

Diversity-Konzepte für den Empfang von Diensten des digitalen Satellitenfunks

M.Sc. Sebastian Matthe

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

DOKTOR-INGENIEURS

angenommenen Dissertation.

Gutachter:

1. Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier
2. Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Die Dissertation wurde am 19.04.2023 bei der Universität der Bundeswehr
München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik am 19.09.2023 angenommen. Die mündliche Prüfung fand
am 20.09.2023 statt.

Vorwort

Diese Arbeit entstand während meiner wissenschaftlichen Arbeit am Institut für Hoch- und Höchsthfrequenztechnik der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Universität der Bundeswehr München.

An dieser Stelle möchte ich einen besonderen Dank an Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Stefan Lindenmeier aussprechen, der mir nicht nur die Erstellung dieser Dissertation an seinem Institut ermöglichte, sondern mir stets mit Rat und Tat zur Seite stand. Durch seine wertvollen Anregungen, Ideen und die stets konstruktive und intensive Unterstützung blieb im Rahmen dieser Arbeit praktisch kein Problem ungelöst. Das erfolgreiche Forschungsergebnis ist insbesondere ein Resultat dieser fruchtbaren Zusammenarbeit.

Weiterhin bedanke ich mich herzlich bei Prof. Dr.-Ing. habil. Wilfried Pascher sowie den Herren Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. Leopold Reiter und Apl. Prof. Dr.-Ing. habil. Jochen Hopf. Sie standen mir mit Ihrem großen Erfahrungsschatz stets hilfreich zur Seite.

Besonderen Dank richte ich auch an meinen Kollegen Herrn Dr.-Ing. Simon Senega, der mir oft mit konstruktiven Anregungen in allen Disziplinen der wissenschaftlichen Arbeit unter die Arme griff.

Bei der Erstellung der einzelnen Schaltungen sowie des gesamten Systemdemonstrators profitierte ich sehr von der fachlichen Kompetenz der Werkstattmitarbeiter Herrn Oliver Kindt, Frau Sandra Hierlmeier und Frau Nicole Lach. Die Sekretärin des Instituts Frau Marion Schmitt stand mir bei allen administrativen Aufgaben außerordentlich tatkräftig zur Seite. Ihre freundschaftliche und liebevolle Art war mir Rückhalt und Motivation zugleich, sowohl in dienstlichen als auch persönlichen Belangen.

Bei allen Studenten, die mich mit ihren Studien-, Bachelor- oder Masterarbeiten durch Simulationen, Aufbauten und Messungen unterstützt haben, will ich mich an dieser Stelle ebenfalls bedanken.

Zurückblickend habe ich die Zeit am Institut für Hoch- und Höchsthfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München sehr genossen. Trotz der teilweise sehr intensiven Arbeit, überwiegen die positiven Erinnerungen an diesen Ort und an jene Menschen, die dieser Tage an meiner Seite wirkten deutlich.

Bautzen, 10. April 2023

Sebastian Matthie

Abkürzungsverzeichnis

AUT	Antenna under Test
BDS	BeiDou Navigation Satellite System
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
DGNSS	Differential GNSS
DLL	Delay-Lock Loop
ECC	Envelope Correlation Coefficient
GDOP	Geometric Dilution of Position
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
GSA	European GNSS Agency
GUI	Graphic User Interface
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LDS	Laser Direkt Strukturierung
LHCP	Left Hand Circular Polarisation
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line of Sight
MEO	Medium Earth Orbit
MID	Molded Interconnect Device
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
PCB	Printed Circuit Board
PDOP	Position Dilution of Precision
PPS	Precise Positioning Service
PRN	Pseudo Random Noise
QZSS	Quasi-Zenit-Satelliten-System
RHCP	Right Hand Circular Polarisation
SBAS	Satellite-Based Augmentation Systems
SDARS	Satellite Digital Audio Radio Service

SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SPS	Standard Positioning Service
UERE	User Equivalent Range Error
XPD	Cross Polarization Discrimination

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Zusammenfassung	1
1.1	Hintergrund	1
1.2	Gliederung und Zusammenfassung	3
1.3	Abstract - Outline and Summary	5
2	Stand der Technik	9
2.1	Satellitennavigationsdienste	9
2.1.1	Global Navigation Satellite System (GNSS)	9
2.1.2	Herausforderungen der mobilen Satellitennavigation	11
2.1.3	Zielsetzung für das mobile Empfangssystem	12
2.2	Satellitengestützte digitale Hörfunkdienste	12
2.2.1	Satellite Digital Audio Radio System (SDARS)	12
2.2.2	Herausforderungen des mobilen Satellitenradioempfangs	13
2.3	Einzelantennen für den Empfang des Satellitenfunks	13
2.3.1	Antennen auf blechbasierter Fertigung	13
2.3.2	Skarabäus-Ringantenne	14
2.3.3	Schleifenantenne	16
2.4	Kompakte Mehr-Antennen-Sets	16
2.5	Antennen-Diversity	17
2.5.1	GNSS-Diversity	18
2.5.2	SDARS-Diversity	19
2.6	Anforderungen an Diversity-Antennen	20
2.7	Ziel der Arbeit	21
3	Szenarien digitaler Satellitenkommunikation für den mobilen Empfang	23
3.1	Allgemeine Grundlagen	23
3.1.1	Koordinatensystem	23
3.1.2	Antenneneigenschaften	23
3.1.3	Entkopplung von Einzelantennen	31
3.1.4	Diversity-Methoden	34
3.2	Empfangsszenario bei Satellitennavigationsdiensten	36
3.2.1	Empfangsrichtung	36
3.2.2	Positionsberechnung und Fehlerquellen	37
3.2.3	Kalman-Filterung	40
3.2.4	Einfluss von Reflexionssignalen auf Ortungsgenauigkeit	41
3.2.5	Möglichkeiten der Vermeidung des Mehrwege-Empfangs	48
3.2.6	Mehrbandigkeit zur Verhinderung atmosphärischer Effekte	48

3.3	Empfangsszenario bei satellitengestützten digitalen Hörfunkdiensten	49
3.3.1	Empfangsrichtung	49
3.3.2	Empfangsleistung und Rauschen	50
3.3.3	Möglichkeiten der Verbesserung	51
4	Untersuchung neuer Antennen und Antennenkombinationen für den hochperformanten Satellitenempfang	53
4.1	Einzelantennen	53
4.1.1	Skarabäus-Ringantenne	53
4.1.2	Dualband-Ringantenne	57
4.1.3	Linearpolarisierte Schleifenantenne	76
4.2	Mehr-Antennen-Sets	81
4.2.1	Dualband-Set	83
4.2.2	Schalt-Polarisations-Set	98
4.2.3	3-Antennen-Set für SDARS	109
4.2.4	3-Antennen-Set auf MID für GNSS	115
4.2.5	3-Antennen-Set auf MID für SDARS	127
5	Diversity-Ansätze zur Empfangsoptimierung bei digitalem Satellitenfunk	137
5.1	Empfangsoptimierung bei GNSS	137
5.1.1	Rechnergestütztes Beamforming	138
5.1.2	Möglichkeiten und Grenzen der Empfangsoptimierung	144
5.2	Empfangsoptimierung bei SDARS	147
6	GNSS-Diversity-Testdemonstrator	149
6.1	Aufgaben und Herausforderungen	149
6.2	Aufbau	151
6.2.1	Mehr-Antennen-Set	153
6.2.2	HF-Komponenten	155
6.2.3	DC-Steuerungskomponenten	164
6.2.4	Mess- und Testequipment	165
6.3	Vorbereitung und Fernfeldmessungen	165
6.3.1	Praktische Justierung	165
6.3.2	Fernfeldmessung	166
6.3.3	Quasi-Dämpfung	169
6.4	Feldmessungen	171
6.4.1	Ortung von Reflexionssignalen	171
6.4.2	Identifikation stark verfälschter Signale	172
6.5	Einordnung der Messergebnisse	175
7	Kompakter SDARS-Testdemonstrator	177
7.1	Aufbau und Erweiterung des bestehenden Systems	177
7.2	Kompaktes Drei-Antennen-Set	178
7.2.1	Die SDARS-Diversity-Schaltung	179

7.2.2	Resultierende Richtcharakteristik	180
7.3	Feldmessungen	181
7.3.1	Empfangsuntersuchung auf dem Armaturenbrett	183
7.3.2	Empfangsuntersuchung an der vorderen Dachkante	184
7.4	Einordnung und Vergleich der Messergebnisse	185
8	Ausblick	187
	Literatur	189

1 Einleitung und Zusammenfassung

1.1 Hintergrund

Seit ihrer Erfindung Ende des 19. Jh. hat sich die Funktechnik, welche insbesondere über den Rundfunk große Verbreitung gefunden hat, zu einem gigantischen Massenmedium entwickelt. Sie ist mit Ihren vielfältigen täglichen Anwendungen aus dem heutigen Alltag nicht mehr wegzudenken. Dabei hat sich der Rundfunk über die Jahre von einer reinen analogen Ton-Übertragung zu einem multimedialen digitalen Unterhaltungsangebot entwickelt, welches ein großes Frequenzspektrum elektromagnetischer Strahlung beansprucht. Die heutzutage verfügbaren Dienste offerieren Ton-, Fernseh-, Text- und allgemein Daten-Übertragung und sind durch die Möglichkeit der Verschlüsselung teilweise nur gegen Gebühren nutzbar. Dazu zählt beispielsweise das US-amerikanische Satellitenradio: Satellite Digital Audio Radio Service (SDARS). Dieser Dienst ist an nahezu allen Orten in den USA seit 2001 empfangbar und offeriert dem Nutzer seither eine Vielzahl von Kanälen qualitativ hochwertiger Audio-Unterhaltung. Neben dem reinen Unterhaltungsangebot ermöglicht der digitale Satellitenfunk zusätzlich eine Positionierung und Navigation mithilfe der Dienste des sogenannten Global Navigation Satellite System (GNSS). In fast jedem heutzutage produzierten Mobiltelefon wird ein Empfangssystem zur Satellitennavigation integriert. Dabei liegt der Vorteil des Satellitenfunks gegenüber dem rein terrestrischen Funk vor allem in der Abdeckung eines viel größeren Sendegebiets durch einen einzigen Sender. Während bei terrestrischen Funksystemen eine umfangreiche und kostenintensive Sendeinfrastruktur aus zahlreichen Sendern nötig ist, genügt beim Satellitenfunk der Einsatz weniger Sender. Gerade entlegene ländliche Gebiete zeichnen sich einerseits durch mitunter dicht bewaldetes und zerklüftetes Gelände und andererseits durch wenige Abonnenten aus, die die hohen Kosten zur Errichtung und zum Betrieb der benötigten Sendeinfrastruktur für die Bereitstellung eines Funkdienstes finanziell rechtfertigen. Um der dort dennoch existierenden Nachfrage an Radio- und anderen Funkdiensten gerecht zu werden, gilt es das Verhältnis zwischen der Größe des Empfangsgebiets und den Kosten für die Sendeinfrastruktur deutlich zu erhöhen. Das gelingt ausschließlich auf Basis erhabener Sendeorte, die in großer Entfernung über dem Sendegebiet stehen, was durch die Satellitentechnik ermöglicht wird. Gerade im dünn besiedelten Zentrum der USA kann durch den Einsatz zweier geostationärer Sende-Satelliten eine gute Funkabdeckung erreicht und somit kostengünstig vielen Nutzern der Radioempfang ermöglicht werden. Bei GNSS müssen systembedingt mindestens vier aus unterschiedlichen Richtungen eintreffende Signale empfangen werden, um eine unabhängige Positionsberechnung vollziehen zu können. Um dieses Angebot jedem Nutzer an jedem Ort weltweit zu ermög-

lichen ist nicht zuletzt aufgrund nationaler Befindlichkeiten der Einsatz von Satellitenfunk unumgänglich. Dieses Angebot kann durch ein Netzwerk regelmäßig angeordneter, die Erde umkreisender Medium-Earth-Orbit-Satelliten (MEO) fast an jedem Ort sichergestellt werden. Nach genanntem Verfahren existieren derzeit bereits mehrere international agierende unabhängige Satellitennavigationsdienste. Die einzelnen Dienste wie das Global Positioning System der Vereinigten Staaten (GPS), das Globale Satellitennavigationssystem der Russischen Föderation (GLONASS) und das Satellitennavigationssystem BeiDou der Volksrepublik China können mithilfe moderner GNSS-Empfänger kombiniert werden, was das Angebot verschiedener Empfangssignale an jedem Ort deutlich erhöht. Das in den nächsten Jahren in die kommerzielle Nutzung gehende europäische GALILEO-System wird dieses Angebot noch weiter vergrößern.

Die großen technischen Erfolge bei der Verstärkertechnik und der Signalaufbereitung haben in den vergangenen Jahren auch auf dem Gebiet der Antennenforschung zu weitreichenden Innovationen geführt. Insbesondere die Nutzbarkeit von Mikrowellen-Frequenzbändern spielen seit den 1980er Jahren eine erhebliche Rolle im Bereich des satellitengestützten Rundfunks [16]. Die damit einhergehenden relativ kleinen Wellenlängen (z.B. Dezimeterwelle) ermöglichen die Gestaltung entsprechend kleiner und kompakter Empfangsantennen, die besonders für den mobilen Empfang in und an Fahrzeugen wesentlich zum Einsatz kommen. Trotz dieser guten Voraussetzungen herrscht in der Fahrzeugindustrie ein hoher Innovationsanspruch. Es sollen möglichst viele Empfangsantennen unterschiedlicher Kommunikations- und Rundfunkdienste an möglichst einem Aufbauort untergebracht werden. Mit Blick auf das Fahrzeug-Design sollten Antennen möglichst klein ausgeführt und entweder unter einer optisch ansprechenden Haube oder ganz unsichtbar am Fahrzeug angebracht werden. Darunter sollte die Empfangs-Qualität möglichst nicht leiden oder sogar relativ zu Referenzantennen für bestimmte Raumwinkel verbessert werden. Diese Ansprüche führen bei der Antennengestaltung unweigerlich zu einem Kompromiss zwischen Antennengröße und Empfangsqualität. Die mitunter sehr restriktiven Vorgaben der Fahrzeugindustrie haben in den vergangenen Jahren aber auch zu vielen Erkenntnissen bei der Gestaltung effektiver Kompaktantennen geführt [43]. Diese Arbeit beschäftigt sich einerseits mit der Gestaltung neuartiger Kompaktantennen auf dem Gebiet des digitalen Satellitenfunks als auch mit der konstruktiven Kombination von Einzelantennen in kompakten Sets zur Erfüllung spezieller Aufgaben der einzelnen Satellitenfunkdienste.

Umfeld der Arbeit

Um im Fahrzeug Satellitennavigation zu ermöglichen, werden typischerweise kompakte aktive Einzelantennensysteme eingesetzt. Die räumlichen Möglichkeiten zur Unterbringung dieser Antennen, beispielsweise unter einer Kunststoffhülle auf dem Fahrzeugdach sind zwar umfangreicher als bei Mobiltelefonen, genügen jedoch nicht für hochpräzise Empfangssysteme, wie sie typischerweise bei geodäti-

schen Messungen eingesetzt werden. Der dennoch sehr hohe Anspruch an Präzision kombiniert mit dem Willen, immer mehr Funkdienste innerhalb der Fahrzeuge bereitzustellen, führt gerade im Umfeld des mobilen Satellitenfunkempfangs am Fahrzeug zu großen Herausforderungen hinsichtlich der Unterbringung mehrerer Empfangsantennen an einem Einbauort. Der Drang, diesen hohen qualitativen und quantitativen Ansprüchen gerecht zu werden, stellt die Ausgestaltung mobiler Antennensysteme an Fahrzeugen stets vor neue Herausforderungen. Die großen Herstellung-Stückzahlen erfordern zudem möglichst einfache und kostengünstige Herstellungsmethoden.

1.2 Gliederung und Zusammenfassung

Nach der Einleitung und Zusammenfassung wird im Kapitel 2 der Stand der Technik erläutert. Es werden dabei verschiedene der Arbeit zugrunde liegende Antennenformen vorgestellt sowie bereits erforschte und realisierte kompakte Mehr-Antennen-Sets erwähnt. Neben der Komponente der Empfangsantenne werden bereits bekannte Diversity-Ansätze sowie -Schaltungen erläutert.

Im Kapitel 3 werden allgemeine mathematische Rahmenbedingungen definiert, technische Grundlagen gelegt als auch Antennen- und Diversity-Begriffe erklärt. Dabei werden die Wirkungsweisen der Satellitenfunksysteme SDARS und GNSS näher erläutert sowie die anfangs erwähnten Problemstellungen genauer beschrieben. Es wird herausgearbeitet, dass sich für beide betrachteten Satellitenfunksysteme die erarbeiteten systemspezifischen Problemstellungen mithilfe von kompakten Mehr-Antennen-Sets in ihrer Wirkung reduzieren lassen. Weiterhin wird gezeigt, wie Diversity-Systeme am Empfangsort sowohl bezüglich SDARS als auch GNSS agieren müssen, um eine größtmögliche Wirkung zu erzielen. Während sich bei einem SDARS-Diversity-System durch etablierte Kombinationstechniken wie Equal-Gain-Combining oder Scan-Phased-Diversity Signalausfallzeiten (sog. „Mute-Zeiten“) reduzieren lassen, können bei einem GNSS-Diversity-System mithilfe intelligenter, durch den Empfänger gesteuerter Algorithmen störende Reflexionspfade unterdrückt werden.

Das Kapitel 4 fasst sämtliche im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Antennenkonzepte zusammen. Hierbei werden sowohl Einzelantennen als auch kompakte Mehr-Antennen-Sets erläutert. Es wird die Funktionsweise der hochperformanten Antennenformen erklärt, aus denen sich die Mehr-Antennen-Sets zusammensetzen. Die gestalteten Mehr-Antennen-Sets bilden die Grundlage für die Verwendung in GNSS- und SDARS-Diversity-Testschaltungen. Hierbei wurden insbesondere einfache und kostengünstige Aufbaumethoden untersucht. Für den mobilen Empfang von GNSS-Signalen am Fahrzeug wird in 4.2.1 ein zweibandfähiges Antennen-Set mit drei linear unabhängigen Einzelsignalpfaden und Außenabmessungen von $42 \times 42 \times 20 \text{ mm}^3$ vorgestellt. Die realisierten Gewinne der

Einzelantennen betragen sowohl im L1- als auch im L2-Band in ihren jeweiligen Hauptstrahlrichtungen 0 bis 3,5 dBi. Außerdem wird damit breitbandig eine hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) von mindestens 10 dB erreicht.

Für den Empfang des SDARS wird im Kapitel 4.2.3 ein neuartiges Drei-Antennen-Set vorgestellt, bei dem die drei Einzel-Blechantennen derart in eine Kunststoffhülle gesetzt werden können, dass sie nach Außen gegen elektrostatische Entladung gesichert werden. Das $52 \times 52 \times 15 \text{ mm}^3$ große Set wurde für einen hochwertigen Empfang auf einer kleinen Massefläche von $75 \times 75 \text{ mm}^2$ optimiert, die als kompakter Sockel ausgestaltet, parallel als Montageblech für das Set fungiert. Es werden für alle Einzelantennen realisierte Gewinne von 0 - 4,5 dBi erreicht.

Neben der Gestaltung neuer Antennen-Sets stand die Weitererforschung neuartiger Herstellungstechnologien im Fokus dieser Arbeit. Diesbezüglich wurde die Gestaltung von Antennen-Sets auf Basis eines Molded Interconnect Device (MID) untersucht. Während im Kapitel 4.2.4 ein Antennen-Set für den GNSS-Empfang mithilfe einer ProtoPaint-Lackierung kreiert wurde, dokumentiert das Kapitel 4.2.5 die Erstellung einer MID-Struktur mithilfe einer gewöhnlichen Industriefräse, um eine alternative Herstellungsform für die typischerweise eingesetzte, sehr kostenintensive Spritzgusstechnik zu untersuchen. Mit beiden Ansätzen ließ sich ein weitgehend reproduzierbarer Aufbau erzeugen.

Sämtliche betrachteten Ansätze von Mehr-Antennen-Sets sind durch ihre einfache Herstellungsweise, mit Blick auf eine Produktion großer Stückzahlen für die Fahrzeugindustrie, kostengünstig produzierbar. Bezüglich ihrer äußeren Abmessungen überragen sie typische Einzelantennensysteme nicht wesentlich, was die Möglichkeiten eines Einsatzes dieser Sets an Fahrzeugen nicht einschränkt.

Zur Überleitung in erste praktische Realisierungen und Untersuchungen kompakter Diversity-Systeme werden im Kapitel 5 zunächst theoretische Grundlagen sowie wichtige Rahmenbedingungen erläutert. Sowohl für GNSS als auch für SDARS werden individuelle technische Ansätze erarbeitet, um eine Empfangsverbesserung gegenüber einem Einzelantennensystem zu erreichen.

Im Kapitel 6 wird ein Testdemonstrator für ein GNSS-Diversity-System vorgestellt, das für die Verstärkung, Phasenverschiebung und Kombination von bis zu drei Einzelantennensignalen gestaltet wurde. Der Testdemonstrator ist derart gestaltet worden, dass er mobil für Freifeldmessungen verwendet werden kann. Ferner wird ein Testaufbau präsentiert, bei dem das Diversity-System mit einem Drei-Antennen-Set verbunden ist und mithilfe extern angeschlossener GNSS-Empfänger und eines Laptops, Datenanalyse und manuelle Justierung der Diversity-Schaltung ermöglicht wird. Zur Steuerung der Diversity-Schaltung wurde ein Mikrocontroller ergänzt für den ein einfaches Steuerungsprogramm erstellt wurde. In ersten Feldtests werden die Funktionsfähigkeit des Demonstrators gezeigt sowie GNSS-Diversity-Ansätze praktisch untersucht. Durch zwei verschiedene techni-

sche Ansätze gelang eine praktische Identifizierung von Reflexionssignalen. Mit der Diversity-Testschaltung konnte die Funktions- und Einsatzfähigkeit eines in dieser Arbeit gestalteten Mehr-Antennen-Sets gezeigt werden.

Im Kapitel 7 wird ein im Rahmen dieser Arbeit gestaltetes Antennen-Set mit einer kompakten Diversity-Schaltung eines parallelen Forschungsprojekts zu einem SDARS-Antennen-Diversity-System zusammengeführt. Der Testdemonstrator wurde sowohl in Labor- als auch Freifeldtests untersucht. Es konnte hierbei eine deutliche Erhöhung der Signalverfügbarkeit gegenüber einem typischen Einzelantennensystem gezeigt werden.

1.3 Abstract - Outline and Summary

After the introduction and summary, the state of the art is explained in Chapter 2. Various antenna forms on which the work is based are presented and compact multi-antenna sets that have already been researched and implemented are mentioned. In addition to the receiving antenna component, well-known diversity approaches and circuits are explained.

In Chapter 3, general mathematical framework conditions are defined, technical basics are laid and antenna and diversity terms are explained. The modes of operation of the SDARS and GNSS satellite radio systems are explained and the problems mentioned at the beginning are described in more detail. It is shown that for both satellite radio systems under consideration, the identified system-specific problems can be reduced in their impact using compact multi-antenna sets. Furthermore, it is shown how diversity systems at the receiving location must act with regard to both SDARS and GNSS in order to achieve the greatest possible effect. While signal downtimes (so-called “mute times”) can be reduced in an SDARS diversity system using established combination techniques such as equal gain combining or scan phased diversity. In a GNSS diversity system, through the Receiver-controlled algorithms disruptive reflection signal paths are suppressed by intelligent steering.

Chapter 4 summarizes all antenna concepts examined in this work. Both individual antennas and compact multi-antenna sets are explained here. The functionality of the high-performance antenna shapes that make up the multi-antenna sets is explained. The designed multi-antenna sets form the basis for use in GNSS and SDARS diversity test circuits. In particular, simple and cost-effective construction methods were examined. For mobile reception of GNSS signals on vehicles, Chapter 4.2.1 presents a dual-band antenna set with three linearly independent individual signal paths and external dimensions of $42 \times 42 \times 20 \text{ mm}^3$. The realized gains of the individual antennas are from 0 to 3,5 dBi for L1 and L2 band in their respective main beam directions. In addition, a high cross-polarization

discrimination (XPD) of at least 10 dB is achieved across a wide band.

For the reception of SDARS, a new type of three-antenna set is presented in Chapter 4.2.3, in which the three individual sheet metal antennas can be placed under a plastic cover in such a way that they are protected against electrostatic discharge from the outside. The $52 \times 52 \times 15 \text{ mm}^3$ set was optimized for high-quality reception on a small surface area of $75 \times 75 \text{ mm}^2$, which is designed as a compact base and acts as a mounting plate for the set. Realized gains of 0-4,5 dBi are achieved for all individual antennas.

In addition to the design of new antenna sets, the focus of this work was on further research into novel manufacturing technologies. In this regard, the design of antenna sets based on an MID was examined. While in Chapter 4.2.4 an antenna set for GNSS reception was created using ProtoPaint painting, Chapter 4.2.5 documents the creation of an MID structure using an ordinary industrial milling machine in order to investigate an alternative form of production for the typically used, very cost-intensive injection molding technology. Both approaches made it possible to create a largely reproducible structure.

All approaches to multi-antenna sets considered can be produced cost-effectively due to their simple manufacturing process, with a view to producing large quantities for the vehicle industry. In terms of their external dimensions, they do not significantly tower over typical individual antenna systems, which does not limit the possibilities of using these sets on vehicles.

In order to transition to the first practical implementations and investigations of compact diversity systems, theoretical basics and important framework conditions are explained in Chapter 5. Individual technical approaches are being developed for both GNSS and SDARS in order to achieve an improvement in reception compared to a single antenna system.

Chapter 6 presents a test demonstrator for a GNSS diversity system designed to amplify, phase shift and combine up to three individual antenna signals. The test demonstrator has been designed in such a way that it can be used mobile for open-field measurements. Furthermore, a test setup is presented in which the diversity system is connected to a three-antenna set and enables data analysis and manual adjustment of the diversity circuit using externally connected GNSS receivers and a laptop. To control the diversity circuit, a microcontroller was added for which a simple control program was created. In initial field tests, the functionality of the demonstrator will be showed and GNSS diversity approaches will be examined in practice. Practical identification of reflection signals was achieved using two different technical approaches. The diversity test circuit was used to demonstrate the functionality and usability of a multi-antenna set designed in this work.

In Chapter 7, an antenna set designed as part of this work is combined with a compact diversity circuit from a parallel research project to form an SDARS antenna diversity system. The test demonstrator was examined in both laboratory and field tests. A significant increase in signal availability compared to a typical single antenna system was demonstrated.

2 Stand der Technik

2.1 Satellitennavigationsdienste

Als Mitte der 1990er Jahre erste erfolgreiche Testfahrten autonom fahrender Fahrzeuge gelangen [67], forcierten die Fahrzeughersteller ihre Bemühungen serienmäßige autonom fahrende Fahrzeuge als auch Fahrerassistenzsysteme zu entwickeln. Mit den Errungenschaften in dieser Technologie gehen auch immer höhere Ansprüche an die Sensor- und Navigationstechnik einher. Bereits in heutigen serienmäßigen Fahrzeugen unterstützen viele verschiedene technische Systeme den Fahrer bei der Erkennung von Hindernissen und bei der Navigation [5]. Dabei warnen optische und auf Radar basierenden Sensorsysteme bei akuten Hindernissen bis hin zur automatischen Auslösung der Bremsen. Sogenannte odometrische Systeme unterstützen in Kombination mit Satellitennavigationsdiensten bei der Orientierung und Navigation im Gelände. Mittlerweile operieren mehrere internationale Satellitennavigationsdienste parallel im sogenannten GNSS. Neuartige GNSS-Empfänger sind in der Lage die Satellitensignale aller Dienste des GNSS in einer gebündelten Positionsberechnung zusammenzuführen. Neben der weltweit nahezu lückenlosen Versorgung mit Satellitennavigation bietet die gleichzeitige Berechnung mehrerer empfangener Dienste die Möglichkeit einer konstruktiven Kombination der Signale und führt damit zu einer präziseren Positionsberechnung. Allgemein geht es aber um die technische Kombination aller Satellitennavigationsdienste die weltweit GNSS oder regional (RNSS) [63] verfügbar sind. Dazu zählen beispielsweise das Satellite-Based Augmentation Systems (SBAS), das mithilfe geostationärer Satelliten Zusatzinformationen, wie aktuelle atmosphärische Kanaleigenschaften bereitstellt oder das japanische Quasi-Zenit-Satelliten-System (QZSS) [38].

2.1.1 Global Navigation Satellite System (GNSS)

Das Global Navigation Satellite System GNSS oder auf deutsch Globales Navigationssatellitensystem ist ein Sammelbegriff der vier international agierenden Betreiberorganisationen von Navigationssatelliten. Diese sind im Einzelnen das NAVSTAR Global Positioning System (GPS) der Vereinigten Staaten von Amerika, das Globale Satellitennavigationssystem der Russischen Föderation, das Galileo der Europäischen Union und das BeiDou der Volksrepublik China.

Global Positioning System (GPS)

Das Navigational Satellite Timing and Ranging – Global Positioning System (NAVSTAR GPS) wurde am 17.07.1995 offiziell und vollumfänglich in Betrieb

genommen. Auf sechs jeweils um 55° gegenüber dem Äquator geneigten Umlaufebenen verlaufen in der Basiskonstellatation jeweils vier Navigationssatelliten. In der aktuellen Konstellation können bis zu sechs zusätzliche Satelliten betrieben werden [84]. Die Satelliten verlaufen im Medium Earth Orbit (MEO) auf mit einer relativ konstanten Entfernung zur Erdoberfläche von ca. 20 200 km. Allgemein wird nach zwei Dienstklassen unterschieden: dem Standard Positioning Service (SPS) für die öffentliche Nutzung und dem Precise Positioning Service (PPS) für die militärische Nutzung. Aktuell werden zivil nutzbare Signale in drei Frequenzbändern des L-Bandes abgestrahlt. Das L1-Band stellt mit dem L1C-Dienst auf der Trägerfrequenz 1,575 42 GHz die umfangreichsten Einsatzfähigkeiten bereit. Für hochgenaue Navigation steht mit dem L2C-Dienst im L2-Band mit einer Trägerfrequenz von 1,2276 GHz ein weiteres Frequenzband für die allgemeine zivile Nutzung zur Verfügung. Im L5-Band auf einer Trägerfrequenz von 1,176 45 GHz wird ein Navigationsdienst für den zivilen Luftverkehr und Rettungsdienst bereitgestellt.

Globales Satellitennavigationssystem (GLONASS)

Das „Global Navigation Satelliten System“ ist ein global und selbstständig agierendes Navigationssatellitensystem der Russischen Föderation, das am 24.09.1993 offiziell in Betrieb gegangen ist. Es besteht aus 21 Standardsatelliten sowie drei Reservesatelliten. Innerhalb des MEO mit einem Abstand von 19 100 km über der Erdoberfläche umkreisen die Satelliten auf drei um jeweils $64,8^\circ$ gegenüber dem Äquator geneigten Umlaufebenen die Erde. Die für die zivile Nutzung offerierten Hauptsignale werden auf den Trägerfrequenzen 1,602 GHz im L1-Band und 1,246 GHz im L2-Band gesendet. [6]

Beidou

Das Beidou (chin. „Großer Bär“) oder auch BeiDou Navigation Satellite System (BDS) ist ein global und selbstständig agierendes Navigationssatellitensystem der Volksrepublik China, das als Systemversion „Beidou 3“ am 27.12.2018 zunächst als Basisversion und am 31.07.2020 im vollständigen Systemumfang offiziell in Betrieb gegangen ist. In der aktuellen Konstellation stehen 31 BDS3-Satelliten (35 maximal vorgesehen) sowie 15 weitere BDS2-Satelliten des Vorgängersystems für den „Fundamental PNT Service“ zur Verfügung [1]. Im Einzelnen besteht das BDS3-System aus 27 MEO- (55° Inklination), 5 GEO- und 3 IGSO-Satelliten, die sich in einem Abstand von 21 500 km bis 36 000 km zur Erdoberfläche befinden. Innerhalb des L-Bandes werden die Trägerfrequenzen 1,575 42 GHz (B1-Band), 1,268 52 GHz (B2-Band) und 1,191 795 GHz (B3-Band) für die militärische und zivile Nutzung offeriert. [37]

Galileo

Galileo wird gegenwärtig als weltweit nutzbarer Satellitennavigationsdienst von der Europäischen Union errichtet. In der Zielkonstellation sollen 30 MEO-Satelli-

ten auf drei jeweils um 56° gegenüber dem Äquator geneigten Umlaufebenen mit einem Abstand von 23 260 km zur Erdoberfläche die Erde umkreisen. Der unreglementierte *Open Service* (OS) wird im L-Band innerhalb eines Frequenzbereichs von 1,563 bis 1,591 GHz und eines weiteren von 1,164 bis 1,214 GHz empfangen werden können. [33]

Jedes der genannten Systeme (folgend *Dienste* genannt) arbeitet grundsätzlich autark mit individueller Empfängertechnik. Da einerseits die meisten Dienste weltweit erreichbar sind und andererseits zu einer exakten Positionsbestimmung möglichst viele Satellitensignale aus unterschiedlichen Empfangsrichtungen betrachtet werden sollten (siehe 3.2.2), sind in den vergangenen Jahren jedoch sogenannte GNSS-Empfänger entstanden [3]. Diese sind in der Lage aus allen Diensten die mathematisch günstigsten Satelliten für die Positionsbestimmung auszuwählen. Besonders in dichten Städten oder gebirgigem Gelände, wo Satellitensignale teilweise stark abgeschattet werden, ist diese Vorgehensweise effektiv. Da zu einer eindeutigen Positionsbestimmung mindestens vier gleichzeitig empfangene Satellitensignale erforderlich sind, ist die Betrachtung aller Dienste in extrem dichten Empfangsszenarien mitunter sogar notwendig. Um Fehler einzelner Satellitensignale auszugleichen, kommen verschiedene mathematische Methoden zum Einsatz. Das umfangreiche Informationsangebot, das dem Empfänger durch GNSS bereitgestellt wird, ist hierbei besonders hilfreich und kann mitunter zu einer höheren Positionsgenauigkeit, als bei ausschließlicher Betrachtung eines einzelnen Dienstes führen [39].

2.1.2 Herausforderungen der mobilen Satellitennavigation

Die Aufgaben von Satellitennavigationssystemen sind sowohl für mobile als auch stationäre Empfänger grundsätzlich identisch. Es geht typischerweise um die Bestimmung der absoluten Position des Empfängers im dreidimensionalen Raum. Relative bekannte Hilfsgrößen wie Straßen auf der Erdoberfläche oder Abstände zu Referenzpunkten, wie bei dem sog. Differential GNSS (DGNSS), sind gerade bei der stationären Positionsermittlung hinzuzuziehen, um die Genauigkeit des Ergebnisses auf das gewünschte Maß zu erhöhen. Bei mobilen Empfangssystemen (zum Beispiel bei Fahrzeugen) können aus Kostengründen jedoch oft nur kleine und leistungsarme Empfängerchips mit einfachen Berechnungsalgorithmen verwendet werden. Die Berücksichtigung von SBAS sowie DGNSS ist deshalb meist keine Option. Dies reduziert folglich die potenzielle Positionsgenauigkeit im Vergleich zur stationären Messung erheblich¹. Neben den genannten Einschränkungen der Empfängerarchitektur steht bei der Konstruktion eines Fahrzeugs eher das Design und nicht der Wirkungsgrad der Antenne im Vordergrund. Auch hier müssen wegen stark begrenzten und für den Empfang ungünstig gelegenen Antennen-Bauräumen mitunter große Signalverluste in Kauf genommen werden.

¹Um ein Beispiel zu nennen: Der User Equivalent Range Error (UERE) bei modernen Standalone-Empfängern beträgt 7,2m und bei modernen DGNSS-Systemen 0,2m [40]

2.1.3 Zielsetzung für das mobile Empfangssystem

Mobile Empfangsantennen müssen, um heutigen Anforderungen der Fahrzeughersteller zu entsprechen, klein und kompakt sein. Um die Produktion großer Stückzahlen zu gewährleisten und durch wenig Arbeitsschritte Kosten einzusparen, ist ein einfacher und gut reproduzierbarer Aufbau erforderlich, der dennoch das nötige Maß an Stabilität gewährleistet. Verbindliche Spezifikationen der Fahrzeughersteller legen projektindividuelle Antenneneigenschaften bezüglich der Richtcharakteristik, der Reflexionsdämpfung, etc. fest. Um dem Nutzer möglichst viele Dienste zur Verfügung zu stellen, müssen Empfangsantennen typischerweise sehr breitbandig oder mehrbandig gestaltet werden.

Ziel der Arbeit war die Gestaltung und Untersuchung mehrere Konzepte von kompakten Einzelantennen sowie Mehr-Antennen-Sets. Es sollten dabei vor allem unterschiedliche Technologien betrachtet werden, die bei der Produktion großer Stückzahlen besonders effizient sind. Kern der Arbeit sollte jedoch die konstruktive Kombination von einander entkoppelten Einzelantennensignalen bilden. Je nach Anwendung ermöglichen verschiedene Diversity-Konzepte die Verbesserung der Antenneneigenschaften eines Diversity-Antennensystems gegenüber einer Einzelantenne. Im Rahmen der GNSS-Untersuchung dieser Arbeit liegt der Fokus auf der Reduzierung des Mehrwege-Empfangs, der besonders in dicht bebauten Städten vorkommt und negative Auswirkungen auf die Genauigkeit der berechneten Position hat.

2.2 Satellitengestützte digitale Hörfunkdienste

Neben den Ortungsdiensten werden auch für den Audioempfang häufig Satellitenfunkdienste verwendet.

