daten soll die Auswirkung der Verkippung (Störung der Pitch-Lage) auf die Azimutmodulation und die spektrale Leistungsdichte der Dopplerfrequenz gezeigt werden. Die Verkippung beträgt für alle Simulationen $0,05^\circ$.

Simulationsergebnisse

Die folgenden Ergebnisse stammen aus einer Simulation, die sich an den Parametern für TerraSAR-X orientieren. Es wurde darauf verzichtet, die Erdkrümmung und -drehung mit zu berücksichtigen.

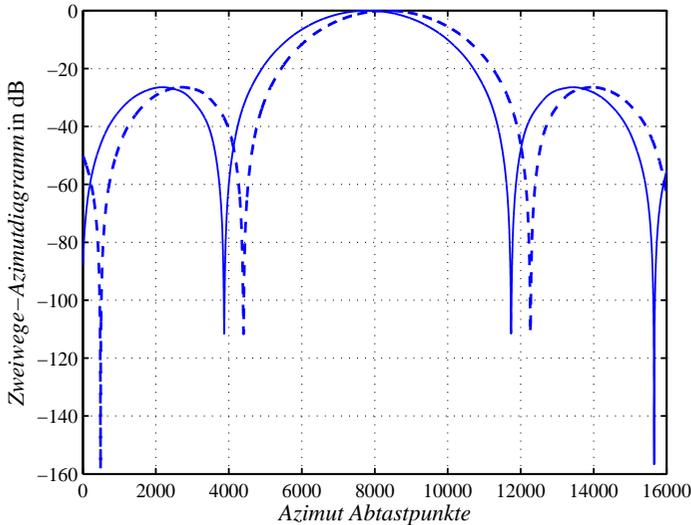


Bild 3.2: Simuliertes, in den SAR Daten abgebildetes Azimut-Zweibege-Antennendiagramm ohne Verkippung (- -) und für eine Verkippung von 0,05 Grad (-) für den Überflug über ein Punktziel.

In Bild 3.2 ist das Antennendiagramm im idealen Fall, d.h. ohne Verkippung, und mit einer Verkippung als Störung zu sehen wie es in den SAR Rohdaten $s(r, a)$ abgebildet ist. Auf der Abszisse sind die örtlichen Abtastwerte aufgetragen. Diese lassen sich mit der Pulswiederholrate als Abtastrate des Antennendiagramms mit $t_{Az} = N/PRF$ in eine Zeitgröße umrechnen. N ist die Anzahl der Abtastpunkte. Für die Verkippung (Pitch) wurde ein Fehler von 0,05 Grad angenommen. Damit erscheint das Hauptmaximum des Ziels nicht mehr am gleichen Ort, bzw. der gleichen Azimutzeit wie im Fall ohne Verkippung. Um diese Analyse durchführen zu können, muss anhand der Kenntnis der Satellitenbahn und der Kenntnis der Hauptstrahlrichtung eine Information über die wahre Lage des Hauptmaximums vorliegen. Da sich das Hauptmaximum sehr breit auf den Boden abbildet, kann eine Ver-

kippung besser an der Verschiebung der ersten Nullstelle abgelesen werden. Die normierten, zeitabhängigen Rohdaten $s(r, a)$ entlang der Flugrichtung für den Fall einer Verkippung ist in Bild 3.3 dargestellt. Dieses Signal zeigt die Azimutmodulation des Empfangssignals für den Fall ohne Verkippung (Bild 3.3 a) und mit Verkippung der SAR-Antenne (Bild 3.3 b).

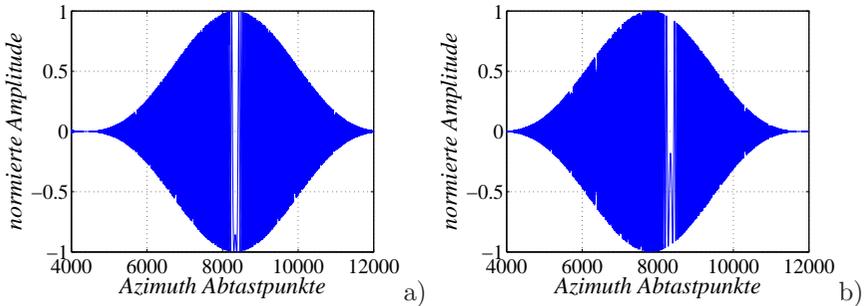


Bild 3.3: Normierter Signalverlauf entlang der Flugrichtung des SAR-Rohsignals; a) ohne Verkippung der SAR-Antenne $s_1(r, a)$, b) mit Verkippung um $0,05^\circ$ der SAR Antenne $s_2(r, a)$

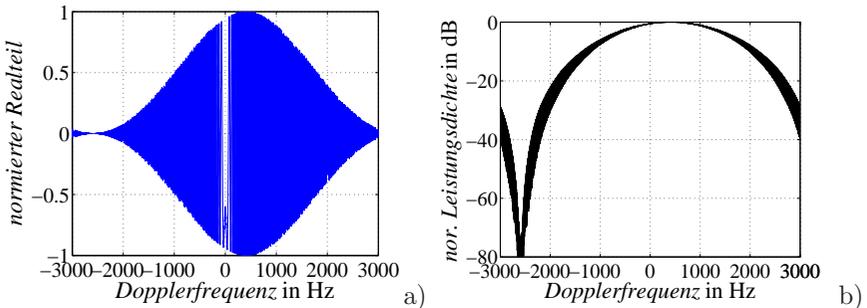


Bild 3.4: Spektrale Leistungsdichte der Dopplerfrequenz mit Verkippung; a) linearer Maßstab b) logarithmischer Maßstab

Es ist deutlich zu erkennen, dass für den Fall der Verkippung der Antenne die Stelle des Maximums nicht mit der Stelle zusammenfällt, an der die Momentanfrequenz der Azimutmodulation identisch Null ist. Dies ist das

Kriterium, dass das Richtdiagramm der Antenne verkippt ist. Dieser Fehler wird durch eine Änderung des Phasenverlaufs der Azimutmodulation hervorgerufen. Nach Fouriertransformation des komplexen Zeitsignals aus Bild 3.3 b) in den Frequenzbereich kann das Dopplerspektrum analysiert werden. Durch die Verkipfung der Antenne wird das Dopplerspektrum nicht mehr symmetrisch um die Null abgebildet. Im gezeigten Beispiel wurde die Pulswiederholrate zu 6 kHz gewählt, um Fehler durch Unterabtastung zu vermeiden. In Bild 3.4 a) und Bild 3.4 b) ist die Leistungsdichte des Dopplerspektrums dargestellt. Es ist hier auch deutlich die Verschiebung und die Assymetrie zu erkennen. Das Azimutantennendiagramm wirkt für die Leistungsdichte im Dopplerspektrum als Bandpass und unterdrückt somit große Dopplerfrequenzen. Durch eine Verkipfung der Antenne ändert sich die Charakteristik des Bandpasses und es kommt bei Nicht-Berücksichtigung bei der Komprimierung zu Abtastfehlern.

3.2 Abbildung des Antennendiagramms mit einem Bodenempfänger

Vorgehen

Es wird angenommen, dass ein Bodenempfänger die komplexen Radarsignale während eines Satellitenüberflugs zur Ermittlung des Antennendiagramms aufzeichnen kann. Bei dieser Simulation durchläuft das Signal nur den einfachen Weg zwischen Satellit und Bodenempfänger. Es wird wieder der Fall ohne Verkipfung der Satellitenantenne und mit Verkipfung um $0,05^\circ$ untersucht. Um die gleiche Analyse durchführen zu können, wird angenommen, dass eine Phasen- und Zeitreferenz zwischen Satellit und Bodenempfänger besteht.

Simulationsergebnisse

Da bei der Verwendung eines Bodenempfängers nur der einfache Weg durchlaufen wird, ergibt sich für die aufgezeichneten Rohdaten eine Verbesserung der Signal-zu-Rausch Verhältnisses im Vergleich zum SAR-Fall nach Gleichung 3.6. Es werden gleiche Rauschzahlen und Rauschbandbreiten angenommen. Es bezeichnen in Gleichung 3.6 SNR_{BE} und SNR_{Sat} das Signal-zu-Rausch Verhältnis des Bodenempfängers bzw. des Radarinstruments, G_{Sat} den Gewinn der Satellitenantenne im Sendefall und im Empfangsfall und $G_{E,BE}$ den Gewinn der Empfangsantenne des Bodenempfängers in 45 Grad

Position.

$$\begin{aligned} \frac{SNR_{BE}}{SNR_{SAR}} &= \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2} \cdot \frac{P_S \cdot G_{Sat} \cdot G_{E,BE}}{R_E^2} \cdot \frac{(4\pi)^3 \cdot R_E^4}{P_S \cdot G_{Sat} \cdot G_{Sat} \cdot \lambda^2 \cdot \sigma} = \\ &= \frac{4\pi \cdot R_E^2 \cdot G_{E,BE}}{G_{E,Sat} \cdot \sigma} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Unter der Annahme einer Entfernung von 530 km zwischen Satellit und Empfänger und eines Rückstreuquerschnitts von 50 dBsm für ein Punktziel ergibt sich eine Verbesserung des SNR von 47 dB unter Annahme aller anderen Daten aus Tabelle 5.1. Dadurch kann eine sehr genaue Analyse der empfangenen Radardaten durchgeführt werden. Aus den empfangenen Daten kann das auf den Boden abgebildete Azimutdiagramm bestimmt werden. Das Antennendiagramm in Azimut bildet sich aufgeweiteter auf den Boden ab und die Nebenmaximaunterdrückung ist nur halb so groß verglichen mit dem Szenario aus Kapitel 3.1. Das Antennendiagramm ist in Bild 3.5 dargestellt.

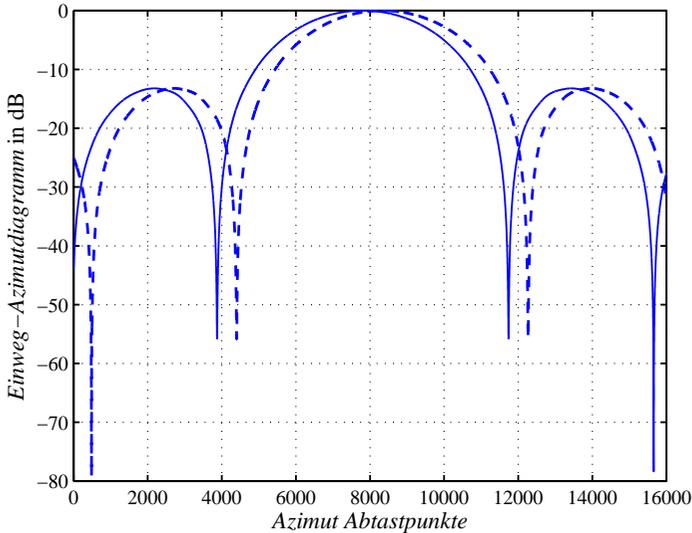


Bild 3.5: Simuliertes Azimut-Einweg-Antennendiagramm ohne Verkippung (-) und für eine Verkippung von 0,05 Grad (- -).

Analog zum SAR-Fall werden nun die Auswertungen bzgl. des Leistungs-

Leistungsdichtespektrums des Dopplerverlaufs simulativ durchgeführt. Für die Darstellung der spektralen Leistungsdichte wurde ein Schnitt durch die Rohdaten entlang der Flugrichtung ausgewählt. Es kommt bei einer Verkippung ebenfalls zu einem Phasenfehler, jedoch nur mit halbem Betrag. Im Dopplerspektrum ändert sich im Vergleich zum SAR-Fall die Nullstelle der Einhüllenden des Leistungsdichtespektrums, da nur der halbe Weg durchlaufen wird. Die Nebenmaximaunterdrückung beträgt nur 13,5 dB und entspricht dem Wert im Antennendiagramm des Satelliten in Azimutrichtung. Durch die höheren Nebenmaxima werden Spektralanteile höherer Frequenzen weniger stark unterdrückt.

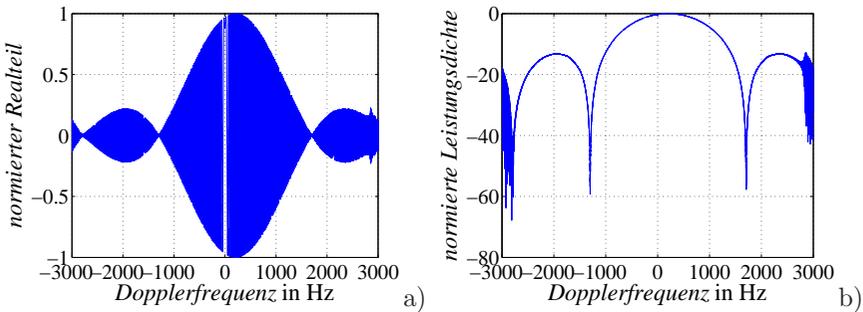


Bild 3.6: Spektrale Leistungsdichte der Dopplerfrequenz für ein empfangenes Signal mit einem kohärenten Bodenempfänger; a) linearer Maßstab, b) logarithmischer Maßstab

Für die für die in dieser Arbeit entwickelten Bodenempfänger besteht noch keine Möglichkeit, die Daten kohärent zum Radarinstrument aufzuzeichnen und damit eine Analyse der komplexen Daten vorzunehmen. Durch die Analyse der Pulsamplituden kann das Antennendiagramm in Azimutrichtung ausgewertet werden. Durch relative Messungen können Verkippungen der Satellitenantenne festgestellt werden, da sowohl die Bodenempfänger als auch der Satellit die gleiche Zeitbasis benutzen.

3.3 Fazit

Für die genaue Charakterisierung eines SAR-Systems ist die Kenntnis des Antennendiagramms essentiell. Es wurde ausgehend von den SAR-Rohdaten exemplarisch die Auswirkung von Antennenverkippung auf den Doppler-

schwerpunkt und das Dopplerleistungsdichtespektrum im Fall eines Punktziels untersucht. Für den Fall zum Satelliten kohärenter Bodenempfänger könnte eine äquivalente Analyse sofort nach Überflug auch auf dem Boden durchgeführt werden. Für den Fall nicht zum Satelliten kohärenter Bodenempfänger kann das auf den Boden abgebildete Azimutdiagramm aufgezeichnet werden und durch relative Messungen eine mögliche Antennenfehlpositionierung festgestellt werden, da das Maximum des Antennendiagramms dann zu einem anderen als dem erwarteten Zeitpunkt erscheint. Eine Analyse der Einhüllenden der linear frequenzmodulierten Pulse ist möglich. Die Signale weisen bei Auswertung mit einem Bodenempfänger deutlich bessere SNR-Werte auf.

Kapitel 4

Antennendiagrammerkennung - Simulation und Auswertung

4.1 Problemstellung

Nachdem in Kapitel 3 für eine vereinfachte Geometrie die prinzipielle Auswirkung einer Fehlstellung der Antenne und deren Auswirkung auf die Radarrohdaten gezeigt wurde, wird in diesem Kapitel eine Methode vorgestellt, die es erlaubt, anhand von gemessenen Radarpulsen des Satelliten auf das Antennendiagramm rückzuschließen. Das komplette Richtdiagramm der TerraSAR-X Antenne wird mathematisch aus Einzelmessungen zusammengesetzt. Eine komplette Vermessung des Antennendiagramms am Boden wird nicht durchgeführt. Man erhält dann ein Antennenmodell, das anhand geeigneter Messungen verifiziert und ggf. angepasst werden muss, sobald sich der Satellit im Orbit befindet [54].

Die genaue Kenntnis des Antennendiagramms ist für die spätere Prozessierung der Daten essentiell, da es bei Nichtbeachtung des realen Antennendiagramms zu Fehlern in der Bildverarbeitung kommt. Mit den Empfängersystemen, die für die TerraSAR-X Mission entwickelt wurden, ist eine komplette Aufzeichnungszeit des Azimutdiagramms von zehn Sekunden möglich. Zunächst wird die empfangene Signalamplitude demoduliert und digitalisiert. Die komplette Datenmenge beläuft sich bei einem Überflug von 10 s und einer Abtastrate von 10 MS/s bei einer Digitalisierung von 8 Bit zu $10 \text{ Ms/s} \cdot 10 \text{ s} \cdot 8 \text{ Bit} \approx 100 \text{ MB}$. Das empfangene Signal ist vor der Hüllkurvendetektion linear frequenzmoduliert und wird gepulst vom Satelliten abgestrahlt. Die Pulswiederholrate kann zwischen 2 kHz und 6,5 kHz variiert werden. Da jeder Abtastwert eindeutig mit einer Zeitmarke bei der Aufnahme der Daten versehen wird, kann durch Weglassen der Pulspausen und durch Zuordnung eines Pulsmittelwertes pro Puls die Datenmenge reduziert werden. Es ergeben sich dann bei einer Pulswiederholrate von 6,5 kHz ma-

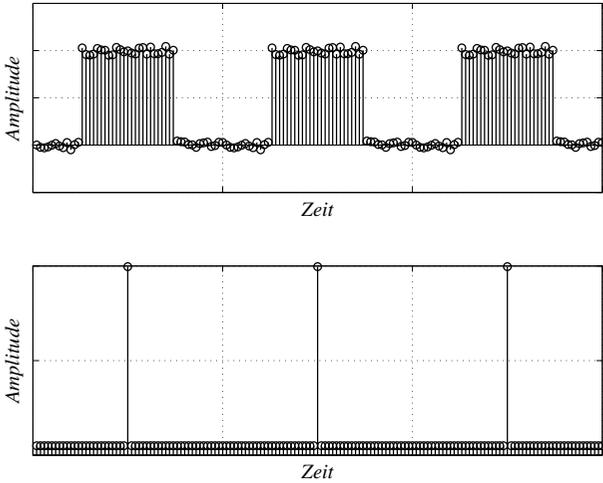


Bild 4.1: Abgetastete Hüllkurve (oben) und mittlere Pulsleistung (unten)

ximal 65 000 Pulsmittelwerte, die dann weiterverarbeitet werden und alle Informationen beinhalten.

Für die Simulation werden die folgenden Annahmen getroffen: Bei einem duty cycle von 20%, einer Entfernung von 700 km, einer Geschwindigkeit des Satelliten von ca. 7 km/s und einer PRF von 6.5 kHz ergibt sich eine Winkeländerung von ca. 0,017 Grad des Satelliten während einer Pulsdauer. Das Szenario wird deshalb so gewählt, dass jedem Puls eine mittlere Pulsleistung zugeordnet wird und diese dann den Zeitstempel der jeweiligen Pulsmitte erhält. Das Ergebnis der so vorprozessierten Daten ist in Bild 4.1 exemplarisch dargestellt. In der Simulation wird dann nur jeweils ein Wert berechnet pro Pulsdauer.

Als Erweiterung der einfachen Messung bezüglich einer definierten Zeit, wird eine Methode vorgestellt, mit deren Hilfe das Antennendiagramm auch über dem Winkel ausgewertet werden kann. Das bedeutet, dass jedem Abtastwert, der mit einem Bodenempfänger aufgenommen wurde, ein Winkelpaar aus Azimut und Elevation zugeordnet werden kann. Dazu wird die exakte Position des Bodenempfängers auf der Erdoberfläche und die exakte Satellitenposition benötigt. Zusätzlich muss neben der Position auch die exakte Lage der Radarantenne bzgl. eines Satellitenkoordinatensystems und Ausrichtung der Bodenempfängerantenne bzgl. eines Koordinatensystems

bekannt sein. Damit ist zu jedem Zeitpunkt, an dem Radarsignale aufgezeichnet werden, die exakte Orientierung und Position der Radarantenne und des Bodenempfängers bekannt, so dass diese in ein gemeinsames Koordinatensystem umgerechnet werden können. Erst jetzt ist es möglich, aus den empfangenen Radarpulsen eindeutig das Richtdiagramm in Azimut und Elevation zu bestimmen.

In diesem Kapitel wird gezeigt, dass bei genauer Kenntnis der Geometrie zwischen Bodenempfänger und Satellit das Antennendiagramm bzgl. des Winkels bestimmt werden kann. Da keine realen Orbitdaten verfügbar waren, wird eine vereinfachte Testgeometrie und ein Testszenario verwendet, so dass alle relevanten Größen bestimmt werden können und eine prinzipielle Untersuchung durchgeführt werden konnte [55].

4.2 Satellitenorbit und Koordinatensysteme

In diesem Abschnitt werden die verschiedenen Koordinatensysteme zur Positionsangabe vorgestellt und die wesentlichen Gleichungen zur Bestimmung der Position des Bodenempfängers und des Satelliten innerhalb eines Inertialkoordinatensystems angegeben.

4.2.1 Referenzsysteme und Referenzrahmen

Die zu beschreibende Konstellation besteht aus der Erde mit dem Bodenempfänger und dem Satelliten im Orbit mit einer zeitabhängigen Position im Raum. Beide Objekte sind zunächst mit unterschiedlichen Koordinaten beschrieben und müssen in ein gemeinsames, raumfestes System (Inertialsystem) umgerechnet werden. Als gemeinsames Inertialsystem wird das ECI-System *Earth Centered Inertial* verwendet [56]. Das System bildet die theoretische Grundlage zur Beschreibung der Objekte im Raum. Die tatsächliche Beschreibung der Bewegungen kann erst vorgenommen werden, wenn das Koordinatensystem durch die Verwendung von Messungen und Angabe von Referenzpunkten, z.B. Sterne, die unter Beachtung der Annahmen des Referenzsystems gewonnen wurden, realisiert wird. Man spricht dann von einem Referenzrahmen. Im folgenden Kapitel wird für die Realisierung des ECI-Koordinatensystems der Referenzrahmen *ICRF International Celestial Reference Frame* verwendet, dessen Zeitreferenzpunkt der 1. Januar 2000, 12 Uhr ist. Äquivalent kann man auch vom *J2000* Referenzrahmen sprechen [57]. Koordinaten, die in anderen Referenzrahmen vorliegen, können dann umgerechnet werden und sind dann somit vergleichbar. Im Folgenden wird zur Vereinfachung nicht mehr zwischen *System* und *Rahmen* unterschieden, da sich alle weiteren Transformationen speziell auf den allgemein verwendeten *ICRF/J2000* Referenzrahmen beziehen. Es wird ein fester Referenzpunkt definiert, der Frühlingspunkt genannt wird. Dieser Punkt wird durch die scheinbare Bahn der Sonne um die Erde und den Himmelsäquator festgelegt [56]. Da dieser Punkt aufgrund der gegenseitigen Beeinflussung der Himmelskörper leicht wandert, wird er mit einem Zeitpunkt versehen, auf den sich dann alle Zeitangaben beziehen.

4.2.2 Beschreibung der Erde und des Satelliten in Inertialkoordinaten

Die Beschreibung eines Punktes auf der Erde in Inertialkoordinaten wird durch folgende Gleichung beschrieben:

$$\vec{r}_{\text{ECI, BE}} = \{[Z(t)] \cdot [N(t)] \cdot [P(t)]\}^{-1} \cdot \vec{r}_{\text{ECEF}} \quad (4.1)$$

Die Erklärung der einzelnen Größen und die Herleitung findet sich in Anhang A.1. Analog zum Standpunkt des Bodenempfängers wird ein Punkt auf der Satellitenbahn in den gleichen Inertialkoordinaten beschrieben:

$$\vec{r}_{\text{ECI, Sat}} = [R_3(-\Omega)] \cdot [R_2(-i)] \cdot [R_3(-\omega)] \cdot \vec{r}_{\text{PQW}} \quad (4.2)$$

In Bild 4.2 ist die Satellitenbahn abhängig von den in Anhang A.2 beschriebenen Größen dargestellt. Durch die große Halbachse a und die kleine Halbachse b , bzw. numerische Exzentrizität e wird die Bahnform festgelegt, durch Inklination i , die Rektaszension des aufsteigenden Knotens Ω , und das Argument des Perigäums ω wird die Orientierung der Bahnellipse im Raum festgelegt. Um exakt einen Bahnpunkt festzulegen, wird der Wert der wahren Anomalie ν benutzt, der bzgl. eines festen Referenzzeitpunktes festgelegt ist.

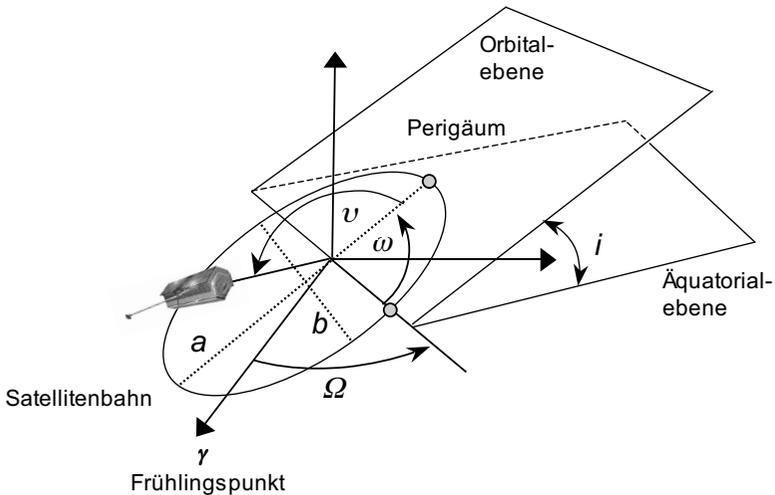


Bild 4.2: Koordinatensystem zur Definition der Satellitenposition in seiner Orbitalebene. Der Koordinatenursprung befindet sich in einem Brennpunkt der Umlaufbahn und ist mit dem Erdmittelpunkt identisch.

Da nun beide Positionen in Inertialkoordinaten vorliegen, können die Positionen verglichen werden.

4.3 Algorithmus zur Antennendiagrammerkennung

Sobald beide Standorte in einem gemeinsamen Koordinatensystem vorliegen, können diese miteinander verglichen werden. Dazu wird zuerst der Differenzvektor aus beiden Standortvektoren gebildet. Um die Einflüsse des Richtdiagramms des Bodenempfängers zu berücksichtigen, wird der Differenzvektor in das Koordinatensystem der Bodenantenne (BANT) umgerechnet. Zur Bestimmung der Azimut- und Elevationswinkel des Antennendiagramms wird der Differenzvektor in das Koordinatensystem der Satellitenantenne (SANT) umgerechnet. Dies kann für jeden Zeitpunkt während des Überflugs durchgeführt werden. Damit ist $\vec{d} = \vec{d}(t)$. Im Folgenden wird ein Zusammenhang zwischen den zeitabhängigen Empfangspegeln (siehe Kapitel 4.1) und dem zeitabhängigen Vektor $\vec{d}(t)$ hergestellt.

4.3.1 Bestimmung des Differenzvektors zwischen Satellit und Bodenempfänger

Aus dem Differenzvektor der beiden Positionsvektoren kann zum Einen der Abstand bestimmt werden und zum Anderen die gegenseitige Lage des Satelliten und des Bodenempfängers. Der Differenzvektor \vec{d} ergibt sich aus Gleichung 4.1 und Gleichung 4.2.

$$\vec{d} = \vec{r}_{\text{ECL, BE}} - \vec{r}_{\text{ECL, Sat}} \quad (4.3)$$

Der Abstand zwischen beiden Positionen ergibt sich dann aus Bildung des Absolutbetrags von \vec{d} für jeden Simulationszeitpunkt.

4.3.2 Berechnung des Antennendiagramms des Satelliten

Bestimmung des Blickvektors im Koordinatensystem der Bodenantenne

Nach der Transformation des Differenzvektors in das SEZ-System (siehe Anhang A.3) muss dieser in das Koordinatensystem der Bodenantenne umgerechnet werden, so dass deren Richtdiagramm berücksichtigt werden kann.

$$\vec{d}_{\text{BANT}} = [R_1(90^\circ - \theta_{\text{lok},\text{B}})] \cdot [R_3(180^\circ - \psi_{\text{lok},\text{B}})] \cdot \vec{d}_{\text{SEZ}} \quad (4.4)$$

In diesem Koordinatensystem (BANT) kann der Differenzvektor dann in Azimut und Elevation beschrieben werden und der Einfluss der Richtcharakteristik der Bodenantenne auf das Satellitendiagramm berücksichtigt werden. Das Koordinatensystem der Bodenantenne ist in Bild 4.3 dargestellt. Die Azimutebene ist die xz-Ebene, die Elevationsebene ist die yz-Ebene.

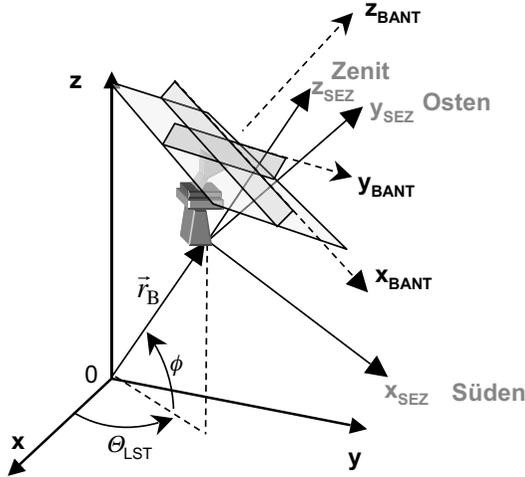


Bild 4.3: Koordinatensystem der Bodenantenne (BANT)

Die Winkel θ_{lok} und ψ_{lok} beschreiben die Ausrichtung des Bodenempfängers in Elevation und Azimut im SEZ Koordinatensystems. Es werden exemplarisch 5 Bodenempfänger aufgestellt in einem Abstand $\Delta\lambda=0.1^\circ$. Der Azimutwinkel und der Elevationswinkel, unter denen der Differenzvektor im Koordinatensystem der Bodenantenne erscheint, ist in den folgenden Bildern 4.4 a) und b) gezeigt.

Der Azimutwinkel ψ und der Elevationswinkel θ werden mit Gleichung 4.5 bestimmt.

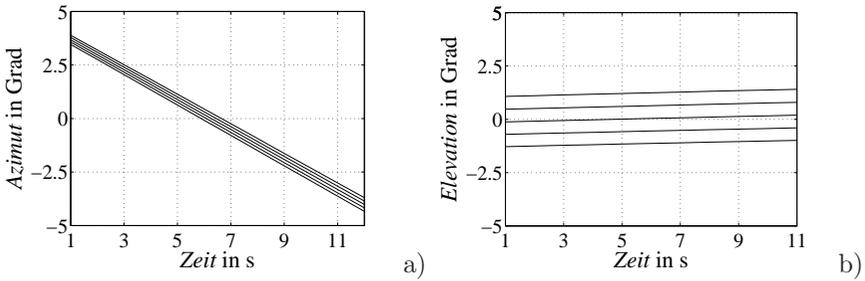


Bild 4.4: Überflug des Satelliten über 5 Bodenempfänger mit einem Abstand in der Längenkoordinate von $\Delta\lambda = 0,1^\circ$ a) Azimutwinkel der Satellitenposition vom Bodenempfängerkoordinatensystem aus gesehen; b) Elevationswinkel der Satellitenposition vom Bodenempfängerkoordinatensystem aus gesehen.

$$\vec{d} = \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

$$\psi = \arctan \left(\frac{d_1}{d_3} \right)$$

$$\theta = \arctan \left(\frac{d_2}{d_3} \right)$$

Der Azimutwinkel verändert sich, da sich der Satellit über dem Bodenziel hinwegbewegt, die Elevation des Satelliten bleibt fast konstant. Für exakte Ausrichtung, d.h. der Differenzvektor \vec{d} zeigt genau in die Blickrichtung der Bodenantenne, ist der Elevations- und Azimutwinkel identisch Null. Die jeweils mittlere Kurve zeigt die Werte für exakte Ausrichtung.

Bestimmung des Blickvektors im Koordinatensystem der Satellitenantenne

Der Differenzvektor kann auch im Koordinatensystem der Satellitenantenne dargestellt werden. Diese Darstellung wird benötigt, um das Richtdiagramm der Radarantenne in Abhängigkeit von Azimut- und Elevationswinkel zu

bestimmen. Für die Satellitenantenne wird folgendes Koordinatensystem aus Bild 4.5 verwendet.

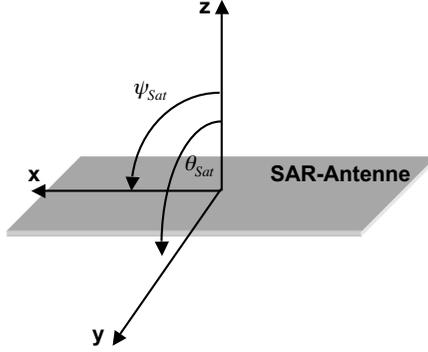


Bild 4.5: Koordinatensystem zur Bestimmung des Azimut- und Elevationswinkels des Blickvektors \vec{d} von der Satellitenantenne aus

Die z -Achse bezeichnet die Nadirrichtung und die x -Achse die Flugrichtung des Satelliten. Um Einflüsse der dreidimensionalen Orientierung des Satelliten im Raum beschreiben zu können, werden die Koordinaten aus dem ECI-System, das mit Gleichung A.5 beschrieben wird, in ein Nadir-System umgerechnet [58]. Dies geschieht mit Hilfe des Vektors \vec{n} . Sollen noch Drehungen in Yaw durch $[R_3(\beta)]$ und Pitch durch $[R_2(\gamma)]$ berücksichtigt werden, z.B. für Total Zero Doppler Steering [53], so erhält man eine Beschreibung der Position des Satelliten bzgl. seines Massenmittelpunktes inklusive seiner Orientierung im Raum, wie in Gleichung 4.6 dargestellt [58], [59]. In einem letzten Schritt muss die Schrägstellung der Antenne berücksichtigt werden. Dies geschieht mit einer weiteren Transformation mit $[R_3]$. Dabei beträgt der Winkel der Schrägstellung $\alpha = 33,8^\circ$. Nach der letzten Transformation befindet sich der Vektor im Koordinatensystem der Satellitenantenne *SANT*.

$$\vec{d}_{SANT} = [R_1(33.8^\circ)] [R_3(\beta)] \cdot [R_2(\gamma)] \cdot \vec{n}^T \cdot \vec{d}_{ECI} \quad (4.6)$$

Die Rotationsmatrix $[R_1]$ hat folgende Form:

$$R_1(\alpha) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & \sin \alpha \\ 0 & -\sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

Mit Gleichung 4.6 kann der Differenzvektor \vec{d} bzgl. des *SANT*-Koordinatensystems bestimmt werden. Die Azimut und Elevationswinkel des Differenzvektors können ebenso mit Hilfe von Gleichung 4.5 bestimmt werden. Mit Hilfe dieser Winkel kann der Wert des Richtdiagramms für die entsprechende Blickrichtung bestimmt werden. Der Azimut- und Elevationswinkel von \vec{d} bestimmt sich sowohl im Koordinatensystem der Bodenantenne als auch im Koordinatensystem der Satellitenantenne mit Gleichung 4.5.

4.4 Rekonstruktion des Antennendiagramms

In diesem Abschnitt wird der Algorithmus zur Rückrechnung des Antennendiagramms beschrieben. Zur Rekonstruktion des Antennendiagramms wurde eine Simulationsumgebung erstellt. Eine beispielhafte Konfiguration zwischen Bodenempfänger und Satellit, anhand derer das Vorgehen beschrieben wird, ist in Bild 4.6 dargestellt.

Azimutdiagramm

Zunächst wird das Azimutdiagramm der Satellitenantenne aus den aufgezzeichneten Leistungswerten bestimmt. Die empfangenen Leistungspegel P_E werden durch Gleichung 4.8 bestimmt. Es wird von einer komplexen Richtcharakteristik $\vec{C}(\theta, \psi) = \underline{C}_\theta(\theta, \psi) \cdot \vec{e}_\theta + \underline{C}_\psi(\theta, \psi) \cdot \vec{e}_\psi$ ausgegangen, die in Kugelkoordinaten beschrieben wird. Für die Winkel des Bodenempfängers werden die Werte, die man mit Hilfe von Gleichung 4.4 und 4.5 erhält, eingesetzt, für die Winkel des Satelliten die Werte aus Gleichung 4.6 und 4.5.

$$P_E = \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot \left| \underbrace{\underline{C}_{B,\theta}(\theta_B, \psi_B) \cdot \underline{C}_{\text{Sat},\theta}(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}})}_{\text{Kreuzpolarisation}} - \underbrace{\underline{C}_{B,\psi}(\theta_B, \psi_B) \cdot \underline{C}_{\text{Sat},\psi}(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}})}_{\text{Gleichpolarisation}} \right|^2 \quad (4.8)$$

Das Diagramm der Bodenantenne wird mit C_B bezeichnet und das Diagramm der Satellitenantenne mit C_{Sat} . Der Index B steht für die Winkel des Differenzvektors im BANT-System des Bodenempfängers, der Index Sat bezeichnet die Winkel des Differenzvektors im SANT-System der Satellitenantenne. Zur Lösung von Gleichung 4.8 muss die Anzahl der Unbekannten reduziert werden, so dass diese Gleichung gelöst werden kann. Dazu werden die folgenden Annahmen getroffen:

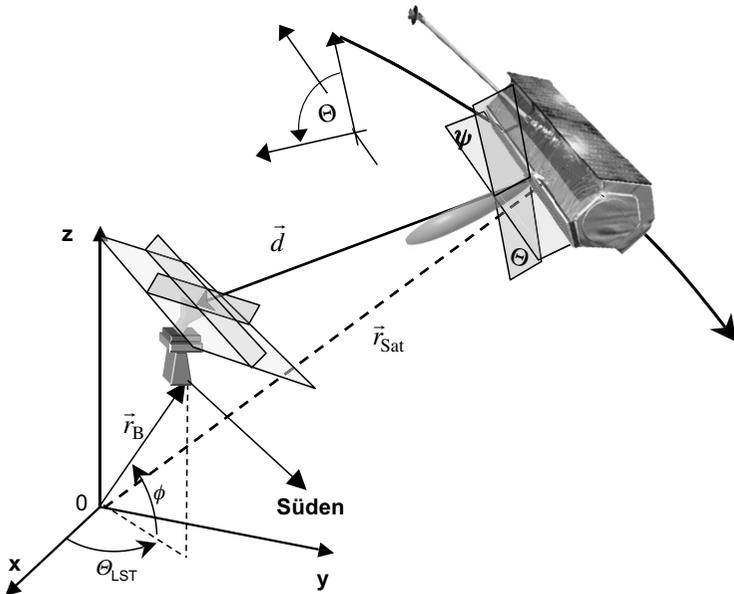


Bild 4.6: Beispielhafte Konfiguration aus Satellit und Bodenempfänger zur Bestimmung des Richtdiagramms. Der Differenzvektor \vec{d} kann in Inertialkoordinaten jeweils bzgl. des Bodenempfängerkoordinatensystems oder bzgl. des Satellitenantennenkoordinatensystems dargestellt werden. Angedeutet sind jeweils beim Satellit und Bodenempfänger die Azimut- und Elevationsebene

- Annahme (1): Es wird durch einen Bodenempfänger genau ein Schnitt durch das Azimutdiagramm abgetastet.
- Annahme (2): Der Elevationswinkel wird für den Überflug als konstant angenommen.
- Annahme (3): Für die Antennendiagrammerkennung wird die Kreuzpolarisation der Satellitenantenne und der Antenne des Bodenempfängers vernachlässigt.
- Annahme (4): Der Gewinn und die Richtcharakteristiken werden über der Bandbreite als konstant angenommen.

- Annahme (5): Die Phase wird vernachlässigt.

Annahme (1) und Annahme (2) sind gültig, da man bei konstanter Elevation genau einen Azimutschnitt durch ein Antennendiagramm erhält. In Bild 4.4 a) und b) sind die auftretenden Azimut- und Elevationswinkel simuliert für den Fall, dass Bodenempfänger und Satellitenantenne ideal ausgerichtet sind (mittlere Kurve). Die Änderung des Elevationswinkels ist minimal. Für exakte Ausrichtung sollte der Wert der Elevation von \vec{d} identisch Null sein bzgl. der Blickrichtung der Bodenantenne. Annahme (3) wird für eine ideale Satellitenantenne getroffen. Für die Darstellung des Satellitendiagramms wird folgende Annahme getroffen:

$$C(\theta, \psi) \approx C(\theta) \cdot C(\psi) \quad (4.9)$$

Mit den oben getroffenen Annahmen kann die empfangene Leistung P_E bestimmt werden:

$$\begin{aligned} P_E &= \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot \left| -\underline{C}_{B,\psi}(\theta_B, \psi_B) \cdot \underline{C}_{\text{Sat},\psi}(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}}) \right|^2 = \\ &= \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot C_{B,\psi}^2(\theta_B, \psi_B) \cdot C_{\text{Sat},\psi}^2(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}}) = \\ &= \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot C_B^2(\theta_B, \psi_B) \cdot C_{\text{Sat}}^2(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}}) = \\ &= \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot C_B^2(\theta_B) \cdot C_B^2(\psi_B) \cdot C_{\text{Sat}}^2(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0, \psi_{\text{Sat}}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Damit kann mit Kenntnis der abgestrahlten Leistung P_{Sat} , des Antennengewinns der Satellitenantenne G_{Sat} und des Antennengewinns des Bodenempfängers G_B ein Azimutschnitt des Satellitendiagramms berechnet werden:

$$C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0, \psi_{\text{Sat}}) = \sqrt{\frac{P_E}{\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot C_B^2(\theta_B) \cdot C_B^2(\psi_B)}} \quad (4.11)$$

$$C_{\text{Sat}}(\psi_{\text{Sat}}) = \frac{C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0, \psi_{\text{Sat}})}{\max(C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0, \psi_{\text{Sat}}))} = \frac{C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0, \psi_{\text{Sat}})}{\max(C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0) \cdot \underbrace{C_{\text{Sat}}(\psi_{\text{Sat}})}_{=1})} \quad (4.12)$$

Bei Kenntnis der gegenseitigen Positionierung innerhalb der Überflugzeit kann der Differenzvektor \vec{d} zeitabhängig bestimmt werden. Die aufgezeichneten Leistungspegel P_E sind auch zeitabhängig. Damit kann den berechneten Werten C_{Sat} aus Gleichung 4.12 ein Winkel ψ_{Sat} aus Gleichung 4.5 zugeordnet werden.

