

GEMEINSAMER SCHLUSSBERICHT DES BMWK-VERBUNDVORHABENS

LARISSA-II

LASERSTRAHLBASIERTE ÜBERTRAGUNG VON
PHASEN**K**RITISCHEN HOCHFREQUENZMESS**S**SIGNALEN
BEWEGTER MESSPLATTFORMEN UND SPEZIELLER
NAHFELD-FERNFELD TRANSFORMATION FÜR DEN
EINSATZ IN DER **A**NTENNENMESSTECHNIK

T. FRITZEL, DR. A. GEISE
AIRBUS DEFENCE AND SPACE GMBH
TAUFKIRCHEN BEI MÜNCHEN

DR. F. BONOMO, DR. C. GAL, M. MACHIN, A. KAZAR
MYNARIC LASERCOM GMBH
GILCHING BEI MÜNCHEN

DR. A. PAULUS, S. PUNZET, DR. J. KNAPP, PROF. DR. T.F. EIBERT
LEHRSTUHL FÜR HOCHFREQUENZTECHNIK
FAKULTÄT FÜR ELEKTROTECHNIK UND INFORMATIONSTECHNIK
TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN

DAS DIESEM BERICHT ZUGRUNDELIEGENDE VORHABEN LARISSA-II WURDE MIT
MITTELN DES BUNDEMINISTERIUMS FÜR WIRTSCHAFT UND KLIMASCHUTZ
(BMWK) UNTER DEN FÖRDERKENNZEICHEN 50RK1922, RK1923 UND
RK1924 VOM 01.10.2019 BIS 31.01.2022 GEFÖRDERT.

Gefördert durch:



aufgrund eines Beschlusses
des Deutschen Bundestages

INHALTSVERZEICHNIS

1	Zweck des Dokumentes	7
2	Referenzdokumente	7
3	Begriffsdefinitionen und Abkürzungen	9
4	Kurze Darstellung des Vorhabens	10
4.1	Aufgabenstellung	10
4.2	Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde	12
4.3	Planung und Ablauf	13
4.4	Technischer und wissenschaftlicher Stand	17
4.4.1	Übertragung von Hochfrequenzmesssignalen in der Antennenmesstechnik	17
4.4.2	Transformationen von Antennennahfelddaten bzw. die Nahfeld- Antennenmesstechnik an sich	17
4.5	Zusammenarbeit mit anderen Stellen	19
5	Eingehende Darstellung des Teilvorhabens LARISSA-II durch Airbus Defence & Space GmbH	20
5.1	Erzielte Ergebnisse	20
5.1.1	AP 1000 - Administration	20
5.1.2	AP 2000 - Applikations-Validierung	20
5.1.2.1	AP 2100 - Anforderungen Antennenmessapplikation	20
5.1.2.2	AP 2200 - Auslegung Messanlage für Integration Laser Terminal	21
5.1.2.3	AP 2300 - Antennenreferenzmessungen ohne Laser Terminal	22
5.1.2.4	AP 2400 - Messanlagenmodifikation & Optimierungen	30
5.1.2.5	AP 2500 - Antennenmessungen mit Laser Terminal	30
5.1.2.5.1	Messungen auf Laser Terminal Ebene (Mynaric)	30
5.1.2.5.2	Messungen auf Antennenmessebene (Airbus DS)	31
5.1.2.6	AP 2600 - Auswertung der Messergebnisse	33
5.1.2.6.1	Messergebnisse auf Laser Terminal Ebene (Mynaric)	33
5.1.2.6.2	Messergebnisse auf Antennenmessebene (Airbus DS)	39
6	Ausführliche Beschreibung des Teilprojekts LARISSA II „Vermessung von großen Antennenanlagen auf Basis einer Referenzsignalübertragung über eine weglängen- stabilisierte Laserstrecke mit integrierter Distanzmessung für unbemannte Fluggeräte“ von der Mynaric Lasercom GmbH	43
6.1	Erzielte Ergebnisse	43
6.1.1	AP3000 – Laser Terminal Sytem Analyse	43
6.1.1.1	AP 3100 - Systemanforderungen	43
6.1.1.2	AP 3200 - Link Budget Analyse	44
6.1.1.3	AP 3300 - Anpassung des Terminal Design	45
6.1.1.3.1	Verwendetes Terminal	45
6.1.1.4	AP 3400 - Optimierung Signal- & Modulationskonzept	47
6.1.1.5	AP3500 – Konzept Ranging	50
6.1.1.6	AP3600 – Simulation der System-Performance auf UAV	52
6.1.2	AP4000 – Laser-Terminal Anpassung	52
6.1.2.1	AP4100 – Anpassung PAT-Design	52
6.1.2.2	AP4200 – Anpassung optische Bank	53
6.1.2.3	AP4300 – Anpassung der Terminal Struktur	53
6.1.2.4	AP4400 – Anpassung Terminal-Elektronik	54
6.1.2.5	AP4500 – Anpassung Terminal-Software	54
6.1.2.6	AP4600 – Integration & Test	55

6.1.3	AP5000 – Laser-Terminal Optronik.....	55
6.1.3.1	AP5100 – Überarbeitung Signal- und Modulationssystem.....	55
6.1.3.2	AP5200 – Entwicklung des Ranging System	59
6.1.3.3	AP5300 – Positionsbestimmung in Echtzeit.....	60
6.1.3.4	AP5400 – Aufbau Breadboard	62
6.1.3.5	AP5500 – Integration & Test.....	65
7	Eingehende Darstellung des Teilvorhabens "Phasenfehlertolerante Nahfeld-Fernfeld-Transformation für die Antennenvermessung mit beweglichen Messplattformen" durch den Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der TU München.....	69
7.1	Erzielte Ergebnisse	69
7.1.1	AP 6000 – Spezielle Feldtransformation	69
7.1.1.1	AP 6100 – Phasenlose Transformationsansätze	69
7.1.1.1.1	Phasenlose Transformation basierend auf nichtkonvexer Optimierung	69
7.1.1.1.2	Phasenlose Transformation unter Verwendung Breitbandiger Messsignale	72
7.1.1.1.3	Transformation von teilweise kohärenten Messdaten	73
7.1.1.2	AP 6200 – Algorithmen zur Unterdrückung von Störeinflüssen.....	76
7.1.1.3	AP 6300 – Zusammenführung der Algorithmen & Optimierung.....	79
7.1.1.4	AP 6400 – Codierung & Simulation.....	82
7.1.2	AP 7000 – Außenbereichsnahfeldmessungen	85
7.1.2.1	AP 7100 – Design NF-Sonden für bewegte Plattformen	85
7.1.2.2	AP 7200 – Drohnen-Flugsteuerung	86
7.1.2.3	AP 7300 – Drohnenbasierter NF-Antennenmessdemonstrator	88
7.1.2.4	AP 7400 – Antennenmessung mit Drohne	91
7.1.2.5	AP 7500 – Auswertung der Messergebnisse	93
8	Zusammenfassung und Ausblick	96

ABBILDUNGSVERZEICHNIS

Abbildung 4-1: Komplementärer Technologie-Entwicklungsansatz.....	11
Abbildung 4-2: LARISSA-II Arbeitsstrukturplan.....	13
Abbildung 4-3: Zeitliche Abfolge der LARISSA-II Einzelarbeitspakete AP 1000 - AP 3000 ...	14
Abbildung 4-4: Zeitliche Abfolge der LARISSA-II Einzelarbeitspakete AP 4000 - AP 5000 ...	15
Abbildung 4-5: Zeitliche Abfolge der LARISSA-II Einzelarbeitspakete AP 6000 - AP 7000 und Meilensteine für das Gesamtvorhaben	16
Abbildung 4-6: Messdrohne während phasenlosem Abtasten des elektromagnetischen Nahfeldes der GSOC S67 Antenne in Weilheim.....	19
Abbildung 5-1: Sondenvermessung in Fernfeld-Anlage für Sondenkorrektur bei der Nahfeld-Fernfeld Transformation	22
Abbildung 5-2: Referenzantenne mit Fernfeldcharakteristik (links: Horizontal Polarisation, rechts: Vertikale Polarisation).....	23
Abbildung 5-3: Überprüfung der Abtastdichte und des Randabfalls im Nahfeld	24
Abbildung 5-4: Amplitudenverteilung bei horizontaler Sondenpolarisation im Nahfeld	25
Abbildung 5-5: Amplitudenverteilung bei horizontaler Sondenpolarisation im Nahfeld	25
Abbildung 5-6: Phasenverteilung bei horizontaler Sondenpolarisation im Nahfeld.....	26
Abbildung 5-7: Amplitudenverteilung bei vertikaler Sondenpolarisation im Nahfeld	26
Abbildung 5-8: Phasenverteilung bei vertikaler Sondenpolarisation im Nahfeld.....	27
Abbildung 5-9: Seitenansicht der abgetasteten Fläche im Nahfeld zeigt Abstandsvariationen von bis zu einer Wellenlänge.....	28
Abbildung 5-10: Konturenvergleich der gemessenen Hauptpolarisation im Nahfeld zu einer Compact Range	29
Abbildung 5-11: Konturenvergleich der gemessenen Kreuzpolarisation im Nahfeld zu einer Compact Range	29
Abbildung 5-12: Skizzierter Messaufbau zur Ermittlung der Genauigkeit der Entfernungsmessung der LaserTerminals	32
Abbildung 5-13: Skizzierter Messaufbau zur Ermittlung der Phasengenauigkeit bei Laserübertragung der Referenz bei 1GHz.....	32
Abbildung 5-14: Die Entfernungsmessung durch das Myaric-Terminal und den Laser-Tracker	33
Abbildung 5-15: Der Fehler des Entfernungsmessungstests	34
Abbildung 5-16: Der Langzeittest der Phasenstabilität	35
Abbildung 5-17: Einfluss der Gondelschwingung auf die Phasenänderung (Ein- und Ausschalten der Phasenkompensation)	36
Abbildung 5-18: Einfluss der sich bewegenden Gondel auf die Phasenänderung.....	37
Abbildung 5-19: Probleme beim Referenzphasenkompensationssignal.....	38
Abbildung 5-20: Skizzierte Methode zur Evaluierung des Fehlereinflusses der LaserTechnologie auf die für die Zielapplikation relevanten Fernfelder	39
Abbildung 5-21: Phasenverteilung der Hauptpolarisation ohne (links) und mit (rechts) Fehlereinfluss bei statischer Laserübertragung	39
Abbildung 5-22: Vergleich der Fernfeldkonturen ohne (rot) und mit (blau) Fehlereinfluss bei statischer Laserübertragung für ko- (links) und kreuzpolaren (rechts) Polarisationen	40
Abbildung 5-23: Phasenverteilung der Hauptpolarisation ohne (links) und mit (rechts) Fehlereinfluss bei dynamischer Laserübertragung	40
Abbildung 5-24: Vergleich der Fernfeldkonturen ohne (rot) und mit (blau) Fehlereinfluss bei dynamischer Laserübertragung für ko- (links) und kreuzpolaren (rechts) Polarisationen	41

Abbildung 5-25: Phasenverteilung der Hauptpolarisation ohne (links) und mit (rechts) Fehlereinfluss bei dynamischer Entfernungsmessung der Laserterminals.....	41
Abbildung 5-26: Vergleich der Fernfeldkonturen ohne (rot) und mit (blau) Fehlereinfluss bei dynamischer Entfernungsmessung für ko- (links) und kreuzpolaren (rechts) Polarisationen	42
Abbildung 5-27: Einfluss eines normalverteilten Phasenfehlers auf das Fehler-Niveau im Fernfeld.....	42
Abbildung 6-1: Verbindungsbudget-Analyse für eine Verbindungsstrecke von bis zu 1 km ..	45
Abbildung 6-2: Mynaric-Laserterminal	46
Abbildung 6-3: Blockschaltbild des optischen Systems	47
Abbildung 6-4: Allgemeiner Terminalentwurf für die Boden- und Mobilplattformen	48
Abbildung 6-5: VCO-integrierte PLL Phasenadaptation – Blockschaltbild (links) und Diskrete Phasenadaptation – Blockschaltbild (rechts)	48
Abbildung 6-6: Vergleich der 1 GHz- und 10 MHz-Kopplung bei 6 GHz. Aus der Anwendungskarte „Gemeinsame Nutzung einer 1-GHz-Referenz für phasenkohärente Signale“, Rohde-Schwarz GmbH & Co. KG, 2016.....	49
Abbildung 6-7: Diskrete Methode der Phasendriftkompensation.....	50
Abbildung 6-8: Von einem FMCW-Radar gesendete und empfangene Sägezahnsignale.....	51
Abbildung 6-9: Verbesserung der Entfernungsaufösung des FMCW-Radars mit Null-Padding	52
Abbildung 6-10: Blockdiagramm des FMCW-Transceivers über Optik.....	52
Abbildung 6-11: Simulation der Verbindung.....	53
Abbildung 6-12: CAD-Modell des Terminals mit kardanischer Aufhängung	54
Abbildung 6-13: Z-Ebenen-Darstellung von FFT und CZT [11].....	56
Abbildung 6-14: Verbesserung der Entfernungsgenauigkeit mit der CZT-Methode.....	58
Abbildung 6-15: Entwickelter aktiver Bandpass-Anti-Aliasing-Filter für das Basisband	59
Abbildung 6-16: Das mit der Demonstrationsplatine erzeugte Dreieck-Chirp-Signal.....	60
Abbildung 6-17: Die Ergebnisse der Entfernungsmessung in der ersten Testkampagne	61
Abbildung 6-18: Die fertig bestückten HF-Platinen	64
Abbildung 6-19: Schnittstellenübersicht des Bodenterminals.....	65
Abbildung 6-20: Schnittstellenübersicht des Gondelterminals.....	66
Abbildung 6-21: Chirp-Signalweg der HF-Hauptplatine des Bodenterminals	67
Abbildung 6-22: Der Phasenadaptationpfad der HF-Hauptplatine des Bodenterminals.....	67
Abbildung 6-23: Der Referenzgangsteil der HF-Platine des Gondelterminals	67
Abbildung 6-24: Das in die Gondel integrierte Terminal.....	68
Abbildung 6-25: Das Bodenterminal mit dem Boden-Laser-Tracker	68
Abbildung 7-1: Vergleich der Erfolgswahrscheinlichkeit von Methoden zur Phasenrekonstruktion. Implementierungen der Vergleichsmethoden entstammen [RD 9]. Ein Gauß'scher Vorwärtsoperator und $n = 30$ wurde verwendet und 100 Durchgänge pro Verhältnis m/n wurden betrachtet.	71
Abbildung 7-2: Erfolgswahrscheinlichkeit von Transformationsalgorithmen für teilweise kohärente Daten. Die mit (7.4) * bezeichnete Transformation berücksichtigt Informationen über Phasendifferenzen in der Form von Beträgen von Linearkombinationen, ist jedoch weiterhin nichtlinear. Nach [RD 14]......	75
Abbildung 7-3: Nahfeldmessaanordnung einer DRH18 Antenne (links), mit einer offenen Hohlleitersonde (rechts), welche sich für drei sphärische Nahfeldmessungen an drei Positionen verschoben wird (gelbe Punkte). Somit wird ein drei-Kanal Empfänger mit einer „L“-Sondenanordnung nachgebildet. Nach [RD 14].	75
Abbildung 7-4: Transformierte Fernfelder. (a) Unter Verwendung vollständiger Phaseninformation. (b) Mittels teilkohärenter Transformation. (c) Erhalten aus	

phasenloser Transformation. Nach [RD 14].....	76
Abbildung 7-5: Übersicht über Echounterdrückungsmethoden für Nahfeld-Fernfeld Transformationen.	77
Abbildung 7-6: Einfluss eines Materialhalbraumes auf die Nahfelder einer Reflektorantenne für zwei Hauptstrahlrichtungen/Ausrichtungen des Reflektors. In (a) und (b) sind die Nahfelder der Antenne ohne den Einfluss eines Materialhalbraumes (Antennen im Freiraum) dargestellt. In (c) und (d) hat der Halbraum Materialeigenschaften von trockener Erde. In (e) und (f) wurde ein perfekt elektrisch leitfähiger Halbraum angenommen. Die linke Spalte, (a) bis (e) betrachtet eine Hauptstrahlrichtung senkrecht zum Halbraum, d. h. in Richtung $\vartheta = 0^\circ$. Für die rechte Spalte, (b) bis (f), strahlt die Antenne parallel zum Halbraum, in Richtung $\vartheta = 90^\circ$	78
Abbildung 7-7: Drei Ansätze zur Echounterdrückung basierend auf unterschiedlichen Graden an Quell- und Materialmodellierung des Störobjekts.....	80
Abbildung 7-8: Simulationsmodell einer Hornantenne in der Nähe eines metallischen, kugelförmigen Störobjekts.	81
Abbildung 7-9: Fernfeldergebnisse von Nahfeld-Fernfeld Transformationen mit vollständiger Phaseninformation in (a), und teilkohärenten Messwerten in (b). Ergebnisse für die in Abbildung 7-7 illustrierten Methoden zur Echounterdrückung sind dargestellt.	81
Abbildung 7-10: Teil-synthetischer Nahfeldmessaufbau mit realistischen Flugtrajektorien einer Drohne. (a) Messaufbau mit Feldverteilung und Quellgebieten. (b) Optimierte Sondenordnung und, in (c), alternative und suboptimale Sondenordnung. Aus [RD 16].....	83
Abbildung 7-11: Transformationsergebnisse für verschiedene Verhältnisse der Anzahl der Messwerte zu Unbekannten, m/n , bei einem SNR von 60 dB. (a) Ergebnisse für die Sondenordnung in Abbildung 7-10(b). (b) Ergebnisse für die Sondenordnung aus Abbildung 7-10(c). Die mit * markierten Löser verwenden Information über die Phasendifferenzen der Sonderelement in der Form von Beträgen von Linearkombinationen der Messsignale. Aus [RD 16].	83
Abbildung 7-12: Transformationsergebnisse bei $m/n \approx 3$ für verschiedene SNR Werte. (a) Ergebnisse für die Sondenordnung in Abbildung 7-10(b). (b) Ergebnisse für die Sondenordnung aus Abbildung 7-10(c). Der mit * markierte Löser verwendet Information über die Phasendifferenzen der Sonderelement in der Form von Beträgen von Linearkombinationen der Messsignale. Aus [RD 16].....	84
Abbildung 7-13: Sondenantenne auf Leiterplattenbasis (PB TSA) und aus Aluminium (ALUTSA) nach [RD 5].	86
Abbildung 7-14: Positions- und Lagebestimmung.....	87
Abbildung 7-15: Impressionen der im Sommer 2021 durchgeführten Messkampagne der S67 Antenne in Weilheim. (a) Messflug der kleinen HFT Drohne mit einer Sondenantenne. (b) Messflug der großen HFT Drohne mit drei Sondenantennen.....	88
Abbildung 7-16: HF-Setup zur Nahfeld-Antennenmessung mittels UAV.	89
Abbildung 7-17: Integration der HF-Nutzlast auf die HFT Drohne. (a) Testflug der kleinen HFT Drohne mit integrierter HF-Nutzlast am Olympiasportgelände in München. (b) Nahaufnahme der integrierten HF-Nutzlast auf der kleinen HFT Drohne beim Messflug am DLR in Weilheim.....	89
Abbildung 7-18: HF-Setup zur kohärenten Mehrkanalmessung.....	90
Abbildung 7-19: Referenzmessung einer Parabolantenne mittels dreifach Sondenantennenarray in der Messkammer des HFTs an der TUM.	91
Abbildung 7-20: Betrag der gemessenen Nahfelddaten. AUT sendet linkszirkular polarisiert. (a) Horizontale Polarisation der Sondenantenne. (b) Vertikale Polarisation der Sondenantenne.....	93

Abbildung 7-21: Beträge der äquivalenten Love Oberflächenstromdichten auf einer \varnothing 22 m Huygens Fläche vor der AUT parallel zur Antennenapertur. Der gestrichelte Kreis entspricht der \varnothing 15 m Antennenapertur. (a). Magnetische Stromdichte. (b) Elektrische Stromdichte.....94

Abbildung 7-22: Fernfeldschnitte der transformierten Nahfelddaten bei linkszirkularer Transmission der AUT. (a) Horizontalschnitt. (b) Vertikalschnitt.95

Abbildung 7-23: Fernfeldschnitte der transformierten Nahfelddaten bei rechtszirkularer Transmission der AUT. (a) Horizontalschnitt. (b) Vertikalschnitt.95

Abbildung 8-1: Messtechnische Verifikation des 3D Antennen-Fernfeldes einer97

TABELLENVERZEICHNIS

Tabelle 5-1: Anforderungen aus der Messapplikation für Lasersynchronisation21

Tabelle 5-2: Charakteristische Werte der Referenzmessung24

Tabelle 6-1: Systemanforderungen44

Tabelle 6-2: Verbindungsbudget-Analyse45

Tabelle 6-3: Auswahl des Phasenangepassungsmischers65

1 Zweck des Dokumentes

Das vorliegende Dokument beinhaltet die Darstellung der erzielten Ergebnisse aus dem Vorhaben "Laserstrahlbasierte Übertragung von phasenkritischen Hochfrequenzmesssignalen bewegter Messplattformen und spezieller Nahfeld-Fernfeld Transformation für den Einsatz in der Antennenmesstechnik (LARISSA-II)".

LARISSA-II ist ein Verbundvorhaben bestehend aus den Verbundpartnern Fa. Airbus Defence and Space GmbH, Fa. Mynaric Lasercom GmbH und dem Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik (HFT) der Technischen Universität München (TUM).

Dieser Schlussbericht ist ein gemeinsamer Schlussbericht und beinhaltet die Beschreibung der Arbeiten und Ergebnisse aller drei o.g. Vorhabenpartner.

2 Referenzdokumente

Die nachfolgend aufgeführten Publikationen enthalten zusätzliche (Hintergrund-) Informationen:

- RD 1 T. Fritzel, A. Geise, C.H. Schmidt, H.-J. Steiner, T.F. Eibert, O. Wiedenmann, M. Paquay, "Concept of a Portable Antenna Measurement System for Large-Scale and Multi-Contour Near-Fields," *Proceedings 35th ESA Antenna Workshop on Antenna and Free Space RF Measurements*, ESA/ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, September 2013.
- RD 2 T. Fritzel, J. Habersack, T. Jakob, H.-J. Steiner, A. McCormick, "Qualified and High Performance Test Results of the Cylindrical Outdoor Near-Field Test Range", Hol-loway (Siemens Plessey). 16. AMTA, Long Beach, US, October 1994.
- RD 3 D. C. Liu and J. Nocedal, "On the Limited Memory BFGS Method for Large Scale Optimization", *Mathematical Programming*, vol. 45, no. 1-3, pp. 503-528, 1989.
- RD 4 Vertex Antennentechnik, "S67 DLR Weilheim Modernisierungskonzept: Gutachten für die Erstellung eines Renovierungskonzeptes für S-Band Systeme am DLR Standort Weilheim", Vertex Antennentechnik GmbH, Duisburg, Germany, 2021.
- RD 5 A. Azhar and T. F. Eibert, "A Dual-Polarized Tapered Slot Antenna for UAV-Based Collection of Locally Coherent Field Data", *15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2021.
- RD 6 D. C. Liu, and J. Nocedal, "On the limited memory BFGS method for large scale optimization," *Mathematical programming* 45.1 (1989): 503-528.
- RD 7 A. Neculai, "Accelerated Scaled Memoryless BFGS Preconditioned Conjugate Gradient Algorithm for Unconstrained Optimization," *European Journal of Operational Research* 204.3 (2010): 410-420.
- RD 8 J. Nocedal and S. J. Wright, eds. *Numerical Optimization*, New York, NY: Springer New York, 1999.
- RD 9 R. Chandra, T. Goldstein, and C. Studer, "Phasepack: A Phase Retrieval Library," *13th International conference on Sampling Theory and Applications (SampTA)*, 2019.

- RD 10 G. Wang, G. B. Giannakis, and Y. C. Eldar, "Solving Systems of Random Quadratic Equations via Truncated Amplitude Flow," *IEEE Transactions on Information Theory* 64.2 (2017): 773-794.
- RD 11 A. Paulus and T. F. Eibert, "Exploiting Spatial Derivative Information in Phaseless Near-Field Far-Field Transformations," *14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020.
- RD 12 E. J. Candes, T. Strohmer, and V. Voroninski, "Phaselift: Exact and Stable Signal Recovery from Magnitude Measurements via Convex Programming," *Communications on Pure and Applied Mathematics* 66.8 (2013): 1241-1274.
- RD 13 J. Knapp, et al., "Multifrequency Phase Retrieval for Antenna Measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69.1 (2020): 488-501.
- RD 14 A. Paulus, et al., "Linear Phase Retrieval for Near-Field Measurements with Locally Known Phase Relations," *5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2021.
- RD 15 J. Kornprobst, et al., "Phase Retrieval for Partially Coherent Observations." *IEEE Transactions on Signal Processing* 69 (2021): 1394-1406.
- RD 16 A. Paulus, et al., "Reliable Linearized Phase Retrieval for Near-Field Antenna Measurements with Truncated Measurement Surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (angenommen, 2022).
- RD 17 R. A. M. Mauermayer, J. Kornprobst, and T. Fritzel, "A Low-Cost Multicopter Based Near-Field Antenna Measurement System Employing Software Defined Radio and 6-D Laser Metrology," *Antenna Measurement Techniques Association Symposium (AMTA)*, 2019.
- RD 18 A. Paulus, et al., "Comparison of Source Localization and Scatterer Modeling in Near-Field Antenna Measurements," *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019.
- RD 19 S. Punzet, et al., „Fully Coherent UAV-Based Near-Field Measurement and Transformation of the S67-15 m Ground Station Antenna at the German Space Operations Center in Weilheim," *16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Madrid, Spain, März 2022.

3 Begriffsdefinitionen und Abkürzungen

AbV	Abschluss des Vorhabens (MS4 von LARISSA-II)
ADC	Analog-to-Digital Converter
ADS	Airbus Defence & Space bzw. Airbus DS
ALTSA	Abschluss Laser-Terminal System Analyse (MS2)
AMTA	Antenna Measurement Technique Association
AP	Arbeitspaket
ARTES	Advanced Research in Telecommunications Systems
AUT	Antenna Under Test (Testantenne)
CZT	Chirp-Z-Transform
EDFA	Erbium Dopped Fiber Amplifier
ENOB	Effective Number of Bits
FF	Fernfeld
FIAFTA	Fast Irregular Antenna Field Transformation Algorithm
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FPA	Fine Pointing Assembly
GSOC	German Space Operation Center
HF	Hochfrequenz
HFT	Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der TU München
LARISSA	Laserstrahlbasierte Übertragung von phasenkritischen Hochfrequenzmesssignalen bewegter Messplattformen und spezieller Nahfeld-Fernfeld Transformation für den Einsatz in der Antennenmesstechnik
L-BFGS	speicherbegrenzte Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shannon Methode
LCT	Laser Communication Terminal
MS	Milestone
MYN	Mynaric Lasercom GmbH
NF	Nahfeld
PAMS	Portable Antenna Measurement System
PC	Personal Computer
PEC	Perfectly Electrically Conducting, oder, Perfect Electric Conductor, perfekt elektrisch leitfähig
PLL	Phase Locked Loop
RD	Referenz Dokument
RF	Radio Frequency
Rx	Receiver
RTL	Return-to-Launch
SATCOM	Satellitenkommunikation
SRV	Signal-Rausch-Verhältnis (Englisch: SNR)
TAF	Truncated Amplitude Flow
TCC	Terminal Control Computer
Tx	Transmitter
TUM	Technische Universität München
UAV	Unmanned Aerial Vehicle
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
VNA	vektorieller Netzwerkanalysator
ZF	Zwischenfrequenz

4 Kurze Darstellung des Vorhabens

4.1 Aufgabenstellung

Durch die zunehmende Ressourcenverknappung des begrenzten elektromagnetischen Frequenzspektrums nimmt die räumliche Separierung von Funkstrecken, z.B. durch eng tolerierte Strahlungsdiagramme von Antennen, stetig zu mit der Zielsetzung, eine räumliche Überschneidung bzw. eine gegenseitige Störung der Dienste zu vermeiden. Im Zeitalter der Mobilität und Digitalisierung nehmen terrestrische und satellitengestützte Funkdienste massiv zu, wie künftige Telekommunikationssatelliten mit großen Entfaltreflektoren und Satelliten-Megakonstellationen bestehend aus mehreren hunderten von Satelliten. Durch diese Entwicklungstrends zeichnet sich eine zunehmende Bedeutung der messtechnischen Verifizierung von Antennenstrahlungscharakteristiken auch von Satellitenbodenstationsantennen ab.

Die klassische Nahfeld-Antennenmesstechnik sowie die Compact Range Messtechnik stoßen mit der wachsenden Größe von Telekommunikations-Satelliten an die Grenzen des technisch machbaren und wirtschaftlich vertretbaren. Außerdem gibt es bisher für die Vermessung von großen Antennenanlagen im Außenbereich, wie z.B. Satellitenbodenstationsantennen keine adäquaten Messmöglichkeiten auf Grund fehlender Technologien, die eine entsprechende Messtechnik ermöglichen würden.

Für großflächige und mobile Antennenmessungen bietet sich eine Erweiterung der bestehenden klassischen Nahfeldantennenmesstechnik an, da Fernfeldmessungen meist auf Grund von Bodenreflektionen, sehr großen Fernfeldabständen, aber auch durch eingeschränkte Winkelbereiche kaum ausreichend sind für eine genaue und vollständige Bestimmung von Antennenstrahlungseigenschaften.

Das LARISSA-II Vorhaben adressiert weitere Entwicklungsschritte basierend auf den im Vorgängervorhaben LARISSA-I entwickelten Schlüsseltechnologien sowie erster Antennenmessversuche im Außenbereich.

Die in LARISSA-I entwickelten Technologien wurden bisher für den Innenbereich ausgelegt und getestet. In LARISSA-II wurden diese Technologien für den Einsatz im Außenbereich weiterentwickelt. Dabei sollen die Technologien nicht nur für Antennennahfeldmessungen mit einem Kran sondern auch für messtechnische Einsätze mittels Drohnen in Erwägung gezogen werden.

Die Vorteile einer Drohnenutzung wurden bereits in dem LARISSA I Vorhaben diskutiert und würden in erheblichem Maß den logistischen Aufwand für die Anmietung bzw. temporäre Modifikationen an mobilen Baukränen reduzieren bei gleichzeitiger Steigerung der Systemmobilität.

Bei den genannten Schlüsseltechnologien handelt es sich um zwei Technologieansätze, welche entscheidend sind für den Transfer einer vor allem drohnenbasierten Nahfeldantennenmesstechnik in den Außenbereich. In der konventionellen und kohärenten Nahfeldantennenmesstechnik müssen gemessenen Nahfeldmesspunkte amplituden- und phasenmäßig in Bezug zu dem von der Testantenne abgestrahlten Sendesignal stehen. Dies ist eine der Grundvoraussetzungen für die nach der Nahfelddatenaufnahme zu erfolgenden Nahfeld-Fernfeld Transformation. Für einige Anwendungen aber vorallem für drohnenbasierte Außenanwendungen wäre eine kabellose Übertragung eines solchen Referenzsignals notwendig, um z.B. beim Drohnenflug Behinderungen durch ein Schleppkabel zu vermeiden.

Beide nachfolgend beschriebene LARISSA-II Technologien haben das gemeinsame Ziel ein soches Schleppkabel zu vermeiden.

1. Die Übertragung eines Referenzsignals mittels Laserstrahl ist eine der in LARISSA verfolgten Zielsetzungen. In LARISSA-I wurden entsprechende experimentelle Laser Terminals entwickelt und mittels einer an einem Kran hängenden Messgondel ersten Tests unterzogen. Die notwendige Funktion des Nachverfolgens der sich bewegenden Messgondel wurde bodenseitig durch einen sog. Laser Tracker übernommen in dem die Laserübertragungseinheit auf den Drehachsen des Gerätes befestigt wurde. Phasenänderungen durch die sich laufend ändernde Laserstrahllänge wurde durch eine speziell entwickelte Phasenkompensationsschaltung sichergestellt. In LARISSA-II war es Aufgabe, die experimentellen Laser Terminals mechanisch und optisch in ein eigenes Gehäuse mit eigenen Trackingfunktionen zu integrieren. Lediglich Teile der Terminalelektronik sollten noch experimentell in separaten Elektronikboxen untergebracht werden. Zur besseren Determinierung der aktuellen Laserstrahllängen war in LARISSA-II vorgesehen, eine sog. Laser Ranging Funktionalität zu integrieren. Diese Entwicklungsarbeiten wurden von der Fa. Mynaric Lasercom GmbH in Gilching bei München durchgeführt.
2. Der zweite Technologieansatz verfolgt eine Nahfeld- Fernfeldtransformation, welche das Sendesignal der Testantenne als Bezug nicht benötigt und daher keine Übertragung eines Referenzsignals zwischen Drohne und Testantenne verlangt. Während in LARISSA-I noch eine phasentolerante Nahfeld-Fernfeld Transformation mit ersten Untersuchungen eines phasenlosen Transformationsansatzes im Mittelpunkt stand, wurde in LARISSA-II die Entwicklung der phasenlosen Transformation als Schwerpunkt gewählt sowie Algorithmen zur Unterdrückung von möglichen Störeinflüssen aus der Umgebung bei Außenmessungen. Auf Grund des Wegfalls eines Schleppkabels wurden auch erste Versuche von drohnenbasierten Nahfeldantennenmessungen an einer großen Satellitenbodenstationsantenne mit 15m Durchmesser der GSOC in Weilheim durchgeführt. Des Weiteren wurde eine Nahfeldsondentechnologie speziell für phasenlose Nahfeldantennenmessungen weiterentwickelt. Die Entwicklung entsprechender Algorithmen und deren Umsetzung in entsprechende Transformationsprogramme, sowie die Durchführung erster drohnenbasierter Nahfeldantennenmessungen war Gegenstand der Entwicklungen der TU München; Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik und der Fa. Aeroxess für den Befliegungsservice im Unterauftrag.

Abbildung 4-1 veranschaulicht den gewählten komplementären Technologie-Entwicklungsansatz der laserbasierten Übertragung eines Referenzsignals und dem phasenlosen bzw. kabellosen Nahfeld-Fernfeld Transformationsansatzes, der den LARISSA Vorhaben zur Grunde liegt.

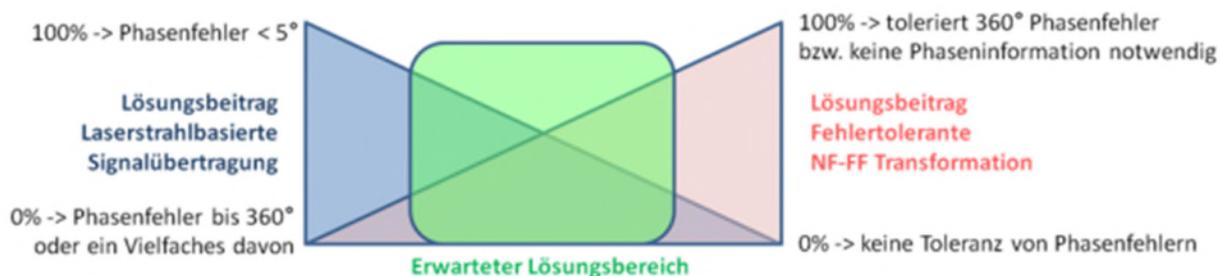


Abbildung 4-1: Komplementärer Technologie-Entwicklungsansatz

Die Komplementarität des verfolgten Lösungsansatzes könnte z.B. dahingehend genutzt werden, dass die Phaseninformation der laserbasierten Signalübertragung als Stützinformation für die phasenlose Nahfeld-Fernfeld Transformation dient.

4.2 Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde

Eine der wichtigsten Voraussetzungen für die Durchführung der LARISSA-I und -II Vorhabens war die zuvor etablierte "Fortschrittliche Nahfeldantennenmesstechnik".

Der Grundstein dazu wurde 2008 durch die Vergabe der ESA ARTES-5 Aktivität "Diagnostic Test Techniques for Trouble Shooting of Antennas during Satellite AIV" (DTT), ESA Contract No. 21494/08/NL/ST an Airbus Defence & Space gelegt.

In der Studie wurden kritische Technologien für ein mobiles Antennenmesssystem untersucht, welches für diagnostische Antennenmessungen eingesetzt werden sollte, z.B. während der Endmontage von Telekom-Satelliten in entsprechenden Integrationshallen mit der Zielsetzung, zu einem möglichst frühen Zeitpunkt Antennenstrahlungsanomalien feststellen zu können und frühzeitig korrigierende Maßnahmen ergreifen zu können.

In dieser Studie wurde erstmalig ein kran- und gondelbasiertes Antennenmesssystem in Betracht gezogen, da die technologische Voraussetzung durch den von der TU München entwickelten "Fast Irregular Antenna Field Transformation Algorithm" (FIAFTA) gegeben war.

Im Gegensatz zu dem bisher ausschließlich benutzten Fast Fourier Transformationsalgorithmus der konventionellen Nahfeldantennenmesstechnik zeichnet sich der FIAFTA Algorithmus in besonderer Weise dadurch aus, dass dieser räumlich irregulär verteilte Nahfeldmesspunkte hochgenau in das Fernfeld transformieren kann und somit als Träger für Nahfeldsonden erstmalig Kräne oder Drohnen in Betracht gezogen werden konnten.

Nach dem erfolgreichen Abschluss der DTT Studie erfolgte 2010 die Vergabe des ESA ARTES34 Vertrags "Portable Antenna Measurement System Prototype (PAMS)", ESA Contract No. 4000101551/10/NL/AD. Der PAMS Prototyp ist bei Airbus Defence & Space in Ottobrunn bei München in einer Messkammer von ca. 10 x 10 x 10 m installiert und symbolisiert die erste Nahfeldantennenmessanlage weltweit, die auf Nahfeldmessungen mit räumlich irregulär verteilten Messpunkten basiert.

Nach dem erfolgreichen Nachweis über die Funktionalität dieses neuen Antennenmessanlagentyps begannen Überlegungen wie dieses Messkonzept auch effizient im Außenbereich eingesetzt werden könnte und resultierte in dem hier beschriebenen LARISSA-II Verbundvorhaben, um der Zielsetzung einen wesentlichen Schritt näher zu kommen.

Der vorhandene PAMS Prototyp diente als ideale Testumgebung um die in den LARISSA Vorhaben entwickelten Technologien zu optimieren und zu validieren.

4.3 Planung und Ablauf

Nachfolgende Abbildung 4-2 zeigt den LARISSA-II Arbeitsstrukturplan mit den einzelnen Hauptarbeitspaketen sowie deren Runterbruch in Einzelarbeitspakete. Durch die Einfärbung der Arbeitspakete ist die jeweilige Zuordnung zu den Verbundpartnern dargestellt.

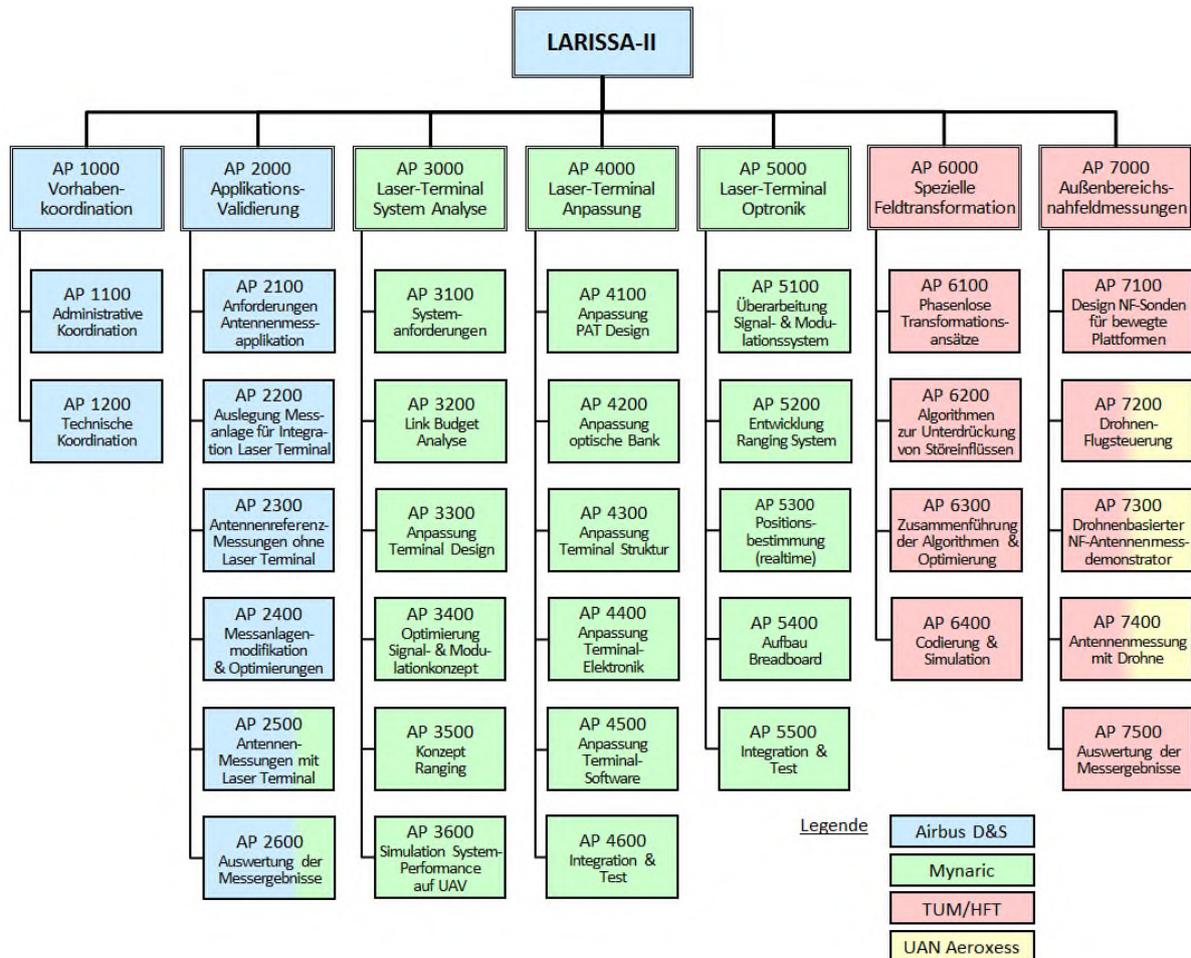


Abbildung 4-2: LARISSA-II Arbeitsstrukturplan

Das Fördervorhaben LARISSA-II hat sich von Oktober 2019 bis Januar 2022 über einen ge-planten Zeitraum von 28 Monaten Jahren erstreckt. Abbildung 4-3 bis Abbildung 4-5 zei-gen den zeitlichen Ablauf der einzelnen Aktivitäten.