2.2.1 Satellite Digital Audio Radio System (SDARS)

Aus den Firmen *Sirius Satellite Radio* und *XM Satellite Radio* ist im Jahr 2008 das gemeinsame Unternehmen *Sirius XM Holdings Inc.* hervorgegangen. Das US-Amerikanische Unternehmen bietet Kunden im nordamerikanischen Raum auf Basis zahlungspflichtiger Abonnements ein umfangreiches Angebot von mehr als 175 Audio-Kanälen [8]. Um die dafür nötige Funkabdeckung sicher zu stellen, setzt das Unternehmen aktuell zwei GEO-Satelliten ein, den *XM-4* und den *XM-5*, sowie in dichten Städten einige hundert terrestrische Sender [72]. Der *XM-4* befindet sich bei ca. 115,28° westlicher Länge, ca. 35 793 km über der Erdoberfläche und sendet konstant mit ca. 18 kW. Der *XM-5* befindet sich bei ca. 85,23° westlicher Länge, ca. 35 791 km über der Erdoberfläche und sendet konstant mit ca. 20 kW.² Das genutzte Frequenzspektrum im S-Band erstreckt sich von 2,32 bis 2,345 GHz und

²Die aktuellen Satelliten-Daten wurden am 07.10.2020 beim frei verfügbaren Online-Satelliten-Tracker unter <https://www.n2yo.com/> abgerufen.

gliedert sich in mehrere Unterbänder für die jeweiligen Satelliten sowie terrestrische Sender.

2.2.2 Herausforderungen des mobilen Satellitenradioempfangs

Trotz der umfangreichen terrestrischen Sendeinfrastruktur können vor allem in ländlichen Regionen der USA und Kanadas meist nur Satellitensignale flächendeckend empfangen werden. Umso nördlicher der Breitengrad des Empfangssystems, desto flacher über dem Horizont treffen die Satellitensignale ein. Trotz der geostationären Position der beiden Satelliten müssen die Antennen mobiler Empfangssysteme, beispielsweise an Fahrzeugen, Signale aus allen Azimutrichtungen gleichermaßen gut empfangen, da ihre Fahrtrichtung relativ zu den Satellitenpositionen beliebig und veränderlich ist. Besonders innerhalb von Wäldern müssen die Satellitensignale teils durch dichtes Laub sowie hügeliges oder zerklüftetes Terrain zur Empfangsantenne hindurch dringen. Dabei werden die Satellitensignale einerseits gedämpft und andererseits durch Mehrfachreflexion, -beugung und -streuung in viele verschiedene Signalpfade aufgespalten, die sich am Empfangsort teilweise destruktiv überlagern. Dies kann zu Fading-Effekten und zu Signalausfällen führen. Trotz umfangreicher Maßnahmen seitens des Netzbetreibers diese sog. Mute-Zeiten zu verringern, erhöht sich in einem typischen ländlichen, bewaldeten Empfangsszenario im nördlichen Zentrum der USA der Anteil der Signalausfälle im Vergleich zur fehlerfreien Übertragung auf ca. 5 % [15]. Unter ungünstigen Bedingungen, wie bei Niederschlag kann dieser Wert, der auch als Mute-Ratio bezeichnet wird, sogar noch deutlich höher ausfallen. Besonders für diese in großen Teilen des Sendegebiets auftretenden Empfangsszenarien gilt es technische Möglichkeiten zur Empfangsverbesserung zu generieren. Speziell geht es einerseits um die Erhöhung des SNR sowie allgemein um die Steigerung der Audioverfügbarkeit, beispielsweise durch Reduzierung des Einflusses von Fading-Effekten.

2.3 Einzelantennen für den Empfang des Satellitenfunks

2.3.1 Antennen auf blechbasierter Fertigung

Um Antennen in enge Bauräume zu integrieren, gilt es die bekannten resonanten Strukturen in kompakten Varianten auszuführen. Dafür bieten sich verschiedene Techniken an, wie Planarantennen auf Substraten oder Keramiken sowie gebogene Drahtstrukturen. Durch den Mobilfunk wurden seit den 1990er Jahren vielfach gebogene Blechantennen in die zunehmend flacheren Gehäuse integriert, sodass sie von außen nicht mehr identifizierbar wurden. Die einfach herstellbaren und gut reproduzierbaren Antennen können dreidimensional angelegt werden. In Abhängigkeit der Möglichkeiten zur Integration vertikaler Stützstrukturen kann auf dielektrische Trägermaterialien verzichtet werden, sodass die Antenne kaum Verluste aufweist. In der Abbildung 2.1 werden verschiedene Ausführungsvarianten

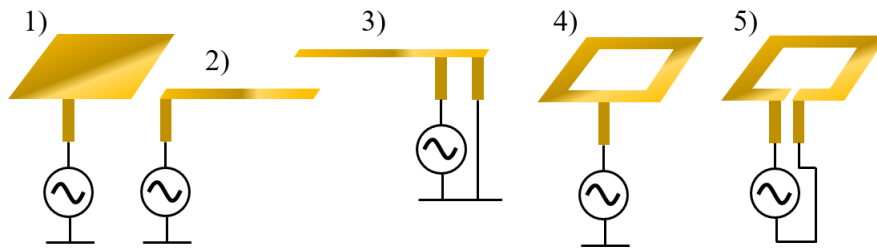


Abbildung 2.1: Typische Formen von Blechantennen sind 1) Patch 2) Monopol in L-Form, 3) Inverted-F Monopol, 4) Ringantenne und 5) Schleifenantenne.

kompakter Blechantennen zusammengefasst.

Eine einfache Ausführungsvariante einer kompakten Blechantenne ist ein in L-Form gebogener Monopol, der beispielsweise in Abhängigkeit einer Gehäusewand auch kurvig verlegt werden kann. Um den Strahlungswiderstand sowie die Standfestigkeit zu erhöhen, kann eine zusätzliche Massekontaktierung eingefügt werden. Eine konische oder pyramidenartige Ausführung des Strahlerelements, wie bei der sogenannten Nefer-Antenne [34, 19], ermöglicht den Empfang mit sehr großer Bandbreite. Für den Empfang des typischerweise zirkular polarisierten Satellitenfunks bieten sich vor allem resonante Ringstrukturen als Empfangsantennen an. Gerade in dicht arrangierten Einbausituationen sind Antennen häufig eng von verschiedenartigen Kunststoffen umschlossen, sodass eine höhere effektive relative Permittivität von $\epsilon_{\text{eff,r}} \approx 2..4$ im Nahfeld der Antenne vorliegt. Dadurch wird die elektrische Länge der Ringleitung erhöht, wodurch die Ringantenne mit einem deutlich kleineren Umfang als λ ausgeführt werden kann. Die geschlossene Ringstruktur wird typischerweise parallel gespeist, wobei sowohl vertikale Zuleitungen als auch induktiv verkoppelte Rampenleitungen [73] verwendet werden können. Wird der Ring unterbrochen und seriell gespeist, spricht man von einer Schleifenantenne [82].

2.3.2 Skarabäus-Ringantenne

Beim Skarabäus-Ringantennen-Konzept [43, 70, 62, 61, 60] handelt es sich um die erweiterte Form einer Ringantenne als kompakte und verlustarme Variante. Das sehr einfache Konzept der parallel angeregten Ringantenne wird um Parallelkapazitäten an den vier Eckpunkten des rechteckigen Rings ergänzt. Werden die Kapazitäten als Plattenkondensatoren mit der Umgebungsluft als Dielektrikum ausgeführt, so schwebt die Ringantenne quasi über der Massefläche. Bei diesem einfachen Aufbau wird die Speisung kapazitiv durch eine der vier Platten eingefügt. In Abbildung 2.2 wird ein schematischer Aufbau der Skarabäus-Antenne zur Veranschaulichung dargestellt.

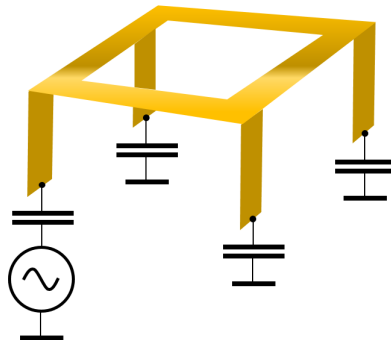


Abbildung 2.2: Schematischer Aufbau einer typischen Skarabäus-Ringantenne bestehend aus einem Ringleiter, der durch vertikale Elemente mit Parallelkapazitäten verbunden ist, über welche auch dessen Speisung erfolgt.

Wegen ihrer symmetrischen Form lässt sich die Skarabäus-Ringantenne ideal mit anderen Einzelantennen in Form von verschachtelten Mehr-Antennen-Systemen kombinieren. Es können schmale Antennen wie Stabantennen in das Zentrum des Rings gesetzt [48] oder weitere Ring- [59] oder Rahmenantennen zwiebelschalenartig die Skarabäus-Ringantenne umgeben. In Abhängigkeit der Umlauflänge bzw. des Umfangs der Skarabäus-Ringantenne kann sie als Antenne n -ter Ordnung betrieben werden. In [25] ist bereits eine erste Dualband-Skarabäus-Antenne gestaltet worden.

Vergleich Skarabäus- mit Patch-Antenne

Für den mobilen Empfang der für den Satellitenrundfunk typischen zirkularpolarisierten Dezimeterwelle [106] werden in der Praxis oftmals planare Antennenkonzepte verwendet. Unter Verwendung von Keramiken mit sehr hohen relativen Permittivitäten ($\epsilon_r > 50$ [88]) lassen sich flache Patch-Antennen realisieren mit sehr kleinen Kantenlängen - deutlich kleiner als $\lambda/4$. Obwohl diese Art der Antennenrealisierung den Anspruch an ein kompaktes Design vollends erfüllt, weist die Patch-Antenne einige funktionale Schwächen auf. Wie in der Abbildung 2.3 zu erkennen ist, weist eine handelsübliche Patch-Antenne³ für GNSS eine sehr schmale Bandbreite im Vergleich mit einer Skarabäus-Ring-Antenne⁴ auf. Des Weiteren ist eine Patch-Antenne im Konzept mehr verlustbehaftet, da sich der überwiegende Teile der Feldlinien innerhalb eines nicht gänzlich verlustlosen Substrats konzentriert, während bei der Skarabäus-Antenne im Idealfall nur Luft als Medium dient.

Mit Blick auf die im Rahmen dieser Arbeit geplante Kombination von Einzelantennen bietet das Skarabäus-Design die Möglichkeit zur Platzierung eines

³Maße: $25,5 \times 25,5 \times 4\text{mm}^3$, $\epsilon_r = 18,6$

⁴Maße: $26 \times 26 \times 9\text{mm}^3$

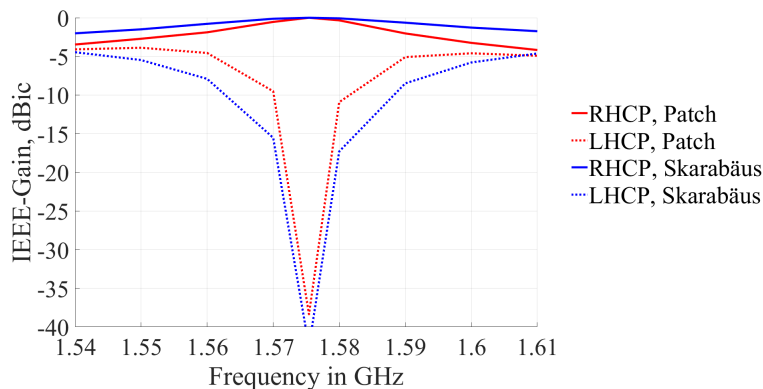


Abbildung 2.3: Normierte simulierte Antennengewinne im Zenit (Hauptstrahlrichtung).

Monopols in dessen Zentrum. Durch ihre geschlossene Form ist es hingegen nicht möglich eine andere Antenne in das Zentrum einer Patch-Antenne zu setzen. Dies ist einer der Hauptgründe warum im Rahmen dieser Arbeit Ringantennen anstatt der noch kompakteren Patch-Antennen zum Einsatz kommen.

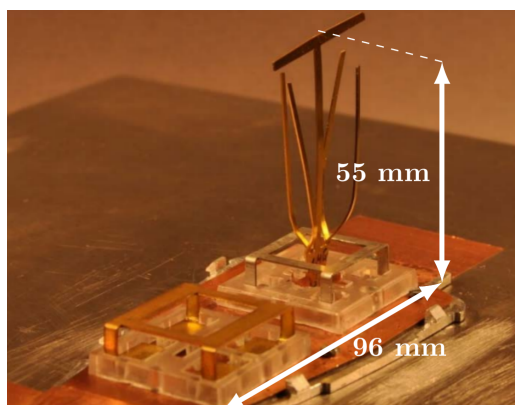
2.3.3 Schleifenantenne

Besonders gut geeignet für die Integration in ein kompaktes Mehrantennenset ist eine kompakte Schleifenantenne zum Empfang horizontal polarisierter Strahlung [82, 77, 68]. Wie bereits in [75, 76, 74, 73] gezeigt, lässt sich eine derartige Antenne gut kombinieren mit einer zirkular polarisierten Ringantenne und einem vertikal ausgerichteten Monopol.

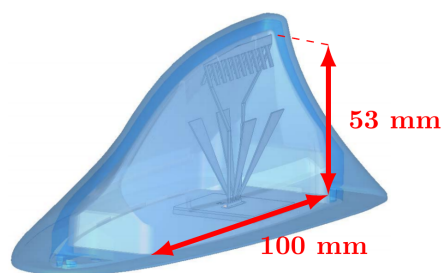
2.4 Kompakte Mehr-Antennen-Sets

Gerade in der Fahrzeugindustrie besteht der Bedarf an besonders kompakten, aktiven Antennen, die möglichst mithilfe einer einzigen HF-Übertragungsleitung mit dem Empfängersystem verbunden werden. Die zur Verfügung stehenden Bauräume zur Unterbringung von Antennen sind jedoch meist kleiner als eine Wellenlänge der zu empfangenen Satellitensignale ($\lambda_{1,575 \text{ GHz}} = 190 \text{ mm}$). In der Abbildung 2.4 sind eine typische Kfz-Antennen-Plattform und eine typische Kfz-Antennen-Schutzhaube dargestellt (aus [47, 55]).

Neben den gezeigten kompakten Arrangements aus Einzelantennen zum Empfang mehrerer Funkdienste kann durch die Kombination mehrerer Einzelantennen der Empfang eines einzelnen Funkdienstes verbessert werden. Um beispielsweise den mobilen Empfang der mm-Welle für 5G-Anwendungen zu steigern, können



(a) kompaktes Antennenkonzept für ein Fahrzeugdach zum Empfang von LTE, DAB-L, GNSS und SDARS (2015) [47].



(b) Zentral durchscheinend steht eine 3-D Nefer-Antenne für den LTE-Empfang (2014), wobei die blau dargestellte ESD-Schutzhaube, die äußere Baubegrenzung darstellt [55].

Abbildung 2.4: Für die Unterbringung von Antennen wird seitens der Fahrzeughersteller meist nur wenig Bauraum vorgesehen, wie die dargestellten Beispiele zeigen.

vertikale Patch-Arrays auf verlustarmen Substrat verwendet werden [26]. Durch den Einsatz einer Gruppenantenne aus vier Monopolen konnte eine bislang unübliche Antennenpositionen innerhalb von Fahrzeugen, an der zentralen Dach-Innenseite erschlossen werden [23].

2.5 Antennen-Diversity

Können die Empfangssignale von mehreren Einzelantennen beliebig kombiniert werden, spricht man vom sogenannten Antennen-Diversity (auch Antennendiversität genannt). Beliebige Kombination basiert auf Stellgliedern, die in die Einzelsignalfade eingebracht werden, wodurch Phasenstellungen und/oder Amplituden variiert werden können. Durch die konstruktive Überlagerung der Einzelantennen-Signale lassen sich verschiedene positive Effekte hervorrufen. Dazu zählen die Erhöhung des Signal-zu-Rausch-Verhältnis (SNR) sowie die Überbrückung kurzer zeitlicher und örtlicher Fading-Effekte, die zu kurzweiligen Empfangsausfällen (engl. Mutes) führen können [96]. Werden die Empfangssignale mehrerer Einzelantennen konstruktiv überlagert, kann ein höheres SNR als bei einem Einzelantennensystem erzielt werden. Dazu bedarf es jedoch einer hinreichenden elektromagnetischen und statistischen Entkopplung der kombinierten Einzelantennen. Um eine Entkopplung zu erreichen, können die Einzelantennen räumlich voneinander disloziert werden (Raum-Diversity), unterschiedlich ausgerichtet Richtcharakteristika (Winkel- und Polarisationsdiversity) oder variiierende Antennenordnungen aufweisen. Weiterhin existieren Ansätze zur Kombination zeitlich versetzter Emp-

fangssignale (Zeit-Diversity) und der Übertragung auf unterschiedlichen Trägerfrequenzen (Frequenz-Diversity). Um dicht beieinander befindliche Einzelantennen elektromagnetisch zu entkoppeln müssen Mindestabstände bei stark stromführenden Leitungsabschnitten eingehalten und mehrere Einzelantennen verbindende Trägermaterialien möglichst geringe Verlustfaktoren aufweisen.

Kompakte Mehr-Antennen-Diversity-Systeme können ihrer Bedeutung nach auch als *Smart Antennas* bezeichnet werden. Nach [100] handelt es sich bei Smart Antennas in Kombination mit einer digitalen Signalverarbeitung. Alle Antennensignale werden dabei getrennt voneinander in die digitale Ebene umgesetzt. In [2] werden diese Systeme typischerweise in Mobilfunk-Basisstationen zur intelligenten Strahlsteuerung der kombinierten Richtcharakteristika von Einzelantennen-Arrays eingesetzt. Unter diesem Begriff werden sowohl die Antennensysteme als auch der *adaptive Prozess zur Erhöhung der (Signal-)Kapazität* zusammengefasst. Mit diesen Systemen können die Kanalkapazität sowie die spektrale Effizienz erhöht, größere Räume ausgestrahlt und mehrere mobile Gegenstellen gleichzeitig geortet werden. Dabei werden Verzögerungsaufspreizung, Fading durch Mehrwegeausbreitung, System-Komplexität, Bit-Fehler-Rate (BER) und die Ausfallwahrscheinlichkeit reduziert [100].

2.5.1 GNSS-Diversity

Auch für GNSS existieren bereits erste Ansätze zur Kombination von Einzelantennen. In [79] werden im Indoor-Szenario die Signale mehrerer Einzelantennen auf der Basis mathematischer Berechnung kombiniert und daraus theoretische Schlussfolgerungen zur Nutzung von Raum- und Polarisationsdiversity abgeleitet. Besonders durch Zirkularpolarisations-Diversity wurde eine Steigerung der gesamten mittleren Empfangssignalleistung sowie die Reduzierung von Signalausfällen aufgrund von Fading erreicht. In [57] wurde eine allgemeinere Diversity-Untersuchung auf Basis von Raum-Diversity vollzogen. Mit einer Equal-Gain-Kombination konnten die Empfangssignalleistungen und der Diversity Gain (siehe 3.1.4) in dichten Fading-Szenarios erhöht werden. In [69] wurde GNSS-Diversity bezüglich eines Equal-Gain-Combining (siehe 3.1.4) und einer speziellen Form des Maximum-Ratio-Combining (*gewichtete Kombination*) ohne Phasenschieber untersucht. Die technisch realisierte Grundlage für die rechnergestützte Einzelsignalkombination stellten zwei um 10 cm dislozierte, sich um ihren gemeinsamen Mittelpunkt drehende, aktive Patch-Antennen dar. Die Untersuchungen wurden hinsichtlich konkreter Navigationsparameter, wie eine auf GPS und DGPS basierende Abweichung der Pseudorange, als auch realer Positionsabweichungen bewertet. Es zeigte sich, dass beide untersuchten Diversity-Kombinationen deutlich bessere Navigationsparameter hervorriefen, als die nicht kombinierten Einzelantennensysteme, wobei das gewichtete Diversity-System noch etwas besser als das ungewichtete abschnitt.

In [99] werden die Auswirkungen des Mehr-Wege-Empfangs bei einem durchschnittlichen Empfangsszenario auf die Genauigkeit der Zeitberechnung eines GNSS-Empfängers gezeigt. Mit Hilfe eines Rake-Receiver konnten stark korrelierte, um die Dauer eines Vielfachen der Chiplänge $T_C = 1 \mu\text{s}$ verzögert eintreffende Signale identifiziert und die durch sie verursachten Fehler reduziert werden. Eine umfangreiche Analyse der Auswirkungen des Mehr-Wege-Empfangs auf Navigationssysteme sowie eine Interpretation der technischen Ursachen findet in [31] statt. In [86] wird ein umfangreicher Überblick über Mehrwegeeffekte auf das Gesamtfehlerbudget bei der Positions- und Zeitberechnung sowie aktuelle Verhütungs- und Detektionsmethoden gegeben. Es wird der Einfluss eines einfach reflektierten Signals relativ zum direkt empfangenen Signal für unterschiedliche technische Reflexionsquellen sowie -geometrien untersucht.

Zur Steigerung der Robustheit und Präzision von GNSS in „rauen“ (engl. harsh) Empfangsszenarien wie dichten Städten wurde von der European GNSS Agency (GSA) das FANTASTIC-Programm gegründet [4]. Im Rahmen dieses Forschungsprojekts wurde eine umfangreiche Messkampagne mit einer dualpolarisierten (RHCP und LHCP) Empfangsantenne durchgeführt [24]. Die RHCP/LHCP-Messdaten wurden hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf die Genauigkeit der Positionsberechnung untersucht. Auf Basis einer *weighting and exclusion function* wurde ein Entscheidungsalgorithmus geschaffen, der den Effekt des dadurch aufdeckbaren Einflusses von Mehrwege-Empfang vor der Positionsberechnung antennenseitig reduziert.

Dass das Thema der Unterdrückung des Mehrwege-Empfangs bereits in der Wirtschaft und Industrie Berücksichtigung findet, zeigt die Entwicklung eines neuartigen Funktionsblocks, der innerhalb der aktuell verfügbaren GNSS-Empfängerchips der Firma *Septentrio N.V.* angeboten wird [14]. Mithilfe der *APME+ Multipath Mitigation Technology* kann auf der Basis zusätzlicher in die Empfangskanäle eingefügter Korrelatoren der auf die Pseudo Range und die Trägerphase wirkende Mehrwege-Fehler geschätzt und korrigiert werden. Laut Herstellerangaben lässt sich dadurch der Fehler um mehr als den Faktor 2 reduzieren.

2.5.2 SDARS-Diversity

Das Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München beschäftigt sich seit vielen Jahren mit der Forschung zur Empfangsverbesserung insbesondere des nordamerikanischen Satellitenradiodienstes SDARS. Neben den vorgestellten SDARS-Antennensets wurden am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik zum Beispiel in [56] bereits mehrere kompakte Drei-Antennen-Sets gestaltet. Neben weiteren untersuchten Kombinationen wurde vor allen eine besonders in des Fokus der Forschung gesetzt. Diese besteht aus zwei Skarabäus-Ringantennen erster und zweiter Ordnung und einem Monopol im Zentrum des Sets.

In Labor- sowie Freifelduntersuchungen wurden bereits mehrere praktische Aufbauten von SDARS-Diversity-Systemen, z. B. in [30, 78, 83] untersucht. Zur Sicherstellung autarker, selbstständig agierender Diversity-Schaltungen wurden bereits umfangreiche Algorithmen gestaltet und als Programme auf die Systeme aufgespielt [28]. Dadurch sind die Systeme in der Lage, die Pegel der Einzelantennenpfade auszulesen, auf Basis verschiedener Teststellungen Phasendifferenzen zu berechnen und darauf abgeleitete Diversity-Einstellungen in Bruchteilen von Millisekunden zu initiieren. Mithilfe dieser praktisch nutzbaren Diversity-Module ließen sich eine deutliche Empfangsverbesserungen gegenüber Einzelantennensystemen zeigen. Neben einer erheblichen Erhöhung der Audioverfügbarkeit konnte auch das Signal- zu Rauschverhältnis signifikant erhöht werden.

2.6 Anforderungen an Diversity-Antennen

Um die Signale mehrerer Einzelantennen im Rahmen einer komplexen Diversity-Schaltung wirksam miteinander zu kombinieren, bedarf es einer jeweils umfangreichen Schaltung für jeden Einzelsignalpfad. Deshalb steht bei der Gestaltung kompakter Mehr-Antennen-Sets weniger der Anspruch im Vordergrund, viele Einzelantennen innerhalb eines Sets unterzubringen, sondern viel mehr die höchstmögliche statistische Entkopplung der Einzelantennen. Denn nur die Kombination statistisch weitgehend unabhängiger Einzelsignale führt zu der gewünschten Erhöhung des resultierenden SNR des Summensignals [79]. In [76] wurde ein Zwei-Antennen-Set aus einer Ringantenne und einer schwebend platzierten Substrat-Schleifenantenne für den Empfang von SDARS gestaltet, das in [74] durch Ergänzung eines zentralen Monopols zu einem Drei-Antennen-Set erweitert wurde. In [59] wurden ebenfalls für den SDARS-Empfang zwei Skarabäus-Ringantennen unterschiedlicher Ordnung in einem Set zusammengefasst.

Um eine möglichst kompakte Bauform zu erreichen, müssen die meist ineinander verschachtelten Leitungsstrukturen der Einzelantennen teilweise aufwendig fixiert und stabilisiert werden ohne dabei eine zusätzlich Verkopplung oder vermeidbare Verluste einzufügen. Neben den erwähnten Blech- und Substratantennen existiert seit einigen Jahren eine neuartige Technologie zur dreidimensionalen Metallisierung von Kunststoffkörpern. Ein als MID bezeichneter, mit Metallpartikeln versetzter Kunststoff wird mithilfe eines Lasers an seiner Oberfläche für die Aufnahme weiterer Metallpartikel strukturiert. In einem Tauchbad werden die strukturierten Flächen gezielt metallisiert. Auf Basis dieser Technologie wurden in [54, 42] erste Einzelantennen gestaltet, sowie erste kompakte Mehr-Antennen-Sets in [73, 53]. In [46] wurde eine erste dreidimensionale Patch-Antenne nach diesem Verfahren für Satellitenfunk gestaltet.

2.7 Ziel der Arbeit

Die in dichten Empfangsszenarien am Empfangsort auftretenden Mehrwege-Effekte werden vor allem deshalb zum Problem, da die Empfangsantenne nicht zwischen den unterschiedlichen Empfangspfaden unterscheiden kann. Mithilfe von Diversity-Techniken hingegen wird ein Empfangssystem in die Lage versetzt, entweder zwischen mehreren unabhängigen Empfangspfaden den besten auszuwählen oder diese konstruktiv zu einem technisch verarbeitbaren Gesamtsignal zu kombinieren. Auf diese Weise können einerseits kurze Mute-Zeiten reduziert aber auch das SNR erhöht werden.

Insbesondere im Rahmen neuer Anwendungsgebiete wie z.B. des teil- und voll-autonomen Fahrens ergeben sich neue Ansprüche an die Ortungsgenauigkeit von GNSS-Systemen. Des Weiteren ist auch die Verfügbarkeit empfangener digitaler Daten für den Satellitenempfang im Fahrzeug wie z.B. bei SDARS von Bedeutung.

Ziel dieser Arbeit war daher Mehr-Antennen-Systeme für einen verbesserten Empfang digitaler Satellitendienste zu untersuchen, wobei dem Ortungsverfahren GNSS hierbei besondere Bedeutung zukam. Während bei SDARS der Fokus auf der Erhöhung der Radioverfügbarkeit in dichten Fading-Szenarios lag, sollte bezüglich GNSS die Positionsgenauigkeit hinsichtlich des Mehrwegeempfangs verbessert werden. Auf Grundlage eines bestehenden Konzeptes [56] sollten dazu neuartige kompakte Mehr-Antennen-Sets für den mobilen Empfang des SDARS gestaltet werden. Eine parallel erforschte SDARS-Diversity-Schaltung [30] sollte daran anschließend mit vielversprechenden Varianten der Antennen-Sets zu einem kompakten SDARS-Antennen-Diversity-System migriert werden. Im Rahmen von Labor- sowie realen Freifeldmessungen sollte das Gesamtsystem hinsichtlich der Signalverfügbarkeit mit typischen Einzelantennen-Referenzsystemen verglichen werden.

Zur Verbesserung der Positionsgenauigkeit bei GNSS sollten auf dieser Grundlage dazu besonders geeignete verschiedene Mehr-Antennen-Sets untersucht werden sowie deren Verschaltung im Mikrowellen-Frequenzbereich zum Einsatz von Antennen-Diversity-Systemen erarbeitet und getestet werden. Bei der Gestaltung von Mehr-Antennen-Sets sollte insbesondere die Entkopplung der Einzelsignale im Fokus stehen. Auch die Wirkungsgrade der Antennen sollten besondere Berücksichtigung erfahren, da sie zur Erreichung eines verbesserten SNR von größter Bedeutung sind. Eine besondere Herausforderung besteht darin, die kompakten Antennengruppen so zu gestalten, dass im Feld ein möglichst unkorreliertes Empfangsverhalten der Antennen erreicht wird, wobei jede einzelne Antenne der Gruppe gute Empfangseigenschaften in den betrachteten Frequenzbändern aufweisen muss. Für GNSS sollte möglichst eine doppelbandfähige Antennengruppe gestaltet werden, welche die Frequenzbänder L1 und L2 oder L1 und L5 möglichst gut und mit hoher Kreuzpolarisationsunterdrückung bei gleichzeitig hohem Wirkungsgrad abdeckt. Die Abmessungen dieser Sets sollten sich hingegen nicht

wesentlich gegenüber typischerweise verwendeten Varianten erhöhen, sodass die kompakte Bauweise möglichst erhalten bleibt. Weiterhin sollten verschiedene Diversity-System-Ansätze durch Verwendung der im Rahmen dieser Arbeit untersuchten und aufgebauten realen Schaltungs-Demonstratoren durch praktische Labor- und Freifeldmessungen untersucht werden. Die Antennengruppen zusammen mit der steuerbaren Phasenschieberschaltung und einer daran angeschlossenen Messeinrichtung sollten als eine mobile Messplattform ausgestaltet werden um die verschiedenen Einflüsse der Wellenausbreitung in der Antennenumgebung auf die Ortungsgenauigkeit praktisch untersuchen zu können. Auf dieser Basis sollen auch in Zukunft vorteilhafte Diversity-Strategien im Feld weiter untersucht werden können.

3 Szenarien digitaler Satellitenkommunikation für den mobilen Empfang

Im Folgenden werden zum besseren Verständnis der Anforderungen an die in dieser Arbeit betrachteten Antennensysteme einige Grundlagen zu den Szenarien der Wellenausbreitung und der daraus folgenden Signalverarbeitung in Satellitenfunksystemen dargestellt.

3.1 Allgemeine Grundlagen

3.1.1 Koordinatensystem

Um die Position von Himmelskörpern wie Satelliten zu beschreiben werden typischerweise Polarkoordinaten $\vec{r}(\theta, \phi, r)$, relativ zum Empfangssystem verwendet. Dazu wird ausgehend von der Position des Empfangssystems an der Erdoberfläche eine gedachte, kreisförmige Tangentialebene eingeführt, in deren Mittelpunkt sich die Empfangsantenne befindet. Der Normalenvektor dieser Ebene weist aus Sicht der Empfangsantenne in Zenit-Richtung. Zwischen dem Zenit und dem Satellitenvektor \vec{r} wird der Elevationswinkel θ aufgespannt. Die Tangentialebene kann aus Sicht des Empfangssystems auch als Horizontalebene bezeichnet werden. In manchen Beschreibungen wird die Elevation auch relativ zum Horizont mit $\Theta = 90^\circ - \theta$ angegeben. Ein den Empfangsstandort und den Erdnordpol verbindender Großkreis (ähnlich Meridian) stellt die Bezugsrichtung für den Azimutwinkel ϕ dar. In einigen algebraischen Beschreibungen werden auch kartesische Koordinaten verwendet, wobei die x-Achse $\phi = 0^\circ$, die y-Achse $\phi = 90^\circ$ und die z-Achse $\theta = 0^\circ$ entspricht. In der Abbildung 3.1 wird das im Rahmen dieser Arbeit genutzte Koordinatensystem mit den relevanten Größen dargestellt.

3.1.2 Antenneneigenschaften

In diesem Kapitel werden die wichtigsten physikalischen Größen zusammengestellt, welche die Eigenschaften von Antennen beschreiben. Dabei besteht nicht der Anspruch auf Vollständigkeit. Die hierbei getroffene Auswahl physikalischer Größen ist mit Blick auf die vorliegende Arbeit auf das Nötigste beschränkt.

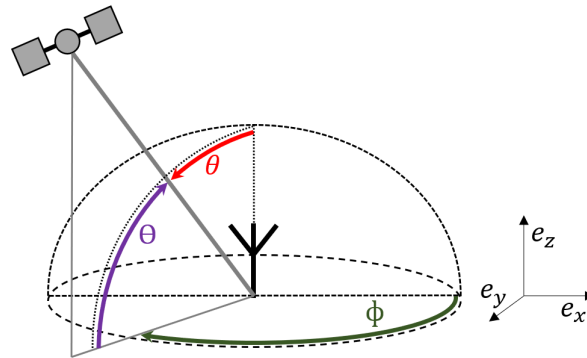


Abbildung 3.1: Das im Rahmen dieser Arbeit verwendete Koordinatensystem.

Messungen

Zur Vermessung einer Antenne sollte sichergestellt werden, dass die Messung nicht durch unerwünschte Effekte, wie Fremdstrahlung gestört wird. Ab Frequenzen von größer als 500 MHz wurden dafür mancherorts spezielle elektrisch geschirmte Messkammern eingerichtet. Mithilfe meist pyramidenförmiger Kunststoffabsorber wird eine weitgehend reflexionsarme Umgebung geschaffen. Innerhalb dieser Räume, die auch als Absorberkammern oder engl. *Anechoic Chamber* bezeichnet werden, kann der Prüfling oder engl. *Antenna under Test (AUT)* in eine entsprechende Halterung eingesetzt werden. Dort wird er von einer Sendeantenne angestrahlt und das von ihm empfangene Signal kabelgebunden an den Signalgeber zurückgesendet. Aus dem Übertragungskoeffizienten und den Kalibrierdaten der Absorberkammer werden schließlich die Empfangseigenschaften der *AUT* berechnet. In Abbildung 3.2 ist die Fernfeld-Messkammer des Instituts für Hoch- und Höchstfrequenztechnik an der Universität der Bundeswehr München gezeigt, in der viele Messungen dieser Arbeit durchgeführt wurden.

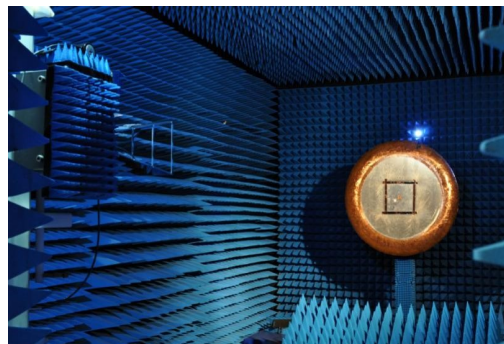


Abbildung 3.2: Absorberkammer des Instituts für Hoch- und Höchstfrequenztechnik an der Universität der Bundeswehr München.