Elevationsdiagramm

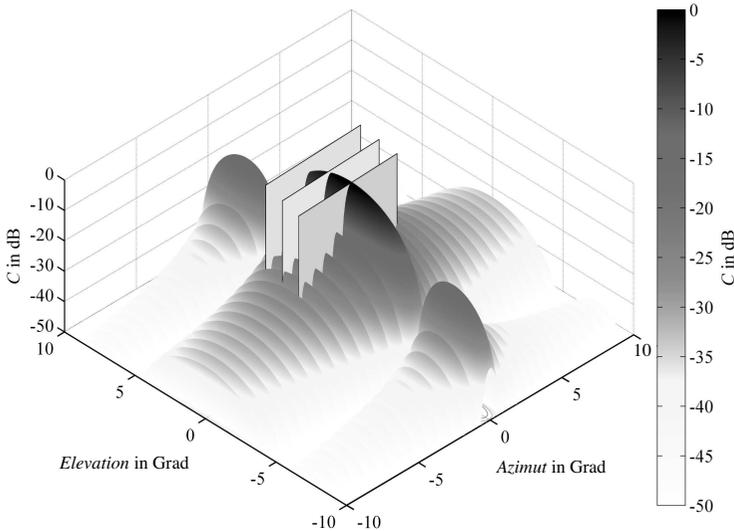


Bild 4.7: Veranschaulichung des abgetasteten Bereichs eines Satellitenantennendiagramms durch drei Bodenempfänger

In Bild 4.7 ist der Überflug des Satelliten über drei Bodenempfänger dargestellt. Für die Bestimmung des Elevationsdiagramms muss berücksichtigt werden, dass mit einem Bodenempfänger nur genau ein Punkt im Elevationsdiagramm bestimmt werden kann, d.h. für die Bestimmung weiterer Punkte im Elevationsdiagramm müssen mehrere Bodenempfänger aufgestellt werden. In Azimutrichtung ergeben sich drei Schnittebenen, für die Elevationsebene ergeben sich drei Punkte. Durch die Entkopplung von Azimut- und Elevationsdiagramm in Gleichung 4.9 erhält man nun drei identische Azimutdiagramme. Die Annahme aus Gleichung 4.9 gilt in guter Näherung

für Elevationswinkel im Bereich des Hauptmaximums. Die Elevationspunkte bestimmen sich nach folgender Gleichung:

$$C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}}) = \sqrt{\frac{\max(P_E)}{\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot G_B \cdot P_{\text{Sat}} \cdot C_B^2(\theta_B) \cdot C_B^2(\psi_B) \cdot C_{\text{Sat}}^2(\psi_{\text{Sat}})}} \quad (4.13)$$

Für den Elevationspunkt wird der Betrag des Richtdiagramms mit Gleichung 4.13 bestimmt und der zugehörige Elevationswinkel aus \vec{d} . Der Elevationswinkel wird zu dem Zeitpunkt bestimmt, zu dem $C_{\text{Sat}}(\psi_{\text{Sat}}) = C_{\text{Sat,max}}(\psi_{\text{Sat}})$ gilt.

4.5 Diagrammerkennung mit einem Bodenempfänger

In den folgenden Bildern werden die simulierten Werte für einen Überflug gezeigt. Die Winkeldaten für den kompletten Überflug vom Bodenempfänger aus betrachtet sind in Bild 4.4 dargestellt. Zur Untersuchung des Algorithmus zur Antennendiagrammerkennung müssen zunächst Daten für einen Überflug erzeugt werden. Für die Simulation wird der Bodenempfänger auf den Satelliten für den Überflug ausgerichtet, d.h. die Beträge der Azimutwinkel und Elevationswinkel der Differenzvektoren von der Bodenantenne und der Satellitenantenne aus betrachtet unterscheiden sich nur minimal. In dieser Simulation unterscheiden sie sich bei $t = 0$ und $t = 10$ s um etwa $\pm 0,3$ Grad. Die Daten für den Standpunkt des Bodenempfängers 1 sind in Tabelle A.4 zusammengefasst. Bei Verwendung eines Bodenempfängers kann nur ein Azimutschnitt durch das Satellitendiagramm erhalten werden. Das Richtdiagramm des Bodenempfängers moduliert die empfangene Leistung mit seinem Betrag. Die Beeinflussung der Empfangsleistung durch die Bodenantenne ist in Bild 4.8 a) für die Azimutrichtung und in Bild 4.8 b) für die Elevationsrichtung gezeigt. Bei Kenntnis des Antennendiagramms der Bodenantenne und der gegenseitigen Position aufgrund der Differenzvektoren wird diese Beeinflussung korrigiert.

In der Simulation wird ein Überflug erzeugt und der Differenzvektor vom Koordinatensystem der Satellitenantenne aus bestimmt, um den Bereich des Richtdiagramms der Satellitenantenne $C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}})$ zu bestimmen, der durch den Bodenempfänger abgetastet wird. In Bild 4.9 a) sind der Winkelbereich und die Abtastpunkte der Satellitenantenne für einen Überflug von Bodenempfänger 1 gezeigt. Zur Simulation der Satellitenantenne

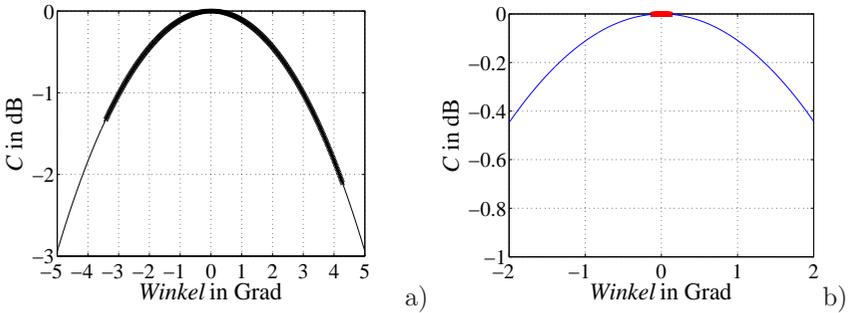


Bild 4.8: Überstrichenes Richtdiagramm der Bodenantenne von Bodenempfänger 1 aus Tabelle A.3 für einen Überflug des Satelliten.
a) Azimut, b) Elevation

wurde ein Dipolmodell gewählt mit einer Halbwertsbreite von ca. $0,33^\circ$ in Azimutrichtung und von ca. $2,3^\circ$ in Elevationsrichtung [60]. Unterlegt als durchgezogene Kurve ist das angenommene Antennenmodell. Für das Elevationsdiagramm (Bild 4.9 b)) erhält man bei Vernachlässigung der Erdrotation nur einen Punkt, bei Berücksichtigung jedoch einen Winkelbereich, der der Bewegung des Bodenempfängers aufgrund der Erdrotation während der Überflugdauer entspricht.

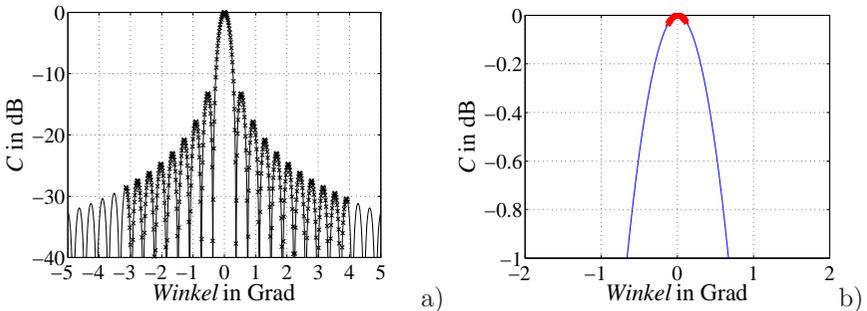


Bild 4.9: Simulierte Abtastwerte der Satellitenantenne durch Bodenempfänger 1 aus Tabelle A.3. a) Azimut, b) Elevation

Zur Rekonstruktion des Antennendiagramms wird der Algorithmus aus

Kapitel 4.4 auf die Simulationsdaten angewendet. Hierbei ist zu beachten, dass in den Simulationsdaten auch alle Fehler (Richtdiagramme Bodenantenne, Verkopplung von Azimut und Elevationsdiagramm der Antennen) beinhaltet sind und somit die Daten des Satellitendiagramms nicht unmittelbar zugänglich sind. Um diese Fehler zu korrigieren muss das Vorwissen aus der gegenseitigen Lage und die Kenntnis des Antennendiagramms des Bodenempfängers dem Algorithmus zur Verfügung gestellt werden. Dann können diese Fehlereinflüsse korrigiert werden. Vernachlässigt man das Antennendiagramm der Bodenantenne, so wirkt dieses wie ein Filter für die Werte des Satellitenantennendiagramms.

Das rekonstruierte Diagramm ist innerhalb des kompletten Winkelbereichs des Überfluges in Bild 4.10 a) für die Azimutkoordinate gezeigt und in Bild 4.10 b) für den erkannten Elevationspunkt.

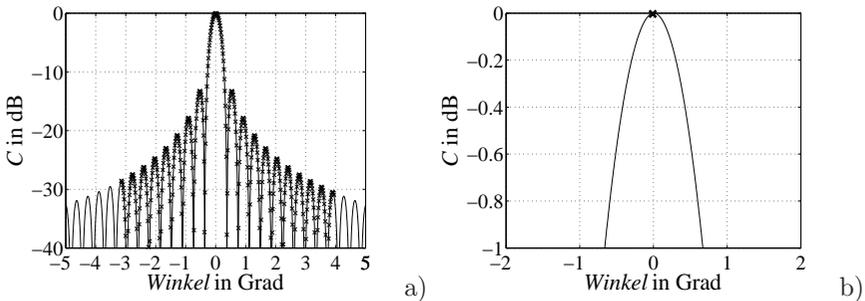


Bild 4.10: Rekonstruiertes Diagramm der Satellitenantenne durch Bodenempfänger 1 aus Tabelle A.3. a) Azimut, b) Elevation

Der Fehler für das Azimutdiagramm liegt beim vierten Nebenmaxima bei nur 0,1 dB. Der Elevationspunkt wird richtig erkannt.

4.6 Erkennung einer Fehlpositionierung der Satellitenantenne

Wie in Kapitel 3 gezeigt wurde, wird der Verlauf der Dopplermodulation durch die Blickrichtung der Satellitenantenne beeinflusst. Weist die Antenne einen Unterschied zur gewünschten Hauptstrahlrichtung auf, so kommt es zu einem zusätzlichen Beitrag zur Dopplerfrequenz. Hier ist exemplarisch für

eine Verkippung von 0,05 Grad das rekonstruierte Antennendiagramm dargestellt. Der Algorithmus ordnet aufgrund der Kenntnis der gegenseitigen Positionierung von Satellit und Bodenempfänger automatisch das Hauptmaximum dem richtigen Azimutwinkel zu. Im zeitlichen Verlauf betrachtet bewirkt ein Verkippungswinkel eine entsprechende zeitliche Verschiebung Δt des Hauptmaximums zum erwarteten Zeitpunkt.

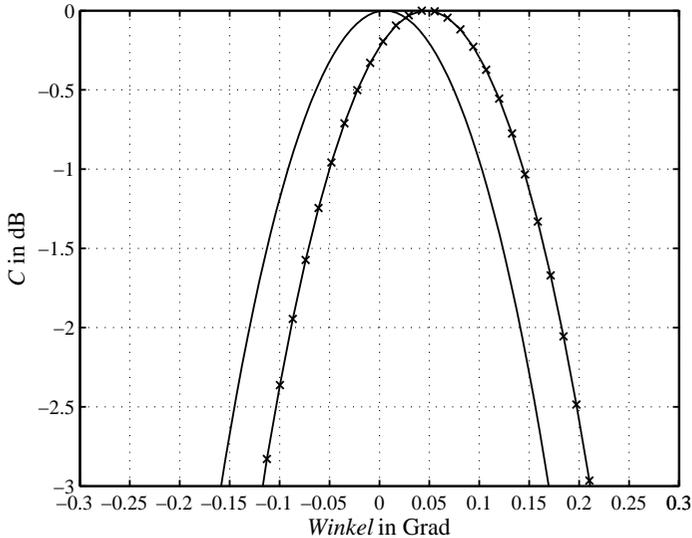


Bild 4.11: Verkippte Satellitenantenne um 0,05 Grad in Pitchrichtung (++)
im Vergleich zum nicht verkipperten Antennendiagramm (-)

4.7 Diagrammerkennung mit mehreren Bodenempfängern

4.7.1 Rekonstruktion des Elevationsdiagramms

Für die Aufnahme des Elevationsdiagramms werden im Folgenden Bodenempfänger 1-7 mit einem Abstand von $0,05^\circ$ in der Längenkoordinate, wie in Tabelle A.4 dargestellt, verwendet. Das Richtdiagramm des Bodenempfängers wurde so gewählt, dass die Halbwertsbreiten deutlich größer sind

als die der Satellitenantenne. Dadurch ist sichergestellt, dass während des kompletten Überflugs der Einfluss der Bodenantenne gering ist und einfach korrigiert werden kann. Im Folgenden wird in der Simulation ein Überflug über 7 Bodenempfänger erzeugt, und dann anhand der simulierten empfangenen Pegelwerte die Wiedererkennung der Antennendiagramme in Elevationsrichtung des Satelliten durchgeführt. In Bild 4.12 sind für Azimut und Elevation des Satellitendiagramms die durch den Überflug simulierten Werte dargestellt, das Antennenmodell ist wieder als durchgezogene Linie unterlegt.

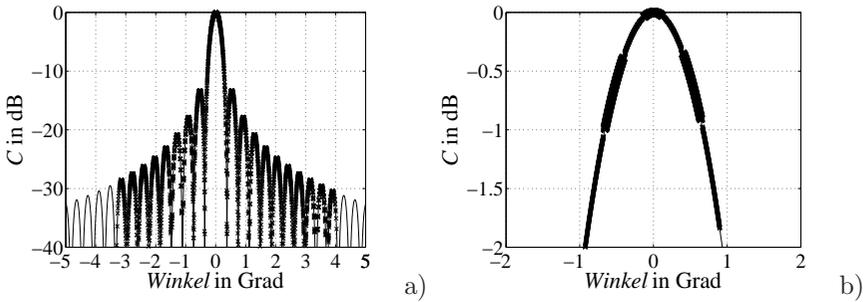


Bild 4.12: Simulierte Abtastwerte des Satellitendiagramms in Azimut a) und Elevation b) bei einem Überflug von 7 Bodenempfängern nach Tabelle A.3

Mit Hilfe von Gleichung 4.13 wird die Rekonstruktion des Elevationsdiagramms durchgeführt. Die erkannten Elevationswerte sind in Bild 4.13 a) dargestellt, eine Interpolation des kompletten Diagramms basierend auf den 7 Messwerten in Bild 4.13 b). Das in der Simulation hinterlegte Antennenmodell ist als durchgezogene Linie eingezeichnet.

Es ist deutlich zu erkennen, dass nur genau 7 Winkelpunkte des Elevationsdiagramms wiedergegeben werden. Es wird pro Bodenempfänger durch Gleichung 4.13 nur genau ein Punkt ausgewählt, der den richtigen Elevationswert wiedergibt. Da die Bodenempfänger äquidistant bzgl. des Unterschiedes $\Delta\lambda$ aufgestellt sind und der Satellit in seiner Blickrichtung verkippt ist, kommend die Punkte nicht symmetrisch zum Hauptmaximum zu liegen. Um eine exakt symmetrische Abbildung des Elevationsdiagramms zu erhalten, müsste der Unterschied $\Delta\lambda$ zwischen den einzelnen Bodenempfängern unterschiedlich sein. Durch exakte Kenntnis der Flugbahn kann dies falls nötig vorausberechnet werden.

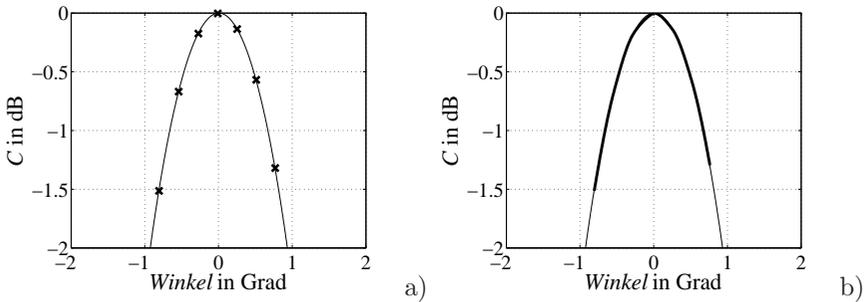


Bild 4.13: a) Rekonstruiertes Elevationsdiagramm des Satelliten durch Bodenempfänger 1-7 aus Tabelle A.3; b) Interpoliertes Elevationsdiagramm

4.7.2 Rekonstruktion der Azimutdiagramme

In der Simulation für mehrere Bodenempfänger mit unterschiedlicher Länge λ zeigen sich die Effekte, die bei der Wiedererkennung des Azimutdiagramms eine Korrektur nötig machen. Dieser Effekt ist für exakte gegenseitig Ausrichtung von Satellit und Bodenempfänger, d.h. $\vec{d}_{\text{Sat}} = -\vec{d}_{\text{B}}$ am geringsten und kann für diesen Fall vernachlässigt werden, nimmt aber an Einfluss zu, falls mit einem Bodenempfänger das Elevationsdiagramm des Satelliten abseits der Hauptstrahlrichtung abgetastet werden soll.

Durch den simulierten Überflug über Bodenempfänger 1-7 wird ein bestimmter Winkelbereich des Elevationsdiagramms überstrichen. Dieser Effekt ist in den Simulationswerten enthalten und beeinflusst durch die Verkopplung von Azimutdiagramm und Elevationsdiagramm eine Verzerrung des Azimutdiagramms während der Überflugdauer. Durch den geometrischen Versatz der Bodenempfänger wird der Effekt für größere Elevationswinkel ausgeprägter als für den Elevationswinkel $\theta_{\text{Sat}} = 0$.

Die Verzerrungen, die durch die Annahme eines konstanten Elevationswinkels für die Dauer des Überflugs verursacht werden, können durch die Kenntnis des Elevationsdiagrammes aus Kapitel 4.7.1 korrigiert werden.

Korrektur der Azimutverzerrung

Bei der Verwendung eines Bodenempfängers muss zur Antennendiagrammerkennung die Annahme getroffen werden, dass der Elevationswinkel für einen

Überflug konstant bleibt. Für Schnitte durch das Maximum $\theta_{\text{Sat}} = 0$ des Antennendiagramms der Satelliten ist diese Annahme ausreichend gut gültig. Soll das Elevationsdiagramm für andere Winkel $\theta_{\text{Sat}} \neq 0$ bestimmt werden, so führt diese Annahme zu Verzerrungen des Azimutdiagramms. Um diese Verzerrungen zu korrigieren, muss das Elevationsdiagramm in mehreren Punkten abgetastet werden. Ist dieses Diagramm bekannt, kann der Fehler geschätzt werden und das Azimutdiagramm durch Gleichung 4.14 korrigiert werden.

$$C_{\text{Sat}}(\psi_{\text{Sat}}) \cdot C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0) \cdot C_{\text{korr}} = C_{\text{Sat,korr}}(\psi_{\text{Sat}}) \cdot C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}}) \quad (4.14)$$

Dabei wird durch $C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0)$ die Annahme eines konstanten Elevationswinkel für den kompletten Überflug beschrieben. Der Korrekturwert für die Azimutebene ist gegeben durch Gleichung 4.15:

$$C_{\text{korr}} = \frac{C_{\text{Sat,approx}}(\theta_{\text{Sat}})}{C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0)} \quad (4.15)$$

Dabei bezeichnet $C_{\text{Sat,approx}}(\theta_{\text{Sat}})$ das approximierte Elevationsdiagramm aus den Messungen durch mehrere Bodenempfänger und $C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}} = \theta_0)$ das Elevationsdiagramm mit der Annahme eines konstanten Elevationswertes für den kompletten Überflug und den zugehörigen Winkelbereich. Die erhaltenen Werte für das Elevationsdiagramm $C_{\text{Sat}}(\theta_{\text{Sat}}, \psi_{\text{Sat}} = 0)$ weisen keinen systematisch bedingten Fehlerbeitrag auf. Aus dem Elevationsdiagramm lässt sich dann ein Korrekturwert für das Azimutdiagramm ableiten, so dass Verzerrungen in Azimutrichtung korrigiert werden können.

In Bild 4.14 sind die überstrichenen Winkelbereiche im Elevationsdiagramm für einen Überflug über zwei Bodenempfänger dargestellt, die unterschiedliche Längenkoordinaten haben. Für den Fall, dass das Hauptmaximum abgetastet wird, ist der Fehler am geringsten und die Variation ΔC symmetrisch um den Winkel des Hauptmaximums. Je näher der abzutastende Wert der Richtcharakteristik beim Hauptmaximum liegt, desto geringer ist die Winkelvariation in Elevation für einen Überflug und damit auch die Variation des Richtdiagramms $\Delta C = \Delta C_1$. Sollen jedoch Punkte im Elevationsdiagramm fern ab des Hauptmaximums abgetastet werden, so ist der überstrichene Winkelbereich deutlich größer, die Steigung des Richtdiagramms nimmt zu und damit auch die Variation des Wertes der Richtcharakteristik $\Delta C = \Delta C_2$. Das rekonstruierte Azimutdiagramm nach einem Überflug über 7 Bodenempfänger nach der Korrektur ist in Bild 4.15 dargestellt.

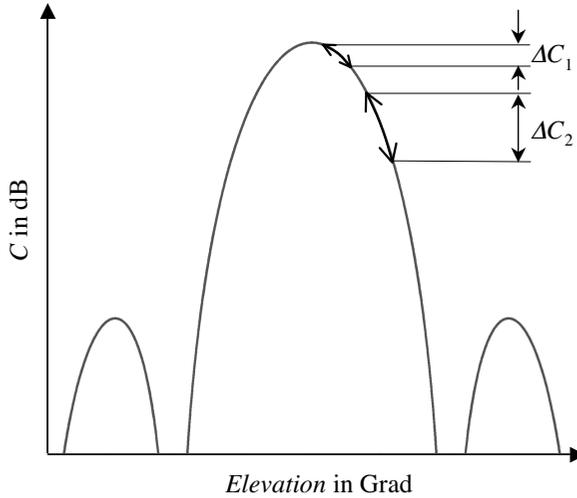


Bild 4.14: Überstrichener Winkelbereich des Richtdiagramms in Elevationsrichtung bei einem Überflug des Satelliten über zwei Bodenempfänger mit unterschiedlicher Längenkoordinate

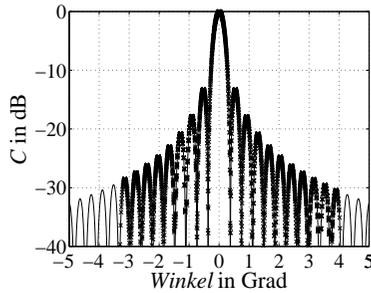


Bild 4.15: Rekonstruiertes Azimutdiagramm des Satelliten durch Bodenempfänger 1-7 aus Tabelle A.3

Je weiter ein Bodenempfänger Punkte im Elevationsdiagramm abseits dessen Hauptstrahlrichtung abtastet, desto größer werden die Verzerrungen des Azimutdiagramms. Für die hier beschriebene Anordnung beträgt der maxi-

male Fehler im Azimutdiagramm an den Grenzen $\psi=-3,2^\circ$ und $\psi=4^\circ$ 0,5 dB ohne Korrektur für Bodenempfänger 4, denn dieser tastet den größten Elevationswinkel der Satellitenantenne ab. Nach der Korrektur liegt der Fehler unter 0,1 dB.

4.8 Fazit

In diesem Kapitel wurde eine Methode vorgestellt, wie aus den von einem Bodenempfänger aufgezeichneten zeitabhängigen Rohdaten auf ein winkelabhängiges Antennendiagramm geschlossen werden kann. Dazu wurden geeignete Koordinatensysteme eingeführt und erklärt. Die entscheidende Größe zur Bestimmung des Antennendiagramms ist der zeitabhängige Differenzvektor zwischen Satellit und Bodenempfänger, der die Winkelinformation der gegenseitigen Lage beinhaltet. Den zur Rekonstruktion des Antennendiagramms notwendigen Daten sind systematische Fehler überlagert, die bei Kenntnis korrigiert werden können. Dies sind zum einen die Richtcharakteristik des Bodenempfängers und die Erdrotation, die beim Überflug des Satelliten über einen Bodenempfänger eine Verzerrung des Azimutdiagramms bewirkt. Durch geschickte Auswertung des Elevationsdiagramms kann diese Verzerrung in Azimutrichtung korrigiert werden und man erhält die Möglichkeit, mit mehreren geeignet positionierten Bodenempfängern die Azimut- und Elevationsebene des Satellitendiagramms richtig darzustellen. Es ergeben sich die folgende Vorteile bei Verwendung von Bodenempfängern

- Bestimmung des Einwegeantennendiagramms des Satelliten.
- Sofortige Datenanalyse nach dem Überflug ohne vorherigen Downlink der Rohdaten.
- Alternative Methode zum Überflug über Regenwaldgebiete zur Bestimmung des Elevationsdiagramms.
- Verifikation der räumlichen Orientierung der Radarantenne.
- Verifikation der Sendeleistung zur absoluten Kalibration.

Kapitel 5

Technologie für die Transponder und Bodenempfänger

In diesem Abschnitt wird das Systemkonzept für die Erstellung der Hochfrequenzsubsysteme (Transponder, Mischer, Detektor, Oszillator und Empfänger) erarbeitet. Es wird ausgehend von den Systemanforderungen ein Schaltungskonzept entworfen und dies vor der Realisierung anhand von Simulationen verifiziert. Die Aufbautechnik in Mehrlagentechnologie wird erklärt. Es werden zur messtechnischen Verifikation der Gesamtsysteme v.a. über der Temperatur völlig automatisierte Verfahren vorgestellt. Zur thermischen Entkopplung des Systems von der Umgebungstemperatur wird eine geeignete Isolation vorgeschlagen und bewertet. Die Auswirkung der Verkopplung von Ein- und Ausgang und deren Auswirkung auf die Signalqualität wird analysiert und beurteilt.

5.1 Systemkonzept für den Transponder

Das Gesamtsystem des aktiven Kalibrierziels besteht aus drei großen Teilblöcken: Der erste Block beinhaltet den Verstärkerpfad, der die nötige elektronische Verstärkung realisiert, um einen bestimmten Rückstreuquerschnitt zu erhalten. Durch ein digital steuerbares Dämpfungsglied kann die Verstärkung variabel in 1 dB Schritten innerhalb eines Bereichs von 25 dB bis 55 dB gewählt werden. Ein Bandpass unterdrückt Störfrequenzen auf benachbarten Frequenzbändern. Zusätzlich kann eine Phasenumschaltung (true time delay) erfolgen, um das empfangene Signal zu kodieren. Die Verstärkerkette besteht insgesamt aus sechs Einzelverstärkern. Um eine niedrige Systemrauschzahl zu gewährleisten wird ein *Low Noise Amplifier (LNA)* zu Beginn eingesetzt. Es folgen vier weitere Verstärker, die sich mit verlustbehafteten Komponenten abwechseln. Am Schluss der Verstärkerkette ist ein Leistungsverstärker platziert, der die nötige Ausgangsleistung bereitstellt

[61],[62],[63].

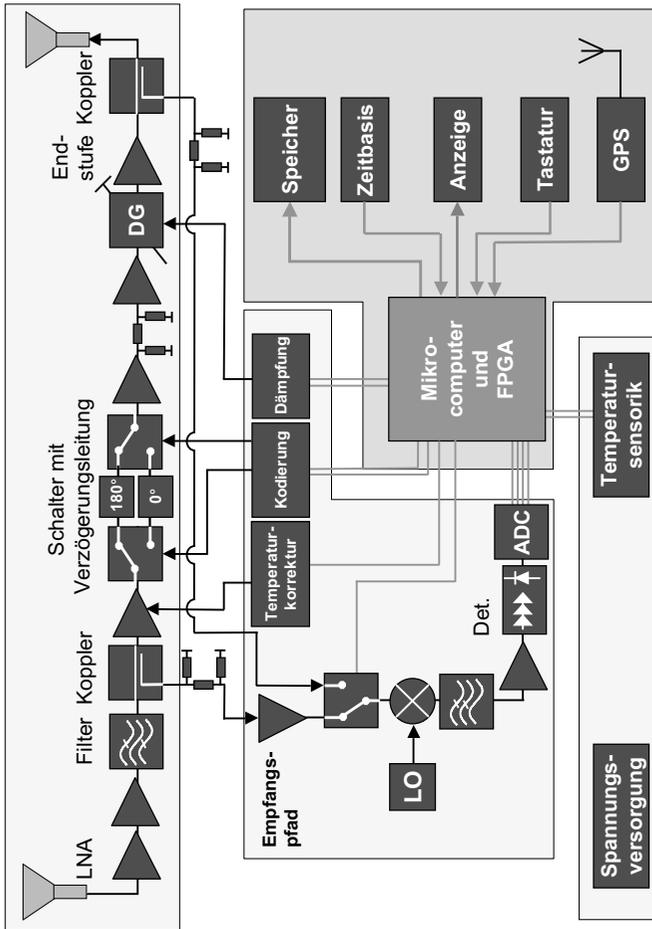


Bild 5.1: Systemkonzept für den kompletten Transponder. Das Mikrowellensystem besteht aus dem Transponderzweig und dem Empfangspfad, die Steuerung aus der Spannungsversorgungseinheit und dem Steuercomputer

Der zweite Block beinhaltet den Signalpfad, der einen Teil der empfan-

genen Leistung der Signaldetektion zuführt. Dies geschieht entweder unmittelbar nach dem Eingang oder nach dem Leistungsverstärker. Der erste Pfad wird im folgenden als *Eingangspfad* bezeichnet, der zweite als *Referenzpfad*. Mit Hilfe der beiden Pfade ist es möglich, die eingestellte Verstärkung und das Ausgangssignal zu verifizieren. Mit Hilfe des Eingangspfades alleine können die Radarpulse auch direkt zur Ermittlung des Antennendiagramms aufgezeichnet werden. Der direkte Pfad wird über einen digital steuerbaren Schalter gewählt. Das Signal wird dann einem Mikrowellenmischer zugeführt, der das Signal in einen Zwischenfrequenzbereich umsetzt und es dann einem logarithmischen Verstärker zur Amplitudendetektion zuführt. Der Lokoszillator stellt eine gesonderte Einheit dar und führt dem Mischer ein geeignetes Pumpsignal zur Frequenzumsetzung zu. Der Lokoszillator ist nicht kohärent zum Sendeoszillator des Satelliten, da keine Phaseninformation des Radarsignals ausgewertet wird. Im dritten Block ist die digitale Steuerung und die Spannungsversorgung zusammengefasst. Die Spannungsversorgungseinheit *Powermanagement-Unit (PMU)* stellt mit Hilfe von verlustarmen DC/DC Wandlern positive und negative Teilspannungen bereit. Hochpräzise und verlustarme Linearregler erzeugen dann jeweils die passende Versorgungsspannung an der Komponente. Zusätzlich befindet sich ein Mikrokontroller auf der Spannungsversorgungseinheit, der einen sequentiellen Ein- und Ausschaltvorgang garantiert, der die integrierte Überwachungssensorik (Temperatur, Strom, Spannung, Feuchtigkeit) ausliest und steuert und der eine Echtzeituhr beinhaltet, die als Zeitbasis für die Messprozeduren dient. Die Echtzeituhr wird über das GPS-Signal synchronisiert. Zusätzlich beinhaltet die Spannungsversorgungseinheit einen Mikrokontroller, und einen nicht flüchtigen Speicher, in dem Korrekturwerte zur Steuerung der Verstärkung abgelegt sind. Der Mikrokontroller registriert anhand der Daten von der Temperatursensorik die aktuelle Temperatur und wählt gemäß einer abgelegten Tabelle Steuerwerte aus, um die Verstärkung konstant zu halten. Die genaue Vorgehensweise ist in diesem Kapitel beschrieben.

Die digitale Rechen- und Steuereinheit *Electronic Computer Unit (ECU)* besteht aus einem Mikrocomputer, der über verschiedene Schnittstellen (Ethernet, RS232) angesprochen werden kann und über eine Schnittstelle zum flüchtigen Systemspeicher und zum FPGA (*Field Programmable Gate Array*) verfügt. Auf dem Mikrocomputer läuft ein Betriebssystem, das auf Linux basiert. Durch ein HTTP-Protokoll kann über die Ethernetschnittstelle auf dem Mikrocomputer die Konfiguration des Gerätes über eine graphische Oberfläche vorgenommen werden. Der FPGA ist u.a. verantwortlich für die Versorgung der Mikrowelleneinheit mit den digitalen Steuersignalen (Dämpfung, Kodierung, Auswahl des Eingangs- oder Referenzpfades) und

für die Steuerung und Kontrolle der A/D-Wandlung. Über verschiedene Systemdienste können alle digitalen Komponenten untereinander kommunizieren [64].

5.2 Systemkonzept für den Bodenempfänger

Das Blockdiagramm des Bodenempfängersystems ist in Bild 5.2 dargestellt. Der Bodenempfänger besteht nur aus dem Eingangspfad des in Kapitel 5.1 vorgestellten Gesamtsystems. Der Aufbau besteht aus einem *Low Noise Amplifier (LNA)*, zwei Mikrowellenverstärkern und einem Bandpassfilter zur Unterdrückung benachbarter Frequenzbänder. Das Radarsignal wird nach Abwärtsmischung ebenfalls einem logarithmischen Amplitudendetektor zugeführt und dann an einen A/D-Wandler weitergegeben.

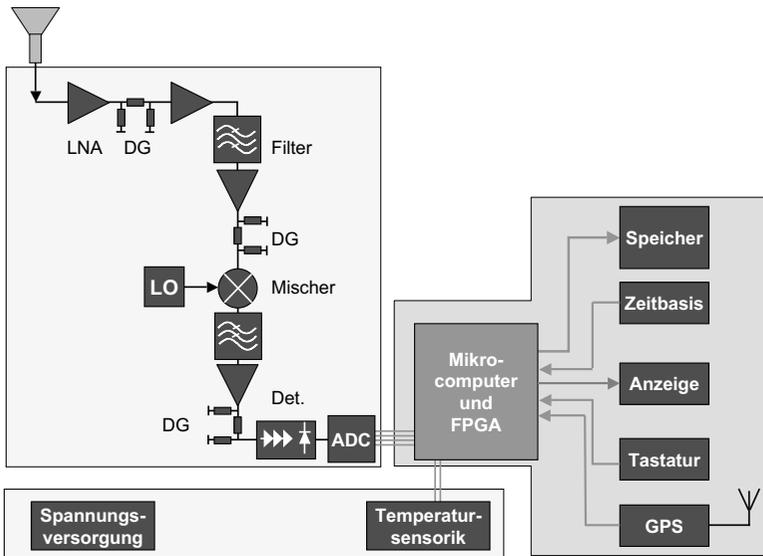


Bild 5.2: Systemkonzept für den Bodenempfänger. Das Mikrowellensystem besteht nur aus dem Eingangspfad, die Steuerung aus der Spannungsversorgungseinheit und dem Steuercomputer

Die Steuerelektronik und Spannungsversorgungseinheit ist identisch mit den in Kapitel 5.1 beschriebenen Baugruppen. Analog zum Transponder-

system wird auch hier der Lokaloszillator in einem gesonderten Block untergebracht. Zur Pegelanpassung wurden im Bondempfänger festverdrahtete Dämpfungsglieder eingebaut.

5.3 Leistungsbudget für die TerraSAR-X Kalibratoren

Im folgenden Abschnitt werden die Spezifikationen für die in Bild 5.32 gezeigten Transponder ausgehend von den Daten des Radarinstruments im Satelliten hergeleitet.

Sendeleistung Satellit	P_S	63 dBm
Gewinn Sendeantenne Satellit	G_{Sat}	46,5 dBi
Gewinn Empfangsantenne Transponder	$G_{E,T}$	21 dBi
Gewinn Sendeantenne Transponder	$G_{S,T}$	21 dBi
Systemrauschzahl Transponder	NF	2 dB
minimale Entfernung Satellit-Transponder	R_E	530 km
Dynamikbereich Transponder	D	45 dB
Mittenfrequenz	f	9,65 GHz
maximale Systembandbreite	B	300 MHz
maximaler Rückstreuquerschnitt Transponder	RCS	50 dBsm
Polarisation der Transponderantennen		45°

Tabelle 5.1: Daten für das Linkbudget vom Satellit zum Bodenempfangspunkt bei Mittenfrequenz $f=9,65$ GHz

Die maximale Leistungsdichte am Boden S_B ergibt sich nach Gleichung 5.1 zu -16 dBm/sm.

$$S_B = \frac{P_S}{4\pi R^2} \cdot G_{Sat} \quad (5.1)$$

$$P_{max} = S_B \cdot \frac{1}{2} \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{E,T} \quad (5.2)$$

Nach der Transponderantenne in 45 Grad Konfiguration ergibt sich eine maximale Eingangsleistung P_{max} von -39 dBm für den Transponder. Die RCS-Matrix $[\sigma]$ eines Transponders mit den Antennen in 45 Grad Konfigu-

ration berechnet sich nach folgender Gleichung unter Berücksichtigung von Gleichung 2.14:

$$\begin{aligned}
 [\sigma] &= \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot G_{E,T} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot G_{RF} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot G_{S,T} = \quad (5.3) \\
 &= \frac{1}{4} \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{E,T} \cdot G_{S,T} \cdot S_{21}^2 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

Der Faktor G_{RF} entspricht der Verstärkung des elektronischen Mikrowellenverstärkers. Da der RCS-Wert eine Leistungsgröße ist, muss der gemessene Transmissionsparameter S_{21} quadratisch eingehen. Der Rückstreuquerschnitt RCS oder σ wird auch als Wirkfläche A_W bezeichnet. Mit Gleichung 5.3 lässt sich die notwendige elektronische Verstärkung bestimmen um einen gewünschten Radarrückstreuquerschnitt zu realisieren. Die benötigte Verstärkung kann in Abbildung 5.3 a) abgelesen werden. Zusätzlich ist die Ausgangsleistung vor der Sendeantenne des Transponders abhängig vom RCS dargestellt, die damit die obere Grenze des Dynamikbereichs der Endstufe festlegt. Damit lässt sich zusätzlich das $EIRP$ des Transponders angeben.

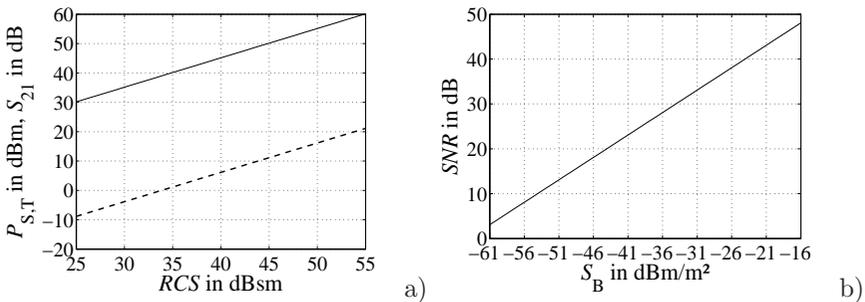


Bild 5.3: a) Benötigte elektronische Verstärkung S_{21} in Dezibel (-) für vorgegebene RCS -Werte σ und Ausgangsleistung $P_{S,T}$ (- -) vor der Sendeantenne des Transponders. b) Abhängigkeit des SNR des Transponders von der Leistungsdichte S_B am Boden bei idealer Positionierung des Transponders bzgl. des Satelliten

Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR vor der Sendeantenne des Transponders berechnet sich innerhalb der Grenzen des Dynamikbereichs wie folgt:

$$SNR = \frac{P_s}{4\pi R^2} \cdot G_{\text{Sat}} \cdot \frac{1}{2} \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{\text{E,T}} = \frac{S_B \cdot \frac{1}{2} \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{\text{E,T}}}{kTB \cdot NF} \quad (5.4)$$

Es bezeichnet NF die Rauschzahl des Systems, B die Bandbreite und S_B die Leistungsdichte am Boden. In Bild 5.3 b) ist die Abhängigkeit des SNR von der Leistungsdichte am Boden nach Gleichung 5.4 angegeben. Die Anforderungen, die sich daraus für die erforderliche Genauigkeit der AD-Wandler im Empfangs- bzw. Referenzpfad ergeben, sind in Kapitel 5.7 dargestellt.

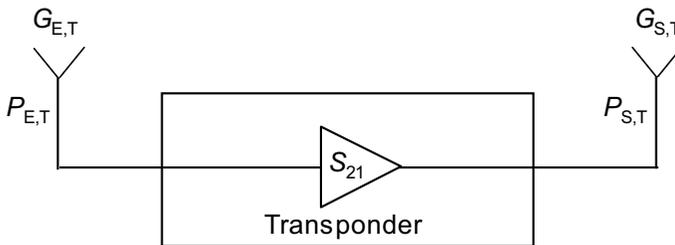


Bild 5.4: Blockdiagramm zur Beschreibung der Größen aus Bild 5.3 a)

5.4 Systemspezifikationen

Ausgehend von der geforderten Auflösung und Genauigkeit des SAR-Systems und des in Gleichung 5.3 dargestellten Zusammenhangs zwischen Radarrückstreuquerschnitt und Verstärkung ergeben sich Forderungen an die Genauigkeit und die Stabilität der Bodenempfänger und Transponder. Durch die Mikrowellenelektronik wird das vom Satelliten empfangene Signal zusätzlich beeinflusst. Im Wesentlichen sind dafür das thermische Rauschen des Transponders oder Empfängers, der Frequenzgang des Transponders oder Empfängers und auch die Stabilität gegenüber Temperaturschwankungen der Umgebung verantwortlich. In folgender Tabelle sind die Richtwerte für die Genauigkeit des Systems zusammengefasst.