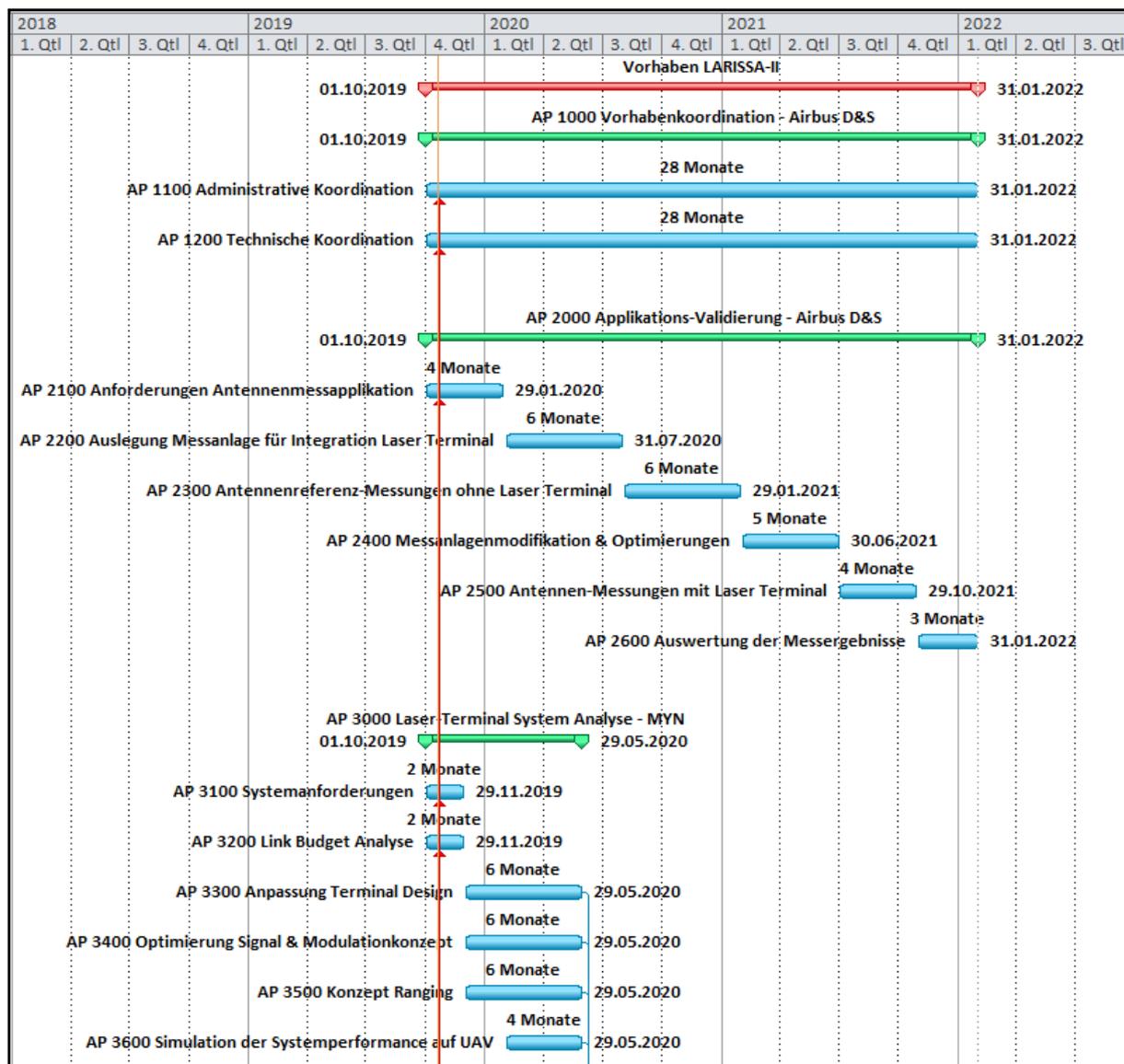


Abbildung 4-3: Zeitliche Abfolge der LARISSA-II Einzelarbeitspakete AP 1000 - AP 3000

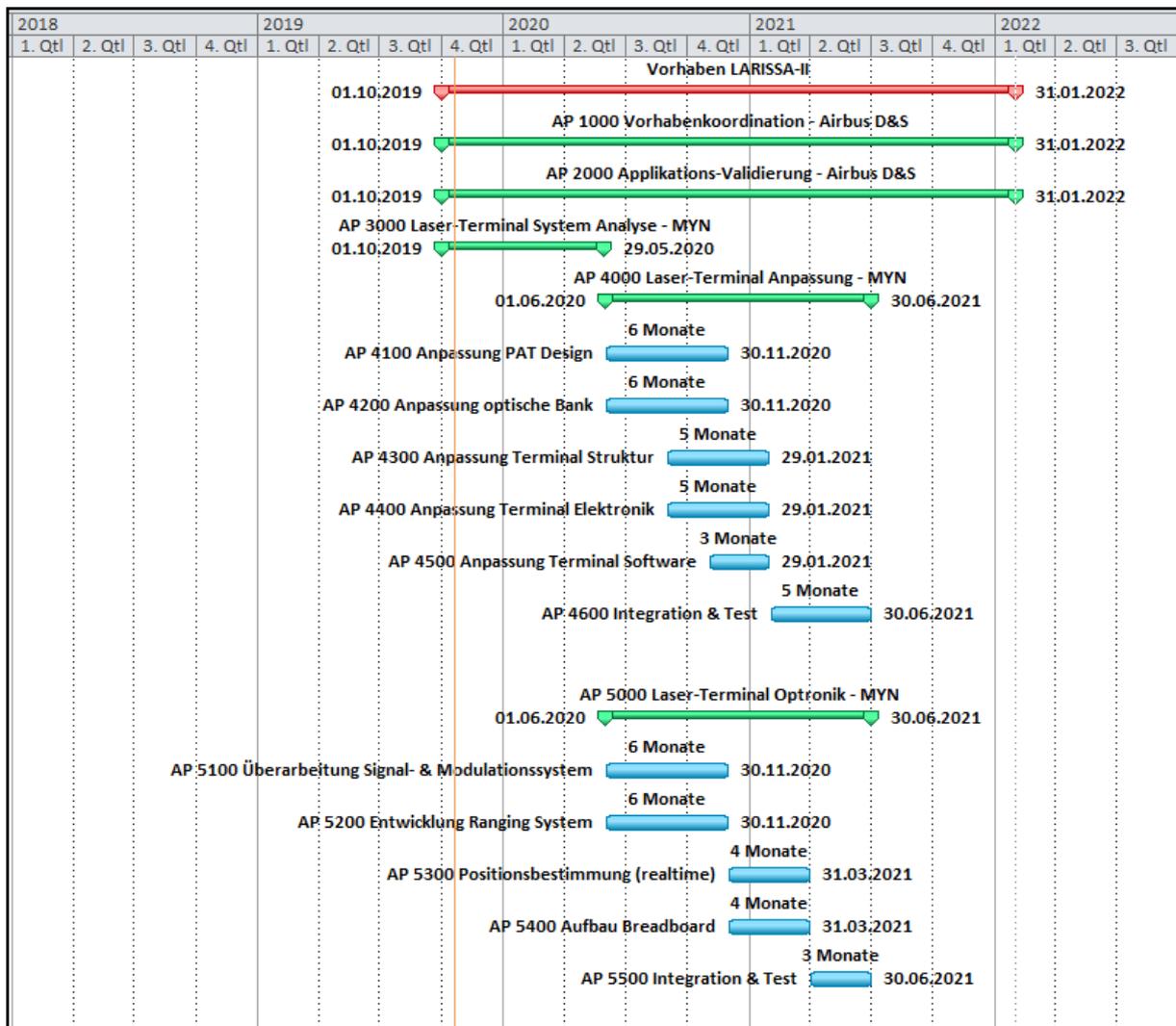


Abbildung 4-4: Zeitliche Abfolge der LARISSA-II Einzelarbeitspakete AP 4000 - AP 5000

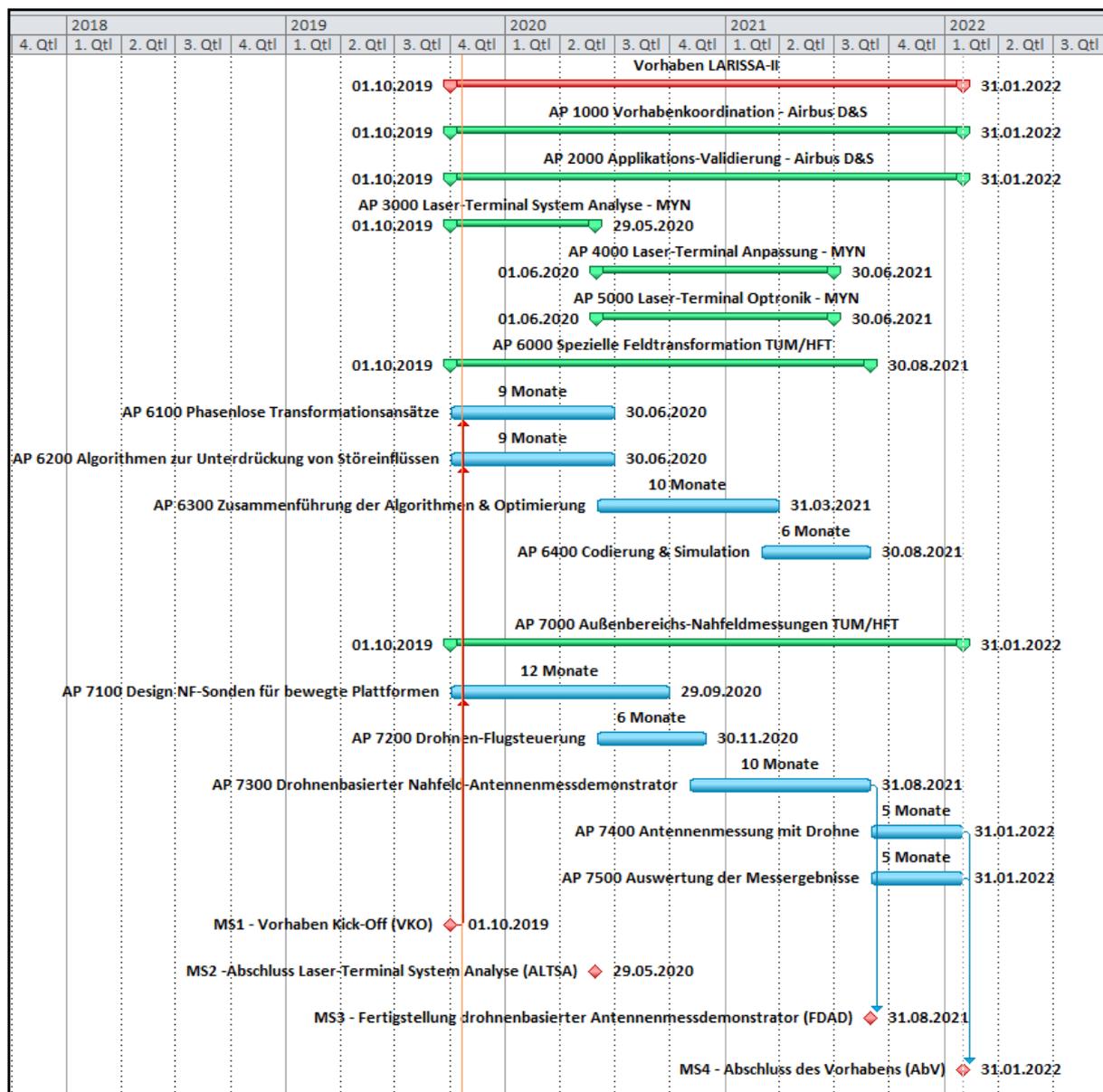


Abbildung 4-5: Zeitliche Abfolge der LARISSA-II Einzelarbeitspakete AP 6000 - AP 7000 und Meilensteine für das Gesamtvorhaben

4.4 Technischer und wissenschaftlicher Stand

4.4.1 Übertragung von Hochfrequenzmesssignalen in der Antennenmesstechnik

Zur Übertragung von Hochfrequenzmesssignalen werden in der Antennenmesstechnik fast ausschließlich Koaxialleitungen und Hohlleiter benutzt. Die Koaxialleitungen gibt es in großer Vielfalt in Abhängigkeit des Wellenwiderstandes, der Dämpfung, des Schirmungsmaßes, der zu übertragenden Leistung, der Phasen- und Temperaturstabilität, der mechanischen Robustheit und Flexibilität, etc.

Auf Grund immer höherer Messfrequenzen und immer größerer Antennenmessanlagen stoßen selbst sehr teure Koaxialkabel höchster Qualität zunehmend an ihre physikalischen Grenzen vor allem hinsichtlich der Dämpfung bei hohen Frequenzen und bei großen Leitungslängen.

Der Einsatz von Glasfaserleitungen in der Antennenmesstechnik ist momentan noch selten, da entsprechende elektrooptische Umsetzer nur bis 40 GHz, außerdem zu einem relativ hohen Preis und von nur einem einzigen Anbieter weltweit erhältlich sind. Zwar ist die Glasfasertechnologie in der Digitaltechnik weit verbreitet und für sehr hohe Datenraten ausgelegt; sie ist aber in der analogen Signaltechnik, wie oben bereits ausgeführt, kaum vertreten.

Mit dem Einsatz von Freiraumlasern für die Übertragung von Hochfrequenzmesssignalen in der Antennenmesstechnik wurde durch die LARISSA Vorhaben-I und -II absolutes Neuland betreten. Weder Anwendungen noch Veröffentlichungen sind über dieses Gebiet bislang bekannt. Auch hier sei der Hinweis gegeben, dass Übertragungen per Freiraumlaser bisher der Digitaltechnik vorbehalten sind, wie z.B. dem bekannten Laser Communication Terminal (LCT) für Raumfahrtanwendungen. Ein möglicher Spin-Off für LARISSA konnte mit der Nachführ- bzw. Ausrichttechnik genutzt werden, aber nicht für die Übertragung weglängenunabhängiger bzw. phasenkohärenter Analogsignale mit hoher Anforderung an die Phasenstarre von ca. 5° zwischen 20 und 40 GHz der auf dem Laserlicht aufmodulierten Signalfrequenz.

4.4.2 Transformationen von Antennennahfelddaten bzw. die Nahfeld-Antennenmesstechnik an sich

Seit den Anfängen der Antennennahfeldmesstechnik in den 1960-er Jahren wird bis zum heutigen Tag fast ausschließlich die sog. diskrete Fast-Fourier-Transformation angewendet. Die Transformationsgeschwindigkeit von Nahfelddaten in Fernfelddaten betrug in der Anfangszeit auf damaligen Großrechnern mehrere Tage bzw. mehrere Stunden und ist mit heutigen typischen Desktop-PCs deutlich reduziert worden. Die schnelle Datenprozessierung der klassischen NF-FF Transformation zieht allerdings zwei gravierende Nachteile nach sich, die mit der in LARISSA zu entwickelnden Schlüsseltechnologie in Kombination mit der neuartigen Nahfeldmesstechnik [RD 1] und der darin neuartigen FIAFTA Transformationsmethode weitestgehend überwunden wurden.

1. Als erster Nachteil wäre zu nennen, dass die klassische Nahfeldmesstechnik extrem hohe Anforderungen an die Voraussetzungen stellt, mit denen die Nahfelddaten aufgenommen werden müssen. Die Nahfelddaten müssen mit einer Messsonde mit höchster Genauigkeit (typischerweise $< \lambda/30$, besser $< \lambda/50$) entlang einer möglichst idealen ebenen, zylindrischen oder sphärischen Messkontour vor oder um das Messobjekt herum aufgenommen werden. Schon ab Messfrequenzen von 10 GHz befindet sich die Genauigkeit der abzutastende Messkontour bereits im Submillimeterbereich. Dies ist der eigentliche Grund warum die kommerzielle Nahfeldantennenmesstechnik

seit je her bis auf sehr wenige Ausnahmen [RD 2] in klimatisierten Messhallen verbannt war. So sind bei höheren Messfrequenzen für die Einhaltung der hohen Kontourgenauigkeiten relativ aufwendige, teils mehrachsige und teils lasergeführte Positioniersysteme notwendig. Es wird demnach auch verständlich, warum die Probe-Positioniersysteme der klassischen Nahfeldmesstechnik stets stationärer Natur sind, da diese Systeme für einen mobilen Einsatz nicht einsetzbar sind und kostenmäßig auch nicht mehr darstellbar wären. Die klassische Nahfeldmesstechnik stößt aber auch im Innenbereich für besonders große Messobjekte an ihre Grenzen, besonders dann, wenn die Messanlage nicht nur eine Messkontour abfahren soll, sondern möglichst alle drei der o.g. Messkontouren. Auch hier wäre für diese Art von Anlagen ein Kostenproblem zu nennen, verursacht durch entsprechend große, aufwendige und hochgenaue mechanische und mehrachsige Positioniersysteme für die Nahfeldmesssonde.

2. Als zweiten gewichtigen Nachteil der klassischen Nahfeldtransformation gegenüber der neuartigen Transformationsmethode gilt deren eingeschränkte Flexibilität. Folgende Vorzüge können nur mit der neuartigen von der TU München bereits vor den LARISSA Vorhaben entwickelten Nahfeldtransformation (FIAFTA) durchgeführt bzw. implementiert werden:
 - a. Möglichkeit das Nahfeld auf sog. "Free-Form" Kontouren irregulär abzutasten
 - b. Verschmelzen von zwei oder mehreren unterschiedlichen Nahfeldmesskontouren und diese für die Nahfeldtransformation zu verwenden
 - c. Integration von algorithmischer Echounterdrückung
 - d. Umfangreiche Diagnosefähigkeiten durch Rücktransformation zwecks Identifikation von störenden Reflektionen innerhalb einer Antennen- oder Satellitenstruktur

Trotz der enormen Unterschiede zwischen der klassischen und der fortschrittlichen Feldtransformationsmethode gibt es eine Gemeinsamkeit, die sich dadurch äußert, dass die an den jeweiligen Messorten der Nahfeldsonde vorherrschenden elektromagnetischen Feldkomponenten sehr genau in Amplitude und Phase determiniert werden müssen. Der größte Fehlerbeitrag zwischen den empfangenen Feldkomponenten in der Messsonde und den gemessenen Feldgrößen im Hochfrequenzmessempfänger entsteht in der Übertragung des Messsignals über die Messleitungen zwischen Nahfeldmesssonde und Messempfänger am Boden. Diese Messkabel verursachen bei hohen Frequenzen teils hohe Dämpfung der Signalamplitude, aber vor allem auch signifikante Phasenfehler, vor allem bei bewegten Leitungen, welche bei einer sich bewegenden Nahfeld-Messsonde unvermeidlich sind..

Genau an diesem Punkt setzen die LARISSA Vorhaben mit der Entwicklung einer Transformationsmethode an, mit der fehlerbehaftete Nahfelddaten geringere Fehlerbeiträge in den Fernfelddaten verursachen als es bisher der Fall war oder die Übertragung eines Referenzsignals zwischen NF-Messsonde und der zu messenden Antenne nicht notwendig ist.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass mit dem aktuellen Stand der Messtechnik z.B. eine Verifikation der Alphasat-1 Antennen-Nutzlast (großer Entfaltreflektor) nicht möglich gewesen ist. Eine im Rahmen der ARTES 8 Entwicklung durchgeführte Studie hat ergeben, dass für künftige Groß-Satelliten dieser oder ähnlicher Bauart eine auf LARISSA basierte Messtechnik die bevorzugte Lösung sein könnte. Gleiches gilt für die Vermessung von großen Mesh-Antennen für z.B. das CIMR (Copernicus) Projekt.

4.5 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Eine unperwartete Zusammenarbeit entstand mit dem German Space Operation Center (GSOC) in Weilheim. Grund dafür war, dass in der Anfangsphase von LARISSA-II die für die drohnenbasierte Antennenmessung eingeplante 25m Raisting Antenne 1 durch einen massiven Sturmschaden plötzlich und auf unabsehbare Zeit nicht mehr zur Verfügung stand.

An dieser Stelle sei dem Leiter der GSOC Bodenstation in Weilheim, Herrn Martin Häusler, und seinem Team für die sofortige Bereitschaft, die Messungen an einer der Antennen der GSOC Bodenstation durchzuführen sowie für die hervorragende Unterstützung vor Ort während der Messkampagnen gedankt.

In Abbildung 4-6 ist die Messdrohne bestückt mit 3 möglichst weit nach vorne installierten dual-polarisierten Nahfeld-Messsonden während dem Abtasten des Nahfeldes der GSOC S67 Antenne zu sehen. Diese Messaktion wurde von der TUM mit der Fa. Aeroxess im Unterauftrag für den Befliegungsservice durchgeführt.

Ferner gab es Zusammenarbeit zwischen Airbus Defence and Space und der Fa. Mynaric Lasercom bei der Implementierung des Laserterminals in die PAMS Messgondel in Form von mechanischen Anpassungen, Inbetriebnahmetests, Trackingtests und schlussendlich der Aufschaltung des zu übertragenden Hochfrequenzmesssignals sowie entsprechender Messungen zur Bestimmung der Übertragungsqualitäten und der Genauigkeiten der implementierten Laser Ranging Funktion.



Abbildung 4-6: Messdrohne während phasenlosem Abtasten des elektromagnetischen Nahfeldes der GSOC S67 Antenne in Weilheim

5 Eingehende Darstellung des Teilvorhabens LARISSA-II durch Airbus Defence & Space GmbH

5.1 Erzielte Ergebnisse

Entsprechend der Abbildung 4-2 umfasst der Beitrag von Airbus DS die Hauptarbeitspakete AP 1000 und AP 2000. Die Verwendung der Zuwendung und die erzielten Ergebnisse dieser Arbeitspakete sind in den nachfolgenden Kapiteln beschrieben.

Auf Grund der engen Zusammenarbeit in den APs 2500 und 2600 zwischen Airbus DS und Mynaric sind diese Kapitel jeweils unterteilt in laserbasierten Beiträgen der Fa. Mynaric und in hochfrequenzorientierten Beiträgen von Airbus DS.

Die Hauptarbeitspakete AP 3000, AP 4000 und AP 5000 von der Fa. Mynaric und die Hauptarbeitspakete AP 6000 und AP 7000 von der TU München werden in den Hauptkapiteln 6 und 7 beschrieben.

5.1.1 AP 1000 - Administration

Die Administration des LARISSA-II Vorhabens umfasste neben den üblichen Tätigkeiten der Vorhabenkoordination auch eine technische Koordination der Aktivitäten über die gesamte Laufzeit des LARISSA-II Vorhabens vom 01.10.2019 bis zum 31.01.2022.

Ferner wurden insgesamt 22 Treffen vereinbart und organisiert, davon 1 physikalisches und COVID-bedingt 4 virtuelle Projekttreffen, 1 physikalisches und 15 virtuelle Treffen mit der Fa. Mynaric Lasercom. Ferner wurde in Zuge der geplanten Antennenmessaktion bei der GSOC ein Treffen vor Ort mit TUM, Aeroxess und Airbus zwecks Besichtigung der Testantenne und Klärung technischer Details am 17.9.2020 organisiert.

Desweiteren wurden die drohnenbasierten Messaktionen mit der GSOC organisiert mit Teilnahme des DLR am 5.10.2021.

5.1.2 AP 2000 - Applikations-Validierung

5.1.2.1 AP 2100 - Anforderungen Antennenmessapplikation

Aus der Antennenmesstechnik im Nahfeld werden Anforderungen an die Genauigkeiten von Amplituden und Phasen gestellt, mit der die elektrischen Felder in zwei orthogonalen Komponenten gemessen werden. Üblicherweise werden dabei alle Quellen und Empfänger über eine Referenzfrequenz in der Phase synchronisiert. Im Projektvorhaben erfolgt diese Synchronisation nicht über ein Kabel sondern über Laser-Terminals. Hierbei findet keine direkte Laserübertragung des Messsignals, sondern eine Übertragung des Referenzsignals statt. Daraus leiten sich niedrigere Anforderungen an die Amplitudengenauigkeit ab. Die Phasengenauigkeiten der Referenz skalieren sich in der Regel linear mit der Frequenz, so dass die Anforderungen mit dem Verhältnis Messfrequenz zur Referenzfrequenz steigen.

Während standardmäßig 10 MHz Referenzfrequenzen eingesetzt werden, haben sich mittlerweile für höchste Genauigkeiten Referenzfrequenzen zwischen 1 und 3 GHz etabliert. Im Folgenden werden die Anforderungen gelistet. In Tabelle 5-1 sind die Anforderungen an die Lasersynchronisation zusammengefasst.

Anforderungen / Ziele	Werte	Bemerkung
Amplitude	5dBm +- 2dB	geringe Anforderungen, da nur Phasenanbindung zwischen Synthesizern benötigt wird. Amplitudenstabilität der Synthesizer ist hinreichend gut.
Phase	<10° @ 30 GHz	Skaliert linear mit Frequenz
Phasenrauschen	>100dBc/Hz	@100Hz Abstand bei 1GHz
Übertragungsdistanz	1m – 100m	größere minimale Abstände lassen sich in Innenräumen handhaben und sind draußen weniger problematisch
Entfernungsmessung mit Laser-Terminals	$\lambda/20$ (z.B. 1.5mm @ 10GHz)	entspricht 18° in Phase
Geschwindigkeit der Entfernungsänderung	0.5 m/s	hohe Dynamik von Drohnen kann ggf. bis 5m/s erfordern
Glasfaser-Schnittstelle	Single-Mode, 1550nm	E2000/APC empfohlen
Trigger	TTL, BNC	

Tabelle 5-1: Anforderungen aus der Messapplikation für Lasersynchronisation

Kritisch sind die Anforderungen an die Phase und die Entfernungsmessung. Im Vorgängervorhaben Larissa I zeigte sich hier ein Restfehler von 5% der elektrischen Längenänderung über der Entfernung. Die Entfernungsmessung wirkt sich bei der Transformation vom Nahfeld ins Fernfeld über die Ortsabhängigkeit der Phase aus und wird in Ausbreitungsrichtung maximal. Lasertracker erreichen hier Genauigkeiten von <200µm.

Die Übertragungsdistanz variiert hier zwischen den im Projekt vorgesehenen verhältnismäßig kurzen Strecken in Nahfeldanlagen und den weiteren Entfernung bei Drohnenmessungen. Kritisch kann hier die Divergenz des Laserstrahls bei zu hoher Variation der Entfernung im Innenbereich werden.

5.1.2.2 AP 2200 - Auslegung Messanlage für Integration Laser Terminal

Bei der Auslegung der Messanlage zeigten sich Probleme bei der Integration der Laser Terminaltechnik in die bestehende HF-Instrumentierung des Nahfeldmesssystems. Die gewählte Referenzfrequenz von 1 GHz erfordert eine zusätzliche Frequenzumsetzung samt Synthesizer auf der Gondel. Vorhandene Synthesizer mit Referenzfrequenzen über 10MHz lassen sich aufgrund ihres Gewichts und ihrer Abmessungen nicht einsetzen. Eine Integration von speziellen, miniaturisierten Synthesizermodulen mit 1 GHz Referenz ließ sich im Projektrahmen nicht realisieren.

Im Falle einer zu testenden Empfangsantenne muss zudem das Sendesignal von der Gondel zum Empfänger zurückgeführt werden. In der Folge beeinflussen die Schwankungen der Laserübertragung sowohl das Sende- und Empfangssignal, womit eine Charactersierung der Laserübertragung erheblich erschwert wird.

Bei einer zu testenden Sendeantenne kann das auf der Gondel empfangene Signal mit einer über den Laser synchronisierten Quelle nur über eine problematische, zusätzliche Mischstufe verarbeitet werden.

Da die Charakterisierung der Laserübertragung im Vordergrund steht, wurde daher entschieden, statt eines strahlenden Nahfeld-Tests mit Laser-Terminals eine Charakterisierung der Laserübertragungsstrecke durchzuführen. Der Einfluss der Terminaltechnologie auf eine Nahfeldmessung und anschließende Fernfeldtransformation kann anhand eines synthetischen Ansatzes evaluiert werden, indem die Phasenfehler der Laserübertragung den Daten der Referenzmessung überlagert werden.

Weiterhin wurde die Entfernung der Laserübertragung optimiert, um ein besseres Übertragungsverhalten bei divergentem Laserstrahl zu erhalten.

5.1.2.3 AP 2300 - Antennenreferenzmessungen ohne Laser Terminal

Bei der Antennenreferenzmessung wird eine herkömmliche Nahfeldmessung mit dem Gondelsystem PAMS von Airbus durchgeführt. Die Laserübertragung findet dabei keine Anwendung. Ziel ist der Erhalt eines Datensatzes mit derzeit üblichen Messgenauigkeiten, der zum Vergleich für Ergebnisse mit Laserübertragung herangezogen werden kann.

Als Messsonde wird ein breitbandiges Quad-Ridge-Horn eingesetzt. Die Richtcharakteristik der Sonde wird bei der Messfrequenz von 12 GHz in einer Fernfeldanlage ermittelt. Der Einfluss der Sonde auf die Nahfeldmessung wird bei der Sondenkorrektur heraus kalibriert, die Bestandteil der Nahfeld-Fernfeld Transformation ist. Die folgende Abbildung zeigt die Fernfeldkammer und die Messsonde.



Abbildung 5-1: Sondenvermessung in Fernfeld-Anlage
für Sondenkorrektur bei der Nahfeld-Fernfeld Transformation

Als Testobjekt wird eine Reflektorantenne verwendet, die von einer Gruppenantenne mit vier Hornstrahlern gespeist wird. Durch die Gruppenantenne und dem geformten Reflektor ergibt sich ein sehr charakteristisches Richtdiagramm mit steilen Flanken. Dieses eignet sich aufgrund der starken Ausprägung des Abstrahlverhaltens gut zur Evaluierung von Genauigkeiten. Folgende Abbildung zeigt die horizontal polarisierte Antenne samt zu erwartenden Fernfeldern.

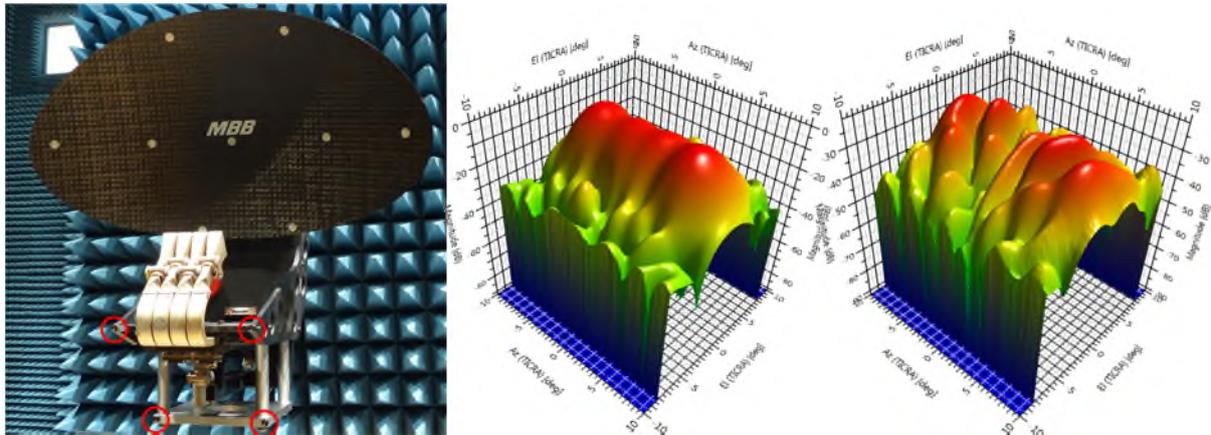


Abbildung 5-2: Referenzantenne mit Fernfeldcharakteristik
(links: Horizontal Polarisation, rechts: Vertikale Polarisation)

Die Nahfeldvermessung umfasst neben der eigentlichen Abtastung der elektrischen Felder zahlreiche Prozessschritte, die im Folgenden aufgelistet sind:

- Die Koordinatensysteme des Krans, der Referenzantenne, der Messsonde und des Lasertrackers samt 6D-Sensor werden bestimmt. Hierbei werden alle Koordinatensysteme über an den Objekten platzierte Retroreflektoren definiert und vermessen. Die genaue Kenntnis der einzelnen Koordinatensysteme ist erforderlich, um die exakte Messposition der elektrischen Felder im Nahfeld in Bezug auf die Referenzantenne zu bestimmen. Die Messposition fließt in die Nahfeld-Fernfeld Transformation ein.
- Die RF Instrumentierung wird eingepegelt. Es werden diverse Leistungen an Ein- und Ausgängen von RF Komponenten gemessen um einen linearen Arbeitsbereich der gesamten Instrumentierung mit möglichst hoher Dynamik sicher zu stellen. Diese lag im Test bei >82dB für Messwerte bzw. >66dB für Kalibrierungen von Kabelstrecken.
- Es werden Sicherheitsvorkehrungen getroffen um den Verfahrbereich der Gondel einzuschränken und zu überwachen. Dazu gehören eine Begrenzung des möglichen Arbeitsraumes sowie Laserscanner, die bei einer möglichen Verletzung des erlaubten Bewegungsareals automatisch eine Kranabschaltung vornehmen.
- Die Abtastfläche und Abtastdichte im Nahfeld werden überprüft. Dabei wird ein hinreichend großer Randabfall von ca. 40dB der Nahfelder für ein genaues Transformationsergebnis sichergestellt. Gemäß Abtasttheorem wird eine Abtastdichte auf der planaren Fläche von mindestens einer halben Wellenlänge gefordert. Die nachfolgende Abbildung visualisiert das Testergebnis. Dazu wird die gemessene Nahfeldfläche von 3m x 3m in ein Raster von einer halben Wellenlänge unterteilt. Messwerte mit einem Amplitudenabfall >50dB werden im Raster blau eingefärbt. Schwarze Einfärbungen markieren fehlende Messwerte im Raster. Insgesamt wurde die Abtastdichte von einer halben Wellenlänge eingehalten. Der Randabfall liegt über 50dB. Der Großteil der Energie verteilt sich im Nahfeld über eine 2.5m breite und 2m hohe Fläche.

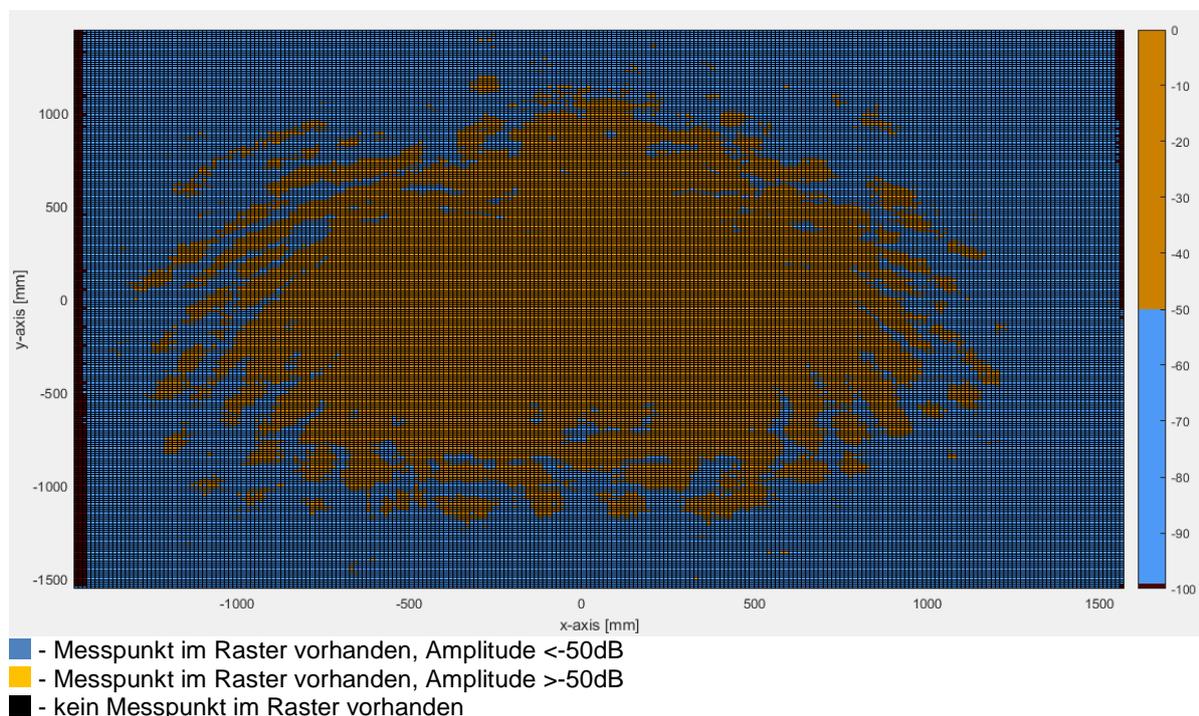


Abbildung 5-3: Überprüfung der Abtastdichte und des Randabfalls im Nahfeld

Nachfolgend sind einige charakteristische Werte der Referenzmessung zusammengefasst.

Parameter	Wert	Anmerkung
Polarisation Referenzantenne	horizontal	
Frequenz	12 GHz	
Empfängerbandbreite	5 kHz	ohne Mittelung
Testbetrieb	Ref.-Antenne sendet	
Abtastfläche	3 m x 3 m	planar, vertikal ausgerichtet
Nahfeldabstand	~2 m	
Abtastgeschwindigkeit	120 mm/sec	entlang Trajektorie
Abtastrate	40 ms	
nominelles Abtastinkrement	1 cm	entspricht 0.4λ bei 12 GHz
Ausrichtung der Nahfeldsonde	Senkrecht zur Abtastfläche	
Rauschpegel	-108 dBm	
Dynamik	> 82dB	>66dB Kabelkalibrierungen
Testdauer	~2.5h	
Messwerte	~226700	pro Polarisation

Tabelle 5-2: Charakteristische Werte der Referenzmessung

Bei der Nahfeldmessung wird die Messsonde auf der Messfläche entlang einer mäanderförmigen Trajektorie mit einem nominellen Zeilenabstand von 1cm geführt.

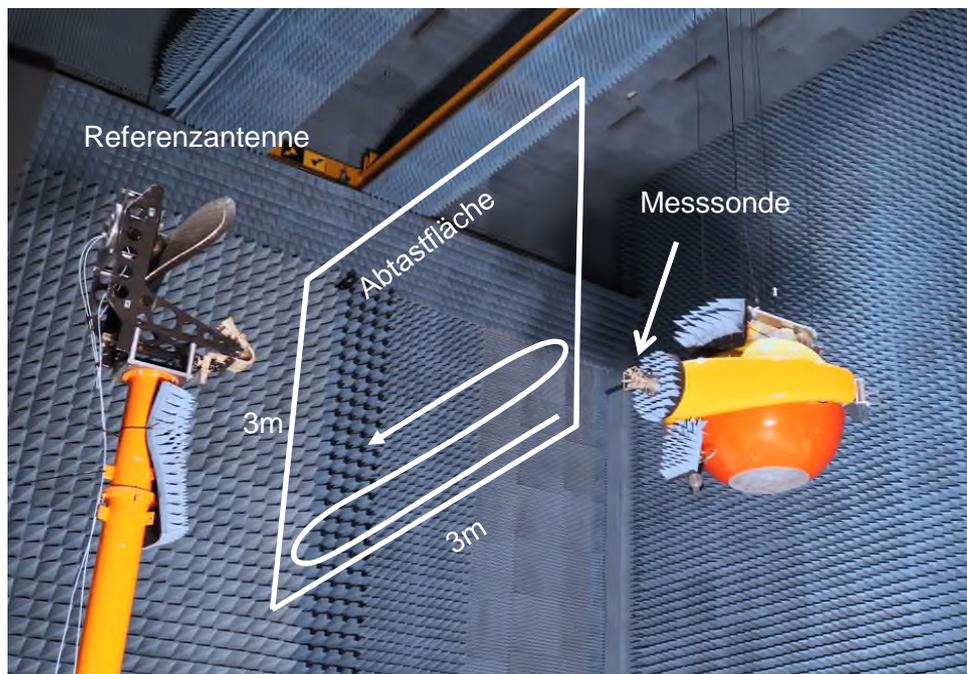


Abbildung 5-4: Amplitudenverteilung bei horizontaler Sondenpolarisation im Nahfeld

Die Amplituden- und Phasenverteilungen über der abgetasteten Fläche sind in den folgenden Abbildungen für beide Polarisationen im Nahfeld gezeigt.

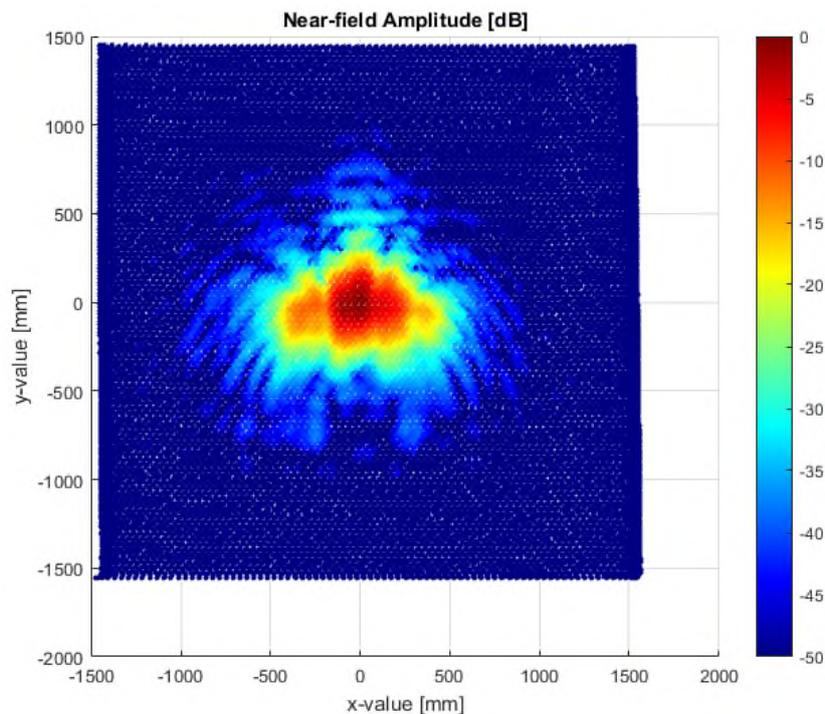


Abbildung 5-5: Amplitudenverteilung bei horizontaler Sondenpolarisation im Nahfeld

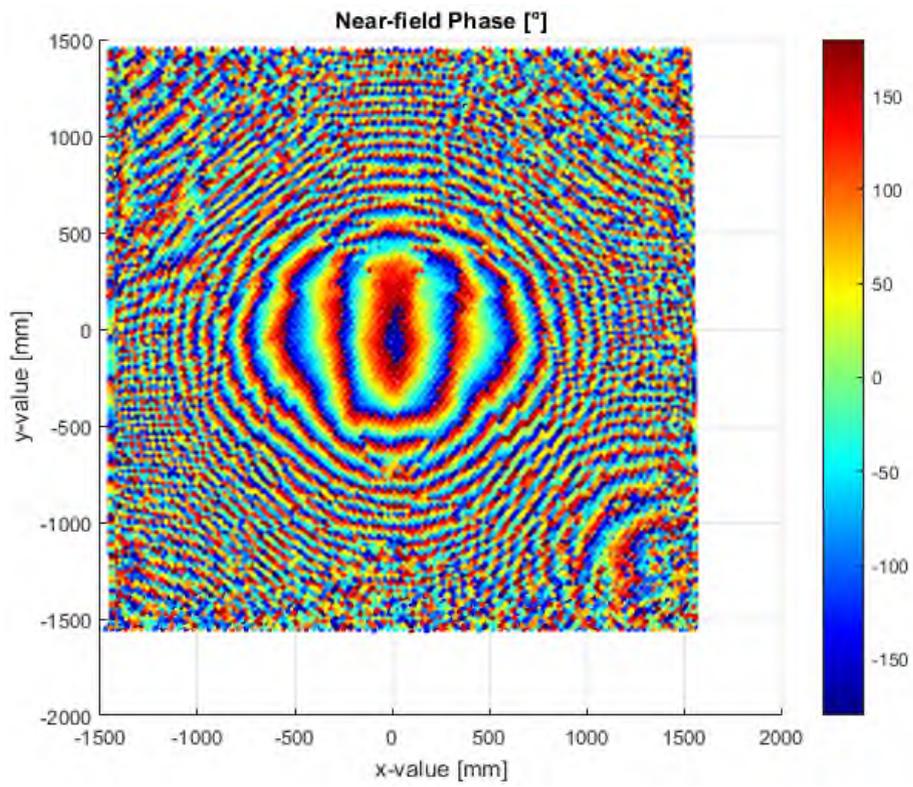


Abbildung 5-6: Phasenverteilung bei horizontaler Sondenpolarisation im Nahfeld

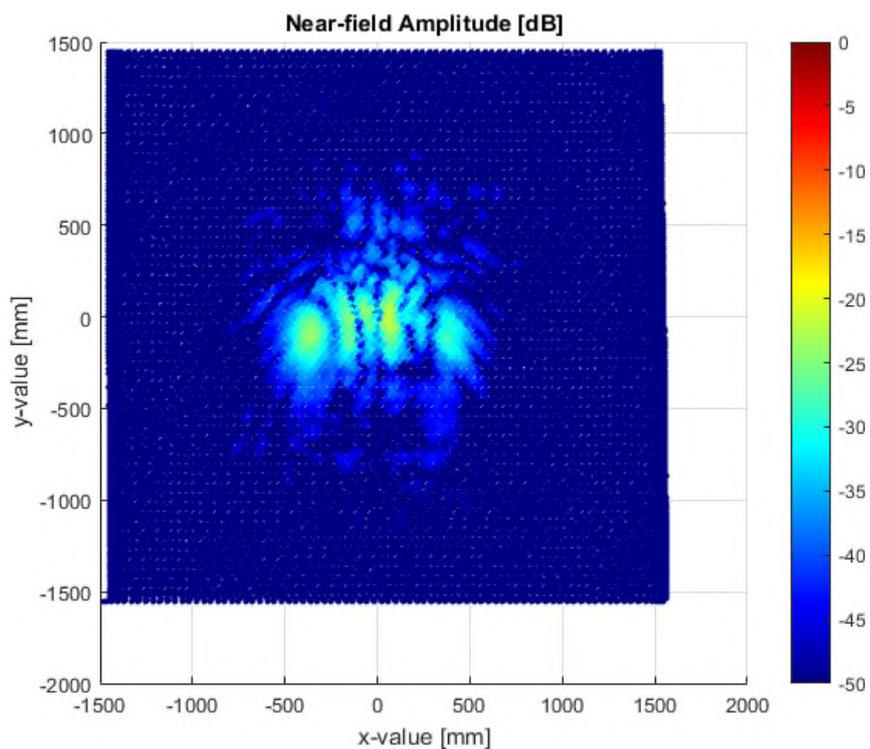


Abbildung 5-7: Amplitudenverteilung bei vertikaler Sondenpolarisation im Nahfeld

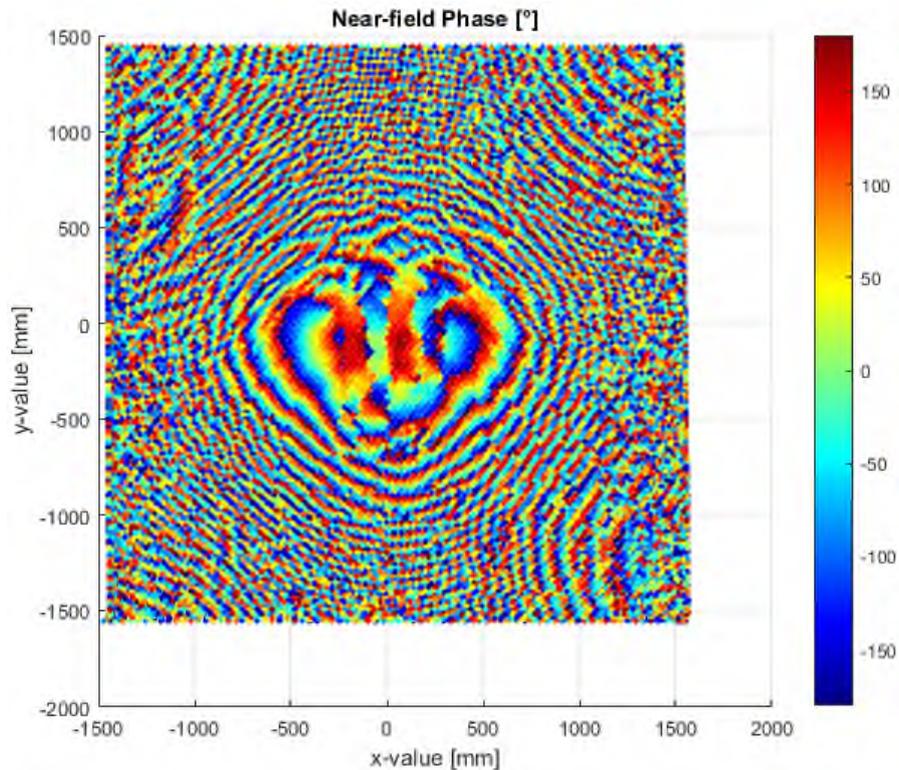


Abbildung 5-8: Phasenverteilung bei vertikaler Sondenpolarisation im Nahfeld

Aufgrund kleiner Pendelbewegungen der Messsonde liegt keine reguläre Nahfeldverteilung mit äquidistantem Raster vor. Die Irregularität wird jedoch erst in der Seitenansicht der abgetasteten Felder sichtbar. In der folgenden Abbildung lässt sich die Unregelmäßigkeit der einzelnen Messpunkte erkennen. Die Schwankung in Ausbreitungsrichtung entspricht dabei mit ca. 25 mm etwa einer Wellenlänge. Die somit vorherrschenden Phasenvariationen von bis zu 360° im Nahfeld lassen sich mit klassischen Fast-Fourier-Transformationen nicht verarbeiten und erfordern die speziellen Algorithmen der Technischen Universität München.