Richtwert

Um die Strahlungseigenschaften einer Antenne zu beschreiben, werden typischerweise mithilfe einer Messung jedem Raumwinkel θ und ϕ eines Kugelkoordinatensystems in einem festgelegten Abstand r , bezogen auf einen zentralen Antennenfußpunkt, komplexwertige elektrische Felder $\underline{E}_i(r, \theta, \phi)$ zugeordnet. Um dabei eine gute Näherung der Antenneneigenschaften im Fernfeld zu erhalten, muss der Abstand r zwischen der Sendeantenne und der AUT auch im Falle einer Antenne mit geringer Richtwirkung deutlich größer als λ sein. Die Gesamtheit aller n gemessenen elektrischen Felder der Antenne kann in einer elektrischen Feldmatrix \mathbf{E} zusammengefasst werden. Es gilt:

$$\sum_{i=1}^n \underline{E}_i(r, \theta, \phi) = \mathbf{E}(r, \theta, \phi) \quad (3.1)$$

Aus dem elektrischen Feld und dem sogenannten Wellenwiderstand des Vakuums $Z_0 \approx 377 \Omega$ kann die Leistungsdichte der emittierten Strahlung berechnet werden.

$$P'(r, \theta, \phi) = \frac{\mathbf{E}(r, \theta, \phi) \mathbf{E}^*(r, \theta, \phi)}{Z_0} \quad (3.2)$$

Jede in der Natur vorkommende Antenne weist eine variante Verteilung der Strahlungsleistungsdichte in Abhängigkeit der Raumrichtungen θ und ϕ auf. Ein theoretisch angenommener Strahler, der in alle Raumrichtungen die gleiche Strahlungsleistungsdichte abgibt, ist in der Praxis nicht realisierbar. Dieses als Isotroper Strahler bezeichnete mathematische Konstrukt dient jedoch als Bezugsgröße der Richtwirkung einer Antenne. Das Verhältnis zwischen der in Hauptstrahlrichtung emittierten Strahlungsleistungsdichte einer verlustlosen Antenne $P'_{\text{verlustlos,max}}(r, \theta, \phi)$ zur Strahlungsleistungsdichte eines Isotropen Strahlers, der mit gleicher Leistung gespeist wird, nennt man Richtwert D . Handelt es sich hingegen um eine verlustbehaftete Antenne, muss die Strahlungsleistungsdichte der Antenne noch um den den Wirkungsgrad η normiert werden ($P'_{\text{ohneVerluste}} = P'_{\text{mitVerlusten}}/\eta$). Die mathematische Beziehung des Richtwerts D bezogen auf eine verlustbehaftete Antenne wird in der Formel 3.3 dargestellt.

$$D = \frac{P'_{\text{mitVerlusten}}(r, \theta, \phi)}{P'_{\text{Isotrop}} \cdot \eta} \quad (3.3)$$

Die Strahlungsleistungsdichte eines Isotropen Strahlers ergibt sich, wenn man die gesamte emittierte, um ihren Wirkungsgrad normierte Strahlungsleistung einer Antenne P/η durch die Kugeloberfläche einer die Antenne umspannenden Kugel mit dem Radius r teilt. Es ergibt sich also:

$$P'_{\text{Isotrop}} = \frac{P}{4\pi r^2 \cdot \eta} \quad (3.4)$$

Dadurch ergibt sich bei der Berechnung des Richtwertes mit der Formel 3.5 eine Beziehung, die ganz auf messbaren Werten basiert, wodurch sich der Wirkungsgrad herauskürzt.

$$D = \frac{P'_{\text{max}}(r, \theta, \phi)}{P/(4\pi r^2)} \quad (3.5)$$

Bezüglich der gemessenen Elektrischen Felder der Antenne ergibt sich somit der in Formel 3.6 gezeigt Zusammenhang für den Richtwert.

$$D = \frac{4\pi \cdot \mathbf{E}_{\text{max}}(r, \theta, \phi) \mathbf{E}_{\text{max}}^*(r, \theta, \phi) / Z_0}{\int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \mathbf{E}(r, \theta, \phi) \mathbf{E}^*(r, \theta, \phi) / Z_0 \sin \theta \, d\theta d\phi} \quad (3.6)$$

Gewinn

Der Antennengewinn G stellt das Verhältnis zwischen der in Hauptstrahlrichtung emittierten Strahlungsleistungsdichte einer Antenne $P'_{\text{max}}(r, \theta, \phi)$ zur Strahlungsleistungsdichte eines Isotropen Strahlers, der mit gleicher Leistung gespeist wird dar. Es gilt also:

$$G = \frac{P'_{\text{max}}(r, \theta, \phi)}{P'_{\text{Isotrop}}} \quad (3.7)$$

Auf Grundlage der Formel 3.4 für die Strahlungsleistungsdichte eines Isotropen Strahlers P'_{Isotrop} ergibt sich folgende Formel für den Gewinn:

$$G = \eta \frac{P'_{\text{max}}(r, \theta, \phi)}{P/(4\pi r^2)} \quad (3.8)$$

Allgemein kann der Antennengewinn also durch die Multiplikation des Wirkungsgrades η und des Richtfaktors D beschrieben werden:

$$G = \eta D \quad (3.9)$$

Der **Wirkungsgrad** η der Antenne stellt das Verhältnis der von der Antenne abgestrahlten Leistung P_t zur elektrisch in die Antenne eingespeisten Leistung P_{e1} dar. Die eingespeiste Leistung P_{e1} wird innerhalb der Antenne also einerseits in

Strahlungsleistung umgewandelt und andererseits aufgrund von Verlusten in Wärme P_V . Da es neben den ohmschen Verlusten auch zu Leistungsverlusten durch Fehlanpassung der Antenne an des entsprechende Bezugsnetz kommen kann, wird bei der Angabe des Wirkungsgrades zwischen zwei Arten unterschieden. In einer nach den Regeln des *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* konformen Darstellung des Antennengewinns G_{IEEE} werden nur die ohmschen Verluste bei der Angabe des Wirkungsgrades berücksichtigt. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von der sog. Strahlungseffizienz oder *Radiation Efficiency*. Für den IEEE-Wirkungsgrad η_{Rad} gilt also:

$$\eta_{Rad} = \frac{P_t}{P_t + P_V} \quad (3.10)$$

Wird hingegen der sog. realisierte Gewinn G_{Real} einer Antenne betrachtet, muss neben den ohmschen Verlusten auch noch die Fehlanpassung der Antenne an das Bezugsnetz in Form des Reflexionsfaktors am Antenneneingang $\Gamma = |\underline{S}_{1,1}|$ berücksichtigt werden. In diesem Zusammenhang wird auch von der sog. Totalen Effizienz oder *Total Efficiency* gesprochen. Für den entsprechenden Wirkungsgrad η_{total} gilt demnach:

$$\eta_{total} = (1 - \Gamma^2) \frac{P_t}{P_t + P_V} \quad (3.11)$$

Bei der Übertragung von elektromagnetischer Strahlung gilt das sog. Reziprozitätsprinzip. Das durch den Antennengewinn definierte Verhältnis der übertragenen Strahlungsleistung gilt damit für den Sende-, sowie für den Empfangsfall.

Strahlungswiderstand

Als Strahlungswiderstand R_S wird der Anteil der Antennenfußpunktimpedanz \underline{Z}_A bezeichnet, in welchem die Leistung anteilig in elektromagnetische Strahlung umgewandelt wird. Hierbei handelt es sich grundsätzlich um eine rein reelle Größe. Für \underline{Z}_A gilt:

$$\underline{Z}_A = R_V + R_S + jX_A \quad (3.12)$$

Dabei sind R_V der durch ohmsche Verluste in der Antenne entstehende reelle Widerstand und X_A die durch kapazitive und induktive Koppeleffekte verursachte imaginäre Blindgröße. Setzt man den Strahlungswiderstand R_S ins Verhältnis mit dem Realteil einer resonanten Antenne $\text{Re}\{\underline{Z}_A\} = R_V + R_S$, so ergibt sich ihr Wirkungsgrad η_{Rad} .

$$\eta_{Rad} = \frac{R_S}{R_V + R_S} \quad (3.13)$$

Richtcharakteristik

Für eine ganzheitliche Beschreibung einer Antenne müssen neben der Hauptstrahlrichtung auch die Strahlungseigenschaften der übrigen Richtungen betrachtet werden. Es ergibt sich also aus den Formeln 3.9 und 3.1 ein von den Raumrichtungen θ und ϕ abhängiger Antennengewinn $G(\theta, \phi)$.

$$G(\theta, \phi) = \eta \frac{4\pi \cdot \mathbf{E}(r, \theta, \phi) \mathbf{E}^*(r, \theta, \phi) / Z_0}{\int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \mathbf{E}(r, \theta, \phi) \mathbf{E}^*(r, \theta, \phi) / Z_0 \sin \theta \, d\theta d\phi} \quad (3.14)$$

Die Abhängigkeit der gemessenen elektrischen Felder von der Länge der Übertragungsstrecke r hebt sich aufgrund der Division der über und unter dem Bruchstrich stehenden Terme auf. Deshalb ist der Gewinn unabhängig von r und steht repräsentativ für die Strahlungseigenschaften der Antenne im Fernfeld.

Durch die Richtcharakteristik $C(\theta, \phi)$ wird der richtungsabhängige Gewinn $G(\theta, \phi)$ um den Gewinn in Hauptstrahlrichtung $G_{\max}(\theta, \phi)$ normiert. Es ergibt sich:

$$C^2(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi)}{G_{\max}(\theta, \phi)} \quad (3.15)$$

Es existieren verschiedene Möglichkeiten die Richtcharakteristik einer Antenne graphisch darzustellen. Sie wird dafür für alle Raumrichtungen an ausgewählten diskreten Winkeln θ_i und ϕ_i berechnet. In der Abbildung 3.3 werden zwei gängige Darstellungen der Richtcharakteristik einer Yagi-Uda-Antenne präsentiert, wie sie das Antennensimulationsprogramm *CST - Studio Suite* ausgibt.

Werden mehrere Einzelantennen mithilfe von phasensteuerbaren Schaltnetzwerken kombiniert, so lässt sich bezüglich des Summensignals eine Richtcharakteristik des Gesamtsystems ermitteln. Durch Steuerung der Phasen der einzelnen Signalpfade lässt sich diese Gesamt-Richtcharakteristik in beliebigen Raumsektoren oder Polarkoordinatenbereiche konzentrieren oder unterdrücken. Die gezielte Verformung der Richtcharakteristik wird auch als sog. *Beamforming* bezeichnet. Wird mithilfe genannter Technik nur die Hauptstrahlrichtung geschwenkt, spricht man vom sog. *Beamsteering*. Da es sich hierbei um einen Teilbereich des Beamformings handelt, wird im Rahmen dieser Arbeit meistens der allgemeine Begriff verwendet.

Zirkulare Polarisation

Bei der Messung von Antennen wird als anregende Antenne in der Regel eine linear polarisierte Sendeantenne verwendet. Die Anregung des AUT erfolgt dann in vertikaler und horizontaler Richtung. Jede der genannten Anregungsrichtungen verursacht am AUT ein individuelles elektrisches Feld \mathbf{E}_V und \mathbf{E}_H , das in Form

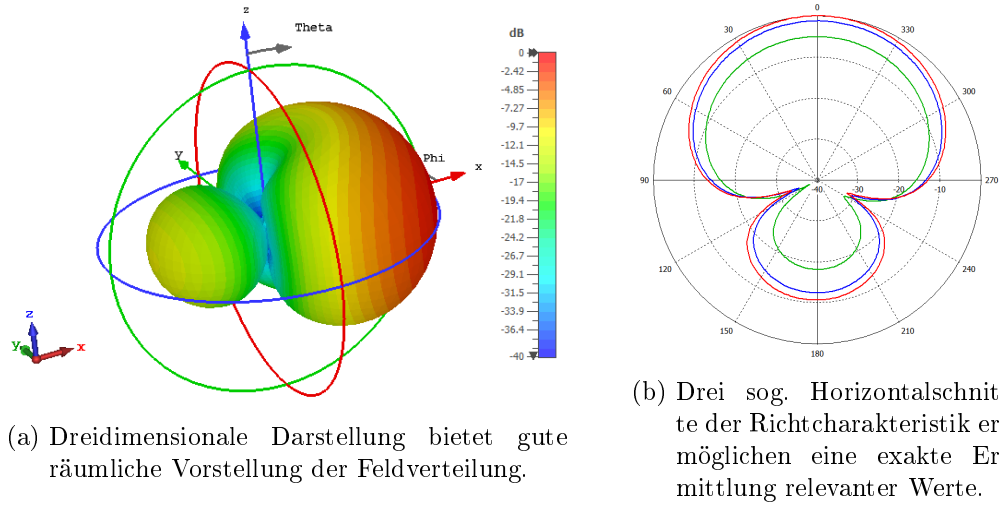


Abbildung 3.3: Zur Veranschaulichung zweier gängiger Darstellungen der Richtcharakteristik wurde eine Yagi-Uda-Antenne mit einem Computerprogramm simuliert.

der Klemmenspannung abgegriffen und berechnet werden kann. Die einzelnen generierten Messwerte $\underline{E}_{i,V}$ und $\underline{E}_{i,H}$ enthalten dabei sowohl die Amplitude, als auch die Phasenlage des gemessenen E-Feldes und können wie folgt mathematisch beschrieben werden.

$$\underline{E}_{i,V} = E_i \cos(\omega t_i - k r_i) = E_i \cos \alpha_i \quad (3.16)$$

$$\underline{E}_{i,H} = j E_i \cos(\omega t_i - k r_i) = j E_i \cos \alpha_i \quad (3.17)$$

Dabei sind E_i die Amplitude des gesendeten E-Feldes \underline{E}_i , ω die Kreisfrequenz mit $\omega = 2\pi f$, t_i die Dauer der Messsignalübertragung, k die Phasenkonstante mit $k = 2\pi/\lambda$ und r_i die Distanz der Messsignalübertragung. Der Phasenwinkel des E-Feldes wird durch α_i zusammengefasst. Das Vertikalsignal wird als rein reell und das Horizontalsignal als imaginär angenommen, um dem Umstand der Orthogonalität beider Feldvektoren Rechnung zu tragen.

Erfolgt eine gleichzeitige Anregung der vertikal polarisierten Welle und einer um $\pi/2$ phasenverschobenen horizontal polarisierten Welle, entsteht eine im Uhrzeigersinn zirkular polarisierte Welle. Diese wird auch als rechtszirkular polarisierte Welle \mathbf{E}_{RH} oder engl. *Right Hand Circular Polarisation (RHCP)* bezeichnet. Kommt es zu einer um $-\pi/2$ phasenverschobenen Anregung der linear polarisierten Wellen, ergibt sich eine linkszirkular polarisierte Strahlung \mathbf{E}_{LH} oder engl. *Left Hand Circular Polarisation (LHCP)*. Dies führt zu den folgend genannten Wellengleichungen für die betrachteten Messsignale E_i .

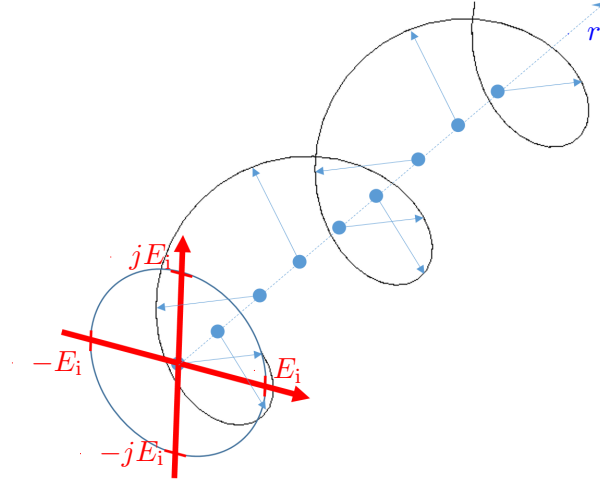


Abbildung 3.4: Graphische Darstellung einer rechtszirkular polarisierten Raumwelle.

$$\underline{E}_{i,\text{RH}} = E_i \cos \alpha_i + j E_i \cos (\alpha_i + \pi/2) = E_i \cos \alpha_i + j E_i \sin \alpha_i \quad (3.18)$$

$$\underline{E}_{i,\text{LH}} = E_i \cos \alpha_i + j E_i \cos (\alpha_i - \pi/2) = E_i \cos \alpha_i - j E_i \sin \alpha_i \quad (3.19)$$

Auf Basis der trigonometrischen Beziehung $Ae^{j\alpha} = A \cos \alpha + jA \sin \alpha$ können die Gleichungen zu komplexen Feldvektoren in Exponentialschreibweise umgestellt werden.

$$\underline{E}_{i,\text{RH}} = E_i \cdot e^{j\alpha_i} \quad (3.20)$$

$$\underline{E}_{i,\text{LH}} = E_i \cdot e^{-j\alpha_i} \quad (3.21)$$

In Abbildung 3.4 wird die Ausbreitung der rechtszirkular polarisierten Raumwelle graphisch gezeigt.

Um das Betrags-Verhältnis zwischen dem Gewinn in einer Polarisationsrichtung und dem Gewinn der dazu orthogonalen Polarisationsrichtung (auch Kreuzpolarisation genannt) anzugeben, wird die Cross Polarization Discrimination (XPD) [97] ermittelt. Ausgehend von RHCP-Strahlung als Hauptpolarisationsrichtung ist die Kreuzpolarisationsunterdrückung definiert nach

$$\text{XPD} = \frac{G_{\text{LHCP}}}{G_{\text{RHCP}}}. \quad (3.22)$$

In Abhängigkeit der Richtung ergeben sich demnach unterschiedliche Werte für XPD. Da in der Hauptstrahlrichtung typischerweise sehr hohe Werte erreicht werden, liegt diesbezüglich der Fokus meist auf der Reduzierung der Kreuzpolarisation jenseits der Hauptstrahlrichtung. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung kann in das sogenannte *Axial Ratio* AR umgerechnet werden nach

$$\text{AR} = \frac{\sqrt{\text{XPD}} + 1}{\sqrt{\text{XPD}} - 1}. \quad (3.23)$$

3.1.3 Entkopplung von Einzelantennen

Um ausgehend von einem begrenzten Empfangsort das größtmögliche Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR) zu generieren, ist ein gutes Empfangssystem unerlässlich. Dabei muss berücksichtigt werden, dass allein die Erhöhung des Gewinns des Empfangssystems, z.B. durch hohe Signalverstärkung, dafür nicht ausreichend ist. Die Antenne sollte derart gestaltet sein, dass sie einen möglichst hohen Antennengewinn in Richtung des Sendesystems hat. Andererseits sollte darauf geachtet werden, dass der Antennengewinn in alle Richtungen unterdrückt wird, aus denen typischerweise nicht mit einem Empfang des erwünschten Signals zu rechnen ist. Dies wiederum stellt sicher, dass neben dem erwünschten Empfangssignal so wenig wie möglich Umgebungsrauschen von der Antenne aufgefangen wird. Weiter zu berücksichtigen ist dabei eine kontinuierliche und ausreichend große Massefläche unter der Antenne, reflektierende oder absorbierende Elemente in der Nähe der Antenne, so wie viele weitere vor allem die Antenne betreffende Kriterien. Gerade aufgrund begrenzter Bauräume, besonders bei mobilen Empfangsanlagen, sind der Empfangsoptimierung auf Basis des Antennen-Designs oft enge Grenzen gesetzt. Es existieren heutzutage viele Anwendungen kompakter Einzelantennen (siehe Kapitel 2.3), die auf kleinsten Räumen sehr gute Empfangseigenschaften erreichen. Die immer höheren Datenraten heutiger und zukünftig geplanter Übertragungsdienste erfordern jedoch mitunter Signal-zu-Rauschverhältnisse sowie Signalkapazitäten, die durch einzelne Übertragungskanäle des oben beschriebenen Übertragungsprinzips nach Single Input Single Output (SISO) nicht mehr erreicht werden können. Es sollten trotz begrenzter Bauräume idealerweise mehrere voneinander unabhängige Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Um dies zu gewährleisten, müssen auf der Sende- und/oder der Empfangsseite technische Maßnahmen ergriffen werden. Erhöht man ausschließlich die Anzahl der Sendesysteme, spricht man vom sog. Multiple Input Single Output (MISO). Wird ausschließlich die Anzahl der Empfangssysteme erhöht, spricht man vom sog. Single Input Multiple Output (SIMO). Dieses Prinzip kommt bei den in dieser Arbeit gestalteten Diversity-Systemen zum Einsatz. Nach einem Übertragungssystem basierend auf Multiple Input Multiple Output (MIMO) werden sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite voneinander unabhängige Übertragungssysteme eingerichtet. Dieses Prinzip bietet die höchstmögliche Kanalkapazität. In Abbildung 3.5 werden die verschiedenen Übertragungsprinzipien zusammen dargestellt. Durch kleine Antennen an den Sende- bzw. Empfangsanlagen werden die voneinander unabhängigen Übertragungssysteme der zugehörigen Anlagen skizziert.

Ziel dieser Methoden ist es, durch parallele Übertragung ein und desselben Signals auf einer Vielzahl von Übertragungskanälen die höchstmögliche Redundanz zu erhalten. Da bei einem MIMO-System jede Sendeantenne $T_{x,1} \dots T_{x,n}$ zu

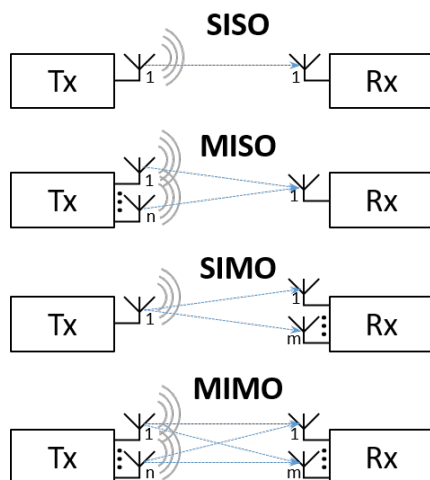


Abbildung 3.5: Verschiedene Ansätze zur Erhöhung der Kanalkapazität durch Schaffung mehrerer Übertragungskanäle.

jeder Empfangsantenne $R_{x,1} \dots R_{x,m}$ einen individuellen Übertragungskanal errichtet, existieren $n \cdot m$ unabhängige Übertragungskanäle. Trotz der Nähe der Sende- bzw. Empfangsantennen zueinander kann aufgrund der Variation der Übertragungsrichtungen und der Übertragungszeitpunkte von einem nicht unerheblichen Systemgewinn gegenüber einem SISO-System ausgegangen werden.

Bezüglich der im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Satellitenrundfunkdienste GNSS und SDARS kommt typischerweise das SISO-Übertragungsprinzip zum Einsatz. Sowohl bei GNSS als auch SDARS existieren auf der Sendeseite mehrere Satelliten mit jeweils einer Antenne zur Übertragung der Signale. Da jeder Satellit aber andere Informationen, und nicht die exakte Kopie des immer gleichen Signals überträgt, kann der Definition nach, nicht von einem auf MISO basierenden Übertragungssystem gesprochen werden. Die beiden von SDARS verwendeten geostationären Satelliten verwenden eine Vielzahl unterschiedlicher Diversity-Methoden. Dazu zählt auch, gleiche Programme über beide Sendesatelliten parallel abzustrahlen. Dies kommt dem reinen MISO-Prinzip in praktischer Hinsicht also sehr nahe und wird durch die enorme Dislozierung der Satelliten ⁽¹⁾ auch wirksam ausgenutzt.

Auch wenn seitens der Sendeeinfrastruktur bei genannten Satellitenrundfunkdiensten keine multiplen Sendesysteme vorgesehen sind, kann auf der Empfangsseite durch die Ergänzung mehrerer Empfangssysteme die Kanalanzahl erhöht

¹Der Satellit XM5 befindet sich bei ca. $85,23^\circ$ westl. Länge (also nahe der Ostküste der USA) während sich der Satellit XM4 bei ca. $115,28^\circ$ westl. Länge befindet (also nahe der Westküste der USA). Das entspricht einer Winkeldistanz $\Delta\theta_0$ von ca. 30° bezogen auf den Erdmittelpunkt und einer Winkeldistanz $\Delta\theta_{\text{USA},0}$ von ca. 42° bezogen auf die Erdoberfläche an einem zentralen Ort in den USA (ungefähr zwischen den Städten Denver und Kansas City).

werden. Ein einfaches Beispiel dafür ist das sogenannte Antennen-Diversity (siehe Kapitel 2.5). Hierbei werden verschiedene typischerweise gleichartige Antennen am Empfangsort voneinander separiert mit einem definierten Abstand d aufgestellt und der Einzelsignale konstruktiv kombiniert. Die Art der Signalkombination hängt dabei auch vom empfangenen Funkdienst ab. Allein durch die weite Separierung der Einzelantennen ($d > \lambda$) kann eine hinreichende Entkopplung der Einzelantennensignale sichergestellt werden [23]. Bei Fahrzeugherstellern werden aufgrund von Design-Kriterien oftmals nur sehr kleine Bauräume für die Unterbringung von Antennen vorgesehen, was die Dislozierung von Einzelantennen stark einschränkt. Installiert man Einzelantennen zu nah beieinander, werden dadurch nicht nur deren individuelle Empfangsverhalten beeinträchtigt, sondern auch die statistische Unabhängigkeit der empfangenen Einzelsignale voneinander reduziert. Um eine weitgehende statistische Unabhängigkeit der empfangenen Signale zu garantieren, müssen die Einzelantennen trotz ihrer räumlichen Nähe zueinander gut entkoppelt sein. Es ist also bereits bei der Gestaltung von Antennensystemen, die auf nah beieinander befindlichen Einzelantennen bestehen, auf eine hinreichende Entkopplung zu achten. Als repräsentative mathematische Größe zur Beschreibung der Entkopplung zweier Übertragungskanäle hat sich der sogenannte Envelope Correlation Coefficient (ECC) oder ρ_{ECC} etabliert. Zur Berechnung des ECC existieren in der Literatur verschiedene Ansätze. Eine auf zwei Einzelantennen gut anwendbare mathematische Berechnung wird durch die Formel 3.24 beschrieben [49, 32].

$$\rho_{\text{ECC}} = \frac{\iint_{4\pi} \mathbf{E}_1(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{E}_2^*(\theta, \varphi) d\Omega}{\sqrt{\iint_{4\pi} \mathbf{E}_1(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{E}_1^*(\theta, \varphi) d\Omega \cdot \iint_{4\pi} \mathbf{E}_2(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{E}_2^*(\theta, \varphi) d\Omega}} \quad (3.24)$$

Dabei ist \mathbf{E}_1 die Richtcharakteristik der Einzelantenne 1 und \mathbf{E}_2 die Richtcharakteristik der Einzelantenne 2 der gemessenen komplexwertigen Feldstärken als Vektor in Abhängigkeit der Raumrichtungen θ und φ . Unter der idealen Annahme, dass die empfangenen Signale von einem isotropen Strahler herrühren, beschreibt die Formel 3.24 exakt die Korrelation von MIMO-Signalen an einem Empfängereingang.

Mitunter ist es jedoch schwierig die Fernfeldeigenschaften eines Empfangssystems unter den realen Einsatzbedingungen und Betriebszuständen zu messen. Deshalb kann mithilfe der Formel 3.25 aus [94] näherungsweise der ECC auf Basis der gemessenen Streuparameter $\underline{S}_{1,1}$, $\underline{S}_{1,2}$, $\underline{S}_{2,1}$ und $\underline{S}_{2,2}$ sowie den Wirkungsgraden η_1 und η_2 beider Antennen berechnet werden.

$$\rho_{\text{ECC}} = - \frac{\underline{S}_{1,1}\underline{S}_{1,2}^* + \underline{S}_{2,1}\underline{S}_{2,2}^*}{\sqrt{\left(1 - |\underline{S}_{1,1}|^2 - |\underline{S}_{2,1}|^2\right) \left(1 - |\underline{S}_{2,2}|^2 - |\underline{S}_{1,2}|^2\right) \eta_1 \eta_2}} \quad (3.25)$$

Die Formel gilt jedoch nur, wenn die Verluste beider Antennen entweder vernachlässigbar sind oder sich zumindest nicht gegenseitig beeinflussen. Je nach

Anwendungsbereich wird eine individuelle Mindestentkopplung in Form eines minimal erlaubten ECCs oder $\rho_{\text{ECC},\text{min}}$ festgelegt. Da man bei einer Signalübereinstimmung von maximal 10 % weitgehend von einer Entkopplung zweier Übertragungssysteme sprechen kann, ist in den meisten Fällen ein ρ_{ECC} von kleiner oder gleich 0,1 ein ausreichend guter Wert.

3.1.4 Diversity-Methoden

Wie im Kapitel 2.5 erläutert, existieren verschiedene Möglichkeiten, aus einem Sendesignal verschiedene entkoppelte Empfangssignalfade zu generieren, die mithilfe eines Diversity-Systems konstruktiv überlagert werden können. Beim Raum-Diversity werden mehrere Empfangsantennen an verschiedenen Orten platziert, wobei in Abhängigkeit der Wellenlänge ein Mindestabstand zu berücksichtigen ist. Außerdem existieren weitere Methoden, wie Zeit-, Frequenz-, Polarisations- sowie Winkel-Diversity.

Diversity-combining-Verfahren

Allgemein wird zwischen drei typischen Arten von Diversity-Kombinationen unterschieden. Diese sollen im Folgenden kurz erläutert werden.

Bei **Selection Combining** bzw. Schalt-Diversity (SC) wird stets nur ein Einzelsignalfad ausgewählt. Unterschreitet der Signalpegel des ausgewählten Pfades einen definierten Schwellwert, so wird jener andere Signalfad ausgewählt, der von allen den stärksten Signalpegel aufweist. Betrachtet man die Signalpegel aller Einzelsignale nach der Zeit, so stellt bei einem idealen Schalt-Diversity-System die obere Hüllkurve das Kombinations-Ausgangssignal dar.

Das **Equal Gain Combining** (EGC) kombiniert alle Einzelsignalfade mit gleicher Gewichtung. Es findet also keine pfadselektive Variation der Verstärkung bzw. Dämpfung statt. Mithilfe von Phasenschiebern werden die Einzelsignale konstruktiv kombiniert, sodass sich der Empfangsgewinn in bestimmte Richtungen konzentrieren lässt, was ein höheres SNR ermöglicht. Das Deaktivieren von Signalfaden mit schwachen Signalpegeln ist im Rahmen von EGC nicht vorgesehen. In einem ungünstigen Fall kann dadurch das Empfangssignal eines einzigen Signalfads im Rauschen der anderen Signalfade untergehen.

Im Gegensatz zum EGC ermöglicht das **Maximum Ratio Combining** (MRC) eine pfadselektive Variation der Verstärkung bzw. Dämpfung. Dadurch können die Einzelsignalfade mit unterschiedlicher Gewichtung in das Summensignal eingehen. Durch die Möglichkeit der Deaktivierung von Signalfaden mit schwachen Signalpegeln kann das SNR durch diese Methode maximal erhöht werden.

Eine spezielle Signalkombination stellt das *Scanphase Diversity Combining* [30, 78, 83] dar. Hierbei handelt es sich um ein MRC, wobei anstatt einer variablen Dämpfung eine diskrete Deaktivierung von Einzelsignalfaden vorgesehen ist. Dem Namen nach werden die Signalpegel aller Einzelsignalfade gesamt und sich für die Kombination entschieden, die das höchste SNR hervorruft. Es konnte gezeigt werden, dass das mittlere resultierende SNR dadurch etwa dem des MRC entspricht.

Diversity Gain

Als Maß für die Effektivität eines Diversity-Systems wird häufig der Diversity Gain (oder Diversitätsgewinn) berechnet. Wird die Wahrscheinlichkeitsverteilung der an einer Empfangsantenne eintreffenden Signale vom niedrigsten Signalpegel beginnend aufsteigend doppelt-logarithmisch angetragen, so ergibt sich besonders in dichten Fading-Szenarios ein annähernd linearer Verlauf für niedrige Signalpegel. Auf Basis von Empfindlichkeitsgrenzen der Empfängersysteme wird ein Signalpegel-Schwellwert festgelegt, der zur Aufrechterhaltung der Signalverfügbarkeit mindestens empfangen werden muss. Aus der genannten Wahrscheinlichkeitsverteilung eines Einzelantennensystems kann eine eindeutige Wahrscheinlichkeit ermittelt werden, dass der Schwellwert erreicht oder unterschritten wird. Zum Vergleich mit einem Einzelantennensystem können auch die Wahrscheinlichkeitsverteilungen anderer Einzelantennensysteme sowie Diversity-Kombinationen aufgetragen werden. Dafür werden die Signalpegel der Systeme an der vom Bezugssystem festgelegten Wahrscheinlichkeit der Schwellwert-Unterschreitung betrachtet. Liegt beispielsweise bei einem Einzelantennensystem die Wahrscheinlichkeit der Unterschreitung eines Schwellwerts von 0 dBm bei 10 %, während das 10 %-Quantil einer Diversity-Kombination aus mehreren entkoppelten Exemplaren der genannten Einzelantenne bei ca. 10 dBm liegt, so beträgt der Diversity Gain $G_{\text{Div}} = 10 \text{ dBm} - 0 \text{ dBm} = 10 \text{ dB}$. Für eine Trägerfrequenz von 1800 MHz wurde in [104] eine Formelsammlung zur Berechnung des Diversity Gains G_{Div} für verschiedene Kombinationsmethoden zusammengestellt. Für *selection* bzw. Schaltdiversity (S), *Equal Gain* (EG) und *Maximum Ratio* (MR) ergeben sich folgende Formeln:

$$G_{\text{Div,S}} = 5,71 \cdot e^{-0,87\rho-0,16\Delta} \quad (3.26)$$

$$G_{\text{Div,EG}} = -8,98 + 15,22 \cdot e^{-0,20\rho-0,04\Delta} \quad (3.27)$$

$$G_{\text{Div,MR}} = 7,14 \cdot e^{-0,59\rho-0,11\Delta} \quad (3.28)$$

In den präsentierten Formeln ist der Diversity Gain G_{Div} in Abhängigkeit der mittleren Signalpegel-Differenz Δ und dem Kreuzkorrelationskoeffizienten ρ dargestellt. Bei Antennen-Sets mit bekannten Richtcharakteristika der Einzelantennen kann für den Kreuzkorrelationskoeffizienten auch der ECC berechnet und eingesetzt werden.

3.2 Empfangsszenario bei Satellitennavigationsdiensten

3.2.1 Empfangsrichtung

Jeder der betrachteten GNSS-Dienste weist ein ähnlich orbitales MEO-Statellitenkonzept auf. Mithilfe einer beispielhaft ausgewählten sogenannten Bodenspur (engl. *groundtrack*) wird in der Abbildung 3.6 der zeitliche Verlauf eines Navigationsatelliten durch eine kontinuierliche Folge von Standorten auf der Erdoberfläche beschreiben, von denen aus sich ein Satellit im Zenit befindet. Aufgrund der Erddrehung verschiebt sich die Bodenspur von einem zum darauf folgenden Umlauf.

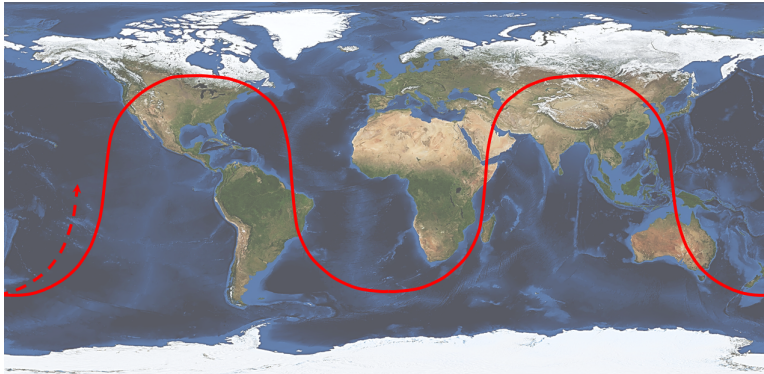


Abbildung 3.6: Typische Bodenspur eines Navigationsatelliten.

Bezogen auf einen äquatornahen Empfangsort an der Erdoberfläche treffen die Empfangssignale der Satelliten aller GNSS-Dienste aus allen Raumrichtungen statistisch relativ gleichverteilt ein. Verlagert man den Empfangsort dagegen in Richtung der Pole, verändert sich der mittlere Satellitenempfang. Beispielsweise an der nördlichen Erdhalbkugel ist ein Empfang von Satellitensignalen aus nördlicher Richtung deutlich unwahrscheinlicher als aus südlicher Richtung. In der Abbildung 3.7 aus [35] sind die Kumulationen der Bodenkurven der Navigationsatelliten als gefärbte Flächen auf die Erdkugel aufgetragen. Dabei stellt die orange gefärbte Fläche die Abdeckung durch GPS- und die rot gefärbte Fläche die Abdeckung durch GLONASS-Satelliten dar. Aufgrund der höheren Inklination der GLONASS-Satelliten-Bahnebenen dringen die Satelliten tiefer in die nördliche Hemisphäre vor. Dennoch entsteht für sämtliche GNSS-Systeme das bereits erwähnte Empfangsloch für die nördliche und südliche Hemisphäre. Auf diesem Umstand basiert der sogenannte *Northing Error*, der besonders bei GPS-Navigation in nördlichen aber auch südlichen Erdregionen auftritt [69]. Dabei handelt es sich um eine ausgeprägtere mittlere Abweichung der von einem GNSS-Empfänger berechneten Position von der tatsächlichen Position in die Nord/Süd-Richtung als in die Ost/West-Richtung.

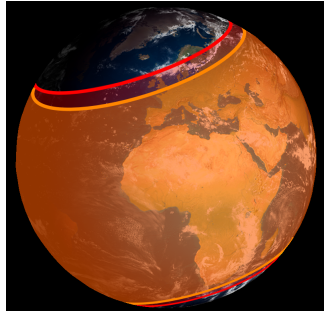


Abbildung 3.7: Eingefärbte Flächen zeigen die Abdeckung der Erdkugel durch Navigationsatelliten von GPS (orange) und GLONASS (rot).

Trotz der Empfangslücke für die nördliche Hemisphäre kann bezüglich mobiler Empfangssysteme davon ausgegangen werden, dass es aufgrund der undefinierten Fahrtrichtung zu einem relativ gleichverteilten Empfang aus allen Raumrichtungen kommt. Statisch ist jedoch zu berücksichtigen, dass sich der mittlere Empfang umso mehr auf flachere Elevationswinkel konzentriert, desto weiter man seinen Bewegungsraum vom Äquator zum Pol verschiebt.

3.2.2 Positionsberechnung und Fehlerquellen

Die von einer GNSS-Antenne empfangen Signale werden dem GNSS-Empfänger (engl. Receiver) zugeführt. Die mit einer Sendeleistung von ca. 28 dBW vom Satelliten abgestrahlten Signale werden auf ihrem Übertragungsweg zur Erdoberfläche derart gedämpft, dass Sie an einem Ort nur noch mit $-156,5$ dBW empfangen werden können, sofern der Signalpfad aus Sicht des Empfängers in Zenit-Richtung weist. Für sehr flache Einfallswinkel reduziert sich dieser Wert noch um weitere 20 dB². Der mittlere Rauschpegel wird berechnet nach

$$N_o = k_B \cdot T_{\text{eq}} \cdot B. \quad (3.29)$$

Für eine äquivalente Rauschtemperatur T_{eq} von 630,957 K [105] und eine Bandbreite B von 24 MHz für GPS ergibt sich ein Rauschpegel von $-126,8$ dBW. Die Boltzmannkonstante k_B beträgt $1,38064852 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$. Dadurch liegt der Signalpegel um 29,7 dB unterhalb des Rauschpegels N_o . Typische GNSS-Antennen weisen systembedingt eine große Strahlbreite auf, sodass aus möglichst vielen Raumwinkeln Satellitensignale empfangen werden können. Dies begünstigt den Empfang von Rauschen, wodurch das SNR antennenseitig kaum angehoben werden kann.