Innerhalb der Bandbreite von 300 MHz darf der Fehler $\Delta S_{21}(f, T_0)$, der durch den Frequenzgang der Mikrowellenelektronik verursacht wird, nicht größer als $\pm 0,3$ dB rms sein. Die Temperaturdrift $\Delta S_{21}(T, f_0)$ darf innerhalb eines Temperaturbereichs von $-20^\circ\text{C} \leq T \leq +50^\circ\text{C}$ einen Wert von

Amplitudenfehler	$\Delta S_{21}(f, T_0)$	$\pm 0,3$ dB rms
Temperaturdrift	$\Delta S_{21}(T, f_0)$	$\pm 0,3$ dB rms
Rauschzahl	NF	≤ 3 dB
Exemplarstreuung	$\Delta S_{21}(N)$	$\pm 0,5$ dB rms

Tabelle 5.2: Spezifikationen der Genauigkeit der Transponder und Bodenempfänger

$\pm 0,3$ dB rms nicht überschreiten. Die Streuung des maximalen Rückstreuquerschnitts der einzelnen Geräte $\Delta RCS(N)$ soll $\pm 0,5$ dB rms nicht überschreiten. Das Vorgehen zur Erfüllung dieser Anforderungen wird in den folgenden Abschnitten dargestellt.

5.5 Schaltungskonzept für die RF-Hardware

Für den Schaltungsentwurf müssen unter Beachtung der oben genannten Spezifikationen folgende Punkte berücksichtigt werden [65], [66]:

- Temperaturverhalten der einzelnen MMICs
- Linearität
- Thermisches Rauschen
- Interferenzerscheinungen zwischen den nicht ideal angepassten Einzelkomponenten
- Reflexionsfaktor an Ein- und Ausgang
- Übergänge zwischen verschiedenen Leitungstypen
- Übergänge zwischen Platine und Stecker
- Übersprechen zwischen den einzelnen Komponenten
- Unterdrückung von gleichphasiger Rückkopplung

Diese Aspekte gelten sowohl für den Entwurf der Verstärkerkette, des Frequenzumsetzers, Oszillators und der Signaldetektionseinheit und sind direkt mit der Erfüllung der Spezifikationen verknüpft.

5.5.1 Transponderpfad

Der Transponderpfad bzw. die Verstärkerkette dient dazu, den Rückstreuquerschnitt elektronisch zu erzeugen.

Temperaturverhalten

Da Mikrowellenverstärker grundsätzlich einen temperaturabhängigen Verstärkungsfaktor aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Halbleiterübergänge aufweisen [67], muss als erster Schritt beim Schaltungsentwurf dieser Temperaturgang des Verstärkungsfaktors innerhalb des geforderten Bereichs von $-20^{\circ}\text{C} \leq T \leq 50^{\circ}\text{C}$ untersucht werden. Allgemein gilt, dass bei Mikrowellenverstärkern bei Anstieg der Temperatur die Verstärkung sinkt und bei Abfall der Temperatur der Verstärkungsfaktor steigt. Der Verstärkungsfaktor wird deshalb bei Raumtemperatur so gewählt, dass der

Rückgang der Verstärkung bei ansteigenden Temperaturen kompensiert werden kann.

Die ganzzahlige Anzahl $\lceil N \rceil$ der benötigten Verstärker wird mit Gleichung 5.5 unter Berücksichtigung der Temperatureffekte durch Überschlagsrechnung bei Annahme einer Verstärkung $S_{21,MMIC}$ von 14 dB pro Stufe abgeschätzt.

$$\begin{aligned} \lceil N \rceil &= \frac{S_{21,T} + L_{Fi,Ko} + L_{DG} + L_S + L_K + \Delta S_{21}(T)}{S_{21,MMIC}} = & (5.5) \\ &= \frac{55 \text{ dB} + 8 \text{ dB} + 4 \text{ dB} + 3 \text{ dB} + 1 \text{ dB} + \Delta S_{21}(T)}{14 \text{ dB}} \end{aligned}$$

Dabei bezeichnet $S_{21,T}$ die notwendige elektronische Verstärkung um einen maximalen Rückstreuquerschnitt von 50 dBsm zu realisieren. $L_{Fi,Ko}$ bezeichnet die Verluste im Bandpassfilter und Koppler, L_{DG} und L_S die intrinsischen Verluste des steuerbaren Dämpfungsgliedes und der beiden Umschalter, L_K bezeichnet die Verluste in den Zuleitungskabeln von und zu der Antenne und $\Delta S_{21}(T)$ den Rückgang der Gesamtverstärkung bei einem Temperaturanstieg von Raumtemperatur auf die maximal spezifizierte Temperatur von $+50^\circ\text{C}$. Zur Ermittlung der minimalen Anzahl an Verstärkerstufen wird als Grenzfall $\Delta S_{21}(T) = 0$ dB angenommen. Es ergibt sich eine Anzahl von fünf Verstärkern. Zur Kompensation des Rückgangs der Verstärkung bei hohen Temperaturen, d.h. $\Delta S_{21}(T) \geq 0$ dB, muss aber die Anzahl auf sechs Stück erhöht werden. Da durch diese Anzahl die Temperaturdrift überkompensiert wird, wird zusätzlich ein Festdämpfungsglied integriert.

Nachdem die Anzahl der notwendigen Verstärkerstufen festliegt, wird die Änderung der Verstärkung über der Temperatur für den kompletten Verstärkerpfad analysiert. Als Temperaturreferenz wird $T = 25^\circ\text{C}$ gewählt. Die Temperaturabhängigkeit des Transponderpfades kann anhand der angegebenen Daten für die Variation der Einzelverstärkungen aus den Datenblättern abgeschätzt werden. In Bild 5.5 ist das Temperaturverhalten für den Transponderpfad ohne Kompensation dargestellt.

Für Temperaturen $T \leq 25^\circ\text{C}$ nimmt die Verstärkung um $\Delta S_{21}(T)$ zu, für $T \geq 25^\circ\text{C}$ nimmt die Verstärkung um $\Delta S_{21}(T)$ ab. Die Gesamttemperaturabhängigkeit aller aktiven Komponenten beträgt ca. $0,13 \text{ dB}/^\circ\text{C}$. Die Schwankungsbreite des Verstärkungsfaktors beträgt laut Bild 5.5 ca. 9 dB ohne Kompensation. Der Transponderpfad ist demnach so ausgelegt, dass die Verstärkung bei Raumtemperatur mindestens 58,2 dB beträgt und damit der Rückgang des Verstärkungsfaktors zu höheren Temperaturen kompensiert werden kann. Für niedrigere Temperaturen muss eine externe Steuer-

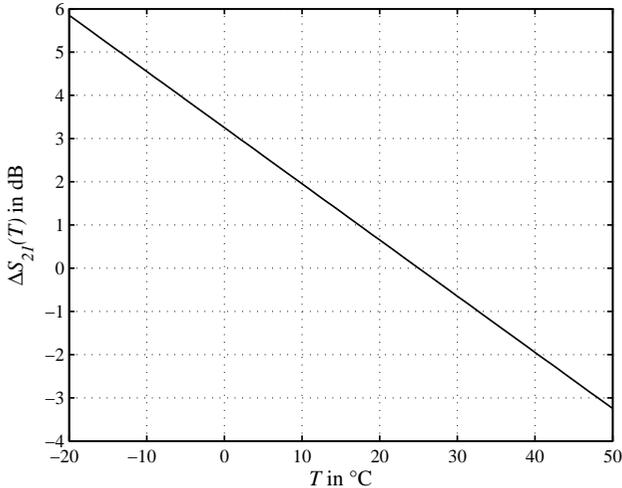


Bild 5.5: Temperaturdrift $\Delta S_{21}(T)$ des Transponderpfades aus Bild 5.1 ohne Kompensation für sechs Verstärkerstufen. Angegeben ist die Abweichung der Verstärkung in logarithmischem Maßstab bezüglich der Referenztemperatur $T = 25^{\circ}\text{C}$.

spannung die Verstärkung reduzieren. Dies wird in Kapitel 5.8 genau beschrieben.

Linearität und Verstärkungsfaktor

Nachdem die Anzahl der Verstärker festgelegt ist, muss die Anordnung der einzelnen MMICs optimiert werden. Für hohe Linearität muss innerhalb der kompletten Verstärkerkette sichergestellt sein, dass alle Verstärker im linearen Bereich arbeiten. Der optimale Verlauf des Verstärkungsfaktors und des absoluten Leistungspegels ist in Bild 5.6 a) bzw. b) dargestellt. Zusätzlich ist der Verlauf für minimale Verstärkung, d.h. maximaler Wert des digital steuerbaren Dämpfungsglieds, eingezeichnet.

Um Interferenzerscheinungen zwischen den einzelnen nicht reflexionsfreien Komponenten zu unterdrücken, wechseln sich immer Verstärkungsstufe und verlustbehaftete Komponente ab. Dadurch werden interferierende Leistungswellen immer mit dem doppelten Transmissionsfaktor der verlustbehafteten

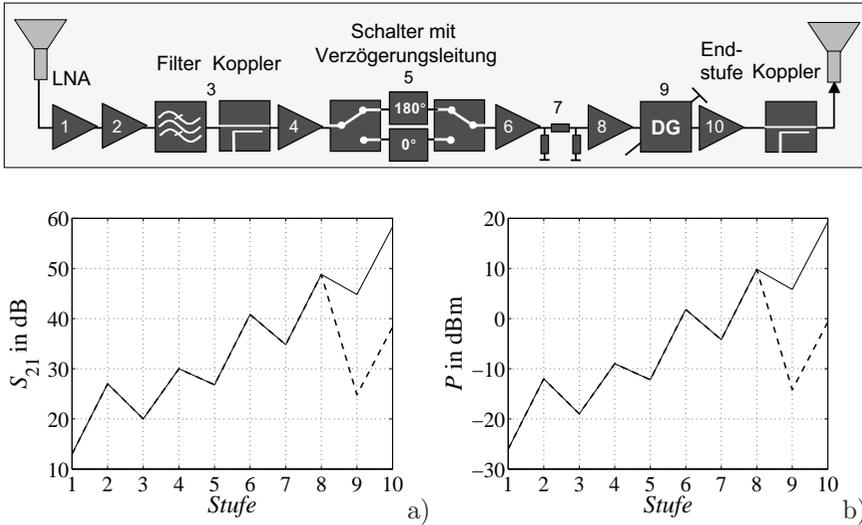


Bild 5.6: a) Simulativer Verlauf des Transmissionsfaktors S_{21} nach jeder Komponente im Transmissionspfad (—) maximale Verstärkung, (---) minimale Verstärkung b) Verlauf des absoluten Pegelwertes (—) maximaler Pegelwert, (---) minimaler Pegelwert Die Nummern in den Verstärkern im Blockschaltbild entsprechen den Stufen.

Komponenten bedämpft. Dadurch wird die Auswirkung von Reflexionsstellen innerhalb der Verstärkerkette auf die Welligkeit des Gesamttransmissionsfaktor minimiert. Die Werte, die bei *Stufe 1* eingezeichnet sind, entsprechen den Werten nach dem *LNA*, bzw. die Werte nach *Stufe 10* entsprechen den Werten nach dem *Leistungsverstärker*¹. Die Verluste im Ausgangskoppler können vernachlässigt werden. Nach Stufe sechs ist ein passives Dämpfungsglied eingebaut, so dass auch diese beiden Verstärker entkoppelt sind und die Gesamtverstärkung bei Raumtemperatur gerade ungefähr 59 dB beträgt (dies ist im Blockschaltbild durch eine π -Schaltung angedeutet). Die Feinabstimmung der Verstärkung bei Raumtemperatur kann an Stufe vier mittels einer Gatespannung vorgenommen werden.

¹Die Verluste im Filter und Koppler werden immer zusammen betrachtet in Stufe 3.

Rauschzahl und Interferenzunterdrückung

Mit Ausnahme der Stufe nach dem LNA wechseln sich immer verlustbehaftete Komponenten und Verstärker ab. Diese Ausnahme am Eingang ist notwendig, um die Systemrauschzahl nicht durch verlustbehaftete Komponenten zu vergrößern. Die Simulation der Systemrauschzahl ist in Bild 5.7 für den Fall maximaler und minimal einstellbarer Verstärkung dargestellt. Zusätzlich zum Verstärkungsfaktor und absoluten Pegelwert muss die Schaltungsarchitektur so ausgelegt sein, dass die Rauschzahl nicht von der Pegelanpassung beeinflusst wird. Die Rauschzahl berechnet sich wie folgt:

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^N \frac{(F_i - 1)}{\prod_{k=1}^{i-1} G_k} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_1} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (5.6)$$

Dabei bezeichnet F_i die Rauschzahlen der einzelnen Stufen und G_i den zugehörigen Gewinn. Durch das in Bild 5.1 vorgestellte Konzept ist sichergestellt, dass die Rauschzahl konstant bleibt.

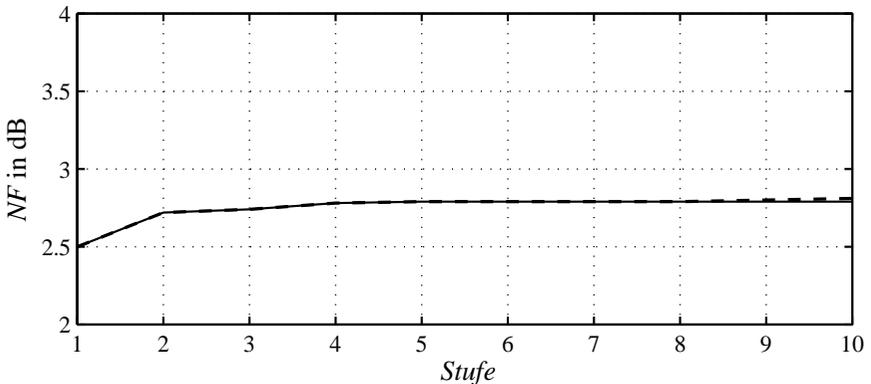


Bild 5.7: Simulation der Rauschzahl NF des Transponderpfades des Gesamtsystems für den Aufbau nach Bild 5.1 für maximalen Verstärkungsfaktor (—) und maximale Dämpfung (- -). Die Zahlen auf der Abszisse entsprechen Verstärkerstufen in Bild 5.6.

Durch Anordnung des verlustbehafteten Dämpfungsgliedes unmittelbar vor dem Leistungsverstärker wird auch bei maximal eingestellter Dämpfung

die Systemrauschzahl des Transponderpfades nicht beeinflusst, da durch die aktiven Komponenten der Verstärkungsfaktor genügend groß ist. Allgemein weisen LNAs etwas geringere Verstärkungsfaktoren auf, bieten aber den Vorteil einer besseren Rauschzahl. Für die Simulation ist die Rauschzahl aus dem zum Bauteil gehörigen Datenblatt entnommen. Diese beträgt im verwendeten Frequenzbereich 2,5 dB für den LNA, die Rauschzahl aller weiteren aktiven Komponenten beträgt ca. 4,5 dB. Für verlustbehaftete Komponenten entspricht die Rauschzahl dem Verlustfaktor.

5.5.2 Eingangs- und Referenzpfad

Der Eingangs- und Referenzpfad dienen dazu, die Radarsignale in einen Zwischenfrequenzbereich umzusetzen, um sie dann einer Detektionseinheit zuzuführen.

Lokaloszillator

Der zur Frequenzumsetzung nötige Oszillator besteht aus einem *Coaxial Resonant Oscillator (CRO)* der über einen *Phase Locked Loop (PLL)* fest an ein 20 MHz Referenzsignal gekoppelt ist. Die PLL ist programmierbar und stabilisiert das Ausgangssignal des CROs bei 2,575 GHz. Danach folgen ein Vervierfacherbaustein, ein schmalbandiges Filter und ein Endverstärker. Das Blockschaltbild ist in Bild 5.8 b) zu sehen.

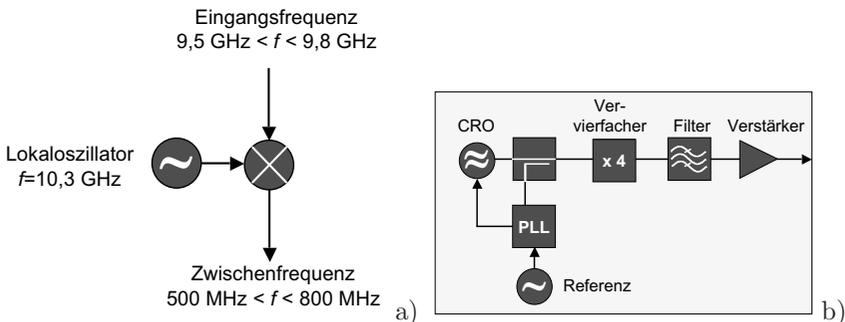


Bild 5.8: a) Definition der Frequenzbereiche zur Frequenzumsetzung in den Zwischenfrequenzbereich; b) Schaltungsarchitektur des Lokaloszillators

Die Ausgangsleistung beträgt +12 dBm bei 10,3 GHz. Die Zwischenfrequenz soll im Bereich von 500 MHz bis 800 MHz liegen. Dazu wird der in Bild 5.8 gezeigte Lokaloszillator mit einer Oszillatorfrequenz von 10,3 GHz eingesetzt. Es erfolgt eine Mischung in Kehrlage. Der Spiegelfrequenzbereich befindet sich dann im Bereich 10,8 GHz bis 11,1 GHz. Der Zwischenfrequenzbereich wurde so gewählt, dass der Detektor im optimalen Arbeitsbereich betrieben wird und kein niederfrequentes Rauschen oder Schaltfrequenzen aus den DC/DC-Wandlern die Nutzsignale überlagern. Für die Wahl der Oszillatorfrequenz bei 10,3 GHz sprechen mehrere Gründe:

- Die LO-Frequenz liegt nicht in der Nutzbandbreite der Radarsignale, eine Selbstmischung des Oszillators erzeugt keine Signalanteile im genutzten Zwischenfrequenzbereich.
- Der Spiegelfrequenzbereich liegt ausreichend weit vom Nutzfrequenzbereich entfernt, so dass sich Anforderungen an das Eingangsfiler zur Unterdrückung der Spiegelfrequenzen erleichtern.
- Alle Mischprodukte bis zur Ordnung 2 liegen außerhalb des Eingangsfrequenzbereichs und werden mit mindestens 70 dB unterdrückt [68].

Eingangspfad

Da für Eingangspfad und Referenzpfad nur eine Mischerstufe verwendet wird und die maximale Eingangsleistung des Detektors begrenzt ist, müssen sowohl die Pegel des Referenzpfades und des Eingangsfades auf den gleichen Leistungswert eingestellt werden, bevor sie dem Detektor zugeführt werden. Für den Empfangspfad ist in folgenden Bildern 5.9 b)-d) die Rauschzahl, der Verlauf der Verstärkung und der Verlauf des absoluten Leistungspegels vom LNA bis nach dem Zwischenverstärker für das Konzept nach Bild 5.9 a) zu sehen². Zur Pegelanpassung wird ein koaxiales Dämpfungsglied verwendet. Dies ist im Blockschaltbild durch eine π -Schaltung angedeutet. Um den Mischerausgang und den Detektoreingang zu entkoppeln, ist ein Zwischenfrequenzverstärker eingesetzt. Im Empfangspfad ist die Rauschzahl konstant durch den hohen Verstärkungsfaktor von Stufe eins und zwei. Die Verluste in Filter und Koppler beeinflussen die Rauschzahl nicht mehr.

²Das ZF-Filter und der Mischer sind immer zu einer Stufe zusammengefasst.

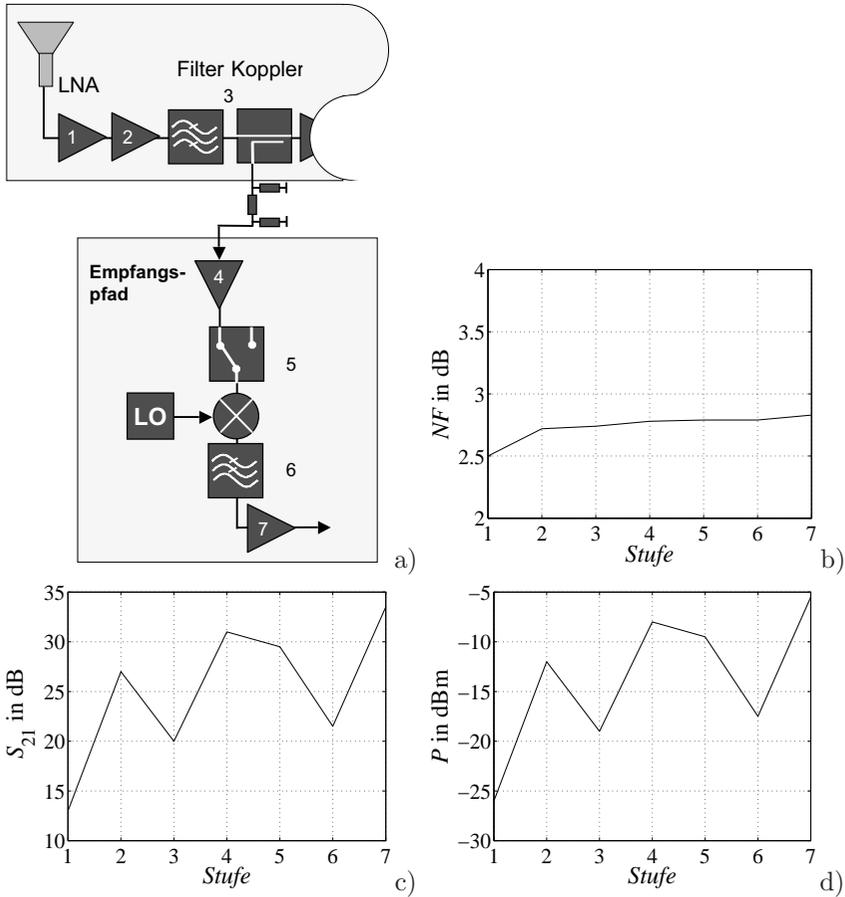


Bild 5.9: a) Eingangspfad aus Bild 5.1 mit Angabe der Stufen; b) Simulierte Rauschzahl; c) Simulierter Verlauf des Transmissionsparameters; d) Simulierter Pegelverlauf

Referenzpfad

Da der Referenzpfad den kompletten Transponderpfad enthält, wird nach dem Leistungsverstärker (Stufe 10) ein 20 dB Rückwärtskoppler eingesetzt, um zusammen mit den Verlusten des Mischers, des Schalters und eines koaxialen Dämpfungsgliedes den kompletten Dynamikbereich des Transpon-

ders in den linearen Bereich des Detektors abzubilden. Der Verlauf der Verstärkung und der Verlauf des absoluten Pegels ist sowohl für maximale Verstärkung und maximale Dämpfung des digital steuerbaren Dämpfungsgliedes angegeben.

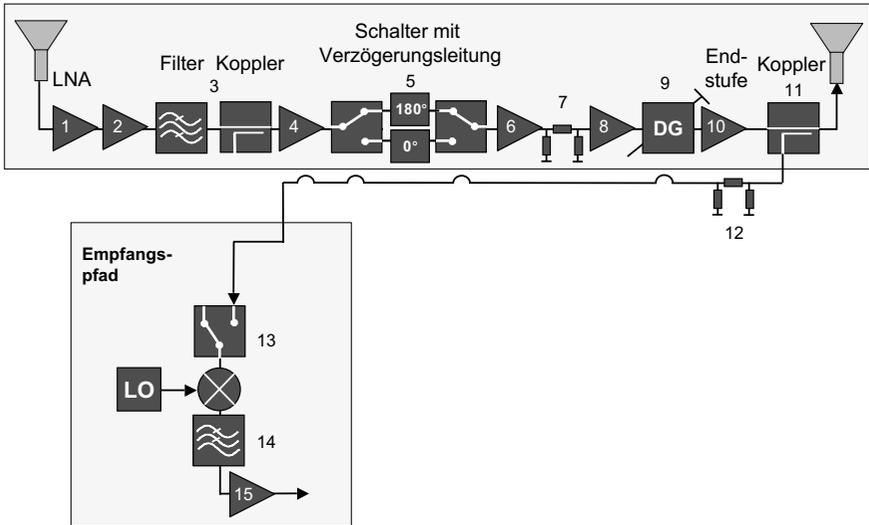


Bild 5.10: Referenzpfad aus Bild 5.1 mit Nummerierung der einzelnen Stufen

Das koaxiale Dämpfungsglied (Stufe zwölf) ist in die Verbindung zwischen der Transpondereinheit und der Empfangseinheit eingebaut, um Mehrfachreflexionen zwischen den Steckern zu unterdrücken. In den Bildern 5.11 a)-c) ist der Verlauf der Rauschzahl NF , des Transmissionsparameters S_{21} und des Leistungspegels P dargestellt. Vergleicht man Bild 5.9 d) mit Bild 5.11 c), so erkennt man, dass der Wert der absoluten Pegel nach dem Zwischenverstärker fast identisch ist. Damit kann der Detektor und auch die komplette Steuerung und Schaltungsarchitektur des A/D-Wandlers sowohl für den Eingangs- als auch für den Referenzpfad verwendet werden. Dies vereinfacht das Komplettsystem und vereinfacht die Kalibrierung. Der Verlauf der Rauschzahl ist in Bild 5.11 a) für sowohl minimale Dämpfung (maximale Verstärkung) und maximale Dämpfung (minimale Verstärkung) dargestellt. Bei maximaler Dämpfung verschlechtert sich die Rauschzahl für den Referenzpfad, weil der vorhergehende Verstärkungsfaktor nicht mehr aus-

reichend groß ist. Die Position des Dämpfungsgliedes kann auch nicht nach dem Leistungsverstärker gewählt werden, weil dann die alternierende Anordnung von verlustbehafteter Komponente und aktivem Verstärker nicht mehr eingehalten werden kann. Zum anderen würde die Linearität des Leistungsverstärkers für maximalen Pegel beeinträchtigt, was sich dann sofort auch auf die Linearität des Verstärkerpfades auswirken würde (Stufe eins bis zehn).

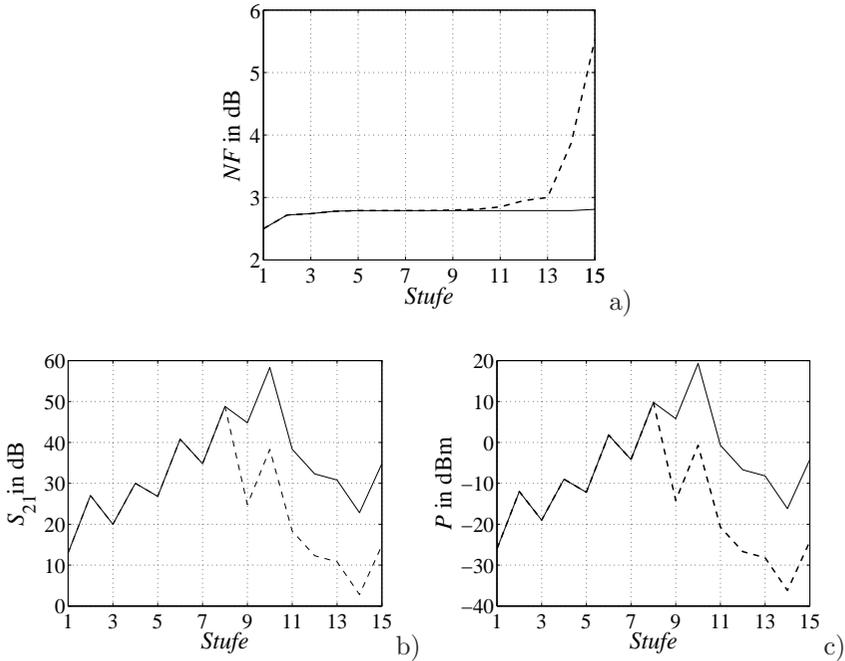


Bild 5.11: Berechneter optimaler Verlauf der Pegel für den Referenzpfad vom LNA bis nach dem Zwischenverstärker, maximale Verstärkung (—), minimale Verstärkung (---) a) Rauschzahl, b) Transmission, c) absoluter Leistungspegel. Die Zahlen auf der Abszisse entsprechen den Pegeln nach den Stufen aus Bild 5.10.

Somit stellt das Systemkonzept in Bild 5.1 die optimale Lösung für die Parameter Rauschzahl, Linearität und Verstärkung dar, die bzgl. der Leistungsfähigkeit bei maximaler Verstärkung und unter Berücksichtigung des

Temperaturverhaltens optimiert ist.

5.5.3 Bodenempfänger

Das Systemkonzept für den Bodenempfänger ist direkt aus dem Transponder abgeleitet. Es wechseln sich nach dem LNA verlustbehaftete Komponenten mit Verstärkern ab, so dass Mehrfachreflexionen zwischen den Bauteilen gedämpft werden und das Signal nicht überlagern.

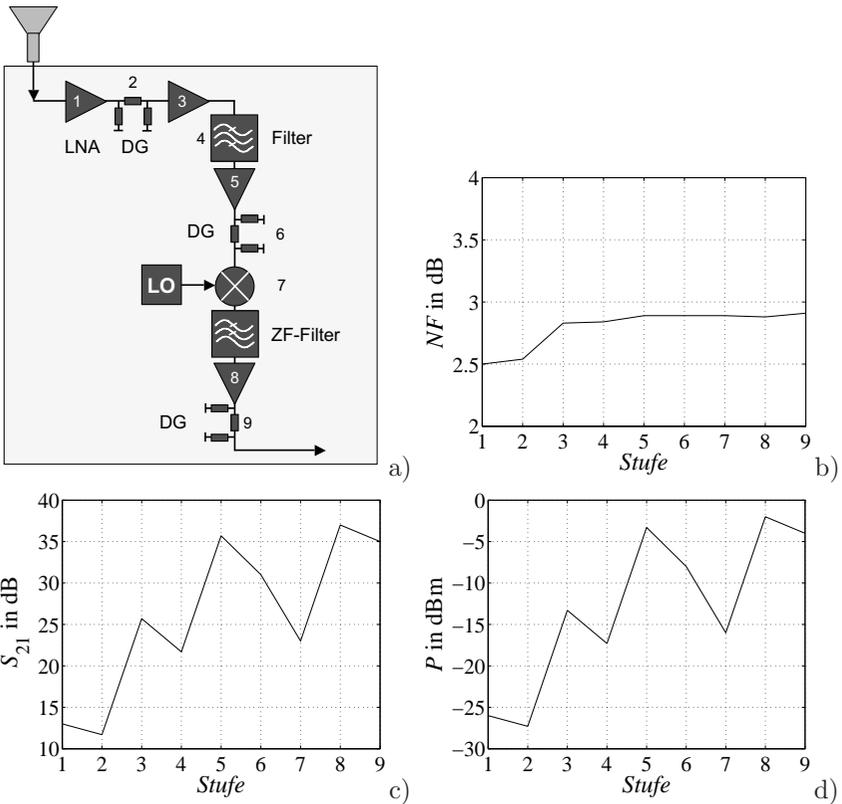


Bild 5.12: a) Bodenempfänger mit Nummern nach Bild 5.2; b) Verlauf der Rauschzahl, c) Verstärkung, d) absoluter Pegel

Die maximal notwendige ganzzahlige Anzahl an Verstärkern wird wie folgt

ermittelt:

$$\lceil N \rceil = \frac{S_{21, \text{BE}} + L_{\text{Fi}} + L_{\text{Mischer}} + \Delta S_{21}(T)}{S_{21, \text{MMIC}}} = \frac{32 \text{ dB} + 4 \text{ dB} + 8 \text{ dB} + 1,5 \text{ dB}}{14 \text{ dB}} = 4 \quad (5.7)$$

Für einen optimalen Arbeitspunkt des Detektors muss das Signal um ca. 32 dB bei Raumtemperatur ($T = 25^\circ\text{C}$) verstärkt werden. Mit dem Vorwissen aus Bild 5.5 kann der Wert $\Delta S_{21}(T)$ für die Temperaturdrift abgeschätzt werden. Es bezeichnet $S_{21, \text{BE}}$ die notwendige Gesamtverstärkung des Bodenempfängers, L_{Fi} die Verluste im Bandpassfilter und L_{Mischer} den Konversionsverlust des Mixers. Es werden drei Verstärker im X-Band eingesetzt und ein Zwischenfrequenzverstärker. Da wiederum die Temperaturdrift überkompensiert wurde, werden verteilte Festdämpfungsglieder eingebaut. Um die Rauschzahl nicht zu verschlechtern, wird die zusätzlich eingebaute Gesamtdämpfung auf mehrere Stufen aufgeteilt. Nach dem LNA sind 1,3 dB Dämpfung eingebaut, vor dem Mischer 4,7 dB und nach dem Zwischenfrequenzverstärker ca. 2 dB. Die zu erwartende Verstärkung wird temperaturbedingt zwischen $30,5 \text{ dB} \leq S_{21} \leq 34,7 \text{ dB}$ variieren, bezogen auf die Raumtemperatur als Referenzwert. Für den Bodenempfänger wird keine Stabilisierung der Verstärkung vorgenommen. Die Kalibrierung erfolgt nur anhand absoluter Werte wie in Kapitel 5.8 beschrieben wird.

5.6 Aufbautechnik mit mehrlagigem Substrat

Für die Realisierung des oben vorgestellten Systemkonzepts ist die richtige Aufbautechnik essentiell, um die geforderten Spezifikationen zu erfüllen. Es müssen folgende Punkte sichergestellt sein:

- Keine mechanischen Spannungen in der Platine durch thermische Belastung
- Mechanisch und elektrisch stabile Verbindungen der Signalleitungen (HF und DC) über Stecker zur Peripherie
- Voll automatische Bestückung
- Exakte Passform der Gehäuse und Platinen
- Passivierte, lötbare Gehäuse

Ein Schnitt durch die Mehrlagenstruktur ist in Bild 5.13 dargestellt. Die oberste und unterste Schicht (RF-Lage) besteht aus RO4004 mit einer relativen Dielektrizitätszahl von $\epsilon_r=3,38$.

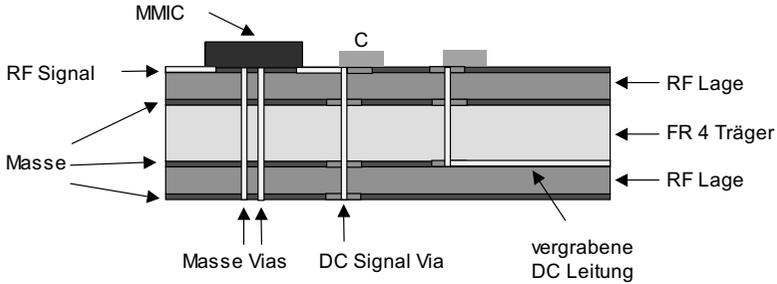


Bild 5.13: Mehrlagenstruktur der Platinen

Zur mechanischen Stabilisierung und zur Zuführung von Steuer- und Versorgungsspannungen zu den aktiven Komponenten wird eine FR4-Schicht eingesetzt. Durch den symmetrischen Aufbau wird verhindert, dass es durch den Einfluss von Hitze oder Kälte zu thermischen Verformungen der Platine kommt. Für die RO4003-Schichten wurde eine Materialstärke H von 0,2 mm gewählt und für die FR4-Schicht von 1,2 mm. Die Oberflächen sind vergoldet und an den Kontaktstellen ist im Layout eine spezielle Maske für das Lot eingefügt. Die minimale Spaltbreite wird durch den Herstellungsprozess festgelegt und die Substrathöhe durch die maximal mögliche Leiterbahnbreite begrenzt, so dass die MMICs kontaktiert werden können. Als aktive Komponenten kommen GaAs PHEMT MMICs zum Einsatz. Die zur Verfügung stehenden Baugruppen weisen einen Abstand von 0,5 mm zwischen den einzelnen Kontaktierungen auf. Als Leitungsart für die Hochfrequenzschicht wurde deshalb eine *Grounded Koplanar-Leitung (GCPW)* gewählt, wie in Bild 5.14 dargestellt. Diese bietet den Vorteil, dass die Masse zusätzlich auch auf der Oberseite geführt wird.

Bei der CPWG Leitung stehen neben der Dicke des Innenleiters w noch die Abstände g der Signalleitung von der Massefläche als Parameter zur Verfügung. Unter Berücksichtigung all dieser Aspekte ergibt sich eine Innenleiterbreite w von 0,41 mm und eine Spaltbreite g von 0,2 mm für eine 50 Ω Leitung. Damit können die Chips ideal kontaktiert werden, die bereits chipintern an 50 Ω angepasst sind.

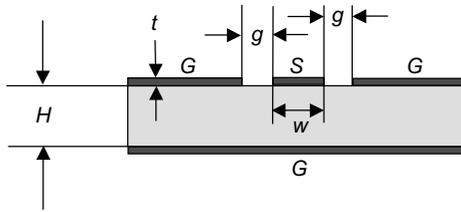


Bild 5.14: Aufbau einer CPWG Leitungsstruktur. Auf dem Mittelleiter liegt das Signalpotential S und auf den Außenleitern und der rückseitigen Metallisierung das Massepotential G .

Zusätzlich werden auch passive Komponenten (Filter, Koppler) verwendet, die in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaut sind [69]. Um zusätzliche Reflexionsstellen an Übergängen von Mikrostreifenleitung auf Grounded Koplanar-Leitung zu vermeiden, wird der Wechsel zwischen den Leitungsarten direkt am Chip vorgenommen.

Aufgrund es großen Verstärkungsfaktors wie in Bild 5.3 und 5.6 dargestellt, muss die Verkopplung der einzelnen MMICs über die Luft vermieden werden. Daher wird die komplette Struktur gekammert. Es gibt insgesamt sechs Kammern, so dass die Verstärker voneinander entkoppelt sind und Mitkopplungen vermieden werden. So liegt der Arbeitspunkt des Gesamtverstärkers im stabilen Bereich. Die Durchführungen für die Signalleitungen sind so bemessen, dass kein Wellenleitereffekt auftreten kann und somit keine Ausbreitung durch die Durchführungen möglich ist. Die komplette Struktur ist orthogonal zum Signalfluss mit Massekontaktierungen durchzogen, um die Ausbreitung im Substrat zu unterdrücken.

Eine typische Layoutmaske ist in Bild 5.15 dargestellt. Die induktionsarme Masseverbindung für den mittleren Masseanschluss wird mit Hilfe von Durchkontaktierungen erreicht. Dieser dient zusätzlich zur Wärmeabfuhr von den Chips. Die Verlustleistung beträgt zwischen ca. 400 mW bis 1,5 W je nach Chip. Außer den Leitungen für die Hochfrequenzsignale und den Kontaktstellen für das Lot sind alle anderen freiliegenden Leitungen mit Isolierlack überzogen. Die MMICs sind so aufgebaut, dass jeweils neben den Anschlüssen für die Hochfrequenzsignale Anschlüsse für die Massepotentiale liegen. Zusätzlich weisen die Komponenten einen Masseanschluss auf der Chipunterseite auf. Für optimale Leistungsfähigkeit der Chips ist es

notwendig, dass sowohl an den einzelnen Pins eine gute Masseverbindung vorliegt, als auch die Chipunterseite eine induktionsarme Verbindung zum Massepotential aufweist.

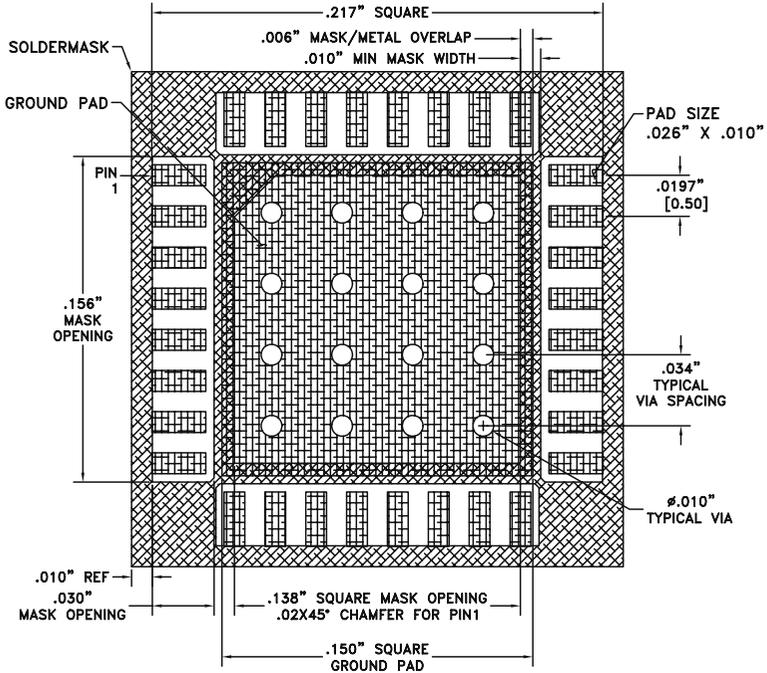


Bild 5.15: Typische Layoutmaske mit Maßeinheiten in Zoll für die verwendeten Chips [70]

5.7 Signaldetektion und Digitalisierung

In diesem Kapitel wird die Signaldetektion und die Genauigkeit der Signaldetektion beschrieben. In Bild 5.16 ist die Systemarchitektur zur Signaldetektion detailliert gezeigt. Es wird entweder das Signal des Eingangspfades oder des Referenzpfades im Zwischenfrequenzbereich auf den Detektor gegeben. Der Detektor entfernt die Modulation aus dem Signal und gibt entsprechend der Eingangsleistung einen Gleichspannungswert aus. Dieser Spannungsbereich ist dann nach Invertierung und Symmetrierung um 0 V mittels eines Differenzverstärkers einem A/D-Wandler zugänglich und kann digitalisiert werden.