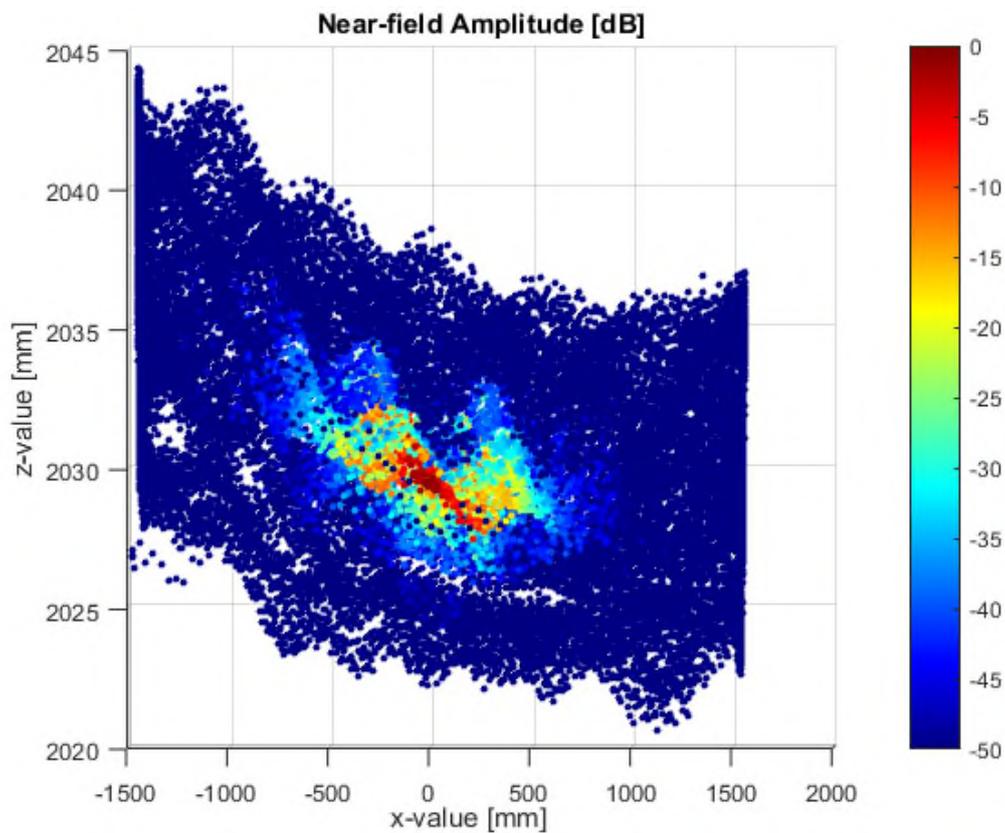


Abbildung 5-9: Seitenansicht der abgetasteten Fläche im Nahfeld zeigt Abstandsvariationen von bis zu einer Wellenlänge

Die Transformation vom Nahfeld ins Fernfeld erfolgt auf leistungsstarken Xeon 2-CPUs mit 2.6 GHz in ca. 3 Minuten bei einem Speicherbedarf von ca. 83GByte. Ein Vergleich der Konturen der Nahfeldmessung zu einer Messung in einer Compact Range zeigt eine hohe Übereinstimmung.

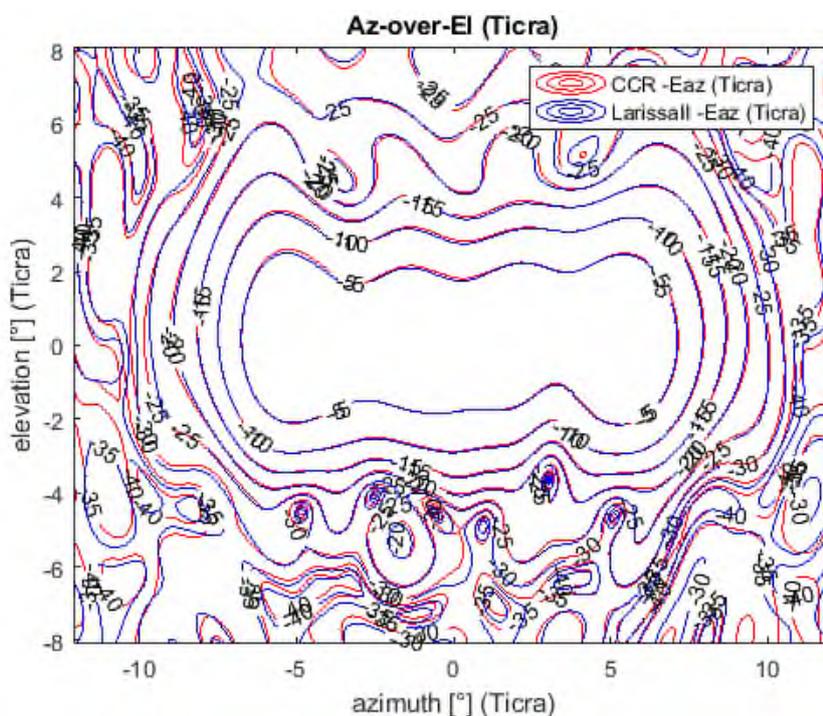


Abbildung 5-10: Konturenvergleich der gemessenen Hauptpolarisation im Nahfeld zu einer Compact Range

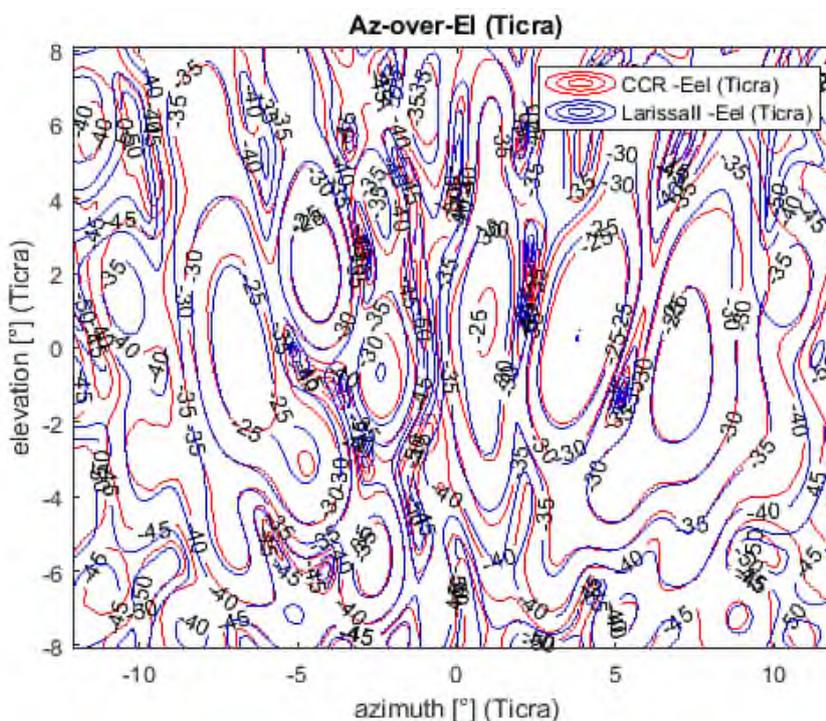


Abbildung 5-11: Konturenvergleich der gemessenen Kreuzpolarisation im Nahfeld zu einer Compact Range

Mit den erzielten Messergebnissen liegt ein genauer Datensatz im Nah- und Fernfeld vor. Die Nahfelddaten werden in nachliegenden Arbeitspaketen unter Berücksichtigung des Fehlereinflusses der Laserübertragung erneut herangezogen.

5.1.2.4 AP 2400 - Messanlagenmodifikation & Optimierungen

Die Laserterminals werden in der Messanlage neben dem LaserTracker und auf der Gondel installiert. Die Laserübertragung des Referenzsignals erfolgt damit in ähnlicher Strahlrichtung wie der Lasertracker die Position der Nahfeldsonde misst. Die Übertragungsentfernung und die Laserstrahldivergenz wurden optimiert.

Weiterhin wird die Laserterminal-Technologie für eine zeitgleiche Datenerfassung über ein Triggersignal an den in der Nahfeldmesstechnik verwendeten LaserTracker angebunden.

Um die Entfernungsmessung des Lasertrackers mit den Ergebnissen der Lasertechnologie zu vergleichen ist eine genaue Vermessung der optischen Zentren der Terminals erforderlich. Die dezentrale Position der Laserdiode und des Photodetektors von den Drehachsen des Terminals erfordern hier eine Berücksichtigung der Drehwinkel. Die exakte Ausmessung der Koordinatensysteme erfolgt mit dem Lasertracker. Zahlreiche Bewegungstests wurden durchgeführt, bei denen das Trackingverhalten der Terminals optimiert wurde. Dies ist für die Messanwendung von hoher Bedeutung, da im Fall eines Verbindungsabbruchs der Laserübertragung sich die Wiederaufnahme schwierig gestaltet und somit zu einem unvollständigen, nicht transformierbaren Ergebnis führt.

5.1.2.5 AP 2500 - Antennenmessungen mit Laser Terminal

5.1.2.5.1 Messungen auf Laser Terminal Ebene (Mynaric)

Testschritte

Die Entfernungsmessung und Phasenkompensation wurden in der PAMS-Anlage (Portable Antenna Measurement System) von Airbus durchgeführt: das Gondelterminal ist über eine Zwischenplatte, die auch das Aufhängen des aktiven Teils des Lasertrackers ermöglicht, mechanisch mit der Gondel verbunden (siehe Abbildung 6-24). Das Bodenterminal befindet sich auf einem Tisch neben dem Lasertracker (siehe Abbildung 6-25).

Die Referenzkompensation und die Funktionen der Entfernungsmessung werden wie folgt getestet.

Die Polarisation des optischen Eingangssignals und die ansteuernde Gleichspannung – etwa 3,3 V – des elektrooptischen Modulators (EOM, Mach-Zehnder-Modulator) müssen entsprechend angepasst werden, um eine akzeptable Performance des optischen Modulators zu erzielen. Bei Messungen mit dem aus der Laserquelle und dem elektrooptischen Modulator bestehenden Aufbau sollte diese Abstimmung zu Beginn vorgenommen werden.

Der Phasenanpassungstest

Die Phasenkohärenz und Langzeitstabilität des Boden- und Gondelsystems werden wie folgt getestet:

- Zunächst werden beide Systeme eingeschaltet und es wird gewartet, bis nach 10 bis 15 Minuten ein stabiler Zustand erreicht ist. Andernfalls würden die Referenzsignale auseinanderdriften.
- Der Eingang des Bodensystems wird über den ersten Port eines Netzwerkanalysators (mit Signalerzeugungsfunktion) bei 1 GHz – 0 dBm gespeist. Der Ausgang des

Gondelsystems wird mit dem zweiten Port des Netzwerkanalysators verbunden. Der S21-Parameter wird im Phasenmodus gemessen.

- Die Gondel wird bewegt, ohne das mit dem Netzwerkanalysator verbundene Aufhängekabel zu beschädigen. Bei diesem Schritt muss die Phase im Gondelsystem kohärent sein. Die Phasenänderung ist als das Leistungsergebnis aufzuzeichnen. Ziel: < 1 Grad.
- Dieser Test muss 1 bis 2 Stunden lang durchgeführt werden (im günstigsten Fall für einen Nahfeldantennen-Testzeitraum), um die Phasenstabilität auf lange Sicht zu bewerten. Der Netzwerkanalysator sollte die Phasenänderung während der Messung speichern, damit sie leichter überwacht werden kann.

Die Bewegung findet in einem begrenzten Bereich statt, da beide Terminals über lange HF-Kabel an denselben Netzwerkanalysator angeschlossen werden müssen. Es reicht aus, den Phasenwechsel des Gondelausgangs zu kontrollieren.

Der Entfernungsmessungstest

Die Kalibrierung des Versuchsaufbaus wird durchgeführt, um vergleichbare Entfernungsmessdaten zwischen dem Mynaric-System und dem Lasertracker von Airbus zu erhalten. Die optischen Terminals am Boden und die optischen Terminals der Gondel werden separat kalibriert. In diesem Teil wird die Entfernungsgenauigkeit des Systems getestet.

- Das Bodenterminalsystem wird eingeschaltet und benötigt 10 bis 15 Minuten, um hinsichtlich der Temperatur einen stabilen Zustand zu erreichen.
- Von dem Airbus-System wird der TTL-Trigger für die Zeitsynchronisation zwischen dem Laser-Tracker und dem Mynaric-Terminal empfangen. Die Basisbanddaten werden zur weiteren Verarbeitung im Mynaric-Rechner gespeichert.
- Eine standardmäßige Nahfeld-Messung wird durchgeführt und die Messdaten werden aufgezeichnet.

In der letzten Testkampagne funktionierte die automatische Steuerung der Gondel nicht richtig: Es war nur eine manuelle Steuerung der Gondel möglich, um die Bewegung bei der Nahfeldmessung zu simulieren.

5.1.2.5.2 Messungen auf Antennenmessebene (Airbus DS)

Aufgrund der diskutierten Schwierigkeiten bei der Integration der Terminaltechnologie in die Instrumentierung und den Messprozessablauf der vorhandenen Nahfeldtechnik wurden statt einer erneuten Nahfeldmessung die Genauigkeiten bei der Phasenübertragung und Entfernungsmessung bestimmt.

Die folgenden Abbildungen skizzieren den jeweiligen Messaufbau. Bei der Entfernungsmessung wird die Distanz zwischen den Laserterminals anhand der Koordinatensysteme unter Berücksichtigung der Drehwinkel auf die äquivalente Distanz zum Lasertracker umgerechnet.

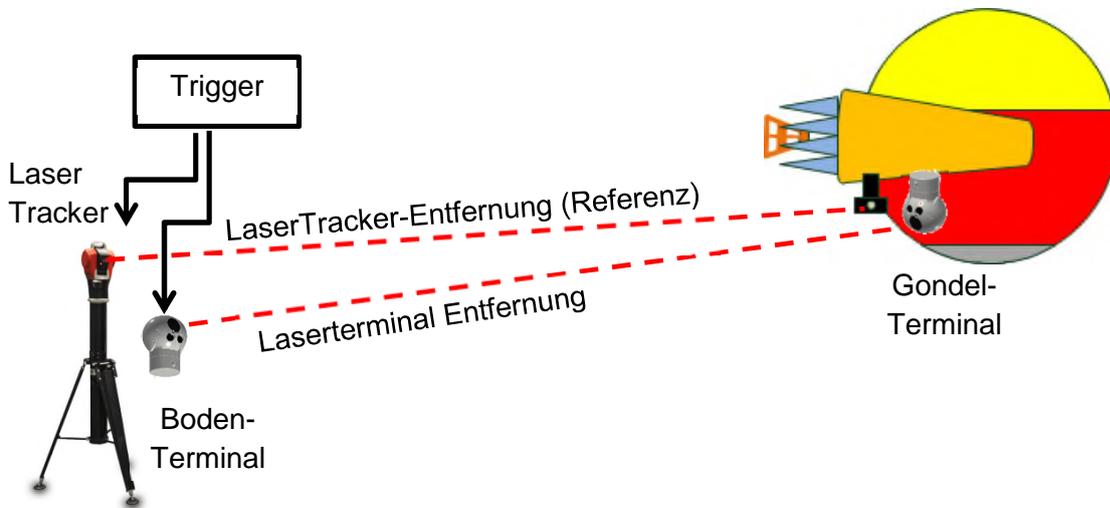


Abbildung 5-12: Skizzierter Messaufbau zur Ermittlung der Genauigkeit der Entfernungsmessung der LaserTerminals

Im Ergebnis zeigte sich bei Entfernungsmessung ein Restfehler in der Ausrichtung zum Lasertracker. Bei Kompensation dieses Restfehlers resultiert eine Genauigkeit der Entfernungsmessung von $\pm 4\text{mm}$ mit einer Standardabweichung von 1.25mm . Die Auswirkung eines Fehlers in der Distanz im Nahfelddatensatz hängt von der Richtung der Abweichung zur Feldausbreitung ab. Liegt der Distanzfehler in Ausbreitungsrichtung vor, entsprechen die ermittelten Genauigkeiten einem Phasenversatz von $\pm 4.8^\circ$ ($\sigma=1.5^\circ$) bei der Referenzfrequenz von 1GHz bzw. $\pm 57.6^\circ$ ($\sigma=18^\circ$) bei der Messfrequenz von 12GHz . Die detaillierteren Ergebnisse sind dem Abschnitt 5.1.2.6.1 zu entnehmen.

Zur Evaluierung der Genauigkeit bei der Phasenübertragung wird das Referenzsignal bei 1GHz von einem Netzwerkanalysator erzeugt. Dieses wird nach der Laserübertragung über ein Kabel vom Gondelterminal zurückgeführt. Der Einfluss der geringen Kabelbewegung zur Gondel ist dabei zu vernachlässigen.

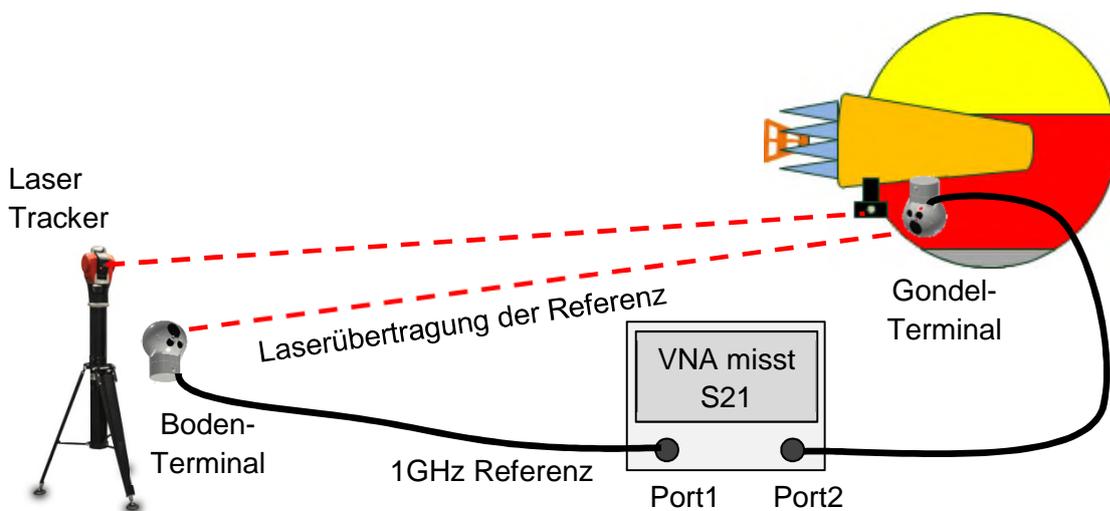


Abbildung 5-13: Skizzierter Messaufbau zur Ermittlung der Phasengenauigkeit bei Laserübertragung der Referenz bei 1GHz

Bei unbewegter Gondel beträgt der Phasenfehler $\pm 0.2^\circ$ ($\sigma=0.11^\circ$) bei 1 GHz bzw. $\pm 2.4^\circ$ ($\sigma=1.3^\circ$) bei 12 GHz. Unter Bewegung der Gondel steigt der Phasenfehler jedoch auf bis zu $\pm 11^\circ$ bei 1 GHz bzw. $\pm 133^\circ$ bei 12 GHz an. Nähere Ergebnisse finden sich in Abschnitt 5.1.2.6.1. Der starke Anstieg des Phasenfehlers im dynamischen Fall wird einen nicht unerheblichen Einfluss auf die Messgenauigkeit des aus dem Nahfeld transformierten Fernfelds haben, der im Abschnitt 5.1.2.6.2 näher betrachtet wird.

5.1.2.6 AP 2600 - Auswertung der Messergebnisse

5.1.2.6.1 Messergebnisse auf Laser Terminal Ebene (Mynaric)

Die Ergebnisse des Entfernungsmessungstests

Die Kalibrierung der Mynaric-Terminals mit dem Lasertracker wurde durchgeführt, um die Umrechnungsalgorithmen der Entfernungsmessdaten des Mynaric-Terminals in das bei normalen Nahfeldantennenmessungen verwendete Koordinatensystem des Laser-Trackers zur Verfügung zu stellen.

Der Lasertracker und das Entfernungsmesssystem der Terminals werden eingeschaltet und es wird gewartet, bis alle Einheiten einen stabilen Zustand erreicht haben. Die Gondel wird manuell in alle Richtungen (x-, y- und z-Achse) im Bereich der vollständigen Messung des Antennen-Nahfeldtest-Szenarios bewegt. Die Messergebnisse des Laser-Trackers und die Mynaric-Daten sind in Abbildung 5-14 dargestellt: Die Übereinstimmung zwischen den beiden Methoden für die Entfernungsmessung ist sehr gut.

Der Entfernungsmessfehler des entwickelten Systems ist in Abbildung 5-15 angegeben. Die Entfernungsmessung der Terminals wird durch den Lasertracker überprüft. Diese beiden Systeme werden aufeinander abgestimmt, um die Entfernungsmessdaten des einen in die des anderen umzuwandeln. Nach Umwandlung der Entfernungsmessdaten des Lasertrackers in die Mynaric-Entfernungsmessdaten ist noch immer eine Bias-Verschiebung in den Fehlerdaten der Entfernungsmessung zu beobachten, die in einem kleinen Ausschnitt in Abbildung 5-15 angegeben ist. Die Kalibrierung der Mynaric-Terminals ist gemäß dem ersten Eintrittspunkt des optischen Signals durchgeführt worden, da der verbleibende Weg im optischen Teil konstant ist. Bei diesem Eintrittspunkt handelt es sich jedoch nicht um die räumliche Mitte der Mynaric-Terminals. Daher ändern sich die kalibrierten Eintrittspunkte der Terminals je nach den verschiedenen Winkelrichtungen des Laser-Trackers.

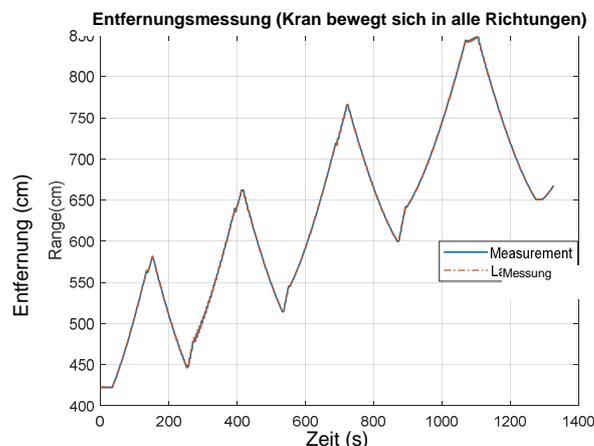


Abbildung 5-14: Die Entfernungsmessung durch das Mynaric-Terminal und den Laser-Tracker

Die statistische Auswertung des Entfernungsmessfehlers wird nach Beseitigung der Bias-Ver-schiebung durchgeführt, was durch eine präzisere Kalibrierung erreicht wird. Die Fehlergrenze der Entfernungsmessung wird mit ± 4 mm und die Standardabweichung (die dem mittleren quadratischen Fehler entspricht) der Entfernungsgenauigkeit mit $\sigma = 1,248$ mm berechnet.

Das vorgegebene Ziel für die Entfernungsgenauigkeit liegt bei kleiner als 1 cm, was mithilfe der entwickelten Hardware auch erreicht wird. Die Entfernungsgenauigkeit sollte im Millimeterbereich liegen, um eine gute Performance für Antennenmessungen bei hohen Frequenzen (>10 GHz) zu erzielen.

Wenn die Entfernungsangabe mit dem Mittelwert aus 10 Messergebnissen berechnet wird, würde der Entfernungsfehler in einem Bereich von $\pm 0,5$ mm liegen. Die Standardabweichung des Fehlersignals mit dem Mittelwert aus 10 Messungen beträgt $\sigma = 0,315$ mm. Die Abtast-dauer für 10 Messungen entspricht 8 ms und die Gesamtzeit für die Berechnung könnte weniger als 100 ms betragen, wenn die gesamte Signalverarbeitung im Mikrocontroller erfolgt.

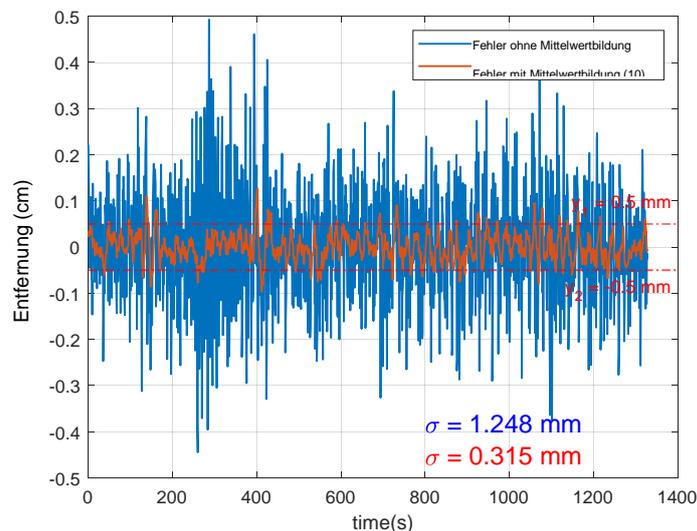


Abbildung 5-15: Der Fehler des Entfernungsmessungstests

In der weiteren Entwicklung sind Optimierungen möglich, um kleinere Fehler, möglicherweise in einem Bereich von 100 Mikrometern (etwa $150 \mu\text{m}$), zu erreichen. Die Optimierungsschritte lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Mittelwertbildung der Entfernungsmessdaten kann leicht angewendet werden, um eine bessere Entfernungsgenauigkeit zu erzielen.
- Die Bandbreite des Chirp-Signals, die bei dem derzeitigen Entfernungsmesssystem 500 MHz beträgt, könnte erweitert werden. Wenn die Bandbreite vergrößert wird, wirkt sich dies direkt auf die Entfernungsgenauigkeit aus und verbessert sie eins zu eins.
- Die Signalverarbeitungsmethoden könnten durch die im Teil „Literaturübersicht“ erläuterten Methoden, nämlich die zweite CZT und die Methode zur Phasenschätzung, verbessert werden.

- Die Nichtlinearitäten der FMCW-Rampe (zufällige und periodische Abweichungen) führen zu einer Erhöhung des Grundrauschens und zum Eintragen fester Störfrequenzen. Für eine höhere Entfernungsgenauigkeit könnte eine bessere Schaltung des Chirp-Generators verwendet werden.
- Ein höheres SRV verbessert die Qualität der Entfernungsgenauigkeit. Daher führt eine Optimierung der optischen Konstruktion zu einem höheren SRV.
- Die entwickelten HF- und optischen Systeme sind nicht kompakt; alle Teilkomponenten werden über lange Kabel versorgt und können nicht durch ein mechanisches Gehäuse abgedeckt werden. Dementsprechend ist eine hohe Signalkopplung zwischen den HF-Pfaden vorhanden. Aufgrund der langen Versorgungskabel verrauschen die Digital- und HF-Pfade.

Die Testergebnisse der Referenzphasenanpassung

Das Referenzsignal wird für die Phasenkompensation des Boden- und Gondelsystems auf 1 GHz eingestellt. Die signalerzeugenden Geräte in beiden Systemen können nicht mit einem 1 GHz-Referenzsignal angesteuert werden; daher kann für den Phasenanstimmungstest nur das Referenzsignal am Bodenterminal und am Gondelterminal verglichen werden. Anschließend kann es linear auf die höhere Frequenz transformiert werden, um die Auswirkung der Phasenänderung auf die Antennenmessungen zu berechnen.

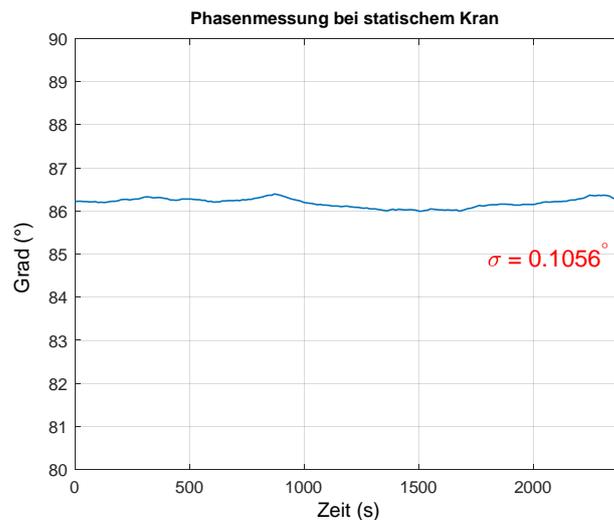


Abbildung 5-16: Der Langzeittest der Phasenstabilität

Der Lasertracker wird in diesem Testaufbau nicht verwendet. Die Mynaric-Terminals mit integrierten HF-Platinen werden eingeschaltet und es wird gewartet, bis die Geräte einen stabilen Zustand für den Test erreicht haben. Es wurden verschiedene Tests durchgeführt: ein Langzeittest bei statischer Gondel, ein Test bei schwingender Gondel und ein Test bei Bewegungen der Gondel.

Die Ergebnisse des Langzeit-Phasenstabilitätstests der Signale sind in Abbildung 5-16 dargestellt: die Gesamtänderung der Phase beträgt **0,4° für die Langzeit-Phasenstabilität** mit einer **Standardabweichung von $\sigma = 0,1056^\circ$** . Ein recht gutes Ergebnis für die Referenzphasenanpassung. Es liegt im Bereich der angestrebten Phasenabweichung von $0,33^\circ$, die für die Antennenmessung bei 30 GHz gilt.

Der zweite Test bezieht sich auf die schwingende Gondel: Das Testergebnis für diesen Aufbau in Abbildung 5-17 dargestellt. Die gesamte Phasenänderung für die Fallgrenzen der nicht kompensierten Phase ist durch die blauen Linien auf der y-Achse und für den Fall der kompensierten Phase durch die roten Linien auf der y-Achse dargestellt. Die Gesamtphasenänderung für den Fall der kompensierten Phase beträgt 19,02 Grad im Vergleich zum nicht kompensierten Fall von 125,44 Grad. Der Phasenänderungseffekt der Schwingung ist im kompensierten Fall doppelt so groß wie im nicht kompensierten Fall. Das bedeutet, dass die 360 Grad-Phasenänderung mit dem entwickelten Referenz-Phasenkompensationssystem auf die 27,29 Grad-Änderung kompensiert wird.

Die Performance für das letzte Testszenario mit der sich bewegenden Gondel ist in Abbildung 5-18 dargestellt. Im mittleren Teil des Graphen ist die Auswirkung im Fall der nicht kompensierten Phase zu sehen, bei der sich die Gondel um mehr als 360 Grad bewegt (eine halbe Wellenlänge: 15 cm). Der Anfang und die letzten Teile zwischen den Grenzen der roten Linien auf der y-Achse zeigen die Ergebnisse im Fall der Phasenkompensation. Wenn sich die Gondel um mehr als eine Wellenlänge (30 cm) bewegt, ist zu beobachten, dass die Phase des kompensierten Systems **um insgesamt 22,24 Grad abweicht**.

Die Leistung der Phasenkompensationshardware bei einer Referenz von 1 GHz wird mit 22,24 Grad gemessen. Der Aufbau des Schwingungstests konnte nicht als Performance-Test gewertet werden, da die Schwingung der Gondel nicht präzise genug gesteuert werden konnte.

Auch wenn die Phase zweier getrennter Systeme nicht vollständig kompensiert werden konnte (die Zielvorgabe liegt bei kleiner als 0,33 Grad), konnte die Phasenänderung mit der Positionsänderung korreliert und mit der Phasenkohärenz zwischen dem Boden- und dem Gondelsystem berechnet werden. Wie sich gezeigt hat, ist die Phasenänderung in Bezug auf die Distanz zwischen den Terminals deterministisch und kann anhand der Entfernungsmessdaten geschätzt werden. Daher konnte die deterministische Phasenänderung aus den Ergebnissen entfernt werden. Die Nahfeld-Fernfeld-Transformation könnte mit einer Phasenänderung von **0,4 Grad für eine Langzeit-Phasenstabilität** mit einer **Standardabweichung von $\sigma = 0,1056$ Grad** (unter Annahme einer gleichmäßigen Verteilung) durchgeführt werden, wie in Abbildung 5-16 dargestellt.

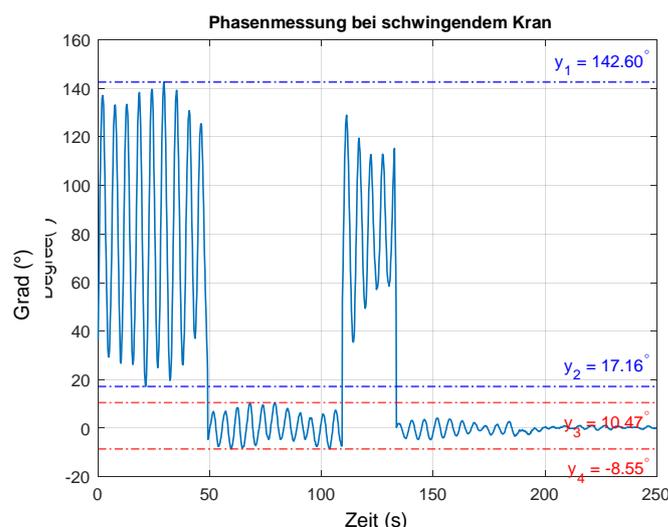


Abbildung 5-17: Einfluss der Gondelschwingung auf die Phasenänderung (Ein- und Ausschalten der Phasenkompensation)

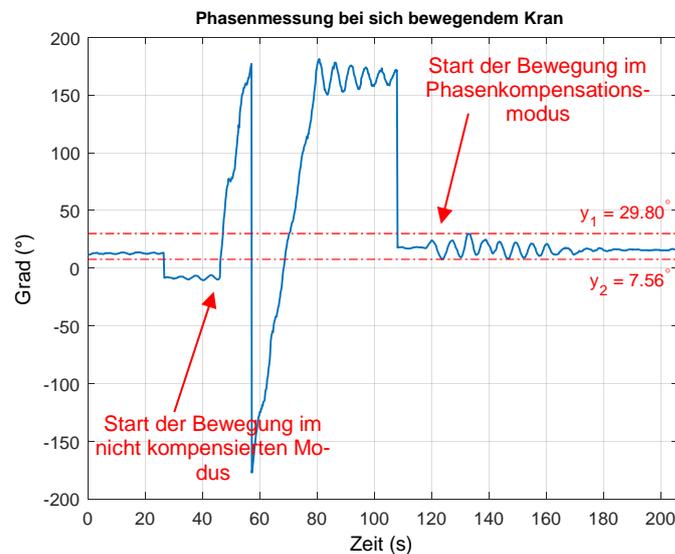


Abbildung 5-18: Einfluss der sich bewegenden Gondel auf die Phasenänderung

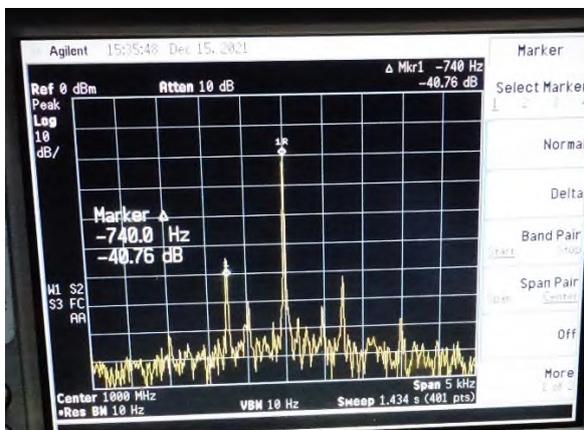
Das kompensierte Referenzsignal wird analysiert, um die treibenden Faktoren zu verstehen, die zu der Phasenungenauigkeit führen. Das Referenzsignal am Ausgang der Gondelterminals wird mit einem Spektrumanalysator überwacht, der in Abbildung 5-19 dargestellt ist. Das Phasenrauschen und die nahen Spurs des Referenzsignals üben einen erheblichen Einfluss auf die Leistung der Referenzkompensation aus.

Die folgenden Schritte stellen mögliche Verbesserungsmaßnahmen dar, um eine höhere Phasengenauigkeit zwischen den Boden- und Gondelterminals zu erzielen.

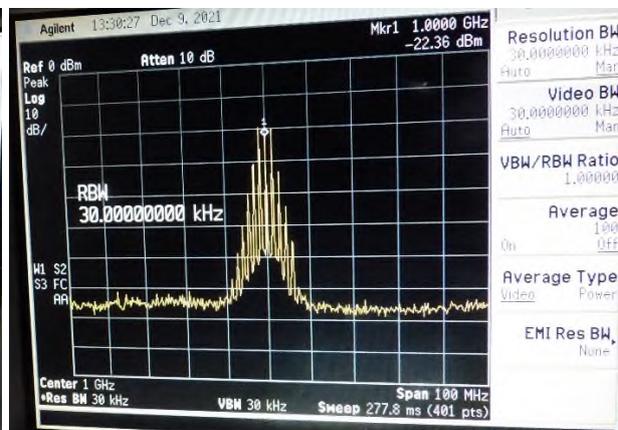
- Die entwickelten HF- und optischen Blöcke befinden sich noch im Stadium des Konzeptnachweises, sind also nicht in kompakter Form integriert. Für die einzelnen Blöcke ist kein mechanisches Gehäuse vorhanden. Die Versorgungs- und Steuersignale werden über lange Kabel übertragen, was zu einer Einkopplung des HF-Referenzsignals führt und dieses verrauscht. Dies verschlechtert die Leistung der Phasen Anpassung. Das in der Abbildung erkennbare Phasenrauschen ist auf dieses Problem zurückzuführen.
Für das Endprodukt könnte das System in einer kompakten Ausführung konstruiert werden. Dadurch wird die Phasen Anpassung erheblich verbessert.
- Für die Phasen Anpassung ist die PLL-Schaltung von großer Bedeutung. Um eine bessere Leistung zu erzielen, könnte die Konstruktion entsprechend angepasst werden. Die Durchlassfrequenz des PLL-Schleifenfilters könnte so reduziert werden, dass das nahe Phasenrauschen herausgefiltert wird und die nahen Spurs auf diese Weise gefiltert werden können.
- Durch das Tracking der optischen Terminals ändert sich die Phase des Referenzsignals. Die Nahband-Spurs im Referenzsignal (bei 740 Hz und bei 500 Hz) werden durch die Tracking-Bewegung der optischen Komponenten verursacht. Die digitalen Steuersignale für die optischen Terminals werden mit dem Referenzsignal gekoppelt, und die Fernband-Spur-Signale (bei einigen MHz) werden durch diese gekoppelten digitalen Signale erzeugt. Durch Optimierung des Tracking-Algorithmus und der zugehörigen Hardware wird die Leistung der Phasenkompensation verbessert.

Bei der Überprüfung des optischen Tracking-Punktes fällt auf, dass es sich bei ihm nicht um einen einfachen kreisförmigen kleinen Punkt handelt. Stattdessen weist der Punkt eine amorphe Form auf, die durch Optimierung der optischen Komponenten und ihrer Kalibrierung besser korrigiert werden könnte.

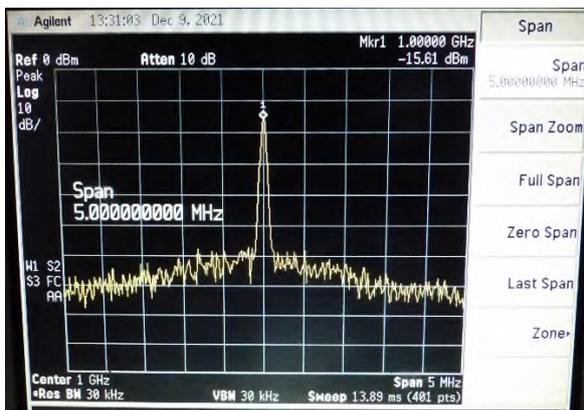
Da die Tests in Innenräumen stattfinden, sind die optischen Terminals sehr nahe beieinander aufgebaut, was die Verbindungsleistung verschlechtert und zu einem schlechten Divergenzfaktor führt. Messungen im Freien werden normalerweise über größere Distanzen durchgeführt; dies würde die Divergenzleistung der optischen Terminals verbessern. Dadurch wird die Phasenanpassung bei Anwendungen im Freien verbessert.



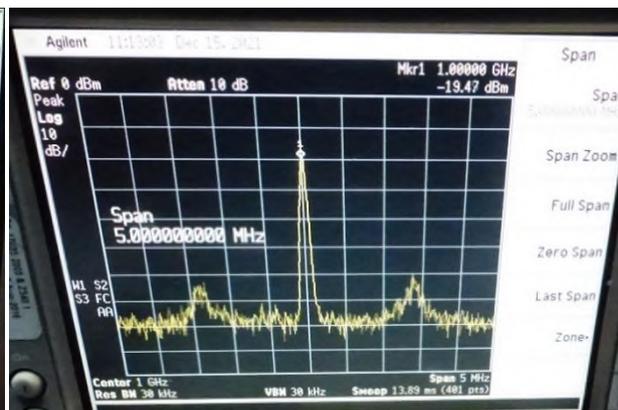
a: Nahband-Spurs



b: Fernband-Spurs



c: Höheres Phasenrauschen



d: Breitbandrauschen

Abbildung 5-19: Probleme beim Referenzphasenkompensationssignal

5.1.2.6.2 Messergebnisse auf Antennenmessebene (Airbus DS)

Der Einfluss der jeweiligen Phasen- und Entfernungsgenauigkeiten auf die für die Zielapplikation entscheidenden Fernfelder lässt sich durch die Überlagerung der Fehler mit dem Nahfelddatensatz der Referenzmessung und anschließender Transformation ins Fernfeld ermitteln. Die Evaluierungsmethode ist in der nachstehenden Abbildung skizziert.