Das empfangene Gesamtsignal stellt die Summe aller Satellitensignale dar. Zur eindeutigen Zuordnung und Signalarückgewinnung werden die einzelnen Satelli-

²Die beispielhaft eingefügten Werte beziehen sich auf den GPS C/A-Code und wurden aus [105] generiert

tensignale sendeseitig mithilfe von Binary Phase Shift Keying (BPSK), um einen zusätzlichen Code ergänzt - diesbezüglich spricht man von Code Division Multiple Access (CDMA). In einem ersten Signalprozess innerhalb des GNSS-Empfängers, dem sogenannten *Code and carrier tracking* wird das empfangene Gesamtsignal auf verschiedene Empfangskanäle aufgeteilt. Jeder dieser Empfangskanäle ist einem Satelliten zugeordnet. Zur Signalarückgewinnung wird das Gesamtsignal jeweils mit dem bekannten, sendeseitig hinzugefügten Code autokorreliert, sodass ein Autokorrelations-Koeffizient in Abhängigkeit der Code Phase $\rho_{\text{AKF}}(\tau)$ gebildet wird. Die Eindeutigkeit dieses als quasi-zufällig (engl. *pseudo random noise*) bezeichneten, sog. Gold-Codes besteht in einem sehr hohen Abstand des Betrages des Autokorrelations-Koeffizienten ρ_{AKF} gegenüber dem Betrag eines maximalen Kreuzkorrelations-Koeffizienten ρ_{KKF} . Dieser Abstand beträgt für den C/A-Code nach [105] mindestens $\rho_{\text{AKF}}/\rho_{\text{KKF}} = 24$ dB und wird in diesem Zusammenhang auch als Systemgewinn bezeichnet. Dieser minimale Systemgewinn kommt zustande, wenn die statistisch ähnlichsten Goldcodes miteinander verglichen werden. In der praktischen Anwendung liegt dieser Wert im Mittel bei ca. 30 dB. Die damit einhergehende code-basierte Filterung des Nutzsignals hebt das SNR in einen positiven logarithmischen Wertebereich. Die Maximalstelle der AKF im Zeitbereich wird als die *code phase* τ oder auch als der *Zeitversatz* (*signal delay*) des Signals bezeichnet. Anhand der Maximalstelle der AKF $\rho_{\text{AKF}}(f)$ im Frequenzbereich kann die Dopplerverschiebung f_d ermittelt werden. Es gilt: $\rho_{\text{AKF}}(f) = \rho_{\text{AKF}}(f = f_d)$. Die genannten Signalparameter τ und f_d stellen relevante Größen zur Berechnung der Position dar. Mithilfe eines Delay-Lock Loop (DLL) wird die Präzision zur exakten Bestimmung der Signalparameter iterativ optimiert.

Aus den Datenteilen der GNSS-Signale kann der GNSS-Empfänger sowohl die Raumkoordinaten der Satelliten als auch die exakten Sende-Zeitpunkte einer GNSS-Nachricht gewinnen. Da die Uhren der Satelliten durch Bodenstationen permanent synchronisiert werden, kann der Uhrenfehler sendeseitig als annähernd vernachlässigbar betrachtet werden. Auf Basis der Empfängeruhrzeit berechnet der Empfänger die Signallaufzeiten t_i jedes Signals von einem Satelliten i zum Empfänger. Unter der Annahme einer idealen Signalausbreitung mit Lichtgeschwindigkeit c kann daraus der Abstand d_i eines Satelliten zur Empfängerposition nach $d_i = c \cdot t_i$ berechnet werden. Da die exakte Empfangsrichtung eines Signals anfangs nicht bekannt ist, wird zunächst von einer kugelförmigen Ausbreitung ausgegangen, wobei die Satellitenposition den Mittelpunkt der Kugel und der zugehörige Signalübertragungsweg d_i den Kugelradius darstellt. Bei korrekter Ermittlung der Signalübertragungswege dreier Signale würden zwei eindeutige Schnittpunkte aller drei Kugeloberflächen einen plausiblen und einen nicht plausiblen Empfängerstandort markieren. Aufgrund der nicht synchronisierten Empfängeruhren kann typischerweise kein eindeutiger Schnittpunkt ermittelt werden. Die fehlerhafte Empfängeruhrzeit führt zu einem Zeitversatz Δt_e , der in Form eines konstanten Fehlers des Übertragungswegs $\Delta d_e = c \cdot \Delta t_e$ auf alle Satellitensignale gleichermaßen wirkt. Die berechneten Signalübertragungswege d_i sind also jeweils um die gleiche Wegdifferenz $\Delta d_{e,i}$ verfälscht. Deshalb spricht man bei den berech-

neten Signalübertragungswegen von den sogenannten *pseudo ranges*. Um dennoch eine eindeutige Empfängerposition ermitteln zu können, wird innerhalb des von mindestens vier Kugeloberflächen aufgespannten Schnittraums eine Inkreis-Kugel gebildet. Der Mittelpunkt dieser Inkreis-Kugel beschreibt den Empfängerstandort eindeutig. In der Abbildungen 3.8 wird das gezeigte Verfahren des Pseudo Ranging in Form einer zweidimensionalen Skizze mit drei Satelliten dargestellt.

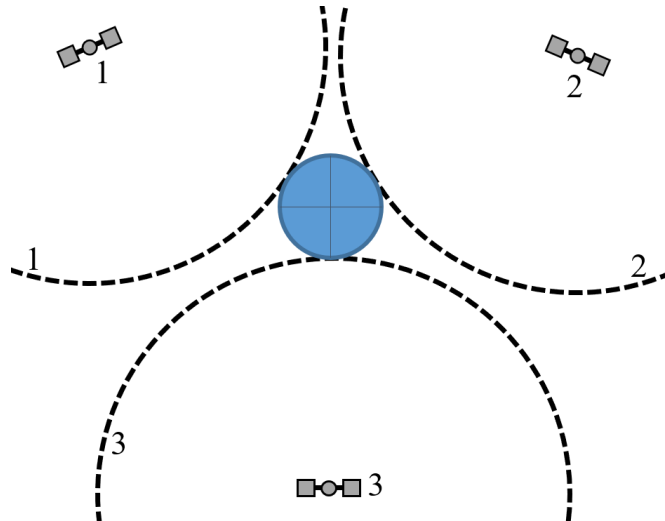


Abbildung 3.8: Drei gestrichelten Kreise 1-3 stellen die Pseudo Ranges der entsprechenden Satelliten dar. Der Mittelpunkt ihres blau dargestellten Inkreises ergibt die berechnete Empfängerposition.

Sind die zur Positionsbestimmung verwendeten Satelliten aus Sicht des Empfangssystems relativ gleichmäßig am Firmament verteilt, so sind auch die Schnittpunkte der Pseudo Ranges mit der Inkreis-Kugel gleichmäßig auf der Oberfläche der Inkreis-Kugel verteilt, sodass diese eindeutig in ihrer räumlichen Gestalt definiert ist. Liegen die zur Positionsbestimmung verwendeten Satelliten aus Sicht des Empfangssystems hingegen in einem stark eingeschränkten Raumwinkelsektor, so leidet die Eindeutigkeit der Inkreis-Kugel-Bestimmung. In der Abbildung 3.9 wird das genannte Phänomen grafisch skizziert.

Um eine eindeutige Positionsbestimmung zu erreichen müssen also wenigstens vier Satelliten möglichst gleichverteilt am Himmel positioniert sein. Als Maß für die Verteilung der zur Positionsbestimmung verwendeten Satelliten am Himmel wird der sogenannte Geometric Dilution of Position (GDOP) [101] berechnet. Hierfür gilt ein GDOP von 1 als bestmöglicher Wert und eine sehr gute Verteilung der Navigationssatelliten am Firmament. Je höher der GDOP, desto weniger eindeutig lässt sich die Empfängerposition berechnen und desto mehr wirken sich die individuellen Fehler bei der Übertragung einzelner Satellitensignale auf die gesamte Positionsbestimmung aus. Bei einem GDOP von 20 werden im Mittel Ab-

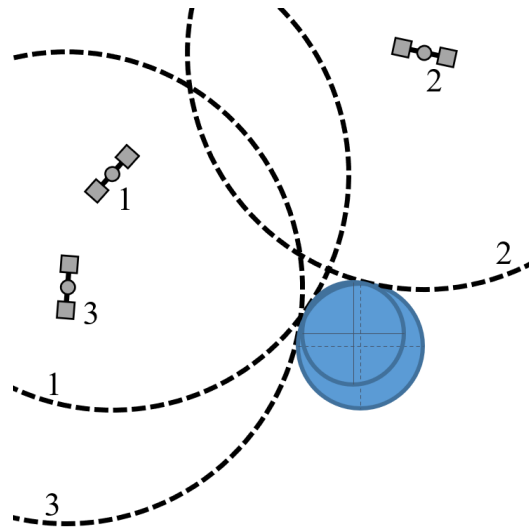


Abbildung 3.9: Weil sich die drei Satelliten in einem begrenzten Raumwinkel-sektor befinden, kann der Inkreis nicht mehr eindeutig definiert werden.

weichungen der berechneten zu exakten Position von bis zu 300 m verursacht.

3.2.3 Kalman-Filterung

Die im vorherigen Kapitel beschriebenen Messgrößen, die zur Berechnung der Empfängerposition ermittelt werden, unterliegen aufgrund von Fading und atmosphärischen Effekten mitunter einer großen statistischen Streuung. Um dennoch repräsentative Positionen dieses Multisensorsystems berechnen zu können, wurden verschiedene Filtertechniken, wie das kontinuierliche Kalman-Bucy-Filter [107] entwickelt, das von einem zum nächsten zeitdiskreten Iterationsschritt den Beobachtungsvektor l_k eines Messmodells zu einem Zeitpunkt k aus dem vorher berechneten Systemzustand, den durch Messung gewonnenen Stellgrößen sowie darin enthaltenen Messfehlern des vorherigen Schrittes $k - 1$ beschreibt. In [41] werden verschiedene weiterführende Ansätze mathematischer Filter zur Steigerung der Genauigkeit bei der Positionsberechnung untersucht.

Heutige GNSS-Empfänger sind typischerweise mit einer Kalman-Filterung ausgestattet. Ein Nachteil dieser etablierten Standard-Technologie stellt die Trägheit des Systems, insbesondere bei den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten verschiedenen Empfangsszenarien dar. Die Veränderung einer Empfangssituation, wie beispielsweise eine veränderte Konfiguration der kombinierten Empfangsantennen, führte stets erst allmählich zu sichtbaren Veränderungen der Positionsberechnung sowie Wartezeiten von bis zu 15 Minuten zur endgültigen Einnahme

eines repräsentativen Messwertes. Bei dem verwendeten GNSS-Empfänger-Evaluationskit EVK-8 von μ -Blox ließ sich die Kalman-Filterung nicht deaktivieren.

3.2.4 Einfluss von Reflexionssignalen auf Ortungsgenauigkeit

Die im Rahmen der Satellitennavigation durchgeführte Positionsrechnung basiert auf der Annahme, dass die Signale mehrerer empfangener Navigationssatelliten direkt, also ohne durch Hindernisse verändert, als Line of Sight (LOS)-Signale zur Empfangsantenne gelangen. In dichten Städten hingegen bieten unzählige Gebäudewände große Reflexionsflächen für die Satellitensignale, sodass der Empfang reflektierter Signale eine erhöhte Wahrscheinlichkeit aufweist. In der Abbildung 3.10 wird das genannte Empfangsszenario in Form einer Prinzipskizze zusammengefasst.

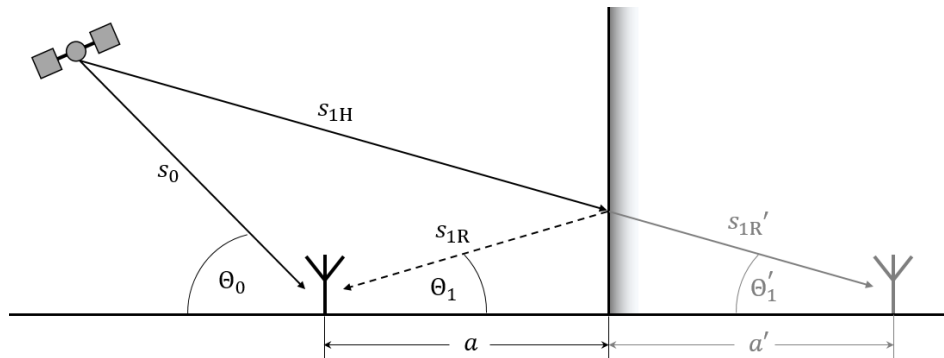


Abbildung 3.10: Prinzipielle Darstellung eines Satellitensignals, das mit einem LOS- und einem reflektierten Anteil bei einer Empfangsantenne eintrifft.

Von der Sendeantenne eines Navigationssatelliten wird ein Signal s ausgesandt, dessen Signalanteile s_0 und s_1 , welche als durchgezogene Pfeile dargestellt sind, auf Signalpfaden mit unterschiedlicher Richtung verlaufen. Der Signalanteil s_0 erreicht die Empfangsantenne als LOS-Signal, während der Signalanteil s_{1H} zunächst auf eine Gebäudewand auftrifft und als s_{1R} zur Empfangsantenne reflektiert wird. Da der Satellit viel weiter von der Empfangsantenne entfernt ist als die um a entfernte Gebäudewand, können die beiden Sendesignalanteile s_0 und s_1 als parallel verlaufend betrachtet werden. Daraus folgt, dass auch die Elevationswinkel der Empfangssignale Θ_0 und Θ_1 gleichgesetzt werden können. Welchen Einfluss das reflektierte Signal auf die Positionsrechnung hat, ist durch eine graue Skizze rechts der Gebäudewand dargestellt. Ohne die Kenntnis über seinen tatsächlichen Standort muss auf Basis des Signalanteils s_1 das Empfangssystem davon ausgehen, es befände sich rechts der Gebäudewand. Der sich ergebende Fehler bezüglich der Positionsrechnung e_{s_1} beläuft sich also auf

$$e_{s_1} = a + a' = 2a. \quad (3.30)$$

Da neben dem verfälschenden reflektierten Signalanteil s_1 auch der LOS-Signalanteil s_0 bei der Empfangsantenne eintrifft, stellt sich die Berechnung des resultierenden Fehlers komplizierter dar. Das von der Empfangsantenne empfangene Gesamtsignal in Abhängigkeit der Zeit $s(t)$ kann durch folgende Formel beschrieben werden

$$s(t) = \sum_{i=0}^N s_i(t) + \epsilon(t). \quad (3.31)$$

Zu der Summe der Satellitensignalanteile $s_i(t)$ wird ein zeitvariantes Rauschen $\epsilon(t)$ addiert. Werden die einzelnen Empfangssignalanteile s_i durch ihre jeweilige Signalamplitude $\bar{s}_i(t)$ und ihre GNSS-Code-Modulation $p(t)$ genauer beschrieben, so ergibt sich folgende Formel nach [31]

$$s(t) = \sum_{i=0}^N \bar{s}_i(t) p[t - \tau_i(t)] \cos[\omega t + \varphi_i(t)] + \epsilon(t) \quad (3.32)$$

Basierend auf dem LOS-Signalanteil s_0 stellt $\tau_i(t)$ den relativen Zeitversatz und $\varphi_i(t)$ die relative Phasendifferenz des i -ten Signalanteils dar. Daraus folgt $\bar{s}_0(t) = 1$ und $\tau_0(t) = \varphi_0(t) = 0$. Da die i -ten Signalanteile lediglich reflektierte Kopien des LOS-Signals sind, ergibt sich $\bar{s}_0(t) > \bar{s}_n(t)$, wobei $n \in \mathbb{N}$. Die Kreisfrequenz ω ergibt sich aus der Trägerfrequenz, multipliziert mit 2π .

Um ein einziges Satellitensignal aus dem empfangenen Gesamtsignal herauszufiltern, führt der Empfänger innerhalb eines ersten Funktionsblocks namens *Code and carrier tracking* auf Basis von CDMA eine Autokorrelation mit einem dem betrachteten Satelliten zugehörigen Code durch, der auch als Pseudo Random Noise (PRN) bezeichnet wird. Im Zeitbereich korreliert bei der *code phase* τ das Gesamtsignal mit dem PRN-Code am stärksten, sodass die AKF dort ein Maximum aufweist. Wird der Referenzcode um einen Code-Takt T verschoben, ergibt sich ein um ca. 30 dB reduzierter Korrelationskoeffizient ρ . Dadurch stellt sich die AKF (ohne Störungen) als eine Dreieckfunktion dar, was in der Abbildung 3.11 (links) schematisch gezeigt wird.

Das Ausgangssignal des Funktionsblocks *Code and carrier tracking* wird in Form eines DLL an dessen Eingang zurückgeführt, wo es erneut mit dem PRN-Code autokorreliert wird. Die AKF des rückgeführten Ausgangssignals AKF_N wird danach in einem Diskriminator-Block mit der AKF des aktuell anliegenden Eingangssignals AKF_V zusammengeführt. Hierbei wird eine Diskriminatorfunktion aus der Differenz der beiden Autokorrelationsfunktionen gebildet. Der

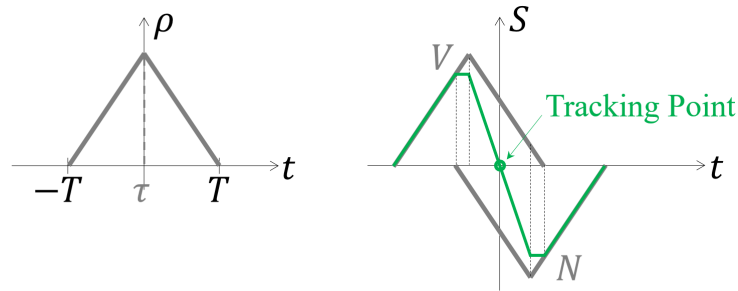


Abbildung 3.11: Durch den GNSS-Empfänger wird aus dem empfangenen Gesamtsignal zunächst eine AKF $\rho(t)$ gebildet und diese weiter in eine Diskriminatorfunktion $S(t)$ überführt.

Nulldurchgang dieser typischerweise S-förmigen Kurve bezeichnet den sogenannten Tracking Point, der zur technischen Generierung der Code Phase dient. In der Abbildungen 3.11 (rechts) wird die genannte Diskriminatorfunktion $S(t)$ als grüne Linie dargestellt.

Wird ein Anteil des Satellitensignals hingegen reflektiert und gelangt dadurch auch, wie das LOS-Signal, zeitversetzt zur Empfangsantenne, so durchlaufen beide Signalanteile die genannten Funktionsblocks des GNSS-Empfängers. Die Autokorrelationsfunktionen beider Signalanteile werden zu einer Gesamt-AKF addiert. Es ergibt sich das in der Abbildungen 3.12 (links) gezeigte Bild. Bei der nachfolgenden Bildung der Diskriminatorfunktion kommt es aufgrund der verformten Gestalt der Gesamt-AKF zu einer Verschiebung des Tracking Points, sodass die Code Phase τ fehlerhaft generiert wird. Die durch den Mehrwege-Empfang hervorgerufene Abweichung des Tracking Points ist im Bild durch einen violetten Balken optisch hervorgehoben.

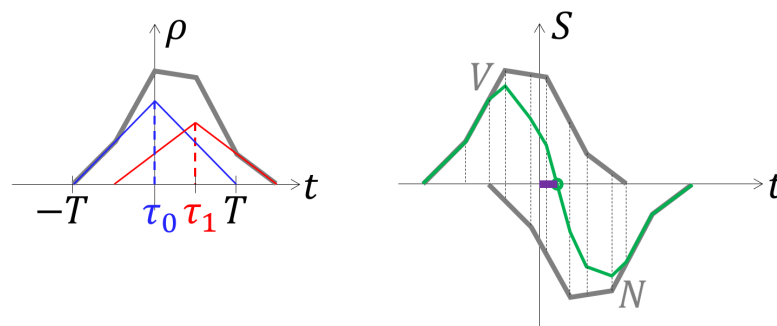


Abbildung 3.12: Die Überlagerung zweier zeitlich versetzt empfangener Signalanteile führt zu einer Verschiebung des Tracking Points.

Dieser Logik folgend sollte der zeitlich um δ versetzte Empfang zweier Signalanteile, die von einem Satelliten mit etwa gleichem Pegel empfangen werden, zu

einer Verschiebung der Code Phase um die Hälfte des Zeitversatzes δ führen. Dieses in der Praxis eher unwahrscheinliche Phänomen kann jedoch als experimentelle Demonstration des genannten Wirkprinzips herangezogen werden. Auf dem Dach eines herausragenden, ca. 15 m hohen Gebäudes der Universität der Bundeswehr München wurden zwei gleichwertige GNSS-Antennen in einem Abstand von 6 m voneinander platziert. Für beide Antennen war ein ungehinderter, omnidirektionaler Empfang innerhalb eines Elevationswinkelbereichs von $0^\circ < \Theta < 90^\circ$ möglich. Unterhalb der Antennen wurden Absorber angebracht, um den Empfang von Signalen zu reduzieren, die an der Erdoberfläche oder umliegenden Gebäuden reflektiert werden. Die Einzelsignale der Antennen wurden mithilfe eines Systems aus Powerdividern und Dämpfungsgliedern in drei Signalpfade mit jeweils gleichem Pegel aufgeteilt. Über den Pfad 1 wurde das Signal der Antenne 1 an einen ersten GNSS-Empfänger übermittelt, über den Pfad 2 wurde das Signal der Antenne 2 an einen zweiten GNSS-Empfänger und über den Pfad 3 die Summe der Signale der Antennen 1 und 2 an einen dritten GNSS-Empfänger. Die von den drei gleichwertigen GNSS-Empfängern berechneten Positionen wurden gleichzeitig aufgezeichnet. Die Signalwege der Pfade waren jeweils gleich lang, da sich das Empfangssystem im Zentrum der Anordnung befand. In der Abbildung 3.13 sind die Messergebnisse einer einstündigen Messung in Form von Positionsangaben nach Längen- (Longitude) und Breitengrad (Latitude) in einem Diagramm zusammengefasst.

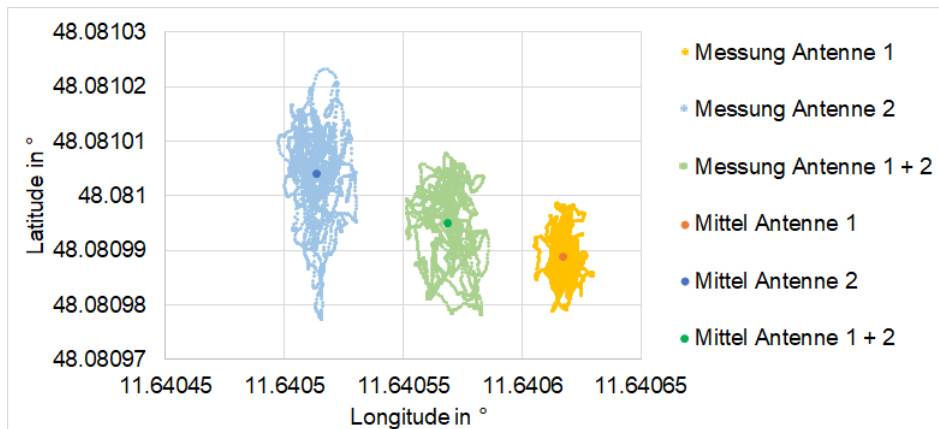


Abbildung 3.13: Die gleichwertige Addition eines an verschiedenen Orten gemessenen Empfangssignals veranlasst den GNSS-Empfänger zur Berechnung einer mittig, zwischen den Empfangsorten befindlichen Position.

Unter der Annahme idealer Reflexionen verursachen nach der Formel 3.30 steil einfallende Signale ($75^\circ < \Theta < 90^\circ$) den gleichen Fehler wie flach einfallende Signale ($\Theta < 15^\circ$) bezüglich der Positionsberechnung. Der Fehler wäre also unabhängig vom Einfallswinkel Θ , als würden, wie in der gezeigten Messung, zwei gleichwertige Signale an unterschiedlichen Orten gemessen werden.

Die Messung zeigt die prognostizierte Wirkungsweise des GNSS-Empfängers bei der Berechnung der Position. Erwartungsgemäß führt der Empfang eines zweiten gleichwertigen Satellitenstörsignals s_1 neben dem LOS-Signal s_0 zu einem Positionierungsfehler der der Hälfte des vom Störsignal ausgehenden Fehlers e_{s_1} (siehe Formel 3.30) entspricht. Ist der durch die Wand zustande kommende Reflexionskoeffizient r hingegen kleiner als 1, so ergibt sich für den Gesamtfehler e folgender Zusammenhang:

$$e = \frac{r}{2} e_{s_1}. \quad (3.33)$$

Aus der Formel 3.30 ergibt sich demnach

$$e = \frac{r}{2} 2a = r \cdot a. \quad (3.34)$$

In der Tabelle 3.1 aus [31] sind typische Reflexionsfaktoren für unterschiedliche Oberflächen bei einem Einstrahlungswinkel von $\Theta = 90^\circ$ zusammengefasst.

Material	Reflexionsfaktor r
Beton	0,404
Ziegel	0,345
Glas	0,421
getöntes Glas	0,950

Tabelle 3.1: Repräsentative Reflexionsfaktoren unterschiedlicher Materialien bei direkter Einstrahlung und einer Frequenz von 1,575 GHz.

Für eine hohe Leistungsübertragung von elektromagnetischer Strahlung zwischen zwei Gegenstellen sollten sich innerhalb der 1. Fresnelzone um den LOS-Pfad der Verbindung keine reflektierenden Hindernisse befinden [31]. Würde man die Fresnelzone quer zum LOS-Pfad zerschneiden, so ergäbe sich eine kreisförmige Querschnittsfläche. In erster Näherung ergibt sich für den Radius R_F dieser Querschnittsfläche folgende Formel

$$R_F = \sqrt{\frac{\lambda d_s d_e}{d_s + d_e}} \quad (3.35)$$

Dabei stellen d_s den Abstand des Senders und d_e den Abstand des Empfängers zur Querschnittsfläche dar. Für eine sehr große Übertragungsstrecke gilt in der Nähe des Empfangssystems $d_s + d_e \rightarrow d_s$. Dadurch ergibt sich näherungsweise $R_F = \sqrt{\lambda d_e}$. Der Radius der 1. Fresnelzone in einer Entfernung zur Empfangsantenne von 10 m beträgt damit im L1-Band ca. 1,38 m. Fällt die elektromagnetische Strahlung direkt auf eine Oberfläche ($\Theta = 90^\circ$), so ergibt sich eine kreisrunde Reflexionsfläche der Fresnelzone auf der Oberfläche und es wird entsprechend des

Reflexionsfaktors r ein maximal möglicher Leistungsanteil reflektiert. Bei einem schrägen Einfall der elektromagnetischen Strahlung ($\Theta < 90^\circ$) hingegen, ergäbe sich eine größere, elliptische Reflexionsfläche und damit eine reduzierte Leistungsübertragung. In der Abbildungen 3.14 ist die Reflexion des Strahlungsanteils s_1 mit Fresnelzone schematisch dargestellt.

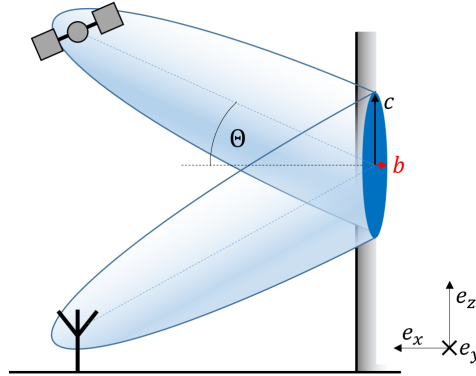


Abbildung 3.14: An der Wand ausgeprägte elliptische Reflexionsfläche der Fresnelzone.

Die blau gefärbte Reflexionsfläche an der Wand (rechts) weist eine elliptische Form mit den orthogonalen Radien b und c auf. Dabei entspricht b dem unveränderten Radius der 1. Fresnelzone R_F . Der vertikale Radius c hingegen ist größer als R_F . Es gilt

$$c = \frac{b}{\cos \Theta} = \frac{R_F}{\cos \Theta}. \quad (3.36)$$

Der Flächeninhalt A der gegebenen, elliptischen Reflexionsfläche der Fresnelzone ergibt sich nach

$$A = b \cdot c \cdot \pi = \frac{\pi \cdot R_F^2}{\cos \Theta}. \quad (3.37)$$

Unter der Annahme, dass die Intensität der Leistungsübertragung näherungsweise umgekehrt proportional zur Größe der Reflexionsfläche der Fresnelzone A ist, ergibt sich für den Positionierungsfehler

$$e \sim \frac{1}{A} \Rightarrow e \sim \cos \Theta. \quad (3.38)$$

Da für $\Theta = 0^\circ$ ($\cos \Theta = 1$) eine höchstmögliche Reflexion stattfindet und für $\Theta = 90^\circ$ ($\cos \Theta = 0$) gar keine Reflexion zustande kommt, ergibt sich für den Positionierungsfehler

$$e = r \cdot a \cdot \cos \Theta. \quad (3.39)$$

Die Formel 3.39 beschreibt, welcher Positionierungsfehler beim Empfang eines einzigen Satellitensignals bestehend aus einem LOS- und einem reflektierten Anteil hervorgerufen wird. Zur Berechnung einer Position müssen jedoch die Signale von mindestens vier, möglichst weit am Firmament verteilten Satelliten j empfangen werden. Geht man von einer gleichen Gewichtung der Empfangssignale innerhalb des GNSS-Empfängers aus, so ergibt sich folgender Gesamt-Positionierungsfehler

$$e = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m e_j = \frac{r \cdot a}{m} \sum_{j=1}^m \cos \Theta_j \quad (3.40)$$

In erster Näherung wird nun davon ausgegangen, dass sehr viele Satelliten ($m \rightarrow \infty$) aus annähernd gleichverteilten Richtungen empfangen werden. In der gezeigten Herleitung des Positionierungsfehlers e wurde bislang die Raumdimension vernachlässigt, deren Einheitsvektor e_y in die Bildebene der Abbildungen 3.14 hinein weist. Lägen die Satelliten und das Empfangssystem nicht gemeinsam auf der Bildebene, sondern hätten jeweils unterschiedliche y -Koordinaten, so ergäbe sich ein zusätzlicher Fehleranteil e_y . Auf Basis der Annahme sehr vieler gleichverteilter Satelliten wird der Fehleranteil e_y jedoch eliminiert, da gleich viele Satelliten vor wie hinter der Bildebene wären. Für den Gesamt-Positionierungsfehler ergibt sich

$$e = r \cdot a \cdot \frac{2}{\pi} \int_{0^\circ}^{90^\circ} \cos \Theta \, d\Theta = \frac{2}{\pi} \cdot r \cdot a \quad (3.41)$$

Würde also ein Empfangssystem in einem Abstand von $a = 10$ m entfernt von einer mit dem Faktor $r = 0,404$ reflektierenden Beton-Wand platziert werden, so ergäbe sich ein mittlerer Positionierungsfehler von $e = 2,572$ m. Je größer der Abstand ist, desto größer wird der Positionierungsfehler. Die gleiche Proportionalität ergibt sich auch für den Reflexionsfaktor der reflektierenden Wand. Würde eine mit getöntem Glas verkleidete Hausfassade auf der gegenüberliegenden Seite einer 50 m langen Kreuzung durch eine ungünstige Ausrichtung zu einer Zufahrtsstraße besonders wirksame Reflexionspfade hervorrufen, so ergäbe sich ein mittlerer Positionierungsfehler von $e = 30,24$ m. Unter sehr ungünstigen aber innerhalb dichter Städte nicht unwahrscheinlichen Umständen, gelangen ausschließlich reflektierte Signale zu den Empfangsantennen, was die Intensität des Fehlers zusätzlich erhöht.

Wie die genannten Beispiele zeigen, sollte mit Blick auf die Optimierung eines Empfangssystems insbesondere der Einfluss starker Reflexionsquellen, die im

Rahmen dieser Arbeit auch als markante Störsignale (oder einfach als markante Störer) bezeichnet werden, auf die Positionsberechnung reduziert werden.

3.2.5 Möglichkeiten der Vermeidung des Mehrwege-Empfangs

Eine wesentliche Grundlage zur Reduzierung des auf Mehrwege-Empfang basierenden Positionierungsfehlers besteht in der Erkennung und Unterdrückung von Reflexionssignalen. Dass sich die Polarisationsrichtung zirkular polarisierter Strahlung bei der Reflexion umkehrt, stellt sich diesbezüglich als ein hilfreicher Umstand dar. Die rechtszirkular polarisierten Satellitensignale werden bei einer einfachen Reflexion an Gebäudewänden in linkszirkular polarisierte Signale umgewandelt. In Abhängigkeit des LHCP-Gewinns G_{LHCP} und des RHCP-Gewinns G_{RHCP} der Empfangsantenne in der betrachteten Empfangsrichtung kann der Gesamt-Positionierungsfehler wie folgt beschrieben werden:

$$e = \frac{2}{\pi} \cdot r \cdot a \cdot \frac{G_{\text{LHCP}}}{G_{\text{RHCP}}} \quad (3.42)$$

Die typischerweise für den mobilen Empfang von GNSS-Signalen verwendeten Patch- oder Ringantennen weisen zwar für hohe Elevationswinkel $70^\circ \leq \Theta \leq 90^\circ$ hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) auf, für niedrige Elevationen $\Theta \leq 50^\circ$ nähern sich RHCP- und LHCP-Gewinn einander an. Für sehr flache Elevationswinkel gilt $G_{\text{LHCP}} \approx G_{\text{RHCP}}$. Der Positionierungsfehler ist jedoch gerade bei flach einfallenden Satellitensignalen besonders hoch. Weiterhin ist für die Eindeutigkeit der Positionsberechnung ein möglichst niedriges GDOP erforderlich. Dies erfordert die Betrachtung möglichst weit am Firmament voneinander dislozierter Satelliten, wodurch den flach einfallenden Satellitensignalen besondere Berücksichtigung zukommt. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung typischer mobiler Empfangsantennen kann folglich kaum zu einer Unterdrückung des auf Mehrwege-Empfang basierenden Positionierungsfehlers beitragen.

Um wirksam Reflexionssignale zu unterdrücken muss der LHCP-Gewinn besonders für flache Elevationswinkel gezielt unterdrückt werden können. Hierfür können Antennenarrays oder Antennen-Diversity-Sets eingesetzt werden, die durch die Kombination mehrerer Einzelantennen Strahlformung (Beamforming) ermöglichen.

3.2.6 Mehrbandigkeit zur Verhinderung atmosphärischer Effekte

Die Signale der Navigationssatelliten durchdringen auf ihrem Weg zu den Empfangssystemen an der Erdoberfläche sämtliche Schichten der Erdatmosphäre. Dabei verursacht insbesondere die Ionosphäre einen hohen Zeitversatz Δt (engl. Ionospheric Delay), der sich in Abhängigkeit der Elektronendichte ρ_{TEC} nach [105] wie folgt beschreiben lässt

$$\Delta t = 40,3 \cdot \frac{\rho_{\text{TEC}}}{c f^2}. \quad (3.43)$$

Der dadurch zustande kommende Positionierungsfehler liegt typischerweise zwischen 5 und 30 m. Um den genannten Ionosphären-Fehler zu reduzieren, macht man sich die Frequenzabhängigkeit des Zeitversatzes Δt zunutze. Für jede Frequenz i ergibt sich ein individueller Zeitversatz Δt_i . Die Differenz zweier Zeitversätze $\Delta t_1 - \Delta t_2$ lässt sich im GNSS-Empfänger ermitteln, sodass sich folgende Gleichung ergibt

$$\Delta t_1 - \Delta t_2 = \frac{40,3 \cdot \rho_{\text{TEC}} (f_1^2 - f_2^2)}{c f_1^2 f_2^2}. \quad (3.44)$$

Diese Gleichung kann nach der Elektronendichte ρ_{TEC} aufgelöst und näherungsweise berechnet werden. Für das GNSS existieren mittlerweile viele praktische Anwendungen von zweibandfähigen Empfangsantennen und -Empfängern. Auf Basis der GNSS-Frequenzbänder L1 und L2 kann der Ionosphärenfehler weitgehend eliminiert werden.

3.3 Empfangsszenario bei satellitengestützten digitalen Hörfunkdiensten

Die Besonderheiten beim mobilen Empfang von Satelliten-Radiosignalen des SDARS gegenüber anderen Hörfunkdiensten stellen spezielle Anforderungen an die Ausgestaltung von Empfangsantennen.

3.3.1 Empfangsrichtung

Der Empfang des SDARS basiert in der gegenwärtigen Konstellation auf zwei geostationären Satelliten sowie innerhalb von Städten auf terrestrischen vertikal polarisierten Sendeantennen. Aufgrund der guten Sendeinfrastruktur innerhalb der Städte spielt dort der Satellitenempfang kaum eine Rolle. Weit außerhalb der Ballungsgebiete hingegen ist der Satellitenempfang meist die einzige Signalquelle und bildet damit die Grundlage des ländlichen Empfangsszenarios. Diese Regionen sind typischerweise geprägt von mitunter dichten Wäldern, innerhalb derer der Satelliten-Signalempfang stark beeinträchtigt wird. Durch das dichte Blattwerk der Wälder wird das Line-of-Sight-Signal (LOS-Signal) eines Satelliten mehrfach reflektiert, gestreut und gedämpft. Die einzelnen Streuteile des Gesamtsignals gelangen somit auf unterschiedlichen Wegen zur Empfangsantenne und können sich am Empfangsort konstruktiv überlagern, aber auch teilweise gegenseitig auslöschen. In Abbildung 3.15 wird das beschriebene Empfangsszenario durch einen einfachen LOS-Pfad skizziert. Die Skizze des mobilen SDARS-Empfangs im Wald zeigt, dass die LOS-Signale der Satelliten lange Wege durch dichtes

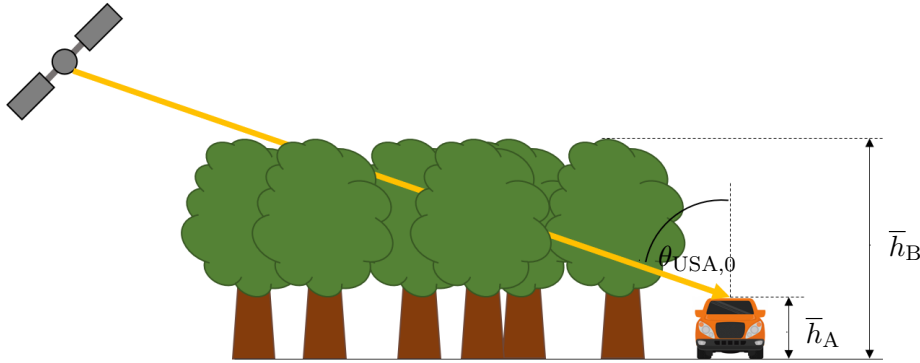


Abbildung 3.15: Skizze des mobilen SDARS-Empfangs im Wald.