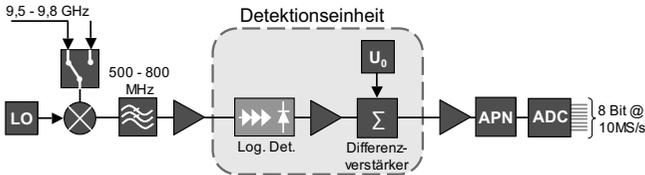


Bild 5.16: Blockschaltbild zur Signaldetektion. Es wird per Schalter entweder der Eingangspfad oder der Referenzpfad gewählt

Logarithmischer Verstärker

Zur Amplitudendetektion wird ein logarithmischer Detektor verwendet. Logarithmische Detektoren besitzen den Vorteil, dass sie einen großen Dynamikbereich von logarithmischer Darstellung in einen linearen Spannungsbereich abbilden. Phaseninformationen gehen durch diese Detektion verloren, werden aber im Rahmen des Systemkonzepts auch nicht benötigt. Die prinzipielle Funktion wird anhand von Bild 5.17 ersichtlich. Die Ausgangsspannung des Detektors berechnet sich nach Gleichung 5.8. Dabei bezeichnet S die Steigung der Geraden in halb-logarithmischer Darstellung. Die Differenz ΔP wird in Dezibel angegeben und die Differenz ΔU_y in Volt.

$$U_{\text{aus}}(P_{\text{ein}}) = S \cdot 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{\text{ein}}}{P_{\text{Ref}}} = \frac{\Delta U_y}{\Delta P} \cdot 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{\text{ein}}}{P_{\text{Ref}}} \quad (5.8)$$

Der Wert $P_{\text{ein}} = P_{\text{ref}}$ gibt die Eingangsleistung an, bei der die Ausgangsspannung 0 Volt beträgt. Über die Steigung S der Geraden (Gleichung 5.9) ist

die Empfindlichkeit des Detektors festgelegt. Meist kann die Empfindlichkeit über externe Beschaltung mit Widerständen und Kondensatoren eingestellt werden. Die Steigung lässt sich innerhalb des linearen Arbeitsbereichs aus dem Verhältnis $\Delta U_y / \Delta P$ bestimmen. Dabei sind die Werte für die Leistung in logarithmischem Maß einzusetzen.

$$S = \frac{\Delta U_y}{\Delta P} = \frac{U_{\text{aus}}(P_{\text{ein}}) - 0 \text{ V}}{P_{\text{ein}} - P_{\text{ref}}} \quad (5.9)$$

In der in Bild 5.16 gezeigten Anwendung wird durch den Subtraktionsverstärker die Spannung für den Wert $P_{\text{ein}} = P_{\text{ref}}$ verschoben, so dass der Eingangsspannungsbereich des A/D Wandlers optimal ausgenutzt werden kann. Es ergeben sich maximale Spannungswerte im Bereich von $\pm 1 \text{ V}$.

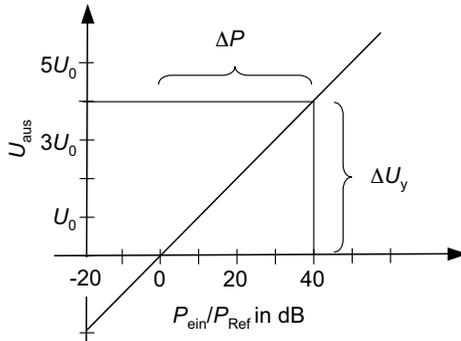


Bild 5.17: Prinzip des logarithmischen Verstärkers

Bestimmung der maximal sinnvollen Bitanzahl

Die Genauigkeit der Detektion hängt zum einen vom Signal zu Rauschabstand ab und zum anderen von der gewählten Bitanzahl. Die Anzahl der notwendigen Bits für den A/D-Wandler kann anhand des Signal zu Rauschverhältnis nach dem Zwischenfrequenzverstärker bestimmt werden. Als gute Näherung berechnet sich die maximal sinnvolle Bitanzahl mit Hilfe von [71]. Da hier Gleichspannungen verarbeitet werden, gilt $U_{\text{eff}} = U$. U_{eff} bezeichnet die effektive Signalamplitude, U die Signalamplitude und $Q_{R,eff}^2$ die Varianz des Quantisierungsrauschen.

$$SNR = \frac{U^2}{Q_{R,eff}^2} = \frac{\frac{2^{2N}}{4}}{\frac{1}{12}} = 3 \cdot 2^{2N}$$

$$SNR_{dB} = 4,77 + 6,02 \cdot N \tag{5.10}$$

Da nach dem logarithmischen Detektor nur noch Gleichspannungen vorliegen, entspricht der Effektivwert der Amplitude der Signalamplitude. Mit Hilfe von Gleichung 5.10 lässt sich aus dem maximalen SNR nach dem Antenneneingang und der Systemrauschzahl für den Empfangszweig die maximal sinnvolle Bitanzahl schließen. Unter Berücksichtigung des thermischen Systemrauschens ohne Rauschbeiträge durch den Detektor ergibt sich eine maximal sinnvolle Anzahl von 8 Bit für den A/D Wandler.

Bestimmung der Empfindlichkeit

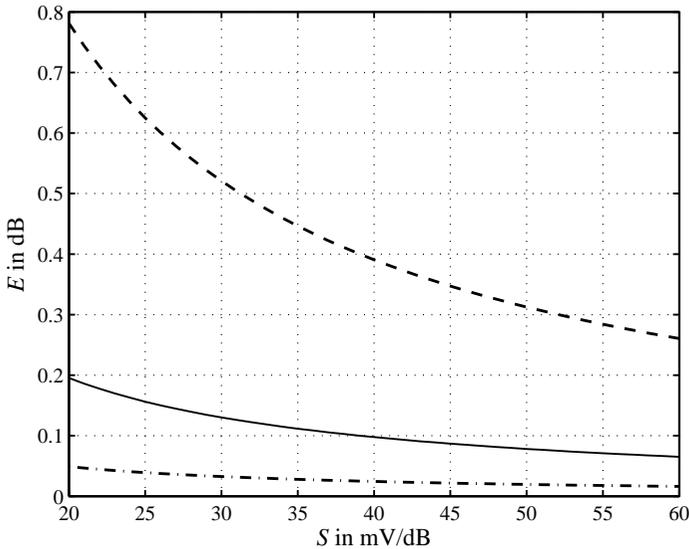


Bild 5.18: Maximale, berechnete Empfindlichkeit E des Detektors bei 6 (- -), 8 (-) oder 10 (-.-) Bit

Zur Detektion von Signalschwankungen muss die Empfindlichkeit des De-

tektors bestimmt werden. Diese lässt sich aus der Steigung der Detektionsgeraden bestimmen. Unter Vernachlässigung des thermischen Rauschens wird die Empfindlichkeit E bestimmt nach folgender Gleichung:

$$E \approx \frac{U_{\text{LSB}}}{S} \quad (5.11)$$

In Bild 5.18 ist die Empfindlichkeit für verschiedene Steigungen S und Bitzahlen dargestellt.

Der logarithmische Detektor bildet den kompletten Dynamikbereich in einen Spannungsbereich von ± 1 V ab. Damit ergibt sich der Wert des *least significant bit* U_{LSB} zu 8 mV. Unter Berücksichtigung der Spezifikationen ergibt sich eine sinnvolle Steigung S der Detektionsgeraden von ca. 40 mV/dB bei einer Bitanzahl von 8 Bit.

Fazit

Durch das maximal mögliche SNR , das durch das thermische Rauschen und die Systemrauschzahl innerhalb der Systembandbreite begrenzt wird, und der Forderung einer ausreichend hohen Empfindlichkeit ergibt sich eine maximal sinnvolle Anzahl von 8 Bit für den A/D-Wandler.

5.8 Kalibrierung der Transponder und Bodenempfänger

5.8.1 Ziel der Kalibration

Um das in Kapitel 5.5.1 und 5.5.2 beschriebene Temperaturverhalten der Geräte (Transponder und Bodenempfänger) zu charakterisieren wird in diesem Kapitel ein Messkonzept zur Erfassung aller zur Erfüllung der Spezifikationen relevanten Daten vorgestellt und anhand eines Referenzgerätes die Empfindlichkeit und Robustheit des gewählten Kalibrationskonzepts beschrieben. Diese Messdaten sind:

- Temperaturabhängige, vollständige S-Matrix $[S](f, T)$
- Temperatursensorwerte
- absolute Leistungspegel für den Empfangspfad

Da für mobile Geräte eine Temperaturstabilisierung alleine durch Heizen bzw. Kühlen ungeeignet ist, wird im Rahmen dieser Arbeit ein Konzept verfolgt, das für den Transponderpfad die Temperaturabhängigkeit durch einen Steueralgorithmus minimiert und für den Empfangspfad Korrekturdaten zur Rückrechnung auf die wirklichen Daten bzw. Leistungspegel bereitstellt.

5.8.2 Messkonzept zur Temperaturstabilisierung des Transponderpfads

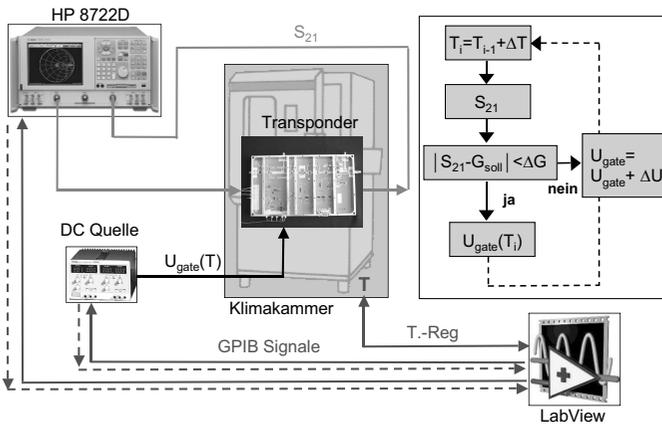


Bild 5.19: Messaufbau mit Klimakammer und Regelalgorithmus zur Gewinnung der Korrekturwerte für die Stabilisierung der Verstärkung im Transponderpfad

Um das in Kapitel 5.5.1 gezeigte Temperaturverhalten der Verstärkerkette zu minimieren, werden innerhalb des geforderten Temperaturbereichs in 5°C Schritten insgesamt 15 Temperaturen mit Hilfe einer steuerbaren Klimakammer angefahren und die temperaturabhängige Verstärkung ermittelt. Die Temperatur wird für 60 Minuten konstant gehalten, um zu gewährleisten, dass kein Temperaturgradient innerhalb der Strukturen (Platine, Gehäuse, Montageplatte) auftritt, bzw. sich die Temperaturverteilung nicht mehr ändert. Das Messszenario kann dann als stationär bzgl. der Temperatur betrachtet werden. Man erhält dann die in Bild 5.5 prognostizierte Änderung der Verstärkung über der Temperatur. Um dies zu kompensieren

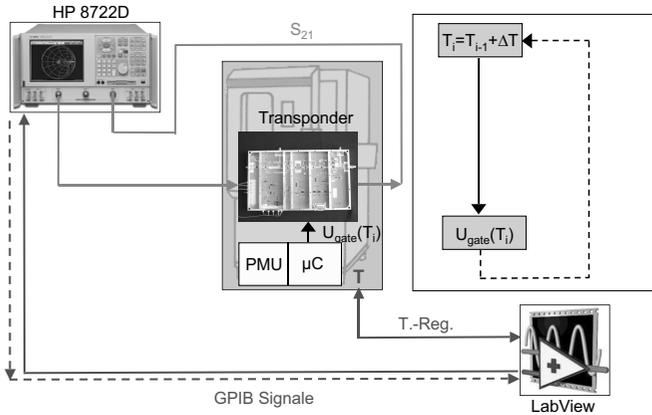


Bild 5.20: Messaufbau mit Klimakammer zur *Kontrolle* der Verstärkung im Transponderpfad

wird eine zusätzliche negative Gatespannung von außen an einen Verstärker (Stufe 4) geführt und solange im Wert geändert, bis die Gesamtverstärkung des Transponderpfades den voreingestellten Sollwert von 55 dB erreicht hat. Der zugehörige Aufbau mit dem Regelalgorithmus ist in Bild 5.19 dargestellt. Die Regelung basiert auf einem Netzwerkanalysator, der nach jeder Gatespannungsänderung die Gesamtverstärkung misst und diese an das externe Steuerprogramm weitergibt. Stimmt die gemessene Verstärkung mit der vorher eingestellten Sollverstärkung innerhalb einer Toleranzgrenze von $\pm 0,1$ dB überein, wird der eingestellte Gatewert in einer Tabelle abgelegt und der nächste Temperaturschritt angefahren. Damit ist es möglich, die Änderung der Verstärkung der Komponenten aufgrund von Temperaturabsenkung bzw. Temperaturerhöhung auszugleichen. Die Ermittlung der Gatewerte für einen Transponderpfad dauert ca. 15 Stunden und läuft automatisiert ab. Die Regel- und Kontrollsoftware läuft unter LabView.

Im realen Einsatz wird dann die aktuelle Hardwaretemperatur mit Hilfe geeigneter Temperatursensoren gemessen und der entsprechende in der Tabelle abgelegte Gatewert ausgelesen um die Verstärkung zu erhöhen oder erniedrigen. Um dies zu verifizieren wird der Messaufbau, wie in Bild 5.20 dargestellt modifiziert und erneut der komplette Temperaturbereich nach den gleichen Kriterien wie oben durchfahren. Die korrigierte Verstärkung wird mit Hilfe eines Netzwerkanalysators aufgezeichnet und mit dem zugehörigen

Temperaturwert und Gatespannungswert abgespeichert. Diese Daten werden nach Abschluss der Messung ausgewertet und später für den Nachweis der Erfüllung der Spezifikationen verwendet. Alle Messergebnisse sind in Kapitel 7.2.6 zusammengefasst. Die Messungen wurden an den gehäuseten Subsystemen vorgenommen, ohne das komplette Systemgehäuse.

5.8.3 Empfindlichkeit der Temperatursteuerung

In Bild 5.21 ist exemplarisch für ein Referenzgerät die ermittelte zusätzliche Gatespannung und die tatsächlich ausgegebene Gatespannung U_{Gate} im geforderten Temperaturbereich dargestellt. Der sichtbare Offset zwischen beiden Kurven wird durch verschiedene Einflüsse verursacht. Zum einen wurden die Gatespannungen mit einer computersteuerbaren Spannungsquelle ermittelt, die für diese Problematik ideal geeignet ist. Im System werden die Werte dann von einem Mikrocontroller je nach gemessener Temperatur ausgegeben.

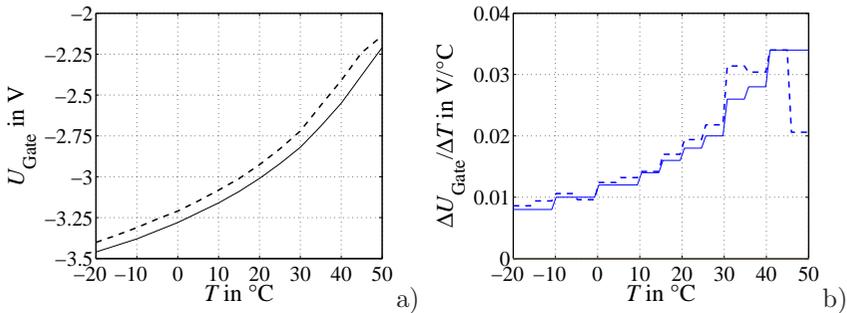


Bild 5.21: a) Exemplarisch ermittelte (–) und tatsächlich ausgegebene (– –) Korrekturspannung U_{Gate} zur Kompensation der Temperaturdrift des Transponderpfades; b) Exemplarische Steigung der Gatespannungen $\Delta U_{\text{Gate}}/\Delta T$

Da der Mikrocontroller und dessen Peripheriebauteile nicht über der Temperatur kompensiert wurden, gehen dessen Störungen mit ein. Zusätzlich wurde die Kontrollspannung nicht direkt am Gateanschluss des Verstärkers abgegriffen. Es kommt durch lange Messleitungen aus der Klimakammer bis zum Messgerät selbst auch noch zu einer weiteren Verfälschung des Wertes, v.a. durch einen sich einstellenden Masse-Offset aufgrund des nicht beliebig kleinen Widerstandes der Massrückführungen bei der Spannungsversorgung

der Komponenten. Damit liegt das Systemmassepotential bei leicht positiven Werten, das bei der Kontrollmessung bzgl. Versorgungsmassepotential nicht mitgemessen werden kann und die Kontrollwerte als zu positiv erscheinen lässt. Der absolute Wert ist damit nicht direkt messtechnisch zugänglich, die Änderung über der Temperatur kann jedoch gut verglichen werden. Daher wird die Güte der Kompensation **nicht** anhand der Gatespannungen beurteilt, sondern anhand der über der Temperatur gemessenen Verstärkung und deren Abweichung vom Sollwert. Dies ist für alle Geräte in Kapitel 7.2.6 zusammengefasst.

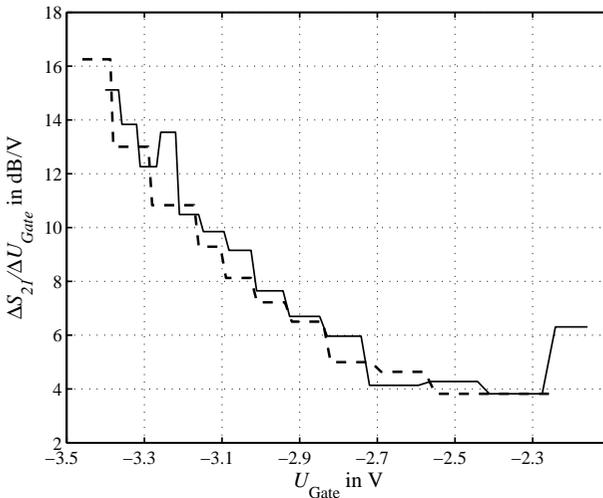


Bild 5.22: Quotient aus Änderung der Verstärkung ΔS_{21} und der dazu nötigen Gatespannungsänderung ΔU_{Gate} für die ermittelte Korrekturspannung (- -) und die tatsächlich ausgegebenen Korrekturspannung (-).

Anhand der Kurven in Bild 5.21 a) und b) und 5.22 lassen sich Schlüsse ziehen bzgl. der thermischen Stabilität der Verstärkung des Transponderpfades: Bei niedrigen Temperaturen sind nur kleine Spannungsänderungen notwendig, um die Verstärkung konstant zu halten, bei höheren Temperaturen muss die Änderung der Gatespannung deutlich größer sein, um die gleiche Änderung der Verstärkung in Dezibel zu realisieren, als bei niedrigen

Temperaturen, da sich die Steigung $\Delta U/\Delta T$ mit der Temperatur ändert. Die Störanfälligkeit der Steuerspannung und damit auch der Verstärkung ist bei höheren Temperaturen geringer als bei niedrigen Temperaturen. Dies bedeutet wiederum, dass eine Abweichung ΔU_0 von der Sollspannung bei hohen Temperaturen einen kleineren Einfluss auf die Verstärkung hat als dieselbe Abweichung ΔU_0 bei niedrigeren Temperaturen. Anhand des Quotienten aus Änderung der Verstärkung ΔS_{21} und der dazu nötigen Gatespannungsänderung ΔU_{Gate} lässt sich dieses Verhalten verifizieren. Für $U_{\text{Gate}} \geq -2,7 \text{ V}$ bleibt die Steigung annähernd konstant, für $U_{\text{Gate}} \leq -2,7 \text{ V}$ hingegen nimmt der Wert der Steigung und damit auch die Empfindlichkeit zu. Der Verlauf der Steigung ist in Bild 5.22 dargestellt. Negativere Gatespannungen entsprechen niedrigen Temperaturen, positivere Gatespannungen entsprechen höheren Temperaturen.

5.8.4 Messkonzept zur Erfassung der Kalibrationsdatensätze für die absoluten Pegel

Nach der Stabilisierung des Transponderpfades werden auch jeweils der Empfangspfad und der Referenzpfad über der Temperatur charakterisiert. Es wird statt des Netzwerkanalysators ein Generator mit genügend großem Dynamikbereich verwendet, der nach Empfang eines Triggersignals eine definierte Leistung ausgibt. Der Aufbau zur Kalibrierung ist in Bild 5.23 dargestellt.

Es werden wiederum 15 Temperaturschritte durchlaufen und dann nach einer Wartezeit von jeweils ca. 60 Minuten ein Zyklus von 94 Messungen gestartet. Da die Schrittweite zu 1 dB Stufen gewählt wurde wird am Eingangs- und Referenzpfad ein Dynamikbereich von 47 dB überstrichen. Die Messung wird von einem Programm, das auf der *Electronic Computer Unit* läuft, automatisch gestartet und nutzt die Möglichkeit zwischen Empfangs- und Referenzpfad umzuschalten, um alternierend jeweils beide Pfade innerhalb eines Messzykluses zu charakterisieren. Die von der Digitaleinheit ausgegebenen Triggersignale werden von einem externen Empfänger außerhalb der Klimakammer mitgezählt, um dann jeweils nach zwei Signalen die Leistung am Generator um einen Schritt zu ändern. Nach Durchlauf des kompletten Dynamikbereichs wird die nächste Temperatur angefahren. Diese Art der Kalibrierung setzt das ordnungsgemäße Funktionieren der Stabilisierung des Transponderpfades voraus und dient zusätzlich dazu, einen kompletten Systemtest mit allen Systemkomponenten durchzuführen. Die aus dieser Messung erhaltenen Werte werden später dazu genutzt, den digitalisierten Spannungswerten nach dem logarithmischen Detektor eindeutig Pegelwerte

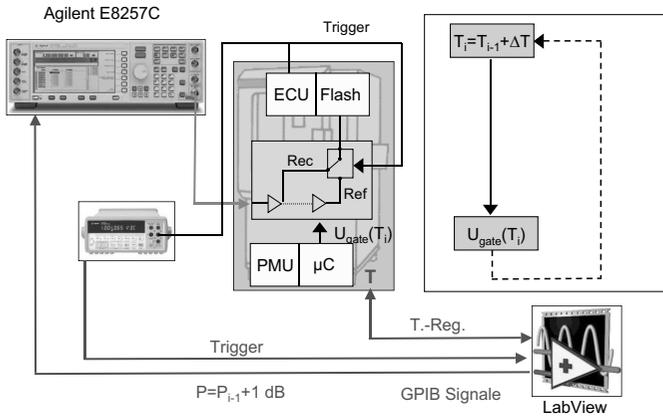


Bild 5.23: Messaufbau mit Klimakammer zur Kalibrierung des Empfangs- und Referenzpfades zur Kalibrierung der absoluten Pegel

in Dezibel zuzuweisen, um somit auf die absolute empfangene Leistung bzw. die absolute abgestrahlte Leistung und damit auf den Rückstreuquerschnitt schließen zu können. Die Messungen werden an den gehäuseten Subsystemen vorgenommen, ohne das komplette Systemgehäuse.

5.9 Isolation der Transpondergehäuse

Zur Verminderung der Wärmeabstrahlung des Systems an die Umgebung bei kalten Außentemperaturen werden alle Systeme zusätzlich mit einer Wärmeisolierung ausgestattet. Diese Isolation erlaubt es, die nach der Kompensation noch vorhandene Resttemperaturdrift der Hochfrequenzelektronik weiter zu reduzieren, da das System dann deutlich kleineren Temperatureinflüssen bei extrem kalten Außentemperaturen ausgesetzt ist. Diese Hülle isoliert aber auch bei extrem hohen Außentemperaturen. Als Isolationsmaterial wird eine EPP-Ummantelung mit einer Wärmeleitfähigkeit von $\lambda = 0,0374 \text{ W}/(\text{mK})$ verwendet. Zur Abschätzung der abgestrahlten Wärme wird die Gesamtoberfläche A des Gehäuses inklusive Isolation bestimmt, die Dicke d der Isolation gewählt und ein Temperaturgradient ΔT angenommen. Die abgegebene Wärme berechnet sich wie folgt:

$$\frac{\Delta Q}{\Delta t} = \lambda \cdot \frac{A}{d} \cdot \Delta T \quad (5.12)$$

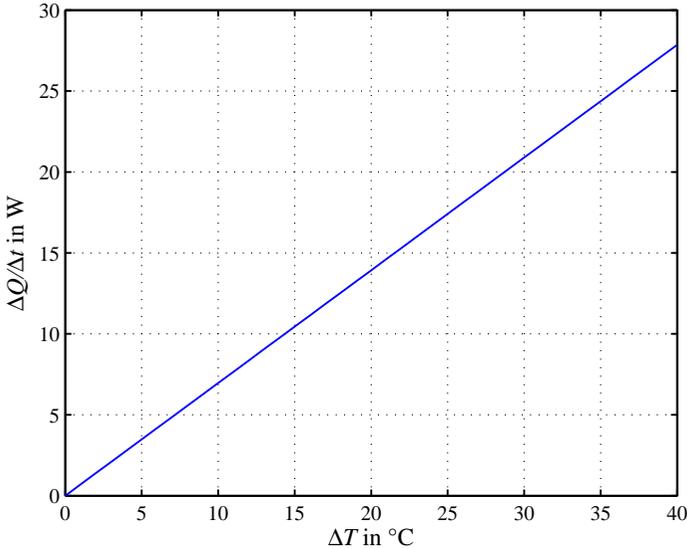


Bild 5.24: Wärmeverlust des Transpondersystems im Systemgehäuse mit Isolierung

Da die Isolation Öffnungen für die Antennenhalterung besitzt, wird die Verlustwärme über den berechneten Werten liegen. Um die Innentemperatur exakt auf gleichem Wert zu halten, müsste zusätzlich auf die Gehäuseoberfläche Heizfolie aufgebracht werden, die den Wärmeverlust durch Abstrahlung ausgleicht.

Um das Temperaturverhalten in realer Messumgebung abzuschätzen, wurde ein Langzeittest in Außenumgebung durchgeführt. Die Außentemperatur sank im Messzeitraum von ca. -2 Grad Celsius auf ca. -10 Grad Celsius am Ende der Messzeit ab, was einem typischen Temperaturverlauf einer Winternacht entspricht. Die Messung wurde vom 25.1.2007 auf 26.1.2007 durchgeführt. Das Kalibratorsystem befand sich auf der später verwendeten Halterung in ca. 0,5 Meter Höhe über dem Boden.

In Bild 5.25 ist oben der Temperaturverlauf der drei Temperatursensoren in *ECU*, *PMU* und *Transponder* während der kompletten Messzeit ge-

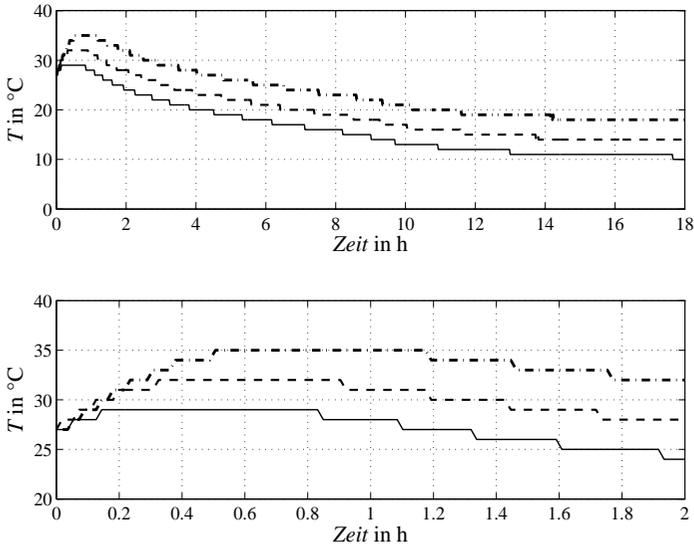


Bild 5.25: oben: Gemessene Innentemperaturen eines Transponders (HF (–), PMU (– –), ECU (–.)) mit Wärmeisolation bei einer Außentemperatur von $T = -2^{\circ}\text{C}$ zu Beginn bis zu $T = -10^{\circ}\text{C}$ am Ende der Messzeit; unten: Ausschnitt der ersten zwei Stunden

zeigt. Dabei ist zu beachten, dass das Komplettsystem von Raumtemperatur nach außen gebracht wurde. Die Sensoren für *ECU* und *PMU* befinden sich im Inneren der gehäuseten Komponenten, der Sensor für die Hochfrequenzelektronik auf der Außenseite des Hochfrequenzgehäuses. Beim Einschalten erwärmen sich daher die Sensoren der digitalen Komponenten schneller, wohingegen die Temperatur des Sensors für die Hochfrequenzelektronik durch die thermische Trägheit des Metallgehäuses langsamer steigt. Dies verhindert ein Überschwingen der HF-Temperatur und erfordert deshalb eine Aufwärmzeit, so dass über der kompletten Hochfrequenzelektronik kein Temperaturgradient liegt. Das System kühlt mit Isolation innerhalb der Messzeit nur um 20°C aus, da es durch die Isolation nicht den extremen Außentemperaturen ausgesetzt ist. In Bild 5.25 ist unten der Verlauf vom Einschaltzeitpunkt bis zwei Stunden später gezeigt. Dies entspricht einem realen Messszenario für ein mobiles Gerät. Innerhalb dieses Zeitraums ändert sich die Temperatur des Hochfrequenzsensors nur um ca. 5 Grad selbst bei

negativen Außentemperaturen. Durch die Temperaturhülle wird zusätzlich ein punktuell Auskühlen verhindert. Soll die Resttemperaturschwankung noch ausgeglichen werden, muss die abgegebene Wärme über eine elektrische Heizung nachgeführt werden. Die Isolierung und mögliche Heizung alleine ist für einen stabilen Betrieb nicht ausreichend, da eine komplette Isolierung des Gehäuses durch Wärmebrücken (Antennenhalterung, Befestigung des Systems auf der Halterung) nicht möglich ist und es immer zu Wärmeabgabe an die Umgebung kommt. Für den Fall zu hoher Temperaturen kann nur eine interne Steuerung die Verstärkung konstant halten, da eine Kühlung im Feldbetrieb nicht realisierbar ist.

Höchste Genauigkeit wird dadurch nur durch eine Kombination aus aktiver Steuerung, wie in Kapitel 5.8 vorgestellt, und einer geeigneten Wärmeisolierung für den Betrieb bei kalter Witterung erreicht.

5.10 Antennenverkopplung bei den Transpondern

Ein wesentlicher Aspekt des Gesamtsystems ist die Verkopplung der Empfangs- und der Sendeantenne, die sowohl zu einem Aufschwingen des Systems führen kann, als auch einen zusätzlichen Beitrag zur Welligkeit des Frequenzgangs liefern könnte. Die Verkopplung wird im Wesentlichen durch die Wandströme auf den Antennen und die Oberflächenströme auf dem Metallträger verursacht. Eine ausreichende Entkopplung der beiden Antennen wird erreicht durch:

- Kreuzpolarisierte Anordnung der Antennen
- Genügend großer Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne
- Zusätzliche Bedämpfung von Wand- und Oberflächenströmen durch verlustbehaftete Isolierhülle

In einem einfachen Ersatzschaltbild kann die Verkopplung zwischen Empfangsantenne und Sendeantenne durch eine Mitkopplung bzw. Rückkopplung auf den Eingang modelliert werden. Ein einfaches Ersatzschaltbild für die Verkopplung von Eingang und Ausgang ist in Bild 5.26 dargestellt.

Für die Übertragungsfunktion gilt [72]:

$$\underline{Y}(\omega) = \frac{\underline{V}(\omega)}{1 - \underline{V}(\omega) \cdot \underline{D}(\omega)} \cdot \underline{U}(\omega) \quad (5.13)$$

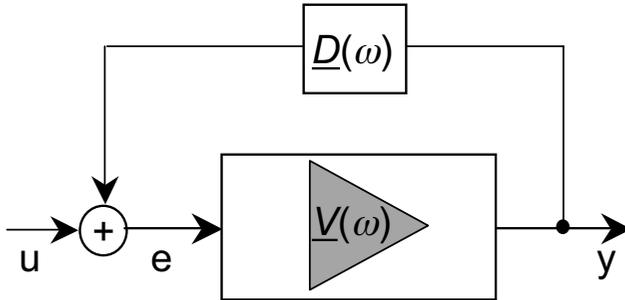


Bild 5.26: Ersatzschaltbild des Transponders als mitgekoppelter Verstärker über die Antennen und die Freiraumübertragung. Das Summierglied wird im realen System durch die Antenne dargestellt.

Dabei beschreibt $\underline{V}(\omega)$ den komplexen Verstärkungsfaktor und $\underline{D}(\omega)$ die komplexe Entkopplung. Um eine Selbsterregung einer in Bild 5.26 dargestellten Anordnung hervorzurufen, muss für die Schleifenverstärkung $|g| = |\underline{V}(\omega) \cdot \underline{D}(\omega)| = |\underline{V}(\omega)| \cdot |\underline{D}(\omega)| = 1$ gelten und für die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgang $\Delta\varphi = 0, 2\pi, \dots$. Die erste Bedingung wird als Amplitudenbedingung bezeichnet, die zweite als Phasenbedingung. Die Auswirkungen auf die Signalamplitude abhängig von der Entkopplung der beiden Antennen kann aus Gleichung 5.13 abgeleitet werden. Für den Einsatz der Transponder ist die zusätzliche Störung des Transmissionssignals durch die Verkopplung der Antennen interessant. Um dies zu beurteilen, wird das Transmissionssignal $\underline{V}(\omega)$, das durch eine NWA-Messung ohne Antennen ermittelt wurde verglichen mit der Übertragungsfunktion aus Gleichung 5.13. Dies wird mit Gleichung 5.14 durchgeführt.

$$\Delta S_{21} = \frac{1}{\underline{V}(\omega)} \cdot \frac{\underline{V}(\omega)}{1 \pm \underline{V}(\omega) \cdot \underline{D}(\omega)} \quad (5.14)$$

Um den Einfluss der Antennenverkopplung zu bestimmen, wird in Gleichung 5.13 die Verstärkung zunächst zu $\underline{V}(\omega) = V_0 = 55 \text{ dB}$ gewählt (siehe Bild 5.6) und dann der Koppelfaktor zwischen den Antennen variiert. Man erhält dann abhängig von der Verkopplung eine Gesamtübertragungsfunktion für das System und kann daraus mit Hilfe von Gleichung 5.14 den Einfluss auf den Transmissionsfaktor bestimmen. Die Vorzeichen im Nenner stehen

für Rückkopplung, bzw. Mitkopplung. Die Art der Verkopplung wird vom Abstand der Antennen festgelegt, da dieser für die Phasendrehung verantwortlich ist.

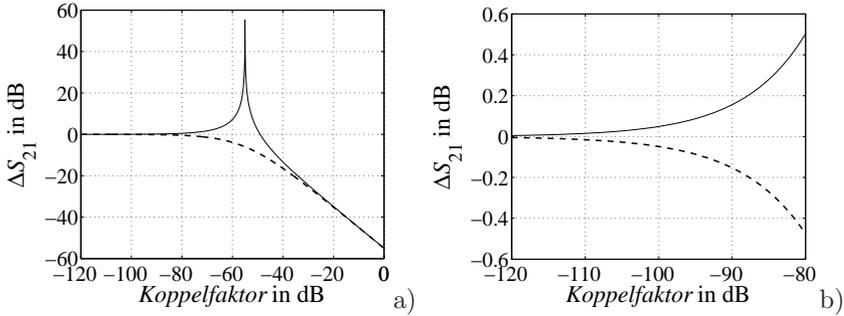


Bild 5.27: a) Theoretischer Verlauf von ΔS_{21} in Dezibel nach Gleichung 5.14 für Mit- und Rückkopplung bei verschiedenen Koppelfaktoren; b) Ausschnitt für realistische Koppelfaktoren; (-) Mitkopplung, (- -) Rückkopplung

In Bild 5.27 a) ist der Verlauf für einen sehr großen Bereich von Koppelfaktoren dargestellt.

Es existieren drei markante Punkte. Für eine ideale Entkopplung $|D(\omega)| = 0$ ist kein Einfluss sichtbar, bei Mitkopplung kommt es für den Fall, dass die Schleifenverstärkung $|g| = 1$ ist, zum Aufschwingen des Systems und für völlige Verkopplung $|D(\omega)| = 1$ zu gar keiner Verstärkung mehr. Für Entkopplungsfaktoren, die in realen Systemen vorkommen, zeigt Bild 5.27 b) die Auswirkungen auf den Transmissionsparameter. Für das in dieser Arbeit entwickelte System wurde der Betrag der Entkopplung gemessen. In Bild 5.28 ist das Messergebnis für die Dämpfung des Rückkoppelzweiges vom Ausgang des Verstärkers bis zum Summierglied, d.h. der Antenne am Eingang, dargestellt.

Zusätzlich ist die Entkopplung des Netzwerkanalysators dargestellt, um die untere Grenze der Messdynamik aufzuzeigen. Die beiden Antennen weisen eine Entkopplung von mehr als 95 dB zwischen 9,5 GHz und 9,8 GHz auf. In diesem Messergebnis sind alle Einflüsse (Gehäuse, Richtdiagramm der Antennen, Stecker) beinhaltet. Zusätzliche Fehlerbeiträge durch Abstrahlung der Zuleitungskabel können durch eine ausreichend große Manteldämpfung der verwendeten Kabel vernachlässigt werden.

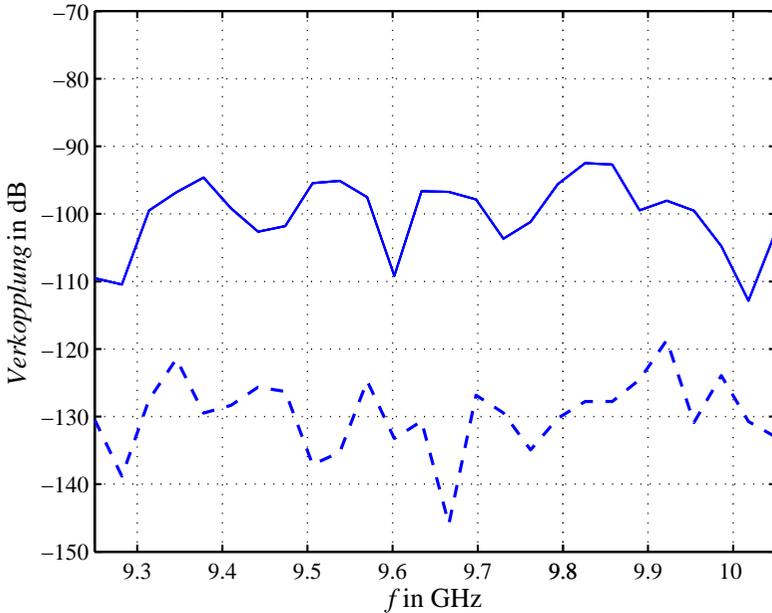


Bild 5.28: Betrag der Verkopplung $|\underline{D}(\omega)|$ der Empfangs- und Sendeantenne auf der Halterung (-); Verkopplung der Ports des Netzwerkanalysators alleine (- -)

Anhand von Bild 5.28 kann der Fall, dass das System aufschwingt, ausgeschlossen werden, da die Verstärkung maximal bei 55 dB liegt und die Entkopplung deutlich größer ist. Damit ist die Amplitudenbedingung nie erfüllt. Da für eine Selbsterregung beide Bedingungen erfüllt sein müssen, ist dieses Gebilde stabil bzgl. unerwünschter Oszillationen. Alle verwendeten Einzelkomponenten sind ebenfalls absolut stabil in ihrem Arbeitsbereich, so dass auch diese nicht schwingen können. Anhand eines Referenztransponders wird der Einfluss der gemessenen Verkopplung $\underline{D}(\omega)$ aus Bild 5.28 auf den ohne Verkopplung gemessenen Verstärkungsfaktor $\underline{V}(\omega)$ eines Transponderpfades ausgewertet. Es ergibt sich eine zusätzliche Amplitudenunsicherheit von ca. ± 0.05 dB nach Gleichung 5.14 sowohl für Mitkopplung als auch Rückkopplung. Somit ist die Verkopplung bei diesen Systemen unkritisch und kann damit als vernachlässigbar betrachtet werden, da durch den oszillierenden

Verlauf der mittlere Amplitudenfehler gegen Null geht. Die zusätzliche Amplitudenunsicherheit ist in Bild 5.29 gezeigt.

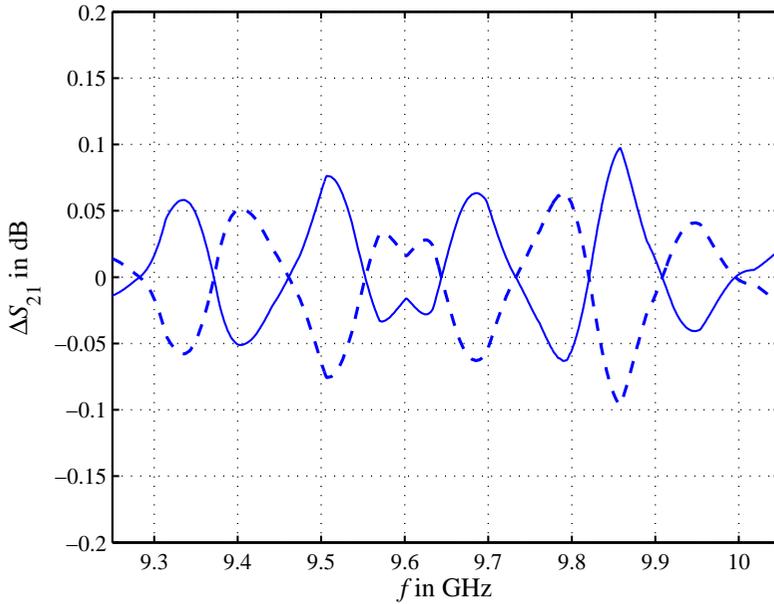


Bild 5.29: Auswirkung der Verkopplung auf den Transmissionsparameter für Mitkopplung (—) und Rückkopplung (- -) nach Gleichung 5.14

5.11 Ablaufsteuerung und Programmierung des Transponders

In folgender Abbildung ist ein Ausschnitt aus der Oberfläche zur Konfiguration der Transponder und Bodenempfänger zu sehen.