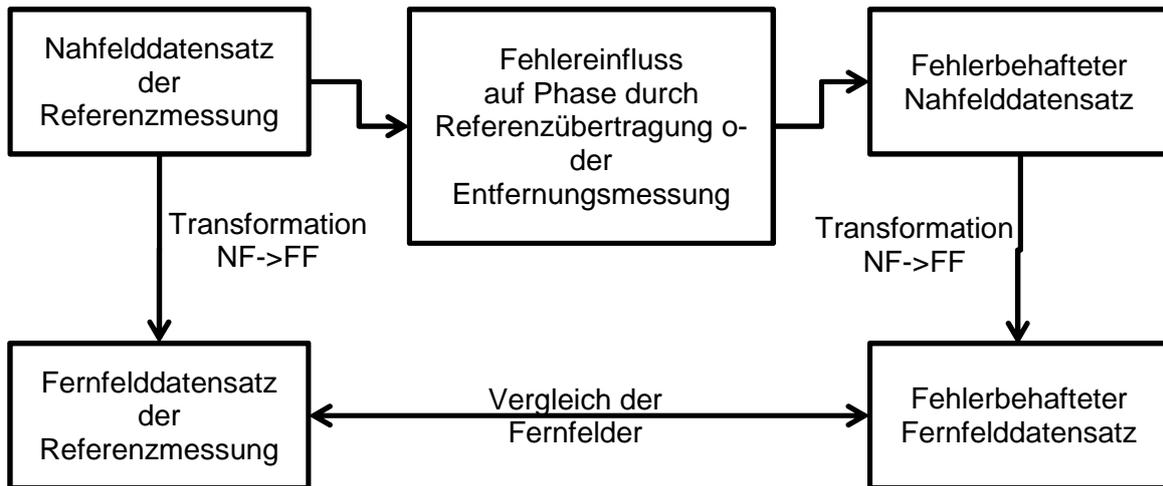
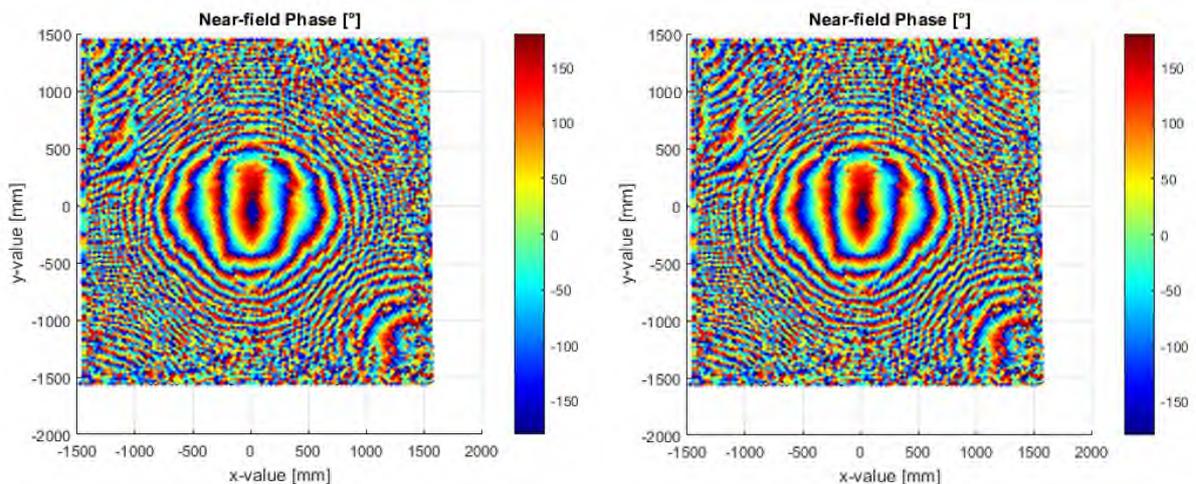


Abbildung 5-20: Skizzierte Methode zur Evaluierung des Fehlereinflusses der LaserTechnologie auf die für die Zielapplikation relevanten Fernfelder

Wird der statische Phasenfehler von ca. 2° unter Annahme einer gleichmäßigen Fehlerverteilung dem Nahfelddatensatz aus der Referenzmessung überlagert, so ergibt sich eine sehr geringe Änderung im Fernfeld. Das Fehlerniveau liegt mit ca. -56 dB deutlich unter dem der Referenzmessung von -37 dB. Folglich wirkt sich hier der statische Phasenfehler nicht merklich auf die Fernfelder aus.



Nahfeld - Referenz

Nahfeld – Referenz mit statischem Phasenfehler

Abbildung 5-21: Phasenverteilung der Hauptpolarisation ohne (links) und mit (rechts) Fehlereinfluss bei statischer Laserübertragung

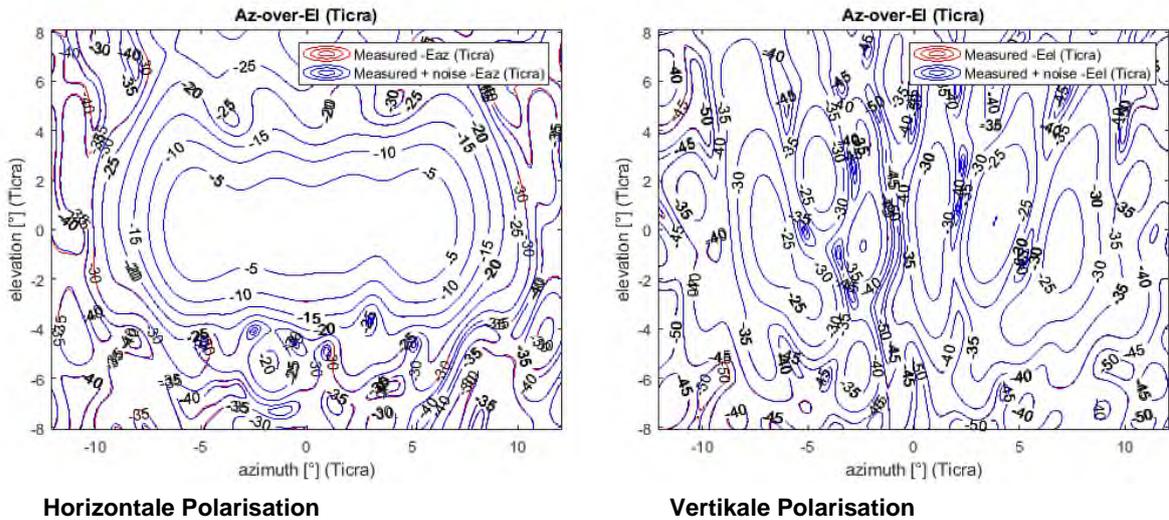


Abbildung 5-22: Vergleich der Fernfeldkonturen ohne (rot) und mit (blau) Fehlereinfluss bei statischer Laserübertragung für ko- (links) und kreuzpolaren (rechts) Polarisationen

Bei Überlagerung des dynamischen Phasenfehlers von 133° wird die Phase im Nahfeld überwiegend vom Rauschen dominiert. Der integrale Zusammenhang zwischen Nah- und Fernfeld bewirkt eine Mittelung des Nahfeldfehlers, so dass sich dennoch Fernfelder rekonstruieren lassen. Während die Phaseninformation der Hauptpolarisation im Nahfeld verschwindend gering ausfällt, lassen sich die Charakteristiken der Fernfelder dennoch erkennen, wie die folgenden Abbildungen verdeutlichen.

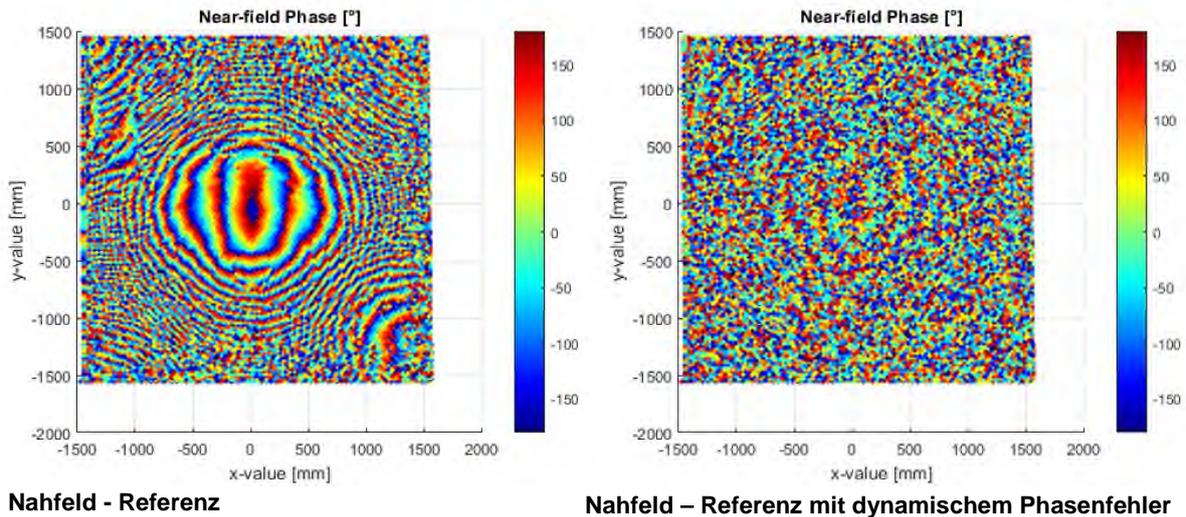


Abbildung 5-23: Phasenverteilung der Hauptpolarisation ohne (links) und mit (rechts) Fehlereinfluss bei dynamischer Laserübertragung

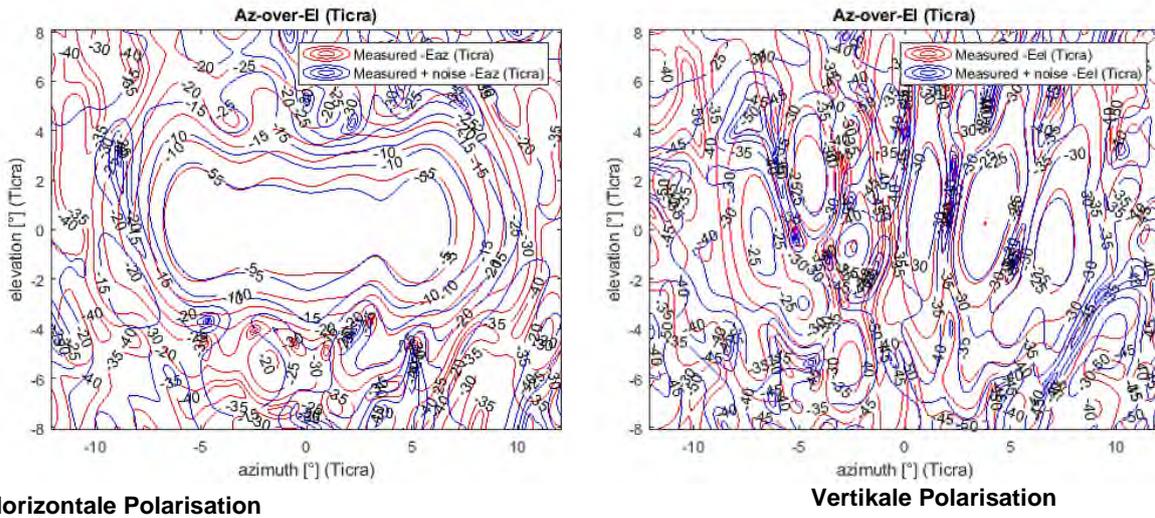


Abbildung 5-24: Vergleich der Fernfeldkonturen ohne (rot) und mit (blau) Fehlereinfluss bei dynamischer Laserübertragung für ko- (links) und kreuzpolaren (rechts) Polarisationen

Wird der Einfluss der Entfernungsmessung der Laserterminals als Phasenfehler im Nahfeld in Betracht gezogen, so lässt sich auch hier die Auswirkung im Fernfeld bestimmen. Bei äquivalenter Standardabweichung von 18° aus der Entfernungsmessung wird hier eine Normalverteilung des Fehlers angesetzt. Die entsprechenden Ergebnisse im Nah- und Fernfeld finden sich im Folgenden.

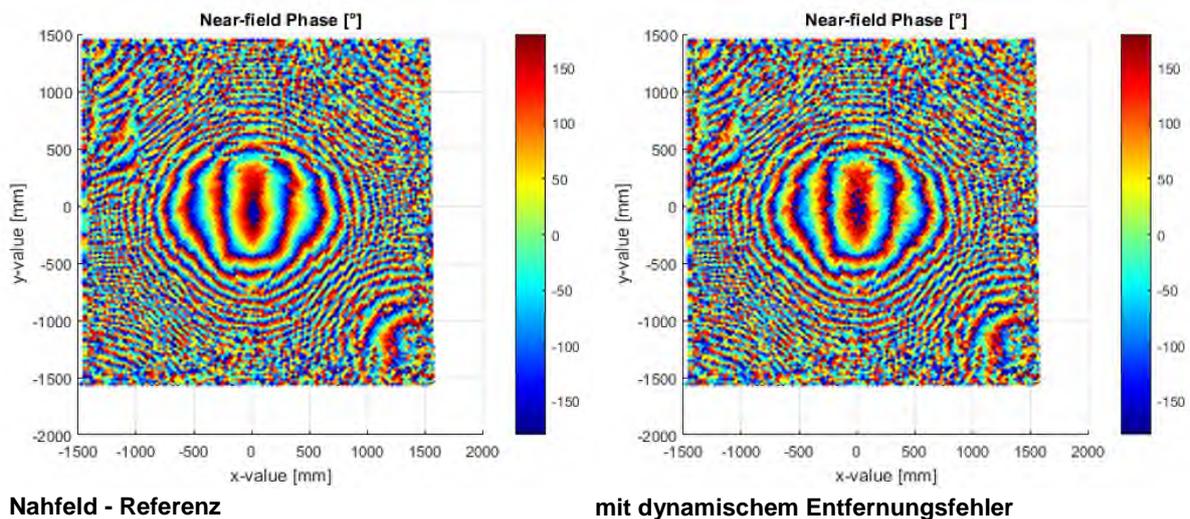


Abbildung 5-25: Phasenverteilung der Hauptpolarisation ohne (links) und mit (rechts) Fehlereinfluss bei dynamischer Entfernungsmessung der Laserterminals

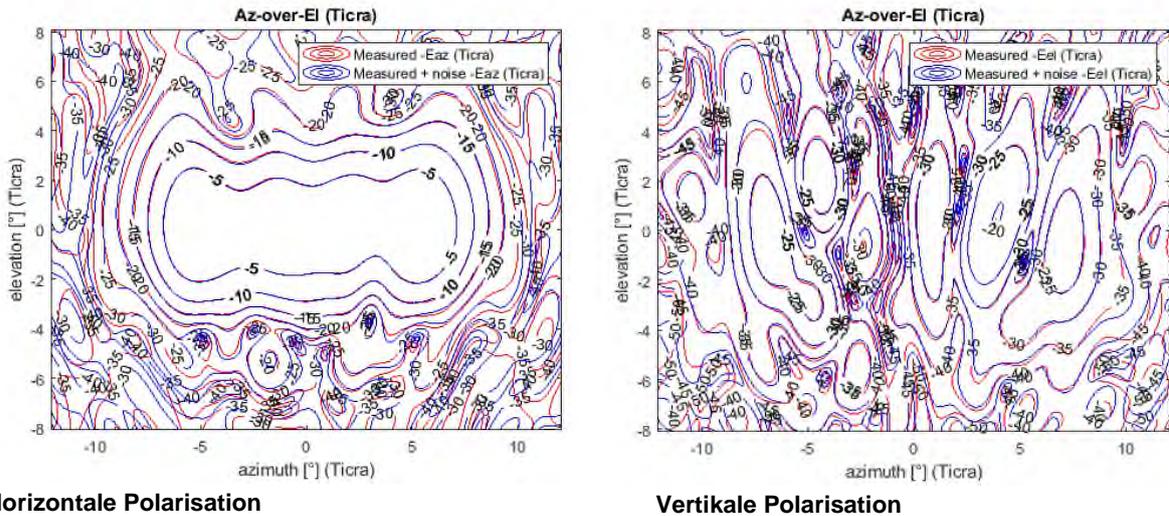


Abbildung 5-26: Vergleich der Fernfeldkonturen ohne (rot) und mit (blau) Fehlereinfluss bei dynamischer Entfernungsmessung für ko- (links) und kreuzpolaren (rechts) Polarisationen

Der Einfluss normalverteilter Phasenfehler lässt sich am Beispiel der vorliegenden Referenzmessung für unterschiedliche Phasenfehler berechnen. Dazu wird für jeden Phasenfehler das resultierende Fehlerniveau im Fernfeld bestimmt. Im Ergebnis werden im Verhältnis zur Messgenauigkeit der Referenzmessung geringe Abweichungen bei Standardabweichungen in der Phase von unter 5° erreicht. Ein merklicher Einfluss entsteht im Bereich von ca. 10° bis 30° während erhebliche Auswirkungen bei Standardabweichungen $>45^\circ$ in der Phase im Fernfeld zu erwarten sind.

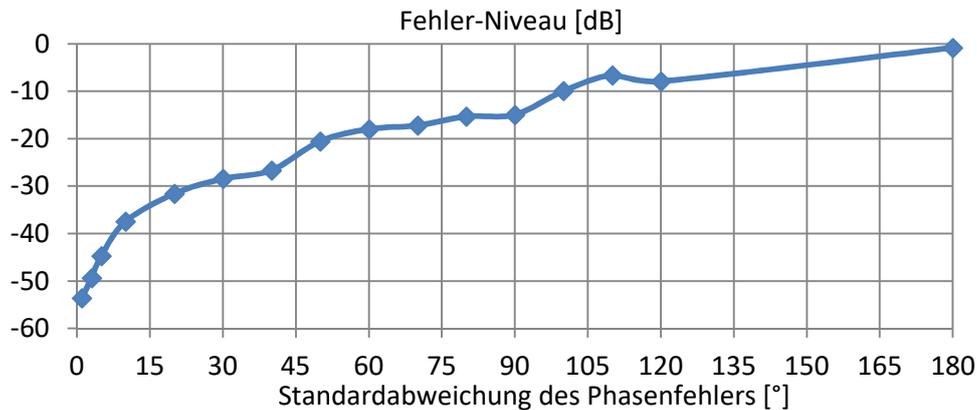


Abbildung 5-27: Einfluss eines normalverteilten Phasenfehlers auf das Fehler-Niveau im Fernfeld

Da sich die Entfernungsmessung im Test genauer als die Phasenübertragung erwies, erscheint ein kombinierter Ansatz aus rekonstruierter Phaseninformation mittels der Entfernungsdaten und angebundener Phase durch das Referenzsignal vielversprechend. Ein kombinierter Ansatz könnte die Anforderungen an die Phase über die Synchronisation mittels einer Referenz auf ein derartiges Maß reduzieren, das eine Nachbearbeitung der Phaseninformation durch die Entfernungsdaten erlaubt.

6 Ausführliche Beschreibung des Teilprojekts LARISSA II „Vermessung von großen Antennenanlagen auf Basis einer Referenzsignalübertragung über eine weglängen-stabilisierte Laserstrecke mit integrierter Distanzmessung für unbemannte Fluggeräte“ von der Mynaric Lasercom GmbH

6.1 Erzielte Ergebnisse

Die erzielten Ergebnisse der APs 2500 und 2600, die im Rahmen der Zusammenarbeit mit Airbus DS erzielt wurden sind in den Kapiteln 5.1.2.5.1 und 5.1.2.6.1 reflektiert.

6.1.1 AP3000 – Laser Terminal System Analyse

6.1.1.1 AP 3100 - Systemanforderungen

Das System benötigt eine stabile optische Verbindung zwischen dem Bodenterminal und dem mobilen Terminal (Gondel), die die folgenden Aufgaben erfüllt:

- Referenzfrequenzübertragung vom Boden zum Gondelterminal mit dem Ziel der Synchronisation. Die Frequenzübertragung muss bei mindestens 1 GHz erfolgen, um die lokale Erzeugung höherfrequenter Signale bis 30 GHz zu ermöglichen.
- Das Gondelterminal muss den Laserstrahl empfangen und demodulieren und dabei das Referenzsignal zur Ansteuerung des HF-Generators für die Sonde wiederherstellen.
- Zudem muss das Gondelterminal einen Teil des empfangenen Strahls in Richtung des Bodenterminals reflektieren, und das Bodenterminal muss die Signalphasenverschiebung des reflektierten Signals messen, um eine Phasen-Vorkompensation und Entfernungsmessung durchzuführen.
- Das übertragene und reflektierte Signal wird außerdem zur Realisierung von Funktionen für die Entfernungsmessung verwendet.

Die vorläufigen Systemanforderungen sind in Tabelle 6-1 aufgeführt.

	LARISSA-Zielspezifikationen
Amplitude	5 dBm \pm 2dB
Signalart	Sinus / Rechteck
Max. Phasenabweichung	1°- 10° bei 30 GHz <10° bei 10 GHz <0,33° bei 1 GHz
Max. Frequenzabweichung	1 ppm
Kurzzeitige fraktionale Stabilität	1 ppb
Phasenrauschen bei 100 Hz	100 dBc/Hz
RMS-Phasenjitter (10 Hz - 10 kHz)	0,0003°
Max. Übertragungsdistanz	200 m
Max. Doppler	\pm 0,2 m/s
Signal-Rausch-Verhältnis (SRV) des frequenzmodulierten Dauerstrichverfahrens (FMCW)	> 10 dB (17 dB objektiv)
Genauigkeit der Entfernungsmessung	< 1 cm

Tabelle 6-1: Systemanforderungen

6.1.1.2 AP 3200 - Link Budget Analyse

Die Verbindungsbudget-Analyse in Tabelle 6-2 betrachtet ein Paar Laserterminals mit einer maximalen Ausgangsleistung von 10 Milliwatt in einem realistischen Szenario mit einem maximalen Abstand von 1 km. Diese Analyse basiert auf einem Standardempfänger.

Dieses Verbindungsbudget dient als Referenz, da der geplante Prototyp, der die Funktionen einer Frequenzübertragung und Entfernungsmessung kombiniert, möglicherweise keine Datenübertragung beinhaltet. Tabelle 6-1 zeigt den Verbindungsspielraum gegenüber der Verbindungsstrecke, wobei der Betriebsbereich bis 200 Meter hervorgehoben ist. Dabei ist ein ausreichender Spielraum vorhanden, um die Abschwächung des Signals aufgrund von Szintillation und Rauschen am Fotodetektor auszugleichen: Bei 200 m und einer Datenübertragungsrate von 2 Gbit/s wird ein Leistungsspielraum von 15 dB erzielt, so dass bei der Entwicklung des Systems keine optische Verstärkung erforderlich ist.

PARAMETER	WERT	ANMERKUNG
Ziel-BER	1.0e ⁻⁰⁹	-
Tx-Leistung	0,01	W
Tx-Strahldivergenz (Halbwertswinkel)	1150,00	urad
Wellenlänge	1550,00	nm
Ziel-Verbindungsstrecke	1,00	km
D_Rx	20,00	mm
Datenrate	2.00e9	bit/s
Schwankungsbreite d. Ziel-richtung, Std.-Abweichung	230.0e ⁻⁶	rad
Leistungsszintillationsindex	9.49e ⁻⁰²	-
Abschwächungswahrscheinlichkeit		
STATISCHER VERLUST		
Tx-Leistung	10,00	dBm
Tx-Optikverlust	-1,30	dB
Tx-Richtwirkung	67,82	dB
Rx-Richtwirkung	-106,02	dB
Durchschnittlicher Ausrichtungsverlust	-0,35	dB

Atmosphärischer Verlust	-0,13	dB
Rx-Optikverlust	-2,46	dB
Statische Rx-Leistung	-32,44	dBm
DYNAMISCHER VERLUST		
Verluste durch Zielfehler	-1,39	dB
Szintillationsverluste	-2,41	dB
Empfangene Leistung nach Zielfehler-Abzug	-36,23	dBm
Ziel Rx-Leistung	-35,12	dBm
Marge nach Zielfehler-Abzug	-1,11	dB

Tabelle 6-2: Verbindungsbudget-Analyse

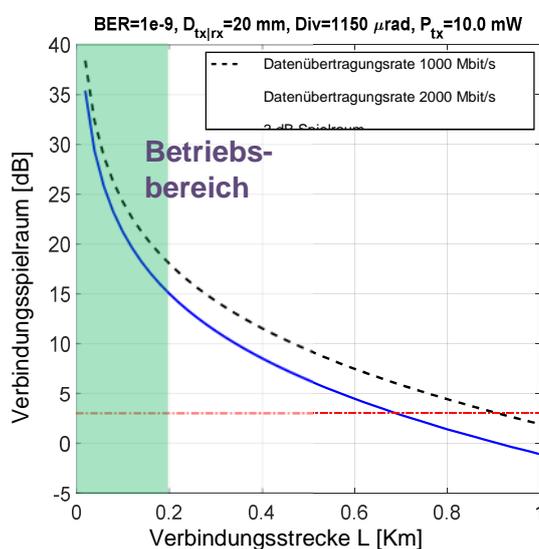


Abbildung 6-1: Verbindungsbudget-Analyse für eine Verbindungsstrecke von bis zu 1 km

6.1.1.3 AP 3300 - Anpassung des Terminal Design

Für die Herstellung der Laserverbindung zwischen dem Boden und der Gondel wurden mehrere Laserterminals in Betracht gezogen. Alle Terminals sind Teil des Mynaric-Produktportfolios. Für das in LARISSA-II vorgestellte Szenario waren einige Änderungen erforderlich. Diese Änderungen berücksichtigen die folgenden Punkte:

- Passive Laserreflexion von dem Gondelterminal.
- Reduzierte Sendeleistung (kein EDFA erforderlich).
- Vereinfachte Elektronik- und Kommunikations-Teilsysteme, d. h. kein EDFA und kein Kodierungssystem.
- Dedizierte HF-Modulation, Phasenkompensation und -wiederherstellung sowie Entfernungsmessung.

6.1.1.3.1 Verwendetes Terminal

Bei dem für das Larissa-II-Projekt ausgewählten Mynaric-Terminal handelt es sich um ein kleineres Terminal, das für den Einsatz in weniger anspruchsvollen Umgebungen, z. B. bei der Drohnenüberwachung, optimiert ist. Es ist in Abbildung 6-2 dargestellt. Eine kardanisches aufgehängte Kuppel ermöglicht die erforderliche Elevations und Azimutausrichtung des Laserterminals. Außerdem schützt sie dank des geschlossenen Gehäuses das optische System. Das

kardanische System beinhaltet das gesamte optische System des Transceivers, wie etwa die beiden afokalen Teleskope und das Teilsystem des Empfängers. Der Sende- (Tx) und Empfangsweg (Rx) sind als separate Teilsysteme ausgeführt. Dieses Terminal wurde entwickelt, um optische Datenverbindungen über eine Distanz von mehreren Kilometern mit Datenraten von 1-2 Gbit/s herzustellen. Für die Steuerung und Signalverarbeitung kommt eine separate Elektronikeinheit zum Einsatz.

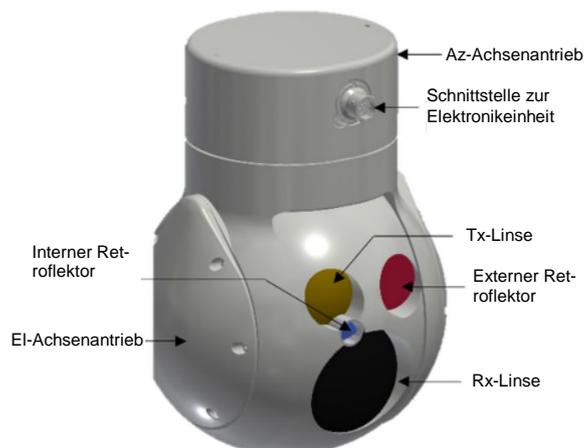


Abbildung 6-2: Mynaric-Laserterminal

Für das Larissa-II-Szenario werden zwei identische Terminals benötigt, von denen jedoch nur eines Laserstrahlung aussendet, während das andere diese Strahlung passiv reflektiert. Zusätzlich wurde ein drittes optisches Element hinzugefügt, das einen Teil des vom Bodenterminal einfallenden Strahls auf das Gondelterminal reflektiert. Ein intern eingebetteter Retroreflektor ermöglicht zudem die Kalibrierung zwischen den Tx- und Rx-Strahlen.

Obwohl die beiden Terminals identisch sind, unterscheiden sie sich in ihren Funktionen. In Abbildung 6-3 ist das Funktionsprinzip beider Terminals dargestellt. Das Bodenterminal sendet einen hochdivergenten Strahl aus, um gleichzeitig die Rx-Linse und den Retroreflektor des Terminals an der Gondel zu bestrahlen. Folglich muss sich das Gondelterminal drehen, bis es korrekt auf den einfallenden Strahl fokussiert ist, wo es das vom Bodenterminal abgestrahlte Licht empfängt. Das Tracking erfolgt über zwei Elemente: Das Strahlausrichtsystem (Coarse Pointing Assembly, CPA) nimmt eine Grobeinstellung zwischen den beiden Terminals vor (bei diesem Terminal Abgleich mit dem kardanischen System, das die gesamte Struktur dreht), während das Stabilisierungssystem (Fine Pointing Assembly, FPA) alle Mikrovibrationen und langsamen Driftbewegungen korrigiert. Nachdem der Strahl diese beiden Elemente passiert hat, wird er geteilt und von der Rx-Baugruppe (Empfänger) gelesen, die das Fehlersignal für das Tracking misst und die Informationen für die HF-Trägerrückgewinnung wiederherstellt.

Das Bodenterminal sendet Licht an das Gondelterminal; dieses Licht wird von dem externen Retroreflektor zurückgeworfen und von dessen Rx-Optik empfangen. Das Tx-System des Bodenterminals beinhaltet einen beweglichen Spiegel, den so genannten PAA, der zur Feinkorrektur der Fehlausrichtung zwischen den Tx- und Rx-Strahlen verwendet wird. Die Elektronik verarbeitet das demodulierte Signal und stellt Informationen für die Messung der Entfernung und der Phasenverschiebung bereit. Das gesamte System des Terminals wird von dem TCC-Teilsystem gesteuert.

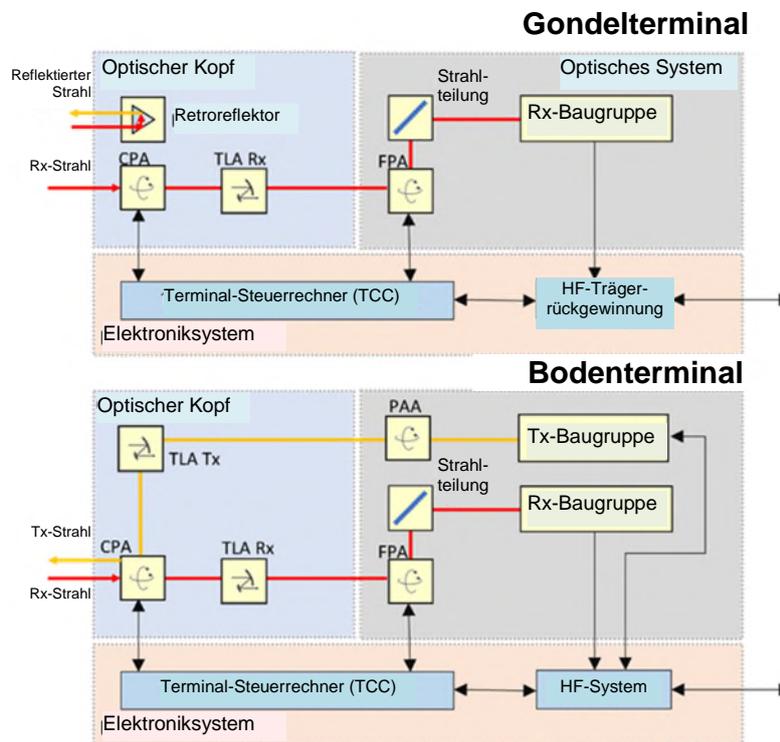


Abbildung 6-3: Blockschaltbild des optischen Systems

6.1.1.4 AP 3400 - Optimierung Signal- & Modulationskonzept

Der Konzeptentwurf für die Frequenzübertragung und die Entfernungsmessung gemäß den LARISSA-II-Anforderungen ist in Abbildung 6-4 dargestellt.

Im Bodensegment wird ein 1 GHz-Referenzsignal verwendet, um den Frequenzgenerator für die Antenne und die Elektronikeinheit des Laserterminals zu steuern. Der erste Block „Referenzphasenanpassung“ vergleicht das Eingangsreferenzsignal und das von dem beweglichen Terminal empfangene Signal, um die Phasenkompensation durchzuführen. Gleichzeitig wird in dem Block „Radarsender“ ein zweites Signal mit einer zentralen Frequenz von 24 GHz und einer Bandbreite von ungefähr 100 MHz zur Entfernungsmessung erzeugt. Beide Signale werden in einem Diplexer kombiniert und das Ausgangssignal wird zur Modulation des optischen Trägers verwendet, der im C-Band bei 1550 nm operiert. Dieser optisch modulierte Träger wird über das optische Teleskop in den freien Raum eingekoppelt.

Das optische Terminal der beweglichen Plattform (auf der Gondel) erfasst und teilreflektiert den Laserstrahl vom Bodenterminal. Ein Teil des Signals wird empfangen und nach dem Lichtempfänger in ein elektrisches Signal umgewandelt. Das elektrische Signal wird gefiltert, um das 1 GHz-Referenzsignal zu erhalten, das zur Ansteuerung des Frequenzgenerators der Sondenantenne verwendet wird. Das reflektierte Signal wird von der Bodeneinheit empfangen, wo ein Diplexer zur Trennung der beiden ursprünglichen Signale eingesetzt wird. Das („Time-of-flight“-bedingt) phasenverschobene 1 GHz-Signal wird für die Phasenvorkompensation verwendet. Das höherfrequente Radarsignal wird in dem Block „Radarempfänger“ empfangen, um die Distanz zum Ziel zu berechnen.

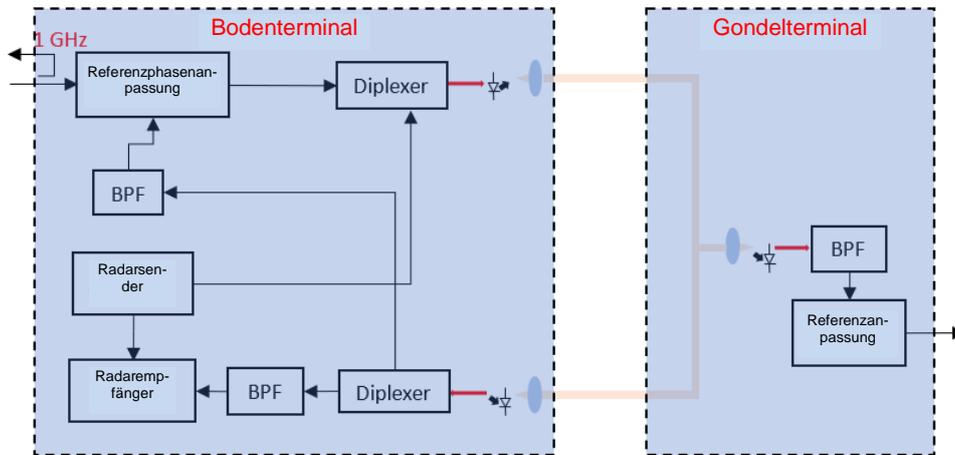


Abbildung 6-4: Allgemeiner Terminalentwurf für die Boden- und Mobilplattformen

Die gewählte Methode zur Frequenzübertragung und Vorkompensation verwendet ein Phasenregel-schleifen-Teilsystem (Phase-Lock-Loop, PLL). Die wichtigsten Komponenten der Phasenkompen-sationskette sind: Phasen-Frequenz-Komparator (PFD), spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO), Frequenzteiler, Frequenzmultiplikator, VCO-integrierte PLL, Ladungspumpe, aktiver Schleifenfilter.

Bei den ausgewählten Architekturen handelt es sich um eine in den VCO integrierte PLL MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit, z. dt. „monolithisch integrierte Mikrowellenschaltung“) bzw. um eine diskrete Architektur. Siehe Abbildung 6-5. Erstere wurde für den Konzeptnachweis und Laborexperimente verwendet, da Demonstrationsplatinen mit den oben genannten Komponenten auf dem Markt weithin verfügbar sind. Die diskrete Architektur kam in der folgenden Phase zum Einsatz, in der das endgültige Design und die optimierte Schaltung entworfen und implementiert wurden.

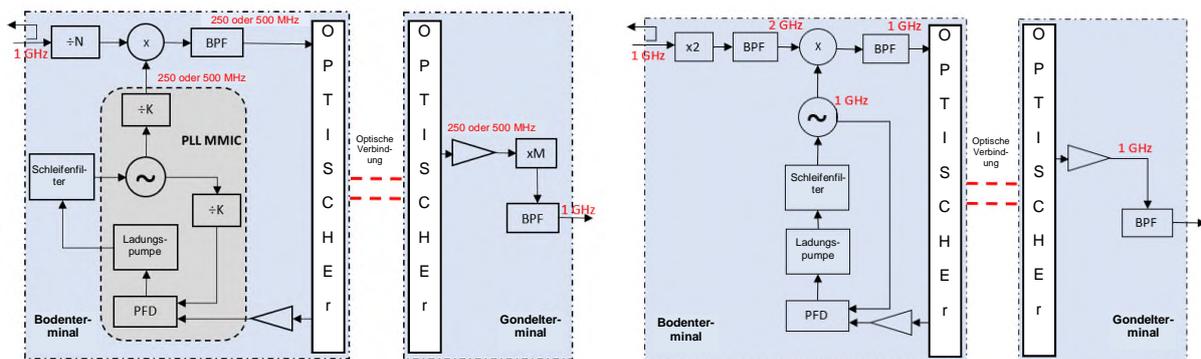


Abbildung 6-5: VCO-integrierte PLL Phasenanpassung – Blockschaltbild (links) und Diskrete Phasenanpassung – Blockschaltbild (rechts)

Die beiden in Abbildung 6-5 dargestellten Konzepte folgen einem gemeinsamen Funktionsprinzip, bei dem das Referenz-HF-Signal des Typs $\cos(W_{\text{ref}})$ und der Winkelfrequenz W_{ref} mit dem Ausgang eines PLL-Teilsystems des Typs $\cos(W_{\text{ref}}/k+\theta_{\text{pll}})$ kombiniert wird, wobei k ein konstanter Faktor und θ_{pll} die PLL-Phasenverschiebung ist. Diese zwei Signale werden gemischt und das daraus resultierende bandgefilterte Signal $\cos(W_{\text{ref}}/k - \theta_{\text{pll}})$ wird zur Ansteuerung des optischen Modulators verwendet. Wenn der Freiraumstrahl zur Gondel gesendet und in Richtung des Bodenterminals reflektiert wird, erfährt das Signal eine zweimalige Phasenverschiebung $\theta_1=2\pi L/\lambda$. Folglich ist das demodulierte Signal nach der Fotodiode gleich $\cos(W_{\text{ref}}/k + 2\theta_1-\theta_{\text{pll}})$. In dem Phasenkompensator findet der folgende Prozess statt, da

$$\cos(W_{\text{ref}}/k+2\theta_1-\theta_{\text{pll}}) = \cos(W_{\text{ref}}/k+\theta_{\text{pll}}) \quad (1)$$

Daher ergibt sich die PLL-Phasenverschiebung aus $\theta_{\text{pll}}=\theta_1$, die die Phase des gesendeten Laserstrahls verschiebt und die „Time-of-flight“-bedingte Phase, die die Gondel erreicht, abschwächt. Auf diese Weise bleiben die Quelle und die Sonde synchronisiert.

Wie eingangs erwähnt soll die VCO-integrierte PLL MMIC-Architektur zur Validierung dieses Konzepts eingesetzt werden, bei der handelsübliche Komponenten den Betrieb des Phasenfrequenz-Komparators in PLL auf eine Frequenz von bis zu 500 MHz begrenzen. Aus diesem Grund wird in dem Gondelterminal zusätzliche Elektronik benötigt, um das 1 GHz-Referenzsignal zu erreichen. Die endgültige diskrete Architektur umfasst ein maßgeschneidertes PLL-Teilsystem, das direkt bei 1 GHz operiert, um die Gondelelektronik zu vereinfachen.

Das 1 GHz-Referenzsignal wurde gewählt, da es eine bessere Leistung in Bezug auf die Phasendrift bei der Aufwärtswandlung zeigt, die erforderlich ist, um die maximale Betriebsfrequenz von 30 GHz zu erreichen. Als Beispiel wird die Phasenkohärenzleistung von Signalgeneratoren getestet, die mit 1 GHz- und 10 MHz-Referenzkopplung arbeiten. Abbildung 6-6 zeigt die Phasenstabilität eines aufwärts gewandelten 6 GHz-Signals, das mit den entsprechenden 1 GHz- und 10 MHz-Signalen generiert wurde. Ergebnisse zeigen, dass das 1 GHz-Referenzsignal zu einer minimalen Phasendrift des 6 GHz-Signals über einen langen Zeitraum führt. Die Leistung bei 30 GHz wird zu einem späteren Zeitpunkt im Zuge der Implementierung des Systems bewertet.

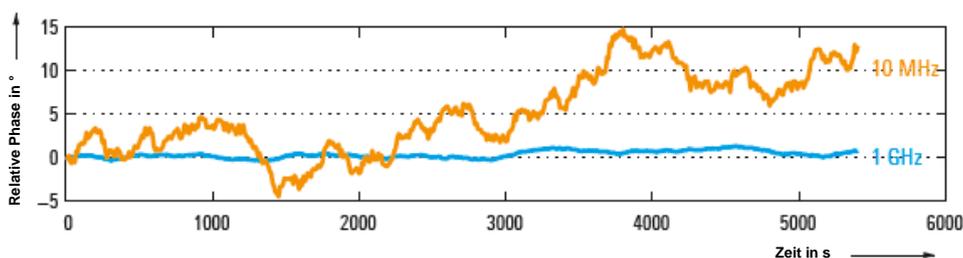


Abbildung 6-6: Vergleich der 1 GHz- und 10 MHz-Kopplung bei 6 GHz. Aus der Anwendungskarte „Gemeinsame Nutzung einer 1-GHz-Referenz für phasenkohärente Signale“, Rohde-Schwarz GmbH & Co. KG, 2016

Abbildung 6-7 zeigt ein für die Konzeptvalidierung verwendetes Simulink-Modell. Bitte beachten Sie, dass ein 1 GHz-Signal aus Speichergründen nicht modelliert wird; stattdessen wird das Funktionsprinzip bewertet. Die in Abbildung 6-7 dargestellten Ergebnisse vergleichen die Signale am Boden- und am Gondelterminal. Die Zeit bis zum Einrasten (Einschwingzeit) einer Standard-PLL liegt bei etwa 100 μs , wenn das Gondel-Referenzsignal und das VCO-Ausgangssignal (Bodenterminal Referenz) phasenkohärent werden. Bei der Simulation wird

eine Phasenmehrdeutigkeit von 180° beobachtet. Diese tritt bei plötzlichen Änderungen des Terminalstandortes auf, die bei den Messungen zu vermeiden sind.

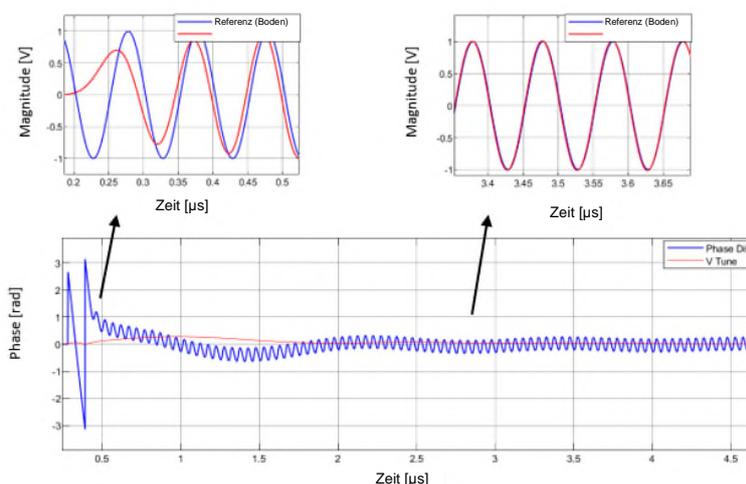


Abbildung 6-7: Diskrete Methode der Phasendriftkompensation

6.1.1.5 AP3500 – Konzept Ranging

Der gewählte Ansatz für die Funktion der Entfernungsmessung folgt dem Prinzip, das in frequenzmodulierten Dauerstrichradaren (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) eingesetzt wird. Ein FMCW-Radar sendet ein sinusförmiges Chirp-Signal aus, dessen Frequenz sich linear mit der Zeit ändert. Ein rückgestreutes FMCW-Echosignal erfährt eine Verzögerung Δt gegenüber dem gesendeten Chirp-Signal. Das Mischen dieser beiden Signale führt zu einer Zwischenfrequenz ZF, die direkt mit der Zieldistanz in Beziehung gesetzt werden kann. Aufgrund ihrer geringen Kosten und hohen Effektivität sind FMCW-Radare in der Industrie (Automobil, Medizin usw.) weit verbreitet. Einige der wichtigsten Vorteile des FMCW-Radaransatzes lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Energie wird nicht gepulst, was eine einfachere Elektronik ermöglicht.
- Die Chirp-Periode kann angepasst werden, so dass die minimale (im Bereich der Wellenlänge) oder maximale Reichweite nicht begrenzt ist.
- Die Signalleistung begrenzt die maximale Reichweite.
- Da das Signal nicht gepulst ist, maximieren FMCW-Radare die Leistung auf dem Ziel.