Laub zurücklegen müssen

Die mittlere Baumhöhe \bar{h}_B eines typischen Mischwaldes der gemäßigten Klimazone (USA, Mitteleuropa) beträgt 30 m. Mit einer typischen Antennenhöhe $\bar{h}_A = 1,6$ m ergibt sich eine Differenzhöhe von $\bar{h}_B - \bar{h}_A = 28,4$ m. Die Elevation $\theta_{USA,0}$ an einem zentralen Ort in den USA (ungefähr zwischen den Städten Denver und Kansas City) beträgt ca. 42° . Die mittlere Strecke \bar{s}_B , die das LOS-Signal durch das Blattwerk des Waldes verläuft, beträgt also:

$$\bar{s}_B = \frac{\bar{h}_B - \bar{h}_A}{\cos(\theta_{USA,0})} = 38 \text{ m} \quad (3.45)$$

Während die Strahlung durch das Laub hindurch dringt, finden viele Reflexionen, Streuungen und Beugungen statt, die zusammengefasst als Laubkontakte bezeichnet werden können. Die durch diese Laubkontakte hervorgerufenen unterschiedlichen Signalpfade, die an der Empfangsantenne eintreffen, erreichen diese aus unterschiedlichen Richtungen. Dadurch kommt es neben der Dämpfung des LOS-Pfads zu einer Winkelstreuung, die statistisch als normalverteilt aus Sicht der Empfangsantenne angenommen werden kann [44]. Dies wiederum ermöglicht es, Signale aus anderen Richtung als nur aus der LOS-Richtung zu empfangen.

3.3.2 Empfangsleistung und Rauschen

Um die Signalleistung am Empfangsort P_E zu bestimmen, wird zunächst die Übertragung im freien Raum betrachtet. Hierfür gilt:

$$P_E = \frac{P_S \cdot G_S(\theta_S, \phi_S) \cdot G_E(\theta_E, \phi_E)}{L_{bf}}. \quad (3.46)$$

Dabei sind P_S die Sendeleistung, $G_S(\theta_S, \phi_S)$ der Gewinn der Sendeantenne bezogen auf den Raumwinkel aus Sicht des Satelliten, $G_E(\theta_E, \phi_E)$ der Gewinn der

Empfangsantenne bezogen auf den Raumwinkel aus Sicht des Empfängers und L_{bf} die Freiraumdämpfung. Bei den Sendeantennen handelt es sich typischerweise um Parabolantennen, die einen sehr geringe Strahlbreite aufweisen. Dadurch kann ein sehr hoher Gewinn in Hauptstrahlrichtung von 27,2 dBic [73] erreicht werden. Für die Empfangsantenne wird ein isotroper Bezugswert von $G_{\text{E}} = 0$ dBic zugrunde gelegt. Bei den Sendeleistungen unterscheiden sich die aktuell verwendeten Satelliten, da der XM-4 mit 18 kW $\hat{=}$ 72,6 dBm und der XM-5 mit 20 kW $\hat{=}$ 73 dBm sendet. Die Freiraumdämpfung wird berechnet nach

$$L_{\text{bf}} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2. \quad (3.47)$$

Für eine Übertragungsstrecke r von ca. 45 000 km und einer Wellenlänge $\lambda = c/f$, wobei $f = 2,332$ GHz ergibt sich $L_{\text{bf}} = 192,9$ dB. Dadurch ergibt sich für den XM-5-Satelliten eine Empfangsleistung von

$$P_{\text{E}} = 73 \text{ dBm} + 27,2 \text{ dBic} + 0 \text{ dBic} - 192,9 \text{ dB} = -92,7 \text{ dBm}. \quad (3.48)$$

Detektieren kann der SDARS-Empfänger jedoch nur den Leistungsanteil, der oberhalb des Rauschlevels ist. Die von der Empfangsantenne empfangene Rauschleistung P_{N} wird berechnet nach

$$P_{\text{N}} = k_{\text{B}} \cdot B \cdot T_{\text{Sys}}. \quad (3.49)$$

Dabei stellt k_{B} die Boltzmannkonstante mit $1,38064852 \cdot 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kg s}^{-2} \text{ K}^{-1}$, B die Bandbreite von 4,5 MHz und T_{Sys} die Systemrauschtemperatur von typisch 200 K dar. Es ergibt sich eine Rauschleistung von $P_{\text{N}} = -109,1$ dBm.

Daraus folgt ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR nach:

$$\text{SNR} = \frac{P_{\text{E}}}{P_{\text{N}}} = -92,7 \text{ dBm} + 109,1 \text{ dBm} = 16,4 \text{ dBm}. \quad (3.50)$$

Im vorgestellten Empfangsszenario werden die Signale jedoch durch dichtes Laub stark gedämpft. Je nach Witterung und Laubdichte können Pfadverluste und Fading-Effekte den Empfangssignallevel stark reduzieren und sogar auslösen [44].

3.3.3 Möglichkeiten der Verbesserung

Auf Basis der Winkelstreuung der Empfangssignale ist es in dichten Empfangsszenarios möglich, Signale aus anderen Richtungen, als nur aus der LOS-Richtung zu empfangen. Dies ermöglicht es gezielt starke aus unterschiedlichen Richtungen am

Empfangsort eintreffende Empfangspfade konstruktiv zu überlagern. Durch Phasensteuerung kombinierter, linear unabhängiger Einzelantennen-Signalfade auf Basis eines *Equal Gain Combining*, *Maximum Ratio Combining* oder *Scan Phased Diversity* kann dies technisch realisiert werden. Konzeptstudien dazu wurden in [91] vorgestellt und in Form von Funktionsdemonstratoren in unterschiedlichen Reifegraden im Feld untersucht [52, 87, 83]. Eine weitere Vorarbeit bestand in der Entwicklung eines Mikrochips, welches in [30] präsentiert wurde.

4 Untersuchung neuer Antennen und Antennenkombinationen für den hochperformanten Satellitenempfang

4.1 Einzelantennen

Zur Erfüllung der Herausforderungen und Ziele lag der Fokus dieser Arbeit zunächst auf der Gestaltung kompakter Breitband-Dualband-Antennen. Dafür sind verschiedene Konzepte von Einzelantennen für die unterschiedlichen Satellitenfunktwendungen GNSS und SDARS untersucht und realisiert worden, die in der Folge teilweise zu kompakten Diversity-fähigen Kombinationen zusammengefasst wurden. Jede neugestaltete Antenne erfüllt dabei unterschiedliche Anforderungen und individuelle Aufgaben, die meist direkt von verschiedenen Fahrzeugherstellern formuliert wurden. Mit Blick auf das Ziel Diversity-Antennen zu realisieren wurde unter anderem untersucht, aus einer kompakten Einzelantenne heraus mehrere voneinander entkoppelte Einzelantennensignale abzugreifen. Die entkoppelten Einzelsignale einer oder mehrerer Antennen wurden dann in einem weiteren Schritt mithilfe einer Diversity-Schaltung zu einem einzigen Antennensignal konstruktiv zusammengeführt.

4.1.1 Skarabäus-Ringantenne

Die typischerweise für den Empfang zirkularpolarisierter Satellitensignale eingesetzten Patch-Antennen offerieren vor allem wegen ihrer geschlossenen Form kaum Möglichkeiten zur kompakten Kombination mit weiteren Einzelantennen. Eine Ringantenne weist hingegen eine ausreichend große Aussparung zur Integration weiterer Einzelantennen auf. Der Umfang einer Ringantenne muss der Wellenlänge λ entsprechen, dass sie in Resonanz ist. Sogar bei den sehr kleinen Wellenlängen des hier untersuchten Mikrowellenspektrums (z.B. $\lambda_{1,575 \text{ GHz}} = 0,19 \text{ m}$) wäre eine resonante Ringantenne in der Praxis zu groß für die Verwendung auf oder in einem Fahrzeug. Deshalb wurden in dieser Arbeit Skarabäus-Ringantennen eingesetzt, die durch Parallelkapazitäten deutlich kompakter realisiert werden können [43, 70, 62, 61, 60]. Bei einer quadratischen Ringantenne dienen die vier horizontalen Elemente als $\lambda/4$ -Transformatoren. Beim Skarabäus-Ringantennen-Konzept hingegen werden die horizontalen Elemente kürzer ausgeführt und an ihren Eckpunkten um vier Parallelkapazitäten C_P ergänzt. Um die Antenne in

zwei Frequenzen resonant zu gestalten, müssen die Parallelkapazitäten durch kapazitiv wirkende Netzwerke wie in [25] ersetzt werden. Im Folgenden werden die Elemente dieses Kapazitätsnetzwerkes mathematisch hergeleitet.

Betrachtet man den Widerstand \underline{Z}_2 einer der vier Seiten der Länge l_t einer quadratischen Ringantenne mit einem Leitungswellenwiderstand Z_L und einem Abschlusswiderstand \underline{Z}_1 so ergibt sich die in 4.1 gezeigte Formel für die Leitungstransformation.

$$\underline{Z}_2 = Z_L \cdot \frac{\frac{\underline{Z}_1}{Z_L} + j \cdot \tan\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right)}{1 + j \frac{\underline{Z}_1}{Z_L} \cdot \tan\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right)} \quad (4.1)$$

Da die Länge l_t der Seite einer Ringantenne $\lambda/4$ lang ist, ergibt sich folgende Näherung für die Impedanz:

$$\underline{Z}_2 = \frac{Z_L^2}{\underline{Z}_1} \quad (4.2)$$

Ergänzt man nun die Seite einer Ringantenne um eine Parallelkapazität am Eingang so erhält man das in Abbildung 4.1 gezeigte Ersatzschaltbild. Dabei wird eine Ringseite als Transformationsleitung t dargestellt.

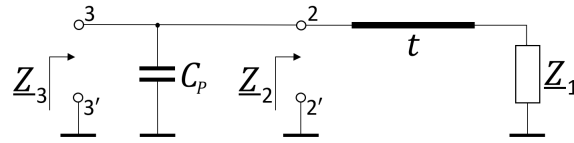


Abbildung 4.1: Das Ersatzschaltbild zeigt den schematischen Aufbau einer Seite einer Ringantenne mit einer Parallelkapazität am Eingang.

Für die, um die Parallelkapazität C_P ergänzte Seite einer Ringantenne ergibt sich die in 4.4 gezeigte Formel für die Leitungstransformation.

$$\underline{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_P + \frac{1}{\underline{Z}_2}} \quad (4.3)$$

$$\Leftrightarrow \underline{Z}_3 = \frac{1}{j\omega C_P + \frac{1 + j \frac{\underline{Z}_1}{Z_L} \tan\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right)}{Z_L \left(\frac{\underline{Z}_1}{Z_L} + j \tan\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right)\right)}} \quad (4.4)$$

Der Abschlusswiderstand \underline{Z}_1 bildet die Summe der Impedanzen aller, vor dieser Rahmenseite befindlichen anderen Seiten der Ringantenne. Wie bei einer typischen Ringantenne ist auch bei einer resonanten Skarabäus-Antenne, die parallel zur Speisekapazität gemessene Gesamtimpedanz hochohmig und rein reell. Würde man ausgehend von dieser Gesamtimpedanz eine Rücktransformation um eine Länge von $\lambda/4$ vornehmen, ergäbe sich eine niederohmige, rein reelle Impedanz. Für die hier eingeführte mathematische Untersuchung bedeutet das, dass \underline{Z}_1 als hochohmig und rein reell und \underline{Z}_3 als niederohmig und rein reell angenommen werden kann. Stellt man darauf basierend \underline{Z}_3 nach seinem Real- und Imaginärteil um, ergibt sich die in Formel 4.5 gezeigte Gleichung für den Imaginärteil (Auf eine vollständige Ausformulierung der Gleichung mit allen Parametern wurde verzichtet, da es sich um einen unüberschaubar großen Term handelt. Die Berechnungen wurden mithilfe von rechnergestützten Mathematikprogrammen durchgeführt, wobei hier nur die relevanten Zwischenergebnisse präsentiert werden).

$$\text{Im} \{ \underline{Z}_3 \} = 0 \quad (4.5)$$

Stellt man die Formel 4.5 nach der Parallelkapazität C_P um, so ergibt sich der in Formel 4.6 dargestellte mathematische Zusammenhang für $C_P(l_t)$.

$$C_P(l_t) = \frac{Z_L^2 \cdot \tan\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right) - Z_1^2 \cdot \tan\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right)}{\omega Z_L \left[Z_L^2 \cdot \tan^2\left(2\pi \frac{l_t}{\lambda}\right) + Z_1^2 \right]} \quad (4.6)$$

Aus einer repräsentativen Simulation einer bei $f = 1,575$ GHz resonanten Skarabäus-Antenne wurden zur Veranschaulichung des in Formel 4.4 gezeigten mathematischen Zusammenhangs folgende Beispiel-Parameter ermittelt: $Z_L = 200 \Omega$ und $Z_1 = 4 \Omega$. Daraus ergibt sich die in Abbildung 4.2 gezeigte rote Kurve für $C_P(l_t)$.

Aus praktischen Untersuchungen ist bekannt, dass die Skarabäus-Antenne keine beliebig kurzen Seiten aufweisen darf, um das gewünschte Resonanzverhalten hervorzurufen. Bis zu einer Seitenlänge von ca. $\lambda/8$ kann jedoch das Prinzip sicher verwendet werden, wie Forschungsbeispiele zeigen [47]. Konzentriert man sich also auf den praktisch verwendbaren Definitionsbereich für die Ringseitenlänge l_t von ca. $\lambda/8 \leq l_t \leq \lambda/4$ so ergibt sich für $C_P(l_t)$ ein annähernd linearer Verlauf, wie in Abbildung 4.3 gezeigt wird. Für die praktische Realisierbarkeit einer Skarabäus-Antenne stellen jedoch meist die Parallelkapazitäten das einschränkende Kriterium dar. Verwendet man mit Luft gefüllte Plattenkondensatoren, also die verlustärmste Realisierungsform, weisen diese nur relativ geringe Kapazitäten auf.

Die betrachtete Kurve bezieht sich lediglich auf eine Frequenz und hätte in der Praxis nur bei sehr schmalbandigen Anwendungen Aussagekraft. Je nach Frequenz

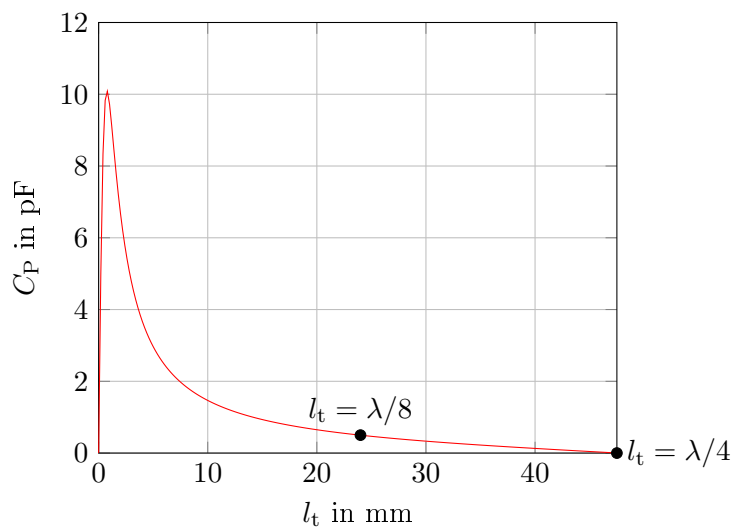


Abbildung 4.2: Durch Einsetzen von Beispielparametern in die Formel 4.5 ergibt sich der im Diagramm gezeigte Kurvenverlauf für $C_P(l_t)$.

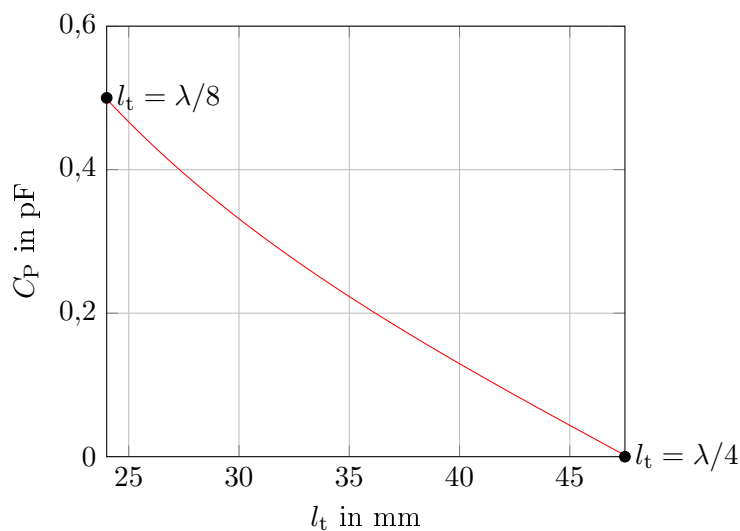


Abbildung 4.3: Im praktisch verwendbaren Bereich für die Rahmenseitenlänge l_t von ca. $\lambda/8 < l_t < \lambda/4$ ergibt sich für $C_P(l_t)$ ein annähernd linearer Verlauf.

verändert sich die Lage der Kurve im Diagramm und damit auch die Rahmenseitenlängen-abhängige Parallelkapazität $C_P(l_t)$. Je nach Ausgestaltung und Form der Antenne darf die Steilheit dieser Kurve nicht zu groß werden. Außerdem stellen die Reproduzierbarkeit und Verlustreduktion der Parallelkapazitäten in der Praxis eine große Herausforderung hinsichtlich ihrer Bauform dar.

4.1.2 Dualband-Ringantenne

Für den Empfang in den zwei GNSS-Frequenzbändern L1 und L2 wurde eine neue Antenne gestaltet. Sie erreicht innerhalb beider Frequenzbänder einen für die Signalaufbereitung ausreichend hohen Gewinn von ca. 2-3 dBic. Die besondere Stärke dieser Antenne liegt jedoch in der sehr hohen Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD aus [97]), die innerhalb beider Frequenzbänder jeweils auch sehr breitbandig vorliegt. Es wird ein XPD von 13 dBic innerhalb der Frequenzbereiche von 1,2 GHz bis 1,25 GHz und von 1,525 GHz bis 1,605 GHz erreicht. Trotz dieser guten elektromagnetischen Eigenschaften weist die Antenne ein sehr kompaktes Design auf. Dies ermöglicht den Einsatz an kleinen Einbauorten zum Beispiel für den mobilen Empfang in Fahrzeugen. Der metallische Strahler lässt sich einfach durch Ausstanzen und Biegen eines dünnen Blechs herstellen. Simulations- und Messergebnisse eines ersten Funktionsdemonstrators zeigen die guten Fähigkeiten und die umfangreichen Einsatzmöglichkeiten der Antenne mit Blick auf die Anwendung im Automobil.

Grundlagen zur Gestaltung der Antenne

Hochpräzisionsnavigation erhält eine zunehmende Aufmerksamkeit, da autonomes Fahren und Fliegen mehr und mehr in den Fokus von Forschung und Industrie rücken. Um die Genauigkeit eines Satellitennavigationssystems deutlich zu erhöhen, ist sowohl der Empfang des kommerziellen L1-Bandes als auch des L2-Bandes nötig (siehe 3.2.6). Multibandantennen für das GNSS benötigen typischerweise große Bauräume und sind sehr kompliziert in der Herstellung. Um alle wichtigen Navigationsdienste wie GPS, GLONASS und BeiDou bereitstellen zu können, muss die Antenne den folgenden Frequenzbereich empfangen: von 1,215 GHz bis 1,240 GHz (L2-Band) [18, 7] als auch von 1,559 GHz bis 1,610 GHz (L1-Band) [7, 66, 6]. In den letzten Jahren wuchs in der Fahrzeugindustrie zunehmend der Bedarf nach GNSS-Antennen mit besonders hohen Kreuzpolarisationsunterdrückungen zwischen der erwünschten rechtszirkularen Polarisation (RHCP) und der unerwünschten linkszirkularen Polarisation (LHCP) innerhalb beider genannter Frequenzbänder. Trotz dieser Forderung bleiben die restriktiven Bauraumbeschränkungen bestehen. Zur Erfüllung dieser Vorgaben wurden verschiedene Konzepte, wie zum Beispiel *Printed Antennas* wie Patch-Antennen, etc. präsentiert, die bereits gute Werte erreichten [51, 45].

Ähnlich gute Resultate wurden auch schon mit dem Skarabäus-Design erreicht [43, 43, 48]. Diese an Käfer erinnernde Strukturen werden zunächst aus dünnem Blech ausgeschnitten und dann in eine dreidimensionale Form gebogen. Dieser sehr einfache Herstellungsprozess führt nicht nur zu einem kompakten Design, sondern wegen der mit Luft gefüllten Struktur auch zu sehr verlustarmen elektromagnetischen Strahlern. In [25] wird zum Beispiel eine zweibandfähige Skarabäus-Antenne präsentiert für den Empfang des L1 und L2 Frequenzbandes, die bereits ein sehr kompaktes Design aufweist.

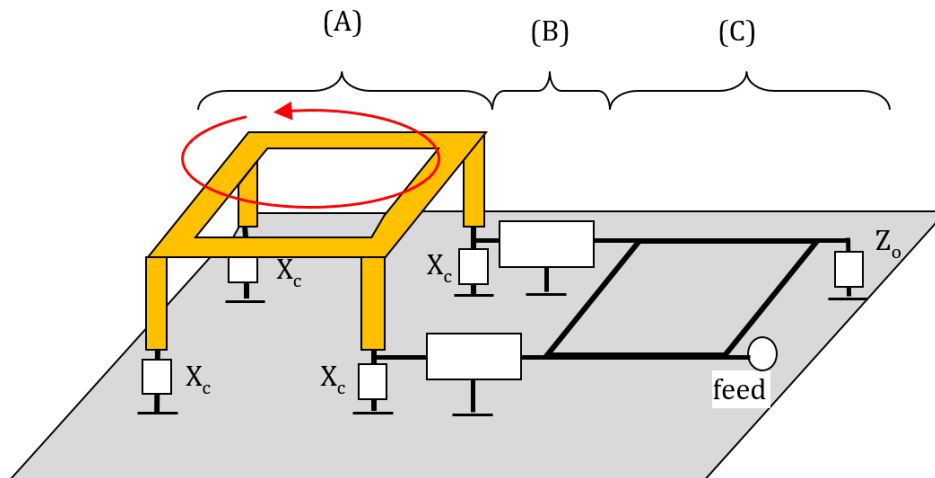


Abbildung 4.4: Vereinfachter Aufbau der zweibandfähigen Antenne. (A): Das Antennenmodul mit den vier kapazitiven Schaltelementen. (B): Die zwei Anpassungsmodule. (C): Das Breitband-Speisenetzwerk.

Modellierung und Realisierung der Antenne

Die im Rahmen dieser Arbeit gestaltete zweibandfähige Skarabäus-Antenne basiert auf einem neuartigen Einspeisungskonzept. Im Gegensatz zu der Antenne in [25] wird die Antennenstruktur an zwei Fußpunkten durch die beiden Ausgangstore eines Hybrid-Ringkoppler anstatt an einem Fußpunkt gespeist. Dadurch erfüllt die Antenne den Anspruch an eine hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) von LHCP gegenüber RHCP im L1- und im L2-Band. Die hohe XPD kann damit außerdem sehr breitbandig im Vergleich zu [25] innerhalb beider Frequenzbänder bereitgestellt werden. Die Außenmaße des metallenen Strahlers betragen $42 \times 43 \times 10 \text{ mm}^3$. Das Skarabäus-Design erlaubt eine einfache Herstellung, wobei ein dünnes Messingblech mithilfe eines Pressbiegeverfahrens in den verlustarmen dreidimensionalen elektromagnetischen Strahler umgeformt wird.

Die Abbildung 4.4 zeigt die Grundstruktur der neuen zweibandfähigen GNSS-Antenne. Die Antenne kann unterteilt werden in drei Bestandteile: Teil (A) ist das Antennenmodul. Es besteht aus einer gebogenen Metallstruktur mit einer quadratischen horizontalen Form, die an ihren vier Ecken jeweils durch vertikale Elemente mit der Substratoberfläche verbunden ist. Dort mündet die Metallstruktur in kleine Schaltungen, die wiederum auf Masse führen. An zwei der vier Strahlerfußpunkten erfolgt die Speisung. Der Teil (B) besteht aus zwei Anpassungsmodule, welche je einen der zwei Strahler-Speisepunkte mit einem Hybrid-Koppler verbinden. Der Hybrid-Koppler und der daran angeschlossene SMA-Konnetor sind Teil des Speisemoduls (Teil C). Der Hybridring ist an einer Seite durch einen 50-Ohm-Widerstand abgeschlossen und stellt damit an der anderen Seite dem Speisernetz einen Teil der an der Antenne empfangenen Leistung zur

Verfügung. Aufgrund dieser Anordnung wird lediglich die empfangene Leistung der RHCP-Strahlung an den Speiseanschluss geleitet, während die Leistung der LHCP-Strahlung am anderen Hybrid-Tor des Ringes absorbiert wird. Dies wiederum gilt nur wenn an den Antennenfußpunkten ein Phasenunterschied von 90° bei Empfang der rechtszirkular polarisierten Wellen entsteht, was durch die Geometrie der Antennenstruktur gegeben sein muss. Um eine starke Reduktion des Antennenwirkungsgrades zu vermeiden, ist es erforderlich, dass mithilfe der Anpassungsmodule (B) die Impedanzen der zwei Speisepunkte des Strahlers an die $50\ \Omega$ des Hybrid-Ringkopplers angepasst werden. Alle genannten Strukturen werden von einer verlustarmen RF-Substratplatine getragen, auf deren Oberseite die Massefläche für die Antenne realisiert wird. Im Folgenden werden die drei Antennenmodule detailliert beschrieben.

A: Das Antennenmodul

Gemäß des Skarabäus-Designs wird die annähernd quadratische Ringstruktur an ihren Eckpunkten über vertikale Elemente und kleine Schaltungselemente zur Masse geführt. Die Schaltungselemente werden dabei als frequenzabhängige Kapazitäten wirksam. Diesen wird jeweils eine negative Reaktanz X_C zugeordnet. Die vertikalen Elemente sind gemeinsam mit dem Ring Teil der Blechstruktur und werden ausgehend vom Ring um 90° nach unten gebogen. Jedes der kapazitiven Schaltelemente besteht aus einer Kapazität in Serie zu einem LC-Parallel-Schaltkreis und wird jeweils an den Fußpunkten der vertikalen Strahler-Elemente auf der gemeinsamen Platine platziert. Auf der Antennenoberseite (Abbildung 4.5) befinden sich die Metallstruktur und die Massefläche. Auf der Antennenunterseite (Abbildung 4.6) befinden sich die Schalungselemente sowie die Antennenspeisung. Die Induktivität ist als schmale Mikrostreifenleitung ausgeführt während die Kapazitäten als diskrete Bauelemente realisiert sind.

Die vier Schaltelemente mit frequenzabhängigen negativen Reaktanzen X_C sind in einer Weise dimensioniert, dass die Antenne sowohl in der Mittenfrequenz des L1- als auch des L2-Bandes in Resonanz ist. Die vier vertikalen Elemente, die die horizontale Ringstruktur tragen, wirken als Parallelkapazitäten und ermöglichen dadurch eine deutliche Verringerung der Ringgröße. Die kapazitiven Schaltelemente vergrößern die elektrische Länge des Ringes in einer Weise, sodass sie für beide Frequenzbänder L1 und L2 jeweils der mittleren Wellenlänge entspricht. Auf Basis dieses Modells kann eine Ringstruktur mit festgelegten Maßen in zwei Frequenzbändern jeweils breitbandig in Resonanz gebracht, auch wenn die Seitenlängen deutlich kleiner als $\lambda/4$ sind.

Jedes der vier vertikal verlaufenden Strahlerelemente mündet an seiner Unterseite auf ein Leitungspad des *Printed Circuit Board (PCB)*, wo es verlötet wird. An diesem Pad wird einerseits das Antennensignal abgegriffen und andererseits, mithilfe eines Antennenresonanznetzwerks, die elektrische Antennenlänge für den Empfang im L1- und L2-Band eingestellt. Aus der Funktionsweise der Skarabäus-

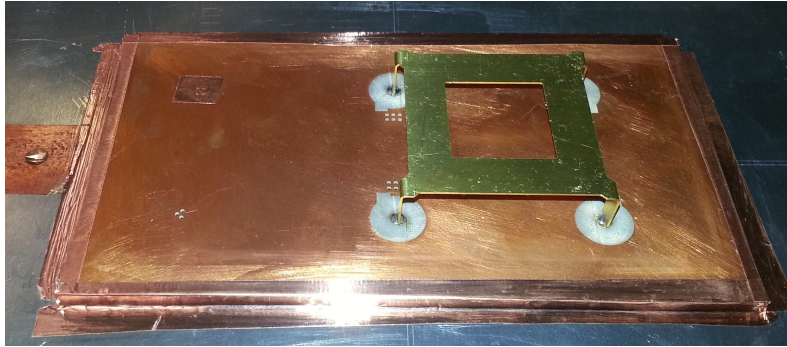


Abbildung 4.5: Antennenoberseite mit strahlender Struktur (A) rechts, die sich über der Massefläche auf einer Platine befindet.

Antenne (siehe 4.1.1 sowie [70, 62]) ist bekannt, dass der rechteckige Ringstrahler durch Parallelkapazitäten an seinen vier Eckpunkten elektrisch vergrößert werden kann. Die Größe der Kapazitäten kann also innerhalb eines definierten Bereichs als Stellglied für die gewünschte Resonanzfrequenz der Antenne verwendet werden. Da die hier betrachtete Antenne bei zwei Frequenzen in Resonanz gebracht werden sollte, galt es zunächst eine in beiden Frequenzbändern funktionierende Ringgröße zu wählen. Dazu musste der Ringumfang elektrisch kleiner als eine Wellenlänge der elektromagnetischen Strahlung des L1- als auch des L2-Bands sein. Hierzu wurden in einer Computer-Antennensimulation mehrere verschiedene Antennenformen untersucht. Die Abbildung 4.7 zeigt die vier untersuchten Antennenformen in Abhängigkeit des nach Optimierung erreichten Wirkungsgrades, wenn die für 1,228 GHz (L2-Band) und 1,575 GHz (L1-Band) jeweils optimale Parallelkapazität eingestellt wird. Jeder Antenne ist zur einfacheren Unterscheidung eine kurze Beschreibung angehängt worden.

Die Gegenüberstellung der untersuchten Antennenformen zeigt, dass eine Antenne einerseits ein großes Volumen zwischen ihren oberen Außenabmessungen und der Massefläche benötigt und andererseits breit ausgeführte Ringseiten zu einer erhöhten Breitbandigkeit führen. Eine wesentliche Voraussetzung für die phasenversetzte Speisung einer Ringantenne durch einen Hybrid-Ringkoppler ist die Rotationssymmetrie des Ringstrahlers. Um eine einfache Herstellung des Ringstrahlers zu gewährleisten, wurden seine vier Vertikalelemente in einer Weise ausgeführt, dass jeweils zwei benachbarte über eine gemeinsame Bezugskante geknickt werden können. Gerade mit Blick auf eine Produktion großer Stückzahlen können dererlei Maßnahmen Produktionskosten erheblich reduzieren. Da dadurch der Kantenabstand zwischen den Vertikalelementen von einer zur benachbarten Ringseite variiert, entsteht eine leichte Rotationsasymmetrie, die wiederum eine Vorzugsrichtung der zirkular polarisierten Welle verursacht. Dieser Umstand wirkt der Arbeitsweise des Hybrid-Ringkopplers entgegen und reduziert damit den Wirkungsgrad der Antenne. Da der Einfluss dieses Problems wegen ihrer konzentrierten Ringform bei der untersuchten Antenne 3 „Abgesetzte Beine“ kleiner ist

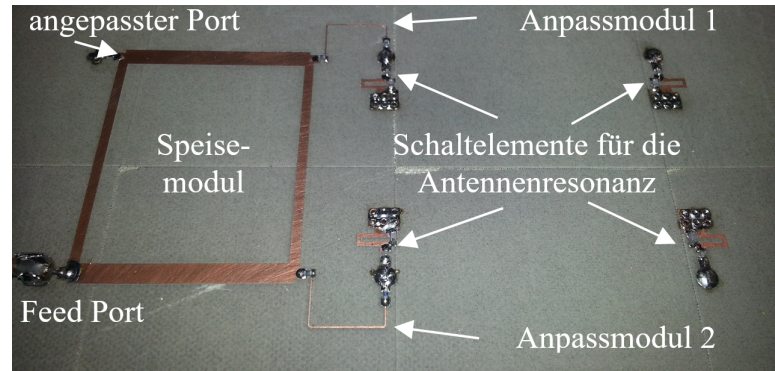


Abbildung 4.6: Unterseite der Platine mit den Antennenresonanz-Schaltelementen (A) den Anpassmodulen (B) und dem Speisemodul (C).

als bei der Antenne 2 „Großer Umfang“, könnte das eine Erklärung für die höheren Wirkungsgrade der Antenne 2 sein. Wegen der insgesamt höchsten erreichten Wirkungsgrade wurde die vierte untersuchte Antenne „Breite Ringseiten“ für die weitere Verwendung ausgewählt.

Durch Ansetzen von variablen Parallelkapazitäten an die unteren Enden der vertikalen Elemente lässt sich die Antenne im Rahmen einer Simulation für ausgewählte Frequenzen optimieren und in Resonanz bringen. In Abbildung 4.8 ist ein graphischer Verlauf der simulativ ermittelten Parallelkapazitäten C_{Par} in Abhängigkeit der Resonanzfrequenzen f_{Res} der untersuchten Antenne dargestellt. Für einen Parallelkapazitätswert $C_{\text{Par},L1}$ von 0,126 pF ist die Antenne bei 1,575 GHz (L1-Band) in Resonanz und für ein $C_{\text{Par},L2}$ von 0,581 pF bei 1,228 GHz (L2-Band).

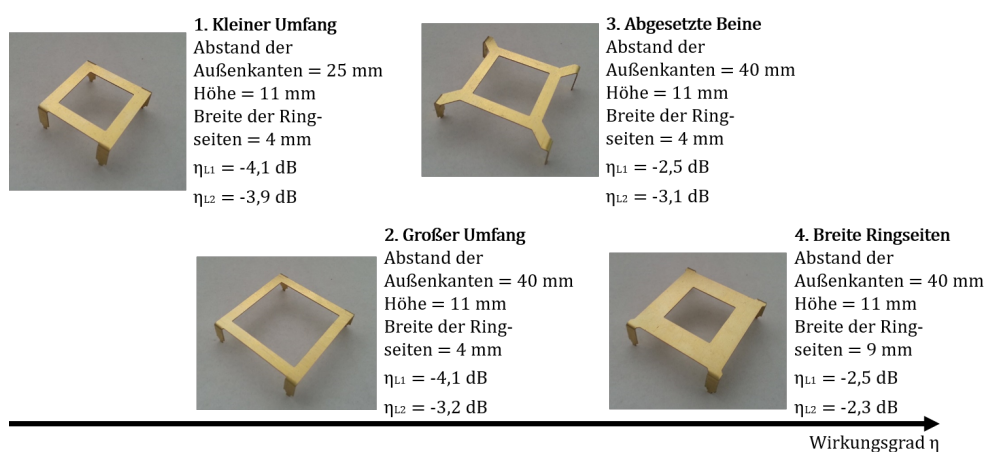


Abbildung 4.7: Untersuchte Antennenformen in Abhängigkeit des nach Optimierung erreichten Wirkungsgrades.

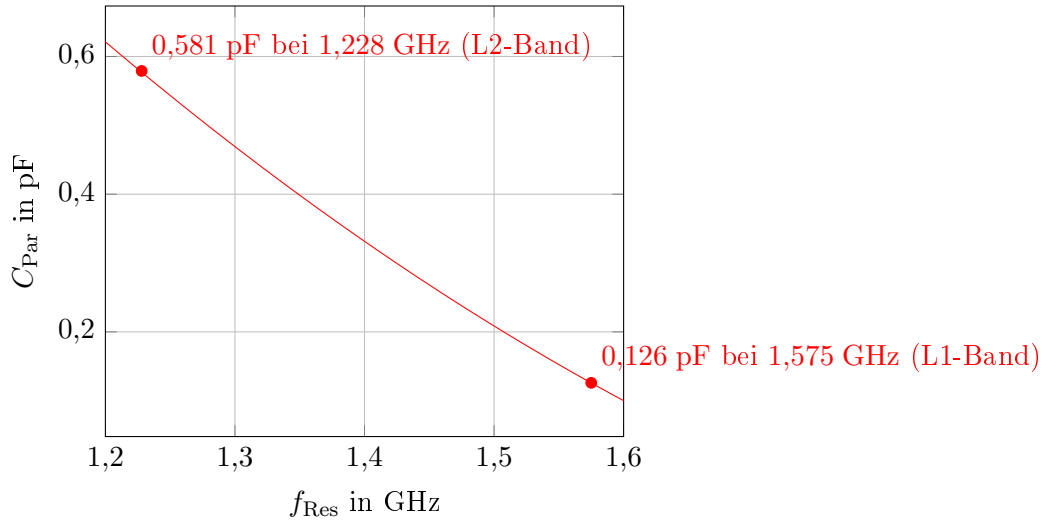


Abbildung 4.8: Simulativ ermittelte Abhängigkeit der Parallelkapazitäten C_{Par} von der Resonanzfrequenz f_{Res} der untersuchten Antenne.