[HOME] :: Konfiguration :: [Status] [english]

Konfiguration von TX19

Aktionen:

Konf. Messung

Schnellmessung

Datum - Uhrzeit

Ausrichtung

Datei upload

Messung konfigurieren:

Messung startet mit Schwellwert ja nein

Kodierter Betrieb ja nein
geladener Transpondercode: TX01_TestCode_051109.txt

Schwellwert
-64.0 [-39.0...89.0] dBm

Dauer der Messung
±5 Sek. ±6 Sek. ±7 Sek. ±8 Sek. ±9 Sek. ±10 Sek.

Messung Ein-/Ausgang
 Messung nur am Eingang
 Messung nur am Ausgang
 Messung alternierend E/A
 Nach |0| Sekunden - |0| Pulse alternierend messen

RCS
50 [50...19] dBm²

Neuer Startzeitpunkt

Tag	Monat	Wochentag	Stunde	Minute	Sek.
<input type="radio"/> 21	<input type="radio"/> 12	<input type="radio"/> *	<input type="radio"/> 12	<input type="radio"/> 32	<input type="radio"/> 0

Sofort Starten
 Nur Konfiguration setzen
 Konfiguration entfernen

Bild 5.30: HTTP-Oberfläche der zur Programmierung der Transponder und Bodenempfänger

Es können im Einzelnen folgende Einstellungen vorgenommen werden bzw. Systemdiagnosen durchgeführt werden:

- Festlegen des Startzeitpunktes der Messung

- Zeitsynchronisierung mittels GPS
- Dauer der Messung
- Rückstreuquerschnitt
- Messmodus (Eingangspfad, Referenzpfad, alternierende Messung)
- Start einer Messung mit Schwellwert
- Kodierter Transponderbetrieb
- Datenanzeige gespeicherter Messungen
- Darstellen aller Systemdienste
- Abfrage der Sensorik

Die gespeicherten Messdaten können angezeigt werden und nach Auswahl heruntergeladen werden. Zusätzlich werden im 60 Sekunden Rhythmus die Temperaturwerte der einzelnen Temperatursensoren und der Status des Systems überwacht. Alle Sensordaten können zusätzlich in einer Datei abgelegt werden. Zur Funktionskontrolle des kompletten Systems kann mittels einer Schnellmessung der am A/D- Wandlereingang liegende Spannungswert angezeigt werden, was sich auch im Laborbetrieb als Diagnosewerkzeug bei Fehlfunktionen einsetzen lässt.

Nach der Programmierung des Systems wird das Gerät zum Messort gebracht. Dort befindet es sich sofort nach Anschluss an eine Spannungsversorgung im stand-by Modus. Es kann dann entweder manuell bedient werden, oder eine innere Zeitreferenz wartet bis eine Messung ausgelöst werden soll und führt alle Schritte automatisch durch. Die Messdaten können dann später im Labor oder auch sofort ausgelesen werden und weiterverarbeitet werden.

Die abgespeicherten Datensätze des Eingangs- und Referenzpfads beinhalten neben den aufgezeichneten Radarpulsen den Dateinamen selbst, die Geräteidentifikationsnummer und zusätzlich einen Eintrag, ob die 45 Grad oder 0 Grad Position der Antennenausrichtung gewählt wurde. Als Messparameter ist im Dateikopf die Start- und Stoppzeit der Messung abgelegt, der Messmodus, d.h. Eingangspfad, Referenzpfad oder alternierende Messung mit Wechsel zwischen den beiden Pfaden, eine mögliche eingestellte Dämpfung zur Veränderung des RCS-Wertes und ein möglicher eingestellter Schwellwert. Zur Positionskontrolle werden neben der Position des Gerätes

noch die Anzahl der GPS-Satelliten hinterlegt. Als Systemparameter stehen alle Sensordaten im Dateikopf (Temperaturen von PMU, ECU und HF-Einheit, gemessene Versorgungsspannung und Batteriekapazität). Zusätzlich wird die Sampelanzahl und die Anzahl und Lage der Referenzzeitmarken abgespeichert.

5.12 Komplettsysteme

Im Folgenden sind die Komplettsysteme für Bodenempfänger und Transponder gezeigt. In Bild 5.31 ist die Integration aller Einzelkomponenten zu sehen. Alle Komponenten für die Hochfrequenzelektronik befinden sich auf einem metallischen Träger, der in der oberen Hälfte des Systemgehäuses angebracht ist. Die digitalen Systemkomponenten befinden sich auf einem Träger, der in der unteren Schale befestigt ist. Zum Druckausgleich sind Ventile in der Rückwand angebracht, die Hochfrequenzkabel werden zugentlastet durch das Systemgehäuse zu den Antennen geführt. Die Gleichspannungsversorgung stellt sowohl für die Hochfrequenzelektronik als auch für die digitalen Komponenten alle benötigten Spannungen zur Verfügung. Bei der Auswahl der Bauteile für die Spannungsversorgung wurde auf besondere Störfestigkeit und Unterdrückung von Spannungsschwankungen geachtet.

In den folgenden Bildern ist jeweils ein Transpondersystem und ein Bodenempfängersystem abgebildet.

Da die Transponder und Bodenempfänger im Feldeinsatz betrieben werden, müssen diese gegenüber Witterung und Temperatur unempfindlich sein bzw. bzgl. der Temperatur charakterisiert werden. Für die Gehäuse wird die Schutzart *IP66* gewählt [73]. Damit ist die Elektronik vollständig gegen Berühren unter Spannung stehender Komponenten und gegen Eindringen von Staub sowie gegen Eindringen von Wasser geschützt. Ein Druckventil mit Membran sorgt für einen Druckausgleich zwischen dem Gehäuseinneren und der Umgebung und verhindert Betauung der eingebauten Komponenten. Zusätzlich wird das Gehäuse zur Isolierung der Elektronik gegen die Umgebung mit einer Thermohülle aus EPP RG 40 umgeben.

Die Mikrowellenkomponenten werden im Deckel des Systemgehäuses platziert und die digitale Steuerelektronik befindet sich im Bodenteil des Gehäuses. Die Systemantennen sind auf einem Antennenträger montiert und werden über wetterfeste Mikrowellenkabel mit der Mikrowellenelektronik reflexionsarm verbunden. Die Zuführung aller weiteren Kabel in das Gehäuse erfolgt ebenfalls mit wetterfesten Durchführungen. Die Betriebsspannung ist zu +12V DC gewählt und wird von außen über einen Stecker der gleichen

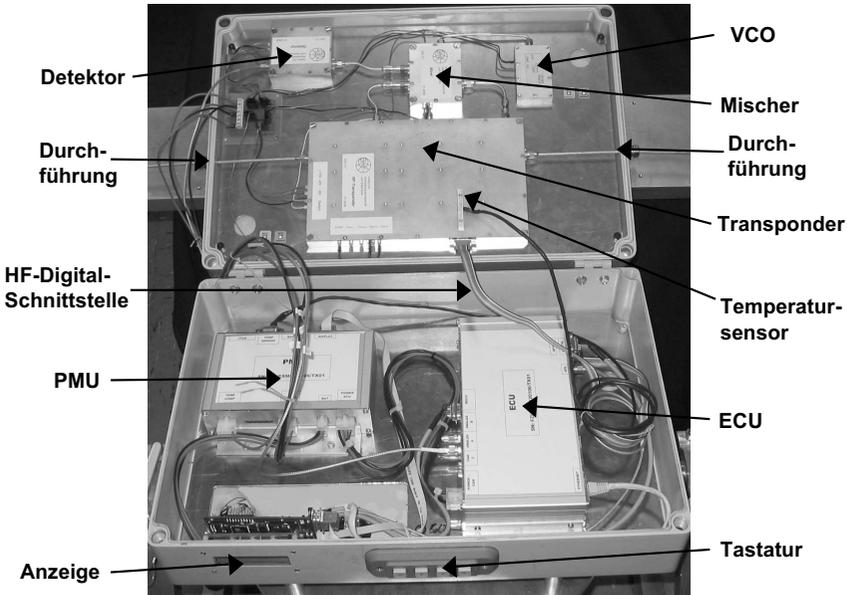


Bild 5.31: Systemaufbau aus den Einzelkomponenten

Schutzklasse zugeführt. Zusätzlich ist das Gerät mit einer Reihe von Schnittstellen ausgestattet: Es ist eine *Ethernetschnittstelle* zum Programmieren und Konfigurieren integriert. Zur Zuführung der GPS-Signale zur exakten Zeit- und Positionsbestimmung ist eine *GPS-Schnittstelle* eingebaut. Mit Hilfe einer *RS232* Schnittstelle kann bei Ausfall bzw. Versagen der *Ethernetschnittstelle* auf das System zugegriffen werden. Signale aus der digitalen Steuerung können über eine weitere *SUB-D* Steckerverbindung ausgegeben werden. Im Feldeinsatz kann bei Versagen der voreingestellten Konfiguration eine Notfallroutine über ein nach außen angebrachtes Tastenfeld durchgeführt werden. Ein Display ermöglicht es, den Gerätestatus abzufragen und die Notfallkonfiguration vorzunehmen.



Bild 5.32: Komplettsystem Transponder mit Antennen und Kabelschutz für die Hochfrequenzleitungen



Bild 5.33: Komplettsystem Bodenempfänger mit Antenne

5.13 Fazit

In diesem Kapitel wurde das Systemkonzept ausgearbeitet und ausgehend von den zu erfüllenden Spezifikationen die gewählte Schaltungsarchitektur und deren Aufbau beschrieben. Von den bekannten Daten des Radarinstruments wurden die nötigen Eingangsgrößen für das Transponder- und Bodenempfängersystem abgeleitet. Vor der Herstellung der Seriengeräte wurde durch Simulationen der gewählte Schaltungsaufbau optimiert und verifiziert hinsichtlich folgender Punkte:

- Temperaturstabilität
- Linearität
- Rauschzahl
- Welligkeit der Verstärkung

Die Wahl der Aufbautechnik und Leitungsstruktur wurde erklärt. Vor der Herstellung wurde die Vorgehensweise zur vollautomatisierten Vermessung der kompletten HF-Systeme ausgearbeitet und die Konzepte zur Stabilisierung der Transponder bzw. absoluten Kalibrierung der Empfangszweige bzgl. der Temperatur vorgestellt. Eine weitere Verbesserung der thermischen Stabilität durch Isolierhüllen wurde untersucht. Das Konzept und die Realisierung der Signaldetektion wurde vorgenommen und die Spezifikationen der Schnittstelle zwischen der analogen und digitalen Welt festgelegt. Als wichtiger Systemparameter wurde die Antennenverkopplung der entworfenen Geräte analysiert und deren Einfluss auf die Signalqualität bestimmt. Durch die richtige Wahl des Antennenabstandes und der Antennenanordnung wurde erreicht, dass der Einfluss durch Verkopplung vernachlässigt werden kann. Die Softwareoberfläche zur Bedienung der Geräte wurde vorgestellt und die Einsatzmöglichkeiten aufgezeigt. Abgeschlossen wird dieses Kapitel durch Abbildungen zweier kompletter Seriengeräte.

Kapitel 6

Einfluss der Übertragungsfunktion von aktiven Bodenzielen auf SAR-Bildparameter

Im Rahmen dieses Kapitels wird untersucht, inwiefern sich eine durch die Hochfrequenzhardware unvermeidbare Signalbeeinflussung der Radarpulse in Amplitude und Phase auf SAR-Bilder und damit auf die Kalibrierungsgenauigkeit auswirkt. Es wird die Auswirkung auf die Bildparameter *integrale Intensität (Helligkeit)* und *Integrated Sidelobe Ratio (ISLR)* untersucht. In diesem Kapitel wird der Rückstreuquerschnitt mit $\underline{\sigma}(f)$ bezeichnet.

6.1 Amplitudenfehler

Es wird im Folgenden untersucht, inwiefern sich eine Amplitudenveränderung durch die Hochfrequenzhardware auf die Punktzielantwort eines linear frequenzmodulierten Radarsignals auswirkt. Dies ist von besonders großem Interesse, da mit den Ergebnissen von Kapitel 7.2.5 sofort auf die Kalibrationsgenauigkeit hinsichtlich der Helligkeit der Transponder im SAR-Bild geschlossen werden kann. Alle weiteren Einflüsse auf das Radarsignal wie Hintergrundstreuung, Antennendiagramme oder thermisches Rauschen werden bei dieser Betrachtung nicht berücksichtigt, da explizit nur der Einfluss der Radarhardware der Bodenziele charakterisiert werden soll.

Unter der Annahme, dass sich die Amplitude des Frequenzgangs *nicht*¹ ändert während der Überflugzeit des Satelliten, entsteht nur ein Fehler

¹Dies bedeutet nicht, dass die Amplitude der Übertragungsfunktion konstant sein muss.

in Entfernungsrichtung. Dazu wird die Punktzielantwort für verschiedene Übertragungsfunktionen mit Hilfe von Gleichung 6.1 untersucht.

$$u(r) = \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{\underline{\sigma}(f)} \cdot S(f) \cdot H(f) \cdot W(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad (6.1)$$

Die Verarbeitung wird im Frequenzbereich durchgeführt. Dabei bezeichnet $H(f)$ die Fouriertransformierte der zeitinvertierten, konjugiert komplexen Referenzfunktion, $S(f)$ die Fouriertransformierte des empfangenen Signals, $\underline{\sigma}(f)$ den gemessenen komplexen Rückstreuquerschnitt und damit die Übertragungsfunktion des Transponders im Frequenzbereich und $W(f)$ eine Filterfunktion zur Unterdrückung der Nebenmaxima². Die Auflösung in Entfernungsrichtung bei Gewichtung der Referenzfunktion mit einem Hammingfenster beträgt dann $\delta_E = 1,30 \cdot c_0 / (2 \cdot B_0)$. Bei einer Systembandbreite von 300 MHz beträgt dann die maximal mögliche Auflösung $\delta_E = 0,65$ m [4], [74].

Um simulativ den Fehler durch den Frequenzgang untersuchen zu können, wird ein Modell entwickelt, das den Frequenzgang der realen Ziele $\underline{\sigma}(f)$ nachbildet.

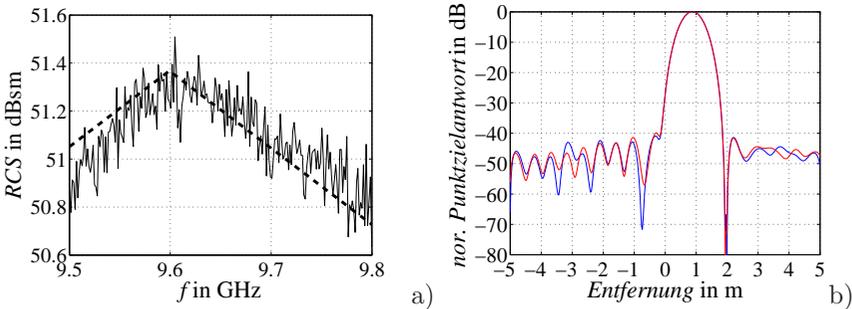


Bild 6.1: Exemplarischer Vergleich von gemessenen Frequenzgang mit Modellfrequenzgang; a) Vergleich der Frequenzgänge: (-) gemessen, (- -) simuliert; b) Vergleich der Punktzielantworten mit real gemessenen Frequenzgang und Modellfrequenzgang

Im Folgenden wird der Rückstreuquerschnitt $\underline{\sigma}(f)$ mit RCS bezeichnet,

²Es ist üblich für $W(f)$ ein Hammingfenster zu wählen. Dadurch verbessert sich die Nebenmaximaunterdrückung von -13,2 dB auf ca. -42,5 dB, jedoch muss auch eine Verschlechterung der Auflösung in Kauf genommen werden.

um Verwechslungen mit der Standardabweichung σ zu vermeiden. Dazu wird anhand eines für alle Geräte typischen Frequenzgangs ein Modell erstellt, das den gemessenen Frequenzgang aus abschnittsweise linearen Funktionen zusammensetzt. Diese ist in Bild 6.1 a) dargestellt. Ein Vergleich der komprimierten Signale nach Gleichung 6.1 ist in Bild 6.1 b) dargestellt. Die Übereinstimmung zwischen den beiden komprimierten Signalen ist sehr gut. Bild 6.2 zeigt den modellierten Verlauf von RCS . Um den Einfluss verschiedener Frequenzgänge zu simulieren, wird das Modell weiter verwendet und die Abweichung ΔRCS variiert. Um nur die Abweichung der Amplitude des Frequenzganges zu analysieren, werden die Frequenzgänge derart erzeugt, dass sie jeweils gleichen Mittelwert besitzen, jedoch unterschiedliche Amplitudenfehler ΔRCS . Exemplarisch wird die Punktzielantwort für ein Ziel ohne Fehler, mit einem Fehler $\Delta RCS = 1$ dB und von $\Delta RCS = 2$ dB in Bild 6.3 angegeben. Die Replika ist mit einem Hammingfenster gewichtet, um das Nebenmaximaniveau abzusenken. Es ist zu erkennen, dass der Fehler ΔRCS kaum einen Einfluss auf das komprimierte Signal hat. Das Ziel ist um ca. 75 cm durch die Gruppenlaufzeit ($\tau_p = 5$ ns) im Transponder verschoben.

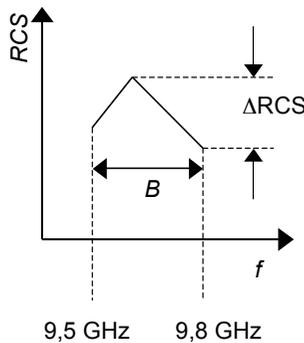


Bild 6.2: Modell zur Generierung verschiedener Amplitudenfehler im Frequenzgang der Transponder zur Untersuchung der Auswirkungen auf die Entfernungskompression. Der Fehler wird mit ΔRCS bezeichnet.

Ein geeignetes Maß zur Bestimmung des Einflusses von ΔRCS ist die Veränderung der Helligkeit ΔH . Unter der Helligkeit eines Zieles versteht

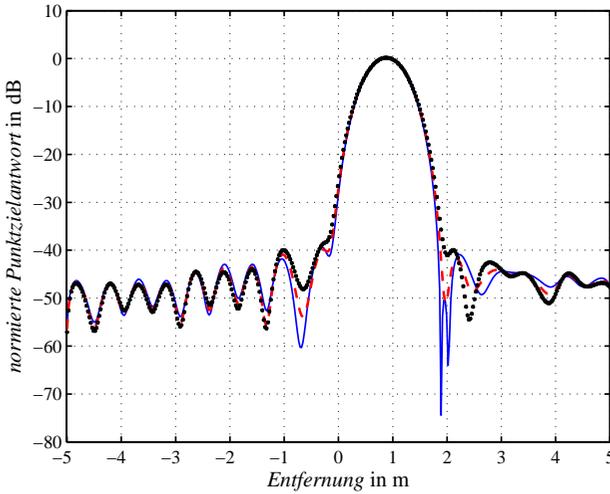


Bild 6.3: Entfernungskomprimiertes Punktziel mit Hammingfenster für drei unterschiedliche Werte ΔRCS (-) 0 dB, (- -) 1 dB, (...) 2 dB

man die Intensität, mit der das Ziel in einem SAR-Bild erscheint. In der Literatur existieren verschiedene Methoden zur Bestimmung der Helligkeit [75], [76], [77], [78]. Als Helligkeit wird im Folgenden die integrale Energie der quadratischen Zielimpulsantwort verstanden. Damit ist es möglich, den Rückstreuquerschnitt mit der empfangenen Energie in Zusammenhang zu bringen.

Die Helligkeit eines Ziels wird aus dem komprimierten Radarsignal mit Gleichung 6.2 bestimmt.

$$H = \int_{-A}^A |u(r)|^2 dr \quad (6.2)$$

Da die Helligkeit eines Punktziels einen Energiewert darstellt, muss die Impulsantwort quadriert werden und dann innerhalb eines Bereiches von 20 Auflösungszellen aufintegriert werden. Anschaulich ist das Vorgehen in Bild 6.4 dargestellt. Entlang des Bereichs $\pm A$ werden alle Beiträge aufintegriert.

Um ΔH in Abhängigkeit von ΔRCS darstellen zu können, wird ΔRCS zwischen 0 dB und 2 dB in 0,1 dB Schritten variiert und damit die Pulskom-

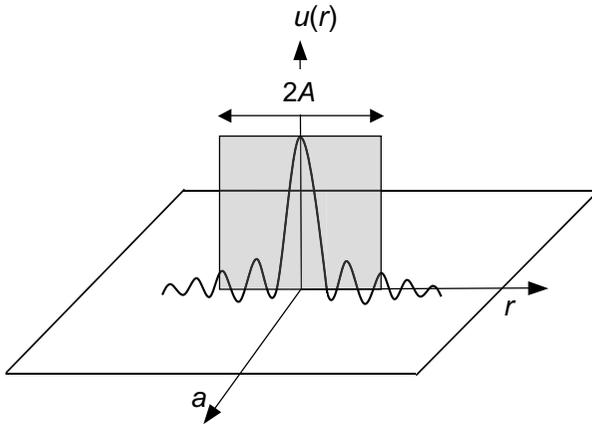


Bild 6.4: Integrationsfläche der Impulsantwort in Entfernungsrichtung zur Ermittlung der Auswirkung des Zielfrequenzganges auf die Helligkeit im SAR-Bild

pression nach Gleichung 6.1 durchgeführt. Die Helligkeit wird jeweils nach Gleichung 6.2 bestimmt. Das Ergebnis ist in Bild 6.5 zu sehen. Auf der Abszisse ist der Fehler ΔRCS aus Bild 6.2 aufgetragen und auf der Ordinate die Änderung der Helligkeit bezogen auf den Fall $\Delta RCS = 0$. Der Fehler in der Helligkeit im SAR Bild liegt für Abweichungen von $\Delta RCS \leq 1$ dB bei weniger als 0,15 dB. Damit ist es möglich, alle Transponder, die zur Kalibration des TerraSAR-X Satelliten entwickelt wurden, dahingehend zu beurteilen. Die maximale Abweichung ΔRCS der entwickelten Transponder liegt bei ca. 1 dB. Dies bewirkt einen maximalen Fehler von 0,15 dB³. Die Frequenzgänge sind so konstruiert, dass der Mittelwert des RCS bzgl. der Frequenz bei allen Frequenzgängen gleich ist und sich nur die Standardabweichung gemäß der Abweichung ΔRCS verändert. Dadurch ist gewährleistet, dass nur die Störung durch die Abweichung ΔRCS eingeht und kein zusätzlicher Fehlerbeitrag durch verschiedene Mittelwerte.

Da durch den Amplitudenfehler die Nebenmaxima nicht erhöht werden, wird das $ISLR$ nicht verändert. Im Fall der Gewichtung der Impulsantwort mit einem Hammingfenster liegt es bei -21 dB [4].

³Eine Abweichung von $\Delta RCS=1$ dB entspricht einer Standardabweichung von ca. 0,3 dB über der Frequenz und $\Delta RCS=2$ dB von ca. 0,6 dB.

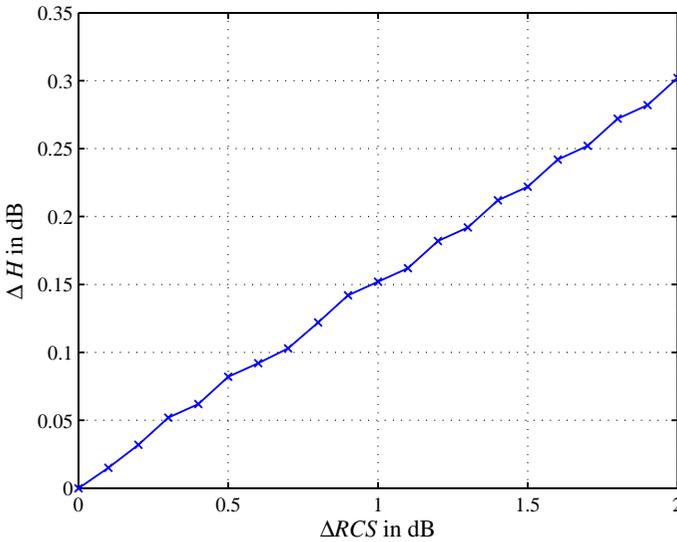


Bild 6.5: Veränderung der Helligkeit eines Punktziels nach Gleichung 6.2. Der Amplitudenfehler des erzeugten Frequenzgangs nach Bild 6.2 beträgt ΔRCS

6.2 Phasenfehler

Der Transponder kann im Allgemeinen durch seine komplexe Übertragungsfunktion $\underline{\sigma}(f)$ beschrieben werden. Neben der Amplitude muss die Auswirkung des Phasenverlaufs auf die komprimierte Punktzielantwort betrachtet werden. Wird der Transponder innerhalb seines linearen Arbeitsbereichs betrieben, d.h. der Zusammenhang zwischen Eingangsleistung und Ausgangsleistung ist linear, dann bewirkt die Gruppenlaufzeit des Ziels nur eine entsprechende Verschiebung in Entfernungsrichtung. Wird jedoch die Eingangsleistung zu groß, so wird der Zusammenhang zwischen Eingangsleistung und Ausgangsleistung nichtlinear. Für Amplituden bzw. Leistungen beschreibt der -1 dB Kompressionspunkt die Linearität eines Systems. Die Gruppenlaufzeit erlaubt es, aus dem Phasenverlauf auf die Linearität des Systems zu schließen. Die Definition der Gruppenlaufzeit ist in folgender Gleichung 6.3 beschrieben:

$$\tau_g = \frac{\partial \varphi(f)}{2\pi \cdot \partial f} \quad (6.3)$$

Dabei bezeichnet $\varphi(f) = \arg \{ \underline{\sigma}(f) \}$ den Phasenverlauf von $\underline{\sigma}(f)$. In Bild 6.6 a) ist exemplarisch der Verlauf einer nicht linearen Phase für den Fall eines nicht linearen Zusammenhangs zwischen Eingangss- und Ausgangssignal dargestellt. In Bild 6.6 b) ist die Gruppenlaufzeit nach Gleichung 6.3 dargestellt. Bei einem linearen System ergibt die Gruppenlaufzeit eine Konstante.

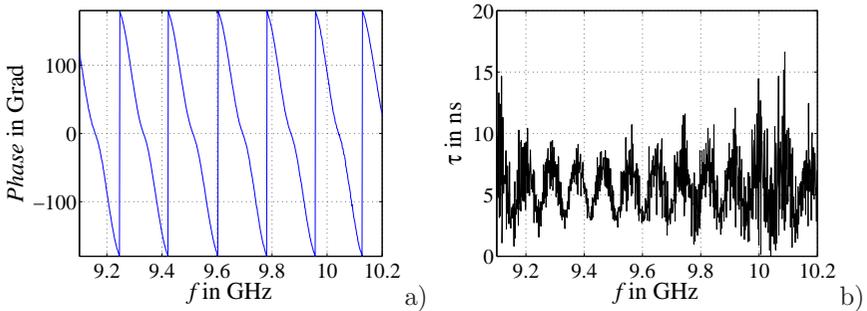


Bild 6.6: a) Exemplarischer Phasenverlauf für ein nicht lineares System; b) Gruppenlaufzeit

Die Pulskompression beruht maßgeblich auf der Ausnutzung des Phasenverlaufs, indem das Empfangssignal mit der zeitinvertierten, konjugiert komplexen Replika des Sendesignals gefaltet wird. Wird der quadratische Phasenverlauf des Empfangssignals durch einen nicht-linearen Phasenverlauf im aktiven Punktziel verändert, passt der Phasenverlauf des Kompressionsignals nicht mehr zum Phasenverlauf des Empfangssignals und es kommt zur Verzögerung zusätzlich zu einem deutlichen Anstieg der Nebenmaxima. Die Auswirkungen der Verzerrung der Phase sind im Bild 6.7 deutlich zu sehen. Der Anstieg der Nebenmaxima beträgt ca. 20 dB. Für die Replika wurde wiederum ein Hammigfenster gewählt.

In diesem Fall ergibt die Auswertung des Integrated Sidelobe Ratio (ISLR) einen ungefähren Anstieg von 5 dB.

Für die TerraSAR-X Mission sind alle Transponder so ausgelegt, dass die maximale Eingangsleistung im linearen Bereich der Übertragungsfunktion liegt. Damit wird die Steigung der Phase nicht verändert, sondern es kommt nur zu einer Verzögerung des Signals aus der Entfernung und der internen

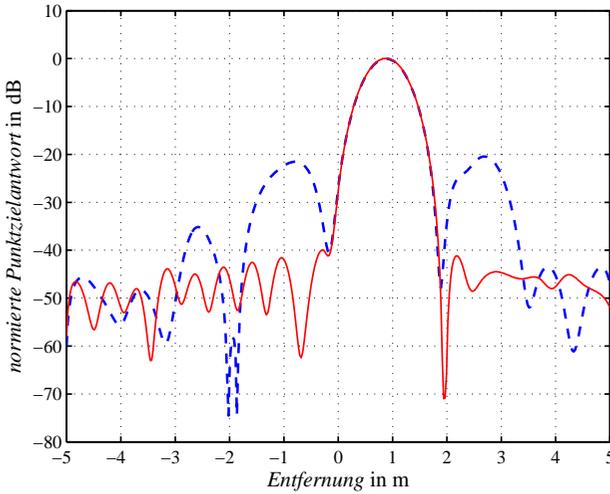


Bild 6.7: Auswirkung eines nicht linearen Phasenverlaufs in der Übertragungsfunktion eines aktiven Punktziels. Der zugehörige Phasenverlauf ist in Bild 6.6a) dargestellt. (- -) nicht linearer Phasenverlauf, (-) linearer Phasenverlauf

Laufzeit im System. Sind der Amplitudenverlauf und der Phasenverlauf z.B. aus Labormessungen bekannt, so kann dieser Fehler kompensiert werden, indem man die Referenzfunktion an die Radarsignatur des Ziels anpasst und damit die Ziele sehr exakt fokussieren kann.

6.3 Fazit

Amplitudenfehler

In diesem Kapitel wurde untersucht, welchen Einfluss die Übertragungsfunktion von aktiven Punktzielen auf die integrale Intensität (Helligkeit) dieser Ziele im späteren SAR-Bild hat. Durch Modellbildung wurde eine einfache Möglichkeit geschaffen, die Auswirkung von verschiedenen Amplitudenfehlern in der Übertragungsfunktion auf die Impulsantwort eines aktiven Punktziels und dessen integrale Intensität (Helligkeit) im SAR-Bild auszuwerten.

Dabei konnte gezeigt werden, dass für Amplitudenfehler bis zu 1 dB die Auswirkung vernachlässigt werden kann. Es wurde für verschiedene Amplitudenfehler die Änderung der Helligkeit bestimmt. Bei denen in dieser Arbeit entwickelten aktiven Transpondern liegen alle maximalen Amplitudenfehler unter 1 dB.

Phasenfehler

Als zweite wichtige Größe von aktiven Punktzielen wurde der Phasenverlauf der Übertragungsfunktion untersucht. Bei zu großen Eingangssignalen wird der Phasenverlauf durch Kompression der aktiven Verstärker nicht-linear und nach der Impulskompression kommt es zu deutlich erhöhten Nebenmaxima. Ein geeigneter Parameter zur Beschreibung der Leistung der Nebenmaxima ist das Integrated Sidelobe Ratio *ISLR*.

Kapitel 7

Systemverifikation anhand aussagekräftiger Messungen

Im Rahmen dieses Kapitels wird anhand von ausgewählten Messungen die Leistungsfähigkeit der Gesamtsysteme beurteilt. Dazu werden zunächst Messungen von Subsystemen gezeigt. Darauf aufbauend wird ein Verfahren zur Bestimmung des RCS-Wertes und der Welligkeit anhand von gemessenen Einzelgrößen vorgestellt und bewertet. Das Konzept zur Temperaturstabilisierung des Transponderpfades wird für alle Transponder verifiziert. Darauf aufbauend wird der Messaufbau für eine absolute Radarstreuquerschnittsmessung (RCS-Messung) unter realen Bedingungen im Freien vorgestellt und dieser per Simulation auf seine Eignung bzgl. Interferenzeinflüssen hin untersucht. Anschließend werden RCS-Messungen anhand eines Transponders durchgeführt und die Langzeitstabilität in einer Dauermessung untersucht. Abschließend wird eine Fehleranalyse hinsichtlich Positionierungsfehlern durchgeführt und daraus Schlüsse für den Einsatz des Transponders zur Kalibration von Satelliten gezogen. Abgeschlossen wird das Kapitel durch eine Zusammenfassung der wichtigsten Messergebnisse.

7.1 Richtcharakteristik der Gesamtsysteme

Für die Auswahl der Antennen, die die Richtcharakteristik der Transponder und Bodenempfänger bestimmen, sind neben den elektrischen Daten wie Gewinn, Halbwertsbreite und Eingangsreflexionsfaktoren auch die mechanische Formgebung, Reproduzierbarkeit und Stabilität maßgebend. Hornantennen erfüllen diese Voraussetzungen sehr gut. Zur mechanischen Positionierung der Antennen auf der Halterung können dort an elektrisch unkritischen Stellen Halterungen angebracht werden, mit denen diese Antennen in der richtigen Position auf der Antennenhalterung befestigt werden können. Ein Bild der montierten Antennen auf dem Gesamtsystem ist in Bild 5.32 und 5.33

zu sehen. Mit Gleichung 5.3 wird der Antennengewinn unter der Berücksichtigung ermittelt, dass die Wahl der elektronischen Verstärkung unter Randbedingungen wie Verfügbarkeit der MMICs und Ausgangsleistung nicht beliebig gewählt werden kann. Der Eingangsreflexionskoeffizient der Antennen ist neben den Reflexionsfaktoren der aktiven Komponenten maßgeblich für die Welligkeit des transmittierten Signals verantwortlich. Der Eingangsreflexionsfaktor aller 42 hergestellten Antennen ist innerhalb der spezifizierten Bandbreite besser als -20 dB und fließt in die Bestimmung des Rückstreuquerschnitts neben dem für jede Antenne vorliegenden Gewinnwert mit ein. Zum Schutz vor Korrosion ist die Oberfläche der Antennen mit Schutzlack überzogen.

Die Richtcharakteristik des Gesamtsystems berechnet sich für die Transponder mit folgender Gleichung:

$$\sigma(\theta, \psi) = \sigma \cdot C_{E,T}^2(\theta, \psi) \cdot C_{S,T}^2(\theta, \psi) \quad (7.1)$$

Dabei beschreibt $C_{E,T}$ das Richtdiagramm der Empfangsantenne, $C_{S,T}$ das Richtdiagramm der Sendeantenne und σ den RCS-Wert. Für satellitengestützte SAR-Systeme kann der bistatische Fehler durch die Basislinie zwischen den beiden Antennen vernachlässigt werden. Für kleine Entfernungen zwischen Sender und Kalibrator muss der bistatische Fehler aufgrund der Winkelabhängigkeit des Antennendiagramms berücksichtigt werden. Die Einzelcharakteristiken der gefertigten Antennen sind exemplarisch in folgenden Abbildungen jeweils für die E- und die H-Ebene gezeigt. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene beträgt ca. 12 Grad, die Halbwertsbreite in der H-Ebene beträgt ca. 14 Grad.

Die Antennendiagramme in Kopolarisation und Kreuzpolarisation an den Bandgrenzen und in der Bandmitte sind jeweils für E-Ebene und H-Ebene in der Bandmitte bei 9,65 GHz und an den Bandgrenzen bei 9,5 GHz und 9,8 GHz in Bild 7.1 gezeigt. Die Hauptstrahlrichtung liegt bei +90 Grad. Die Diagramme sind jeweils bis zu einem Winkel senkrecht zur Hauptstrahlrichtung innerhalb eines Bereiches von ± 90 Grad gezeigt. Für die Verkopplung der Antennen zueinander ist jeweils die Richtung 0 bzw. 180 Grad maßgeblich. Durch die Richtdiagramme zueinander erhält man selbst in Kopolarisation bereits eine Entkopplung von ca. 60 dB in ± 90 Grad Richtung. Da die Antennen kreuzpolarisiert zueinander auf dem Träger montiert sind, muss zur Ermittlung der Entkopplung die Kopolarisation der ersten Antenne mit der Kreuzpolarisation der zweiten Antenne in 0 bzw. 180 Grad Richtung verglichen werden. Man erhält dann theoretische Werte von ca. 90 dB Entkopplung. Da die Diagramme ohne Halterung gemessen wurden, muss das

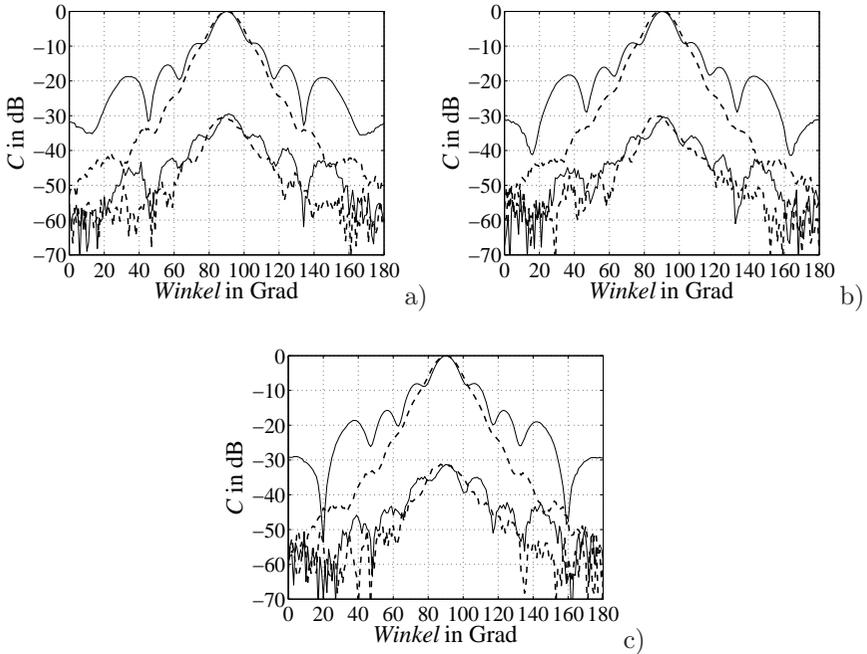


Bild 7.1: Exemplarische Messung des Antennendiagramms für Ko- und Kreuzpolarisation der gefertigten Hornantennen in E-Ebene (–) und in H-Ebene (- -) bei a) 9,5 GHz, b) 9,65 GHz und c) 9,8 GHz

System aus Antennen und Halterung auf Entkopplung untersucht werden, da die metallische Halterung die Entkopplung beeinflussen kann. Zusätzliche Entkopplung erreicht man durch geeignete Wahl des Abstandes zwischen den Antennen. Die Messung der Gesamtentkopplung ist in Kapitel 5.10 beschrieben. Die Diagramme in Hauptstrahlrichtung bleiben von der Halterung jedoch unberührt.

7.2 Transponder

In diesem Abschnitt werden neben den wichtigsten Einzelkomponenten die Systemmessungen zur Verifikation der Temperaturstabilität und der Wellenlänge des RCS-Wertes innerhalb der spezifizierten Bandbreite vorgestellt

und bewertet. Die Linearität der Transponder und das thermische Rauschen werden verifiziert.

7.2.1 Passive Elemente

Zur Begrenzung der Bandbreite und Unterdrückung ungewollter Störfrequenzen ist im Schaltungsentwurf ein Filter implementiert. Um die Hälfte der Eingangsleistung zur Signaldetektion bereitzustellen, wird ein -3 dB Hybrid verwendet. Das Vorgehen zum Entwurf der Strukturen ist in [69] beschrieben.

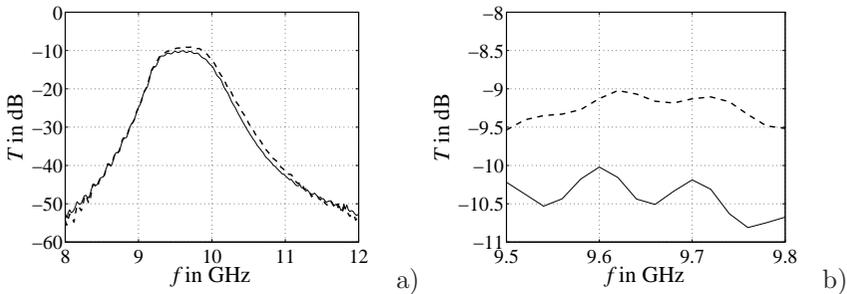


Bild 7.2: Messung der passiven Struktur aus Filter und -3 dB-Hybrid im Transponderpfad, Durchgangspfad (---), Koppelpfad (—); a) kompletter Messfrequenzbereich zwischen 8 GHz und 12 GHz, b) Ausschnitt des spezifizierten Frequenzbereichs zwischen 9,5 GHz und 9,8 GHz

Die gesondert aufgebauten Komponenten wurden vermessen, um ihren Einfluss auf die Welligkeit des Transponderzweigs zu verifizieren. Die Gesamtdämpfung aus Filter und Koppler zusammen mit den Zuleitungen beträgt ca. 10 dB. Der Eingangsreflexionsfaktor liegt an allen Ports bei ca. -11 dB. Da im späteren System diese passive Struktur zusammen mit den aktiven Hochfrequenzkomponenten auf einem Substrat integriert ist und der Eigenreflexionsfaktor maßgeblich durch die Stecker bestimmt wird, wird im Weiteren nur auf die Welligkeit des Transmissionsparameters und die Welligkeit im Koppelzweig eingegangen. Im Transmissionszweig liegt die Welligkeit bei ca. $\pm 0,25$ dB, im Koppelzweig bei ca. $\pm 0,3$ dB. Durch diese geringen Werte ist sichergestellt, dass die Welligkeit für den kompletten Transponderpfad innerhalb der Spezifikation liegt.