Die einfachste Wellenform für die FMCW-Implementierung besteht aus einer Sägezahn-Chirp-Funktion. Abbildung 6-8 zeigt ein gesendetes und empfangenes Sägezahnsignal. Bitte beachten Sie, dass die Chirp-Periode T_c deutlich größer ist als die Zeitdifferenz zwischen den gesendeten und empfangenen Signalen.

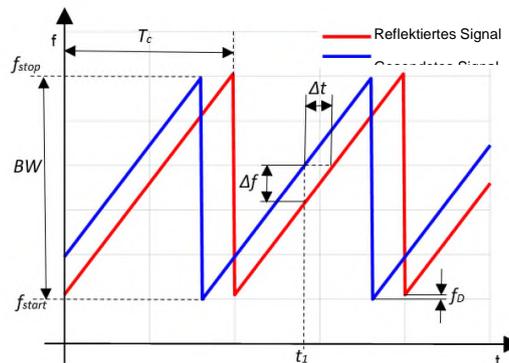


Abbildung 6-8: Von einem FMCW-Radar gesendete und empfangene Sägezahnsignale. Bei diesem Ansatz kann die Entfernung eines Ziels bestimmt werden als

$$R = \frac{c|\Delta t|}{2} = \frac{c|\Delta f|}{2 \frac{df}{dt}} \quad (2)$$

wobei df/dt die Frequenzverschiebung pro Zeiteinheit und c die Lichtgeschwindigkeit ist. In der Praxis bedeutet dies: Wenn das Chirp-Signal ein Sägezahnsignal ist, wie in Abbildung 6-8, kann die Entfernung durch einen einfachen Frequenzvergleich wie folgt bestimmt werden:

$$R = \frac{c|\Delta f|T_c}{2 BW} \quad (3)$$

In Gleichung (3) ist BW die Bandbreite des Chirps. Die Entfernungsauflösung wird nach der folgenden Gleichung berechnet:

$$\Delta R = \frac{c}{2 BW} \quad (4)$$

Die minimale Entfernung wird durch die Auflösung begrenzt, die durch Signalverarbeitungsmethoden und Zero Padding verbessert werden kann. Abbildung 6-9 zeigt eine Simulation, bei der sich das Ziel in einem Abstand von 67,5 cm befindet und die Frequenzschritte alle 15 cm erfolgen; daher sind in der schnellen Fourier-Transformation (Fast Fourier Transform, FFT) zwei Spitzenwerte vorhanden. Um die Auflösung zu verbessern, wurde ein Null-Padding implementiert, das zu einem saubereren einzelnen Spitzenwert in der Zieldistanz führt.

Das Konzept des FMCW-Radar-Transceivers ist in Abbildung 6-10 dargestellt. Es besteht aus einem Signalgenerator (PLL, VCO-Block), der das Chirp-Signal an einen Leistungsverstärker leitet. Ein prozentualer Anteil dieses Signals wird auch an einen Mischer gesendet. Der Mischer wandelt das empfangene, gefilterte und verstärkte Echosignal abwärts in das Basisband. Anschließend wird das Basisbandsignal aktiv gefiltert, um es an den Eingang eines Analog-Digital-Wandlers (Analog-to-Digital Converter, ADC) zu leiten. Die Signalverarbeitung wird im digitalen Bereich durchgeführt, um die Zieldistanz zu schätzen.

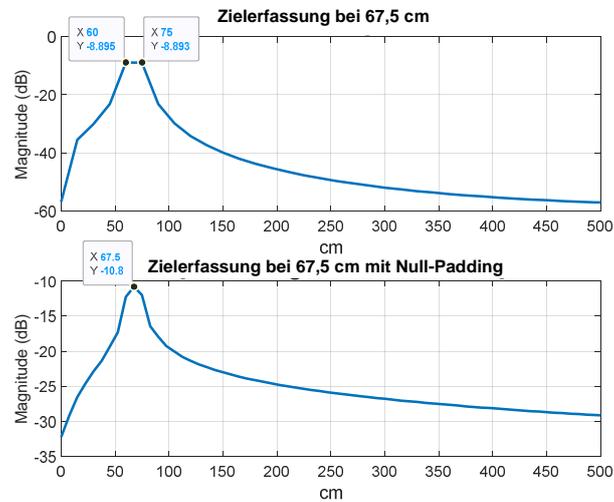


Abbildung 6-9: Verbesserung der Entfernungsauflösung des FMCW-Radars mit Null-Padding

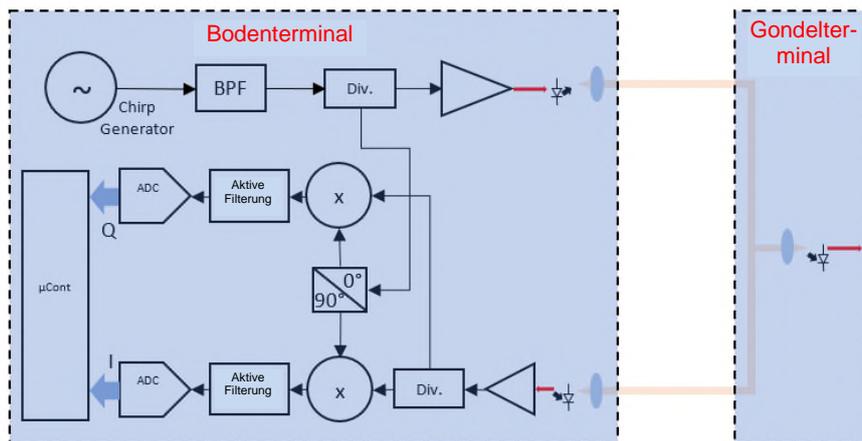


Abbildung 6-10: Blockdiagramm des FMCW-Transceivers über Optik

6.1.1.6 AP3600 – Simulation der System-Performance auf UAV

Dieses AP wurde übersprungen, da das System nicht auf einem unbemannten Fluggerät (Unmanned Aerial Vehicle, UAV) eingesetzt wird. Die abschließenden Messungen wurden in der PAMS-Anlage (Portable Antenna Measurement System) von Airbus durchgeführt.

6.1.2 AP4000 – Laser-Terminal Anpassung

Die Anpassung der Mynaric-Laserterminals an das LARISSA-II-Szenario ist unter Lockerung einiger technischer Spezifikationen erfolgt.

6.1.2.1 AP4100 – Anpassung PAT-Design

Um das Retroreflektorkonzept bei den in der PAMS-Anlage von Airbus verfügbaren Distanzen (etwa zehn Meter) nutzen zu können, muss die Divergenz des Senders größer sein als bei der standardmäßigen Verwendung eines Laserterminals. Auf diese Weise können sowohl die Rx-

Linse als auch der Retroreflektor am Gondelterminal bestrahlt werden, um das Licht mit ausreichender Leistung zum Bodenterminal zurück zu reflektieren, so dass am Bodenterminal ein stabiles Signal gemessen werden kann. Für die minimale und maximale Betriebsdistanz wurde eine detaillierte Simulation des Szenarios durchgeführt. Auch die von jedem Terminal empfangene Leistung wurde berechnet. Ein Beispiel dieser Simulation ist in Abbildung 6-11 dargestellt.

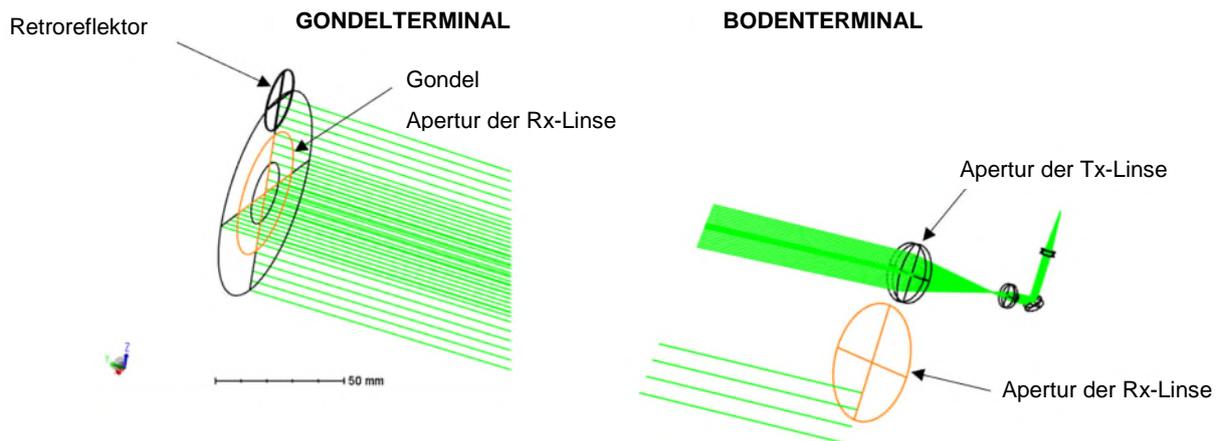


Abbildung 6-11: Simulation der Verbindung

Die optische Simulation zeigt, dass trotz des stark vignettierten, rückreflektierten Laserstrahls an der Gondel die detektierte Leistung am Bodenterminal angemessen ist und mit dem Dynamikbereich des Detektors übereinstimmt. Um eine ordnungsgemäße Feinabstimmung der Laserstrahldivergenz zu gewährleisten, wurde im Tx-Zweig ein mechanischer Aktuator installiert, der die Größe des auf den Detektor auftreffenden Spots anpasst. Aufgrund des geringen Abstands zwischen den Terminals wurde jedoch eine andere Linse als die Standardlinse verwendet. Diese stellt die entsprechende Strahldivergenz zur Verfügung.

Da bei geringen Terminalabständen, wie im Larissa-II-Szenario, der Strahl hochgradig divergent ist, hängt der Strahlfokus stark von dem Abstand selbst ab und muss durch eine aktive Steuerung im Empfangssystem korrigiert werden, um Leistungsverluste am Detektor zu vermeiden.

6.1.2.2 AP4200 – Anpassung optische Bank

Zunächst wurde eine einfache Demonstrationsplatine (Breadboard, Alfa-Version) entworfen, um die verschiedenen Aktuatoren zu testen sowie den neuen optischen Pfad und das Konzept getrennter Sende- und Empfangsstrahlengänge (TX/RX-Strahlengänge) zu validieren. Hierbei handelt es sich um einen Prototyp einfacher Bauart mit dem Ziel, die korrekte Funktionsweise aller neuen elektronischen Komponenten sowie die Zuverlässigkeit des Konzepts zu überprüfen.

6.1.2.3 AP4300 – Anpassung der Terminal Struktur

Nach der Validierung des in Abschnitt 6.1.2.2 genannten Breadboards wurde eine zweite Version des Terminals entwickelt. Diese Version wurde für die Kopplung mit dem zweiachsigen Kardansystem (CPA) konzipiert, das dem Terminal eine azimutale 360 Grad-Sicht ermöglicht. Ein CAD-Modell des Terminals mit kardanischer Aufhängung ist in Abbildung 6-12 dargestellt.

Dabei handelt es sich um eine kardanische Konstruktion ohne die übliche Abdeckung, um einen leichten Zugang zu allen Komponenten und die Herstellung der elektrischen Verbindungen zwischen den angetriebenen Teilen und dem Sockel des Terminals, in dem sich die gesamte Elektronik befindet, zu ermöglichen. Darüber hinaus spielt die Modularität des Systems eine wichtige Rolle: Jeder Zweig kann einfach und individuell ausgetauscht werden, ohne dass die Gefahr besteht, das gesamte System optisch zu verstellen.

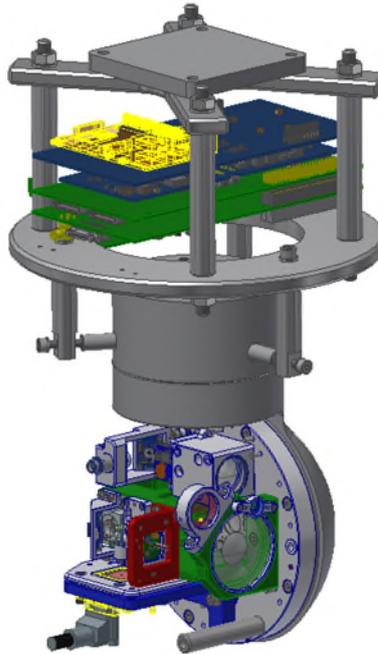


Abbildung 6-12: CAD-Modell des Terminals mit kardanischer Aufhängung einschließlich des Elektronikpakets

6.1.2.4 AP4400 – Anpassung Terminal-Elektronik

Ein Teil des Elektronikaufbaus eines anderen Mynaric-Terminals wurde basierend auf Stacks angepasst, was sich nicht unerheblich auf Gewicht und Volumen auswirkt: Die gesamte Elektronik wurde durch hängende Kabel mit dem Sockel des Terminals verbunden. Durch diese Entscheidung konnte jedoch der Schwerpunkt auf die Software-Entwicklung gelegt und der Arbeitsaufwand für das Hardware-Design verringert werden. Dieser beschränkte sich auf die Implementierung einer zusätzlichen Leiterplatte für die Integration des Terminal-Steuerrechners (Terminal Control Computer, TTC) und die Verbindung mit diesem und den übrigen Peripheriegeräten.

6.1.2.5 AP4500 – Anpassung Terminal-Software

Zur Steuerung des Terminals wurde die in anderen luftgestützten Produkten des Unternehmens verwendete Mynaric-Standardsoftware für den Einsatz auf dem Larissa-II-Terminalrechner angepasst; im Mittelpunkt der Aktivitäten dieses Arbeitspakets stand jedoch hauptsächlich die Entwicklung der Low-Level-Steuerung aller neuen Peripheriegeräte des Terminals.

6.1.2.6 AP4600 – Integration & Test

Nach Montage der Terminals und Integration in den Kardanrahmen erfolgte die optische Ausrichtung der beiden optischen Pfade, die Überprüfung der Bewegungsdynamik für jedes einzelne Terminal sowie die Überprüfung der Verbindung zwischen den Terminals durch eine Reihe statischer Tests. Anschließend wurde das dynamische Ansprechverhalten des Systems mithilfe einer mobilen Plattform (Hexapod) kalibriert, die in sechs Freiheitsgraden bewegt werden kann. Die Strahldivergenz und die Größe des auf das Terminal auftreffenden Laserpunkts, der gleichzeitig den Retroreflektor und die Rx-Linse bestrahlt, wurden erfolgreich überprüft.

Zwischen den beiden Terminals wurden erfolgreiche statische Verbindungen in einem Bereich nachgewiesen, der den in der Airbus PAMS-Anlage verfügbaren Entfernungen entspricht.

6.1.3 AP5000 – Laser-Terminal Optronik

6.1.3.1 AP5100 – Überarbeitung Signal- und Modulationssystem

In vielen verschiedenen industriellen Anwendungen ist eine hochpräzise Distanzmessung erforderlich. Dies ist auch bei unserer Anwendung der Fall. Für diesen Zweck eignen sich FMCW-Radarsensoren. Die Beschränkungen der FFT in Bezug auf die Auflösung werden durch Verwendung der Chirp-Z-Transformation (CZT) überwunden. Sie ist eine verallgemeinerte Form der FFT, bei der es sich um eine deutlich schnellere Version der diskreten Variante (DFT) handelt. Die Genauigkeitsleistung von FMCW-Radaren wird durch die unten erläuterte CZT verbessert.

Die folgenden Punkte zeigen den Hauptvorteil der CZT, der in erster Linie in ihrer Berechnungsflexibilität liegt. Zuerst beginnt die CZT an einem zufälligen Punkt A auf der z-Ebene, bei dem es sich um eine beliebige Kontur der z-Ebene handelt. Als zweites wird die CZT über die Kontur berechnet, die ein kleiner Ausschnitt des Einheitskreises auf der z-Ebene ist, der je nach Definition spiralförmig nach innen oder außen zum Ursprung verläuft. Drittens konnte der Winkelabstand zwischen den aufeinanderfolgenden Punkten als ein beliebiger Wert ermittelt werden, der durch $2\pi\phi$ gegeben ist. Und schließlich muss die Anzahl der Zeitbereichsabtastungen bei der CZT im Gegensatz zur FFT nicht gleich der Anzahl der Frequenzbereichsabtastungen sein. Die CZT wird durch die folgende Funktion ausgedrückt.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n A^{-n} W^{nk} \quad ; \quad k = 0, 1, \dots, M-1. \quad (5)$$

$$A = A_0 e^{i2\pi\theta_0} \quad ; \quad W = W_0 e^{i2\pi\phi_0} \quad (6)$$

Die FFT eignet sich für eine grobe Schätzung der Zwischenfrequenz, die breitbandig ist. Umgekehrt eignet sich die CZT für eine feine Schätzung (hohe Genauigkeit) der Zwischenfrequenz, die schmalbandig ist. Durch Implementierung der FFT in Verbindung mit der CZT wird der Algorithmus für die Frequenzbestimmung optimiert.

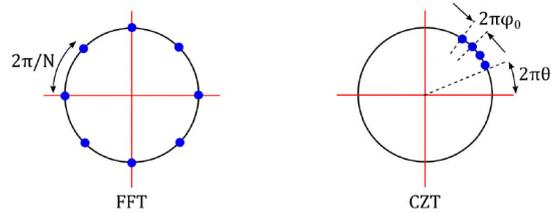


Abbildung 6-13: Z-Ebenen-Darstellung von FFT und CZT [11]

Der Frequenzbereich des Signals wird mit der FFT berechnet und die Spitzenamplitude des FFT-Spektrums als grobe Frequenzschätzung mit einer Auflösung von F_s/N bezeichnet. Danach wird die CZT über einen schmalbandigen Frequenzbereich um die grobe Schätzung der FFT herum angewendet. Die feinere Frequenzschätzung wird mit der neuen Spitze des Spektrums ermittelt. Anschließend könnte die CZT rekursiv angewendet werden, um eine sehr viel genauere Schätzung des Standorts zu erhalten.

$$A = \exp\left(\frac{i2\pi f_{low}}{F_s}\right) \quad ; \quad W = \exp\left(\frac{-i2\pi(f_{up} - f_{low})}{MF_s}\right) \quad (7)$$

$$f_{low} = f_{FFT} - \frac{F_s}{N} \quad ; \quad f_{up} = f_{FFT} + \frac{F_s}{N} \quad (8)$$

Nach der Iteration k^{th} sind die Genauigkeitsgrenzen des Systems gegeben durch:

$$f_{ideal} = f_{CZTk} \pm \frac{F_s}{2NM^k} \quad (9)$$

Wie zu sehen ist, verbessert sich die Entfernungsauflösung bei jeder Iteration um das M -fache. Mit diesen neuen CZT-Daten wird eine bessere Standortbestimmung vorgenommen.

Die folgenden Aspekte werden berücksichtigt, um eine hohe Genauigkeit der Entfernungsschätzung zu gewährleisten: Hochfrequenzlinearität, geringes Phasenrauschen und hohes SRV. Die Varianz des Positionsfehlers wird berechnet als:

$$\text{var}[R_e] \geq \frac{3\lambda_{start}^2}{(4\pi)^2 N \cdot \text{SNR}} \quad (10)$$

Das SRV muss hoch genug sein und die Abtastlänge N muss so groß sein, dass die Genauigkeit unter einem akzeptablen Niveau bleibt. Das SRV des FMCW-Signals sollte besser als 10 dB sein; Entwurfsziel ist ein SRV von 20 dB.

Eine Simulation zur Bewertung der Entfernungsgenauigkeit der CZT-Methode für FMCW-Radare wird in MATLAB entwickelt. In der Simulation werden die folgenden Simulationsparameter verwendet:

- Zwei Ziele werden in der Simulation generiert: bei 317,2665 cm und bei 1650 cm
- Die FMCW-Bandbreite beträgt 500 MHz BW, was einer Entfernungsauflösung von 30 cm entspricht
- Die CZT-Größe beträgt 512 Punkte und verbessert die Entfernungsauflösung in der Größenordnung von 0,5859 mm

Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 6-14 dargestellt. Das Ziel bei 1650 cm wird mit der FFT-Methode problemlos und präzise erkannt, da es sich in der Größenordnung der

Entfernungsauflösung von 30 cm befindet. Das Ziel bei 317,2665 cm wird jedoch bei 330 cm erkannt, da es der dem Ziel am nächsten liegende Auflösungspunkt ist. Wie in Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden. dargestellt, wird die Genauigkeit der Entfernungsmessung mit der CZT-Methode verbessert und das Ziel bei 317,2852 cm (Punkt 5415. der Simulation) erkannt. Hierbei handelt es sich um den nächstliegenden Entfernungsauflösungspunkt für das Ziel bei diesem Simulationsaufbau.

Die Entfernungsgenauigkeit kann mit der Phasenmethode verbessert werden. Ein weiteres Verfahren zur Entfernungsmessung besteht darin, die Phase eingehender und ausgehender Signale miteinander zu vergleichen; der Phasenvergleich ist jedoch nur im Bereich der halben Wellenlänge möglich. Die gemessene Distanz ist nur in einem halben Wellenlängenbereich eindeutig. Ein mit 10 MHz gesendetes Signal kann z. B. nur auf einer Reichweite von 15 m aufgelöst werden. Bei der Erfassung von Phasendifferenzdaten kann davon ausgegangen werden, dass die Distanz ein ganzzahliges Vielfaches der Wellenlänge plus der der Distanz entsprechenden gemessenen Phasendifferenz ist. Zur Verbesserung der Genauigkeit von Frequenzbereichsverfahren wird jedoch nach wie vor die Phasenentfernungsmessung eingesetzt.

Die Phasenmessung kommt bei dem Programm GRACE (Gravity Recovery and Climate Experiment) zur Entfernungsmessung zwischen zwei Satelliten zum Einsatz, dessen Ziel eine Genauigkeit von 10 Mikrometern ist.

Die Frequenzschätzung ist nicht die einzige Methode, um die Genauigkeit von Distanzmessungen zu verbessern. Auch die Phasenschätzung stellt eine wirksame Methode zur Optimierung der Entfernungsgenauigkeit dar. Obwohl einige CZT-Iterationen berechnet werden müssen, um eine ausreichende Genauigkeit zu erzielen, bietet die Phasenschätzung bei geringem Rechenaufwand die gleiche Genauigkeit und eine höhere Empfindlichkeit hinsichtlich der Zielentfernung. Der Eindeutigkeitsbereich der Phasenschätzung liegt jedoch bei der Hälfte der Wellenlänge und ist damit wesentlich kleiner als bei der Frequenzschätzung. Eine Frequenzänderung im Hertz-Bereich entspricht einer Phasenänderung von einigen wenigen Grad.

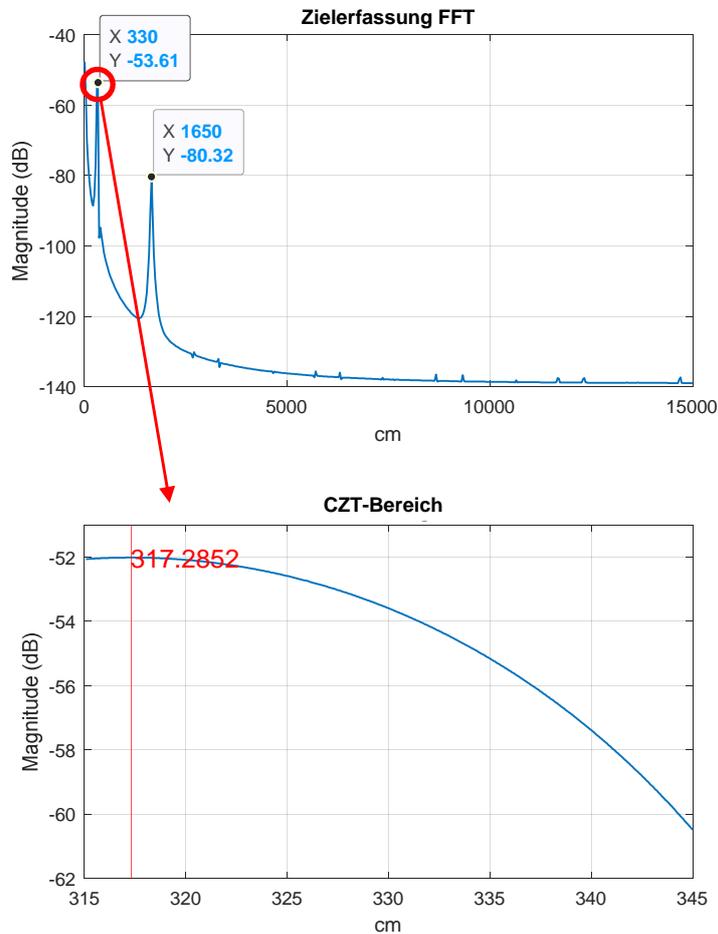


Abbildung 6-14: Verbesserung der Entfernungsgenauigkeit mit der CZT-Methode

$$\Delta\varphi_{IF} = \frac{4\pi\Delta R}{\lambda_{start}} \quad (11)$$

Zunächst wird die Radar-Ziel-Entfernung in N Unterräume eindeutiger Entfernungszellen unterteilt. Mit FFT- und CZT-Techniken wird eine grobe Schätzung durchgeführt, die die n -te Entfernungszelle bestimmt, in der sich das Ziel befindet. Anschließend wird die Phasendifferenz zwischen dem gesendeten und dem empfangenen Signal in der Anfangsphase des ZF-Signals gespeichert. Die Phasenverfeinerung wird der groben Distanzschätzung hinzugefügt und die endgültige geschätzte Entfernung bewertet.

$$R_{coarse} = \frac{n\lambda_{start}}{2} \quad (12)$$

$$R_{fine} = \frac{\varphi_{IF}\lambda_{start}}{4\pi} \quad (13)$$

$$R_{abs} = R_{coarse} + R_{fine} \quad (14)$$

Der Phasenwert wird durch Kreuzkorrelation des ZF-Signals und des mithilfe von f_{CZT} gebildeten komplexen harmonischen Referenzsignals ermittelt. Nach der zweiten CZT-Iteration wird die Breite des Frequenz-Bins extrem klein, und aufgrund von Rauschen im System kann es

leicht zu einer geringfügigen Frequenzdrift kommen. Daher muss die Phasenschätzung angewendet werden, um den Zielort zu präzisieren. Durch Tests wurde nachgewiesen, dass die Anwendung dieser Techniken eine Genauigkeit der Zielposition im Bereich von einigen wenigen μm bei einem Chirp mit einer Bandbreite von 5 GHz ermöglicht.

Durch eine zweite CZT-Routine könnte die Leistung optimiert und eine zusätzliche Phasemethode angewendet werden, um die Entfernungsauflösung zu verbessern. Um eine so hohe Genauigkeit zu erzielen, reicht jedoch das SRV des endgültigen Systems nicht aus. Aus diesem Grund werden die anderen Verbesserungsmethoden bei dieser Anwendung nicht eingesetzt.

6.1.3.2 AP5200 – Entwicklung des Ranging System

Zur Implementierung des Entfernungsmesssystems wird eine HF-Hauptplatine für die Bodenterminals entworfen. Die erforderlichen Teilblöcke (HF-Filter, ohmsche Dämpfungsglieder, aktive Filter usw.) werden für den Aufbau der Schaltung entworfen und um die gewünschte Leistung der Entfernungsmessmethode zu erzielen. Die Filter für den HF-Pfad sind in Abbildung 6-15 dargestellt.

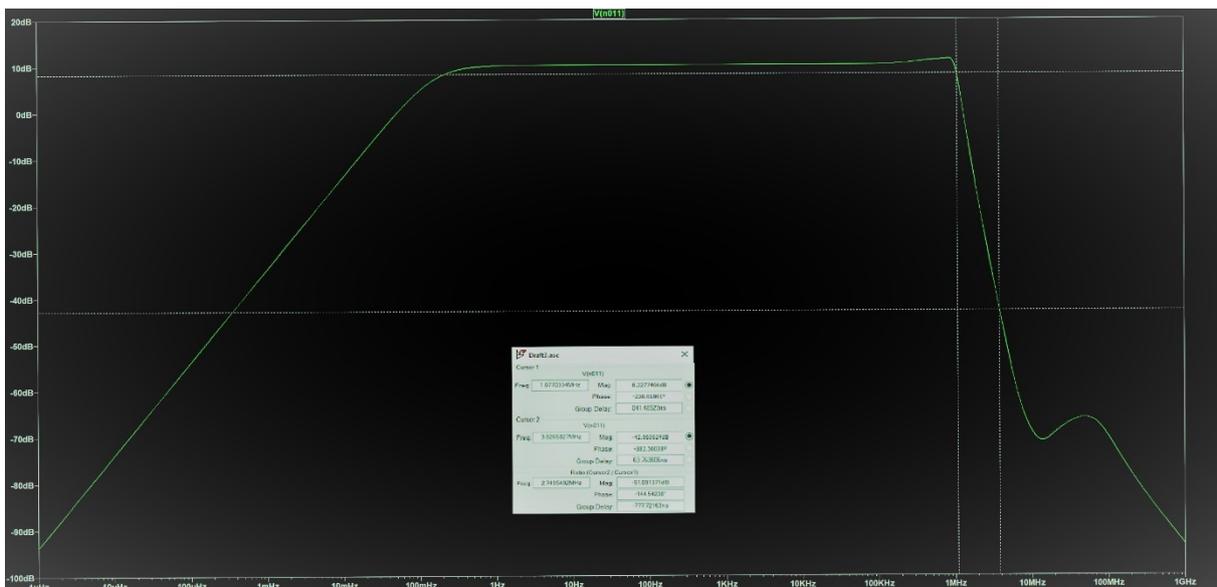


Abbildung 6-15: Entwickelter aktiver Bandpass-Anti-Aliasing-Filter für das Basisband

Der Filter liegt in einem Durchlassbereich von 1 Hz - 1 MHz mit 10 dB Verstärkung und unterdrückt die Signale über 3,8 MHz in der Größenordnung von 52 dB. Dieser Filter ist vor der Abtastung des ADC (Analog-Digital-Wandler) erforderlich, um Aliasing gemäß der Nyquist-Theorie zu beseitigen. Die Abtastrate des ADC ist auf 2,4 MHz eingestellt und stimmt mit dem vorgesehenen Filterband überein.

Die HF-Filter werden entworfen und das Filterverhalten wird abgestimmt. Bei der Implementierung in die Platine ändert sich das Ansprechverhalten ein wenig, und es wird entsprechend der gewünschten Leistung abgestimmt. Die HF-Filter sind für den Phasenanpassungsteil vorgesehen, der 1 GHz und 500 MHz filtert. Die Entfernungsmessungs- und Phasenanpassungsteile werden mit dem Diplexer kombiniert.

Für die Erzeugung des Dreieck-Chirp-Signals wird die Evaluierungsplatine ADF4159EB1Z von Analog Devices verwendet. Die Platine enthält einen fraktionalen PLL-Synthesizer zur Direkt-

modulation/ schnellen Wellenformerzeugung mit VCO. Das Chirp-Signal wird bei einer Mittenfrequenz von 6 GHz mit einer Bandbreite von 500 MHz erzeugt. Die gesamte Chirp-Periode wird auf 400 μ s festgelegt.

Es wird ein in Abbildung 6-16 dargestelltes Dreieck-Chirp-Signal erzeugt, das zum Testen der Ebenheit der Demonstrationsplatine verwendet wird. Soweit aus den Testergebnissen ersichtlich, reicht eine Genauigkeit von 1 mm aus. Um die Leistung im Bereich der μ m-Genauigkeit zu optimieren, muss ein besseres Chirp-Generatorsystem entwickelt werden. In der Literatur ist eine Entfernungsgenauigkeit von FMCW-Radaren bis in den μ m-Bereich angegeben.

Für die ADC-Abtastung und die Implementierung der Signalverarbeitungsmethode wurde die Microcontroller-Platine Nucleo-F303RE ausgewählt.

Die ADC-Performance des Mikrocontrollers beträgt ENOB 10,8 Bit, SINAD 66 dB (single ended fast channel), SNR 66 dB, Total Harmonic Distortion -80 dB. Der Maximalwert des ADC-Eingangs beträgt 10 dBm und der momentane Dynamikbereich liegt zwischen 0 dBm und -50 dBm.

Die Signalverarbeitung des FMCW wird im Mikrocontroller entwickelt. Die Hochlaufzeit des Chirps beträgt 200 μ s, was einer FFT-Auflösung von 5 kHz entspricht. Eine Distanz von 1 m entspricht 16,67 kHz und die Auflösung zum Erreichen einer Entfernungsgenauigkeit von 1 mm beträgt 16,67 Hz. Der entwickelte Algorithmus muss eine 16,67 Hz-Änderung im Frequenzbereich erkennen.

Die Abtastrate beträgt 2,4 MHz, und für die Verarbeitung der Daten werden 480 Abtastpunkte erfasst, was einer Dauer von 200 μ s entspricht.

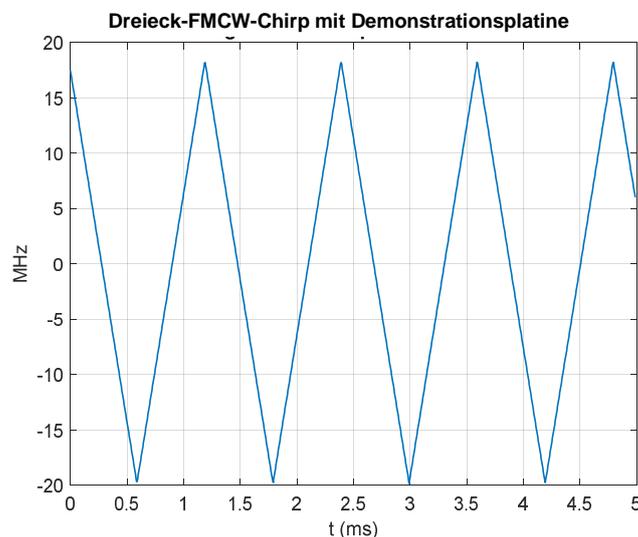


Abbildung 6-16: Das mit der Demonstrationsplatine erzeugte Dreieck-Chirp-Signal

6.1.3.3 AP5300 – Positionsbestimmung in Echtzeit

Das Entfernungsmesssystem umfasst die HF-Hauptplatine für das Bodenterminal, die Demoplatine des Chirp-Generators und die Mikrocontroller-Demonstrationsplatine. Diese Elektronikblöcke sind in ein optisches Transceivermedium integriert, um die Distanz zwischen zwei Myaric-Laserterminals zu messen.

Die Einstellparameter der Demonstrationsplatinen ADF4159EB1Z und Nucleo-F303RE für die Entfernungsmessung wurden bereits im vorangegangenen Kapitel erläutert. Der Mikrocontroller-Code wird für die Signalverarbeitung des Basisbandsignals entwickelt.

Die erfassten Daten werden im Mikrocontroller gespeichert und an den Computer gesendet, um die Signalverarbeitungsmethoden anzuwenden und die endgültige Berechnung durchzuführen. Die Entfernung wird jede Sekunde neu berechnet.

Zur Berechnung der Entfernung werden in jeder Sekunde 3840 Abtastpunkte erfasst. Dadurch ist das Vierfache der Chirp-Periode abgedeckt. Normalerweise reicht eine (1) Periode des Chirp-Signals für die Berechnung aus, aber es werden auch Entfernungsdaten von mehr als einer Periode erfasst, um den Übergangspunkt der Rampe zu ermitteln. Der Beginn des Datenempfangs kann zu einem beliebigen Zeitpunkt erfolgen; daher muss der Übergangspunkt der dreieckigen Rampe ermittelt werden. Wenn der Startpunkt der 480 verarbeiteten Abtastdaten beliebig gewählt wird, ist die Genauigkeit der berechneten Entfernung nicht besonders hoch. Die Entfernungsgenauigkeit liegt dann in einer Größenordnung von einigen „cm“ anstelle von „mm“. Bei den ersten Testläufen in der Absorberkammer sind wir mit diesem Problem konfrontiert worden, da der niedrige Leistungspegel des Signals in der Größenordnung des gekoppelten Signals liegt.

Die Ergebnisse der Echtzeit-Entfernungsmessung aus der ersten Testkampagne in der Absorberkammer sind in Abbildung 6-17 dargestellt. Die Gondel ist zu Beginn und am Ende beider Messungen stabil. Im mittleren Teil bewegt sich die Gondel mit ca. 5 cm/s näher heran oder weiter weg.

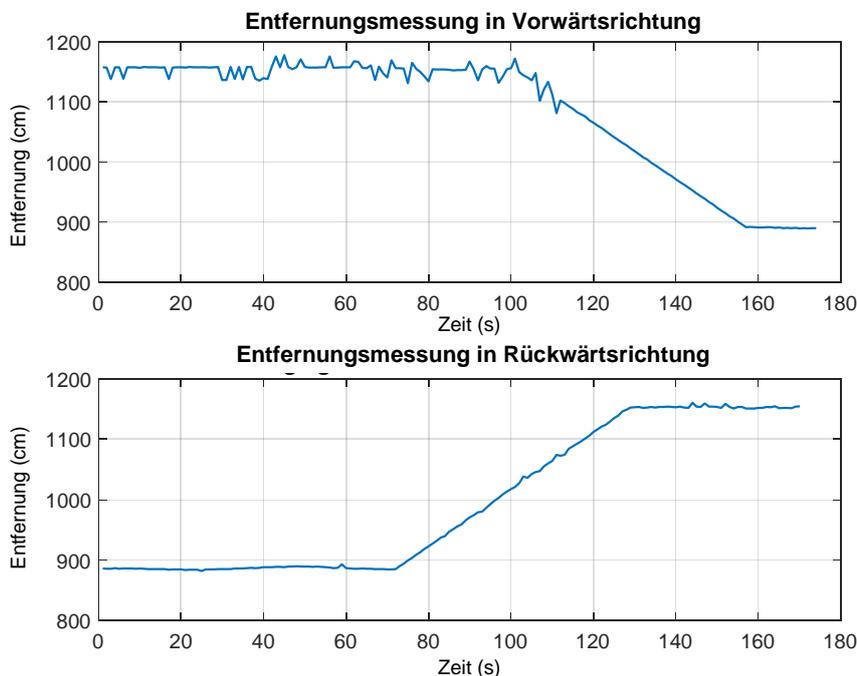


Abbildung 6-17: Die Ergebnisse der Entfernungsmessung in der ersten Testkampagne

Bei der Messung in Vorwärtsrichtung ist ein zusätzlicher HF-Vorverstärker in das System integriert; die zweite Messung findet ohne zusätzlichen HF-Verstärker statt. Der empfangene Leistungspegel stellt ein Problem für die Entfernungsmessung dar. Das Problem mit der Entfernungsgenauigkeit in der ersten Testkampagne wurde in der letzten Testkampagne gelöst, indem die Sender- und Empfängeroptiken aufeinander ausgerichtet wurden.

Die Analyse der Messergebnisse zeigt, dass der Test in Vorwärtsrichtung bei einer Entfernung von weniger als 11 m eine hohe Genauigkeit aufweist. Bei einer Entfernung von mehr als 11 m sind die Ergebnisse nicht gut; hier liegt der Fehler in einer Größenordnung von 10 cm. Das Hauptproblem besteht darin, dass der Übergangspunkt des Dreieck-Chirp-Signals nicht richtig erkannt wird. Bei der Messung in Rückwärtsrichtung sind die Ergebnisse zwar nicht schlecht, liegen hinsichtlich der Genauigkeit aber auch nicht im Millimeterbereich.

6.1.3.4 AP5400 – Aufbau Breadboard

Die Anforderungen an die Entfernungsmessung und die Phasen Anpassung werden analysiert und es werden 5 HF-Platinen entwickelt, um diese Ziele zu erreichen. Die folgenden Platinen werden mit den erläuterten Funktionalitäten konstruiert:

- Die HF-Hauptplatine für das Bodenterminal: In diese Platine werden die wesentlichen Methoden implementiert. Für die FMCW-gestützte Entfernungsmessung wird das Dreieck-Chirp-Signal in ein LO- und ein Sendesignal aufgeteilt. Diese beiden Signale werden gefiltert und verstärkt, um den Mischer und den elektrooptischen Modulator korrekt anzusteuern. Nach dem Umlauf über den optischen Pfad wird das empfangene Dreieck-Chirp-Signal gefiltert und verstärkt, um in den HF-Port des Mixers eingespeist zu werden, dessen LO-Anschluss mit demselben Signal angesteuert wird. Nach der Abwärts wandlung wird das FMCW-Signal verstärkt und mit dem aktiven Bandpassfilter gefiltert.
- Das 1 GHz-Referenzsignal vom Antennenmesssystem und das 500 MHz-Signal von der PLL-Platine werden empfangen. Diese werden gemischt, um die Phasenverschiebung aufgrund des Abstands zwischen dem Boden- und Gondelterminal zu beseitigen. Die 500 MHz-Zwischenfrequenz wird gefiltert und verstärkt. Das Phasen Anpassungssignal wird durch einen Diplexer mit dem Chirp-Signal kombiniert. Die Phasen Anpassungs- und die Radarteile können gleichzeitig in Betrieb sein, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen.
- Die HF-Platine der Gondel: Sie empfängt das vom Bodenterminal gesendete 500 MHz-Signal. Die Frequenz wird mit 2 multipliziert, um sie in ein 1 GHz-Referenzsignal umzuwandeln. Dieses 1 GHz-Referenzsignal wird so modifiziert, dass es als Referenz für die Einspeisung in das Antennenmesssystem geeignet ist.
- Die PLL-Platine: Diese Platine empfängt das 500 MHz-Umlaufsignal vom Empfänger des Fotodetektors. Es wird gefiltert und für den Phasendetektorvergleich verstärkt. Nach der Phasenkompensation wird das korrekte 500 MHz-Signal erzeugt und zur weiteren Verarbeitung an die HF-Hauptplatine des Bodenterminals geleitet. Die Demoplatine 8V97003 EVB wird für den gleichen Zweck verwendet und es wird die Option gewählt, die die bessere Leistung zeigt.
- Die Fotodetektor-Empfänger: Es gibt zwei Arten von Fotodetektor-Empfängern: 1 GHz- und 10 GHz-Empfänger. Sie sind kleiner konstruiert, um sie in optische Terminals integrieren zu können. Für das Gondelterminal wird eine 1 GHz-Fotodetektorplatine entwickelt. Sie demoduliert nur das 500 MHz-Referenzsignal und reicht damit für die Gondelterminals aus. Für die Bodenterminals wird eine 10 GHz-Fotodetektorplatine konstruiert, die gleichzeitig das Referenzsignal (500 MHz) und das Dreieck-Chirp-Signal (5750 - 6250 MHz) demoduliert.

Alle Platinen werden entwickelt, montiert und auf Fehler geprüft, um die gewünschte Leistung zu erzielen. Durch Abstimmung der Teilblöcke wird das System für die Anwendung optimiert. Die Platinen sind in Abbildung 6-18 dargestellt.

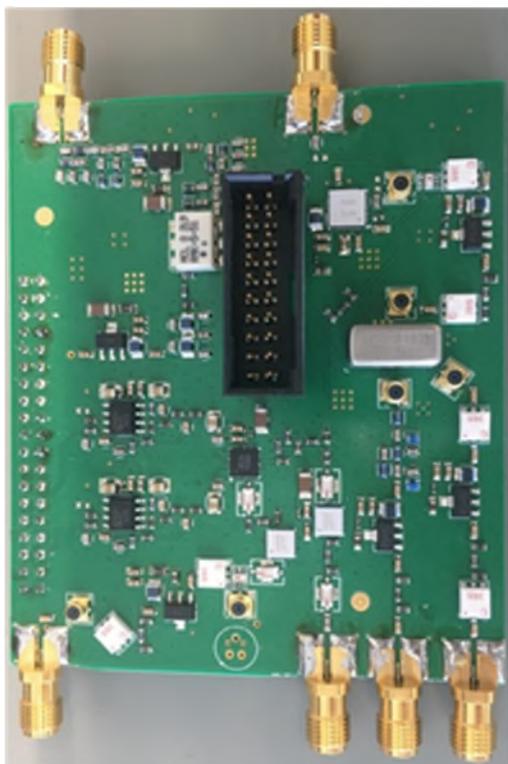
Bei der Auswahl der Komponenten wurde eine Vielzahl von Parametern berücksichtigt, damit das System ordnungsgemäß funktioniert.

Der Mischer für die Phasenanpassung übt großen Einfluss auf die Signalleistung aus. Die Spurs auf derselben Frequenz (500 MHz) wie der ZF können nicht herausgefiltert werden. Daher muss der Mischer nach diesem Kriterium ausgewählt werden, so dass er Spurs ausreichend unterdrückt. Andernfalls beeinträchtigt die Phase der Spurs die Leistung der Phasenanpassung des Hauptsignals.