Um die Antenne sowohl im L1- als auch im L2-Band in Resonanz zu bringen, muss die einzelne Parallelkapazität jedes Antennenfußpunkts durch ein Netzwerk ersetzt werden. Dieses Netzwerk muss in Abhängigkeit der Frequenz als unterschiedliche Kapazität wirksam werden. Da die Parallelkapazität zur Erfüllung der L2-Band-Resonanzbedingung $C_{\text{Par,L2}}$ höher ist als die Parallelkapazität zur Erfüllung der L1-Band-Resonanzbedingung $C_{\text{Par,L1}}$, obwohl das L1-Band im Frequenzspektrum oberhalb des L2-Bandes liegt, bietet sich in einem einfachen Fall nur das in Abbildung 4.9 gezeigte Schaltbild an [25]. Es besteht aus einer Kapazität, die in Serie zu einem LC-Parallelkreis geschaltet wird. In ersten Aufbauten wurde die Parallelinduktivität L_{P} noch diskret ausgeführt und später durch eine analoge Leiterschleife ersetzt.

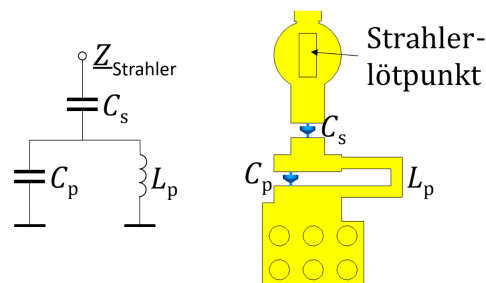


Abbildung 4.9: Schaltbild des Kapazitäts-Ersatz-Netzwerks (links) und dessen schematisch dargestellte Leiterstruktur (rechts).

Vernachlässigt man zunächst die an einem Antennenfußpunkt existente Antennenimpedanz, ergibt sich für das parallel geschaltete Kapazitäts-Ersatz-Netzwerk die durch die Formel 4.10 beschriebene Impedanz für $\underline{Z}_{\text{Ers}}$.

$$\underline{Z}_{\text{Ers}} = \frac{1}{j\omega C_S} + \frac{1}{j\omega C_P + \frac{1}{j\omega L_P}} \quad (4.7)$$

$$\Leftrightarrow \underline{Z}_{\text{Ers}} = \frac{1}{j\omega C_S} + \frac{j\omega L_P}{1 - \omega^2 L_P C_P} \quad (4.8)$$

$$\Leftrightarrow \underline{Z}_{\text{Ers}} = \frac{1 - \omega^2 L_P C_P - \omega^2 L_P C_S}{j\omega C_S - j\omega^3 L_P C_S C_P} \quad (4.9)$$

$$\Leftrightarrow \underline{Z}_{\text{Ers}} = \frac{1}{j\omega} \left(\frac{\omega^2 L_P C_P + \omega^2 L_P C_S - 1}{\omega^2 L_P C_S C_P - C_S} \right) \quad (4.10)$$

Auf Basis der hergeleiteten Formel 4.10 kann die Impedanz $\underline{Z}_{\text{Ers}}$ des Kapazitäts-Ersatz-Netzwerks auch in Beziehung zu einer Blindgröße gesetzt werden, die als parallel geschaltete Ersatzkapazität C_{Ers} wirksam wird.

$$\underline{Z}_{\text{Ers}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{Ers}}} \quad (4.11)$$

Aus den Formeln 4.10 und 4.11 leitet sich der in Formel 4.12 gezeigte Zusammenhang für die Ersatzkapazität C_{Ers} ab.

$$C_{\text{Ers}} = \frac{\omega^2 L_P C_S C_P - C_S}{\omega^2 L_P C_P + \omega^2 L_P C_S - 1} \quad (4.12)$$

Eine weiterführende Analyse der in 4.12 gezeigten Funktion $C_{\text{Ers}}(\omega)$ beweist die Existenz einer Nullstelle. Dafür genügt es, den Zähler gleich Null zu setzen.

$$0 = C_{\text{Ers}}(\omega_0) = \omega_0^2 L_P C_S C_P - C_S \Leftrightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_P C_P}} \quad (4.13)$$

Setzt man den Nenner von $C_{\text{Ers}}(\omega)$ gleich Null, so erhält man eine einzelne Polstelle ω_∞ .

$$0 = \omega_\infty^2 L_P C_P + \omega_\infty^2 L_P C_S - 1 \Leftrightarrow \omega_\infty = \sqrt{\frac{1}{L_P (C_S + C_P)}} \quad (4.14)$$

Aus den Formeln 4.13 und 4.14 ergibt sich $\omega_0 > \omega_\infty$. Außerdem kann aus 4.14 abgeleitet werden, dass eine Annäherung an die Polstelle ausgehend von kleineren Frequenzen zu $C_{\text{Ers}} \rightarrow +\infty$ und eine Annäherung ausgehend von größeren Frequenzen zu $C_{\text{Ers}} \rightarrow -\infty$ führt. Mathematisch ausgedrückt gilt also:

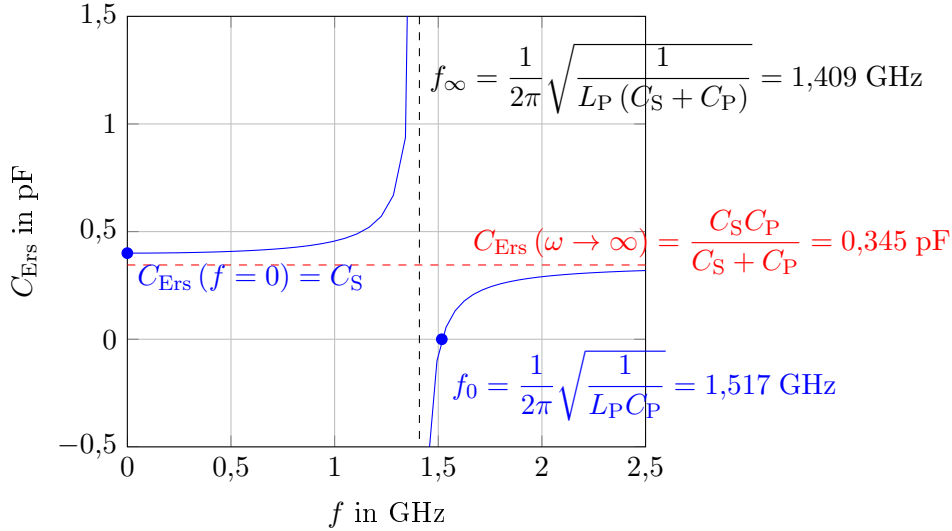


Abbildung 4.10: Ersatzkapazität des gewählten Netzwerks C_{Ers} in Abhängigkeit der Frequenz.

$$C_{\text{Ers}}(\omega \rightarrow \omega_{\infty+}) \rightarrow +\infty \text{ und } C_{\text{Ers}}(\omega \rightarrow \omega_{\infty-}) \rightarrow -\infty.$$

Für eine umfassende Beschreibung des Verlaufs der Funktion $C_{\text{Ers}}(\omega)$ müssen auch die markanten Werte $\omega = 0$ und $\omega \rightarrow \infty$ untersucht werden.

$$C_{\text{Ers}}(\omega = 0) = C_S \quad (4.15)$$

$$C_{\text{Ers}}(\omega \rightarrow \infty) = \frac{C_S C_P}{C_S + C_P} \quad (4.16)$$

Auf Basis der Herleitungen der markanten Punkte kann die Abhängigkeit der Ersatzkapazität C_{Ers} von der Frequenz ω beziehungsweise f in Abbildung 4.10 graphisch dargestellt werden. (Für diese Darstellung wurden Beispielparameter für C_S , C_P und L_P eingesetzt.)

Überlagert man den Verlauf der Kurve $C_{\text{Ers}}(f)$ mit dem in Abbildung 4.8 gezeigten Verlauf der Resonanz erzeugenden Parallelkapazitäten $C_{\text{Par}}(f_{\text{Res}})$, so ergeben sich zwei Schnittpunkte beider Kurven. Durch die Optimierung der Blindelementwerte des Kapazitäts-Ersatz-Netzwerkes C_S , C_P und L_P gelingt es, die Schnittpunkte beider Kurven exakt auf die Mittenfrequenzen der GNSS-Bänder L1 und L2 einzustellen. In Abbildung 4.11 ist das Optimierungsergebnis grafisch dargestellt. Die dafür verwendeten Parameter für die Blindelemente lauten: $C_S = 0,4$ pF, $C_P = 2,5$ pF und $L_P = 4,4$ nH.

In einem ersten praktischen Aufbau des Antennenstrahlers wurden die Kapazitäts-Ersatz-Netzwerke an den vier Antennenfüßen als diskrete Bauelemente rea-

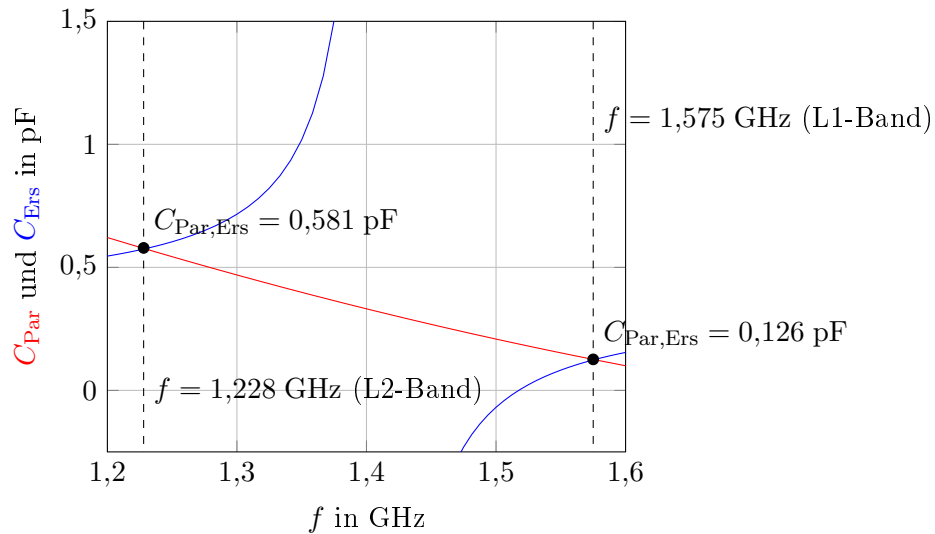


Abbildung 4.11: Nach der Optimierung der Blindelemente des Kapazitäts-Ersatz-Netzwerks schneiden sich die Kurvenverläufe von C_{Par} und C_{Ers} exakt an den Mittenfrequenzen der GNSS-Bänder L1 und L2.

lisiert. Darauf basierend wurden weiterführende Untersuchungen mit ähnlichen Formen des Kapazitäts-Ersatz-Netzwerks unternommen. Dabei hat sich gezeigt, dass Verluste um bis zu 0,3 dB reduziert werden können, wenn die Parallelinduktivität L_P anstatt eines diskreten Bauelements durch eine dünne Leiterschleife realisiert wird. Um hier eine unerwünschte kapazitive Kopplung zu Massefläche zu verhindern, muss die Massefläche an der Substratoberseite in Bereich der Leiterschleife ausgespart werden. Um zu verhindern, dass der durch die Leiterschleife geführte Strom als Strahler auf die Antenne wirkt, wurde die Leiterschleife weitgehend symmetrisch ausgeführt. In Abbildung 4.7 ist der Schematische Aufbau des Kapazitäts-Ersatz-Netzwerks dargestellt. Um die Abweichungen der realisierten Schaltung von den berechneten Werten zu ermitteln, wurden Testplatinen mit leerlaufenden Kapazitäts-Ersatz-Netzwerken verwendet. In frühen Untersuchungen wurden dabei anstatt analoger Induktivitäten auch SMD-Bauelemente verwendet, die jedoch wegen ihrer höheren Verluste später ersetzt wurden. In Abbildung 4.12 ist ein Beispiel einer dieser Testplatinen dargestellt. Bei dieser Untersuchung hat sich ebenfalls herausgestellt, dass Bauelementtoleranzen und kleine Lötfehler deutliche Auswirkungen auf die Messergebnisse und damit auf die resultierende Ersatzkapazität haben können. Dieser Umstand hat die Realisierung einer funktionsfähigen Antenne sehr erschwert. In einem vollautomatisierten Serien-Herstellungsprozess hingegen kann eine deutlich bessere Reproduzierbarkeit solch einer Antenne erwartet werden. Die optimierten Blindelementwerte des realisierten Antennenstrahlers lauten $C_S = 0,5$ pF und $C_P = 2,7$ pF. Da die Parallelinduktivität L_P analog ausgeführt wurde, lässt sie sich nicht mehr eindeutig durch

einen Induktivitätswert beschreiben. Die Länge der Leitung beträgt 5,16 mm und ihre Breite 0,5 mm.

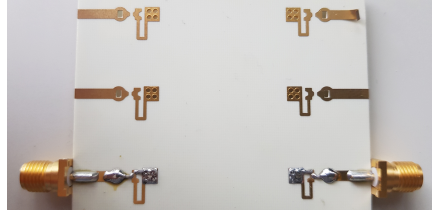


Abbildung 4.12: Zur praktischen Optimierung der Kapazitäts-Ersatz-Netzwerke realisierte Testplatine.

B: Die Anpassmodule

Die beiden Anpassmodule bestehen aus je einer Mikrostreifenleitung hoher Wellenimpedanz und zusätzlichen verlustarmen diskreten Serieninduktivitäten zur Nachjustierung an den Enden der Leitung. Sie verbinden je einen Speisepunkt des Antennenmoduls (A) mit dem Speisernetzwerk (C). Diese Module stellen einerseits die Anpassung der Antenne an 50 Ohm und andererseits eine gute Entkopplung zwischen den Antennenports sicher. Die Fußpunktimpedanzen der Antenne betragen an beiden Speisepunkten jeweils $(448 - j522) \Omega$ bei 1,575 GHz (Mittenfrequenz L1-Band) und $(49,6 - j272) \Omega$ bei 1,2276 GHz (Mittenfrequenz L2-Band). Die minimal realisierbare Leiterbreite auf einem PCB unter Verwendung des im Rahmen dieser Arbeit verfügbaren Platinenlasers Protolaser ST der Firma LPKF beträgt 0,2 mm. Noch geringere Leiterbreiten wären laut Datenblatt zwar technisch mit genanntem Gerät möglich, führen aber in der Praxis zu häufigen Leitungsabbrüchen. Ausgehend von den genannten Fußpunktimpedanzen ist eine hinreichende Anpassung an das 50-Ohm-Speisenetz nur mithilfe einer sehr hochimpedanten Transformationsleitung möglich. Die begrenzte minimale, technisch realisierbare Leiterbreite führt jedoch zu einer nicht ausreichend hohen Leitungswellenimpedanz. Hier wäre eigentlich eine Leitungswellenimpedanz $Z_{L,t} = 240 \Omega$ notwendig. Der maximal mögliche Wert beträgt aber nur 131Ω , sowohl für das L1- als auch L2-Band. Eine geeignete Methode um unter genannten Umständen die wirksame Impedanz einer Leitung begrenzter Breite zu erhöhen, ist die symmetrische Ergänzung von Serieninduktivitäten an den Enden der Leitung. In Abbildung 4.13 wird der genannte Aufbau als Schaltbild dargestellt.

Da der Strahler an zwei Punkten gespeist wird, existieren auch zwei Transformationsleitungen dieser Art (Abbildung 4.6). In Abbildung 4.14 wird das Prinzip der Transformation der Antennenfußpunktimpedanzen zu 50Ω graphisch bei 1,575 GHz in einem Smith-Diagramm demonstriert. Die blaue Linie stellt dabei die maximal mögliche Anpassung bei einer 0,2 mm breiten Transformationsleitung ohne Serieninduktivitäten und die rote Linie eine erfolgreiche Anpassung mit/durch Einbeziehung von Serieninduktivitäten dar. In Abhängigkeit der ge-

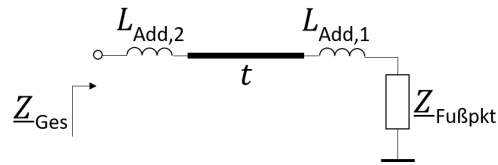


Abbildung 4.13: Schaltbild der Serienschaltung mit links und rechts der Transformationsleitung t ergänzten Induktivitäten $L_{\text{Add},1}$ und $L_{\text{Add},2}$.

wählten symmetrischen Serieninduktivität $L_{\text{Add}} = L_{\text{Add},1} = L_{\text{Add},2}$ ergeben sich je nach Impedanz unterschiedliche, maximal erreichbare Anpassungen. Eine Übersicht ausgewählter Beispielwerte wird durch die Tabelle 4.1 dargestellt.

Wie in Tabelle 4.1 zu sehen ist, weichen die Optimalparameter der einzelnen Frequenzen stark voneinander ab. Für das L1-Band kann durch die Ergänzung von $L_{\text{Add}} = 14,5$ nH und einer Transformationsleitungslänge $l_t = 10,8$ mm eine sehr gute Anpassung erreicht werden. Für das L2-Band ist zwar auch eine akzeptable Anpassung von $-14,7$ dB möglich, dies aber nur bei einer sehr kurzen Transformationsleitung ($l_t = 4$ mm). Es gilt also bei der Wahl der richtigen Werte für L_{Add} und l_t einen Kompromiss zu finden, bei dem in beiden Frequenzbändern ähnlich gute Werte erreicht werden. In Tabelle 4.2 wurden drei Parametersätze

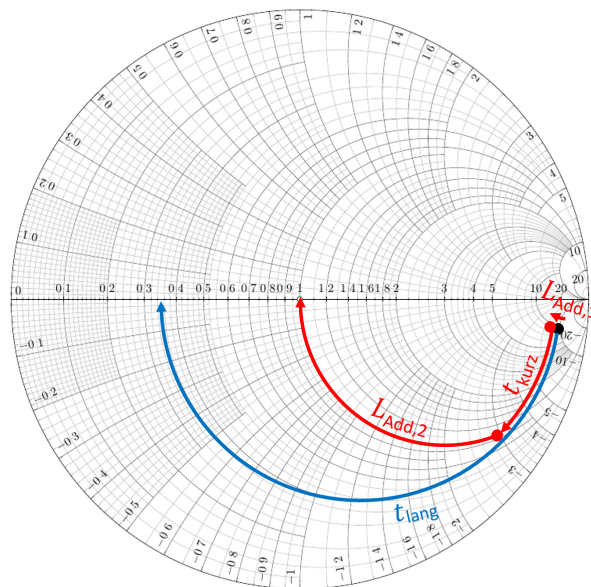


Abbildung 4.14: Transformation einer 0,2 mm breiten Transformationsleitung ohne Serieninduktivitäten (blau) und einer durch Serieninduktivitäten $L_{\text{Add},1}$ und $L_{\text{Add},2}$ ergänzten kürzeren 0,2 mm breiten Transformationsleitung (rot) im Smith-Diagramm.

L_{Add} in nH	l_t in mm	$ \underline{S}_{11} $ in dB	L_{Add} in nH	l_t in mm	$ \underline{S}_{11} $ in dB
0	27,5	-5,73	0	28,0	-3,21
5	19,6	-7,63	5	18,5	-4,53
10	14,0	-13,3	10	10,3	-7,69
14,5	10,8	<-50	14,5	4,0	-14,7

Tabelle 4.1: Maximal erreichbare Anpassung der Antennenfüße in Abhängigkeit der gewählten Serieninduktivitäten L_{Add} für das L1-Band (links) und in Abhängigkeit der Werte im L2-Band (rechts).

berechnet und gegenübergestellt.

Aus der Tabelle 4.2 geht hervor, dass mit $L_{\text{Add}} = 12,25$ nH und $l_t = 9,5$ mm mit $|\underline{S}_{11}| = -8,3$ dB die bestmögliche Anpassung erreicht wird. Im praktischen Aufbau weicht die Transformationsleitung insofern von einer idealen Struktur ab, als dass der zu der Antenne am nächsten gelegene Abschnitt (ca. 2,4 mm) nicht über einer Massefläche liegt. Um sicherzustellen, dass die senkrechten Zuleitungen des Strahlers nicht zu sehr mit der Massefläche koppeln, sind hier kreisrunde Aussparungen geschaffen worden. Dies wird in Abbildung 4.15 in einer schematischen Darstellung ohne Substratmaterial gezeigt. Bei der Berechnung der Transformationsleitung muss berücksichtigt werden, dass sie zu einem gewissen Teil nicht über der Massefläche platziert ist.

Des Weiteren muss die Transformationsleitung mehrere Knickstellen durchlaufen um adäquat an das Speisemodul angeschlossen zu werden. Dies beeinflusst die Transformation derart, dass sowohl die Länge der Transformationsleitung, als auch die Größe der Induktivitäten im Simulationsmodell nachjustiert werden mussten. Nach genannter Optimierung lagen folgende Werte vor: $L_{\text{Add}1} = 14,6$ nH, $L_{\text{Add}2} = 10$ nH und $l_t = 16,3$ mm mit $|\underline{S}_{11,L1}| = -10,7$ dB und $|\underline{S}_{11,L2}| = -15,1$ dB.

Für die Serieninduktivitäten wurden qualitative hochwertige Bauelemente verwendet mit sehr hoher Güte (ca. 100). Wegen der hohen Antennenimpedanz ist jedoch der Einfluss der Spulengüte auf die Gesamtimpedanz sehr gering.

L_{Add} in nH	l_t in mm	$ \underline{S}_{11} $ in dB
10	11,05	-7,6
12,25	9,5	-8,3
14,5	7,82	-7,7

Tabelle 4.2: Maximal erreichbare Anpassung der Antennenfüße in Abhängigkeit der gewählten Parameter für L_{Add} und l_t im L1- und L2-Band.

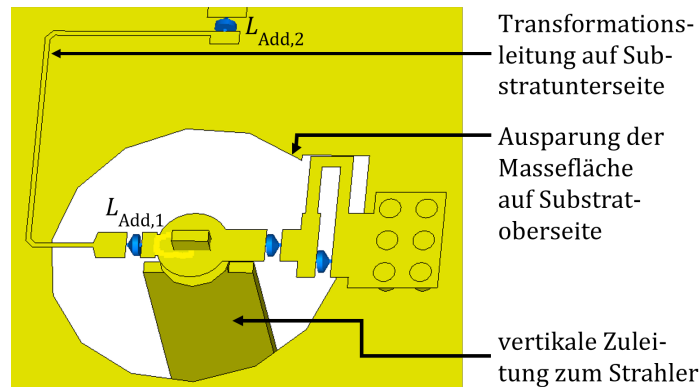


Abbildung 4.15: Schematische Darstellung der Substratunterseite an einem Antennenfußpunkt.

C: Das Speisernetzwerk

Die Anpassung der hochohmigen Speisepunkte des Strahlers an $50\ \Omega$ bildet die Grundlage zum Anschluss der Antenne an einen gewöhnlichen analogen Hybrid-Koppler. Ein Hybrid-Koppler kann in Senderichtung als Leistungsteiler und in Empfangsrichtung als Kombinerer verstanden werden. Er ist ähnlich wie eine Ringantenne derart gestaltet, dass seine elektrische Gesamtlänge einer Wellenlänge entspricht. Diese λ -lange Leitung liegt als quadratische Schleife vor. Grundsätzlich sind auch rechteckige Formen möglich, wie anhand einer Ringantenne in Kapitel 4.2.4 gezeigt wird. Jeder dieser vier Eckpunkte (folgend Tore genannt) kann als differentielle Schnittstelle für andere Anschlusssysteme verstanden werden. Die Tore werden typischerweise im Uhrzeigersinn durchnummeriert. Wird eine elektrische Welle an Tor 1 eingefügt, kann die Hälfte der Leistung des Eingangssignals mit einem 90° -Phasenversatz an Tor 2 und die andere Hälfte der Leistung des Eingangssignals mit einem 180° -Phasenversatz an Tor 3 abgegriffen werden. Diese Wirkung wird dadurch erreicht, dass die Welle durch spezielle Hybrideigenschaften in eine Vorzugsrichtung gebracht wird, in der sie die Hybridleitung durchläuft. Wie bei der Skarabäus-Ringantenne verursacht eine leichte Variation der sich gegenüberstehenden Leitungsabschnitte und die damit einhergehende Ungleichverteilung des Leiterwellenwiderstandes auf dem Hybridring eine Anordnung von Sprungstellen für die Wellenausbreitung, welche in einer Rotationsrichtung eine Auslöschung und in der anderen Rotationsrichtung eine positive Überlagerung bewirkt. Dadurch wird die Welle in eine bestimmte Ausbreitungsrichtung auf der Ringstruktur gezwungen. In Empfangsrichtung gilt das gleiche Prinzip sinngemäß umgekehrt. Dabei können die Tore 2 und 3 als Eingangstore und das Tor 4 als Ausgangstor betrachtet werden. Das Tor 1 wird mit $50\ \Omega$ abgeschlossen. Bei genanntem Aufbau werden die an Hybridtor 2 abgegriffenen Antennensignale mit denen an Hybridtor 3, um 90° phasenversetzt abgegriffenen Antennensignalen addiert. Dies ermöglicht eine hocheffiziente Auskopplung der rechtszirkular polarisierten RHCP-Strahlung und unterdrückt wirksam die Aus-

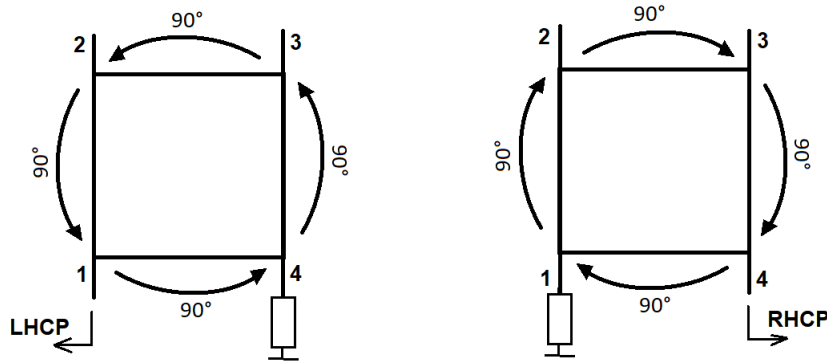


Abbildung 4.16: Antennensignalabgriff am Ausgangstor 1 des Hybrid-Kopplers (links) und am Ausgangstor 4 desselben Hybrid-Kopplers (rechts) mit zugehöriger Polarisationsrichtung der zirkular polarisierten Empfangswelle.

kopplung der linkszirkular polarisierten LHCP-Strahlung von der Antenne. Durch den symmetrischen Grundaufbau des Hybrid-Ringkopplers ergibt sich die Möglichkeit der Polarisationsumkehr. Betrachtet man also das Tor 4 als Ausgangstor und schließt das Tor 1 mit $50\ \Omega$ zur Masse ab, so erhält man einen exakt gleichen Aufbau mit umgekehrter Polarisationsrichtung. Um das genannte Prinzip zu verdeutlichen, ist es in Abbildung 4.16 schematisch für beide Polarisationsrichtungen zusammengefasst.

Der praktisch realisierte Hybrid-Ringkoppler ist an seinen Ausgangstoren einerseits mit einem diskreten 50-Ohm-Widerstand abgeschlossen (Tor 1) und andererseits mit einem SMA-Adapter (an Tor 4) kompatibel für den Anschluss an ein 50-Ohm-Speisenetz gestaltet. Die Eingangstore des Hybrid-Ringkopplers (2 und 3) sind mit den beiden Enden der Anpassungsmodule der Antenne verbunden. Der ganze praktische Aufbau kann in Abbildung 4.6 eingesehen werden. Weiterhin ermöglicht die Verwendung des Hybrid-Kopplers eine sehr gute Entkopplung zwischen den beiden Speisepunkten des Strahlers. Die Reflexionsdämpfung zwischen den Hybridports 2 und 3 sowie 4 und 1 ist eine wichtige Eigenschaft des Hybrid-Ringkopplers und wird auch als Isolation bezeichnet.

Um eine ideale Abstimmung der Ringantenne auf den Hybrid-Ringkoppler zu erreichen, muss diese möglichst rotationssymmetrisch sein. Um eine einfache und kostengünstige Herstellung der Antenne zu gewährleisten, wurde ein Strahler entworfen, dessen vier Vertikalelemente sich durch Biegen über nur zwei Kanten herstellen lassen. Dadurch entsteht wie bereits erwähnt eine in kauf genommene, leichte Rotationsasymmetrie der Antenne. Wird das Antennengesamtssignal über das Hybrid-Ausgangstor 4 abgegriffen, so werden im Wesentlichen die RHCP-Strahlungsanteile berücksichtigt. Greift man das Signal am Ausgangstor 1 des Hybrid-Ringkopplers ab, so werden im Wesentlichen die LHCP-Strahlungsanteile

le berücksichtigt. Dadurch dass das im praktischen Aufbau das Ausgangstor 1 des Hybrid-Ringkopplers durch einen 50-Ohm-Widerstand gegen Masse geführt wird, werden sämtliche LHCP-Bestandteile der von der Antenne aufgefangenen Strahlung absorbiert. Dieser Vorgang wird als Kreuzpolarisationsunterdrückung oder XPD bezeichnet. Das am Ausgangstor 4 abgegriffene Signal ist damit ein annähernd reines RHCP-Signal. Für den Hardware-Demonstrator in Abbildung 4.6 wurde ein analoger Hybrid-Ringkoppler aus vier geraden Streifenleitungen gestaltet, der bei ca. 1,4 GHz zunächst in Resonanz gebracht wurde. Im nächsten Schritt wurden dessen Dimensionen jedoch in einer Weise verändert, dass die Kurven der Transmissionskoeffizienten der Eingangstore (2 und 3) zum Ausgangstor (4) $|\underline{S}_{24}|$ und $|\underline{S}_{34}|$ sich sowohl im L1- als auch im L2-Band auf einem guten Niveau schneiden. Die Werte sollten dabei nicht deutlich niedriger als -3 dB in beiden Bändern sein. Außerdem galt es die Phasendifferenz der zwei Ausgangstore zum Eingangstor $\Delta\varphi(\underline{S}_{24}, \underline{S}_{34})$ in den Frequenzbändern L1 und L2 zu berücksichtigen. Dieser Wert sollte möglichst gleich 90° sein. In Abbildung 4.17 sind die gemessenen Streuparameter der Hybrid-Tore in verschiedenen Diagrammen zusammengefasst dargestellt. Die Phasendifferenz $\Delta\varphi(\underline{S}_{24}, \underline{S}_{34})$ beträgt 91° bei 1,228 GHz und $89,5^\circ$ bei 1,575 GHz. Die Entkopplung zwischen den zwei Strahlerspeisepunkten (Isolation) beträgt $-12,5$ dB bei 1,228 GHz und $-14,5$ dB bei 1,575 GHz. Die Transmissionskoeffizienten $|\underline{S}_{24}|$ und $|\underline{S}_{34}|$ liegen bei ca. $-3,7$ dB (L2-Band) und $-3,5$ dB (L1-Band). Alle Tore des Hybrid-Ringkopplers weisen Reflexionsfaktoren $|\underline{S}_{11}|$, $|\underline{S}_{22}|$, $|\underline{S}_{33}|$ und $|\underline{S}_{44}|$ von besser als -10 dB auf und sind demnach ausreichend an 50Ω angepasst.

Dadurch dass der Hybrid-Ringkoppler eine zirkularpolarisierte Signalauskopplung von der Antenne ermöglicht, ist es nicht nötig den metallischen Strahler durch Variation seiner Ringseitenbreiten selbst eine Rotation-Asymmetrie aufzuerlegen, was bei Verwendung einer Speisestelle notwendig wäre. Die durch Ringseitenbreiten-Variation erreichte Rotation-Asymmetrie einer Ringantenne wirkt sehr schmalbandig im Vergleich zu ihrer Resonanzbedingung. Dies wird durch die in Abbildung 4.18 gezeigten Diagramms einer simulativ optimierten Einband-Antenne¹ verdeutlicht. In diesem Beispiel wird eine 3-dB-Resonanzbandbreite von 1,06 GHz ($f_{\text{Res,u}} = 0,85$ GHz bis $f_{\text{Res,o}} = 1,91$ GHz) aber eine im Gegensatz dazu viel kleinere 3-dB-Hybridbandbreite von 7 MHz ($f_{\text{Hyb,u}} = 1,548$ GHz bis $f_{\text{Hyb,o}} = 1,555$ GHz) erreicht.

Mit Blick auf die erfolgte aber sehr komplizierte Gestaltung einer Ringantenne mit zwei Resonanzfrequenzen ist eine zusätzliche Ringseitenbreiten-Variation zur Erreichung einer Hybridwirkung in beiden Frequenzbändern bislang nicht gelungen. Vor diesem Hintergrund konnte das vorliegende Dualband-Antennenkonzept ohne die Verwendung des Hybrid-Ringkopplers nicht realisiert werden. Trotz des Verzichts auf einen Antennenstrahler als Hybridring kann aufgrund der Verwendung des genannten Einspeisungskonzepts eine sehr hohe und breitbandige

¹Außenmaße: $30 \times 30 \times 10$ mm³, Ringseitenbreiten: 3 und 3,05 mm

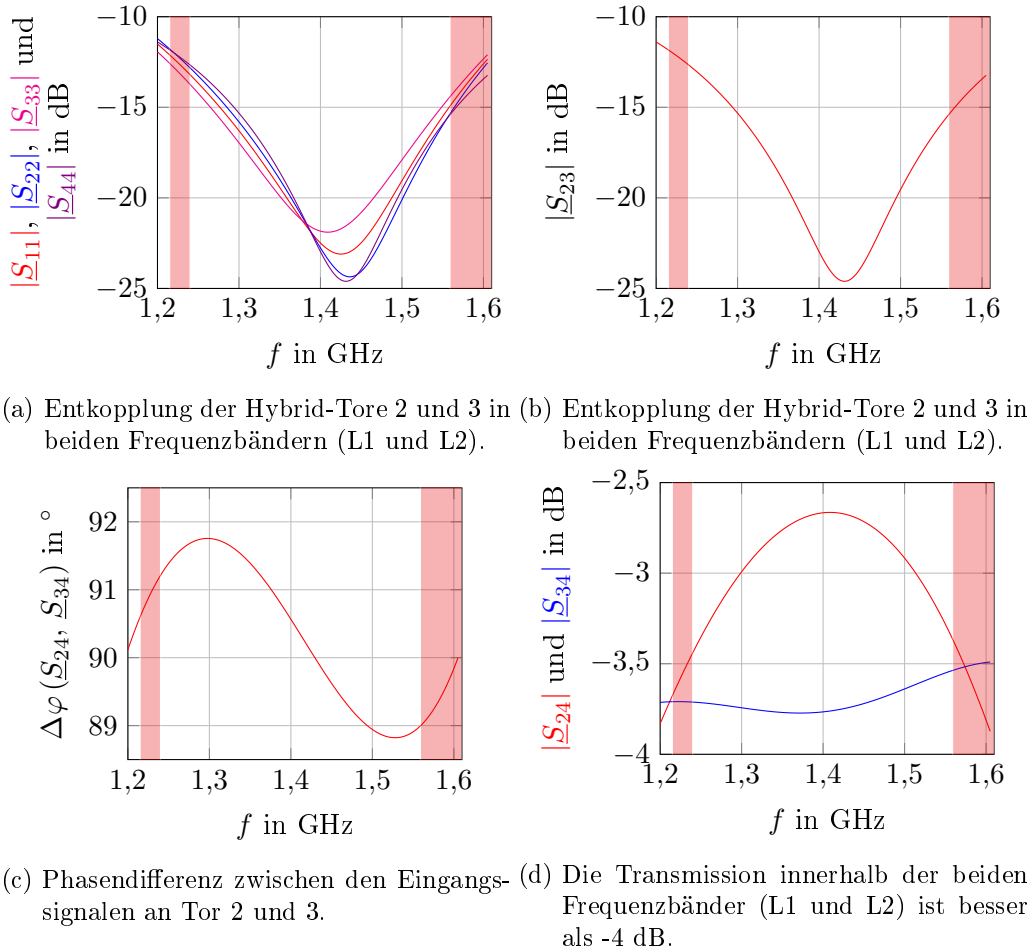


Abbildung 4.17: Streuparameter des analogen Hybrid-Ringkopplers.

Kreuzpolarisationsunterdrückung erreicht werden. Dies bestätigen die im Folgenden zusammengestellten Simulations- und Messergebnisse.

Simulations- und Messergebnisse

In Abbildung 4.19 sind die gemessenen und simulierten Impedanzen am Gesamtsignal-Ausgangstor der Antenne gegenübergestellt. Die Ergebnisse zeigen eine insgesamt breitbandige Anpassung an 50Ω und besonders in beiden Frequenzbändern L1 und L2.

Bei den Mittenfrequenzen der Bänder L1 und L2 werden folgende Reflexionsfaktoren erreicht: in der Simulation $-13,5$ dB (L2) und $-13,8$ dB (L1) und in der Messung $-11,2$ dB und $-15,3$ dB (L1). Die gemessenen Impedanzen zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen.