Der am Ausgang verwendete Leistungsverstärker wird über den Hochfrequenz Ausgangs pin mit der benötigten Gleichspannung versorgt. Daher muss sichergestellt sein, dass keine Hochfrequenzleistung über die Gleichspannungszuführung zum Eingang des Leistungsverstärkers gelangen kann und ungewollte Rückkopplungseffekte hervorruft. In Bild 7.3 ist das Messergebnis für die passive Struktur am Ausgang dargestellt.

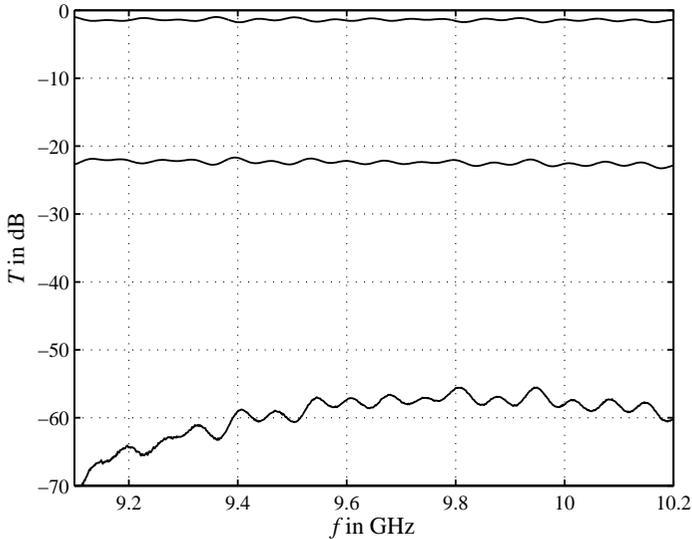


Bild 7.3: Messung des Transmissionsfaktors T der passiven Struktur am Ausgang; obere Kurve: Transmissionsfaktor der Durchgangsleitung, mittlere Kurve: Transmissionsfaktor im Koppelpfad, untere Kurve: Entkopplung zwischen Hochfrequenztor und Gleichspannungszuführung

Da die komplette Verstärkung maximal bei ca. 58 dB liegt, muss die Unterdrückung des HF-Signals in der Gleichspannungszuführung mindestens gleich groß sein. Zusätzlich zu gedruckten Strukturen werden noch speziell geeignete Maßnahmen durch diskrete Bauteile getroffen, um dies sicherzustellen. Durch die gedruckten Strukturen alleine kann eine Entkopplung von fast 60 dB über dem kompletten Messfrequenzbereich von 9,1 GHz bis 10,2 GHz erreicht werden. Es befindet sich am Ausgang ein Rückwärtskoppler, um das Referenzsignal für die Verifikation der Verstärkung zu ge-

winnen. Der Koppelfaktor beträgt ca. -22 dB. Der Transmissionsfaktor für die Durchgangsleitung liegt bei ca. -1 dB. Diese Dämpfung wird maßgeblich von den Steckerübergängen verursacht und kann bei der Integration in das Gesamtlayout minimiert werden. Bei der Gleichspannungszuführung muss berücksichtigt werden, dass neben der Entkopplung ein Dauerstrom von 300 mA zur Versorgung des Leistungsverstärkers fließen kann, ohne die Leitung durch Erhitzung vom Substrat abzulösen.

7.2.2 Phasenrauschen des Oszillators

Das Einseitenbandphasenrauschen des verwendeten Oszillators wurde mit Hilfe der *direkten Methode* vermessen [79]. Die Bandbreite des Auflösungsfilters beträgt 1 kHz. Das Messergebnis nach der Umrechnung ist in Bild 7.4 dargestellt.

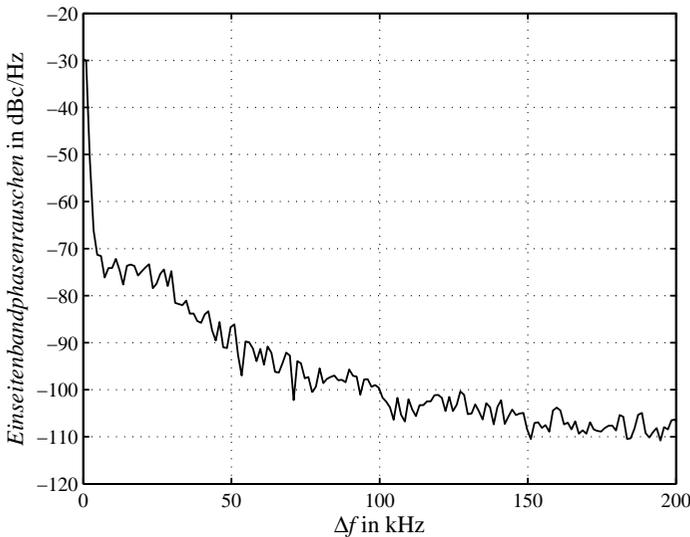


Bild 7.4: Messergebnis Einseitenbandphasenrauschen des in Bild 5.8 vorgeestellten Oszillators

Der Einseitenband-Rauschpegel berechnet sich wie folgt [79]:

$$\mathfrak{L}(\Delta f = 100 \text{ kHz}) = -60 \text{ dBm} + 2,5 \text{ dB} - 30,8 \text{ dB} - 12 \text{ dBm} \approx -100 \text{ dBc/Hz} \quad (7.2)$$

Die Umrechnung von absoluten Pegeln wird folgendermaßen vorgenommen:

- gemessener Pegel bei $f_0 + \Delta f$: -60 dBm
- Systematischer Korrekturwert: 2,5 dB
- Normierung auf Ausgangsleistung: -11 dB
- Bandbreitenormierung: -30,8 dB

Eine Untersuchung auf Nebenlinien zeigte, dass die Grundwelle des CROs mit ca. 40 dB unterdrückt ist, die erste und die zweite Oberwelle bei 5,15 GHz und 7,73 GHz mit 30 dB, bezogen auf den Ausgangspegel bei 10,3 GHz.

7.2.3 Zeitbereichsmessung des Transponderpfades

Um den Transponderpfad im Zeitbereich zu charakterisieren, werden Messungen mit gepulsten, linear frequenzmodulierten Signalen durchgeführt. Dazu wird ein Wellenformgenerator (**A**rbitrary **W**aveform **G**enerator) mit zwei Kanälen zur Erzeugung eines komplexen Basisbandsignals benutzt. Das Basisbandsignal besitzt eine Bandbreite von 300 MHz. Die Pulsdauer wurde zu 20 μs gewählt. Beide Kanäle werden abgeglichen, so dass die Einhüllende des Eingangssignals keine Welligkeit aufweist.

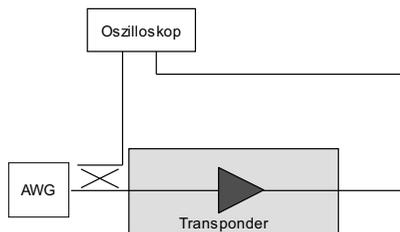


Bild 7.5: Messaufbau zur Bestimmung der Welligkeit des Transponderpfades mit gepulsten, linear frequenzmodulierten Signalen

Nach Aufwärtsmischung wird das Basisbandsignal in den Frequenzbereich von 9,5 GHz bis 9,8 GHz umgesetzt. Ein Teil dieses Signals wird als Referenzsignal ausgekoppelt und direkt auf ein Oszilloskop gegeben. Das verbleibende Signal wird dem Eingang des Verstärkerpfades zugeführt. Das Ausgangssignal wird auf einen weiteren Kanal des Oszilloskops gegeben. Dieser Messaufbau ist in Bild 7.5 dargestellt.

Diese Methode erlaubt es, das komplexe Signal in Amplitude und Phase aufzuzeichnen und die Signalverfälschung durch den Transponderpfad direkt anzugeben. Die Eingangsimpedanz des Oszilloskops beträgt im Gegensatz zu Leistungsmessgeräten 50Ω . Dabei entstehen keine zusätzlichen Interferenzfehler durch Fehlanpassung. Das Oszilloskop kann direkt die Signale im Bandpassbereich zwischen 9,5 GHz und 9,8 GHz messen, so dass keine weitere Hardware notwendig ist, das Signal zu detektieren.

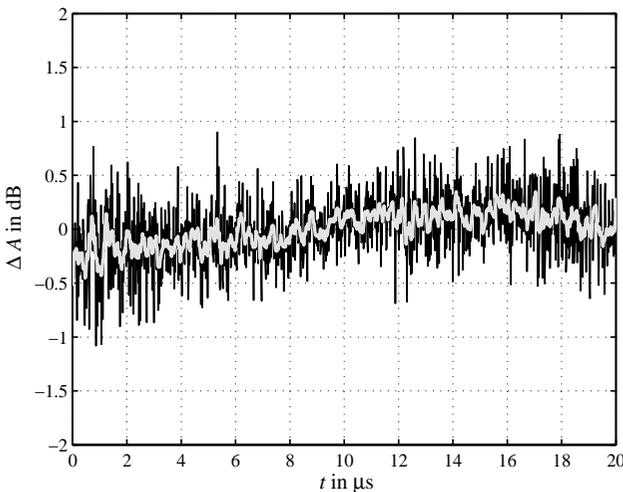


Bild 7.6: Exemplarische Messung des Amplitudenfehlers anhand von IHE Transponder 12; Amplitudenänderung zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal bei einem linear frequenzmodulierten Puls mit der Pulsdauer $\tau = 20\mu\text{s}$ im Frequenzbereich von 9,5 GHz bis 9,8 GHz. Rohdaten und Daten nach Anwendung eines gleitenden Mittelwertfilters

Der Amplitudenfehler berechnet sich nach folgender Gleichung:

$$\Delta A = \frac{S_{21,T}}{\bar{S}_{21,T}} \cdot \frac{\bar{S}_{21,Ref}}{S_{21,Ref}} \quad (7.3)$$

Dabei bezeichnet $S_{21,T}$ die Messung des Transmissionsfaktors des Verstärkerpfades und $\bar{S}_{21,T}$ dessen Mittelwert, $S_{21,Ref}$ die Messung des Referenzsignals und $\bar{S}_{21,Ref}$ dessen Mittelwert. Das Messergebnis ist in Bild 7.6 dargestellt. Die absolute Amplitudenänderung ist kleiner als 1 dB über dem kompletten spezifizierten Frequenzbereich. Zur Unterdrückung von Rauschbeiträgen wurde ein gleitender Mittelwertfilter eingesetzt. Einschwingvorgänge wurden für den Verstärkerpfad nicht festgestellt.

7.2.4 Phasenumschaltung und Dynamikbereich

Zur Kodierung des Radarsignals sind in den Verstärkerpfad zwei Umschalter integriert, die es erlauben das vom Satelliten empfangene Signal zu kodieren und es dadurch eindeutig zu kennzeichnen. Eine detaillierte Analyse dazu ist in [28] enthalten.

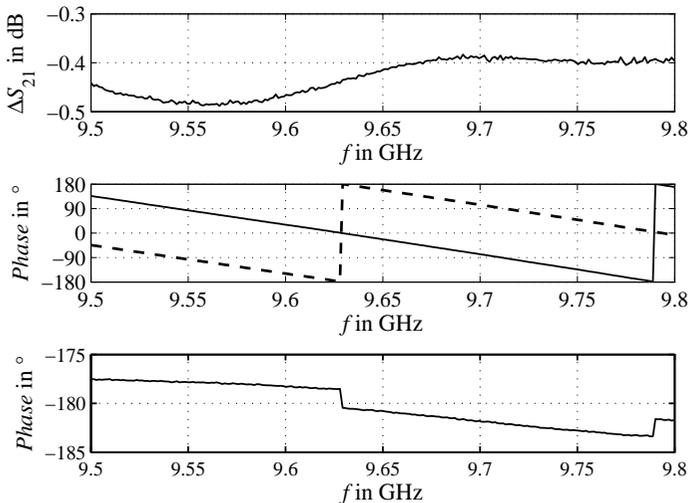


Bild 7.7: Phasenumschaltung im Transponderpfad zur Kodierung des Kalibrierungssignals, exemplarisch anhand von IHE Gerätenummer 12

Die Kodierung wird durch Verzögerung der Phase um 180° realisiert, indem man zwischen zwei Leitungen mit dieser Differenzlänge umschaltet. Das Messergebnis dazu ist in Bild 7.7 dargestellt. Beide Pfade weisen geringe Amplitudenunterschiede auf. Dies wird hauptsächlich durch die aktiven Komponenten, die zusätzliche Leitungslänge und die Aufbautechnik verursacht. Dieser Amplitudenunterschied ist jedoch von Vorteil, da dann im Labor das Funktionieren der Kodierung, bzw. das Umschalten an den Pegeländerungen leicht sichtbar wird. Für die Prozessierung spielt dieser Amplitudenfehler keine Rolle. Die Phasendifferenz bei Mittenfrequenz zwischen beiden Kanälen entspricht 180° . Zur Einstellung des RCS-Wertes ist ein digital steuerbares Dämpfungsglied eingebaut, das es erlaubt, den Wert der Verstärkung in 1 dB Stufen zu ändern. In Bild 7.8 ist der komplett einstellbare Dynamikbereich dargestellt mit einer Schrittweite von 2 dB. Die Welligkeit des Signals über der Bandbreite ändert sich nicht mit der eingestellten Dämpfung.

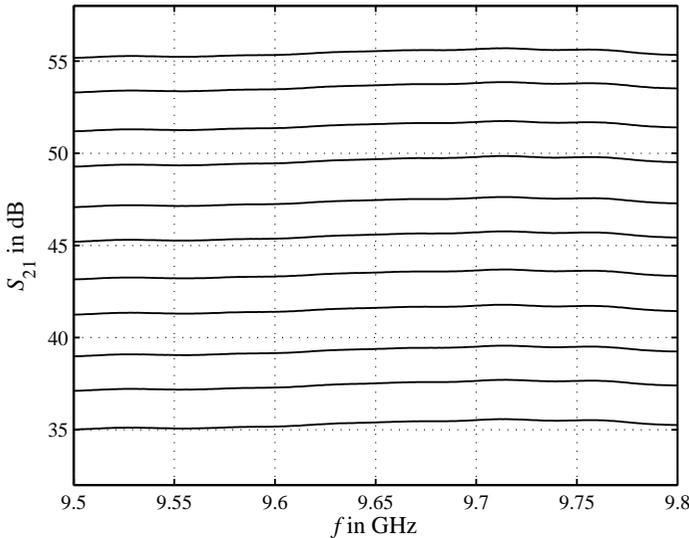


Bild 7.8: Variabler Bereich zur Einstellung des RCS-Wertes anhand der Verstärkung im Transponderpfad, exemplarisch anhand von IHE Gerätenummer 12

7.2.5 Netzwerkmodell

Die Welligkeit der Übertragungstrecke wird maßgeblich vom frequenzabhängigen Verstärkungsfaktor des Mikrowellenverstärkers und dem frequenzabhängigen Gewinn der Antennen beeinflusst. Zusätzlich kann es zu Interferenzbildung durch Mehrfachreflexionen zwischen Verstärkerein- bzw. -ausgang und den Antenneneingängen kommen.

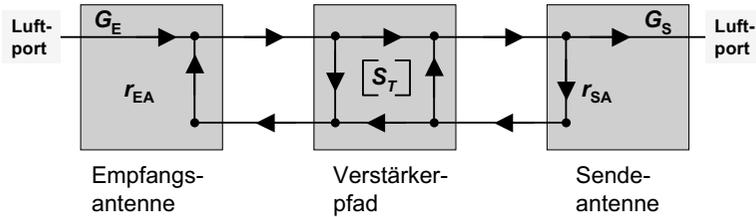


Bild 7.9: Kettenschaltung zur Charakterisierung des kompletten Übertragungspfades des Transponders in Amplitude und Phase

Um eine Aussage über die Übertragungsfunktion des Transponders zu machen, müssen alle Einträge in den Streumatrizen berücksichtigt werden. Es kann aus den Einträgen der Streumatrix der Einzelkomponenten eine Gesamtstreumatrix des Komplettsystems gebildet werden. In Bild 7.9 ist das Netzwerkmodell für die Ermittlung des Gesamtsystems dargestellt. Dabei bezeichnen $G_{E,T}$ und $G_{S,T}$ den Gewinn der Empfangs- bzw. der Sendeantenne, r_{EA} und r_{SA} den Eingangsreflexionsfaktor der Antennen und die Matrix $[S_T]$ die Streumatrix des Mikrowellenverstärkers. Werden alle möglichen Pfade nach der *Mason'schen Regel* für Kettenmatrizen ermittelt [79], so erhält man die unten angegebene Gleichung 7.4 für den RCS Wert.

$$\sigma = \frac{1}{4} \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{S_{21,T}^2 \cdot G_{E,T} \cdot G_{S,T}}{(1 - (S_{11,T} \cdot r_{EA} + S_{22,T} \cdot r_{SA} + S_{21,T} \cdot S_{12,T} \cdot r_{EA} \cdot r_{SA}) + \dots + S_{11,T} \cdot S_{22,T} \cdot r_{EA} \cdot r_{SA})^2} \quad (7.4)$$

Unter Vernachlässigung der Reflexionsfaktoren der Antennen und des Verstärkers erhält man eine Vereinfachung. Diese Vereinfachung gilt bei der

Annahme idealer Komponenten und stimmt mit Gleichung 5.3 überein, die zur Abschätzung der nötigen Verstärkung benutzt wird.

$$\sigma = \frac{1}{4} \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot S_{21,T}^2 \cdot G_{E,T} \cdot G_{S,T} \quad (7.5)$$

Da für die Kalibration sehr genaue Kenntnis über den Verlauf und die Welligkeit des RCS-Wertes benötigt wird, wird im Folgenden anhand eines exemplarischen Gerätes der RCS-Wert mit Hilfe von Gleichung 7.4 und 7.5 aus den gemessenen Streuparametern der Antenne und des Mikrowellenverstärkers ausgewertet. Die berechneten Werte für den Rückstreuquerschnitt sowohl nach Gleichung 7.4 und Gleichung 7.5 sind in Bild 7.10 für verschiedene Temperaturen $T=-20^\circ\text{C}$, $T=5^\circ\text{C}$, $T=25^\circ\text{C}$ und $T=50^\circ\text{C}$ gegenübergestellt.

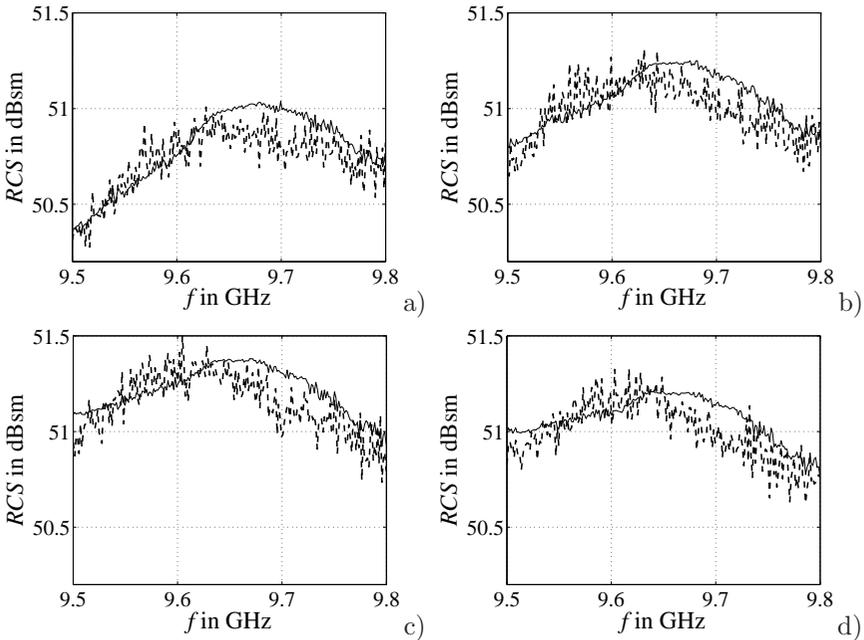


Bild 7.10: Vergleich des RCS-Werte nach Gleichung 7.4 (- -) und Gleichung 7.5 (-) bei verschiedenen Betriebstemperaturen von Transponder IHE-Nummer 1 a) $T=-20^\circ\text{C}$ b) $T=5^\circ\text{C}$ c) $T=25^\circ\text{C}$ d) $T=50^\circ\text{C}$

Da die Eingangsreflexionsfaktoren für alle Antennen besser als -20 dB sind und alle Reflexionsfaktoren der Verstärkerpfade an Ein- und Ausgang unter -15 dB über der kompletten Bandbreite liegen (siehe Bilder 7.11 und 7.12), muss deren Einfluss nicht berücksichtigt werden. Damit ist die Vereinfachung in Gleichung 7.5 für Komponenten mit sehr guter Anpassung zulässig.

7.2.6 Vergleich der 19 Transponder

In diesem Unterkapitel werden die 19 Transponder bzgl. Linearität, Reflexionsverhalten an den Ein- und Ausgängen, der Welligkeit des RCS-Wertes und der Temperaturstabilität verglichen.

Rauschzahl

Um die Rauschzahl des in Kapitel 5.1 vorgestellten Schaltungskonzeptes zu verifizieren, wurde bei sieben Komplettsystemen die Rauschzahl des Transponder-, Eingang-, und Referenzpfades vermessen. Die Ergebnisse sind in Tabelle 7.1 dargestellt. Zur Messung des Transponderpfades wurde das digital steuerbare Dämpfungsglied auf maximalen Wert gesetzt. Es wurde die Rauschzahl des Transponderpfades (Stufe 1-10 in Bild 5.6) gemessen. Das Ergebnis für die Rauschzahl stimmt mit der Simulation überein und entspricht dem Wert der Rauschzahl des LNAs. Der Eingangspfad (Stufe 1-7 in Bild 5.9) und der Referenzpfad (Stufe 1-15 in Bild 5.10) zeigen bei maximaler Verstärkung das erwartete Ergebnis einer Rauschzahl von ca. 2,7 dB. Damit ist das Schaltungskonzept hinsichtlich der Rauschzahlanalyse bestätigt.

Nummer	$NF_{\mathbf{T}}@S_{21,\max}$	$NF_{\mathbf{E}}$	$NF_{\mathbf{Ref}}@S_{21,\max}$
1	2,45 dB	2,74 dB	2,52 dB
2	2,49 dB	2,74 dB	2,65 dB
3	2,45 dB	2,71 dB	2,53 dB
4	2,58 dB	2,77 dB	2,55 dB
5	2,56 dB	2,81 dB	2,66 dB
6	2,53 dB	2,77 dB	2,61 dB
7	2,55 dB	2,85 dB	2,69 dB

Tabelle 7.1: Exemplarische Rauschzahlmessung an sieben ausgewählten Transpondersystemen für $f=9,65$ GHz des Transponderpfades ($NF_{\mathbf{T}}$), Eingangspfades ($NF_{\mathbf{E}}$) und des Referenzpfades ($NF_{\mathbf{Ref}}$)

Linearität

In Kapitel 6 wurde gezeigt, dass es bei nicht linearem Verhalten der aktiven Punktzielen zu einem deutlichen Anstieg der Nebenmaxima nach der Puls-kompression in Entfernungsrichtung kommt.

Nummer	$P_{-0,5 \text{ dB}}$	S_{21}
1	-35 dBm	55 dB
2	> -35 dBm	54 dB
3	-36 dBm	55.1 dB
4	> -35 dBm	55 dB
5	-35 dBm	54,6 dB
6	-35,5 dBm	54.8 dB
7	-35 dBm	54,9 dB
8	-35 dBm	54.3 dB
9	-35 dBm	54,8 dB
10	> -35 dBm	55,7 dB
11	> -35 dBm	54,9 dB
12	> -35 dBm	54,5 dB
13	> -35 dBm	55,1 dB
14	-36 dBm	54,9 dB
15	-35 dBm	55,3 dB
16	> -35 dBm	54,2 dB
17	> -35 dBm	54,4 dB
18	> -35 dBm	54,5 dB
19	> -35 dBm	54 dB

Tabelle 7.2: $P_{-0,5 \text{ dB}}$ Kompressionspunkt des Transponderpfades bei $f=9,65 \text{ GHz}$

Dazu wird das Kompressionsverhalten in diesem Abschnitt für alle Geräte zusammengefasst. Da die Kompression der Verstärkung bei Serienschaltung mehrerer Verstärker sehr langsam verläuft, wird die Linearität des Systems anhand des $-0,5 \text{ dB}$ Kompressionspunktes bewertet. Dieser lässt einen besseren Schluss auf den linearen Bereich der Verstärkerkette zu. In obiger Tabelle sind die Werte des $-0,5 \text{ dB}$ Kompressionspunktes und die zugehörige Verstärkung aufgetragen, da ansonsten die Aussage über den Kompressionspunkt bei Verstärkern mit variablem Verstärkungsfaktor nicht eindeutig ist. Da die maximale Eingangsleistung bei -39 dBm liegt, wird der Transpon-

derpfad bei allen Geräten ausschließlich im linearen Bereich betrieben und verursacht damit keine Signalverzerrungen.

Reflexionsfaktoren an Ein- und Ausgang des Transponders

Für die Anpassung am Ein- und Ausgang sind die Werte für $T = 25^\circ \text{ C}$ ermittelt und den Bildern 7.11 und 7.12 dargestellt.

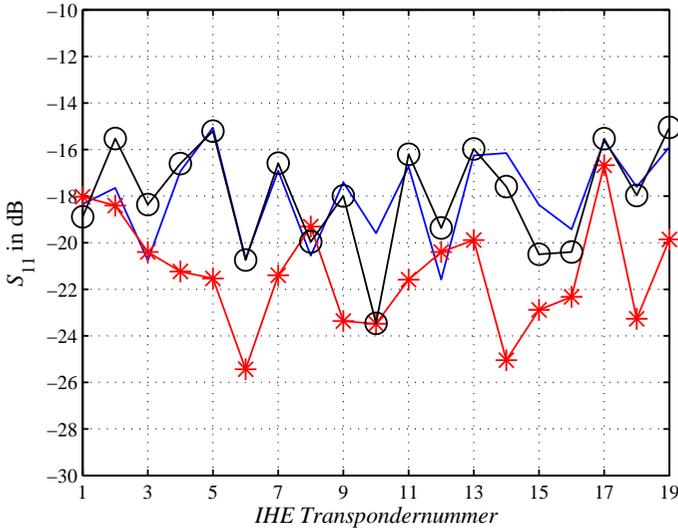


Bild 7.11: Eingangreflexionsfaktor S_{11} bei $f=9,5 \text{ GHz}$ (-), $f=9,65 \text{ GHz}$ (-*) und $f=9,8 \text{ GHz}$ (-o-) bei $T = 25^\circ \text{ C}$

Der Einbau der Platinen in das Gehäuse und die Verbindung der Stecker mit den gedruckten Leitungsstrukturen auf der Platine ist maßgeblich verantwortlich für die Güte der Ein- und Ausgangsreflexionsfaktoren. Um eine gute Lötverbindung zwischen den Steckerinnenleitern und den gedruckten Strukturen zu haben, wurden die Lötstellen entgoldet, so dass sich ein guter Kontakt ausbilden kann. Eine gute Verbindung zwischen Stecker, Lot und gedruckter Struktur ist besonders wichtig, da bei Einwirkungen von thermischen Spannungen die Lötstelle eventuell bei schlechter Verarbeitung beschädigt werden kann. Zum Vergleich der einzelnen Transponder ist jeweils der Reflexionsfaktor an der oberen und unteren Bandgrenze sowie bei

Mittenfrequenz dargestellt. Die dargestellten Werte sind gemessen, nachdem der Transponder im Klimaschrank von -20°C auf $+25^{\circ}\text{C}$ gebracht wurde. Die Zuleitungskabel von und zu der Antenne sind mit in der Messung beinhaltet.

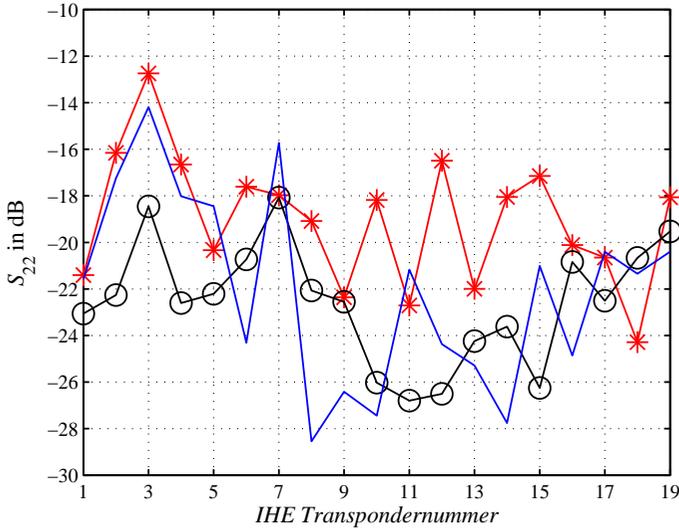


Bild 7.12: Ausgangsreflexionsfaktor S_{22} bei $f=9,5\text{ GHz}$ (-), $f=9,65\text{ GHz}$ (-*) und $f=9,8\text{ GHz}$ (-o-) bei $T = 25^{\circ}\text{C}$

Der Unterschied in den Anpassungen bei verschiedenen Temperaturen ist gering und bestätigt, dass die richtige Verbindungstechnik für den Stecker mit der Platine gewählt wurde. Die Werte für das Stehwellenverhältnis VSWR liegen für alle Transponder bei weniger als 1,4:1 für $f=9,5\text{ GHz}$. Durch die Kabellänge und die Länge der Zuleitung vom Steckerübergang zum Eingangspin des MMICs kommt es in der Nähe der Mittenfrequenz zu einem leichten Resonanzeffekt. Deshalb liegen die Werte der Anpassung bei $f=9,65\text{ GHz}$ unter denen an den Bandgrenzen. Am Ausgang wurde der Steckereinfluss zusätzlich mit Hilfe eines Widerstandes parallel zur Signalleitung kompensiert und somit innerhalb der Bandgrenzen reproduzierbar für jeden Transponder ein Reflexionsfaktor von weniger als -15 dB realisiert (mit Ausnahme von Gerät 3).

Welligkeit des RCS-Wertes

In diesem Abschnitt wird, um Verwechslungen zu vermeiden, der Betrag des Rückstreuquerschnitts mit RCS und die Standardabweichung des RCS-Wertes mit σ bezeichnet. Die Standardabweichung wird auch als Welligkeit bezeichnet. Um die einzelnen Transponder bzgl. des Rückstreuquerschnitts und dessen Schwankung untereinander zu vergleichen, ist der mittlere Rückstreuquerschnitt und die Standardabweichung bei $T_0=25^\circ\text{C}$ über einer Bandbreite B von 300 MHz dargestellt. Der Rückstreuquerschnitt wird mit Hilfe von Gleichung 7.4 bestimmt. Der mittlere RCS-Wert $\overline{RCS}(T_0)$ und die Welligkeit σ des RCS-Wertes berechnen sich nach folgenden Gleichungen aus den logarithmischen Werten:

$$\overline{RCS}(T_0) = \frac{1}{N} \sum_B RCS(T_0, f_i) \quad (7.6)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_B (RCS(T_0, f_i) - \overline{RCS}(T_0))^2}$$

f_i bezeichnet die Werte an den diskreten Messpunkten innerhalb der Bandbreite. Die Resultate finden sich in Bild 7.13.

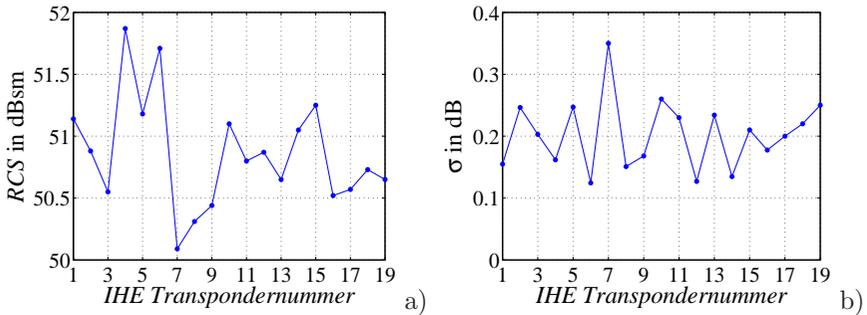


Bild 7.13: Vergleich der 19 Transponder bei $T_0=+25^\circ\text{C}$ a) mittleres RCS von 9,5 GHz bis 9,8 GHz b) Standardabweichung bzw. Welligkeit des Frequenzgangs von 9,5 GHz bis 9,8 GHz

Bei Verwendung der Vereinfachung aus Gleichung 7.5 ergibt sich ein Unterschied von bis zu ca. 0,2 dB im mittleren Rückstreuquerschnitt.

Temperaturverhalten

Um eine Aussage über das Verhalten des Subsystems *Transponder* für den Temperaturbereich von -20°C bis $+50^\circ\text{C}$ zu machen, ist der RCS-Wert bei $f_0=9,65\text{ GHz}$ über den kompletten Temperaturbereich gemittelt dargestellt und die zugehörige Standardabweichung. Dazu wird der RCS-Wert $RCS(f_0, T)$ nach Gleichung 7.4 aus der temperaturabhängigen, komplexen Streumatrix der Verstärkerkette und dem Gewinn und der Anpassung der passiven Antenne bei Raumtemperatur ermittelt. Der Mittelwert $\overline{RCS}(f_0, T)$ und die zugehörige Standardabweichung σ berechnen sich nach folgenden Gleichungen aus den logarithmischen Werten:

$$\overline{RCS}(f_0) = \frac{1}{N} \sum_T RCS(f_0, T_i) \quad (7.7)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_T (RCS(f_0, T_i) - \overline{RCS}(f_0))^2}$$

T_i bezeichnet die Werte an den diskreten Messpunkten innerhalb des Temperaturbereichs.

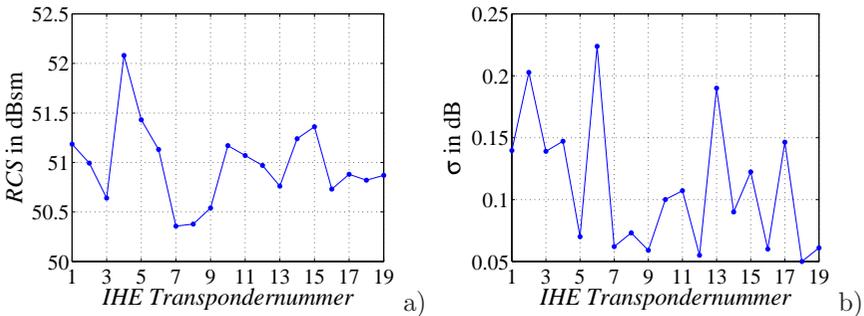


Bild 7.14: Vergleich der 19 Transponder für $f_0=9,65\text{ GHz}$ a) mittleres RCS für jeden Transponder für $-20^\circ\text{C} \leq T \leq +50^\circ\text{C}$; b) Standardabweichung des RCS-Wertes für $-20^\circ\text{C} \leq T \leq +50^\circ\text{C}$

Mit den Ergebnissen aus Bild 7.14 werden die gestellten Spezifikationen erfüllt. Das Konzept zur Stabilisierung des Verstärkerpfades aus Kapitel 5.8.2 ist damit messtechnisch verifiziert und bestätigt.

7.3 Bodenempfänger

Der Schaltungsentwurf für die Bodenempfänger ist aus dem Konzept für die Transponder abgeleitet und entspricht im Wesentlichen dem Empfangspfad. In diesem Abschnitt werden die wichtigsten Messergebnisse vorgestellt.

7.3.1 Vergleich der 16 Bodenempfänger

Im Folgenden werden die Bodenempfänger anhand des Eingangsreflexionsfaktors und der Welligkeit beurteilt.

Eingangsreflexionsfaktor

Analog zu den Transpondersystemen wurde der Eingangsreflexionsfaktor der Bodenempfänger gemessen. Der Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors S_{11} ist in Bild 7.15 für alle entwickelten Bodenempfänger im Vergleich für $f = 9,5$ GHz, $f = 9,65$ GHz und $f = 9,8$ GHz dargestellt.

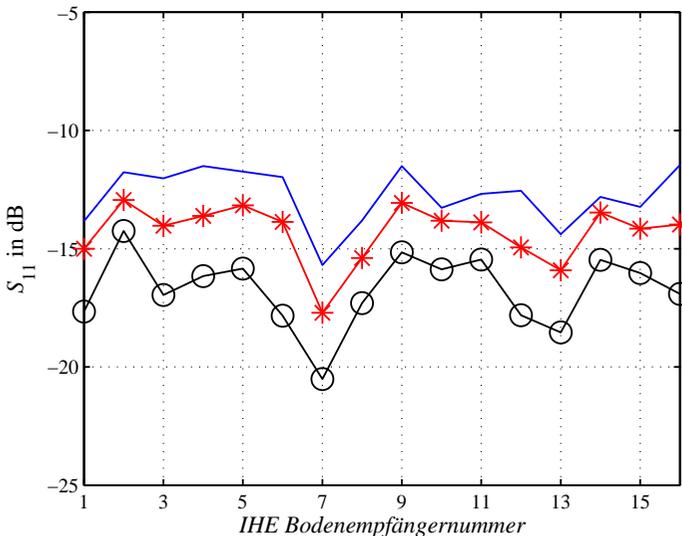


Bild 7.15: Eingangsreflexionsfaktor S_{11} der Bodenempfänger bei $f=9,5$ GHz (-), $f=9,65$ GHz (-*) und $f=9,8$ GHz (-o)

Der Reflexionsfaktor am Eingang des Bodenempfängers folgt in seinem Verlauf sehr gut dem Verlauf der Reflexionsfaktoren der MMICs, da die Zuleitungslänge bei den Bodenempfängern zusammen mit der Störstelle am Steckerübergang aufgrund der geometrischen Längen im gemessenen Frequenzbereich keine Resonanz zeigen kann.

Welligkeit

Zur Charakterisierung des Amplitudenfehlers können die Bodenempfänger nicht mit Hilfe der linearen Netzwerkanalyse beschrieben werden, da durch den Mischer eine Frequenzumsetzung vorgenommen wird. Zur Beurteilung der Amplitudenbeeinflussung wird deshalb der Ausgangspegel nach dem Mischer im Zwischenfrequenzbereich bei $T_0 = 25^\circ \text{ C}$ zwischen $f = 500 \text{ MHz}$ und $f = 800 \text{ MHz}$ ausgewertet und anhand dieser Werte die Welligkeit σ beschrieben.

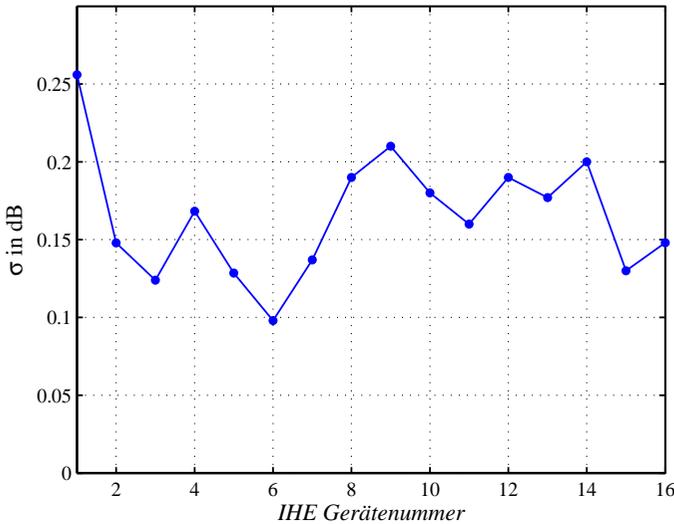


Bild 7.16: Standardabweichung des Frequenzgangs der Bodenempfänger im Zwischenfrequenzbereich von 500 MHz bis 800 MHz

Die Welligkeit berechnet sich dann mit folgender Gleichung aus den logarithmischen Werten:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_B (P(f_i, T_0) - \bar{P}(T_0))^2} \quad (7.8)$$

Dabei beschreibt $P(f_i, T_0)$ den Leistungspegel pro gemessenen Frequenzpunkt und $\bar{P}(T_0)$ die mittlere Leistung am Zwischenfrequenzgang. Die Werte für die Welligkeit sind in Bild 7.16 zusammengefasst. Die Welligkeit der Frequenzgänge liegt für alle Empfänger unter 0,3 dB.

7.3.2 Temperaturverhalten

Die Bodenempfänger besitzen keine Temperaturkompensation und müssen daher ebenso wie der Eingangs- und Referenzpfad des Transponders absolut über der Temperatur und der Leistung nach dem Konzept aus Kapitel 5.8.4 kalibriert werden, um bei bekannter Temperatur und gemessener Spannung bzw. digitalisiertem Wert auf die Eingangsleistung schließen zu können. In Bild 7.17 sind die Ergebnisse für einen Bodenempfänger exemplarisch dargestellt.

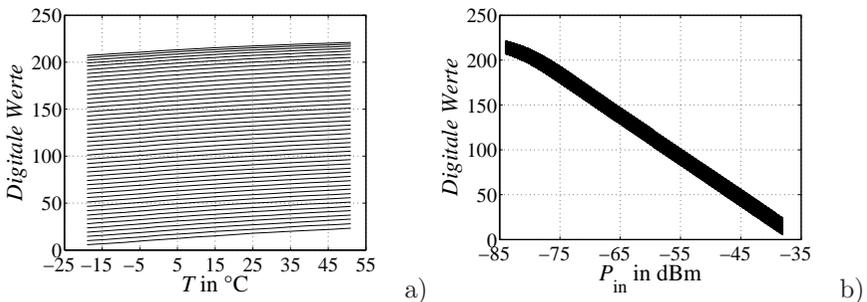


Bild 7.17: Verlauf der digitalisierten Werte über der Temperatur a) und der Leistung b) für einen exemplarischen Bodenempfänger

Die Ausgangsspannung des Detektors wird mit 8 Bit digitalisiert und man erhält die der Spannung entsprechenden digitalen Werte, die dann weiterverarbeitet werden. Die digitalen Werte werden im Folgenden als N_D bezeichnet. In Bild 7.17 a) ist die Kurvenschar gezeigt für den Fall $N_D(P = P_i, T)$ mit der Temperatur T als Abszissenwert und P_i als Scharparameter im Intervall $-84 \text{ dBm} \leq P_i \leq -38 \text{ dBm}$, d.h. der temperaturabhängige Verlauf der

digitalisierten Werte bei fester Eingangsleistung P_i für das Intervall mit insgesamt 47 Leistungsschritten. In Bild 7.17 b) ist die Kurvenschar dargestellt für $N_D(P, T = T_i)$ mit der Eingangsleistung P als Abszissenwert und der Temperatur als T_i als Scharparameter im Intervall $-50^\circ \text{ C} \leq T_i \leq 50^\circ \text{ C}$, d.h. der Zusammenhang zwischen dem digitalen Wert N_D und der Eingangsleistung P_i für das Intervall mit insgesamt 15 Temperaturen.