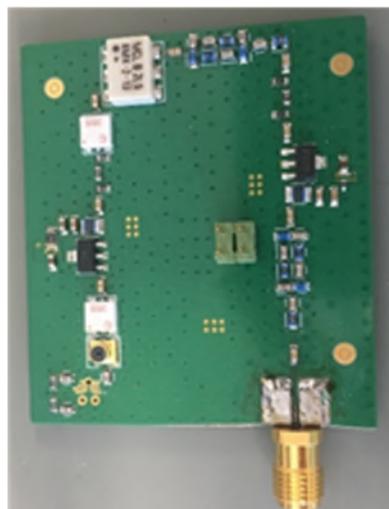
Die LO-ZF-Isolation muss hoch genug sein, um die LO-Wirkung auf die phasengepasste ZF zu beseitigen. Wenn die LO-HF-Isolation höher ist, ändert sich der Mischereingangs-Port von einem HF- zu einem ZF-Port. Berücksichtigen Sie die Größendifferenz zwischen HF und LO (-30 dbm zu 10 dBm). Es muss eine zusätzliche LO-ZF- oder HF-Isolation von 30 dB vorhanden sein. Die HF-ZF-Isolation sollte in dieser Konfiguration mehr als 45 dB betragen, wodurch die meisten Mischer ausscheiden.

Die in Tabelle 6-3 aufgeführten Spurs (3LO-HF, 2HF-3LO, 5LO-2HF, 3LO-5HF, 7LO-3HF) entsprechen einem ZF-Signal von 500 MHz. Diese Spurs müssen ausreichend unterdrückt werden (>30 dB), um eine bessere Performance bei der Phasenanpassung zu erzielen. Schließlich wird der TUF-5H+ Mischer gewählt und die HF-ZF-Ports werden während der Anwendung umgeschaltet.

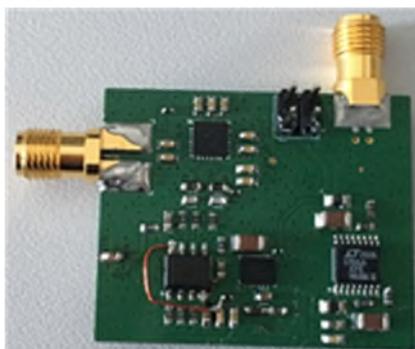
Die Verstärker werden nach ihrer Verstärkung, ihrem hohen P1-Wert, ihrer niedrigen Rauschzahl und ihrem hohen IP3-Wert ausgewählt. Zur Ansteuerung des elektrooptischen Modulators sollte ein hoher Spannungspegel erreicht werden, der 7 V p-p beträgt. Für diese Anwendung sind ein hoher P1- und P_{sat} -Wert erforderlich.



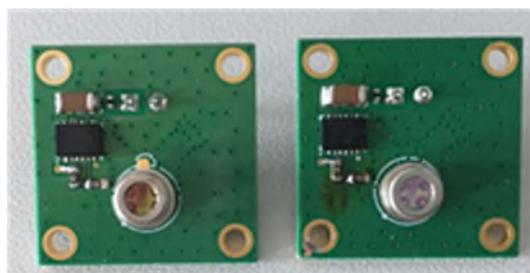
a: Die HF-Hauptplatine des Bodenterminals



b: Die HF-Platine der Gondel



c: Die PLL-Platine



d: Die Empfängerplatinen des Fotodetektors
(1 GHz und 10 GHz)

Abbildung 6-18: Die fertig bestückten HF-Platinen

Mischer	LO - HF (dBc)	LO - ZF (dBc)	3LO-HF (dBc)	2HF-3LO (dBc)	5LO-2HF (dBc)	3LO-5HF (dBc)	7LO-3HF (dBc)
ADEX-10L+	42	15	16	35	38	44	66
ADE-11X+	27	23	24	66	42	59	47
ADE-11X	27,5	23,5	24	66	42	59	47
RMS-5MH+	41	23	21	28	39	53	41
ADE-R11X+	28	29	21	48	50	63	49
ADE-R11XLH+	21	27	22	47	44	50	52
SYM-63LH+	25	17	28	46	49	69	64
ADE-851FH+	22	30	24	58	64	62	67
TUF-5H+	37	10	27	36	50	43	41

Tabelle 6-3: Auswahl des Phasenanpassungsmischers

6.1.3.5 AP5500 – Integration & Test

Im Folgenden wird die Integration des HF-Teilsystems für Phasenkompensation und Entfernungsmessung mit dem optischen Teil des Terminals beschrieben. Zwei Varianten der Montagekonstruktion sind vorhanden:

- a) Die Bodenterminal-Konfiguration
- b) Die Gondelterminal-Konfiguration

Die Diagramme in Abbildung 6-19 und Abbildung 6-20 zeigen die vollständige Übersicht der Blöcke und Anschlüsse beider Terminals.

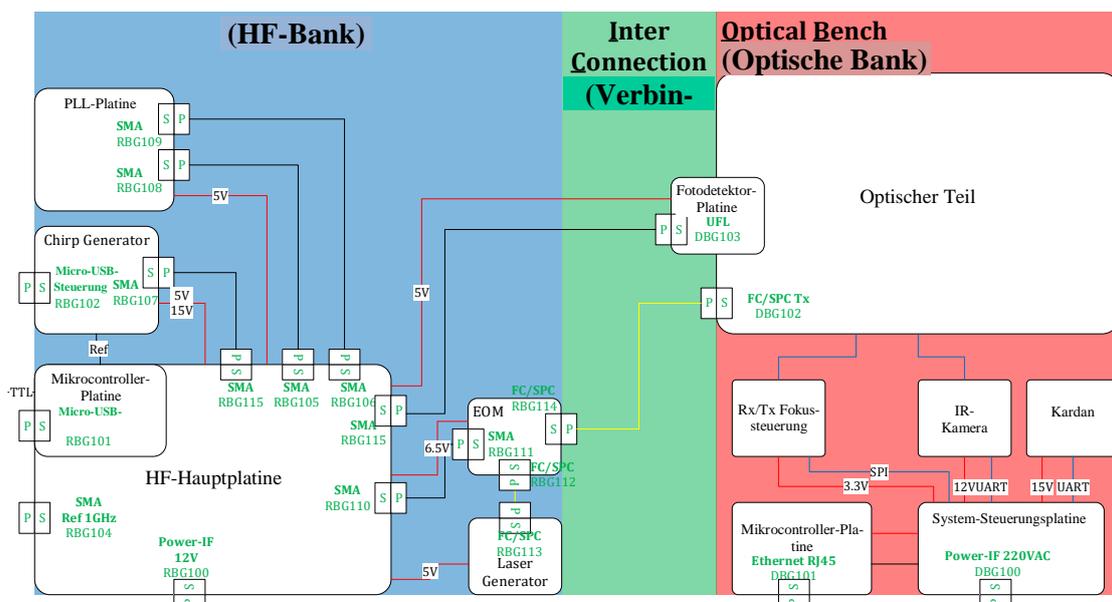


Abbildung 6-19: Schnittstellenübersicht des Bodenterminals

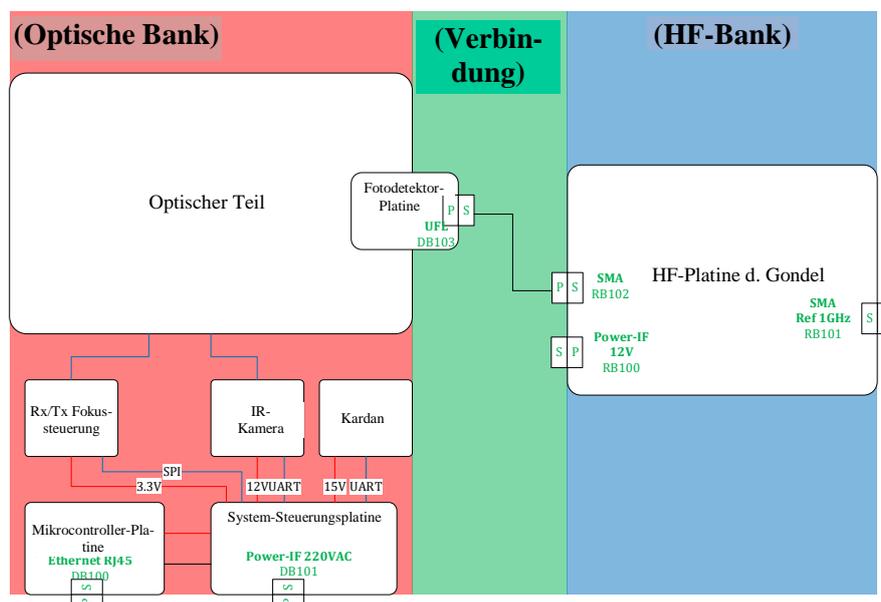


Abbildung 6-20: Schnittstellenübersicht des Gondelterminals

Die entwickelten Platinen und Demonstrationsplatinen wurden in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellt. Die elektrooptischen Module des Bodenterminals werden im Folgenden erläutert:

- Der elektrooptische Modulator ist ein Intensitätsmodulator mit hoher Bandbreite (10 GHz), der für die Übertragung analoger Signale über optische Systeme konzipiert ist. Seine Leistungsparameter entsprechen den Anforderungen unserer anspruchsvollen analogen Übertragungsstrecke. Die Betriebswellenlänge beträgt 1530-1625 nm. Das Modul verfügt über einen Mach-Zehnder-Modulator, der die analoge Modulation zur Verfügung stellt. Die Einspeisung dieses Modulators erfolgt über den Ausgang der HF-Hauptplatine des Bodenterminals, um das optische Signal mit unseren HF-Daten zu modulieren. Der Modulator sollte vor dem Einspeisen der HF-Daten durch Gleichstrom auf den optimalen Punkt vormagnetisiert werden. Die Polarisation des optischen Eingangs sollte konstant gehalten werden, da der Modulator polarisationsabhängig ist.
- Das Laserquellenmodul ist ein fasergekoppelter Hochleistungslaser. Die optische Ausgangsleistung beträgt 80 mW. Das Modul enthält einen Hochleistungs-DFB-Laser, einen optischen Isolator, ein Singlemode-Glasfaserpigtail, einen thermoelektrischen Kühler, einen Thermistor und einen Monitordetektor, integriert mit einer Laserstromquelle, einer Temperatursteuerung und einem Ausleseverstärker für den Monitordetektor. Es bietet eine ausgezeichnete Frequenzstabilität, eine schmale Linienbreite, geringes Rauschen und eine stabile Polarisation.
- Anstatt die Laserquelle und den Modulator zu verwenden, kann die HF-modulierte Laserquelle zur Modulation des optischen Signals mit HF-Daten verwendet werden. Diese beiden Optionen werden im abschließenden Test verwendet, um ihre Leistung zu vergleichen. Das Modul wird für eine Plattform mit extrem hoher Ausfallsicherheit verwendet und beinhaltet eine hochmoderne, äußerst rauscharme Laserstromquelle.

Die HF-Platinen werden getestet und optimiert, um die gewünschte Leistung zu erzielen. Der Chirp-Signalweg wird mit einem Netzwerkanalysator gemessen; die S-Parameter sind in Abbildung 6-21 dargestellt.

Wie aus dem S21-Parameter für die Vorwärtsübertragung hervorgeht, ist der Pfad zwischen 5750 und 6000 MHz flach mit einer Verstärkung von etwa 20 dB. Das von der Demo-Platine gelieferte Dreieck-Chirp-Signal beträgt etwa 3 dBm und erreicht am Endausgang 23 dBm zur Einspeisung in den elektrooptischen Modulator. Die Unterdrückung der unerwünschten Signale (<3500 MHz und >7500 MHz) liegt bei etwa 60 dBc. Die Rückflussdämpfung der Anschlüsse S11 und S22 liegt unter -10 dB, was für eine HF-Anwendung geeignet ist.

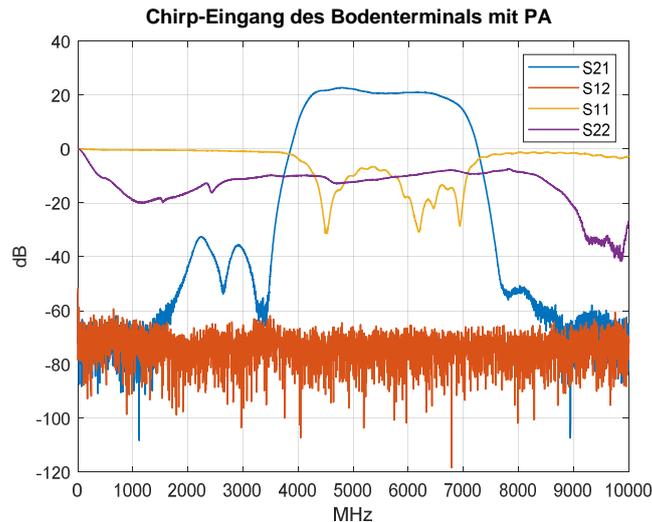


Abbildung 6-21: Chirp-Signalweg der HF-Hauptplatine des Bodenterminals

Der Phasenangepassungsteil der HF-Hauptplatine des Bodenterminals wird im Netzwerkanalysator gemessen. Alle HF-Pfade werden separat gemessen und auf die bevorzugte Leistung abgestimmt. Als Beispiel ist in Abbildung 6-22 der HF-Pfad von der Phasenanpassungs-ZF zum Endausgang dargestellt. Der Durchlassbereich des gefilterten Pfads beträgt 500 MHz (das ZF-Signal), und die 1 GHz-Harmonische und andere Spurs werden unterdrückt. Das Frequenzband des Chirp-Signals wird ebenfalls unterdrückt, um eine Frequenzmultiplexer-Verbindung zu erzeugen, wodurch beide Funktionalitäten gleichzeitig genutzt werden können.

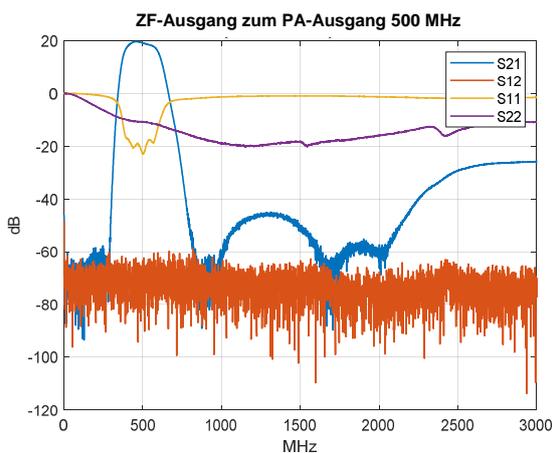


Abbildung 6-22: Der Phasenangepassungspfad der HF-Hauptplatine des Bodenterminals

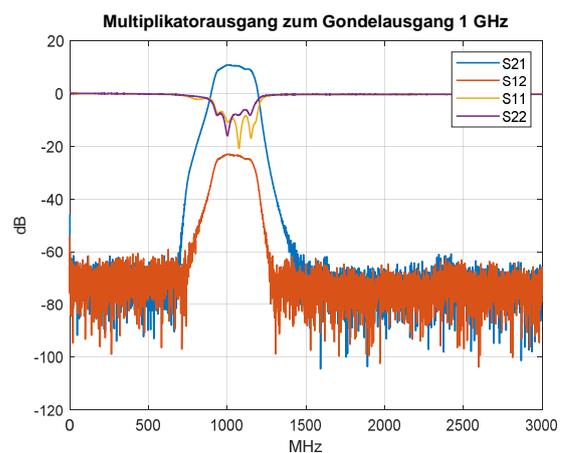


Abbildung 6-23: Der Referenzausgangsteil der HF-Platine des Gondelterminals

Die HF-Platine der Gondel wird entsprechend den Anforderungen des Referenzanpassungssystems getestet und optimiert. Das Ergebnis der S-Parameter des HF-Pfads vom Multiplikator zum Endausgang ist in Abbildung 6-23 dargestellt. Dieser Pfad führt das 1 GHz-Referenzsignal durch und filtert die verbleibenden 500 MHz und ihre vom Frequenzmultiplexer erzeugten Harmonischen heraus. Wie aus den Messungen hervorgeht, werden all diese unerwünschten Signale, die in einer Größenordnung von mehr als 70 dB liegen, unterdrückt.

Die in das HF-Teilsystem integrierten optischen Terminals sind zur Durchführung der Leistungstests für die Entfernungsmessung und Phasenkompensation über Kabel und Glasfaseranschlüsse mit den Messgeräten in der Absorberkammer verbunden.

Die Terminals sind in den Aufbau der PAMS-Anlage integriert, wie in Abbildung 6-24 (Gondelterminal) und Abbildung 6-25 (Bodenterminal) dargestellt.

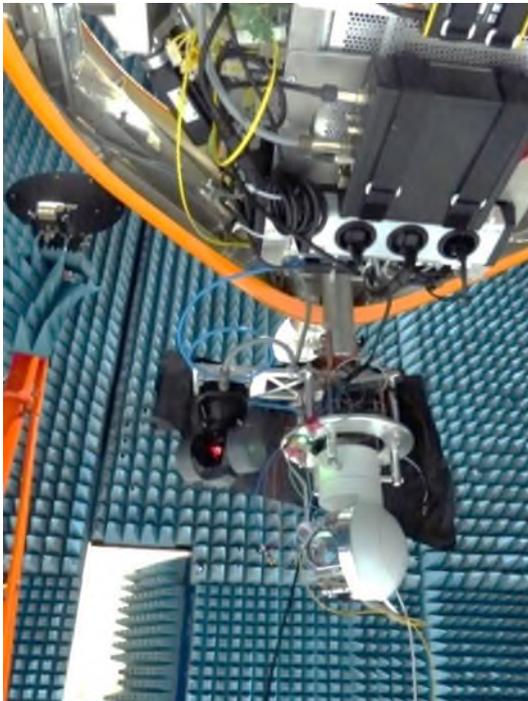


Abbildung 6-24: Das in die Gondel integrierte Terminal

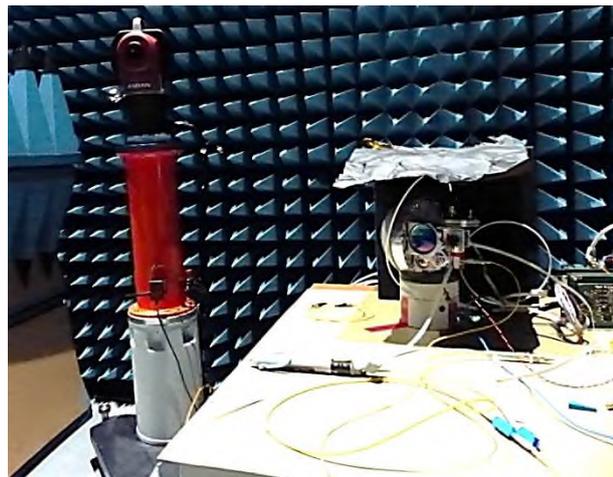


Abbildung 6-25: Das Bodenterminal mit dem Boden-Laser-Tracker

7 Eingehende Darstellung des Teilvorhabens "Phasenfertolerante Nahfeld-Fernfeld-Transformation für die Antennenvermessung mit beweglichen Messplattformen" durch den Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der TU München

7.1 Erzielte Ergebnisse

7.1.1 AP 6000 – Spezielle Feldtransformation

Zur Verarbeitung von Nahfelddaten aus drohnenbasierten Messungen von elektrisch großen Antennen im Außenraum wurden entsprechende Feldtransformationen entworfen und entwickelt. Das finale Ziel der Transformation besteht darin, zuverlässig das gesuchte Abstrahlverhalten im Fernfeld der vermessenen Testantenne aus den Nahfelddaten zu berechnen. Hierbei wurden die besonderen Anforderungen bedingt durch die konkrete Anwendung, insbesondere durch unregelmäßige Messoberflächen, potentiell instabile Phaseninformation, sowie Störungen durch die reflexionsbehaftete Messumgebung berücksichtigt und die Algorithmen wurden entsprechend angepasst.

7.1.1.1 AP 6100 – Phasenlose Transformationsansätze

Zur phasenlosen Transformation der Nahfeldmessdaten wurden eine ganze Reihe von besonderen Methoden ausgewählt, untersucht und für die Anwendung bei Drohnenmessungen angepasst. Dabei wurden zahlreiche Erkenntnisse und Erfahrungen aus LARISSA-I genutzt, sowie eine Vielzahl an neuen Methoden entwickelt.

Hier werden zunächst kurz die im Rahmen von LARISSA-II entwickelten und untersuchten Ansätze zusammengefasst, bevor mehr Details zur erfolgversprechendsten Methode gezeigt werden.

7.1.1.1.1 Phasenlose Transformation basierend auf nichtkonvexer Optimierung

Die Aufgabe einer Nahfeld-Fernfeld Transformation (NFFFT) wird üblicherweise als ein lineares Gleichungssystem

$$Ax = b \quad (7.1)$$

geschrieben, wobei der Vektor b die gemessenen Sondensignale beschreibt und die Messmatrix A von der Wahl der Quelldarstellung der unbekanntes Antenne („Antenna Under Test“ (AUT)), d.h. der Testantenne, von den verwendeten Messsonden, als auch vom Messaufbau abhängt. Ziel einer Transformation ist es, ausgehend von den Messdaten aus dem Nahfeld der AUT, die Koeffizienten $x \in \mathbb{C}^n$ einer äquivalenten Quelldarstellung der AUT zu bestimmen. Sobald diese Koeffizienten bekannt sind, können direkt die Felder der Antenne im Fernfeld berechnet und somit das Strahlungsverhalten der Antenne verifiziert werden.

Im Kern stellt (7.1) ein komplexwertiges, lineares Gleichungssystem dar, dessen Lösung üblicherweise hauptsächlich durch die schlechte Konditionierung der bei Nahfeldmessungen auftretenden Systemmatrix A , sowie den potentiell großen Problemdimensionen, d.h. einer Vielzahl von Unbekannten, z.B. in der Größenordnung von Millionen, und Messwerten, erschwert wird.

Entfällt die Phaseninformation der Messeinträge im Vektor \mathbf{b} , so kann das Gleichungssystem in (7.1) nicht mehr komplexwertig gelöst werden, stattdessen können lediglich Bedingungen an die Beträge der gemessenen Sondersignale gestellt werden, beispielsweise in der Form von

$$|\mathbf{Ax}| = |\mathbf{b}|. \quad (7.2)$$

Trotz seines unscheinbaren Äußeren unterscheidet sich das Problem in $|\mathbf{Ax}| = |\mathbf{b}|$. (7.2) (7.2) essenziell von dem aus (7.1). Anstelle eines komplexwertigen, linearen Gleichungssystems muss nun ein reellwertiges, nichtlineares Gleichungssystem gelöst werden, um die Unbekannten der AUT Darstellung bestimmen zu können. Die Nichtlinearität ist maßgeblich dafür verantwortlich, dass sowohl die Eindeutigkeit der Lösung als auch die Bestimmung der korrekten Lösung in endlicher Zeit nicht ohne Weiteres garantiert werden, bzw. durchgeführt werden kann. Gängige Ansätze zur Lösung von (7.2) basieren nun nicht mehr auf Lösern für lineare Probleme, sondern auf allgemeineren Ansätzen aus der Optimierungstheorie. Oft wird dabei zwischen konvexen und nichtkonvexen Ansätzen unterschieden, wobei eine exakte Lösung von (7.2) unter realistischen Bedingungen (soll heißen für Probleme mit mehr als einigen hundert Unbekannten) nur als nichtkonvexes Optimierungsproblem formuliert werden kann. Somit verwenden alle gängigen konvexen Verfahren Approximationen, um (7.2) in eine Form zu bringen, welche leichter zu lösen ist. Auf der anderen Seite wurden in den letzten Jahren diverse nichtkonvexe Methoden vorgeschlagen, die mit vertretbarem Rechenaufwand eine Lösung finden können, die in guter Näherung das System in (7.2) erfüllt. Wie nah diese Lösung dabei tatsächlich an der richtigen Lösung liegt, hängt fundamental von der Qualität und der Menge der Messdaten ab. Sind die Messdaten unzureichend, so weisen die den Methoden zugrundeliegenden Kostenfunktionen eine große Menge an lokalen stationären Punkten auf, welche eine Konvergenz zur korrekten Lösung stark erschweren und somit zu einer schlechteren, suboptimalen Lösung führen. Sind mehr Restriktionen oder Informationen über das Problem bekannt, z.B. in Form von einer größeren Diversität in den Nahfeldmessdaten, so schwächen sich diese Täler und Gipfel des Optimierungsproblems ab und die globale, optimale Lösung hebt sich besser ab. Auf ähnliche Art und Weise werden die Approximationen, welche zur Formulierung des Systems in (7.2) als konvexes Optimierungsproblem notwendig sind, genauer sobald mehr und bessere Messdaten vorhanden sind. Somit kann davon ausgegangen werden, dass alle existierenden Methoden zur Lösung von (7.2) die korrekte Lösung liefern, sobald ein jeweiliges, für jede Methode spezifisches, Maß an Messdaten und Informationen zur Verfügung steht. In direkter Konsequenz unterscheiden sich die Methoden zur Lösung von (7.2) im Wesentlichen darin, wie gut sie die in den Messdaten vorhandene Information über das Problem nutzen können, sowie welcher Rechenaufwand nötig ist, um eine präzise Lösung zu bestimmen.

Im Rahmen von LARISSA-II wurden am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik phasenlose Feldtransformationen basierend auf der Minimierung von Kostenfunktionen der Form

$$f_i(\mathbf{x}) = \|\mathcal{A}_i(\mathbf{x}) - \mathbf{d}_i\|_2^2 \quad (7.3)$$

entwickelt und optimiert. Die allgemeine Kostenfunktion $f_i(\mathbf{x})$ erlaubt die Implementierung einer großen Menge an unterschiedlichen Methoden zur Lösung von (7.2), welche jeweils diverse Randbedingungen, d.h. variable Messinformationen dargestellt durch die Vektoren \mathbf{d}_i , ausnutzen können. Die Minimierung der Kostenfunktionen wurde dabei über eine Quasi-Newton Methode, die speicherbegrenzte „Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shannon“ (L-BFGS) Methode [RD 6, RD 7, RD 8], verwirklicht. Im Zuge des Optimierers wird iterativ eine Lösung zu (7.3) gesucht, wobei in jeder Iteration sich die neue Lösung als gewichtete Summe der aktuellen Lösung und einer neuen Suchrichtung ergibt. Die L-BFGS Methode erstellt hierbei unter flexibel einstellbarem Einsatz von Speicherressourcen eine neue Suchrichtung, wobei lediglich

Ableitungen erster Ordnung über die Kostenfunktion bekannt sein muss und dazu verwendet wird, um Ableitungen zweiter Ordnung zu approximieren. Dieses Vorgehen führt zu einer üblicherweise schnell konvergierenden Methode (im Vergleich zu anderen Methoden erster Ordnung, z.B. Varianten des konjugierten Gradientenverfahrens) bei gleichzeitig einstellbarem Speicheraufwand. Dies garantiert die Anwendbarkeit der phasenlosen Transformationen auch für elektrisch große AUTs.

Im Zuge von LARISSA-II wurden diverse Funktionen der Form in (7.3) untersucht, beispielsweise basiert ein gängiger Ansatz auf dem nichtlinearen Operator

$$\mathcal{A}_1(x) = |Ax|^2, d_1 = |b|^2, \quad (7.4)$$

welcher direkt den Unterschied in den Beträgen der gemessenen Sondersignale und den Beträgen erzeugt durch die aktuelle Lösung bestraft. Der Ansatz in (7.4) kann als Arbeitspferd aktueller phasenloser Algorithmen betrachtet werden, der weithin so oder in leicht veränderter Art und Weise (inklusive möglicher anderer Optimierungsalgorithmen, z.B. der Newton Methode) als Referenz für die Entwicklung neuer Ansätze verwendet wird.

Ein Vergleich der Formulierung in (7.4) mit bekannten Methoden aus der Literatur ist in Abbildung 7-1 zu sehen. Dargestellt ist die Wahrscheinlichkeit einer genauen und somit erfolgreichen Phasenrekonstruktion diverser Ansätze für ein zunehmendes Verhältnis m/n von Messsignalen zu Unbekannten. Die Methode basierend auf \mathcal{A}_1 gehört dabei zu den leistungsfähigeren Vertretern, wobei ihre Konvergenzgeschwindigkeit auf Grund der verwendeten L-BFGS Methode und der fortgeschrittenen Liniensuche die des „Truncated Amplitude Flow“ (TAF) [RD 10] übersteigen sollte. Weiterhin benötigt sie einen deutlich geringeren Rechenaufwand als beispielsweise der Gerchberg-Saxton Algorithmus oder auch das konvexe Verfahren PhaseLift [RD 12]. Entsprechend ist diese Methode auch für elektrisch große Probleme geeignet.

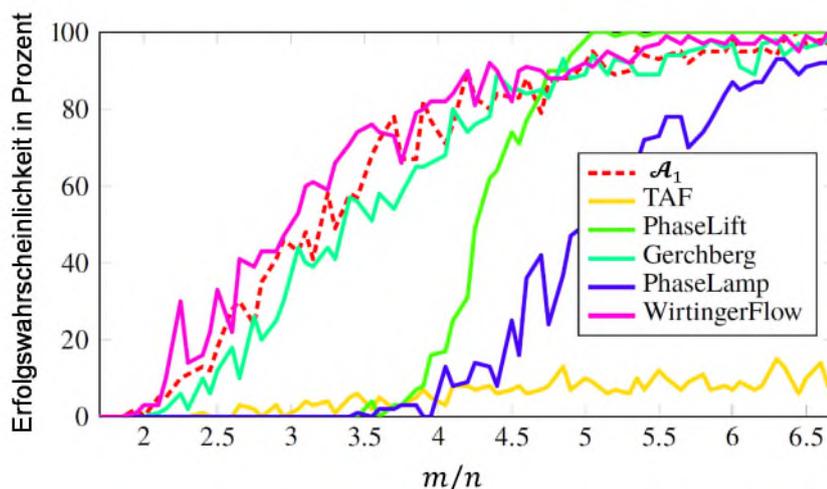


Abbildung 7-1: Vergleich der Erfolgswahrscheinlichkeit von Methoden zur Phasenrekonstruktion. Implementierungen der Vergleichsmethoden entstammen [RD 9]. Ein Gauß'scher Vorwärtsoperator und $n = 30$ wurde verwendet und 100 Durchgänge pro Verhältnis m/n wurden betrachtet.

Neu in LARISSA-II untersucht, und auch auf einer internationalen Konferenz veröffentlicht [RD 11], wurde die Verwendung der räumlichen Ableitung der Sondersignale über

$$\mathcal{A}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial |A\mathbf{x}|}{\partial r}, \mathbf{d}_2 = \frac{\partial |b|}{\partial r}. \quad (7.5)$$

Die Idee hierbei ist, dass, unter Annahme einer ausreichenden Messgenauigkeit, bzw. einem entsprechenden Signal-Rausch-Verhältnis, die räumliche Änderung der Beträge der Sonden-signale durch eine numerische Ableitung auf einem entsprechend fein gewählten Raster an Messpunkten bestimmt werden kann. Das über (7.4) definierte Kostenfunktional bestraft dann explizit eine Abweichung in der ersten räumlichen Ableitung der Beträge – eine Restriktion, welche nur indirekt in der Formulierung von (7.4) enthalten ist und somit durch Uneindeutigkeiten überdeckt werden könnte.

Vergleichsergebnisse der beiden erwähnten Kostenfunktionen mit existierenden Ansätzen aus der Literatur zeigen, dass mit $f_1(\mathbf{x})$ eine robuste Vergleichsmethode verfügbar ist, welche in der Qualität der rekonstruierten Phase existierenden Methoden, welche zum Teil einen deutlich größeren Rechenaufwand benötigen, in nichts nachsteht. Auch erlaubt die Einbettung von $\mathcal{A}_1(\mathbf{x})$ in das Rahmenwerk von (7.3) eine flexible Erweiterung, z.B. über weitere Regularisierungen, oder das Ausnutzen von unvollständiger Phaseninformation. Mehr Details zu letzterem Punkt werden in späteren Abschnitten erwähnt. Das vorläufige Fazit zur Formulierung in (7.5) hingegen ist, dass die explizite Verwendung von Informationen über die räumliche Ableitung in der konkreten Anwendung mit Drohnenmessungen als unrealistisch anzusehen ist. Durch äußere Einflüsse, wie z.B. Wind und die begrenzte Genauigkeit der Positionsbestimmung der Drohne, erscheint es impraktikabel, Sonden-signale auf einem präzise bestimmten Raster aufzuzeichnen, welches wiederum für die numerische Bestimmung der räumlichen Ableitung notwendig wäre. Dennoch haben gerade die Vergleiche der Rekonstruktionswahrscheinlichkeit mit dieser Art von Betragsinformation zur Referenzmethode in (7.4) neue Erkenntnisse und Ideen für fortgeschrittene Methoden gebracht. Außerdem hat sich gezeigt, dass sich eine Verknüpfung dieser beiden Ansätze durchaus positiv auf die Genauigkeit der Phasenrekonstruktion und somit auf die Lösung von (7.2) auswirken kann.

7.1.1.1.2 Phasenlose Transformation unter Verwendung Breitbandiger Messsignale

Die bisher aufgezeigten Ansätze zur Transformation von phasenlosen Nahfeldmessdaten arbeiten mit zeitharmonischen Signalen, d.h. mit Signalen bei einzelnen, diskreten Frequenzen. Bis jetzt müssen Messdaten innerhalb einer gewissen Bandbreite deshalb getrennt voneinander betrachtet und verarbeitet werden. Jedoch wurde gezeigt [RD 13], dass es möglich ist, vorhandene Beziehungen zwischen Signalen bei unterschiedlichen Frequenzen, wie sie in der Praxis durchaus aufgezeichnet werden können, gewinnbringend zu nutzen. Konkret ist es möglich, die Phasendifferenzen zwischen Messungen bei unterschiedlichen Frequenzen aber an demselben räumlichen Messpunkt zu erhalten.

Für Messungen bei zwei Frequenzen ergeben sich die Systemmatrizen $\mathbf{A}_{1/2}$, die Messvektoren $\mathbf{b}_{1/2}$, sowie die entsprechenden Vektoren mit Quellkoeffizienten $\mathbf{x}_{1/2}$. Unter Kenntnis der Phasendifferenz zwischen den Frequenzen, $(\varphi_2 - \varphi_1) = \angle(\mathbf{b}_2 \circ \overline{\mathbf{b}_1})$ kann mittels

$$\mathbf{b}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{A}_2^{-1} \text{diag} \left(\frac{|\mathbf{b}_2|}{|\mathbf{b}_1|} \circ e^{j(\varphi_2 - \varphi_1)} \right) \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 \quad (7.6)$$

ein Bezug zwischen den Vektoren der Unbekannten beider Frequenzen aufgestellt werden. Verallgemeinert man (7.6) auf q Frequenzen, bezieht alle Messungen auf die der k ten Frequenz und verwendet nur die Beträge des resultierenden Systems, so erhält man

$$|\tilde{\mathbf{b}}| = \begin{bmatrix} |b_1| \\ \vdots \\ |b_k| \\ \vdots \\ |b_q| \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^{-1} \text{diag} \left(\frac{|b_1|}{|b_k|} \circ e^{j(\varphi_1 - \varphi_k)} \right) \mathbf{A}_k \\ \vdots \\ \mathbf{A}_k \\ \vdots \\ \mathbf{A}_q \mathbf{A}_q^{-1} \text{diag} \left(\frac{|b_q|}{|b_k|} \circ e^{j(\varphi_q - \varphi_k)} \right) \mathbf{A}_k \end{bmatrix} \mathbf{x}_k = |\tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}}|. \quad (7.7)$$

Das so erhaltene, nichtlineare Gleichungssystem in (7.7) erlaubt eine Vervielfachung der Messwerte, um den Faktor q , welche bei gleichbleibender Anzahl an Unbekannten verwendet werden können. Jedoch bleibt weiterhin die Nichtlinearität der phasenlosen Transformation erhalten. Auch hängt der Informationsgewinn durch die Verwendung von Daten bei unterschiedlichen Frequenzen wesentlich von der Diversität, d.h. der Änderung, der Daten über dem betrachteten Frequenzbereich ab. In der Praxis hat sich der Nutzen von Phasendifferenzen zwischen Frequenzen, d.h. spektralen Phasendifferenzen, als deutlich geringer im Vergleich zu räumlichen Phasendifferenzen, also Phaseninformation zwischen räumlich separierten Messpunkten, gezeigt.

7.1.1.1.3 Transformation von teilweise kohärenten Messdaten

Mit den bisher gezeigten Methoden wurde versucht, das ursprüngliche phasenlose Transformationsproblem zu lösen, bzw. Informationen in die nichtlineare Aufgabenstellung einzufügen und mittels nichtkonvexer Optimierung eine Lösung zu bestimmen. Die Kernproblematik dieser Ansätze ist jedoch, dass dabei weiterhin die Nichtkonvexität erhalten bleibt und eine zuverlässige Transformation damit nahezu ausgeschlossen ist. Jedoch ist insbesondere die Formulierung in (7.7) und die darin enthaltene Idee, teilweise vorhandene Informationen zu Phasendifferenzen auszunutzen, ein erster Anstoß für die im Folgenden beschriebenen Ansätze.

Etwas abseits des Konzeptes von vollständig phasenlosen Messungen wollen wir ein konkretes Beispiel betrachten, bei dem drei Messvektoren aufgezeichnet werden. Dabei wird angenommen, dass der erste Messvektor $\mathbf{b}_1 \in \mathbb{C}^{m_1}$ absolut unabhängig von den restlichen Messungen aufgenommen wurde. Die zweite und dritte Menge an Messwerten, $\mathbf{b}_{2/3} \in \mathbb{C}^{m_{2/3}}$, sollen jedoch kohärent zueinander aufgezeichnet worden sein. In der Praxis ist dies mittels eines kohärenten Zweikanalempfängers möglich.

Die letzteren beiden Messvektoren beinhalten somit die gleiche Anzahl an Einträgen und die Phasendifferenzen zwischen den jeweils k ten Einträgen in \mathbf{b}_2 und \mathbf{b}_3 sind bekannt.

Angenommen im Zuge der ersten Messung wurde nur ein Messwert, und bei der zweiten und dritten Messung wurden jeweils zwei Messwerte aufgezeichnet, so können wir die Messvektoren schreiben als

$$\mathbf{b}_1 = |b_{11}| e^{j\varphi_{11}}, \mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} |b_{21}| e^{j\varphi_{21}} \\ |b_{22}| e^{j\varphi_{22}} \end{bmatrix}, \mathbf{b}_3 = \begin{bmatrix} |b_{31}| e^{j\varphi_{31}} \\ |b_{32}| e^{j\varphi_{32}} \end{bmatrix}. \quad (7.8)$$

Für den kombinierten Messvektor erhält man

$$\mathbf{A} \mathbf{z} = \mathbf{b} = [\mathbf{b}_1^T \quad \mathbf{b}_2^T \quad \mathbf{b}_3^T]^T = \begin{bmatrix} |b_{11}| & 0 & 0 \\ 0 & |b_{21}| & 0 \\ 0 & 0 & |b_{22}| \\ 0 & |b_{31}| e^{j(\varphi_{31} - \varphi_{21})} & 0 \\ 0 & 0 & |b_{32}| e^{j(\varphi_{32} - \varphi_{22})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\varphi_{11}} \\ e^{j\varphi_{21}} \\ e^{j\varphi_{22}} \end{bmatrix}$$

$$= \text{diag}(|\mathbf{b}|) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & e^{j(\varphi_{31}-\varphi_{21})} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j(\varphi_{32}-\varphi_{22})} \end{bmatrix} \boldsymbol{\psi} = \mathbf{BC}\boldsymbol{\psi}. \quad (7.9)$$

Durch die Zerlegung des gesamten Messvektors in das Produkt zweier bekannter Matrizen, \mathbf{B} und \mathbf{C} , welche die Beträge und die vorhandenen Phasendifferenzen beinhalten, mit einem Vektor an unbekanntem Phasentermen, $\boldsymbol{\psi} \in \mathbb{C}^q$, ergibt sich das lineare, homogene Gleichungssystem

$$(\mathbf{I} - \mathbf{AA}^{-1})\mathbf{BC}\boldsymbol{\psi} = \mathbf{0}, \quad (7.10)$$

welches unter der nichtlinearen Nebenbedingung $|\boldsymbol{\psi}| = \mathbf{1}$, gelöst werden muss. Diese nichtlineare Bedingung kann jedoch approximiert und somit linearisiert werden, indem sie nur auf einen Eintrag in $\boldsymbol{\psi}$ angewendet wird, d.h. es wird lediglich ein Eintrag $\psi_s = 1$ fixiert. Dadurch erhält man ein inhomogenes, lineares Gleichungssystem für das gezeigt werden kann, dass es korrekte Ergebnisse liefern kann, sobald

$$m - \text{rank}(\mathbf{A}) \geq q - 1 \quad (7.11)$$

erfüllt ist.

Beispielhafte Ergebnisse für die teilkohärente und linearisierte Formulierung in (7.10) sind in Abbildung 7-2 zu sehen. Für eine variierende Anzahl an Messeinträgen und Gauß-verteilte Systemmatrizen wird die Wahrscheinlichkeit einer erfolgreichen Transformation bestimmt. Sobald die notwendige Bedingung in (7.11) erfüllt ist, liefert die Formulierung in (7.10) das richtige Ergebnis. Die nichtlinearen Formulierungen basierend auf (7.2) erreichen auf Grund ihrer Nichtlinearität und Nichtkonvexität keine Erfolgsrate von 100%. Für Details wird auf [RD 14, RD 15] verwiesen.

Als weiteres und realistischeres Beispiel sollen hier noch Transformationsergebnisse für synthetische Nahfelddaten betrachtet werden [RD 14], welche gemäß dem in Abbildung 7-3 gezeigten Messaufbau erzeugt wurden. Als Testantenne wurde eine DRH18 Hornantenne verwendet, für welche Simulationsdaten für drei sphärische Messanordnungen erzeugt wurden. Die Sondenantenne, eine offene Hohlleiterantenne, wurde dabei an die in Abbildung 7-3 mit gelben Punkten angedeutete Positionen verschoben. Anschließend wurden die drei Datensätze als zu einem drei-Kanalempfänger gehörenden Messvektor zusammengefügt. Somit wurde effektiv eine Messung mit einer „L“-förmigen Sondenanordnung nachgebildet. Um realistische Daten zu erhalten, wurde zusätzlich Rauschen entsprechend einem Signal-Rausch-Verhältnis von 60 dB auf die simulierten Messdaten addiert. Abbildung 7-4(a)-(c) zeigen die erzielbaren Transformationsergebnisse im Fernfeld unter Verwendung voller, teilweiser und ohne jegliche Phaseninformation. Während die vollständig phasenlose Transformation ungenaue Ergebnisse liefert, ist sowohl die vollständig phasenbehaftete aber auch die teilkohärente Transformation in der Lage genaue Fernfeldergebnisse zu liefern.

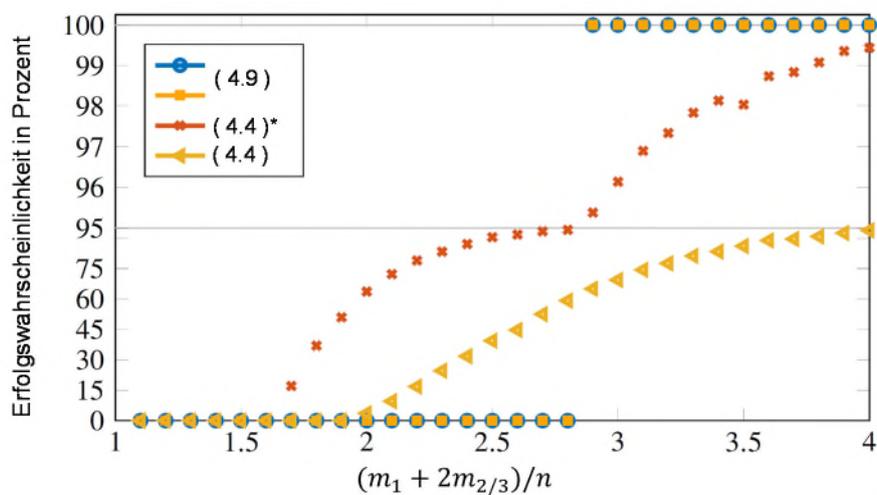


Abbildung 7-2: Erfolgswahrscheinlichkeit von Transformationsalgorithmen für teilweise kohärente Daten. Die mit (7.4) * bezeichnete Transformation berücksichtigt Informationen über Phasendifferenzen in der Form von Beträgen von Linearkombinationen, ist jedoch weiterhin nichtlinear. Nach [RD 14].