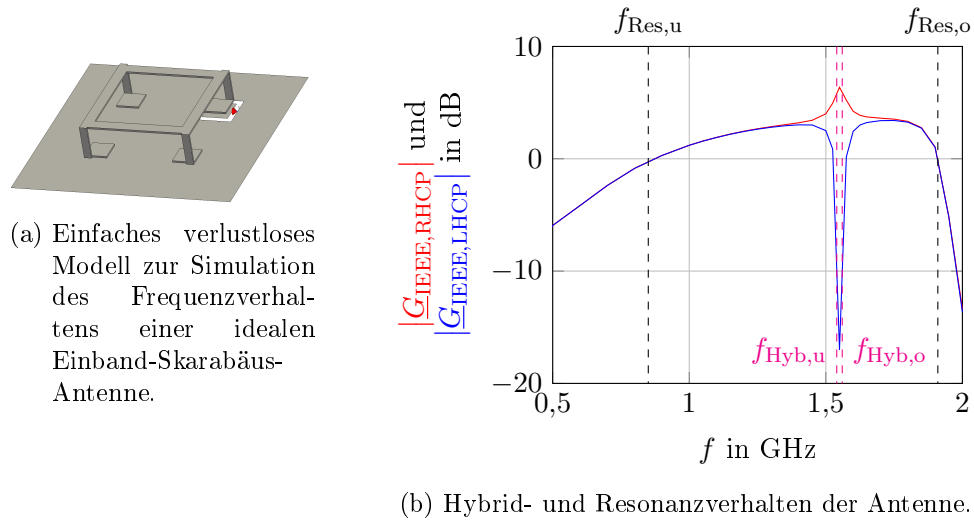


Abbildung 4.18: Die Gewinnkurven der Beispiellantenne zeigen ein sehr breitbandiges Resonanzverhalten, aber nur ein sehr schmalbandiges Hybridverhalten.

In Abbildung 4.20 wird der realisierte Antennengewinn im Zenit für beide Frequenzbänder L1 und L2 gezeigt. Im Zenit erreicht die Ringstruktur typischerweise sein Strahlungsmaximum und auch die höchstmögliche XPD. Dieser Umstand ist mit Blick auf die in Abbildung 4.21 gezeigten Vertikalschnitte der Richtcharakteristik gut zu erkennen. Die XPD beträgt 17,2 dBic bei der Mittenfrequenz des L2-Bandes und 18,2 dBic bei der Mittenfrequenz des L1-Bandes. Außer in der Nähe der Obergrenze des L1-Bandes ($> 1,583$ GHz) ist der Wert größer als 15 dBic und das über einen sehr weiten Frequenzbereich. Eine weiterführende Optimierung der Antenne im Sinne eines gleichwertigen Empfangs der Dienste GPS, BeiDou und GLONASS wäre möglich, durch eine leichte Skalierung der Antennengröße um ca. 1 %. Dies würde die Frequenzen der Leistungsmaxima auf ca. 1,23 GHz und 1,585 GHz erhöhen und damit insbesondere den Empfang des von GLONASS verbessern. Aus der Abbildung 4.20 geht hervor, dass bei solch einer Skalierung für alle genannten Dienste ein Gewinn von ca. 2 – 3 dBic und eine XPD von ca. 13 dBic erreicht würde. Auch hier sind Simulations- und Messergebnisse sehr ähnlich zueinander. Damit ist gezeigt, dass die neugestaltete Antenne in allen genannten GNSS-Diensten gut operieren kann.

Die Dualband-Antenne weist eine halbkugelförmige Richtcharakteristik auf mit seinem Strahlungsmaximum im Zenit. Die XPD wird auch für niedrige Elevationswinkel auf einem sehr niedrigen Niveau gehalten. In Abbildung 4.21 werden die Richtcharakteristika jeweils bei den Mittenfrequenzen der Bänder L1 und L2 dargestellt. Es zeigt die Mittelwerte des realisierten Gewinns über den Azimutwinkelbereich von 0° bis 360° in 1° -Schritten. Die Abbildungen 4.21b und 4.21a

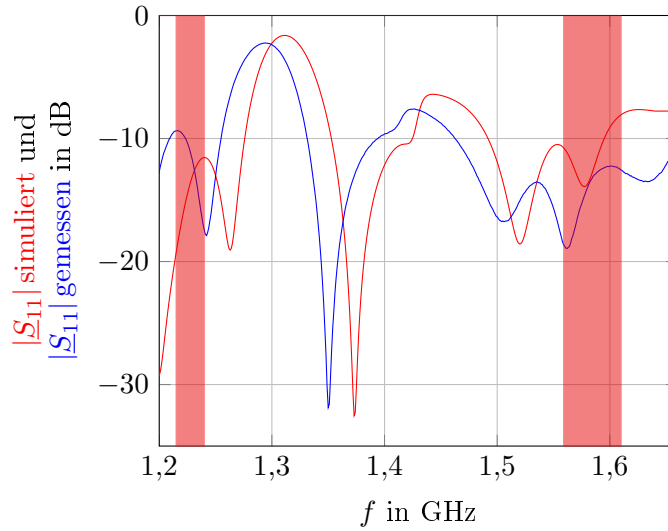
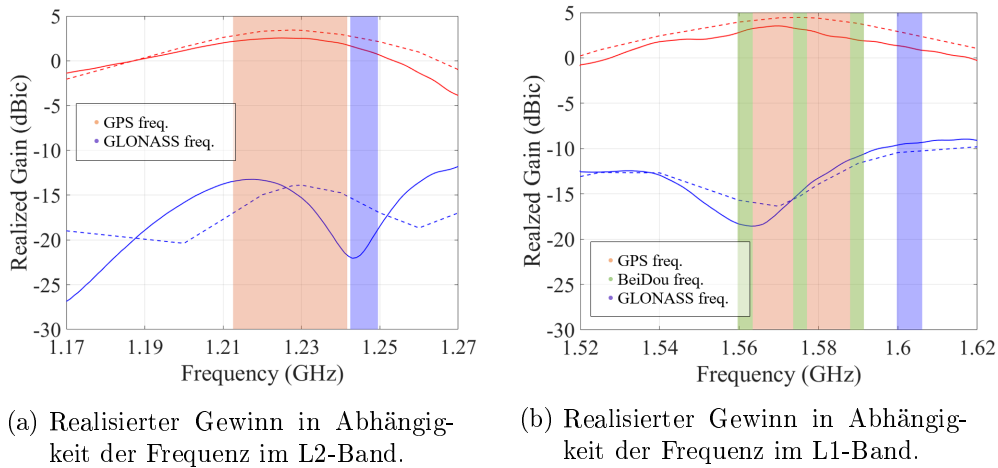
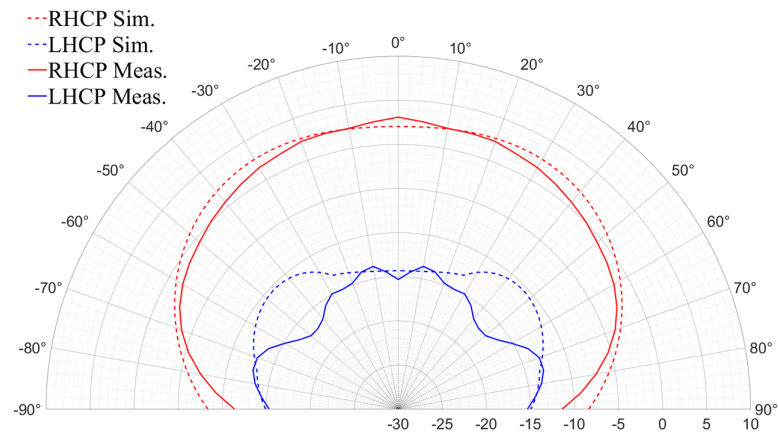
Abbildung 4.19: Simulierte und gemessene Anpassung der Antenne an 50Ω .

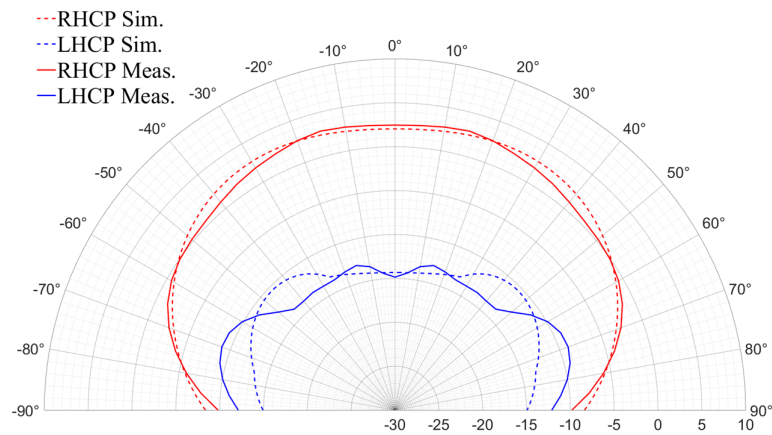
Abbildung 4.20: Die Gegenüberstellung des realisierten RHCP- (rot) und LHCP-Gewinns (blau) im Zenit (Linie: Messung, gestrichelte Linie: Simulation).

bestätigen eine große 3dB-Strahlbreite von 61° und 70° und auch eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung.

Der Gesamtwirkungsgrad η_{Ges} der Antenne inklusive der Fehlanpassung in beiden Frequenzbändern erstreckt sich auf einen Bereich von ca. -2 dB bis -3 dB, was für diese Art von Zweiband-/Breitband-Anwendung akzeptable Werte sind. In der weiterführenden Arbeit wurde insbesondere ein Augenmerk auf die Erhöhung des Wirkungsgrades mit Blick auf die Optimierung des Zweiband-Schaltele-



(a) Bei 1,228 GHz (L2).



(b) Bei 1,575 GHz (L1).

Abbildung 4.21: Richtdiagramme des realisierten Gewinns in Abhängigkeit der Elevation als Mittelwerte über alle Azimutwinkel von RHCP- (rot) und LHCP-Strahlung (blau), wobei Messergebnisse als durchgezogene Linien und Simulationsergebnisse als gestrichelte Linien dargestellt.

ments und des Hybrid-Kopplers gelegt. Der realisierte Gewinn im Zenit beträgt ca. 2,55 dBic (L2) und 3,53 dBic (L1), was eine ausreichenden Empfang ermöglicht. Auch für niedrige Elevationswinkel erreicht die Antenne gute Empfangseigenschaften. Sogar bei niedrigeren Elevationswinkeln von beispielsweise $\theta = 60^\circ$ hat die Antenne einen Gewinn von ca. 0 dBic im L1-Band und ca. -2 dBic im L2-Band. Bei dieser Elevation kann sogar noch eine XPD von -10 dBic im L1- wie auch im L2-Band erreicht werden. Dies zeigt die guten Leistungsmerkmale der Antenne über einen sehr großen Winkelbereich.

Zusammenfassung zur GNSS-Dualband-Antenne

Eine neue kompakte Breitband-Antenne für den Empfang des Global Navigation Satellite Services GNSS im L1- und L2-Band wurde gestaltet. Damit lassen sich die Dienste GPS, GLONASS und BeiDou empfangen. Mithilfe eines neuartigen Einspeisungskonzeptes erreicht die Antenne eine hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) über einen großen Frequenzbereich. Die Antenne ist gut an ein 50-Ohm-Speisenetz angepasst mit einem Reflexionsfaktor von kleiner als -10 dB in beide Frequenzbändern. Die realisierten Gewinne der Antenne im Zenit sind ca. 2,5 dBic im Bereich der GPS- und BeiDou-Frequenzen und ca. 1 dBic im Bereich der GLONASS-Frequenzen. Die Kreuzpolarisationsunterdrückung ist mit ca. 15 dBic insbesondere für die Dienste GPS und BeiDou sehr hoch ausgeprägt und für GLONASS mit 10 dBic noch auf einem hohen Niveau. Eine weiterführende Nachjustierung, zum Beispiel durch Reduzierung der Antennengröße um ca. 1 % würde einen realisierten Gewinn von 2 - 3 dBic im Zenit und ein XPD von ca. 13 dBic für sämtlich genannten Dienste bewirken. Die bei [25] erreichte Bandbreite von 5 MHz konnte auf bis zu 50 MHz erhöht werden. Die Antenne erreicht eine große 3dB-Strahlbreite von ca. 62° im L2-Band und ca. 70° im L1-Band. Damit kann ein guter Empfang sowohl für niedrige als auch hohe Elevationswinkel erreicht werden. Da der LHCP-Gewinn bis hin zu sehr niedrigen Elevationswinkeln stark unterdrückt wird, ist der Empfang unerwünschter Reflexionsstrahlung sehr gering. Die Antennenstruktur bedarf eines niedrigen Produktionsaufwandes und ihre kompakten Außenmaße von $42 \times 43 \times 10 \text{mm}^3$ erlauben die Integration in sehr enge Bauräume, wie beispielsweise bei Fahrzeugen.

4.1.3 Linearpolarisierte Schleifenantenne

Zur Gestaltung kompakter Mehrantennensets sind hochwirksame kompakte Einzelantennen nötig, die sich gut voneinander entkoppeln lassen. Jede der Einzelantennen sollte dabei durch ihre individuellen Stärken die Schwächen der anderen Einzelantennen kompensieren. Eine linearpolarisierte Schleifenantenne eignet sich insbesondere für den Empfang horizontal polarisierter Strahlung aus flachen Elevationswinkeln [82, 77, 68]. Bereits in [75, 76, 74, 73] wurde gezeigt, dass sich dieser Antennentyp wegen seines größeren Umfangs gut mit einer zirkular polarisierten Ringantenne kombinieren lässt.

Mit Blick auf die Verwendung dieses Antennentyps im Rahmen von GNSS-Diversity wurde ein einfacher Aufbau einer linearpolarisierten Schleifenantenne realisiert und vermessen. Das Prinzip der horizontal polarisierten Schleifenantenne besteht aus einer Rahmenantenne die in regelmäßigen Abständen durch Serienkapazitäten unterbrochen ist. Schaut man von oben auf die Struktur, ergibt sich das in Abbildung 4.22 als Ersatzschaltung dargestellte Bild aus [73].

Die erwähnte Struktur kann schematisch durch kleine Induktivitäten L_i und Kapazitäten C_i dargestellt werden. Durch die regelmäßig wiederkehrenden Seri-

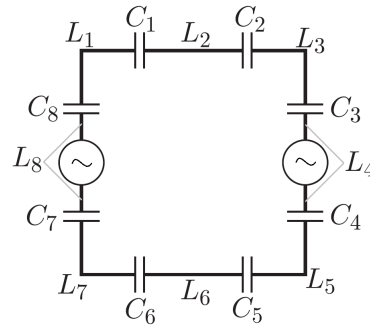


Abbildung 4.22: Ersatzschaltbild der linear polarisierten Ringantenne als ringförmige Serienschaltung aus acht LC-Seriengliedern.

enkapazitäten wird die Stromphase entlang der Rahmenlänge immer wieder auf 0° zurückgestellt. Dadurch regen sich die Dipole jeweils phasengleich durch ihre Dachkapazitäten gegenseitig an und es entsteht eine homogene Stromverteilung auf der gesamten Antennenschleife. In Abbildung 4.23 links ist aus [73] eine durch kleine schwarze Pfeile skizzierte Strombelegung des Schleifenstrahlers als Draufsicht gezeigt. Zwei gegenüberliegende Seiten - jeweils durch einen blauen und einen roten Pfeil hervorgehoben - weisen entgegengesetzte Stromrichtungen auf. Schaut man seitlich auf die (zeit-)gleiche Anordnung, so ergibt sich die in Abbildung 4.23 rechts gezeigte Darstellung. Der durch den blauen Pfeil skizzierte Stromfluss dringt dieser Darstellung gemäß in die Bildebene ein (blaues Kreuz) und der durch den roten Pfeil skizzierte Stromfluss verläuft auf den Betrachter zu (roter Kreis mit zentralem Punkt). Die durch die hervorgehobenen Ströme emittierten Strahlungen werden darüber als Sinuskurve dargestellt. Man kann die sich gegenüberstehenden Strahlerelemente in diesem Beispiel also als eine Gruppe von Einzelstrahlern betrachten. Die einzelnen Strahlerelemente bewirken durch ihre individuellen Phasenunterschiede sowie Streckendifferenzen bei der Wellenausbreitung eine vom Einzelstrahler stark abweichende Gesamt-Richtcharakterik. Unter idealen Bedingungen würde bei einem Elevationswinkel von $\theta = 45^\circ$ der Wegunterschied der Wellenausbreitung beider Einzelstrahler $\lambda/2$ betragen, was zu einer konstruktiven Überlagerung beider Wellenanteile im Fernfeld führt. Eine aus dieser Richtung empfangene horizontal polarisierte Welle regt also gleichzeitig beide gegenüberstehenden Strahlerelemente an. Die Richtcharakteristik einer resonanten Antenne dieses Typs hat demnach ihr Strahlungsmaximum omnidirektional bei einem Elevationswinkel von $\theta = 45^\circ$.

Da die in der Abbildung 4.23b gezeigte Idealstruktur des Antennenkonzepts zu große Abmessungen für den mobilen Einsatz hätte ($\lambda_{L1}/2 \approx 0,19$ m), muss durch die damit verbundene Verkürzung der Länge ein etwas reduzierter Strahlungswiderstand und dem damit einhergehenden, reduzierten Wirkungsgrad in Kauf genommen werden. Während der Strahlungswiderstand R_S einer kompakten Schleifenantenne sehr klein ist ($R_{S,l < \lambda, \text{typisch}} \leq 5 \Omega$), kann eine ideale Schleifenantenne einen Strahlungswiderstand von $R_{S,l \approx \lambda, \text{typisch}} \approx 50 \Omega$ erreichen. Mit

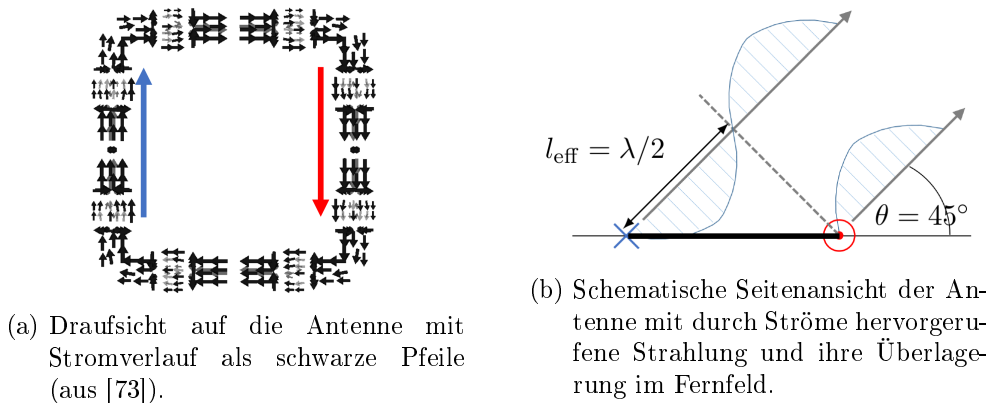


Abbildung 4.23: Strombelegung und abstrahiertes Strahlungsverhalten der Schleifenantenne.

Blick auf die omnidirektionale Richtcharakteristik führt der geringere Wirkungsgrad der kompakten Schleifenantenne zu einer großen Elevations-Strahlbreite, wohingegen sich der Gewinn der idealen Schleifenantenne bei einem Elevationswinkel von $\theta = 45^\circ$ konzentriert. Durch den viel höheren Wirkungsgrad ist jedoch der Gewinn der idealen Schleifenantenne in keiner Raumrichtung niedriger als der Gewinn einer kompakten Schleifenantenne. Mithilfe der präsentierten LC-Serienstruktur kann die elektrische Länge einer kompakten Schleifenantenne verlängert werden. Dadurch wird ein Kompromiss erreicht zwischen einem insgesamt kompakten Aufbau und einem relativ hohen Strahlungswellenwiderstand von $R_{S,LC\text{-Serienkonzept}} \approx 6\text{-}10 \Omega$. Damit wird einerseits der Anteil der emittierten Strahlung erhöht und andererseits die Anpassung an ein 50Ω -Speisenetz entscheidend erleichtert. Die erhöhte rein reelle Fußpunktimpedanz der resonanten Schleifenantenne lässt sich durch eine ebenfalls sehr kompakt ausführbare $\lambda/4$ -Transformation realisieren.

In Vorbereitung auf die Integration einer linearen Schleifenantenne in ein Mehr-Antennen-Set für den Empfang von GNSS wurde eine Musterstruktur aus Leiterplatten erstellt und untersucht. Ziel war es dabei praktische Erfahrungen mit diesem Antennentyp zu sammeln und eine funktionierende Referenzantenne zu generieren. Die Serienkapazitäten dieser Musterantenne wurden als diskrete SMD-Bauelemente mit $C = 0,4 \text{ pF}$ realisiert und die Induktivitäten als kleine Streifenleitungen der Länge $l = 29 \text{ mm}$ der Breite $w = 1,24 \text{ mm}$. Die Abbildung 4.24 gewährt einen Blick auf die Oberseite der Antenne.

Um wegen der nicht vermeidbaren Verluste der Schaltung eine weitestgehend homogene Leistungsverteilung entlang der Strahlerleitung zu erreichen, wird auch dieser Aufbau an zwei gegenüberliegenden Stellen gespeist. Dazu wurde die Ringleitung unterbrochen und mit Leitungsstücken verlötet, die auf einem vertikal angeordneten Substratelement verlaufen. Die vertikalen Substratelemente dienen

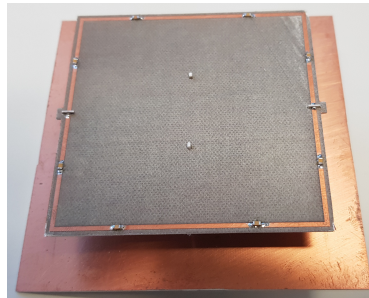


Abbildung 4.24: Draufsicht auf die realisierte Antenne.

einerseits der Leitungsführung der Antennenzuleitung und andererseits als Antennenhalterung. Die Abbildung 4.25 ermöglicht einen seitlichen Blick auf diese, wobei ein Teil der Zuleitung sichtbar wird.

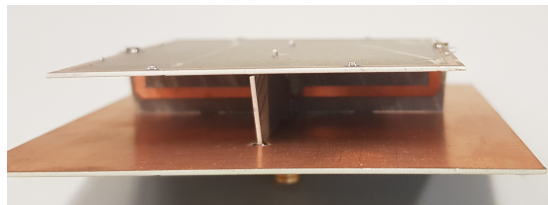


Abbildung 4.25: Seitenansicht der realisierten Antenne.

Die vertikal angeordnete Zuleitung der Antenne wird wie in [73] als Bandleitung realisiert. Der aus Sicht der Antenne vordere Teil dieser Bandleitung dient dabei als $\lambda/4$ -Transformator, wobei eine Antennenfußpunkt-Impedanz von ca. 5Ω an 100Ω angepasst werden muss. Durch Parallelschalten der beiden Zuleitungen im Zentrum der Antenne ergibt sich so eine Gesamtimpedanz von 50Ω . Die $\lambda/4$ -Transformationsleitungen des hier realisierten Aufbaus weisen eine Länge von 27 mm und eine Leiterbreite von 2,2 mm auf. Die Materialstärke aller verwendeter Substratelemente beträgt 0,508 mm.

Bereits ohne Anpassungsschaltung erreicht die realisierte Antenne eine sehr gute Anpassung an 50Ω mit einer leichten Frequenzverschiebung hin zu höheren Frequenzen, was in Abbildung 4.26 gezeigt wird. Bei einer optimalen Frequenz von $f_{\text{opt,Refl}} = 1,59 \text{ GHz}$ ist der Reflexionsfaktor mit -12 dB auf einem guten Niveau von unter -10 dB .

Betrachtet man den realisierten Gewinn der Antenne bei einem Elevationswinkel von $\theta = 45^\circ$ in Abhängigkeit der Frequenz, so zeigt sich eine sehr gute Kreuzpolarisationsunterdrückung XPD in der Nähe der GPS-Mittelfrequenz. Abbildung 4.27 zeigt, dass es auch hierbei zu einer leichten Frequenzverschiebung kommt. Der maximale Gewinn von $G_{\text{max}} = 3,8 \text{ dBic}$ liegt bei $f_{\text{opt,G}} = 1,595 \text{ GHz}$

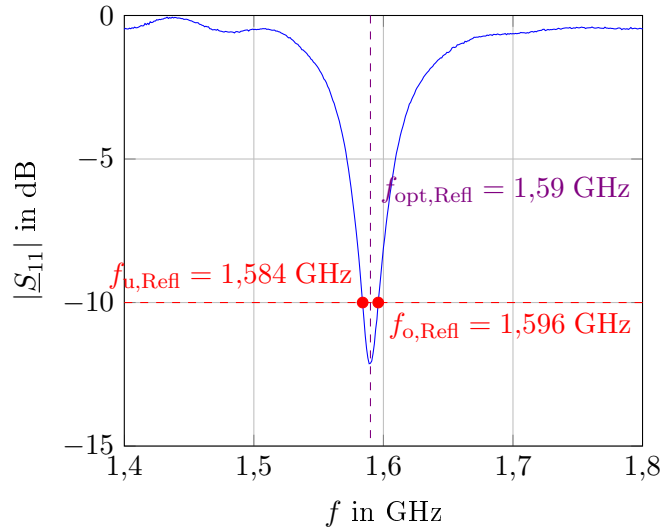
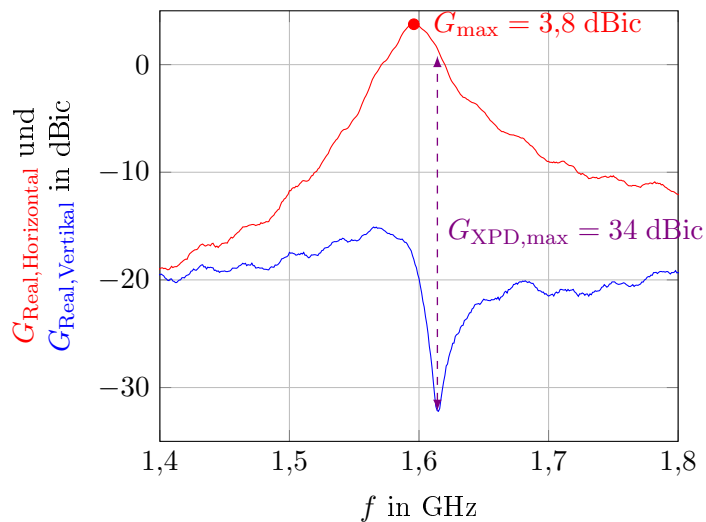


Abbildung 4.26: Gemessener Reflexionsfaktor der Antenne.

und die maximale XPD von $G_{XPD,max} = 34$ dBic bei $f_{opt,XPD} = 1,615$ GHz.

Um zu überprüfen, ob die Antenne dem Wirkungsprinzip gemäß funktioniert, ist die Betrachtung der Richtcharakteristik erforderlich. In Abbildung 4.28 wird diese durch vier Vertikalschnitte bei den Azimutwinkeln $\varphi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ und 135° rechts sowie deren Gegenrichtungen links. Hier zeigt sich das erwartete, in alle Raumrichtungen gleichmäßig verteilte Strahlungsmaximum bei $\theta = 45^\circ$. Auch in

Abbildung 4.27: Antennengewinn der vertikalen und horizontalen Polarisation bei einem Elevationswinkel von $\theta = 45^\circ$.

dieser Darstellung ist die starke Unterdrückung der vertikal polarisierten Strahlung deutlich erkennbar.

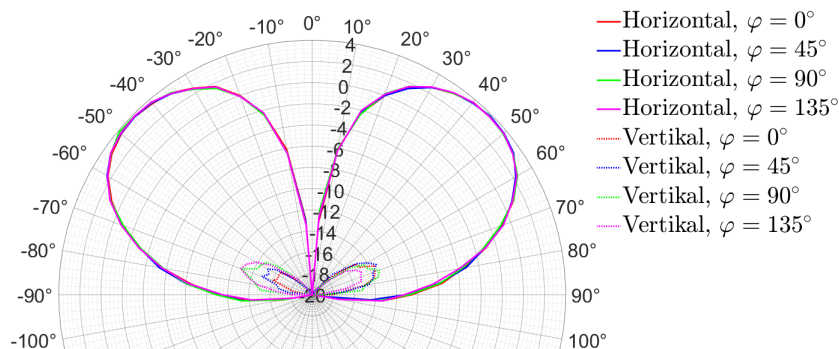


Abbildung 4.28: Richtcharakteristik der Antenne mit Strahlungsmaximum in Richtung $\theta = 45^\circ$.

Eine marginale Reduzierung der Strahler-Leitungsbreiten ω würde die Resonanzfrequenz der Antenne mehr in Richtung der GNSS-Mittelfrequenz rücken. Ferner könnte mithilfe einer Anpassungsschaltung die Anpassung der Antennenfußpunktimpedanz im Bereich der GNSS-Mittelfrequenz verbessert werden. Ungeachtet dieser möglichen Verbesserungen ist die Antenne bereits im vorliegenden Zustand für einfache GNSS-Messung einsatzbereit und funktioniert sogar optimal im Bereich der GLONASS-Frequenzen.

4.2 Mehr-Antennen-Sets

Ein wesentliches Ziel dieser Arbeit ist, durch Kombination mehrerer unabhängiger Antennensignale, Strahlformung zu betreiben. Neben der Diversity-Schaltung, die die Kombination der verschiedenen Signalpfade vollzieht, bedarf es vor allem eines entsprechenden Antennensystems. Hier gäbe es in der Literatur mehrere Ansatzmöglichkeiten wie zum Beispiel Antennen- oder Polarisationsdiversity.

In Fahrzeugen verhindern enge Bauräume für Antennen eine hinreichende Entkopplung von Einzelantennen durch räumliche Separierung. Ein anderer Ansatz eine hinreichende Entkopplung sicherzustellen, wäre die Verwendung unterschiedlicher Antennenpolarisationen. Nach diesem Prinzip wird in Kapitel 4.1.2 aus einer Ringantenne ein rechts- und ein linkszirkular polarisiertes Signal abgegriffen. Eine konstruktive Überlagerung beider Signale zur Verbesserung der Empfangsqualität, ist jedoch mit Blick auf die angestrebte Vermeidung von LHCP-Empfangsstrahlung bei GNSS-Anwendungen (siehe 3.2.4) keine sinnvolle Lösung. Mithilfe von reinem Winkel-Diversity ließen sich zwei orthogonal zueinander stehende lineare Strahler konstruktiv kombinieren. Dieser Ansatz ist in einem begrenzten Umfang sinnvoll und wird in Kapitel 4.2.4 teilweise verfolgt. Ein weiterer zielführender

Ansatz ist eine Kombination mehrerer Einzelantennen, die durch ihre jeweilige, individuell getaktete Strombelegung hinreichend voneinander entkoppelt sind. Für dieses auf den unterschiedlichen Moden der Einzelantennen basierende Entkopplungs-Prinzip wird der Begriff *Moden-Entkopplung* eingeführt. Ein Ansatz dabei ist, mehrere Antennen unterschiedlicher Ordnung ineinander zu verschachteln. Dazu werden in den Kapiteln 4.2.1 und 4.2.2 in die Zentren von Ringantennen erster Ordnung Monopol-Antennen gesetzt. Da bei diesem Ansatz typischerweise vertikal orientierte Monopolantennen horizontal angeordneten Ringantennen gegenüber stehen, liegt die Vermutung nahe, dass es sich hierbei um Winkel-Diversity handelt. Tatsächlich besitzt die verwendete Skarabäus-Antenne jedoch ebenfalls vertikale Elemente, über die sie anregbar ist. Die Entkopplung basiert hier auf der Grundlage unterschiedlicher Methoden der Strombelegung [50]. In den 4.2.3 und 4.2.4 werden zusätzlich Ringantennen erster Ordnung in die Zentren von Ringantennen zweiter Ordnung gesetzt. Die Wirkung der Moden-Entkopplung soll anhand des zuletzt genannten Beispiels einmal genauer erläutert werden.

Da die Ringantenne zweiter Ordnung einen Ringumfang von 2λ und die Ringantenne erster Ordnung nur einen halb so großen Umfang von λ besitzt, ist es geometrisch möglich, beide ineinander zu stellen. In Abbildung 4.29 wird von oben auf die verschachtelte Kombination einer quadratischen Ringantenne erster Ordnung und einer quadratischen Ringantenne zweiter Ordnung geblickt. Beide Antennen weisen die gleiche Resonanzfrequenz auf und werden mit dieser angeregt. Zu einem beliebigen Zeitpunkt wurde der Zustand eingefroren und die dabei vorliegende Strombelegung der Ringleiter durch blaue Pfeile optisch hervorgehoben. Dabei heben sich die konstruktive elektromagnetische Kopplung der Ströme beider Antennen (oben) mit der destruktiven elektromagnetischen Kopplung (unten) auf. Eine gegenseitige Anregung der Antennen ist somit ausgeschlossen.

Mithilfe des Skarabäus-Prinzips lassen sich Ringantennen mit sehr kleinen Ringdurchmessern realisieren (siehe 4.1.1). Dabei kann es dazu kommen, dass sich die parallel verlaufenden Ringseiten der Ringantennen erster und zweiter Ordnung sehr nahe kommen. Dies führt zu starken lokalen Kopplungen. Verluste in der Antennenstruktur wiederum bewirken, dass die dadurch eingekoppelten Ströme über den Verlauf des Ringleiters leicht gedämpft werden. Deshalb können bei zu nah beieinander verlaufenden Ringantennen lokal auftretende Kopplungseffekte nicht mehr wirksam genug durch andernorts am Ringleiter entstehende Gegenkopplungseffekte aufgehoben werden. Dieser Umstand stellt ein begrenzendes Kriterium bei der Reduzierung der Seitenlänge der äußeren Ringantenne und damit der gesamten Antennenkombination dar.

Das gezeigte Entkopplungsprinzip ist auch bei Antennenkombinationen mit noch höheren Ordnungen anwendbar. Da eine vertikale Monopol-Antenne keine Phasenvarianz in Abhängigkeit der Azimutwinkel aufweist, kann Sie als Antenne „nullter“ Ordnung bezeichnet werden. Sie hat also im Vergleich zur Ringantenne erster

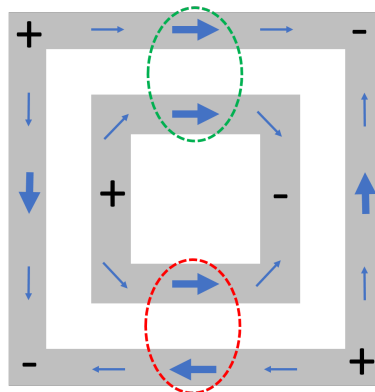


Abbildung 4.29: Die Draufsicht auf die Verschachtelung zweier Ringantennen unterschiedlicher Ordnung zeigt mithilfe beispielhaft eingefügter Strompfeile, dass jeder auftretende induktive Kopplungseffekt wieder aufgehoben wird.

Ordnung eine tiefere Ordnung und ist aufgrund dessen von dieser entkoppelt. Gleiches gilt für die in Kapitel 4.1.3 präsentierten linearpolarisierten Ringantenne. Auch diese kann als Antenne „nullter“ Ordnung bezeichnet werden.

4.2.1 Dualband-Set

Zum Empfang aller relevanten GNSS-Dienste wie GPS, GLONASS und BeiDou im L1- und L2-Band wurde ein neuartiges Diversity-Antennenset gestaltet [20]. Durch die Bereitstellung von drei entkoppelten Einzelantennensignalen, die durch ein externes Diversity-System konstruktiv kombiniert werden können, ermöglicht es hochpräzise Navigation. Die kompakte Form des Sets erlaubt eine Installation in winzigen Bauräumen, wie sie für Fahrzeuganwendungen typisch sind. Aufgrund des auf dem Pressbiegeverfahren basierenden schlanken Designs ist das Antennenset sehr einfach herstellbar. Simulierte und gemessene Ergebnisse aus Labor- und Absorberkammeruntersuchungen zeigen die guten Empfangseigenschaften des Antennensets.

Allgemeines zum neuartigen Dualband-Set

Für zukünftige hochentwickelte Fahrerassistenzsysteme bis hin zu autonomen Fahren und Fliegen werden sogenannte „Smart-Antennas“ [100] für hochpräzise Satellitennavigation einen zunehmend wichtigeren Stellenwert einnehmen. Zur Gestaltung solcher Antennentypen müssen viele neue Anforderungen erfüllt werden. Die Antenne sollte möglichst beide Frequenzbänder L1 und L2 empfangen (siehe Kapitel 3.2.6). Weiterhin sollte die empfangene Bandbreite die Frequenzbänder aller relevanten GNSS-Dienste wie GPS, GLONASS und BeiDou abdecken. Dafür muss die Antenne in einem Frequenzbereich zwischen 1,215 GHz und 1,240 GHz

(L2-Band) [18, 7] als auch zwischen 1,559 GHz und 1,610 GHz (L1-Band) [7, 66, 6] operieren. Neben der Forderung nach einem hohen RHCP-Gewinn soll der LHCP-Gewinn der Antenne möglichst klein gehalten werden, um den Empfang unerwünschte Reflexionssignale weitgehend zu unterdrücken. Der Empfang von Reflexionssignalen führt zu einer fehlerhaften Berechnung der Position 3.2.4). Ziel ist also die sogenannte Kreuzpolarisationsunterdrückung XPD von LHCP-Strahlung gegenüber RHCP-Strahlung möglichst breitbandig und einen großen Raumwinkelbereich aufspannend, auf ein hohes Niveau von mindestens 10 dBic zu heben. Hierzu wurden in den vergangenen Jahren bereits diverse Antennen [48, 25, 27] präsentiert, die die genannten Forderungen sehr gut erfüllen. Mit den immer stärker in den Fokus der Wissenschaft und Industrie rückenden Anwendungen im Bereich autonom bewegender Objekte, steigt auch der Präzisionsanspruch an die Navigationstechnik zunehmend. Eine Möglichkeit, um diese Fähigkeiten seitens des Empfangssystems zu steigern, ist die konstruktive Kombination der Signale mehrerer Einzelantennen. Dafür kann ein Diversity-System verwendet werden. Dabei stellt insbesondere die Entkopplung der Einzelantennensignale eine große Herausforderung dar. Ein repräsentativer Wert für die Beschreibung der Entkopplung von Einzelsignalen eines auf mehreren Signalpfaden basierenden Empfangssystems ist der Envelope Correlation Coefficient (ECC) ρ_{ECC} (siehe Kapitel 3.1.3). Dieser Wert sollte innerhalb der genannten Frequenzbereiche eine Maximalgrenze von $\rho_{\text{ECC},\text{min}}$ von 0,1 möglichst nicht überschreiten. Besonders bei Fahrzeuganwendungen sind die Bauräume für die Unterbringung von Antennen meist sehr stark limitiert. Dieser Umstand erfordert sehr schlanke Antennen-Designs und stellt große Herausforderungen, gerade für die Unterbringung von Mehrantennensystemen dar. Um bei der Auswahl der geeigneten Antenne für ein zukünftiges Projekt konkurrenzfähig zu sein, sind auch die Herstellungskosten der Antennensysteme zu berücksichtigen. Mit Blick auf die Produktion großer Stückzahlen kann eine einfache und gut reproduzierbare Herstellung bei ähnlich gut operierenden Antennensystemen zum Hauptkriterium bei der Auswahl werden. Das Antennenset besteht aus einem Monopol mit Dachkapazität, der sich im Zentrum einer Skarabäus-Antenne, ähnlich zu der aus Kapitel 4.1.2 befindet. Neben den zwei entkoppelten Antennensignalen der Ringantenne steht durch den Monopol noch ein weiteres entkoppeltes Einzelantennensignal zur Verfügung. Damit stellt das Antennensystem drei entkoppelte Einzelsignale für die Verwendung innerhalb eines Diversity-Systems bereit. Das gestaltete Set umfasst dennoch sehr geringe Außenabmessungen, was den Einsatz in einem typischen Antennenbauraum von Fahrzeugen ermöglicht. Da neben der Ringantenne auch die Monopolantenne mithilfe des Pressbiegeverfahrens hergestellt werden kann, ist die Realisierung des ganzen Antennensets sehr einfach. Beide Einzelantennen weisen einen guten Empfang sowohl im L1- als im L2-Band auf. Mit Blick auf die weitere Anwendung dieses Antennensystems im Rahmen von GNSS-Diversity bietet die Kombination einer Ring-Antenne mit einer Monopolantenne die Möglichkeit einer gezielten Verformung der Richtcharakteristik. Dadurch kann ein schwenkbarer RHCP-Empfangsstrahl mit einem stark unterdrückten LHCP-Gewinn in dessen Gegenrichtung erzeugt werden.