Beide Darstellungen sind äquivalent und beschreiben den gleichen Effekt. In diesem System entsprechen kleine Werte N_D großen Eingangsleistungen. In Bild 7.17 a) ist deutlich zu erkennen, dass die digitalen Werte größer werden für hohe Temperaturen, was im Rückgang des Verstärkungsfaktors der MMICs begründet liegt. Durch die Temperaturänderung ändern sich neben dem Verstärkungsfaktor der MMICs auch die Eigenschaften aller analogen Komponenten und des AD-Wandlers. Die leistungsabhängige Spannung nach dem Detektor ändert damit ihren absoluten Wert. Um diesen Effekt zu kompensieren, werden die hier aufgenommenen Werte als Kalibrationswerte zusammen mit der Temperatur und der Leistung in einer Matrix abgelegt. Aus dieser Matrix kann bei Kenntnis der Temperatur und des digitalen Wertes auf den entsprechenden Eingangsleistungswert eindeutig geschlossen werden. Für alle Geräte wurden diese Tabellen erstellt und liegen jedem Gerät inklusive einer Auswertesoftware bei.

7.4 Absolute RCS-Messung

In diesem Abschnitt wird ein Verfahren zur Messung des Rückstreuquerschnitts beschrieben. Dazu wird zunächst eine Untersuchung der Messstrecke auf Interferenzerscheinungen mit Hilfe des Zweigeausbreitungsmodells durchgeführt und anschließend eine Fehlerbetrachtung hinsichtlich Positionierungsfehler in der Messanordnung durchgeführt. Diese Überlegungen gelten nicht nur für Messumgebungen auf dem Boden zur Charakterisierung der Ziele, sondern auch für die Kalibration des weltraumgestützten SAR-Instruments. Es werden die polarimetrischen Eigenschaften des Transponders anhand von relativen Messergebnissen gezeigt und der absolute RCS-Wert wird durch eine Komplettmessung ermittelt. In einem Langzeittest wird die Stabilität des RCS-Wertes gezeigt.

7.4.1 Messaufbau und Fehlerbetrachtung

Zwei-Wege-Ausbreitung

Der in einer Messung zu charakterisierende Transponder steht auf dem Dach des Hörsaals. Die Sende- und Empfangsantenne befinden sich auf dem Dach zusammen mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator. Diese Messung wird im folgenden als NWA-Messung oder RCS-Messung bezeichnet. In Bild 7.18 ist die Geometrie für die absolute RCS-Messung auf dem Hörsaal des NTI-Gebäudes dargestellt mit den Halbwertsbreiten der Sendeantennen auf dem Dach $\theta_{-3\text{dB},S}$ und den Halbwertsbreiten $\theta_{-3\text{dB},DUT}$ der Transponderantennen auf dem Boden. Der Winkel θ_T beschreibt die Neigung der Hauptstrahlrichtung der Transponderantennen gegenüber der Dachhorizontalen.

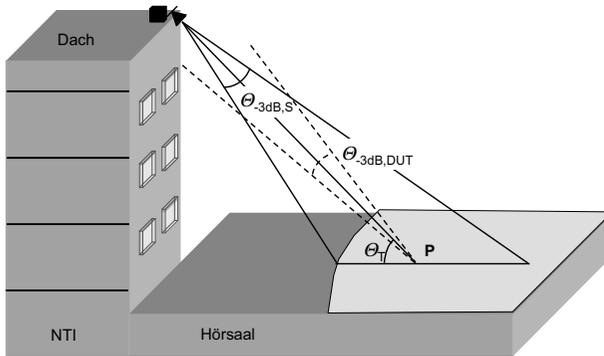


Bild 7.18: Messgeometrie für die absolute RCS-Messung; (—) Halbwertsbreite $\theta_{-3\text{dB},S}$ der Sende- und Empfangsantenne auf dem Dach, (- - -) Halbwertsbreite $\theta_{-3\text{dB},DUT}$ der Transponder Sende- und Empfangsantenne

Der Aufbau wurde so gewählt, dass der horizontale Abstand des Transponders von der Gehäusefront möglichst groß ist. Es sind die wichtigsten Eigenschaften der Antennendiagramme für eine ideale Ausrichtung zwischen Transponder und Dachstation eingezeichnet. Der Transponder steht innerhalb der Halbwertsbreite der Sendeantenne, die Gebäudefront wird von der Sendeantenne nicht beleuchtet. Die Halbwertsbreite des Transponders ist ausgehend von dessen Standort angedeutet. In nachfolgender Tabelle 7.3 sind die Charakteristiken der Antennen zum Abschätzen des ausgeleuchteten Gebiets angegeben.

	Dach	Transponder
Halbwertsbreite E-Ebene $\theta_{-3 \text{ dB}}$	$\approx 18^\circ$	$\approx 12^\circ$
Halbwertsbreite H-Ebene $\theta_{-3 \text{ dB}}$	$\approx 21^\circ$	$\approx 14^\circ$
Breite E-Ebene $\theta_{-10 \text{ dB}}$	$\approx 30^\circ$	$\approx 20^\circ$
Breite H-Ebene $\theta_{-10 \text{ dB}}$	$\approx 20^\circ$	$\approx 15^\circ$

Tabelle 7.3: Antenneneigenschaften der Messantennen auf dem Dach und der Transponderantennen

Da der Transponder im Freien vermessen wird, stören reflektierte Signale aus der Umgebung das Messergebnis oder führen zu Interferenzerscheinungen. Die grundlegende Problematik ist in [80] dargestellt. In Bild 7.19 ist das Messszenario für den Fall der allgemeinen Zweistahltheorie gezeigt. Dabei bezeichnet d_1 den direkten Pfad und $d_2 = d_{2,S} + d_{2,E}$ den Pfad über den Reflexionspunkt am Boden. Dabei befindet sich auf der Abszisse die Entfernung L von der Hauswand und auf der Ordinate die Höhe H_E über dem Hörsaaldach. Um Interferenzerscheinungen bei der Messung auszuschließen, wird in einer Simulation die Messumgebung auf Interferenzerscheinungen untersucht.

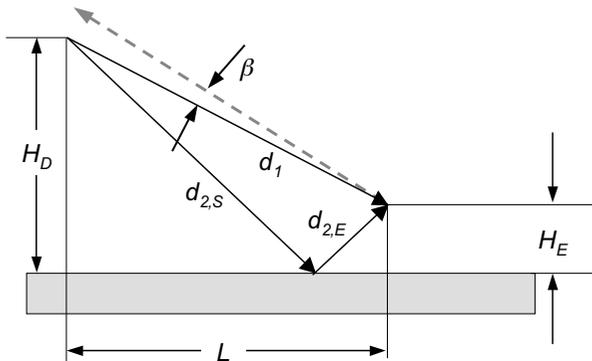


Bild 7.19: Direkter Pfad (d_1) und Reflexionspfad (d_2) bei der Mehrwegeausbreitung; Winkel β für die Fehlpositionierung zwischen Dachstation und Transponder

Die empfangene Leistung nach der Transponderantenne $P_{E,T}$ wird unter Berücksichtigung der Mehrwegeausbreitung für den Raum über dem Hörsaal-dach für jeden Ort (L, H_E) mit Gleichung 7.9 berechnet [50]¹.

$$P_{E,T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot P_{S,D} \cdot G_{S,D} \cdot G_{E,T} \cdot \left| [C_{E1,T}]^T \cdot \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \cdot [M] \cdot [C_{S1,D}] + [C_{E2,T}]^T \cdot \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \cdot [R] \cdot [C_{S2,D}] \right|^2 \quad (7.9)$$

Dabei stehen der Matrix $[C_{S1,D}]$ die Werte aus der Richtcharakteristik für den direkten Pfad des Senders auf dem Dach zum Empfänger, in $[C_{S2,D}]$ die Werte für den Pfad über den Reflexionspunkt am Boden. In $[C_{E1,T}]$ stehen die Werte der Richtcharakteristik der Empfangsantenne des Transponders für den direkten Pfad und in $[C_{E2,T}]$ die Werte für den Pfad über den Reflexionspunkt. Für horizontale Polarisation der Sendeantenne ergibt sich $[C_{S,D}]$ zu:

$$[C_{S,D}] = \begin{pmatrix} C_H(\theta, \psi_0) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (7.10)$$

Für vertikale Polarisation der Sendeantenne ergibt sich $C_{S,D}$ zu:

$$[C_{S,D}] = \begin{pmatrix} 0 \\ C_V(\theta, \psi_0) \end{pmatrix} \quad (7.11)$$

Für die Empfangsantenne gilt:

$$[C_{E,T}] = \begin{pmatrix} C_H(\theta, \psi_0) \\ C_V(\theta, \psi_0) \end{pmatrix} \quad (7.12)$$

In Azimut sind die Antennen immer ideal ausgerichtet. Der Winkel ψ_0 bezeichnet die Hauptstrahlrichtung in Azimut, der Winkel θ die jeweilige Ausbreitungsrichtung in Elevation. Die Länge d_1 bezeichnet den direkten Pfad und d_2 bezeichnet den Pfad über einen Bodenreflexionspunkt. In der Matrix R stehen die Reflexionsfaktoren. Die Matrix M ergibt sich mathematisch aufgrund der Rechenregeln für Matrixmultiplikation und durch die Transformation der jeweiligen lokalen Sende- und Empfangskoordinatensysteme. Die Gewinne für Sende- und Empfangsantenne werden mit G_S , bzw.

¹Die Voraussetzungen für die in der Literatur oft gemachten Vereinfachungen sind hier nicht erfüllt, da die Entfernung der Antennen fast genauso groß ist wie ihr Höhenunterschied [50].

G_E bezeichnet, die Sendeleistung mit P_S . Die Längen d_1 und d_2 berechnen sich mit den Größen aus Bild 7.19 folgendermaßen:

$$d_1 = \sqrt{L^2 + (H_E - H_D)^2} \quad (7.13)$$

$$d_2 = \sqrt{L^2 + (H_E + H_D)^2} \quad (7.14)$$

Die Koordinaten (L, H_E) geben die Positionen im Raum an. Der Sender befindet sich an der Position $(L_D, H_D) = (0 \text{ m}, 13 \text{ m})$, der Empfänger kann alle Positionen (L, H_E) einnehmen. In Bild 7.20 und 7.21 ist die Empfangsleistung nach der Eingangsantenne des Transponders für alle Positionen (L, H_E) für vertikale Polarisation und horizontale Polarisation der Sendeantenne dargestellt.

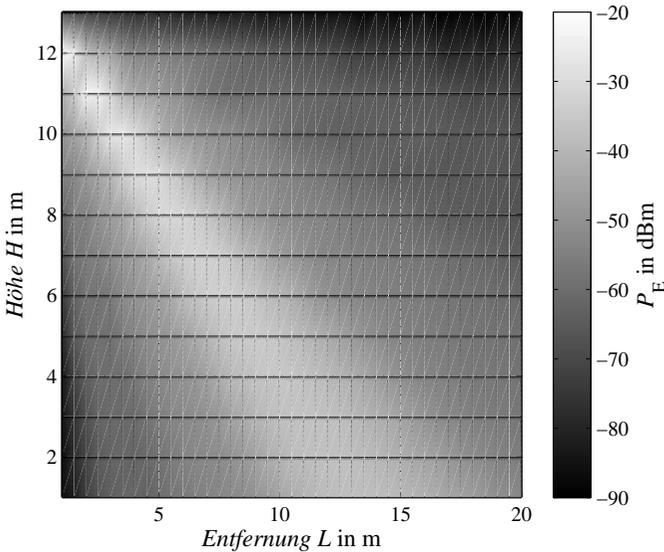


Bild 7.20: Berechnete Leistung P_E nach der Empfangsantenne des Transponders für verschiedene Positionen des Transponders (L, H_E) für vertikale Sendepolarisation

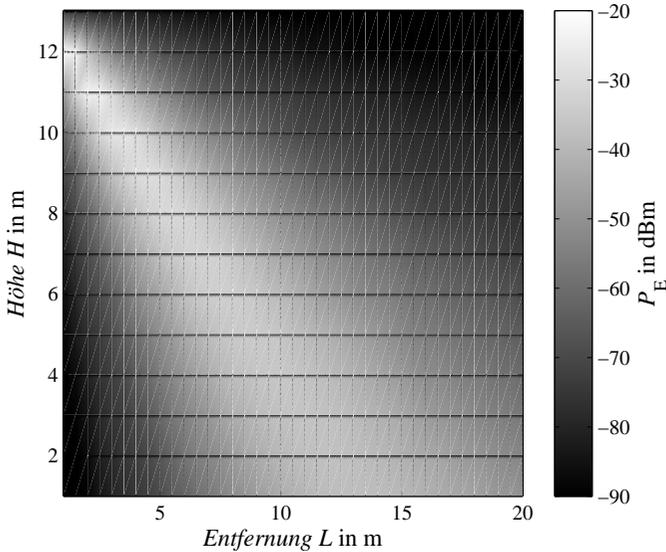


Bild 7.21: Berechnete Leistung P_E nach der Empfangsantenne des Transponders für verschiedene Positionen des Transponders (L, H_E) für horizontale Sendepolarisation

Sinnvolle Positionen für die Positionierung sind durch die Halterung des Transponders nur Höhen $H = H_E = 1$ m. Es wurde zur Simulation ein Asphaltbelag auf dem Dach angenommen ($\varepsilon_r = 2,55$; $\tan \delta = 9,3 \cdot 10^{-4}$) [81]. Es zeigt sich, dass im betrachteten Gebiet auf dem Boden kein Muster aus Maxima und Minima entsteht und es damit zu keinen Interferenzerscheinungen durch die Geometrie kommt, die die Messung stören bzw. verfälschen. Damit ist die Messumgebung geeignet die RCS-Messung mit dem Transponder durchzuführen.

Positionierungsfehler

Der Messaufbau zur Bestimmung des RCS-Wertes ist in Bild 7.22 gezeigt. Die Messantennen zusammen mit den Netzwerkanalysator stehen auf dem Dach, der Transponder (DUT) steht auf dem Hörsaaldach. Für die Positionierung wurden die Dachantennen solange nachgeführt, bis ein maximaler Messwert

am Netzwerkanalysator festgesetzt werden konnte.



Bild 7.22: Messaufbau auf dem Dach mit Kalibrator und Sende- und Empfangsantenne auf dem Dach

Trotz der experimentellen Ausrichtung kann es bei der Messung zu einem Winkelfehler bzgl. der gegenseitigen Lage der Hauptstrahlrichtungen kommen. Dies führt zu einer Reduktion der gemessenen Amplitude. In Bild 7.19 ist der Positionierungsfehler durch den Winkel β beschrieben. Es wird ein Gesamtfehlerbudget für die Messung eingeführt. Der durch fehlerhafte Positionierung verursachte Amplitudenfehler lässt sich bei Kenntnis des Winkelfehlers aus den Antennendiagrammen nach Gleichung 7.15 abschätzen. F_H beschreibt den Fehler für horizontale Ausrichtung und F_V beschreibt denjenigen für vertikale Ausrichtung.

$$\begin{aligned}
 F_H &= \left| \begin{pmatrix} C_{H,E}(\theta, \psi) \\ 0 \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} C_{H,S}(\theta, \psi) \\ 0 \end{pmatrix} \right| \\
 F_V &= \left| \begin{pmatrix} 0 \\ C_{V,E}(\theta, \psi) \end{pmatrix}^T \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ C_{V,S}(\theta, \psi) \end{pmatrix} \right| \quad (7.15)
 \end{aligned}$$

Für die sendeseitig verwendeten Antennen auf der Dachstation sind die E- und H-Ebene bzgl. des Verlaufs für Winkel nahe der Hauptstrahlrichtung

sehr ähnlich. Gleiches gilt empfangsseitig am Transponder. Für vertikale Polarisation kann der Ausrichtungsfehler in Elevation aus dem Richtdiagramm der Antenne in der E-Ebene bestimmt werden. In Bild 7.23 ist dies dargestellt.

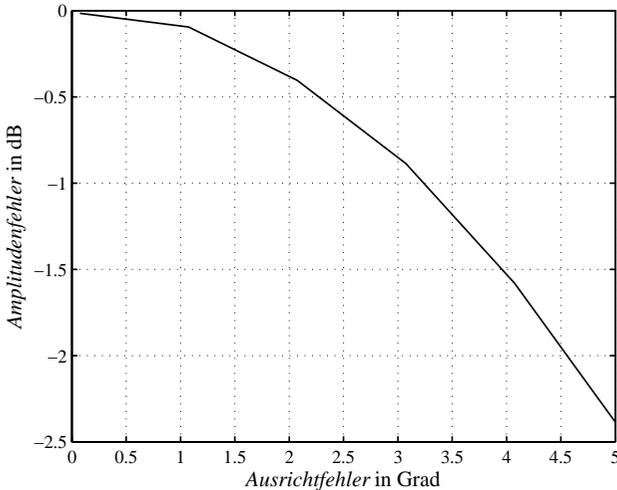


Bild 7.23: Amplitudenfehler durch nicht ideale Ausrichtung von Dachstation und Transponder. Es ist der Gesamtfehler aus einer Transponderantenne und einer Empfangsantenne dargestellt.

Für das Gesamtfehlerbudget tritt der Ausrichtungsfehler jedoch doppelt auf sowohl für Sende- und Empfangsantenne am Transponder als auch auf der Dachstation. Zusätzlich kann der bistatische Fehler der Messanordnung aus der Entfernung des Transponders zu den Messantennen auf dem Dach und der Distanz der Transponderantennen auf der Halterung berechnet werden. Die Antennen weisen einen Abstand von ca. 80 cm auf. Die Entfernung zu den Empfangsantennen auf dem Dach beträgt ungefähr 20 m. Es ergibt sich für die Empfangsantennen ein bistatischer Winkelfehler von ungefähr $1,2^\circ$. Dies entspricht ca. 0,2 dB Amplitudenverminderung. Für den Gesamtfehler in logarithmischem Maß durch Ausrichtung gilt:

$$F = 2 \cdot F_{H,V} + F_{bistatisch} \quad (7.16)$$

7.4.2 Polarimetrische Messungen

Mit Hilfe der relativen Transpondermessung sollen die polarimetrischen Eigenschaften des Transponders gezeigt werden.

Eindeutigkeitsbereich

Für die Messung wurden die Einstellungen wie in Tabelle 7.4 dargestellt verwendet.

Messbandbreite	4 GHz
Punktanzahl	1601
Ausgangsleistung	+5 dBm
Transponderentfernung L	14,5 m
Höhe der Messantenne H_D	13 m
Kalibration NWA	SOLT

Tabelle 7.4: Einstellungen am Netzwerkanalysator zur RCS-Messung

Die eindeutige Entfernung berechnet sich folgendermaßen:

$$t_E = \frac{\text{Punktanzahl} - 1}{\text{Messbandbreite}} = \frac{1601 - 1}{4 \text{ GHz}} = 0,4 \mu\text{s} \quad (7.17)$$

Damit ergibt sich eine eindeutige Entfernung von $0,4 \mu\text{s} \cdot 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = 120 \text{ m}$. Dieser Wert beinhaltet Hin- und Rückweg. Da der NWA eine Transmissionsmessung durchführt, erscheint das Ziel bei doppelter geometrischer Entfernung. Der eindeutige Bereich muss dann mindestens 80 m betragen. Dies ist mit den Einstellungen gewährleistet, so dass in der Messung keine Phantomziele auftauchen und der Transponder innerhalb des eindeutigen Bereichs liegt.

In Bild 7.24 ist die normierte Impulsantwort des Transponders dargestellt. Um den Einfluss der Antennenverkopplung und Störungen, die hinter dem Transponderstandort liegen auszublenden, wurde bei allen Messungen eine Fensterfunktion verwendet, die nur Laufzeitanteile zwischen 30 ns und 200 ns bzw. 4,5 m und 30 m einfacher Entfernung zulässt. Durch das sehr breite Fenster im Zeitbereich treten im Frequenzbereich nur am oberen und unteren Rand Störungen auf, so dass die Messgröße im zu untersuchenden Bereich von 9,5 GHz - 9,8 GHz nicht beeinflusst wird. Da der Transponder ein Punktziel darstellt, entspricht die Transformation des am NWA gemessenen Transmissionsparamenters S_{21} in den Zeitbereich der Impulskompression

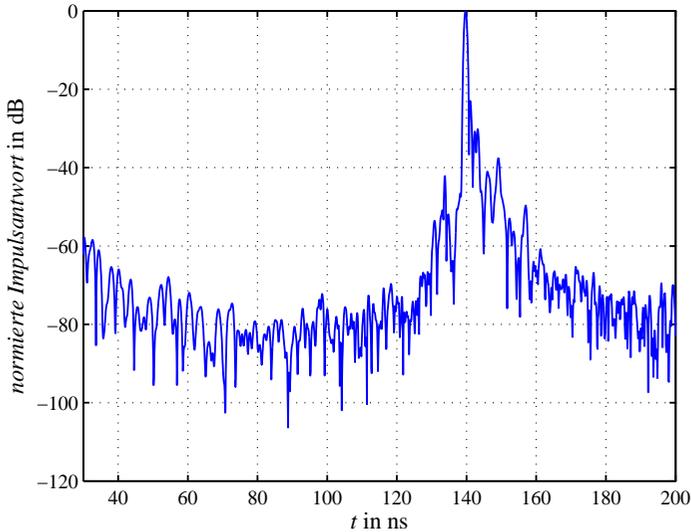


Bild 7.24: Darstellung des normierten Transpondersignals nach Zeitbereichstransformation. Das Ziel erscheint bei ca. 139 ns Gesamtlaufzeit (Hin- und Rückweg). Durch ein Fenster werden nur Laufzeiten zwischen 30 ns und 200 ns berücksichtigt.

in Entfernungsrichtung. Das Maximum erscheint bei 139 ns. Dies entspricht einer Entfernung von $139 \text{ ns} \cdot 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = 41,7 \text{ m}$. Dieser Wert beinhaltet neben der Laufzeit bis zum Ziel auch noch die Verzögerung im Transponder und den Antennen. Die Laufzeit durch den Transponder und die Antennen beträgt ca. 7 ns. Es ergibt sich somit eine gemessene Entfernung von 19,8 m. Dies entspricht sehr gut dem geometrisch ermittelten Wert. Die verbleibende Differenz kann durch die Schrägstellung der Antennen, die somit den Abstand etwas verändern, und durch die nicht exakte Positionierung des Ziels auf dem Hörsaaldach erklärt werden.

Polarimetrische Eigenschaften des Transponders

In Bild 7.25 sind die unkalibrierten Rohdaten für die komplette S-Matrix einer Transpondermessung nach Bild 7.18 und 7.22 innerhalb der spezifizierten Bandbreite von 9,5 GHz - 9,8 GHz zu sehen. Der absolute Fehler

der Kurven für die Nominalbandbreite von 9,575 GHz - 9,725 GHz liegt bei $\pm 0,3$ dB, für die volle Experimentalbandbreite bei $\pm 0,5$ dB bezüglich der Mittenfrequenz. Die maximale Amplitudenabweichung der gemessenen Werte der Transponder auf der RCS-Strecke stimmt mit den berechneten maximalen Abweichungen überein. Die Messung in 45 Grad Konfiguration entspricht dem Normalbetrieb des Transponders, bei dem die Antennen jeweils um 45 Grad gedreht sind gegenüber der Horizontalen, so dass sowohl horizontale als auch vertikale Polarisation empfangen werden kann, ohne den Transponder bei wechselnder einfallender Polarisationsrichtung drehen zu müssen. Damit beträgt die Kreuzpolarisationsunterdrückung 3 dB bzgl. des im Bild 7.25 a) angegebenen Koordinatensystems.

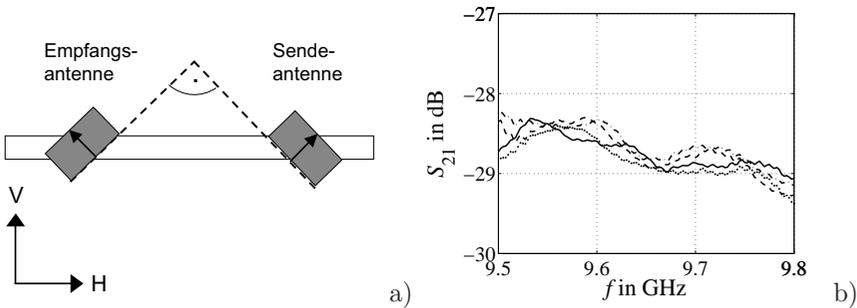


Bild 7.25: a) Anordnung des Transponders in 45 Grad Konfiguration; b) Rohdaten der Transpondermessung in 45 Grad Konfiguration (-) HH, (- -) VV, (-.-) VH, (...) HV

Wird jedoch die komplette Antennenhalterung, die drehbar auf einem Metallteller gelagert ist, um 45 Grad gedreht, so bleibt abhängig vom Vorzeichen der Drehung nur noch eine Möglichkeit, für die elektromagnetische Welle, polarisationsrichtig empfangen und auch wieder abgestrahlt zu werden. In Bild 7.26 ist die Empfangsantenne des Transponders vertikal und die Sendeantenne horizontal polarisiert. Die Sendeantenne auf dem Dach ist vertikal polarisiert und die Empfangsantenne horizontal.

Damit ergibt sich für die HV-Komponente ein um 6 dB höherer Pegelwert als in der 45 Grad Konfiguration. Für die VH-Komponente sind sowohl Empfangsantenne und Sendeantenne des Transponders kreuzpolarisiert bezüglich der Antennen auf der Dachstation. Damit liegt der Pegel ca. 60 dB unter dem Pegel der HV-Komponente. Dieser Wert entspricht der Summe der

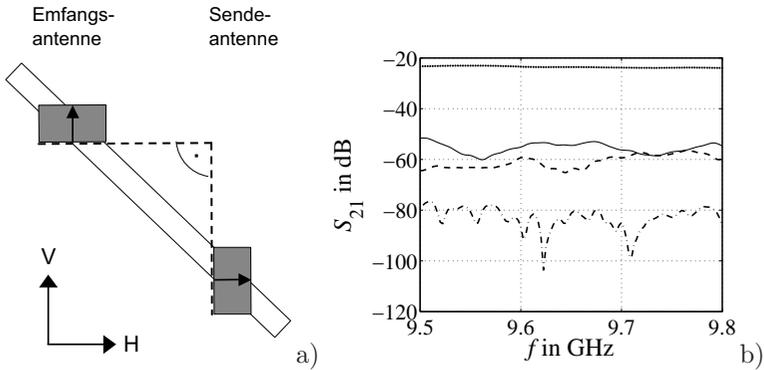


Bild 7.26: a) Anordnung des Transponders in 0 Grad Konfiguration; b) Rohdaten des Transponders in 45 Grad, Mitte: (-) HH, (- -) VV, unten: (-.-) VH, oben (...) HV

Kreuzpolarisationsunterdrückung aus der Sende- und Empfangsantenne des Transponders. Für die HH und die VV-Komponente ist jeweils entweder die Empfangsantenne oder die Sendeantenne am Transponder kreuzpolarisiert, so dass der Pegel vermindert um die Kreuzpolarisation tiefer liegt als bei der HV-Komponente. Mit den Messergebnissen aus den Bildern 7.25 und 7.26 kann dann die Polarisationsignatur wie in Kapitel 2.5.1 besprochen für jeden Frequenzpunkt berechnet werden.

7.4.3 Langzeittest

Um die Langzeitstabilität zu testen, wurden zwei Experimente ohne zusätzliche Isolierhülle durchgeführt. Innerhalb eines Zeitraums von sechs Stunden wurde alle 30 Minuten eine Messung durchgeführt. Die Außentemperatur hat sich innerhalb dieser Zeit von 14° C auf 9° C abgekühlt. Um die Stabilität zu beurteilen wurde jeweils der Mittelwert zwischen 9,5 GHz - 9,8 GHz der gemessenen HH-Komponente der S-Matrix ermittelt. Dies entspricht bei einer NWA-Messung dem Transmissionsparameter S_{21} . Das Ergebnis ist in Bild 7.27 a) zu sehen. Der Mittelwert $\mu(S_{21})$ bleibt während der kompletten Zeitspanne konstant. Mit dieser Messung kann eine Aussage über die Langzeitstabilität der Verstärkerschaltung im Transponder getroffen werden.

Nach dieser Messung wurde der Transponder ausgeschaltet und neun Stunden auf dem Hörsaaldach belassen. Innerhalb dieser Zeitspanne sank die

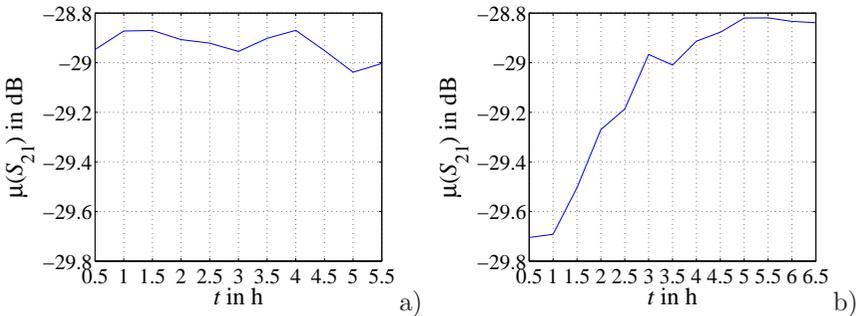


Bild 7.27: a) Messung am 16.10.2006 von 18.00 Uhr bis 23.30 Uhr; b) Selbststabilisierung des Systems - Messung am 17.10.2006 von 9.00 Uhr bis 15.30 Uhr

Außentemperatur auf 6°C ab. Es wurde dann am folgenden Tag ab 9 Uhr bis 15.30 Uhr wieder alle 30 Minuten eine Messung durchgeführt und der Mittelwert gebildet. Das Ergebnis ist in Bild 7.27 b) zu sehen. Die Verstärkung liegt zunächst zu tief, da das komplette Gerät auf 6°C abgekühlt ist, insbesondere die Metallgehäuse der Hochfrequenzkomponenten. Die MMIC-Chips erwärmen sich schneller, die Temperatursensoren nehmen jedoch die Temperatur der Metallgehäuse ab. Durch diese inhomogene Temperaturverteilung innerhalb des Gehäuses resultiert die Veränderung der Verstärkung. Durch die langsame Eigenerwärmung des Transponders im Dauerbetrieb erreicht die gemessene Verstärkung nach ca. 4 Stunden den Sollwert und weicht dann in den folgenden Messungen weniger als 0,2 dB vom Sollwert ab. Die Lufttemperatur hat sich innerhalb der Messzeit von 6°C auf 15°C erhöht. Diese Klimadaten stammen von der meteorologischen Station des Physikhochhauses der Universität Karlsruhe (TH), die sich auf dem Nachbargebäude befindet. Der grundlegende Unterschied der zweiten Messung zu den Klimamessungen liegt darin, dass keine künstlich erzeugte, homogene Temperaturverteilung für das komplette System vorlag. In den Klimamessungen wurde dies durch eine Wartezeit von 60 Minuten pro Temperaturschritt sichergestellt. Aus diesem Versuch lässt sich folgern, dass jedoch nach geeignet langer Wartezeit durch die Selbsterwärmung eine homogene Temperaturverteilung im Gerät erreicht wird, und die interne Temperatursteuerung dann eine sehr gute Genauigkeit in einer realen Messumgebung außerhalb des Labors sicherstellt. Durch den Einsatz einer Isolierhülle kann eine zu

starke Auskühlung verhindert werden und damit die Zeit bis zu einer homogenen Temperaturverteilung deutlich verkürzt werden, so dass sich diese Problematik nicht ergibt.

7.4.4 Absolut kalibrierte Messergebnisse

Zur Bestimmung des absoluten RCS-Wertes und zur Kontrolle der Reproduzierbarkeit wurde ein zweites Messszenario aufgebaut, bei der der Ausrichtungsfehler β zwischen Dachstation und Transponder durch genaue Winkelbestimmung zu Null optimiert wurde. Dazu wurde der Abstand L des Transponders vom Haus zu 13 m gewählt und die Höhe H_E zu 1 m. Die winkelrichtige Ausrichtung wurde mit einem Lasermessgerät kontrolliert. Der eindeutige Bereich durch die Wahl der Punktzahl und der Messbandbreite beträgt ebenfalls 60 m.

Messbandbreite	4 GHz
Punktzahl	1601
Ausgangsleistung	+2 dBm
Kalibration NWA	SOLT
Transponderentfernung L	13 m
Höhe der Messantenne H_D	13 m

Tabelle 7.5: Einstellungen am Netzwerkanalysator zur RCS-Messung

Zur absoluten Kalibration wird ein Trihedralreflektor mit einer Kantenlänge von 0,5 m verwendet. Der Rückstreuquerschnitt eines Trihedralreflektors lässt sich nach Gleichung 7.18 als optische Näherung bestimmen, falls $\lambda \ll a$ ist. Dies ist hier gut erfüllt.

$$\sigma = \frac{4}{3} \cdot \pi \cdot \frac{a^4}{\lambda^2} \quad (7.18)$$

Um die Genauigkeit der Rohdaten ohne Kalibration zu beurteilen wird das Signal zu Clutter Verhältnis (SCR) herangezogen. Der RCS-Wert des Hintergrunds (Hörsaaldachmessung) liegt in einem Bereich von 0 dBsm bis 5 dBsm (messtechnisch ermittelt), das Kalibrationsziel bei ca. 25 dBsm, so dass sich ein SCR von ca. 20 dB ergibt. Laut Kapitel 2.3 erhält man damit für den Trihedralreflektor eine Genauigkeit von ca. 1,5 dB und für den Transponder ein SCR von ca. 50 dB und damit eine Genauigkeit von

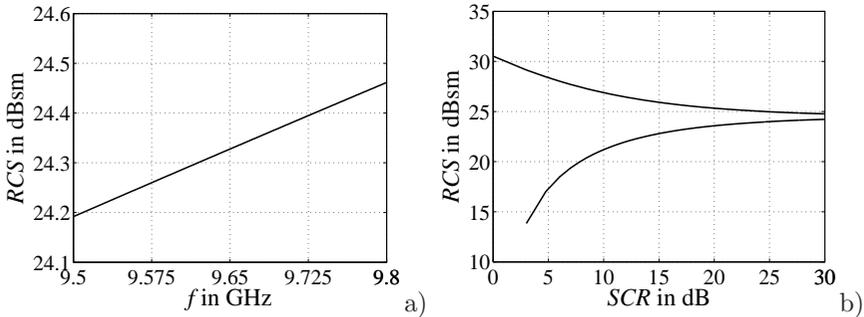


Bild 7.28: a) Theoretischer Rückstreuquerschnitt eines Trihedralreflektors mit Seitenlänge 0,5 m nach Gleichung 7.18, b) Fehlerschranken für die Genauigkeit des Rückstreuquerschnitts eines Trihedrals mit einer Kantenlänge von 0,5 m

besser $\pm 0,1$ dB für die unkalibrierten Daten. Die Fehlerschranken für den Trihedralreflektor sind in Bild 7.28 b) dargestellt.

Der theoretisch erwartete relative Pegel S_{21} der NWA-Messung kann mit Hilfe der Gleichung 7.19 (Radargleichung) errechnet werden:

$$S_{21} = \sqrt{\frac{P_{E,D}}{L_K P_{S,D}}} = \sqrt{\frac{G_{S,D} G_{E,D} \lambda^2 \sigma_T}{(4\pi)^3 R^4}} \quad (7.19)$$

Der Gewinn der Sende- und Empfangsantenne $G_{S,D}$ und $G_{E,D}$ beträgt ca. 18 dBi, die Entfernung R beträgt ca. 18 m und als Rückstreuquerschnitt σ_T wurde der Wert des Trihedrals bei 9,65 GHz eingesetzt. Der Verlust im Zuleitungskabel zur Sendeantenne beträgt ca. 1 dB. Damit ergibt sich ein Wert für den Transmissionsparameters S_{21} von ca. -53 dB. Es ergibt sich nach Einsetzen der Größen folgende Rechnung:

$$\begin{aligned} S_{21,dB} &= 18 \text{ dBi} + 18 \text{ dBi} - 30 \text{ dB} + \\ &+ 24,3 \text{ dBsm} - 33 \text{ dB} - 50,2 \text{ dB} = -52,9 \text{ dB} \end{aligned}$$

Bei Trihedralreflektoren ist die Winkelabhängigkeit des Diagramms viel geringer als beim Transponder. Daher ist die Ausrichtung einfacher. In Bild 7.30 ist für nicht zu große Winkelabweichungen von der Hauptstrahlrichtung eine Abschätzung des Diagramms in Azimut und Elevation für den verwendeten Trihedral angegeben. Die Definition des Koordinatensystems

und die Abschätzung der Diagramme ist aus [82] entnommen. Die Hauptstrahlrichtung befindet sich bei $\psi=45^\circ$ und $\theta = 54^\circ$, bzw. $\alpha=0^\circ$, wobei gilt $\alpha=(\psi - 45^\circ) \cdot \sin \theta$.

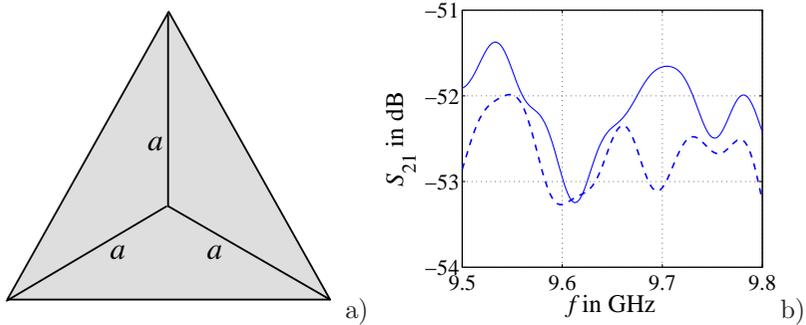


Bild 7.29: a) Trihedralreflektor mit Kantenlänge a ; b) Rohdaten der relativen Messung des Trihedrals (-) HH, (- -) VV

Die Rohdaten aus der NWA-Messung für den Trihedral sind in Bild 7.29 zu sehen. Die Welligkeit des Messergebnisses ist auf Kanteneffekte und Abweichungen von den 90 Grad Winkeln der drei Seiten zueinander zurückzuführen. Der theoretisch erwartete und der gemessene Wert S_{21} stimmen sehr gut überein.

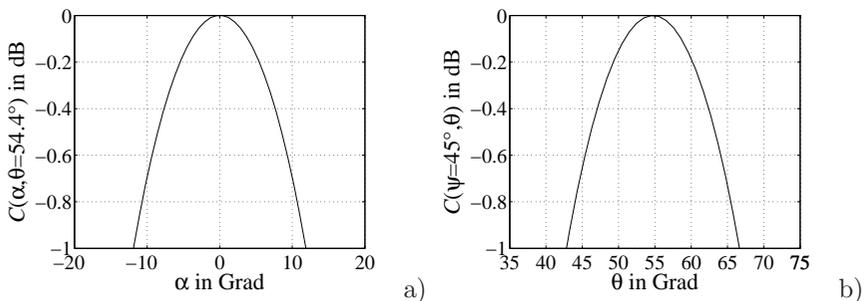


Bild 7.30: Richtdiagramm des verwendeten Trihedrals a) Azimutschnitt auf einem Großkreis, b) Elevationsschnitt

Der erwartete relative Wert S_{21} für die Messung des Transponders kann

ebenfalls mit Hilfe von Gleichung 7.19 bestimmt werden. Als Rückstreuerschnitt wird der Wert aus der Bestimmung der Einzelkomponenten $\sigma_T=51,2$ dB aus Bild 7.33 a) eingesetzt. Durch die Transponderhalterung und die Schrägstellung der Antennen beträgt der Abstand R bei der Transpondermessung 17 m. Der erwartete Wert beträgt ca. -25 dB. Es ergibt sich nach Einsetzen der Größen folgende Rechnung:

$$S_{21,dB} = 18 \text{ dBi} + 18 \text{ dBi} - 30 \text{ dB} + \\ + 51,2 \text{ dBsm} - 33 \text{ dB} - 49,2 \text{ dB} = -25 \text{ dB}$$

In Bild 7.31 sind die unkalibrierten Rohdaten für die Gleichkomponenten der S-Matrix der Transpondermessung für die Position $(L, H_E)=(13 \text{ m}, 1 \text{ m})$ innerhalb der spezifizierten Bandbreite von 9,5 GHz - 9,8 GHz zu sehen. Der unterschiedliche Wert von S_{21} in Bild 7.31 b) im Vergleich zu Bild 7.25 resultiert aus der Veränderung der Messgeometrie. Der Wert der Welligkeit der Messung aus Bild 7.31 liegt bei $\pm 0,3$ dB. Dies zeigt die Stabilität der Hardware und die gute Reproduzierbarkeit der Ergebnisse.