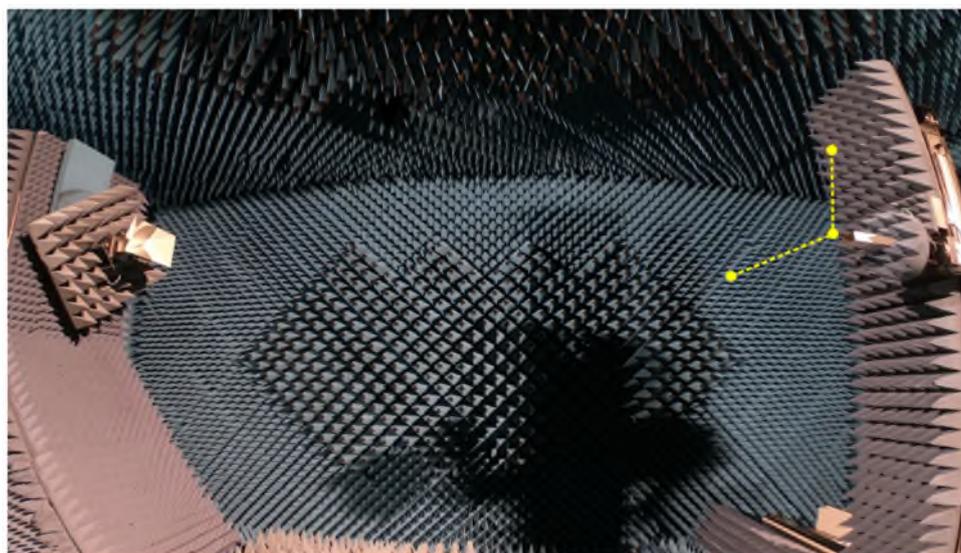


Abbildung 7-3: Nahfeldmessanordnung einer DRH18 Antenne (links), mit einer offenen Hohlleitersonde (rechts), welche sich für drei sphärische Nahfeldmessungen an drei Positionen verschoben wird (gelbe Punkte). Somit wird ein drei-Kanal Empfänger mit einer „L“-Sondenanordnung nachgebildet. Nach [RD 14].

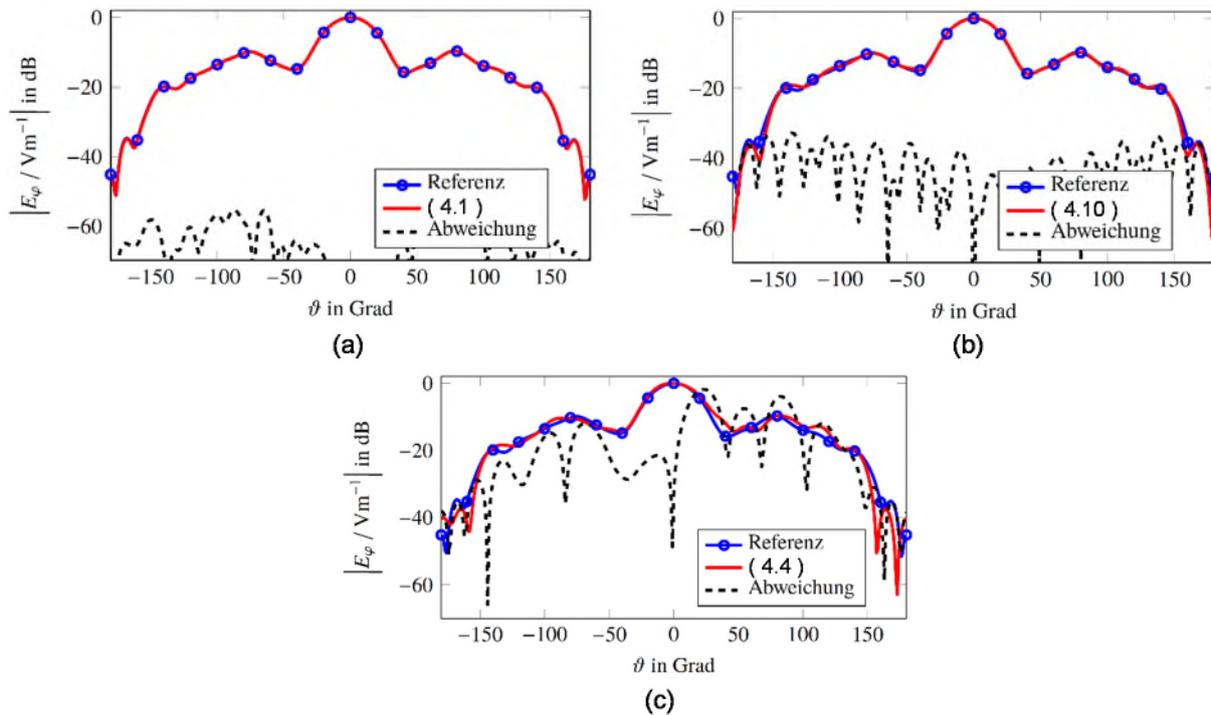


Abbildung 7-4: Transformierte Fernfelder. (a) Unter Verwendung vollständiger Phaseninformation. (b) Mittels teilkohärenter Transformation. (c) Erhalten aus phasenloser Transformation. Nach [RD 14].

7.1.1.2 AP 6200 – Algorithmen zur Unterdrückung von Störeinflüssen

Eine Übersicht existierender Methoden zur Echounterdrückung (größtenteils unter Voraussetzung vollständiger Phaseninformation) ist in Abbildung 7-5 zu sehen. Dabei ist eine Unterteilung der Methoden nach Frequenz- oder Zeitbereich üblich. Einige wenige Ansätze wie z.B. lokalisierte Quellmodelle im Bereich der räumlichen Filterung können mit relativ geringem Aufwand auf phasenlose Transformationen angewendet werden.

Der Einfluss des Erdreiches bei einer Nahfeldmessung im Außenbereich wurde anhand von Simulationsdaten untersucht. Dazu wurde eine von einer Hornantenne gespeiste Reflektorantenne mit einem Durchmesser von 20λ in CST Microwave Studio simuliert und Nahfelddaten auf einer Halbkugel mit einem Radius von 30λ bei 10 GHz, zentriert um den Ursprung des Koordinatensystems, wurden ausgewertet. Der Reflektor wurde auf eine Höhe von $z = 23\lambda$ verschoben und für $z < 0$ wurde ein Materialhalbraum angenommen. Verändert wurden dann die Hauptstrahlrichtung der Antenne sowie die Materialeigenschaften des Halbraumes. In Abbildung 7-6 ist der Betrag des elektrischen Feldes auf einer, die Antenne umgebenden, Halbkugel abgebildet. Unterschieden werden dabei zwei Hauptstrahlrichtungen der Antenne: senkrecht zum Halbraum in Richtung $\vartheta = 0^\circ$ und entlang des Horizonts, parallel zum Halbraum, in Richtung $\vartheta = 90^\circ$. Für beide Fälle wurde angenommen, dass, in Abbildung 7-6(a) und (b), der Halbraum nicht vorhanden ist und sich die Antenne effektiv im freien Raum befindet.

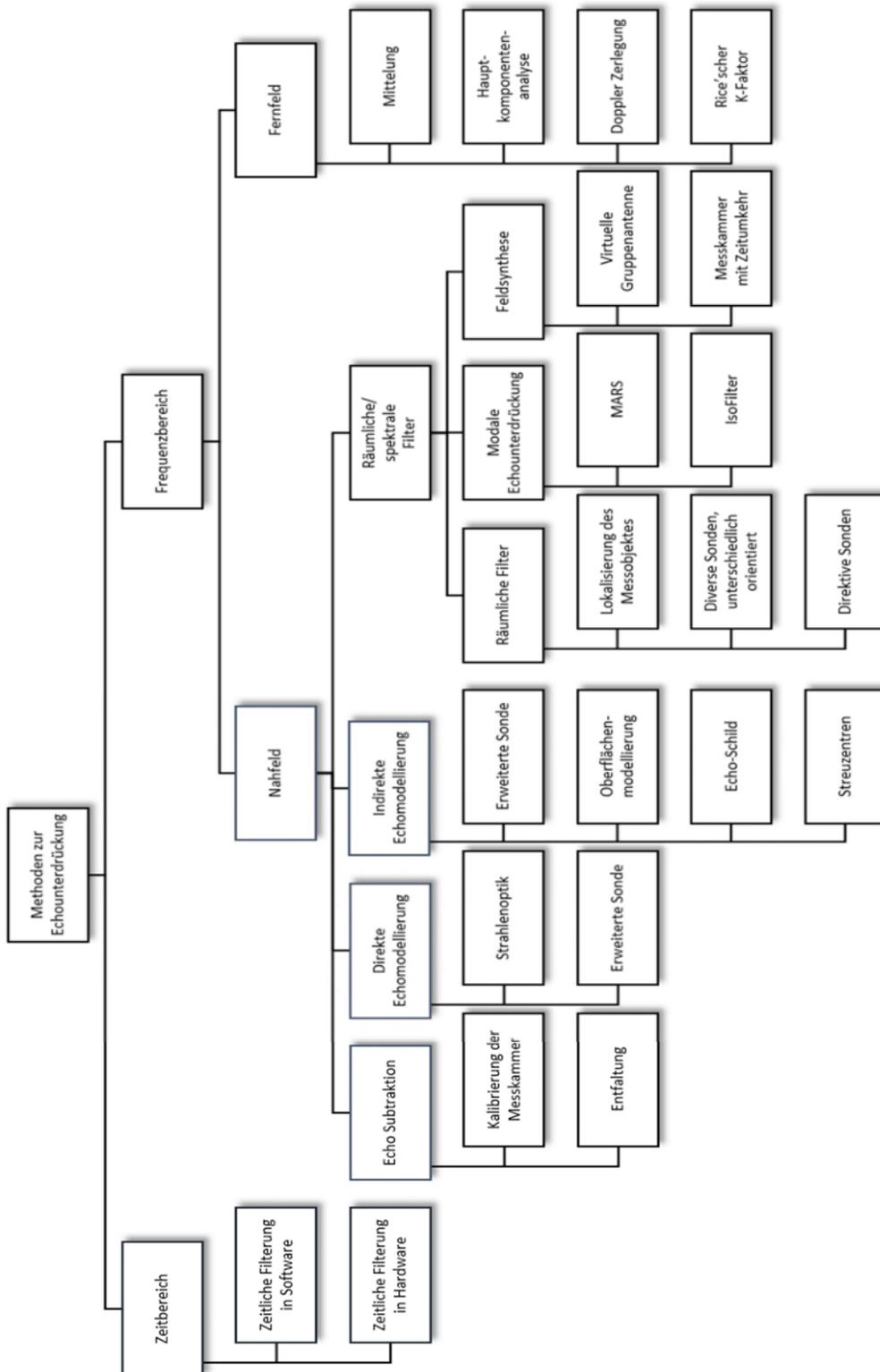


Abbildung 7-5: Übersicht über Echowunderdrückungsmethoden für Nahfeld-Fernfeld Transformationen.

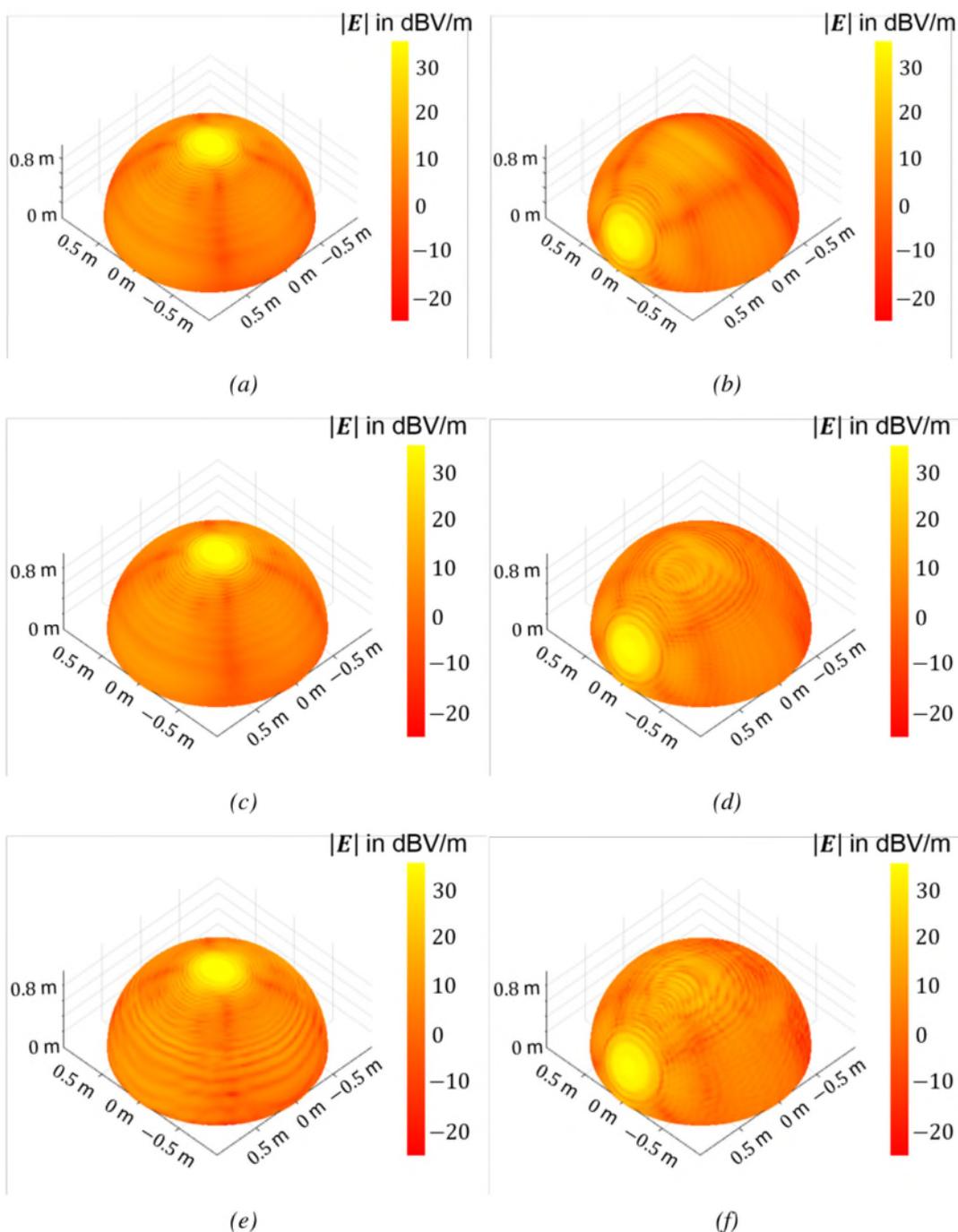


Abbildung 7-6: Einfluss eines Materialhalbraumes auf die Nahfelder einer Reflektorantenne für zwei Hauptstrahlrichtungen/Ausrichtungen des Reflektors. In (a) und (b) sind die Nahfelder der Antenne ohne den Einfluss eines Materialhalbraumes (Antennen im Freiraum) dargestellt. In (c) und (d) hat der Halbraum Materialeigenschaften von trockener Erde. In (e) und (f) wurde ein perfekt elektrisch leitfähiger Halbraum angenommen. Die linke Spalte, (a) bis (e)

betrachtet eine Hauptstrahlrichtung senkrecht zum Halbraum, d. h. in Richtung $\vartheta = 0^\circ$. Für die rechte Spalte, (b) bis (f), strahlt die Antenne parallel zum Halbraum, in Richtung $\vartheta = 90^\circ$.

In Abbildung 7-6(c) und (d) besteht der Halbraum aus einem dem trockenen Erdreich äquivalenten Material, und in Abbildung 7-6(e) und (f) aus perfekt elektrisch leitendem Material. Deutlich zu erkennen ist zunächst, dass das Vorhandensein eines elektrisch perfekt leitfähigen (PEC) Halbraumes auch dann sichtbare Veränderungen der Feldverteilung mit sich bringt, wenn die Hauptstrahlrichtung der Antenne vom Halbraum abgewandt ist. Reduziert sich die Leitfähigkeit des Halbraumes, wie im Fall der trockenen Erde, so sind die Auswirkungen für diese Orientierung der Antenne deutlich geringer. Wie zu erwarten ist, werden die Auswirkungen bei beiden Typen von Halbräumen deutlich stärker, wenn der Hauptstrahl der Antenne parallel zum Halbraum liegt. In diesem Fall tritt selbst bei trockenem Erdreich eine deutliche Reflexion am Boden und somit eine nicht vernachlässigbare Störung der Nahfelder auf. Basierend auf dieser Untersuchung lässt sich schlussfolgern, dass der Einfluss des Erdreiches bei einer echten Messung im Freiraum generell berücksichtigt werden sollte. Ist es jedoch möglich, die Antenne in einer dem Erdreich abgewandten Ausrichtung zu vermessen, und ist das Erdreich dabei trocken, so reduzieren sich die Einflüsse auf die Messung deutlich.

7.1.1.3 AP 6300 – Zusammenführung der Algorithmen & Optimierung

Für die Anwendung auf Nahfeldantennenmessungen im Außenraum ist es notwendig, die Methoden der Echounterdrückung mit denen der phasenlose/teilkohärenten Transformationsansätzen zu kombinieren. Neben der möglichen Berücksichtigung des Erdreiches wurden hierfür drei quellbasierte Unterdrückungsmethoden betrachtet und sowohl mit einer Transformation mit voller und mit unvollständiger Phaseninformation verbunden. Die drei Ansätze sind in Abbildung 7-7(a)-(c) dargestellt und variieren in der Art und Weise auf die ein mögliches Störobjekt innerhalb der Transformation modelliert wird. Hier wird zunächst lediglich ein PEC Störobjekt betrachtet, die Konzepte behalten jedoch für Echoquellen aus beliebigen Materialien ihre Gültigkeit. In allen drei Szenarien wird stets die Testantenne durch äquivalente Quellen dargestellt (hier mittels elektrischer und magnetischer Oberflächenströme) und das Nahfeld auf einer einhüllenden Messfläche (schwarz-gestrichelte Linie) aufgezeichnet. Im Fall (a) wird lediglich die Testantenne durch Quellen dargestellt und die Existenz des Störobjekts ignoriert. Dieser Ansatz inkludiert und benötigt somit den geringsten Informationsgehalt über das Störobjekt, und eine echounterdrückende Wirkung kann lediglich dadurch erreicht werden, dass die Störbeiträge nur unvollständig durch die Quellen der Testantenne reproduziert werden können. Führt man für den Fall (a) eine Transformation durch, so lässt sich das zugeordnete Gleichungssystem möglicherweise schlecht lösen, wobei es genau die nicht-darstellbaren Beiträge der Echoquelle sind, welche nicht rekonstruiert werden können und somit nicht mit ins Fernfeld transformiert werden. Die erzielbare Echounterdrückung wird hierbei stark von der räumlichen Trennung von Testantenne und Störobjekt abhängen. Im zweiten Fall in (b) wird das Echoobjekt nun durch einen eigenen Satz an äquivalenten Quellen dargestellt. Da hier von PEC Störobjekten ausgegangen wird, werden lediglich elektrische Oberflächenströme für das Objekt verwendet. Dieser Ansatz bringt zusätzliche Information in die Problemstellung ein, denn die Position des Objektes muss für eine Modellierung mittels äquivalenter Quellen vorhanden sein. Bei einer Transformation mit dem Aufbau in (b) werden sowohl die Quellen der Testantenne als auch des Störobjektes bestimmt. Das entsprechende Gleichungssystem ist besser lösbar als im Fall (a), denn nun wurden alle Freiheitsgrade des gemessenen Feldes berücksichtigt. Allerdings ist zu erwähnen, dass durch die Einführung von zusätzlichen Quellen für den Störer somit weitere Freiheitsgrade zugelassen werden, welche nur unter Verwendung einer erhöhten Menge an Messwerten korrekt bestimmt werden können. Die Abtastdichte auf der Messfläche muss entsprechend angepasst/erhöht werden.

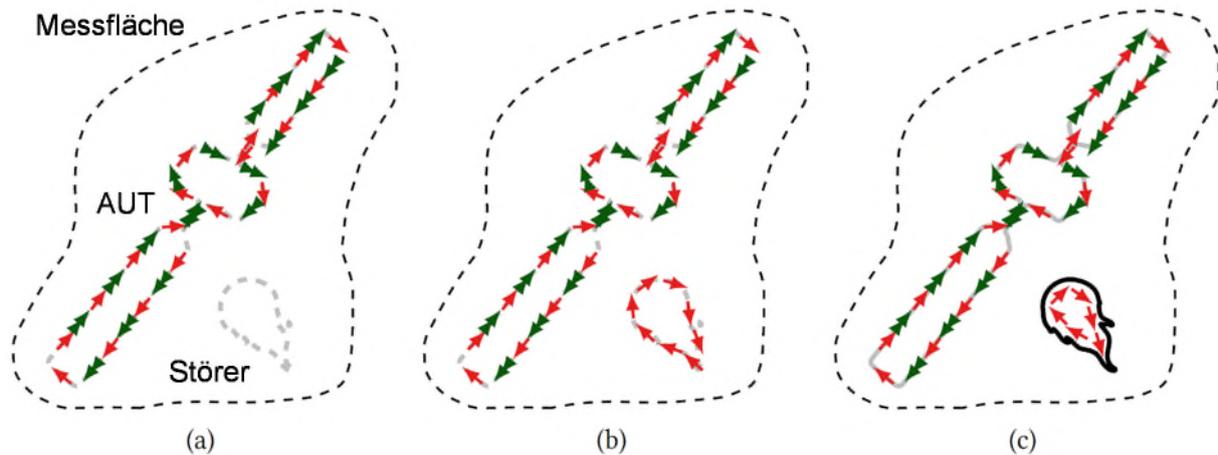


Abbildung 7-7: Drei Ansätze zur Echounterdrückung basierend auf unterschiedlichen Graden an Quell- und Materialmodellierung des Störobjekts.

Nach der Bestimmung der Quellen werden lediglich die Ströme auf der Testantenne ausgewertet und deren Fernfeld berechnet. Somit wird der Beitrag des Echoobjekts reduziert und, abhängig von Separation zwischen Testantenne und Objekt, der Einfluss auf das transformierte Fernfeld entfernt. Es sollte jedoch berücksichtigt werden, dass die direkte Verkopplung der Testantenne und des Streuobjekts („Mutual Coupling“), beispielsweise bedingt durch Mehrfachinteraktionen, auf diese Art und Weise nicht entfernt werden kann. Deshalb sind die im weiteren gezeigten Ergebnisse stets in Bezug zum durch „Mutual Coupling“ veränderten Abstrahlverhalten der Testantenne gesetzt. Eine Minimierung der Störung durch das Streuobjekt auf den direkten Beitrag des „Mutual Couplings“ ist jedoch in den meisten Fällen bereits eine drastische Verbesserung und wird auch als ausreichend hinsichtlich der in praktischen Messaufbauten im Außenraum zu erwartenden Störer betrachtet. Als Erweiterung der Modellierung in Abbildung 7-7(b) wird abschließend noch der Fall in (c) betrachtet. Hierbei fließen neben der Position und Form des Störers auch seine Materialeigenschaften in die Modellierung ein. Für PEC Objekte ist es dabei ausreichend, Bedingungen an die Felder an der Oberfläche des Störers zu stellen, welche in der Transformation als zusätzliche Messungen auftauchen und somit potentiell die Anzahl der benötigten Nahfeldmesswerte, insbesondere im Vergleich zum Szenario aus (b), reduzieren.

Die in Abbildung 7-7 dargestellten Ansätze wurden für Simulationsdaten einer Hornantenne evaluiert. Die Hornantenne samt eines PEC Störobjektes, eine Kugel in der Nähe der Hauptstrahlrichtung der Antenne, sind in Abbildung 7-8 zu sehen. Die Kugel weist einen Durchmesser von etwa 2λ auf und ihr Mittelpunkt befindet sich ca. zwei Wellenlängen entfernt von der Apertur des Horns. In vertikaler Richtung (z -Richtung) wurde die Kugel zwei Wellenlängen vom Zentrum der Apertur versetzt. Nahfeldmesswerte der Testantenne in Anwesenheit der PEC Kugel wurden auf einer einhüllenden Kugelfläche aufgezeichnet. Für diesen Aufbau verursacht das „Mutual Coupling“ zwischen der Kugel und dem Horn einen Fernfeldfehler von etwa -26 dB, wobei das gestörte Fernfeld von Horn inklusive der Kugel um ca. -10 dB von dem des Freiraumfalles abweicht. Somit besteht die Möglichkeit, das Fernfeldergebnis der Transformation mittels Echounterdrückungsmethoden um etwa 15 dB zu verbessern.

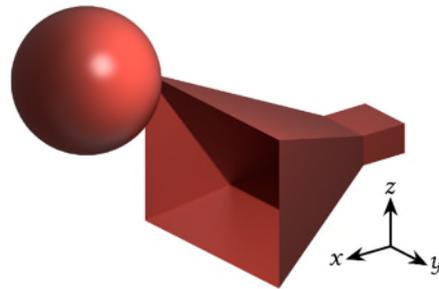


Abbildung 7-8: Simulationsmodell einer Hornantenne in der Nähe eines metallischen, kugelförmigen Störobjekts.

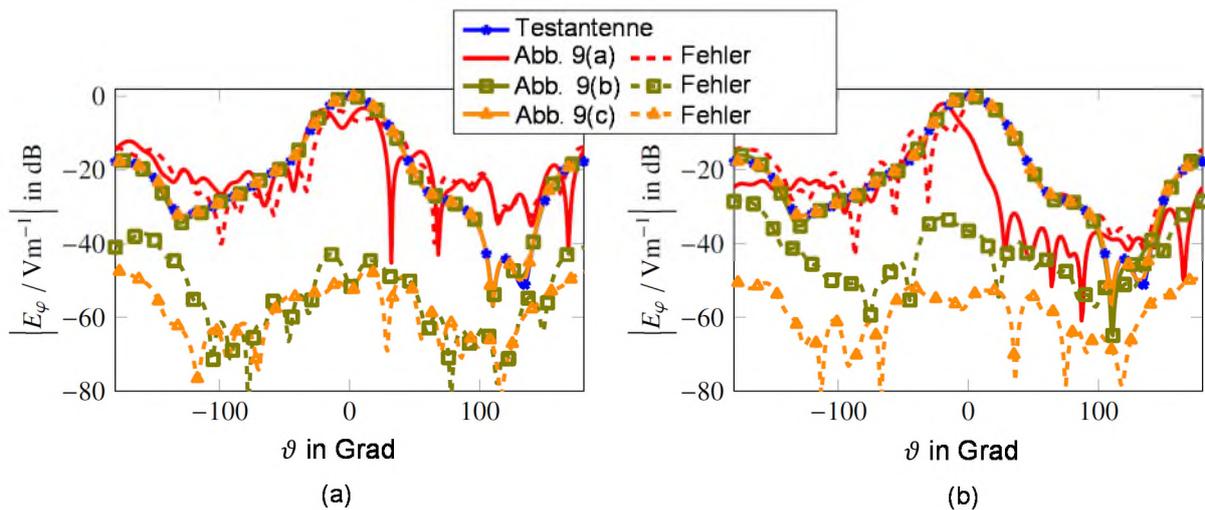


Abbildung 7-9: Fernfeldergebnisse von Nahfeld-Fernfeld Transformationen mit vollständiger Phaseninformation in (a), und teilkohärenten Messwerten in (b). Ergebnisse für die in Abbildung 7-7 illustrierten Methoden zur Echounterdrückung sind dargestellt.

Abbildung 7-9 zeigt das transformierte Fernfeld unter Verwendung der drei Methoden zur Echounterdrückung. Für die Ergebnisse in (a) wurde angenommen, dass die vollständige Phaseninformation der Messwerte vorliegt und somit direkt das Gleichungssystem in (7.1) gelöst werden kann. Für die Ergebnisse in (b) wurden teilkohärente Messdaten angenommen, welche mittels eines Empfängers und einer „L“-förmigen Sondenordnung mit drei kohärenten Kanälen aufgezeichnet wurden. Wie zu erwarten führt ein schlichtes Ignorieren des Störobjekts, insbesondere der geringen Distanz zwischen Testantenne und Objekt geschuldet, zu den ungenaueren Transformationsergebnissen. Wird das Objekt durch eigene Quellen modelliert und sind ausreichend viele Messeinträge vorhanden, so lässt sich der Echoeinfluss ausreichend entfernen (im Vergleich zum durch „Mutual Coupling“ weiterhin verursachtem Fehler von etwa -26 dB). Ein leicht besseres Ergebnis lässt sich dann noch erzielen, wenn die Materialeigenschaften des Störers bekannt sind, was insbesondere in den Kurven in Abbildung 7-9(b) zu erkennen ist. Die Diskrepanz zwischen den beiden Ansätzen, welche eine Modellierung des Objekts involvieren, für den Fall teilweiser Kohärenz kann wie folgt erklärt werden. Der Bedarf an Messwerten der teilkohärenten Transformation ist von Grunde auf leicht höher als der, wenn die Phase vollständig bekannt ist. Somit benötigt der teilkohärente Ansatz mehr Messwerte um den gleichen, durch Mittelung verursachten, Prozessierungsgewinn zu errei-

chen wie eine Transformation mit voller Phase. Zusätzlich reduziert die Verwendung des Wissens über die Materialeigenschaften des Störers die benötigten Messwerte. Somit ist offensichtlich, dass für die Ergebnisse in Abbildung 7-9(a) sowohl für den Fall ohne Materialwissen als auch mit Kenntnis des Materials bereits ausreichend viele Messwerte aufgezeichnet wurden. Jedoch scheint diese Menge an Messwerten im teilkohärenten Szenario noch nicht ausreichend zu sein, um für die Echounterdrückung ohne Materialkenntnis einen ähnlich hohen und gesättigten Prozessierungsgewinn erzielen zu können. Somit ist erwartbar, dass sich unter Verwendung von weiteren Messwerten auch für den Fall der teilkohärenten Transformation die Ansätze aus Abbildung 7-7(b) und (c) in ihrer Genauigkeit annähern. Für mehr Details wird auf [RD 18] verwiesen.

7.1.1.4 AP 6400 – Codierung & Simulation

Sowohl die Berücksichtigung des Bodens, als auch die gezeigten Echounterdrückungsansätze basierend auf Quellmodellierungen von Störobjekten aus PEC sind im Rahmenwerk des „Fast Irregular Antenna Field Transformation Algorithm“ (FIAFTA) des Lehrstuhls für Hochfrequenztechnik verfügbar. Tests an teilsynthetischen, realistischen Nahfeldmessaufordnungen wurden durchgeführt [RD 16] und werden hier beispielhaft für den in Abbildung 7-10(a) dargestellten Aufbau gezeigt. Zur Erzeugung der Messdaten wurde ein Simulationsmodell der im nachfolgenden Abschnitt behandelten ALUTSA, einer aerodynamisch, mechanisch und elektromagnetisch optimierten Vivaldi Antenne aus Aluminium, verwendet um Nahfelddaten auf einer realen Drohnen trajektorie zu erzeugen. Die 6D Positions- und Orientierungsdaten der Drohne stammen aus [RD 5] und gehören zu einer abgeschnittenen zylindrischen Messung. Diese Daten beinhalten somit bereits, dem Flugverhalten der Drohne geschuldet, eine starke Variation bzgl. der Position der Messpunkte sowie der Orientierung der Drohne. Die Messpositionen sind in Abbildung 7-10(a) durch die vertikal verlaufenden Punktansammlungen angedeutet und, entsprechend der Empfangsleistung, eingefärbt. Das Simulationsmodell der Testantenne, der ALUTSA, befindet sich innerhalb der roten Box, wobei für die Transformation ein Quellmodell entsprechend der die Box einhüllenden blauen Kugeloberfläche verwendet wurde. Nahfelddaten wurden für zwei Sonden anordnungen, zu sehen in Abbildung 7-10(b) und (c), erzeugt, wobei davon ausgegangen wird, dass ein vier-Kanalempfänger verwendet wird, d.h., dass für teilkohärente Messungen an jedem Messort stets vier in sich konsistente Messwerte aufgezeichnet werden können. Dabei stellt die Sonde in Abbildung 7-10(b), trotz ihrer auf den ersten Blick geringen Abweichung zur Anordnung in Abbildung 7-10(c), eine sehr leistungsfähige Wahl dar, während die Anordnung der Sonderelemente in Abbildung 7-10(c) vermieden werden sollte. Im Wesentlichen erlaubt die erste Anordnung die Ableitung von Information über Phasendifferenzen zwischen beiden Polarisierungen sowohl in horizontaler als auch in vertikaler Richtung. Hingegen liefert die Anordnung in Abbildung 7-10(c) lediglich eine vertikale Phasendifferenz innerhalb einer Polarisation, sowie eine horizontale Phasendifferenz zwischen den Polarisierungen. Somit verbleibt zumindest ein unbekannter Freiheitsgrad und damit liefert die zweite Anordnung weniger Information als die erste.

Die sowohl in der Höhe, als auch dem Öffnungswinkel der Mantelfläche abgeschnittene Messfläche der Anordnung in Abbildung 7-10(a) birgt eine zusätzliche Problematik für die Verarbeitung der Daten mit der linearisierten Formulierung aus (7.10). Durch die Begrenztheit der Messfläche werden so genannte nicht-strahlende Ströme zugelassen, also Quellverteilungen, welche sich im Nullraum des linearen Vorwärtsoperators A befinden und auf der Messfläche ein Nullfeld erzeugen. Diese können beliebig auf den korrekten Lösungsvektor addiert werden, ohne die Felder innerhalb des gemessenen Gültigkeitsbereichs zu verändern. Jedoch können sich diese nichtstrahlenden Ströme negativ auf numerische Verfahren auswirken, wie es auch für den Fall der linearisierten Transformation für teilkohärente Messdaten zutrifft. Abhilfe kann geschaffen werden, indem der künstliche Nullraum des Vorwärtsoperators unterbunden wird.

Dies wird hier erreicht, indem zusätzliche und künstliche Messpunkte im nicht abgetasteten Bereich der zylindrischen Messfläche eingeführt werden. Diese Bereiche sind in Abbildung 7-10(a) mit grünen Flächen angedeutet, innerhalb welcher ein Nullfeld forciert wird. Indem nun die Abstrahlung der äquivalenten Quellen in allen Raumwinkeln durch Bedingungen an die Feldwerte beschränkt werden, wird effektiv eine Entstehung von nichtstrahlenden Strömen unterbunden.

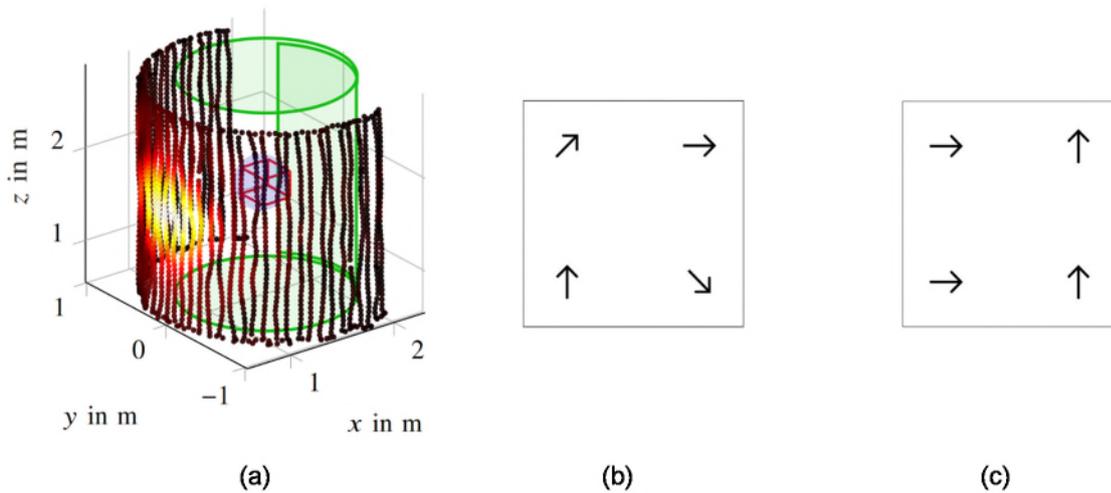


Abbildung 7-10: Teil-synthetischer Nahfeldmessaufbau mit realistischen Flugtrajektorien einer Drohne. (a) Messaufbau mit Feldverteilung und Quellgebieten. (b) Optimierte Sondenanordnung und, in (c), alternative und suboptimale Sondenanordnung. Aus [RD 16].

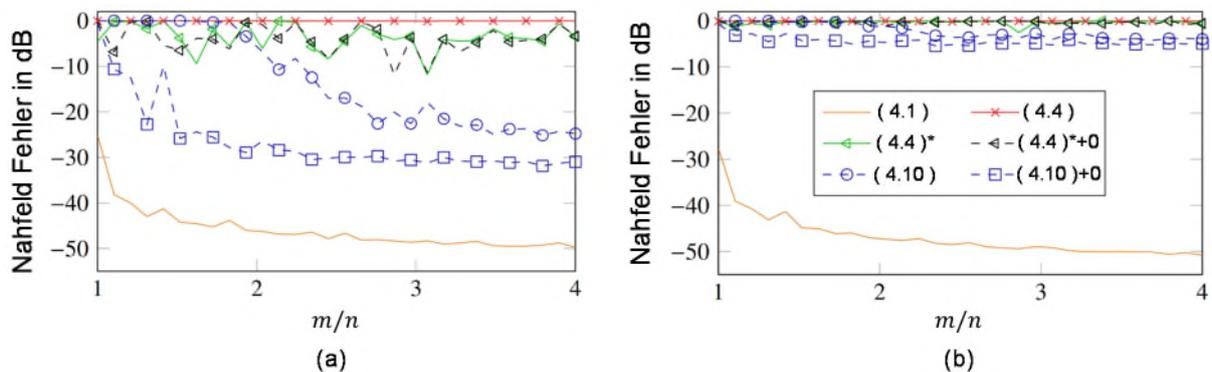


Abbildung 7-11: Transformationsergebnisse für verschiedene Verhältnisse der Anzahl der Messwerte zu Unbekannten, m/n , bei einem SNR von 60 dB. (a) Ergebnisse für die Sondenanordnung in Abbildung 7-10(b). (b) Ergebnisse für die Sondenanordnung aus Abbildung 7-10(c). Die mit * markierten Löser verwenden Information über die Phasendifferenzen der Sonderelement in der Form von Beträgen von Linearkombinationen der Messsignale. Aus [RD 16].

Abbildung 7-11(a) und (b) illustrieren die Ergebnisse von verschiedenen phasenlosen, teilkohärenten sowie von einer vollkohärenten Feldtransformation für ein „Signal-to-Noise Ratio“ (SNR) von 60 dB. Dabei werden unterschiedliche Verhältnisse m/n von Messwerten zur Anzahl an Unbekannten untersucht und für jedes Verhältnis und für jeden Löser wurde der

resultierende relative Nahfeldfehler in dB aufgetragen. Unabhängig von der Wahl der Sondenanordnung liefert die Transformation mit voller Phaseninformation stets das beste Ergebnis, während phasenlose Transformationen basierend auf nichtlinearen Formulierungen entweder selten, Abbildung 7-11(a), oder nie, Abbildung 7-11(b), einigermaßen genaue Ergebnisse liefern. Neben der vollständig phasenlosen Transformation sind hier auch Ergebnisse für eine Erweiterung um die teilweise Kohärenz über die Beträge von Linearkombinationen der Messsignale gezeigt. Allerdings liefert dieser Ansatz auf Grund der weiterhin bestehenden Nichtlinearität und somit Nichtkonvexität dennoch unbefriedigende Ergebnisse. Hingegen kann die linearisierte Formulierung in Abbildung 7-11(a) genaue Ergebnisse liefern, insbesondere sobald die Nichtstrahlenden Ströme durch das Hinzufügen der „Null-Messungen“ unterdrückt werden. Allerdings ist aus einem Vergleich von Abbildung 7-11(a) und (b) auch ersichtlich, dass die Leistung der linearisierten Transformation essentiell von der Wahl der Sondenanordnung abhängig ist, während die vollständig kohärente Transformation in beiden Fällen präzise Ergebnisse liefert.

Ein sehr ähnliches Bild wird durch die Ergebnisse in Abbildung 7-12(a) und (b) vermittelt. Hier wird bei konstanter Anzahl von Messwerten das SNR variiert und erneut der resultierende Nahfeldfehler in dB aufgezeichnet. Dabei werden für jeden SNR Wert zehn Simulationsdurchgänge mit unterschiedlichen Realisierungen des Rauschens durchgeführt. Wie zu erwarten liefert die nichtlineare Transformation unter Zuhilfenahme der Phasendifferenzen in der Form von Linearkombinationen zumindest für die Sondenanordnung aus Abbildung 7-10(b) in einzelnen Fällen relativ genaue Ergebnisse. Jedoch versagt diese für die schlechtere Sondenanordnung aus Abbildung 7-10(c) vollständig. Durch das Hinzufügen der Nullfelder und der damit einhergehenden Unterdrückung des Nullraums des Vorwärtsoperators ist es der linearisierten Transformation insbesondere im Bereich niedriger SNR Werte, also bei starkem Rauschen, möglich, genauere Ergebnisse zu liefern. Nimmt jedoch das Rauschen ab, so dominiert das unphysikalische Verhalten dieser Nullfelder die maximal erreichbare Genauigkeit der Transformation. Entsprechend muss bis jetzt für jede Messanordnung und Quellverteilung gesondert entschieden werden, wann und in welchem Ausmaß eine Forcierung von Nullfeldern zur Unterdrückung nichtstrahlender Ströme sinnvoll ist. Mehr Details zu den gezeigten Ergebnissen sind in [RD 16] verfügbar.

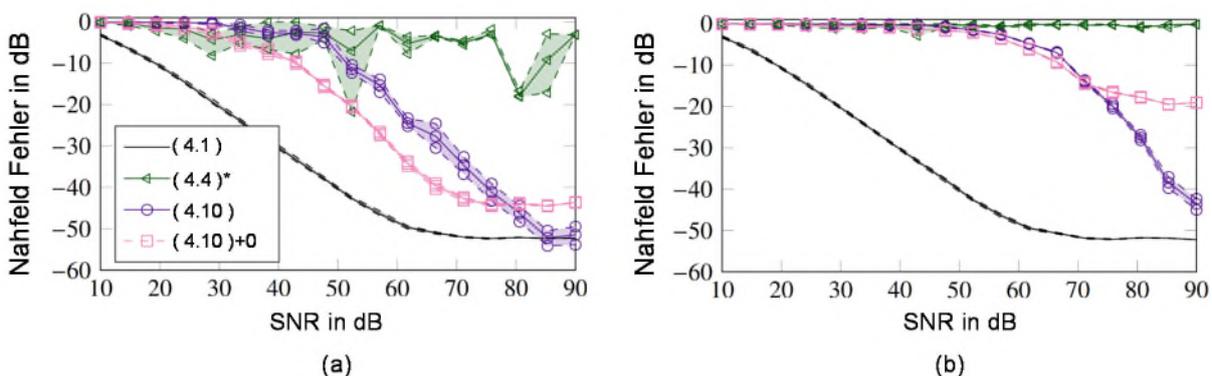


Abbildung 7-12: Transformationsergebnisse bei $m/n \approx 3$ für verschiedene SNR Werte. (a) Ergebnisse für die Sondenanordnung in Abbildung 7-10(b). (b) Ergebnisse für die Sondenanordnung aus Abbildung 7-10(c). Der mit * markierte Löser verwendet Information über die Phasendifferenzen der Sonderelement in der Form von Beträgen von Linearkombinationen der Messsignale. Aus [RD 16].

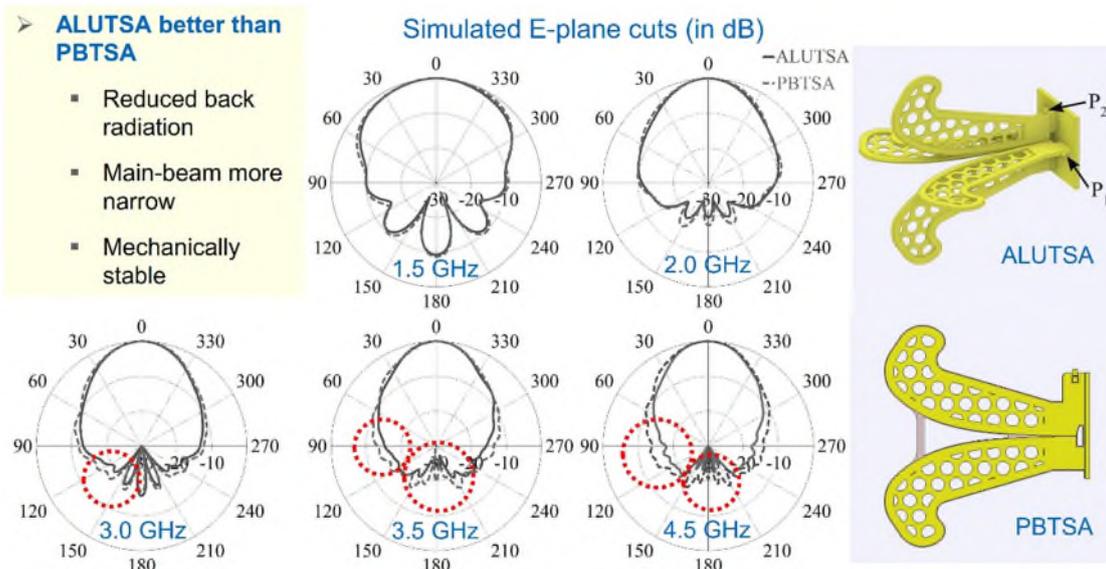
7.1.2 AP 7000 – Außenbereichsnahfeldmessungen

Im Rahmen des AP 7000 wurden Arbeiten an einem Prototyp eines drohnenbasierten Messaufbaus zur Nahfeldvermessung von elektrisch großen Antennen im Außenraum durchgeführt. Zentrale Bestandteile des Prototyps sind dabei die verwendeten Sondenantennen, welche entsprechend der Erkenntnisse aus den Algorithmen der Feldtransformationen für phasenlose und teilkohärente Daten entworfen wurden. Dabei mussten aerodynamische Nebenbedingungen, Anforderungen an die Größe und das Gewicht sowie die mechanische Stabilität der Sonden erfüllt werden.