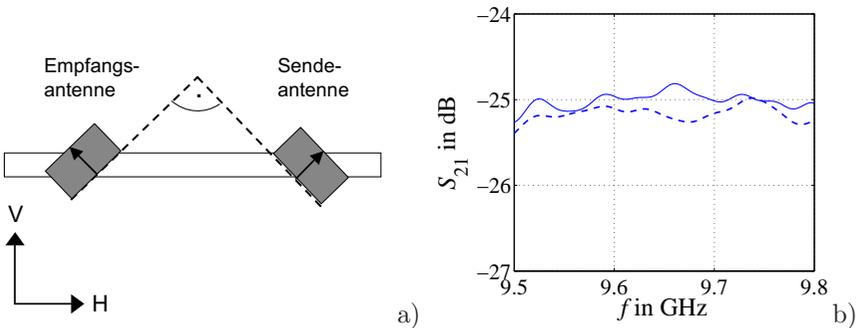


Bild 7.31: a) Messaufbau und Orientierung; b) Rohdaten für komplette Systembandbreite (—) HH, (- -) VV

Der Unterschied zwischen dem Wert S_{HH} und S_{VV} ist in Bild 7.32 gezeigt. Der Mittelwert des Unterschieds beträgt 0,15 dB. Aufgrund des zu vernachlässigenden Unterschieds wird nur die HH-Komponente weiteren Verlauf des Kapitels ausgewertet.

Zusätzlich zur Vermessung des Transponders und des Trihedralspiegels an der gleichen Position ist für die absolute Kalibration noch eine Messung des

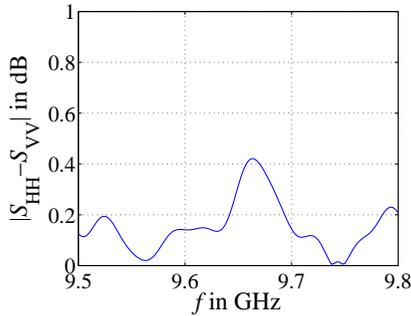


Bild 7.32: Unterschied $|S_{\text{HH}} - S_{\text{VV}}|$ zwischen der Komponente S_{HH} und S_{VV} aus Bild 7.31

Hintergrundes nötig. Diese beinhaltet neben den Störungen aus der Messumgebung vor allem die Verkopplung der Antennen der Dachstation. Der Hintergrund muss für die Messung der einzelnen Ziele stationär sein. Der RCS-Wert berechnet sich dann mit Hilfe von Gleichung 2.12. Zum Ausblenden der Antennenverkopplung und zur Unterdrückung von Störungen durch die Messumgebung wurde im Zeitbereich ein Kaiserfenster gesetzt.

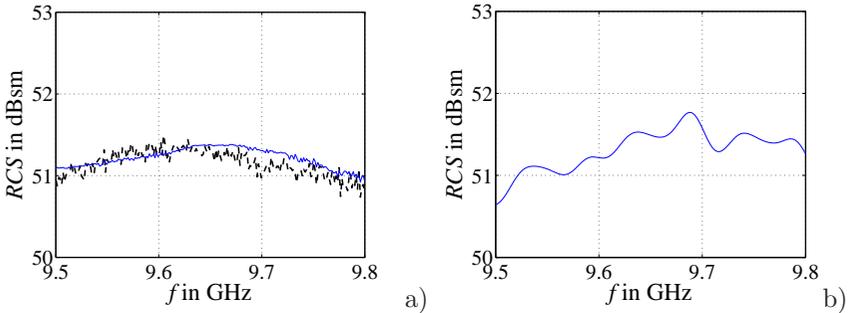


Bild 7.33: a) Aus Einzelmessungen berechneter RCS-Wert bei 25 °C (–) ohne Berücksichtigung der Eingangsreflexionsfaktoren; (- -) mit Berücksichtigung der Eingangsreflexionsfaktoren; b) Absolut kalibrierter Rückstreuquerschnitt für HH-Polarisation

Nachdem alle Daten einem Kalibrationsalgorithmus zugeführt wurden,

können aus den vergleichenden NWA-Messwerten absolute Messwerte, wie in Kapitel 2.4 und in [83] vorgestellt, errechnet werden. Die Kreuzkomponenten werden nicht kalibriert. Das Ergebnis nach der Kalibration der NWA-Rohdaten ist in Bild 7.33 b) für den Fall der 45 Grad Anordnung dargestellt. Ein Vergleich zwischen dem errechneten Rückstreuquerschnitt aus den Einzelmessungen ist zum Vergleich in Bild 7.33 a) dargestellt. Das Vorgehen zur rechnerischen Bestimmung des RCS-Wertes aus den Einzelmessungen ist in Kapitel 7.2.5 beschrieben. Die Übereinstimmung zwischen dem berechneten RCS-Wert und dem bei einer absoluten RCS-Messung ermittelten RCS-Wert ist sehr gut.

7.5 Fazit

Mit diesem Kapitel wurde das Systemkonzept aus Kapitel 5 verifiziert und die Spezifikationen anhand von aussagekräftigen Messungen nachgewiesen. Im Einzelnen wurden folgende Messungen durchgeführt.

- Gewinn und Richtcharakteristik der Hornantennen
- Phasenrauschen des Lokaloszillators
- Chirpmessung des Verstärkerpfades im Zeitbereich
- Phasenumschaltung und Dynamikbereich des RCS-Wertes bzw. der Verstärkung
- Klimamessungen im Temperaturschrank
- Netzwerkanalyse des Transponderpfades
- Absolute RCS-Messung

Anhand eines Netzwerkmodells wurde ausgehend von Einzelmessungen der Antennen (Anpassung und Gewinn) und der komplexen Streumatrix des Transponderpfades der RCS-Wert unter Berücksichtigung aller Einträge in der Streumatrix rechnerisch bestimmt. Mit diesem Modell wurden alle 19 Transponder hinsichtlich des mittleren RCS-Wertes und der Standardabweichung (Welligkeit) des RCS-Wertes über der Bandbreite von 300 MHz bei Raumtemperatur verglichen. Zur Verifikation des kompensierten Temperaturverhaltens wurde die Verstärkung aller 19 Geräte über dem kompletten Temperaturbereich von -20°C bis $+50^{\circ}\text{C}$ in einem Klimaschrank mit einem

Netzwerkanalysator ermittelt. Zum Vergleich sind alle Messergebnisse gezeigt. Analoge Messungen wurden für die 16 Bodenempfänger durchgeführt.

Alle Geräte der Kleinserie erfüllen die Spezifikationen bzgl. Temperaturstabilität und Welligkeit über den spezifizierten Bereichen.

Zur Durchführung einer RCS-Messung wurde eine Messumgebung aufgebaut und auf Fehlereinflüsse hin untersucht, im Speziellen auf Interferenzenerscheinungen und Positionierungsfehler. Es wurden RCS-Messungen durchgeführt. Mit relativen Messungen wurde in einem kompletten Systemtest die Welligkeit bzw. die Signalstörung durch die Radarhardware (Antennen, Stecker, Amplitudengang, Verstärker) ermittelt und die Übereinstimmung zu den berechneten Werten festgestellt. In einer Dauermessung wurde die Langzeitstabilität und die Selbststabilisierung bzgl. der Temperatur nachgewiesen. Durch die Kalibration mittels eines bekannten Ziels konnte ein absoluter RCS-Wert eines Transponders ermittelt werden. Die Übereinstimmung zwischen dem aus den Einzelmessungen berechneten Wert und der absoluten RCS-Messung sind sehr gut.

Kapitel 8

Zusammenfassung

Die Mannigfaltigkeit an verschiedenen Aufnahmemöglichkeiten und Operationsmodi moderner Radarfernerkundungssatelliten, wie z.B. TerraSAR-X, erfordert neue und innovative Methoden zur Verifikation und Kalibration der aufgenommenen Radardaten. Neben der internen Kalibration des Radarinstruments selbst spielt in der Fernerkundung die externe Kalibrierung eine wesentliche Rolle. Ausgewertet wird dazu die Rückstreuung externer, d.h. auf der Erde ausgebrachter Radarziele mit genau bekannter Reflektivität bzgl. Amplitude, Phase, Einfallswinkel und Frequenz. Durch die Kalibration wird dann den empfangenen Signalen eine entsprechende Reflektivität zugeordnet. Durch die zusätzliche Berücksichtigung der polarimetrischen Eigenschaften von Radarzielen kann der Informationsgehalt der empfangenen Daten deutlich erhöht werden und verschiedene Klassen von Streumechanismen können unterschieden werden.

Neben dem SAR-Instrument selbst ist die Radarantenne die Kernkomponente eines jeden Fernerkundungssatelliten. Sie beeinflusst durch ihre Richtcharakteristik die Dopplerbandbreite und durch ihre Orientierung den Dopplerschwerpunkt. Grundsätzlich können Störungen des Instruments oder der Radarantenne korrigiert werden, sofern sie bekannt sind. Zur Ermittlung des Antennendiagramms und dessen Orientierung wird ein Algorithmus vorgestellt, der es erlaubt, aus den empfangenen Radardaten am Boden das Richtdiagramm der Radarantenne des sich im Orbit befindenden Satelliten zu bestimmen. Dadurch wird es möglich, das für die Prozessierung benutzte Antennenmodell zu verifizieren.

Um diese Aufgaben lösen zu können, werden im Rahmen dieser praxisbezogenen Arbeit hochgenaue aktive Kalibrationsziele entwickelt, die als starke Punktziele eingesetzt werden und die Möglichkeit bieten, während eines Satellitenüberfluges die am Boden ankommenden Radarpulse aufzuzeichnen und auszuwerten. Da die Radardaten erstmals neben der wissenschaftlichen Gemeinde auch kommerziellen Nutzern zur Verfügung stehen, muss die Ka-

libration neben hoher Flexibilität und Genauigkeit auch im Hinblick auf die Kosten optimiert werden. Insgesamt wurden für die Kalibrationskampagne 18 mobile und transportable aktive Punktziele mit Empfangseinheit und 16 mobile und transportable Bodenempfänger realisiert.

Unter Berücksichtigung der Randbedingungen Zuverlässigkeit, Robustheit gegen Bauteiltoleranzen und technologischen Grenzen beim Schaltungsentwurf wurde ein Systemkonzept entwickelt, das neben der Realisierung der geforderten Spezifikationen auch Reproduzierbarkeit gewährleistet. Alle Geräte besitzen eine interne Rechereinheit, die die komplette Ablaufsteuerung vornimmt und die Kommunikation der einzelnen Subsysteme untereinander regelt bzw. steuert. Das Kernstück der Kalibrationsinstrumente stellt die Hochfrequenzelektronik dar. Diese besteht im Einzelnen aus folgenden Komponenten:

- Temperaturkompensierter Transponderpfad mit einer Verstärkung von 55 dB im X-Band (9,5 GHz bis 9,8 GHz)
- Mischer mit Lokaloszillator
- Detektionseinheit für die linear frequenzmodulierten Radarsignale

Zum Empfang und zum Senden der Radarsignale werden robuste und für den Außeneinsatz mit Schutzlack überzogene Hornantennen benutzt. Für den Einbau der elektrischen Subsysteme wurde ein mechanisch konstruktives Konzept entwickelt und der Einbau aller Komponenten durchgeführt. Zusätzlich zu den technischen und technologischen Herausforderungen wurde im Rahmen des Projektmanagements sichergestellt, dass für die Serienproduktion geeignete automatisierte Herstellungsverfahren zur Verfügung standen.

Die Hochfrequenzelektronik wurde über der Temperatur und der Bandbreite messtechnisch erfasst. Durch die große Anzahl an Einzelkomponenten wurde eine völlig automatisierte Prüfumgebung aufgebaut und für alle Geräte die Erfüllung der geforderten Spezifikationen nachgewiesen.

Alle aussagekräftigen Messungen der Subsysteme werden in einem Ergebniskapitel zusammengefasst und bewertet. Mit Hilfe eines Netzwerkmodells werden alle linearen Effekte der Hardware mit Hilfe der Streuparameter beschrieben und eine Möglichkeit geschaffen, den zu erwartenden Radarrückstreuquerschnitt aus Einzelmessungen zu bestimmen. Aus Klimamessungen wurden Kalibrationstabellen abgeleitet, um Temperatureffekte der empfindlichen Hochfrequenzhalbleiter zu kompensieren und somit die

Verstärkung bzw. den RCS-Wert über der Temperatur zu stabilisieren. Durch Anwendung der richtigen Aufbautechnik, Kammerung und alternierender Anordnung der einzelnen MMICs und verlustbehafteter Komponenten beträgt die Welligkeit der Amplitude des Frequenzgangs weniger als 0,3 dB rms für 18 Transponder.

Abschließend wird eine Messumgebung im Freien aufgebaut, mit der exemplarisch ein Transponder in einem kompletten Systemtest untersucht wird. Zuvor wird die Messumgebung mit Hilfe der Zweistahltheorie auf Interferenzerscheinungen hin untersucht. Neben den polarimetrischen Eigenschaften der entwickelten aktiven Transponder wird der aus den Einzelmessungen mit dem Netzwerkmodell bestimmte Rückstreuquerschnitt durch eine Komplettmessung im Rahmen der Messgenauigkeit bestätigt.

Für moderne weltraumgestützte Fernerkundungsmissionen mit dem Prinzip des synthetischen Aperturradars sind die Anforderungen an die externe Kalibration für hochgenaue Radarbilder beträchtlich.

Diese Arbeit liefert einen wesentlichen Beitrag zur Entwicklung und Herstellung von aktiven Bodenkalisationsgeräten auf dem neuesten Stand der Technik, die im Rahmen der Verifikations- und Validierungsphase des Radarinstrumentes des TerraSAR-X Satelliten eingesetzt werden. Zukünftig wird der Kalibrationsaufwand für Missionen mit Einzelsatelliten oder Satellitengruppen (z.B. TanDEM-X) noch steigen. Durch den modularen Aufbau der hier vorgestellten Kalibrationsgeräte können diese für zukünftige Anwendungen (z.B. Phasenmessungen) erweitert werden.

Anhang A

Anhang

A.1 Beschreibung der Erde in Inertialkoordinaten

Im Folgenden wird die Erde im WGS84 Modell als Ellipsoid modelliert, und mit Hilfe der folgenden Größen beschrieben [84]. Zur Beschreibung der Erdbewegung wird noch die Winkelgeschwindigkeit der Erde angegeben.

- Erdradius als große und kleine Halbachse des Ellipsoids
- Abplattung des Ellipsoids
- Winkelgeschwindigkeit, mit der sich das Erdmodell um seine polare Achse dreht

Es werden folgende Werte dafür angenommen [58]:

kleine Halbachse	6356752,3 m
große Halbachse	6378137 m
Erdabplattung	1:298,257223563
Erdwinkelgeschwindigkeit	$7292115 \cdot 10^{-11}$ rad/sec

Tabelle A.1: Daten für die Parameterisierung der Erde und ihrer Bewegung

Nach Definition der Erdgeometrie können Ortsangaben eindeutig vorgenommen werden. Die Angaben werden in Längen- und Breitengraden vorgenommen. Zur Angabe des Breitengrades eines Standortes muss zwischen geozentrischer und geodätischer Angabe unterschieden werden. Der geozentrische Breitengrad ist der Winkel zwischen der Verbindungsline des Standortes auf der Erdoberfläche bzw. der die Erde repräsentierenden Referenzellipse und der großen Halbachse des Ellipsoids. Die geodätische Breite ist

der Winkel zwischen der Normalen auf die Tangente durch den Standorte und der großen Halbachse. Diese beiden Größen müssen ggf. ineinander umgerechnet werden. Die Längengrade werden bezogen auf den Nullmeridian, der durch die Sternwarte in Greenwich verläuft, in Ost- bzw. Westrichtung gemessen.

Die Koordinaten eines Punktes auf der Erde sind durch den Längengrad λ , Breitengrad Φ_{gd} und Höhe h angegeben. Die Umrechnung von Längen- und Breitengrad in xyz Koordinaten nach folgender Gleichung A.1 durchgeführt.

$$\vec{r}(x, y, z) = \begin{pmatrix} (\rho + h) \cos(\Phi_{\text{gd}}) \cos(\lambda) \\ (\rho + h) \cos(\Phi_{\text{gd}}) \sin(\lambda) \\ [\rho(1 - e_1^2) + h] \sin(\Phi_{\text{gd}}) \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{1 - e_1^2 \sin^2(\Phi_{\text{gd}})}}$$

$$e_1^2 = 2f - f^2$$

Es bezeichnet R den mittleren Radius am Äquator, e_1 die Exzentrizität der Ellipse und f die Abplattung der Erde. Jetzt liegen die Koordinaten eines Standpunktes bzgl. eines kartesischen Koordiantensystems im Schnittpunkt von großer und kleiner Halbachse vor.

Die Erddrehung wird berücksichtigt, indem das WGS84 Modell als Realisierung des ECEF-Systems (Earth Centered Earth-Fixed) Systems betrachtet wird. Dieses Koordinatensystem dreht sich mit der Erde mit. Die Transformation eines Punktes aus ECI Koordinaten in das ECEF System kann nach folgender Gleichung vorgenommen werden [58]:

$$\vec{r}_{\text{ECEF}} = [Z(t)] \cdot [N(t)] \cdot [P(t)] \cdot \vec{r}_{\text{ECI}} \quad (\text{A.2})$$

Dabei ist zu beachten, dass die Drehmatrizen zeitabhängig sind. Es bezeichnet $[Z(t)]$ die Rotation der Erde um die momentane Rotationsache, abhängig von der wahren Sternzeit, $[N(t)]$ und $[P(t)]$ beschreiben die Nutationsbewegung und Präzessionsbewegung der Erde. Diese werden durch die Gravitationskräfte von anderen Himmelskörpern auf den gegen die Ekliptik geneigten, rotierenden Erdellipsoid hervorgerufen. Diese Kräfte wirken ebenso auf den Bezugspunktes des ICRF Systems (Frühlingspunkt), der sich auch aus der Position der Erde im Himmelsraum ableitet, und müssen daher berücksichtigt werden [56], [85]. Es wird also ein Vektor aus dem ECI-System, realisiert durch den ICRF/J2000 Referenzrahmen zum Zeitpunkt 1.1.2000 12

Uhr in einen Vektor im ECEF-System, realisiert im WGS84 Referenzrahmen zum gesuchten Zeitpunkt t transformiert. Die Position des Bodenempfängers ist in WGS84-Koordinaten angegeben.

Die Bestimmung von $N(t)$ und $P(t)$ ist in [58] hergeleitet. Die Matrix $[R_3(\theta_{LST})]$ beschreibt eine Drehung um die z-Achse gemäß der wahren Sternzeit. Das Argument θ_{LST} bezeichnet die Summe aus dem Längengrad und dem Winkel der Greenwich Apparent Sideral Time und wird in [58] und [56] hergeleitet. θ_{LST} wird als *Local Sideral Time* bezeichnet [86].

$$[R_3(\theta_{LST})] = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{LST}) & \sin(\theta_{LST}) & 0 \\ -\sin(\theta_{LST}) & \cos(\theta_{LST}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

A.2 Beschreibung der Satellitenbahn in Inertialkoordinaten

Die Beschreibung einer Planetenbahn um die Sonne kann durch die drei Kepler-Gesetze vorgenommen werden. Ausgehend von diesen wird dann ein geeignetes Koordinatensystem definiert, innerhalb dessen die Bahn des Himmelskörpers eindeutig abgebildet werden kann. Die drei Kepler-Gesetze lauten [87]:

- Die Planetenbahnen sind Ellipsen, in deren einem Brennpunkt die Sonne steht.
- Der von der Sonne nach einem Planeten gezogene Ortsvektor überstreicht in gleichen Zeiten gleiche Flächen.
- Die Quadrate der Umlaufzeiten zweier Planeten verhalten sich wie die dritten Potenzen der großen Halbachsen ihrer Bahnellipsen.

Grundsätzlich gelten diese Gesetze auch für ein Zweikörperproblem aus einem Zentralgestirn (Erde) und einem künstlichen Himmelskörper (Satellit). Die Satellitenbahn kann eindeutig durch *Statevektoren* beschrieben werden, die die Geschwindigkeit bzw. Ortsposition beinhalten. Eine weitere Möglichkeit besteht, die Satellitenbahn durch skalare Größen und Winkelgrößen zu beschreiben, sog. *Element Sets*. Im Rahmen dieser Arbeit werden dazu *Orbitalelemente* verwendet.

Da die Beschreibungsformen äquivalent sind, können diese ineinander umgerechnet werden [56], [88], [89]. Die Elemente sind immer bzgl. eines Koordinatensystems definiert. Die Definition und Beschreibung der verwendeten

Element	Name	Beschreibung	Definition
a	große Halbachse	Orbitgröße	
e	numerische Exzentrizität	Orbitform	Verhältnis des halben Abstandes der Brennpunkte der Ellipse zur großen Halbachse
i	Inklination	Verkipfung des Oribits	Winkel zwischen der Orbitalebene und der Äquatorebene
Ω	Rektaszension des aufsteigenden Knotens	Rotation der Orbitalebene um die Erde	Winkel zwischen Frühlingspunkt und Ort des aufsteigenden Knotens vom Erdmittelpunkt aus ostwärts
ω	Argument des Perigäums	Orientierung der Bahn in der Bahnebene	Winkel zwischen aufsteigendem Knoten und Perigäum
ν	wahre Anomalie	Ort auf der Bahn	Winkel zwischen Perigäum und Ort auf der Umlaufbahn

Tabelle A.2: Orbitalelemente für die spätere Berechnung der Satellitenbahn

Bahndaten sind in Tabelle A.2 zusammengefasst. Die numerischen Exzentrizität e wird aus der großen und kleinen Halbachse bestimmt nach folgender Gleichung:

$$e = \frac{\sqrt{a^2 - b^2}}{a} \quad (\text{A.4})$$

Dabei bezeichnet a die große Halbachse der Ellipse und b die kleine Halbachse der Ellipse.

Durch den Wert der wahren Annomalie ν wird die Position des Satelliten zur Zeit $t = t_0$ auf seiner Bahn, die durch a, e, i, Ω und ω vorgegeben ist, bestimmt. Der Positionsvektor \vec{r}_{PQW} und der Geschwindigkeitsvektor \vec{v}_{PQW} können dann für jeden Zeitpunkt $t = t_0 + \Delta t$ aus der wahren Anomalie bestimmt werden bzgl. eines sog. perifokalen Koordinatensystems. Auf die

genaue Berechnung und Beschreibung wird in [56] und [88] eingegangen. Beide Vektoren können dann nach folgender Gleichung in ein inertiales System umgerechnet werden:

$$\begin{aligned}\vec{r}_{\text{ECI}} &= [R_3(-\Omega)] \cdot [R_2(-i)] \cdot [R_3(-\omega)] \cdot \vec{r}_{\text{PQW}} \\ \vec{v}_{\text{ECI}} &= [R_3(-\Omega)] \cdot [R_2(-i)] \cdot [R_3(-\omega)] \cdot \vec{v}_{\text{PQW}}\end{aligned}\quad (\text{A.5})$$

Damit liegen die Position des Satelliten und seine Geschwindigkeit nun zu jedem Zeitpunkt in ECI Koordinaten vor.

A.3 Das SEZ-Koordinatensystem

Das SEZ Koordinatensystem ist geeignet, die Position eines Himmelskörpers durch seinen Azimut- und Elevationswinkel zu beschreiben.

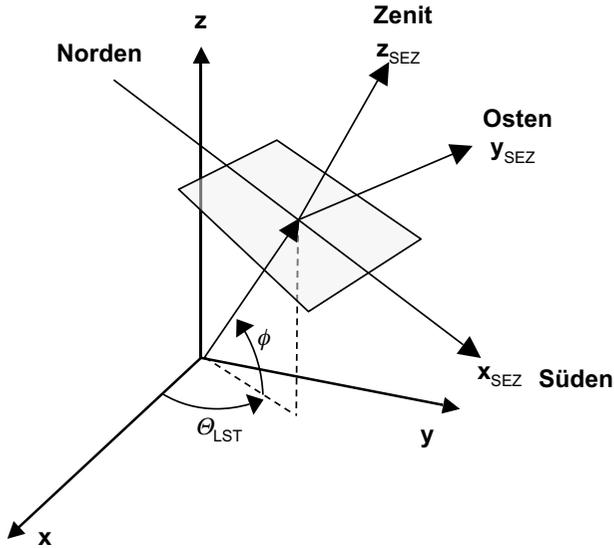


Bild A.1: Darstellung des SEZ Koordinatensystems ($x_{\text{SEZ}}, y_{\text{SEZ}}, z_{\text{SEZ}}$).

Die Umrechnung des Vektors \vec{d}_{ECI} in das SEZ-Koordinatensystem wird mit Gleichung A.6 durchgeführt.

$$\vec{d}_{\text{SEZ}} = [R_2(90^\circ - \Phi)] \cdot [R_3(\theta_{LST})] \cdot \vec{d}_{\text{ECI}} \quad (\text{A.6})$$

Dabei bezeichnet $[R_2]$ eine Drehmatrix, die eine Drehung um die y-Achse eines rechtshändigen orthogonalen Koordinatensystems durchführt.

$$[R_2(90^\circ - \Phi)] = \begin{pmatrix} \cos(90^\circ - \Phi) & 0 & -\sin(90^\circ - \Phi) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(90^\circ - \Phi) & 0 & \cos(90^\circ - \Phi) \end{pmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A.4 Simulationsszenario

Für alle Simulationen werden die folgenden Geometrieparameter für die Positionen der Bodenempfänger verwendet:

Nummer	Breitengrad	Längengrad
Bodenempfänger 1	49,012°	9,550°
Bodenempfänger 2	49,012°	9,50°
Bodenempfänger 3	49,012°	9,450°
Bodenempfänger 4	49,012°	9,40°
Bodenempfänger 5	49,012°	9,60°
Bodenempfänger 6	49,012°	9,65°
Bodenempfänger 7	49,012°	9,7°

Tabelle A.3: Positionen der verwendeten Bodenempfänger in geodätischen Koordinaten

Nummer	Azimut	lok. Einfallswinkel
Bodenempfänger 1-7	8°	36,95°

Tabelle A.4: Orientierung der Bodenempfänger für lokale Azimut $\psi_{\text{lok,B}}$ und Elevationskoordinate $\theta_{\text{lok,B}}$

Startzeitpunkt	3. Juni 2007, 00:46:54,000000
Stopzeitpunkt	3. Juni 2007, 00:47:05,000000

Tabelle A.5: Simulationszeit für den Überflug des Satelliten über die Bodenempfänger

Literaturverzeichnis

- [1] S. Buckreuss, W. Balzer, P. Mühlbauer, R. Werninghaus, and W. Pitz, “The TerraSAR-X satellite project,” *Proceedings Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 5, pp. 3096–3098, July 2003.
- [2] Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt e.V., *TerraSAR-X Das deutsche Auge im All*. Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt e.V., Januar 2007.
- [3] S. Hovaneessian, *Introduction to Synthetic Array and Imaging Radar*. Artech House, 1980.
- [4] A. Moreira, *Radar mit synthetischer Apertur - Grundlagen und Signalverarbeitung*. Habilitationsschrift Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Karlsruhe (TH), Oktober 2000.
- [5] H. Kramer, *Observation of the Earth and its Environment - Survey of Missions and Sensors*. Springer Verlag, Oktober 1996.
- [6] P. Dubois, J. van Zyl, and T. Engman, “Measuring Soil Moisture with Imaging Radars,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 4, pp. 915–926, Juli 1995.
- [7] J. Johannessen, “Overview of ERS-1 Scientific Results Obtained from Ocean and Sea Ice Observations,” *Proceedings Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 1035–1037, Juli 1995.
- [8] J. Shi and J. Dozier, “Inferring Snow Wetness Using C-Band Data from SIR-C’s Polarimetric Synthetic Aperture Radar,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 4, pp. 905–914, Juli 1995.
- [9] R. Kwok, D. Rothrock, H. Stern, and G. Cunningham, “Determination of the Age Distribution of Sea Ice from Lagrangian Observations of Sea Ice Motion,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 2, pp. 392–400, March 1995.

- [10] H. Anys and D.-C. He, "Evaluation of Textural and Multipolarization Radar Features for Crop Classification," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 5, pp. 1170–1181, September 1995.
- [11] M. Davidson, R. Steingiesser, and W. Kühbauch, "Assessing Agricultural Land Use early during the Growing Season Using Multi-Frequency and Multi-Polarization SIR-C Backscatter Features," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 473–476, March 1996.
- [12] H. Skriver, J. Jiankang, J. Dall, K. Woelders, and A. Thomsen, "A Multi-Temporal and Multi-Frequency Study of Polarimetric Signatures of Soil and Crops," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 481–484, March 1996.
- [13] L. Graham, "Synthetic interferometer radar for topographic mapping," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 6, pp. 763–768, 1974.
- [14] E. Benfer and M. Fritsch, "Topographic Mapping of Huge Areas with Airborne Interferometric Data," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 531–532, March 1996.
- [15] H. Zebker and R. Goldstein, "Topographic Mapping from Interferometric Synthetic Aperture Radar Observations," *Journal of Geophysical Research*, vol. 91, no. B5, pp. 4993–5000, 1986.
- [16] R. Hanssen, T. Weckwerth, H. Zebker, and R. Klees, "High-Resolution Water Vapor Mapping from Interferometric Radar Measurements," *Science*, vol. 283, pp. 1297–1299, Feb 1999.
- [17] P. Fearnside, N. Leal, and F. Fernandes, "Rainforest Burning and the Global Carbon Budget: Biomass, Combustion Efficiency, and the Charcoal Formation in the Brazilian Amazon," *Journal of Geophysical Research*, vol. 98, pp. 16 733–16 743, 1993.
- [18] H. Breit, M. Eineder, J. Holzner, H. Runge, and R. Bamler, "Traffic Monitoring using SRTM Along-Track Interferometry," *Proceedings of the Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 2, pp. 1187–1189, Juli 2003.
- [19] S. Buckreuss, P. Muehlbauer, J. Mittermayer, W. Balzer, and R. Werninghaus, "The TerraSAR-X Ground Segment," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 1–4, May 2006.

- [20] R. Jordan, B. Huneycutt, and M. Werner, "The SIR-C/X-SAR Synthetic Aperture Radar System," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, no. 6, pp. 827–838, Juni 1991.
- [21] M. Werner, "Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) - Mission Overview," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 209–212, May 2000.
- [22] D. D. T. Guyenne, "Space at the Service of Our Environment," *Proceedings of the third ERS-1 Symposium*, vol. 1-3, 1997.
- [23] J. Louet and S. Bruzzi, "ENVISAT mission and system," *Proceedings Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 3, pp. 1680–1682, June 1999.
- [24] Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt e.V., "TerraSAR-X Mission Statement," <http://www.dlr.de/tsx>, March 2006.
- [25] A. Herschlein, C. Fischer, H. Braumann, M. Stangl, W. Pitz, and R. Werninghaus, "Development and Measurement Results for TerraSAR-X Phased Array," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. 505–508, May 2004.
- [26] A. Freeman, Y. Shen, and C. L. Werner, "Polarimetric SAR Calibration Experiment Using Active Radar Calibrators," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 28, no. 2, pp. 224–240, March 1990.
- [27] M. Zink, *Kalibration von SAR-Systemen*. Forschungsbericht, Dissertation Universität Stuttgart, Herausgegeben von der Deutschen Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR), May 1993.
- [28] D. Hounam, *Ortung von eindeutig identifizierbaren Zielen in SAR-Bildern mit kodierten Transpondern*. Dissertation, Deutsche Geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften, Februar 1998, vol. 482.
- [29] D. Hounam and K.-H. Wägel, "A Technique for the Identification and Localization of SAR Targets Using Encoding Transponders," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 39, pp. 3–7, Januar 2001.

- [30] A. Freeman, "SAR Calibration: An Overview," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, no. 6, pp. 1170–1121, November 1992.
- [31] A. Freeman, "The need for SAR Calibration," *Proceedings of Geoscience and Remote Sensing Symposium and Canadian Symposium on Remote Sensing*, vol. 1, pp. 230–233, July 1989.
- [32] M. Schwerdt, D. Hounam, B. Bräutigam, and J.-L. Alvarez-Pérez, "TerraSAR-X: Calibration Concept of a Multiple Mode High Resolution SAR," *Proceedings of Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 7, pp. 4874–4877, July 2005.
- [33] B. Bräutigam, M. Schwerdt, and M. Bachmann, "The External Calibration of TerraSAR-X, a Multiple Mode SAR-System," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. CD-ROM, May 2006.
- [34] M. Schwerdt, B. Bräutigam, M. Bachmann, T. Molkenhain, D. Hounam, and M. Zink, "The Calibration of the TerraSAR-X System," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. CD-ROM, May 2006.
- [35] H. M. Braun and S. Kicherer, "External Calibration for CRS-1 and SAR-Lupe," *Proceedings of the European Conference on Synthetic Aperture Radar*, pp. CD-ROM, May 2006.
- [36] F. Ulaby, R. Moore, and A. Fung, *Microwave Remote Sensing Active and Passive - Microwave Remote Sensing Fundamentals and Radiometry*. Addison-Wesley Publishing Company, 1982, vol. 1.
- [37] F. Ulaby, R. Moore, and A. K. Fung, *Microwave Remote Sensing Active and Passive - Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory*. Addison-Wesley Publishing Company, 1982, vol. 2.
- [38] J. C. Curlander and R. N. McDonough, *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing*. John Wiley & Sons, 1991.
- [39] I. G. Cumming and F. H. Wong, *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data*. Artech House, 2005.
- [40] G. Franceschetti and R. Lanari, *Synthetic Aperture Radar Processing*. CRC Press, 1999.

- [41] E. Heidrich, *Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen*. Dissertationsschrift Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 1992, vol. 2.
- [42] S. Riegger, *Analyse und Synthese polarimetrischer, dispersiver Radarstreuerquerschnittssignaturen*. Dissertationsschrift Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 1988.
- [43] W. Wiesbeck and S. Riegger, "A Complete Error Model for Free Space Polarimetric Measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 8, pp. 1105–1110, August 1991.
- [44] K. Sarabandi and F. T. Ulaby and M. A. Tassoudji, "Calibration of Polarimetric Radar Systems With Good Polarization Isolation," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 28, no. 1, pp. 70–75, Januar 1990.
- [45] K. Sarabandi and F. T. Ulaby, "A Convenient Technique for Polarimetric Calibration of Single-Antenna Radar Systems," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 28, no. 6, pp. 1022–1033, November 1990.
- [46] D. Kähny, *Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung*. Dissertationsschrift Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Universität Karlsruhe (TH), 1992, vol. 1.
- [47] F. Ulaby and C. Elachi, *Radar Polarimetry for Geoscience Applications*. Artech House, 1990.
- [48] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart, and C. K. Kirchbaum, *Radar Cross Section Handbook*. Plenum Press, 1970, vol. 1.
- [49] G. Wanielik, *Polarimetrische Verfahren in der Nachrichtentechnik und Radartechnik*. Skriptum zur Vorlesung Universität Karlsruhe (TH), 1990.
- [50] N. Geng and W. Wiesbeck, *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation*. Springer Verlag, Mai 1998.
- [51] M. Shimada and A. Freeman, "A technique for measurement of spaceborne SAR antenna patterns using distributed targets," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 1, pp. 100–114, January 1995.

- [52] Y. Fang and R. Moore, "Inflight vertical antenna patterns for X-SAR from Amazon rain-forest observations," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 33, no. 4, pp. 1083–1085, July 1995.
- [53] H. Fiedler, E. Boerner, J. Mittermayer, and G. Krieger, "Total Zero Doppler Steering-A New Method for Minimizing the Doppler Centroid," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 141–145, April 2005.
- [54] M. Bachmann, M. Schwerdt, B. Bräutigam, B. Grafmüller, A. Herschlein, and J. Alvarez-Perez, "The TerraSAR-X Antenna Model Approach," *Proceedings of 2nd International ITG Conference on Antennas*, pp. CD-ROM, März 2007.
- [55] R. Lenz, J. Pontes, and W. Wiesbeck, "A digitally controlled ground-based receiver system and novel pattern recognition algorithm for the TerraSAR-X satellite," *Proceedings Amta Europe Symposium*, pp. 21–26, May 2006.
- [56] D. A. Vallado, *Fundamentals of Astrodynamics and Applications*. McGraw Hill, 1997.
- [57] Interantional Earth Rotation and Reference System Service, *Glossary*. <http://www.iers.org/MainDisp.csl?pid=101-165>, 2003.
- [58] Astrium GmbH, "Coordinate Systems for AOCS," *Astrium GmbH, Doc. No. TX-AED-TN-0027, Issue 3*, March 2004.
- [59] Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V., "TerraSAR-X Total Zero Doppler Steering Tables for TerraSAR-X," *DLR, Doc. No. TN-SEC-JM-03, Issue 1*, January 2005.
- [60] C. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 1997.
- [61] R. Lenz, K. Schuler, Y. Younis, and W. Wiesbeck, "TerraSAR-X Active Radar Ground Calibrator System," *IEEE Aerospace and Electronic System Magazine*, vol. 21, no. 5, pp. 30–33, May 2006.
- [62] R. Lenz and W. Wiesbeck, "The TerraSAR-X Active Calibration Instruments and Performance Analysis," *Proceedings of Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 97–100, July 2006.

-
- [63] R. Lenz, J. Pontes, and W. Wiesbeck, "The TerraSAR-X Ground Calibration System and Pattern Estimation Software," *Proceedings of Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 7, pp. 4894–4897, July 2005.
- [64] G. Dummer, R. Lenz, B. Lutz, M. Kühn, K. D. Müller-Glaser, and W. Wiesbeck, "Design and realization of an active SAR calibrator for TerraSAR-X," *Proceedings of SPIE Europe International Symposium on Remote Sensing*, pp. CD-ROM, September 2005.
- [65] Zinke and Brunswig, *Hochfrequenztechnik 2*. Springer-Verlag, 1993.
- [66] Meinke and Gundlach, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, K. Lange and K.-H. Löcherer, Eds. Springer, 1986, vol. 1-3.
- [67] F. X. Kärtner, *Halbleiterbauelemente*. Skriptum zur Vorlesung Universität Karlsruhe (TH), 2000/2001.
- [68] Hittite Microwave Corporation, "HMC412MS8G - Datasheet," 2005.
- [69] G. Matthaei, L. Young, and E. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. McGraw-Hill, 1964.
- [70] Hittite Microwave Corporation, "Designer's Guide, Analog and Mixed-Signal ICs, Modules and Subsystems DC-110 GHz," 2005.
- [71] Kiencke and Kronmüller, *Messtechnik - Systemtheorie für Elektrotechniker*. Springer Lehrbuch, 2000.
- [72] O. Föllinger, F. Dörrscheidt, and M. Klittich, *Regelungstechnik : Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*. Hüthig Verlag, 1994.
- [73] R. G. S. GmbH, *Gehäusewelt 1 - 4*. , 2005.
- [74] F. J. Harris, "On the use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51–83, January 1978.
- [75] M. Dobson, F. Ulaby, D. Brunfeldt, and D. Held, "External calibration of SIR-B imagery with area-extended and point targets," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 24, no. 4, pp. 453–461, July 1986.

- [76] R. Larson, P. Jackson, and E. Kasischke, "A digital calibration method for synthetic aperture radar systems," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 6, pp. 753–763, November 1988.
- [77] A. Gray, P. Vachon, C. Livingstone, and T. Lukowski, "Synthetic aperture radar calibration using reference reflectors," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 374–383, May 1990.
- [78] I. M. H. Ulander, "Accuracy of Using Point Targets for SAR Calibration," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 27, no. 1, pp. 139–147, January 1991.
- [79] M. Thumm, W. Wiesbeck, and S. Kern, *Mikrowellenmesstechnik, 2. Auflage*. B.G. Teubner, 1998.
- [80] E. F. Knott, *Radar Cross Section Measurements*. Scitech Publishing Inc., 2006.
- [81] A. von Hippel, *Dielectric Materials and Applications*. Artech House, 1995.
- [82] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart, and C. K. Kirchbaum, *Radar Cross Section Handbook*. Plenum Press, 1970, vol. 2.
- [83] W. Wiesbeck and D. Kähny, "Single reference, three target calibration and error correction for monostatic, polarimetric free space measurements," *Proceedings of Geoscience and Remote Sensing Symposium*, vol. 79, no. 10, pp. 1551–1558, October 1991.
- [84] Department of Defense, *World Geodetic System, third edition, TR8350.2*. http://earth-info.nga.mil/GandG/publications/tr8350.2/tr8350_2.html, 2000.
- [85] A. Bauch, M. Rothacher, and R. Rummel, *Bezugssysteme in Lage und Höhe*. Tutorial zum Kursus Ingenieurvermessung 2000, Institut für Astronomische und Physikalische Geodäsie, Forschungseinrichtung Satellitengeodäsie, Technische Universität München, March 2000.
- [86] University of California Observatories, *Time Scales Description*. <http://www.ucolick.org/~sla/leapsecs/timescales.html>, 2003.
- [87] A. Hammer and K. Hammer, *Physikalische Formeln und Tabellen*. J. Lindauer Verlag, 1988.

[88] O. Montenbruck, *Satellite Orbits*. Springer Verlag, 2000.

[89] R. Haymes, *Introduction to Space Science*. John Wiley & Sons, 1971.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Rainer Lenz
Geburtsdatum	1.9.1975
Geburtsort	Regensburg
Staatsangehörigkeit	deutsch
Familienstand	ledig

Schulbildung

1996	Willibald-Gymnasium Eichstätt, Allgemeine Hochschulreife
------	---

Zivildienst

1996/1997	Klinikum Ingolstadt
-----------	---------------------

Studium und Berufsweg

1997-2003	Studium der Elektrotechnik und Informatik an der Universität Karlsruhe (TH), Schwerpunkt Hochfrequenztechnik
2002/2003	Diplomarbeit: Entwurf und Integration eines 76,5 GHz Nahbereichsradarsensors in LTCC
09/2003 - 09/2007	wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik Mitarbeit in Forschung und Lehre Arbeitsgebiete: Radartechnik, Hochfrequenz- messtechnik, Hardware, Schaltungstechnik