Des Weiteren galt es die Flugsteuerung des Messdemonstrators zu entwerfen und entsprechend den Anforderungen genauer Positionsbestimmung, programmierbarer Flugtrajektorien sowie Notfallroutinen anzupassen. Der einsatzbereite, fliegende Messaufbau wurde im Rahmen einer Messkampagne zur Vermessung der S67 Antenne des „German Space Operations Center“ (GSOC) erfolgreich verwendet.

7.1.2.1 AP 7100 – Design NF-Sonden für bewegte Plattformen

Zunächst wurde ein Einzelelement einer Sondenantenne entworfen und dieses dann später auf eine möglichst optimale Art und Weise in einem Array angeordnet. Für das Einzelelement wurde eine große Bandbreite angestrebt, um möglichst flexibel bzgl. der Anwendungsszenarien zu bleiben, wobei als untere Grenzfrequenz 1 GHz vorgesehen wurde. Für die Anwendung auf einer schwebenden Plattform, und somit in einer komplexen und unmöglich vollständig zu berücksichtigenden Umgebung, sollte die Abstrahlcharakteristik der Sonde über der Frequenz stabil und robust gegenüber variablen Aufbauten auf der Plattform sein. Insbesondere soll sich das Verhalten der Sonde nicht maßgeblich durch die schwebende Plattform selbst beeinflussen lassen. Somit war es von höchster Wichtigkeit, die rückwärtige Abstrahlung der Sonde zu reduzieren, ohne dabei jedoch eine „zu starke“ Richtwirkung im Hauptstrahl zu erzielen. Der Einfluss der Sonde kann später in der Transformation nur ordentlich berücksichtigt und kompensiert werden, wenn das Strahlungsverhalten der Sonde präzise charakterisiert werden kann. Dabei wirken sich Fehler in der Orientierung der Sonde/Plattform stärker aus, wenn die Richtwirkung der Sonde größer ist. Gleichzeitig ist die Bündelung durch die Sonde auch durch die elektrische Größe der Sondenantenne limitiert. Offene Hohlleitersonden, wie sie üblicherweise in der Nahfeldmesstechnik verwendet werden, erfüllen zwar einige dieser Anforderungen, sind jedoch in diesem Frequenzbereich sehr sperrig und schwer. Untersuchungen zu 3D-gedruckten Hohlleiterelementen haben ergeben, dass 3D Druck durchaus für die Antennenfertigung verwendbar ist, sich komplexe Teile, wie z.B. Speisestrukturen, aber nur schwer präzise und zuverlässig umsetzen lassen. Auch ist die mechanische Stabilität oft problematisch, sodass in dem hier vorgestellten Sondendesign auf konventionelle, aber durchdachte, traditionelle Fertigung aus massiven Metallen gesetzt wird. Als besonders günstig hat sich eine kreuzpolarisierte Vivaldi Antenne herausgestellt. Abbildung 7-13 zeigt einen Vergleich der Simulation der leiterplattenbasierten Sondenantenne (PBTSA) und der Sondenantenne gefertigt aus Aluminium (ALUTSA). Das geringere Gewicht der PBTSA wäre zwar vorteilhaft für die drohnenbasierte Antennenmessung, wie sich jedoch herausstellte, ist diese mechanisch zu instabil. Das Design wurde deshalb auf eine Fertigung aus Aluminium (ALUTSA) optimiert. Dieses ist mechanisch sehr stabil und weist bei Frequenzen > 2.0 GHz eine geringere rückwärtige Abstrahlung auf, als die PBTSA. Die „Arme“ beider Antennen sind mit einem Lochraster versehen, um das Gesamtgewicht der Antenne weiter zu minimieren. Für weitere Details wird auf die Veröffentlichung [RD 5] verwiesen.



7.1.2.2 AP 7200 – Drohnen-Flugsteuerung

Ein wesentlicher Bestandteil des AP 7200 war die Realisierung einer Positions- und Lagebestimmungsmethode für die bewegliche / schwebende Plattform, bzw. für die Nahfeldmesssonden. Abbildung 7-14 zeigt die Struktur der Positions- und Lagebestimmung des UAVs. Im Zentrum steht die schwebende Messplattform (UAV), welche mit einem „Real-Time-Kinematik“ (RTK)-GNSS Empfänger, einem redundanten GNSS Empfänger, sowie einem „Laser Tracker Target“ ausgestattet ist. Der „Flight Controller“ des „Unmanned Aerial Vehicle“ (UAV) ist via Ethernet, einer optischen Glasfaserverbindung, mit der Flugsteuerung der Bodenstation („Drone Control“) verbunden. Der auf dem UAV befindliche „MAV Server“ konvertiert die serielle Kontrollschnittstelle des „Flight Controllers“ nach Ethernet. Die Flugsteuerung sendet dem „Flight Controller“ Befehle zum Anfliegen der zuvor in der Missionsplanung („Mission Planner“) definierten Messpunkte. Die Flugsteuerung erlaubt hierbei die simultane Berücksichtigung diverser Quellen von Positionsdaten (RTK-GPS, Redundanz GPS, elektronischer Kompass, mehrere redundante Gyroskope und Beschleunigungsmesser, Barometer) und kann somit im Falle eines Ausfalls einzelner Sensoren auf die verbliebenen Quellen zurückfallen. Die Positions- und Lagedaten werden zur späteren Weiterverarbeitung in Echtzeit gespeichert.

Weiterhin wurde eine „Laser Tracker“-basierte Bahnregelung für die Drohne entwickelt und implementiert, mit deren Hilfe die Drohne zuverlässig und robust gegenüber Umwelteinflüssen positioniert werden kann. Somit kann das Antennennahfeld bei entsprechend vorgegebener Größe des Messfeldes und der Messpunktdichte abgetastet werden. Neben den RTK-GNSS Positionsdaten werden dafür auch die Positionsinformationsdaten des „Laser Trackers“ zur Bahnsteuerung des UAVs berücksichtigt. Die Positionsdaten aus dem „Laser Tracker“ werden hierfür in ein GPS Format umgerechnet und der Steuerung als »fake« GPS zur Verfügung gestellt. Die Umrechnung ist notwendig, da der „Flight Controller“ das Koordinatensystem des „Laser Trackers“ nicht nativ verarbeiten kann. Die Messpunkte können über MATLAB Skripte parametrisiert und so beliebig nach Größe der abzutastenden Fläche und Messpunktdichte auf einer planaren oder zylindrischen Fläche definiert werden.

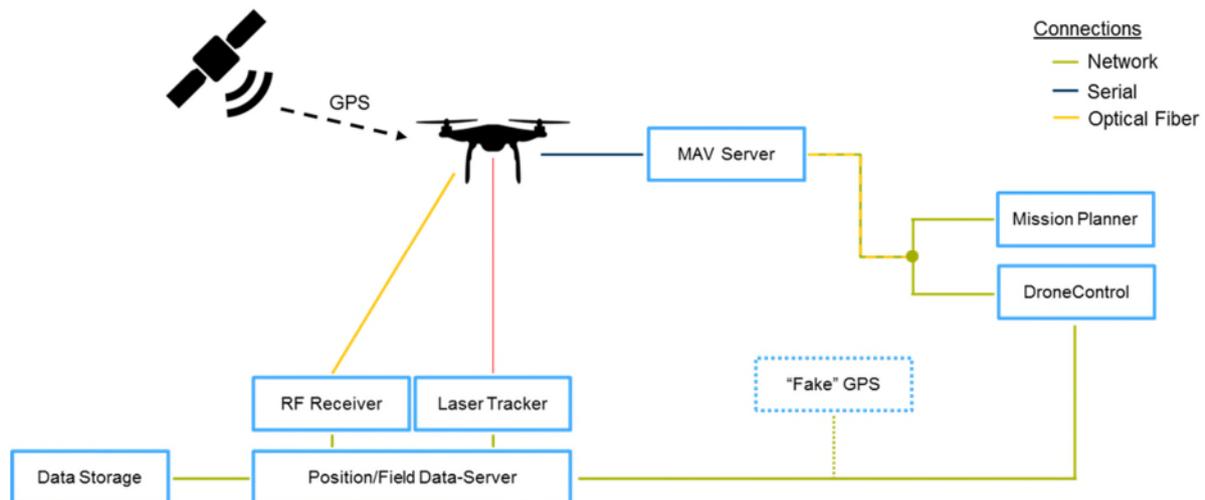


Abbildung 7-14: Positions- und Lagebestimmung.

Zum Schutz der Drohne, des Messobjekts und umstehenden Personen sind diverse Notfallroutinen implementiert. Durch die bereits angesprochene Redundanz der Sensoren zur Positions- und Lagebestimmung der Drohne kann diese auch bei Ausfall mehrerer Sensoren sicher gelandet werden. Während des gesamten Drohnenflugs ist die Drohne über eine separate drahtlose Verbindung mit einer Handfernsteuerung verbunden. Ein manuelles Eingreifen des Piloten in den ansonsten vollautomatisierten Messflug ist somit jederzeit möglich. Die Signalstärke dieses Funksignals wird kontinuierlich überwacht. Bei Unterschreiten eines definierten Minimalwertes führt die Drohne einen automatisierten „Return-to-Launch“ (RTL) durch und fliegt dabei in definierter Höhe zur Startposition zurück. Weiterhin wurden Sensoren zur kontinuierlichen Messung der Akkuspannung hinzugefügt. Bei Unterschreiten einer definierten Minimalspannung landet die Drohne automatisch kontrolliert auf dem kürzesten Weg, was einen Absturz der Drohne vermeidet. Eventuelle Schäden an den Rotoren oder Ausfälle der Motoren detektiert der Flight Controller durch kontinuierliche Überwachung der Motorströme. Bei detektierter Abweichung von Soll- und Istströmen landet die Drohne automatisch auf dem kürzesten Weg. Zum Schutz der zu vermessenden Antenne (AUT) ist ein „Geofence“ in definiertem Abstand um die AUT implementiert. Bei Eindringen der Drohne in diesen definierten Sperrbereich kehrt die Drohne automatisch in definierter Höhe zur Startposition zurück.

Zur Evaluierung und Optimierung wurden mit dem in Abbildung 7-14 dargestellten Aufbau zahlreiche Tests im Außenraum des Olympiasportgeländes in München durchgeführt. Insbesondere die Position des elektronischen Kompasses und der GNSS Empfänger wurde dahingehend optimiert, dass diese von den elektromagnetischen Emissionen der hohen Motorströme möglichst gering beeinflusst werden. Weiterhin wurde das „Laser Tracker Target“ auf einem Gimbal montiert, sodass der Laser Tracker dieses auch bei abrupten Flugmanövern, beispielsweise verursacht durch Windstöße, nicht verliert.

Im Sommer 2021 wurde dann im Rahmen einer ausgedehnten Messkampagne die S67 Bodenstationsantenne des GSCO in Weilheim äußerst erfolgreich vermessen. Impressionen aus dem Flugvorhaben sind in Abbildung 7-15 zu sehen.



(a)



(b)

Abbildung 7-15: Impressionen der im Sommer 2021 durchgeführten Messkampagne der S67 Antenne in Weilheim. (a) Messflug der kleinen HFT Drohne mit einer Sondenantenne. (b) Messflug der großen HFT Drohne mit drei Sondenantennen.

7.1.2.3 AP 7300 – Drohnenbasierter NF-Antennenmessdemonstrator

Das HF-Setup zur Nahfeld-Antennenmessung der Weilheimantenne S67 mittels UAV ist in Abbildung 7-16 dargestellt. Ein vektorieller Netzwerkanalysator (VNA) speist die zu vermessende AUT so, dass diese sendet. Auf dem UAV ist die doppelt polarisierte Sondenantenne ALUTSA montiert, mit welcher im Flug des UAVs das Nahfeld der AUT abgetastet wird. Die gemessenen HF Signale werden mittels optischen Glasfaserverbindungen (RFoF) zur Bodenstation übertragen, wo sie vom VNA empfangen und ausgewertet werden. Zeitgleich misst ein Laser Tracker die dreidimensionale Position des UAVs. Ein Raspberry Pi steuert die Messgeräte und speichert die Messdaten, versehen mit dem GNSS-Zeitstempel, zur späteren Weiterverarbeitung.

Zur Validierung des in Abbildung 7-16 dargestellten Setups fanden zahlreiche Testflüge am Olympiasportgelände in München statt. In Abbildung 7-17(a) ist eine Aufnahme aus einer Messung im Außenbereich des Olympiageländes gezeigt.

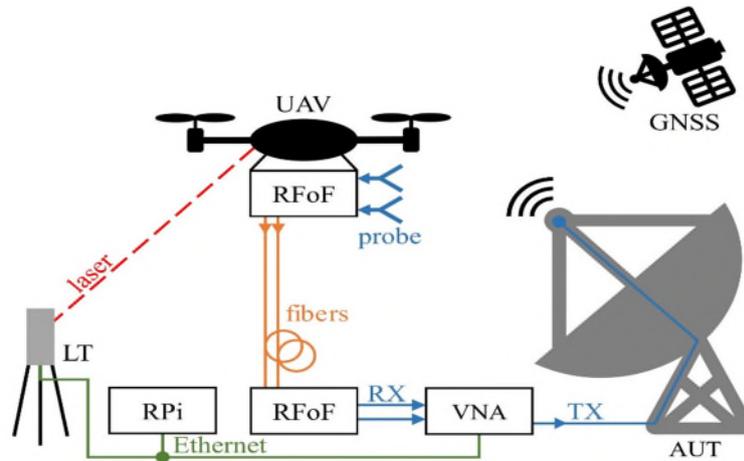


Abbildung 7-16: HF-Setup zur Nahfeld-Antennenmessung mittels UAV.



(a)



(b)

Abbildung 7-17: Integration der HF-Nutzlast auf die HFT Drohne. (a) Testflug der kleinen HFT Drohne mit integrierter HF-Nutzlast am Olympiasportgelände in München. (b) Nahaufnahme der integrierten HF-Nutzlast auf der kleinen HFT Drohne beim Messflug am DLR in Weilheim.

Eine relativ kleine Drohne, ausgestattet mit nur einer ALUTSA Sondenantenne, wurde verwendet, um das Nahfeld einer Parabolantenne zu vermessen und um etwaige Flugroutinen sowie Routinen der Datenaufzeichnung zu testen. Ein zentraler Bestandteil des Messaufbaus und der Datenaufzeichnung einer jeden Messung ist dabei die Definition des zur Datenauswertung verwendeten Koordinatensystems. Diese richtet sich im Wesentlichen nach dem gewählten Flugpfad des UAVs. Im Falle einer planaren Messung wird ein kartesisches Koordinatensystem in definiertem Abstand parallel zur Antennenapertur gewählt. Im Falle einer zylindrischen Messung wird ein Zylinderkoordinatensystem gewählt. Die Positions- und Lagedaten im WGS84 Koordinatensystem des UAVs werden über vorhandene Skripte entsprechend umgerechnet.

Für die konkrete Messkampagne in Weilheim war es nicht nötig, ein optisches Alignment vor Ort durchzuführen, denn das Gelände ist weitläufig genug, um den Lasertracker derart zu positionieren, dass er zwischen einzelnen Messkampagnen nicht umpositioniert werden muss.

Jedoch wurden zur Vergleichbarkeit mit nachfolgenden Messungen statische Referenzpunkte, wie etwa der Türrahmen der Eingangstür und der Radiator der Klimaanlage, vermessen.

Entsprechend den Voraussetzungen der teilkohärenten NFFT wurde eine Mehrfachsondenanordnung realisiert und auf einer Drohne montiert. Eine schematische Übersicht über die entsprechend angepasste HF-Instrumentierung ist in Abbildung 7-18 gezeigt.

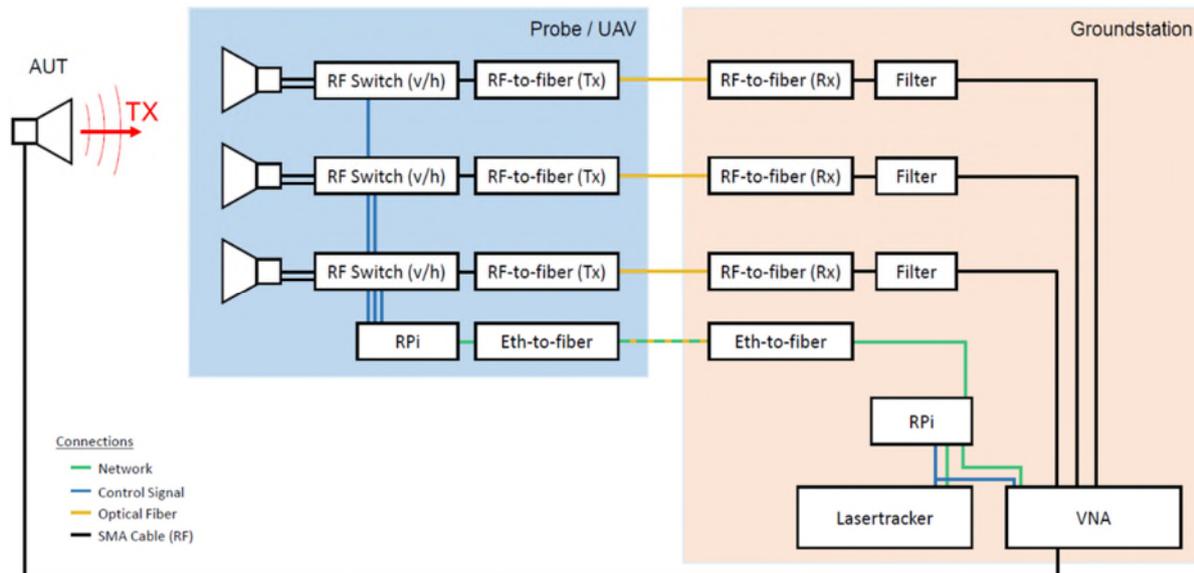


Abbildung 7-18: HF-Setup zur kohärenten Mehrkanalmessung.

Im Zentrum des Messaufbaus steht ein VNA, welcher die AUT speist. Das Nahfeld der AUT wird mittels mehrerer Sondenantennen abgetastet und die HF-Signale über optische Glasfaserverbindungen zum VNA am Boden übertragen. Da der VNA sowohl die AUT speist, als auch alle HF-Signale der Sondenantennen auswertet, ist eine vollkohärente Messung möglich. Zur Gewichtsoptimierung werden drei Glasfaserstrecken verwendet, sodass zwischen horizontaler und vertikaler Polarisierung der Sondenantennen umgeschaltet wird. Ein auf dem UAV befindlicher Paspberry Pi ist mit dem am Boden befindlichen Raspberry Pi synchronisiert und speichert die Stellung der HF-Schalter mit einem GNSS-Zeitstempel versehen ab. Zur Validierung des Mehrfachsondenaufbaus für die spätere Anwendung zur Vermessung der S67 Antenne in Weilheim wurden Messungen in der Absorberkammer des HFT durchgeführt. Abbildung 7-19 zeigt die Vermessung einer elektrisch kleinen Parabolantenne mittels dreifach Sondenantennenarray (T-förmige Anordnung aus drei ALUTSA Sondenantennen) in der Antennenmesskammer des HFTs an der TUM. Neben der Mehrfachsondenanordnung wurden weitere Tests für die Integration der HF-Instrumentierung durchgeführt. Wie schon erwähnt, zeigt Abbildung 7-17 Impressionen der integrierten HF-Nutzlast beim Messflug am DLR in Weilheim, sowie die Vermessung einer mechanisch kleinen Reflektorantenne am Olympiasportgelände in München. Die HF-Nutzlast, bestehend aus Sondenantenne, RFoF Konvertern, sowie Verbindungskabeln wurde sehr kompakt auf dem UAV implementiert. Die kompakte integration der HF-Nutzlast nahe des Schwerpunktes mittig auf dem UAV erlaubt trotz des zusätzlichen Gewichts der Messtechnik ein stabiles Flugverhalten des UAVs.

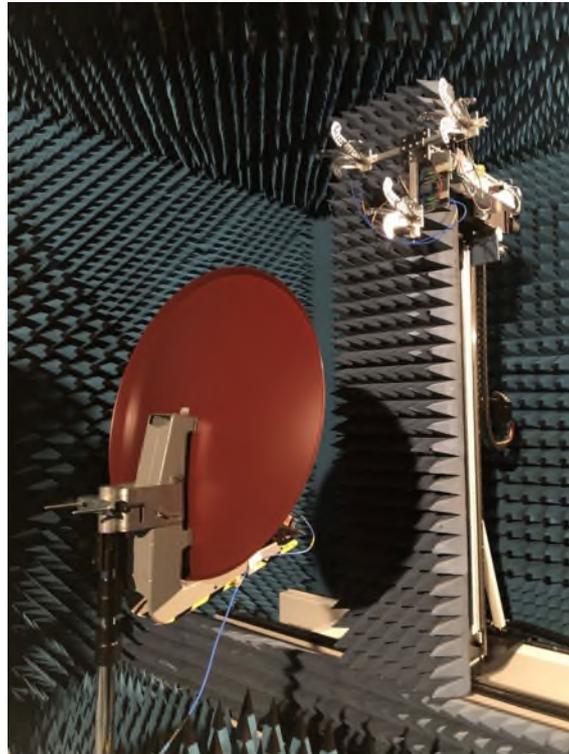


Abbildung 7-19: Referenzmessung einer Parabolantenne mittels dreifach Sondenantennenarray in der Messkammer des HFTs an der TUM.

Die Datenaufzeichnung während der Messflüge wurde vollautomatisiert, wobei im Zentrum der Messautomatisierung ein Raspberry Pi Modell 3 B steht. Dieser triggert über gleich lange BNC Kabel zeitlich synchron die Datenaufnahme des VNAs und des Laser Trackers. Die Messdaten werden via Ethernet an den Raspberry Pi gesendet und dort zur späteren Weiterverarbeitung mit GNSS Zeitstempel abgespeichert. Weiterhin speichert der auf dem UAV befindliche Flight Controller während dem Flug die RTK-GNSS Position, sowie die die Lage des UAVs in eine Logdatei. Die Daten des Flight Controllers sind ebenfalls mit einem GNSS-Zeitstempel versehen, welcher bei der anschließenden Auswertung der Messdaten für die Synchronisation verwendet wird.

Für die Konsistenzprüfung der gemessenen Nahfelddaten stehen MATLAB Skripte zur Verfügung, welche die Messdaten (konkret Betrag und Phase des Antennennahfeldes, Positionsdaten von RTK-GNSS und Laser Tracker, sowie Orientierungsdaten des UAV Flight Controllers) automatisiert synchron fusioniert und anschließend das gemessene Nahfeld im Koordinatensystem des Laser Trackers nach Betrag und Phase visualisiert.

7.1.2.4 AP 7400 – Antennenmessung mit Drohne

Aufgrund eines Wetterschadens konnte die Bodenstationsantenne Raisting I nicht wie geplant als exemplarisches Messobjekt verwendet werden. In Absprache mit dem Bodenkontrollzentrum des DLRs in Weilheim konnte jedoch die 15 m S-Bandantenne S67, zur Vermessung verwendet werden. Ohne Radom erscheint diese Antenne noch deutlich besser geeignet zu sein als die Raisting I Antenne. Während eines Ortstermins in Weilheim im Jahr 2021 konnte mit den Experten vor Ort bereits abgesprochen werden, wie die Messhardware an die Antenne angeschlossen, bzw. wo diese platziert werden kann.

Als nächstes ging es an die Vermessung der S67 Antenne in Weilheim. Im Gegensatz zur klassischen Antennenmessung in einer geschirmten Kammer findet die Antennenmessung mittels Drohne in einer ungeschirmten Umgebung im Außenbereich statt, sodass benachbarte Frequenzbänder aus der drahtlosen Datenübertragung und dem Mobilfunk die Antennenmessung potenziell beeinflussen können. Um maximalen Abstand zu den Frequenzbändern UMTS+LTE (1,92 GHz bis 2,01 GHz) und LTE (2,11 GHz bis 2,20 GHz) zu gewährleisten, wurde eine Messfrequenz von ca. 2,06 GHz angestrebt. Die im Nachfolgenden gezeigten Messergebnisse wurden bei einer Frequenz von 2,06392 GHz durchgeführt, da die AUT bei dieser Frequenz die beste Anpassung aufwies. Zusätzlich wurden Bandpass Filter vorgeschaltet, um den potenziellen Einfluss benachbarter Störer weiter zu verringern. Die letztendliche Selektion des Messsignals findet durch den im VNA integrierten Zwischenfrequenz Bandpass-Filter mit einer Bandbreite von 1 kHz statt. Zusätzlich wurden vorab Messungen mit einem Spektrumanalysator vor Ort im Uplinkband der S67 Antenne (2.025 GHz – 2.12 GHz) durchgeführt, bei welcher keine Störer festgestellt werden konnten.

Insgesamt wurden im Sommer 2021 zwei jeweils dreitägige Messkampagnen beim DLR in Weilheim durchgeführt, wobei umfangreiche Messflüge mit unterschiedlichen UAVs durchgeführt wurden. Bei beiden Messkampagnen war jeweils auch die Firma Aerorex zeitweise mit vor Ort und hat Test- und Messflüge mit ihrer H1 Drohne durchgeführt. Von Seiten TUM wurden Messflüge mit einer kleineren Drohne und einer ALUTSA Messantenne sowie mit einer größeren Drohne und jeweils zwei oder auch drei ALUTSA-Messantennen durchgeführt. Die nachfolgend beschriebenen Messflüge und Auswertungen beziehen sich dabei ausschließlich auf die Messflüge mit der kleineren TUM-Drohne, da mit den größeren Drohnen nicht genügend Messdaten erhoben werden konnten, um damit eine sinnvolle Auswertung vorzunehmen. Während mehrerer Messflüge wurden 23 742 Datenpunkte auf einer 18 m x 20 m quasi-planaren Fläche parallel zum AUT Hauptreflektor aufgenommen. Aus Sicherheitsgründen wurde ein Abstand von circa 5 m zwischen Drohne und AUT Subreflektor eingehalten, um auch in unvorhergesehenen Flugzuständen der Drohne noch rechtzeitig eingreifen und somit Sach- und Personenschäden vermeiden zu können.

Abbildung 7-20 zeigt die aufgenommenen Nahfeldmessdaten in (a) für die horizontale Polarisation der Sondenantenne und in (b) für die vertikale Polarisation der Sondenantenne. Deutlich erkennbar ist der irreguläre Flugpfad des UAVs bedingt durch unkontrollierbare Wettereinflüsse (Windstöße) und die Flugdynamik der Drohne selbst. Bedingt durch den irregulären Flugpfad, kam es vereinzelt zu Fehlstellen (»weiße Löcher« in Abbildung 7-20), an denen keine Nahfelddaten gemessen wurden. Dennoch sind die kreisförmige Antennenapertur, sowie die kreisförmige Abschattung durch den Subreflektor im Zentrum der Antennenapertur klar ersichtlich.

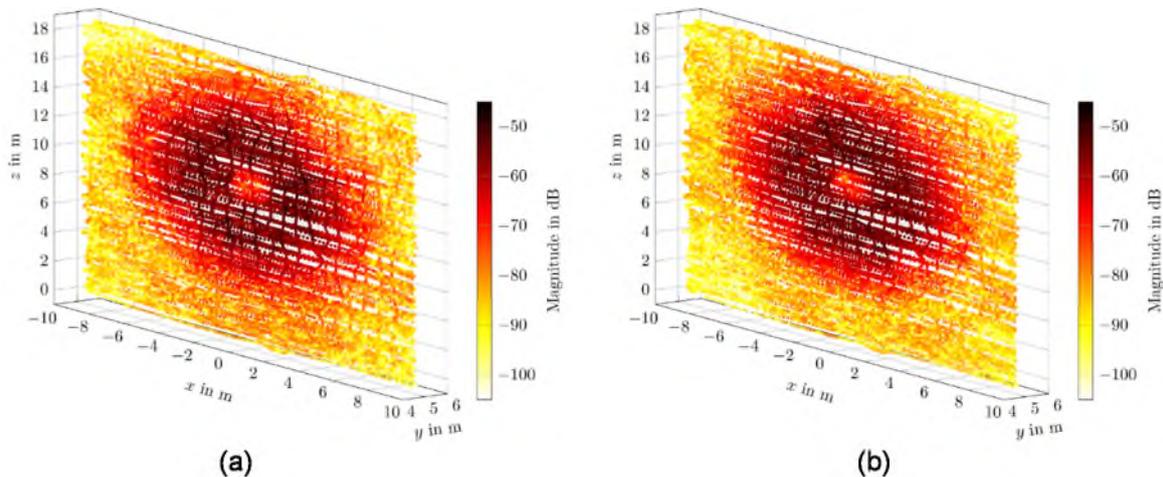


Abbildung 7-20: Betrag der gemessenen Nahfelddaten. AUT sendet linkszirkular polarisiert.
(a) Horizontale Polarisation der Sondenantenne. (b) Vertikale Polarisation der Sondenantenne.

7.1.2.5 AP 7500 – Auswertung der Messergebnisse

Zur Bestimmung des Antennenfernfeldes werden aus den gemessenen Nahfelddaten mittels FIAFTA zunächst äquivalente Oberflächenstromdichten auf einer \varnothing 22 m Huygens Fläche vor der AUT parallel zur Antennenapertur berechnet. Aus diesen wurden dann die Fernfelder berechnet und aus den Fernfeldern wurden in einem zweiten Schritt neue äquivalente Oberflächenströme bestimmt, aus denen dann wiederum in einem dritten Schritt äquivalente Love Oberflächenstromdichten berechnet wurden, die für eine graphische Illustration besser geeignet sind, als andere Ersatzströme. Abbildung 7-21(a) und (b) zeigen den Betrag dieser äquivalenten magnetischen und elektrischen Love Oberflächenstromdichten. Hier ist deutlich die Abschattung durch den Subreflektor im Zentrum der Antennenapertur, sowie die X-förmige Abschattung verursacht durch die mechanische Aufhängung des Subreflektors erkennbar. Zudem ist eine Abnahme der Stromdichten von > 20 dB zum Rand der Antennenapertur erkennbar, sodass der Hauptreflektor der AUT nicht vollständig, d. h. nicht optimal ausgeleuchtet wird. Dies lässt darauf schließen, dass der Subreflektor de-fokussiert und zu nahe am Hauptreflektor der AUT positioniert ist.

Um diese Beobachtungen und auch das transformierte Fernfeldverhalten der Antenne besser einschätzen zu können, wurden existierende Referenzdaten [RD 4] einer direkten Fernfeldmessung betrachtet. In [RD 4] wurde eine satellitenbasierte Fernfeldmessung der S67 Antenne von der Firma Vertex durchgeführt, wobei die Antenne ebenfalls linkszirkular polarisiert, jedoch bei der Frequenz 2,232765 GHz sendete. Um die im Nahfeld gemessenen Messdaten auf die von Vertex genutzte Messfrequenz umzurechnen, können die Fernfelder der bestimmten äquivalenten Oberflächenströme einfach für die gewünschte Frequenz ausgewertet werden. Abbildung 7-22(a) zeigt den Horizontalschnitt und Abbildung 7-22(b) den Vertikalschnitt des transformierten Fernfeldes, wobei die AUT linkszirkular polarisiert sendete. Die Bezeichnungen „R1“ und „R2“ bezeichnen zwei unterschiedliche, in FIAFTA implementierte, Fernfeld-Regularisierungstechniken. Ebenfalls dargestellt ist der Vergleich der mittels FIAFTA transformierten Nahfeldmessung zu [RD 4].

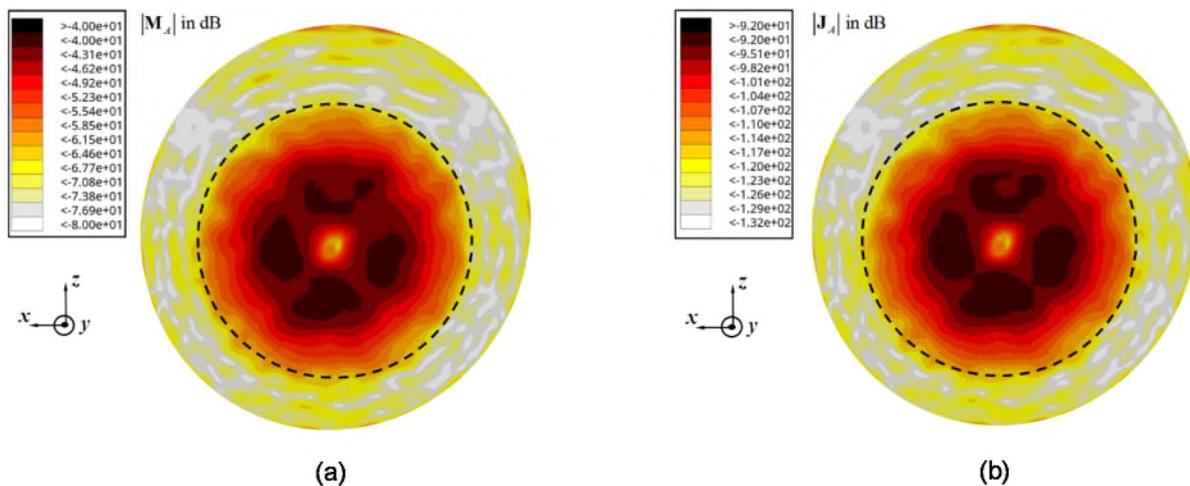


Abbildung 7-21: Beträge der äquivalenten Love Oberflächenstromdichten auf einer $\varnothing 22$ m Huygens Fläche vor der AUT parallel zur Antennenapertur. Der gestrichelte Kreis entspricht der $\varnothing 15$ m Antennenapertur. (a). Magnetische Stromdichte. (b) Elektrische Stromdichte.

Die Transformationsergebnisse der durchgeführten Nahfeldmessung und die satellitenbasierte Fernfeldmessung stimmen mit einer Abweichung ≤ -30 dB sehr gut überein. Abbildung 7-23(a) zeigt den Horizontalschnitt und Abbildung 7-23(b) den Vertikalschnitt des transformierten Fernfeldes, wenn die AUT rechtszirkular polarisiert sendet. Zur visuellen Veranschaulichung sind die Ergebnisse aus [RD 4] ebenfalls gezeigt, wobei die AUT in [RD 4] lediglich linkszirkular vermessen wurde. Aus dem Vergleich der Horizontalschnitte (Abbildung 7-22(a) und Abbildung 7-23(a)) und Vertikalschnitte (Abbildung 7-22(b) und Abbildung 7-23(b)) lässt sich ableiten, dass sich die S67 Antenne in linkszirkularer und rechtszirkularer Polarisation annähernd identisch verhält. Eine definitive Aussage kann daraus jedoch nicht abgeleitet werden.

Bei den Antennenmesskampagnen im Außenraum hat sich gezeigt, dass insbesondere die Witterungsverhältnisse beachtet werden müssen. Beispielsweise sind die Sondenantennen und die Mehrheit der UAV Hardware nicht ausreichend vor Nässe geschützt, sodass ein Messflug bei Regen oder Nebel derzeit nicht möglich ist. Weiterhin müssen Windrichtung und Sonnenstand berücksichtigt werden. Es hat sich als günstig erwiesen, die Apertur der AUT parallel zur Windrichtung auszurichten und den Messpfad des UAVs ebenfalls parallel zur Windrichtung zu planen. Die gleichmäßige Windlast aus gleichbleibender Richtung ermöglicht ein homogeneres Abfliegen des geplanten Flugpfades. Weiterhin muss der Sonnenstand berücksichtigt werden, da der verwendete Laser Tracker bei zu starker Sonneneinstrahlung „geblendet“ wird. Der Laser Tracker verliert das Target, sobald sich das Target vor der Sonne befindet und die Störeinstrahlung der Sonne einen gewissen Schwellwert überschreitet.

Die Ergebnisse der Messkampagne wurden in [RD 19] veröffentlicht.

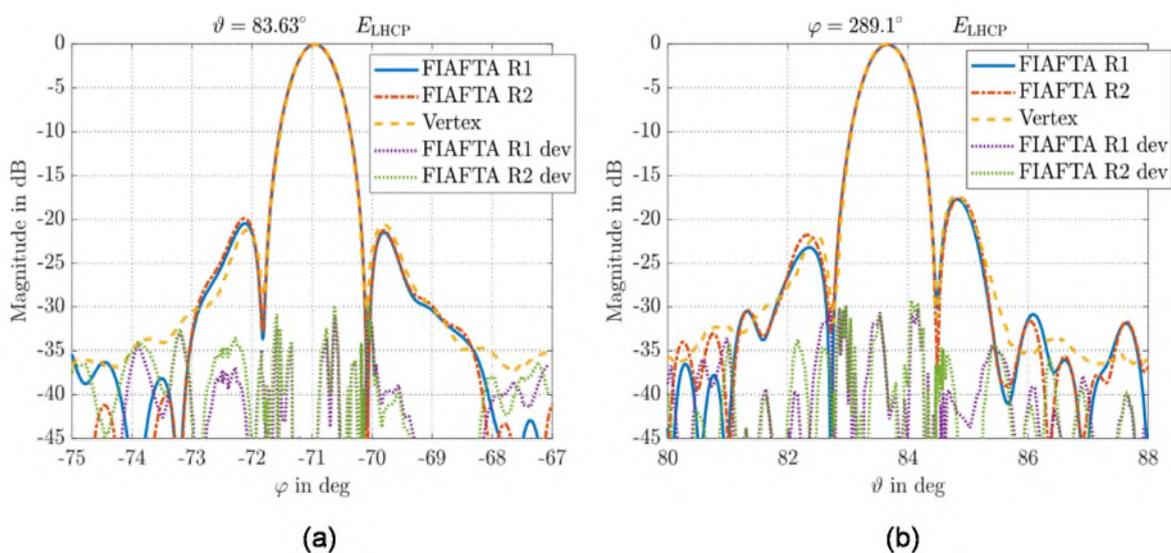


Abbildung 7-22: Fernfeldschnitte der transformierten Nahfelddaten bei linkszirkularer Transmission der AUT. (a) Horizontalschnitt. (b) Vertikalschnitt.

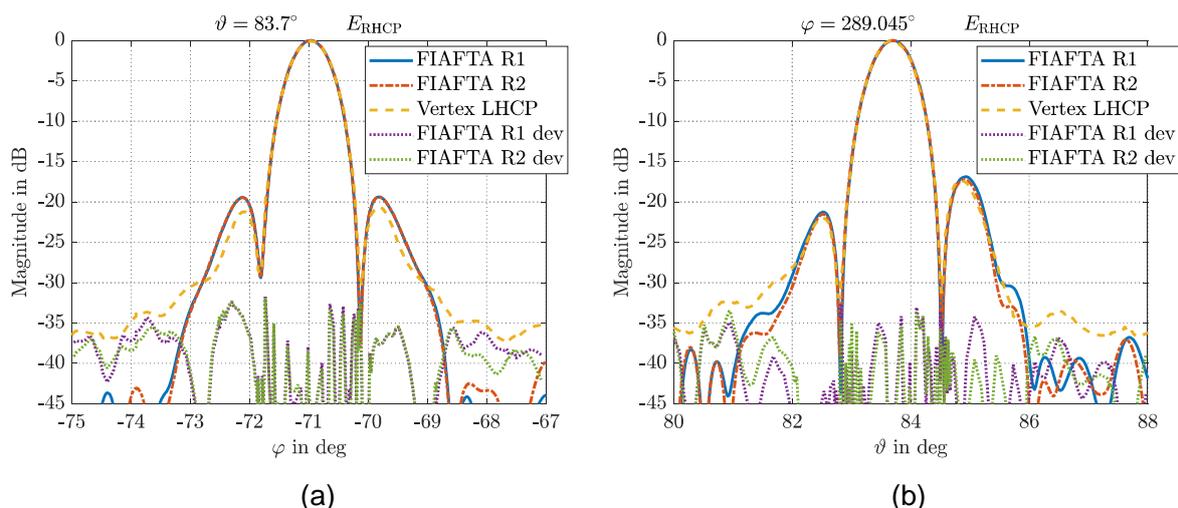


Abbildung 7-23: Fernfeldschnitte der transformierten Nahfelddaten bei rechtszirkularer Transmission der AUT. (a) Horizontalschnitt. (b) Vertikalschnitt.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Mit LARISSA-II vollzog sich ein erster Schritt von Entwicklungen kritischer Schlüsseltechnologien auf Subsystemebene hin zu Entwicklungen auf Systemebene für ein drohnenbasiertes Antennenmesssystem und dessen Einsatz.

Als kritische Subsysteme können hierbei die laserbasierte und kohärente Übertragung von Hochfrequenzsignalen und die phasenlosen Feldtransformationen in komplementärer Weise betrachtet werden.

Bei den Entwicklungsarbeiten des laserbasierten Übertragungssystems vollzog sich ein erster Schritt hin zu einer Anwendung in ein drohnenbasiertes Antennensystem durch die Implementierung einer autarken Laserstrahlnachführung und deren Integration in ein für den Außen- und Drohneinsatz taugliches Gehäuse. Ferner wurde das Laser Terminal mit einer Laser Ranging Funktion ausgestattet, welche die Länge des signalübertragenden Laserstrahl genau vermisst und somit zusätzliche wertvolle Information zur Berechnung des Phasengangs durch die laufend sich ändernde Laserstrahllänge zwischen dem Bodenterminal und der sich bewegendem Drohne liefert.

Für einen Messeinsatz der Laser Terminals mittels Drohne im Außenbereich bedarf es jedoch noch weiterer Entwicklungsschritte. Hierzu zählt die Miniaturisierung und Integration der Laser Terminal Elektronik in das Terminalgehäuse, sowie die Tracking Eigenschaften des Laserstrahls an die dynamischen Flugbewegungen der Drohne anzupassen und die Robustheit gegen Tages- bzw. Sonnenlicht zu erhöhen. Ziel eines möglichen Anschlussvorhabens sollte auch eine flugtechnische Erprobung sein.

Erste Schritte auf Applikations- bzw. Messsystemebene gab es in LARISSA-II bereits bei den für die phasenlose Nahfeld-Fernfeldtransformation benötigten Nahfelddaten. Hierfür wurden Nahfeldmessversuche durch Drohnenbefliegungen vor der GSOC S67 Antenne in Weilheim unternommen. Bei diesen Messversuchen wurden wichtige Erfahrungen gesammelt hinsichtlich weiteren Entwicklungsbedarfs zur Erreichung höherer Zuverlässigkeiten und Optimierungen am gesamten Messprozess.

Zusätzlicher Entwicklungsbedarf wurde identifiziert in den Bereichen Alignment, Kalibrierung, Unterdrückungen von Störungen aus dem Umfeld, alternative Sondenkonzepte unter Vermeidung aufwendiger Kalibrierungen, Reduktion der von den Nahfeld-Fernfeld Transformationen geforderter notwendigen Messpunktdichten und Steigerung der Drohnenanforderungen hinsichtlich längerer Flugdauer und Lagestabilitäten vor allem hinsichtlich Windverwirbelungen an der Testantenne.

Es hat sich gezeigt, dass der Erkenntnisgewinn durch die Flugerprobung und die Anwendung der entwickelten Schlüsseltechnologien für die drohnenbasierte Antennenmesstechnik sehr hoch und wichtig war, um auch für mögliche Anschlussvorhaben die richtigen Schwerpunkte zu setzen.

Die drohnenbasierte Antennenmesstechnik kann als Technologietreiber betrachtet werden mit Spin-Off Potenzial auch für die konventionelle Antennenmesstechnik. So stellt der Einsatz von Drohnen in der Antennenmesstechnik unvergleichbar höhere Anforderungen an die Messeffizienz bedingt durch die limitierten Flugzeiten der Drohnen, aber auch durch die wesentlichen größeren Messobjekte im Aussenbereich.

Von Entwicklungen zur Effizienzsteigerung der Nahfeldmessungen z.B. durch Ausdünnung der zu messenden Nahfeldmesspunkte und Beschleunigung der Feldtransformationszeiten

können nahezu alle gegenwärtigen Nahfeldantennenmessungen profitieren, aber auch zukünftige Antennenmessanwendung wie z.B. bei der Serienproduktion von Satelliten im Rahmen von New Space.

Es werden aber auch Bereiche ausserhalb der Antennenmesstechnik adressiert, wie z.B. die Entwicklung von kleinen Laser Terminals, die für andere Drohnen-, bzw. Luft- und Raumfahrtanwendungen von Interesse sind.

Wie bei allen innovativen und multidisziplinären Technologieansätzen ist auch bei der drohnenbasierten Antennenmesstechnik die Entwicklungskontinuität ein wichtiger Schlüssel für den Erfolg derartiger Bemühungen.



Abbildung 8-1: Messtechnische Verifikation des 3D Antennen-Fernfeldes einer Satellitenbodenstationsantenne basierend auf LARISSA Technologien

- Ende des Dokuments -