Aufbau des Dualband-Sets

Das Antennenset stellt eine Erweiterung der in Kapitel 4.1.2 vorgestellten Dualband-Skarabäus-Ringantenne dar. In Abbildung 4.30 wird eine schematische Darstellung des Gesamtaufbaus gezeigt. Dabei ist insbesondere das Konzept der ineinander verschachtelten, kompakten Einzelantennen, sowie die Platzierung zugehöriger Schaltungselektronik erkennbar.

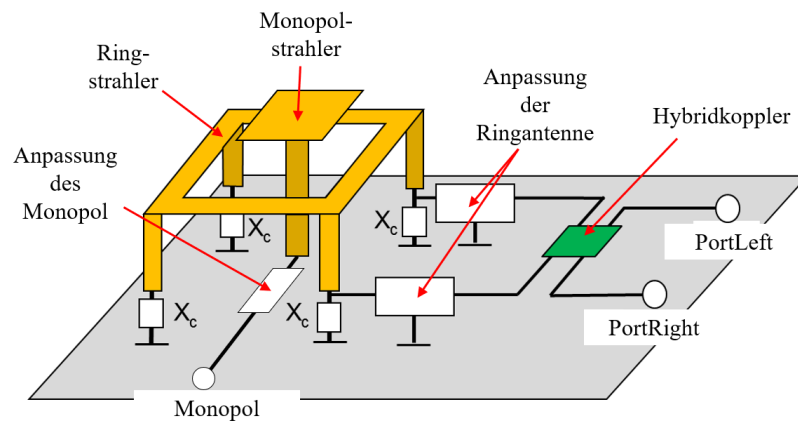


Abbildung 4.30: Schematische Aufbau des Dualband-Antennensets.

In der Abbildung 4.31 wird das Dualband-Set als Draufsicht gezeigt. Dabei ist die Verschachtelung der Einzelantennen gut zu erkennen, wobei die Monopolantenne mit großer Dachkapazität im Zentrum der Skarabäus-Antenne platziert ist. Die Außenabmessungen des gesamten Sets belaufen sich auf $42 \times 42 \times 20 \text{ mm}^3$.

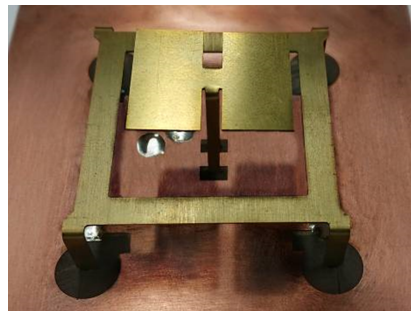


Abbildung 4.31: Draufsicht auf das Dualband-Set.

Die Abbildung 4.32 zeigt das Dualband-Set von dessen Unterseite. Die dort platzierten Schaltungen umfassen sämtliche zur Anpassung und Entkopplung der Einzelantennen nötigen Bestandteile, sowohl für das L1- als auch das L2-Band. Diese können innerhalb der durch die Strahlerelemente auf der Oberseite aufgespannten Fläche des PCB räumlich gut untergebracht werden und sind trotzdem

ausreichend weit voneinander entfernt. Die an den SMA-Schraubverbindern abgreifbaren, an $50\ \Omega$ angepassten Einzelantennensignale sind, z.B. mithilfe einer extern angeschlossenen Diversity-Schaltung, beliebig miteinander kombinierbar.

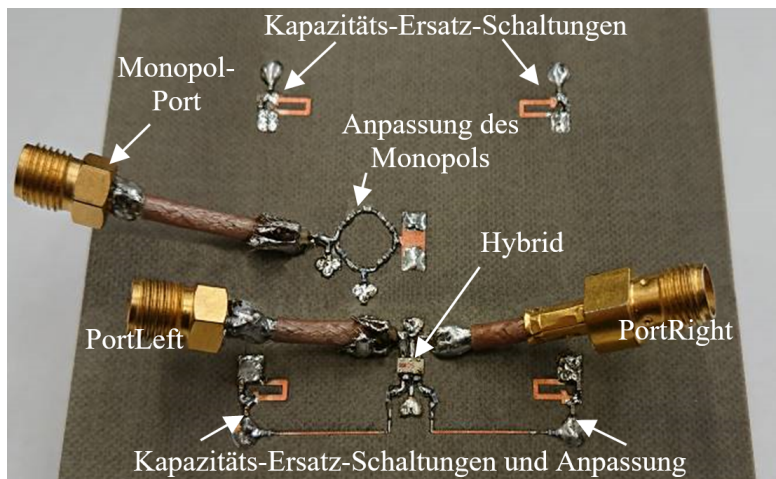


Abbildung 4.32: Blick auf die Unterseite des Sets.

Beide Strahler werden aus einem dünnen Messingblech ausgeschnitten und durch ein Pressbiegeverfahren in ihre dreidimensionale Form gebracht. Kleine Erweiterungen an ihren Unterseiten ermöglichen die Fixierung der Strahler in speziell dafür angelegten Aussparungen im Substrat. An diesen Steckstellen erlauben umfangreich angelegte Kupferstreifen, durch Anlöten, die Kontaktierung der Antennen mit den Schaltungen. Wie in Kapitel 4.1.2 werden bei diesem Set auch aus einer Skarabäus-Antenne zwei Einzelsignale generiert. An den in Abbildung 4.32 bezeichneten Anschlüssen „PortRight“ und „PortLeft“ können dabei von der Skarabäus-Antenne die entsprechende Zirkularpolarisationsrichtung abgegriffen werden. Mit dem zusätzlich bereitgestellten Monopolsignal liegen für weiterführende Diversity-Anwendungen insgesamt drei entkoppelte Einzelantennensignale vor. An dem sogenannten PortRight der Skarabäus-Antenne kann ein Empfangssignal aus einem Betriebszustand der Skarabäus-Antenne entnommen werden, welcher dem einer typischen GNSS-Antenne entspricht, die mit jedem beliebigen GNSS-Receiver verwendet werden kann. Bei der Verwendung des Tores PortRight weist die Antenne gute RHCP-Empfangeigenschaften auf und unterdrückt den LHCP-Empfang wirksam. In Kombination mit dem Monopol ermöglicht dieser Betriebszustand mit PortRight eine gezielte Verformung der Richtcharakteristik, um die Empfangseigenschaften räumlich nach den Polarkoordinaten zu variieren. In gleicher Weise können auch der PortLeft und der Monopol-Port kombiniert werden, um beispielsweise durch Schwenken eines konzentrierten LHCP-Empfangsstrahls, auftretende Störsignale zu identifizieren.

Erweiterungen der Skarabäus-Antenne

Die in das Dualband-Antennenset integrierte Skarabäus-Antenne basiert auf dem in Kapitel 4.1.2 gezeigten Dualband-Skarabäus-Prinzip. Bereits als Einzelsystem erfüllt das Design alle Voraussetzungen für einen Einsatz im Rahmen der hochpräzisen Satellitennavigation. Die Ringantenne besteht aus drei Modulen: Einem rechteckigen metallischen Ringstrahler mit vier vertikal angeordneten Elementen an den Ecken des Rings (1). Auf der Substratunterseite ist jedes der vier Vertikalelemente mit je einer kleinen Schaltung verbunden. Diese vier sog. Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen justieren die elektrische Länge der Antenne, sodass sie sowohl im L1- als auch im L2-Band in Resonanz ist. Zwei der vier Antennenfüße sind mit speziellen Anpassungsmodulen (2) verbunden. Damit kann die hochohmige Antennenimpedanz an $50\ \Omega$ angepasst werden. Die angepassten Antenneneingänge werden mit den Toren 2 und 3 eines Hybridkopplers verbunden. Der Hybrid-Ringkoppler agiert dabei als Einspeisungs-Modul (3) und stellt sowohl die notwendige Entkopplung der Antennenfüße als auch eine 90° -Phasendifferenz zwischen ihnen sicher. Insbesondere dieses neuartige Einspeisungs-Modul ermöglicht eine hohe XPD zwischen dem RHCP- und dem LHCP-Empfang.

Die Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen zur Erreichung der Resonanzbedingung in beiden GNSS-Bändern L1 und L2 bestehen aus kleinen Netzwerken, die die Antennenfüße mit Masse verbinden. Dabei handelt es sich um eine als diskretes Bauelement ausgeführte Kapazität C_S , die in Serie zu einem LC-Parallelschwingkreis geschaltet ist. Die Parallelkapazität C_P ist ebenfalls diskret ausgeführt, die Parallelinduktivität C_P hingegen als analoge Mikrostreifenleitung in Form einer winzigen Posaune. Im Vergleich zu der in Kapitel 4.1.2 gezeigten Antenne sind die Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen individuell nachoptimiert worden. Dabei haben die zur Speisung parallel geschalteten Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen andere Bauelementwerte als übrigen beiden erhalten. In Abbildung 4.33 werden die beiden Schaltungsgruppen in einer schematischen Skizze der Antennenunterseite als Resonanznetzwerk 1 und 2 bezeichnet.

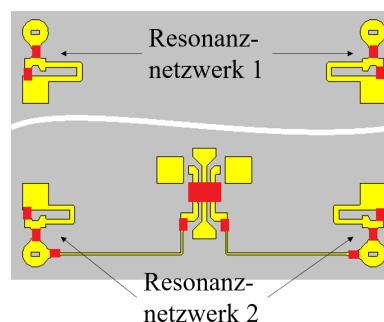


Abbildung 4.33: Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen an den Füßen des Antennenstrahlers.

In der Tabelle 4.3 wurden die Werte der nachoptimierten Schaltungsgruppen der Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen gegenübergestellt.

Element	Resonanznetzwerk 1	Resonanznetzwerk 2
C_S in pF	0,4	0,5
C_P in pF	1,8	2,2
L_P in mm	7,76	6,1

Tabelle 4.3: Werte der nachoptimierten Schaltungsgruppen der Kapazitäts-Ersatz-Schaltungen.

Die Verwendung einer analogen Hybrid-Struktur, wie bei der in Kapitel 4.1.2 gezeigten Antenne, erfordert ein großflächiges rechteckiges Substrat. Um jedoch eine möglichst omnidirektionale Richtcharakteristik zu erreichen, sollten die von der Antennenstrahlung erfassten Elemente der Antenne weitgehend rotationssymmetrisch ausgeführt sein. Eine asymmetrische Verlängerung der Massefläche hätte stets eine leichte Erhöhung der empfangenen Strahlung aus der Richtung der längeren Substratseite zur Folge und müsste durch räumlich anspruchsvolle Verlängerungen der übrigen Substratseiten kompensiert werden. Mit Blick auf die von der Ringantenne aufgespannte quadratische Form wäre also eine Schaltung erstrebenswert, die sich innerhalb dieser Grenzen erstreckt. Aus diesem Grund wurde bei dem neuartigen Dualband-Set der analoge Hybrid-Ringkoppler durch ein diskretes Bauelement ersetzt. Der verwendete diskrete Hybrid-Koppler *QCN-19D+* [13] der Firma *Minicircuits* weist neben guten Hybrideigenschaften eine große Bandbreite (1,1-1,925 GHz) auf, womit beide in dieser Arbeit betrachteten GNSS-Bänder abgedeckt werden können. Diese neue Komponente erfordert eine noch exaktere Anpassung der Antennenfußpunkte an 50Ω , was durch diskrete Parallelkapazitäten an den Eingängen der Anpassungsleitungen erreicht werden konnte. Mit einem Wert von 2 pF sind die Parallelkapazitäten relativ zur Mittenfrequenz des L1-Bandes (1,575 GHz) klein genug, sodass sie die Bandbreite der Antenne nicht erheblich reduzieren. In Abbildung 4.34 wird die Substratunterseite gezeigt, wobei hier der Fokus auf den genannten diskreten Hybrid-Koppler und die neu ergänzten Parallelkapazitäten gesetzt wird.

Die neu angelegte Monopol-Antenne

Eine zusätzlich zur genannten Skarabäus-Antenne integrierte weitere Antenne muss verschiedenen Voraussetzungen entsprechen, um eine sinnvolle Erweiterung des bestehenden Systems darzustellen. Die Grundlage bildet eine hinreichende Entkopplung der neuen Antenne von der bestehenden. Mit Blick auf eine konstruktive Kombination der beiden Einzelantennensignale mithilfe eines Diversity-Systems müssen jedoch weitere Voraussetzungen erfüllt werden. Beim „Beam-switching“ (Umschalten von Empfangsrichtungen) müssen die Hauptstrahlrichtungen der Einzelantennen in unterschiedliche, aber aus Sicht des Empfangsszenarios

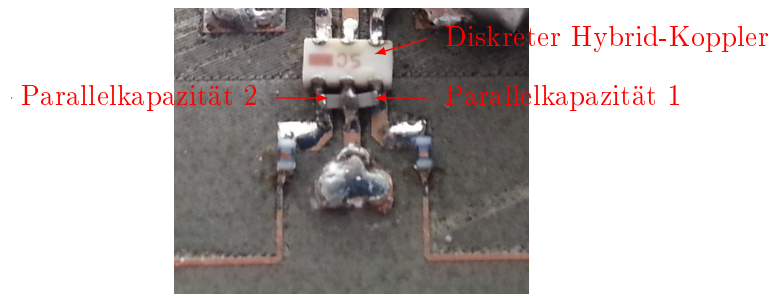


Abbildung 4.34: Im Rahmen einer Überarbeitung der Dualband-Ringantenne aus Kapitel 4.1.2 wurde ein diskreter Hybrid-Koppler und zusätzliche Parallelkapazitäten eingesetzt.

plausible Richtungen weisen. Beim sog. „Beamforming“ (siehe Kapitel 3.1.2) müssen sich wenigstens große Teile der Richtcharakteristika überschneiden. Mit dem Ziel eine Kompaktantenne zu gestalten, sollte bei dem neuen Antennenset die zusätzliche Antenne genau in das Zentrum der primären Antenne gesetzt werden. Dadurch wird das Antennenset rotationssymmetrisch und alle Elemente der Einzelantennen weitestmöglich räumlich voneinander getrennt. Die Strahlungszentren beider Antennen befinden sich aufgrund des genannten Arrangements am selben Punkt. Unter diesen Umständen ist „Beamforming“ nur auf Grundlage unterschiedlicher Ordnungen der Einzelantennen möglich.

Bei dem Antennenset wurde eine Monopol-Antenne mit großer Dachkapazität als zweite Antenne gewählt. Die Fernfeld-Richtcharakteristik eines Monopols weist in alle Raumrichtungen die gleiche Phase auf, wohingegen die Phase einer Ringantenne sich innerhalb eines Schleifendurchlaufs proportional zum Azimutwinkel ändert. Die Hauptstrahlrichtung einer Monopolantenne konzentriert sich sowohl für die horizontal polarisierte also auch zirkularpolarisierte Strahlung auf niedrigere Elevationswinkel θ . Die Richtcharakteristik der Skarabäus-Antenne weist ihr Maximum in Richtung des Zenits auf. Aber auch bei niedrigen Elevationswinkeln θ werden hohe Gewinne von etwas kleiner als 0 dBic erreicht. Damit erfüllt ein Monopol die obengenannte Voraussetzung für eine sinnvolle Erweiterung des bestehenden Systems durch eine zusätzliche Antenne.

Der realisierte Monopolstrahler besteht aus zwei aufrecht stehenden Elementen mit einer großflächigen Dachkapazität. Die Außenmaße des Strahlers sind $24 \times 24 \times 20 \text{ mm}^3$. In der Abbildung 4.35 wird die Oberseite der Monopol-Antenne mit dem Monopol-Strahler gezeigt. Die unteren Enden des Messing-Strahlers wurden durch im PCB befindliche Schlitze gesteckt und auf der Substratunterseite mit Leiterstücken verlötet.

In der Abbildung 4.36 ist die Fußpunktimpedanz der Monopolantenne über einen Frequenzbereich von 1 bis 2 GHz im Smith-Diagramm dargestellt. Bei der

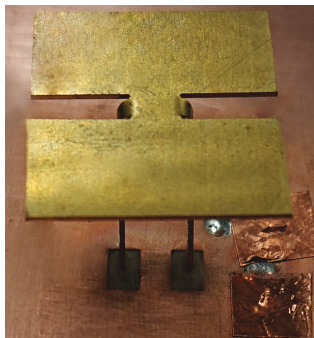
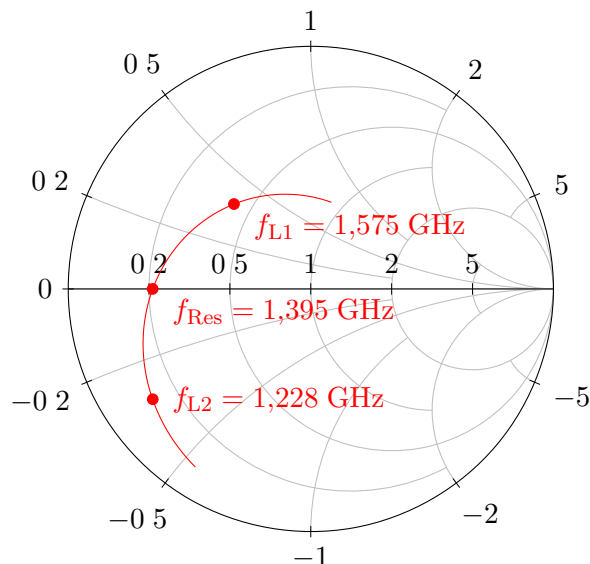


Abbildung 4.35: Monopol-Antenne des Antennensets von oben.

Mittenfrequenz des L1-Bandes liegt ein Wert von $\underline{Z}_{L1} = (21 + j18,8) \Omega$ vor und bei der Mittenfrequenz des L2-Bandes liegt ein Wert von $\underline{Z}_{L2} = (6,3 - j15,5) \Omega$ vor. Wegen der großen Dachkapazität und den breit ausgeführten Vertikalelementen kann sich ein hoher vertikal orientierter Strom aufbauen. Der Verzicht auf zusätzliche Haltevorrichtungen sorgt für einen insgesamt verlustarmen Aufbau. Die Resonanzfrequenz f_{Res} der Antenne liegt mit ca. 1,395 GHz etwa im arithmetischen Mittel der Mittenfrequenzen der Bänder L1 und L2. Der Strahlungswiderstand R_S beträgt $10,6 \Omega$.

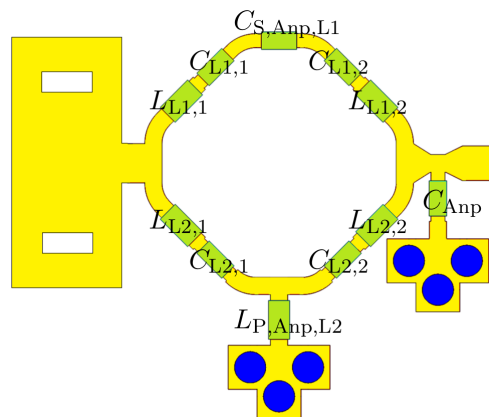
Um die Antenne innerhalb beider Frequenzbänder an 50Ω anzupassen, bedarf es eines frequenzselektiven Vorgehens. Da sich die Antenne im L1-Band eher induktiv verhält, wäre hierfür eine Parallelkapazität $C_{P,\text{Anp},L1}$ von $2,33 \text{ pF}$ nötig.

Abbildung 4.36: Frequenzabhängige Fußpunktimpedanz der Monopol-Antenne in einem auf 50Ω normierten Smith-Diagramm.

Um die kapazitive Fußpunktimpedanz im Bereich des L2-Bandes anzupassen, bedarf es hingegen einer Parallelinduktivität $L_{P,Anp,L2}$ von 2,3 nH. Die gleichzeitige Anpassung innerhalb beider Frequenzbänder erfordert die Aufteilung des HF-Signals auf zwei frequenzselektive Pfade. Ein Pfad dient dabei der Anpassung innerhalb des L1-Bandes, wobei er durch Hoch-/Bandpassfilter am Ein- und Ausgang eingefasst werden muss. Ein weiterer Pfad dient der Anpassung innerhalb des L2-Bandes, wobei dieser durch Tief-/Bandpassfilter am Ein- und Ausgang eingefasst werden muss. Auf der Substratunterseite befindet sich die Schaltung zur Anpassung der Monopolantenne an $50\ \Omega$ für beide Frequenzbänder L1 und L2. In Abbildung 4.37 ist die Unterseite der Bodenplatte mit der Dualband-Anpassungsschaltung dargestellt.



(a) Realisierte Monopol-Anpassungsschaltung



(b) Schaltbild der Monopol-Anpassungsschaltung.

Abbildung 4.37: Anpassungsschaltung der Monopolantenne auf der Substratunterseite.

In der Darstellung der Anpassungsschaltung befindet sich links ein Kupferstreifen, der mit den aus der Platine herausragenden Vertikalelementen der Monopolantenne verlötet wird. Diese Konstruktion stellt einerseits die Halterung des Strahlers sicher und sorgt desweiteren für eine symmetrische Speisung bei geringstmöglichem Widerstand. Auf der rechten Seite wird mithilfe eines SMA-Steckers das Signal abgegriffen. Die Anpassung der Antennenimpedanz erfolgt über zwei Pfade, wobei jeder Pfad der Anpassung innerhalb eines Frequenzbandes dient. Der in der Darstellung obige Pfad stellt die Anpassung innerhalb des L1-Bandes und der untere Pfad die Anpassung innerhalb des L2-Bandes sicher. Die Bauelemente $C_{L1,1} = C_{L1,2} = 0,4\ \text{pF}$ und $L_{L1,1} = L_{L1,2} = 18\ \text{nH}$ des oberen Pfades dienen dabei der Frequenzselektion des L1-Bandes. Im unteren Pfad sorgen die Bauelemente $C_{L2,1} = 0,7\ \text{pF}$ und $L_{L2,1} = 20\ \text{nH}$ sowie $C_{L2,2} = 0,8\ \text{pF}$ und $L_{L2,2} = 16\ \text{nH}$ für die L2-Bandbegrenzung. Die Bandpassgruppen des unteren Pfades weisen aufgrund einer praktischen Nachjustierung am realisierten

Messaufbau leicht abweichende Werte auf. Durch den genannten Aufbau kommt es zu einer geringfügigen Impedanztransformation in den induktiven Bereich. Dieser Effekt wird durch eine Parallelkapazität $C_{\text{Anp}} = 1,2 \text{ pF}$ am Eingang der Anpassungsschaltung kompensiert. Die eigentlichen Anpassungselemente der Schaltung befinden sich jeweils im Zentrum der frequenzselektiven Pfade. Für das L2-Band wird eine Parallelinduktivität $L_{\text{P,Anp,L2}}$ von $2,3 \text{ nH}$ gemäß der Vorberechnung verwendet. Für das L1-Band wird eine Serienkapazität $C_{\text{S,Anp,L1}}$ von 2 pF verwendet. Durch die elektrisch nicht vernachlässigbar langen Leitungen der Anpassungsschaltung wird die Impedanz im L1-Band in einen höherohmigen Bereich transformiert. Für die Anpassung muss deshalb eine Serien- anstatt einer Parallelkapazität verwendet werden.

In der Abbildung 4.38 wird die Gesamtanpassung der Monopolantenne in Form des Betrages des Reflexionsfaktors $|\underline{S}_{11}|$ dargestellt. Grundlage des Designs der Anpassungsschaltung bildete eine Simulation, in der sämtliche Bestandteile der Schaltung bestmöglich berücksichtigt wurden. Im Zuge der praktischen Arbeit hat sich herausgestellt, dass insbesondere die parasitären Eigenschaften der Bauelemente nicht vernachlässigbare Einflüsse ausüben. Deren Verhalten bestmöglich zu beschreiben und in die Simulation einzubeziehen, ist sehr wichtig. Der Vergleich der simulierten und der gemessenen Reflexionsdämpfung zeigt eine gute Übereinstimmung. Für das L2-Band können mit $|\underline{S}_{11,\text{L2}}| = -11,6 \text{ dB}$ eine sehr gute Anpassung erzielt werden. Der Wert für das L1-Band fällt mit $|\underline{S}_{11,\text{L1}}| = -8,3 \text{ dB}$ ein wenig schlechter aus. Mit Blick auf die geplante Kombination der Monopolantenne mit der Ringantenne ist ohnehin eine Leistungsreduzierung der Monopolantenne erforderlich, um bei niedrigeren Elevationswinkeln Θ Beamforming zu realisieren.

Simulation und Optimierung des Sets

Um adäquate Abmessungen und Bauelementwerte für die Realisierung eines Funktionsmusters zu generieren, wurde im Computer-Antennensimulationsprogramm *CST Studio Suite (CST)* ein umfangreich parametrisiertes Modell des Antennensets erstellt. Dieses Modell umfasst neben den metallischen Strahlerelementen sämtliche Bauelemente der Anpassungsschaltungen mit ihren parasitären Eigenschaften als auch die Materialverluste. Das Verhalten des Hybrid-Kopplers, zur phasenrichtigen Speisung der Ring-Antenne wird in Form eines eingebundenen S-Parameterfiles berücksichtigt. Die Abbildung 4.39 zeigt sämtliche relevanten Bestandteile des Simulationsmodells in Form je einer Darstellung der Ober- und Unterseite.

Mithilfe dieser sehr realitätsnahen Simulationsumgebung ließen sich gute Funktionsmuster erstellen, gezielt Toleranzen von Bauelementen interpretieren, sowie die Möglichkeiten zur Nachjustierung durch Variation von Bauelementen ableiten. Bei der Modellierung wurde insbesondere auf eine einfache und gut reproduzierbare Herstellbarkeit geachtet. Die Verwendung des diskreten Hybrid-Kopplers hat im

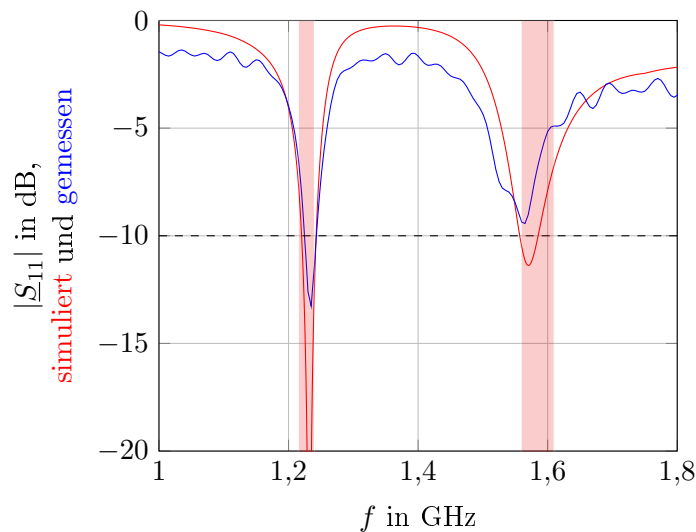


Abbildung 4.38: Simulierter (rot) und gemessener (blau) Reflexionsfaktor der Monopol-Antenne.

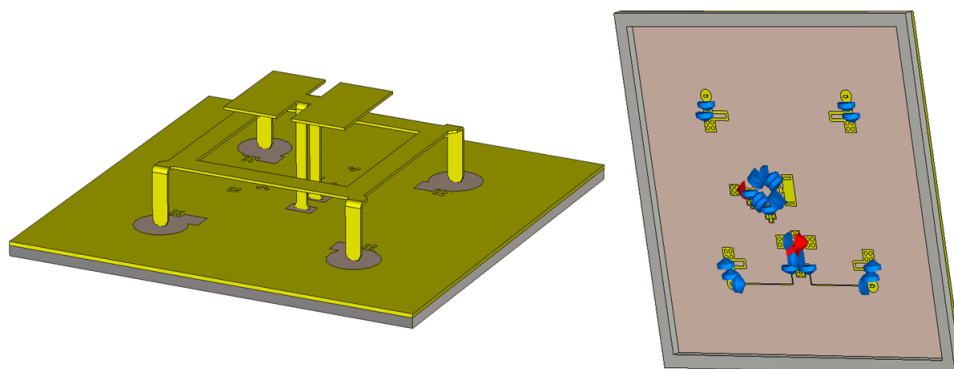


Abbildung 4.39: Simulationsmodell (in *CST*) mit sämtlichen zur Realisierung relevanten Bestandteilen.

Vergleich zur analogen Vorgängervariante, eine Erhöhung der Toleranzen bewirkt. Dadurch musste ein höherer Aufwand zur Nachjustierung betrieben werden, um einzelne Funktionsmuster zu erstellen.

Messungen und Messergebnisse

Die Grundlage für eine Fernfeldmessung bildet eine ausreichende Anpassung der Antennen an 50Ω . Bezogen auf die Ringantenne mussten hierfür vor allen die beiden gespeisten Antennenfüße an die 50Ω -Tore des Hybrid-Kopplers angepasst werden. Dazu wurde in einem vorausgehenden Schritt, bei der Bestückung der Schaltung zunächst der diskrete Hybrid-Koppler ausgespart. Stattdessen wurden

an die Verbindungsleitungen zu den Anpassungsmodulen der Ringantenne HF-Stecker gelötet. Aufgrund der damit messbaren Antennenimpedanz ließ sich unter Zuhilfenahme der Antennensimulation eine leichte Nachjustierung der Anpassung vollziehen. Da das verwendete Hybrid-Koppler-Modell *QCN-19D+* [13] der Firma *Minicircuits* ebenfalls leichte Anpassungstoleranzen aufweist, gestaltete sich die Nachjustierung teilweise sehr mühsam. Nach erfolgter Anpassung der beiden Eingänge der Ringantenne wurden HF-Stecker an ihre finale Position gesetzt und der Hybrid-Koppler aufgelötet. In der Abbildung 4.40 sind die gemessenen Reflexionsfaktoren der Einzelantennen-Tore („Ports“) des ganzen Sets in einem Diagramm zusammengefasst. Dabei wird unterschieden zwischen den Ringantennen-Ports „PortRight“ für den Empfang rechtszirkular polarisierter Strahlung und „PortLeft“ für den Empfang linkszirkular polarisierter Strahlung, sowie dem Monopol-Port. Die besonders gute Anpassung der Ringantennen-Ports im Bereich des L1-Bandes ist auf die sehr guten Eigenschaften des Hybrid-Kopplers zurückzuführen, der in diesem Frequenzbereich seinen optimalen Arbeitspunkt aufweist.

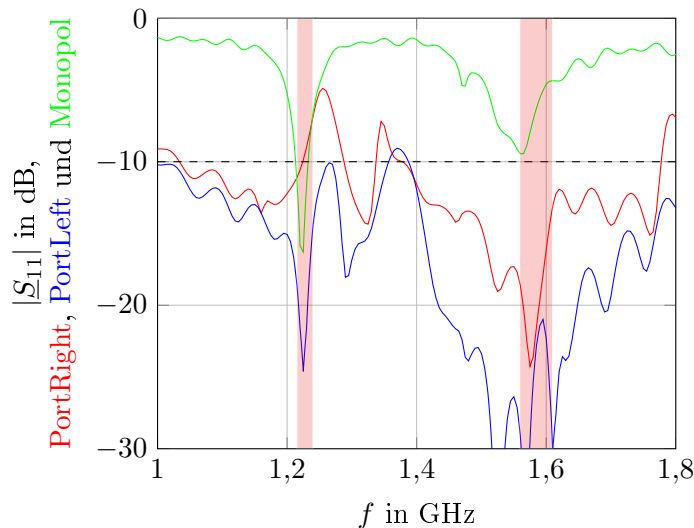


Abbildung 4.40: Gemessene Reflexionsfaktoren der Antennentore PortRight (rot), PortLeft (blau) und Monopol (grün).

Für die Fernfeldmessung wurde das Antennenset auf einer elektrisch großen, runden und mit dem Messobjekt mitzirkulierenden Massefläche (engl. *circular groundplane*) platziert, welche in der Abbildung 3.2 zu sehen ist. Diese Messumgebung führt zu einer leichten Anhebung der Richtcharakteristik gegenüber der Massefläche und konzentriert den Empfang auf höhere Elevationswinkel Θ . Um die Leistungsfähigkeit jeder Einzelantenne zu beurteilen, eignet sich die frequenzabhängige Betrachtung ihrer realisierten Gewinne bezüglich ihrer individuellen Hauptstrahlrichtungen und Hauptpolarisationsrichtungen. Für Ringantennen-Ports ist die Hauptstrahlrichtung der Zenit, wohingegen sich beim Monopol

die Strahlung omnidirektional auf typischerweise $\theta = 90^\circ$ konzentriert. Wegen der erwähnten messungsbedingten Anhebung der Richtcharakteristik stellt sich die Hauptstrahlrichtung des Monopols auf $\theta = 68^\circ$ ein. Die Ringantenne hat ihren stärksten Empfang für zirkular polarisierte Strahlung im Zenit, wobei bei Abgriff an den Hybrid-Ports PortRight eine Charakteristik mit rechts drehender zirkularer Polarisation zutrifft während am PortLeft eine Charakteristik mit linksdrehender zirkularer Polarisation zutrifft. Aufgrund ihrer horizontalen Ausrichtung empfängt die Monopolantenne horizontal polarisierte Strahlung. In der Abbildung 4.41 sind die Gewinne der Einzelantennen graphisch zusammengefasst dargestellt.

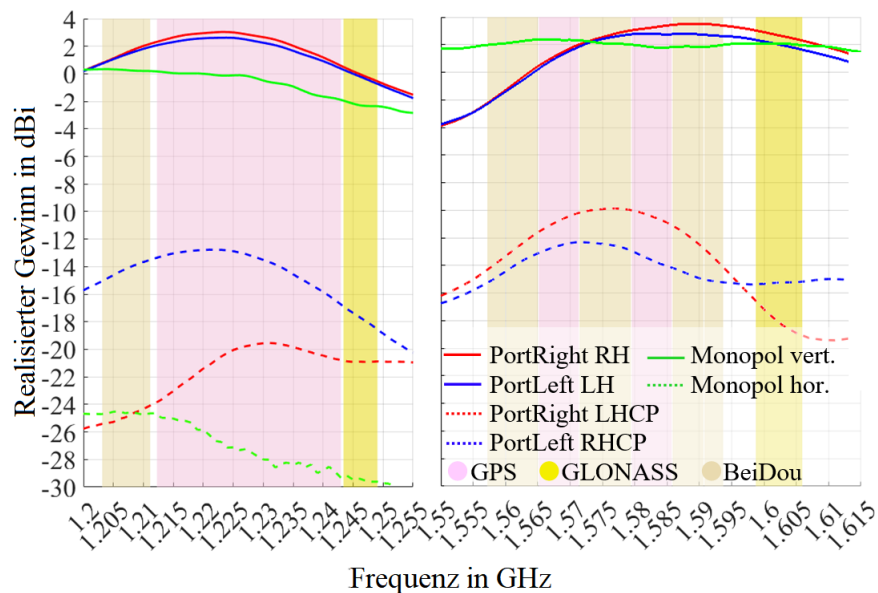


Abbildung 4.41: Realisierter Gewinn des L2-Bandes links und des L1-Bandes rechts für die jeweilige Hauptstrahl- und Hauptpolarisationsrichtung.

Die hier maximal erreichten Gewinnwerte der Ringantenne betragen ca. 3 dBic und sind spektral hinreichend verteilt, um einen guten Empfang der wichtigen GNSS-Dienste GPS, GLONASS und BeiDou sicherzustellen. Auch die Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) ist für alle Einzelantennen größer als 10 dB innerhalb der betrachteten Frequenzbereiche. Der Maximalgewinn der Monopolantenne liegt bei ca. 0 dBil im L2- und bei ca. 2 dBil im L1-Band. Auf Grundlage des geplanten Beamforming auf Basis der Kreuzpolarisations-Richtcharakteristik muss der Monopol-Signalpegel ohnehin auf ein sehr niedriges Niveau gedämpft werden. Vor diesem Hintergrund kann der gemessene Monopol-Gewinn als ausreichende Grundlage für eine zielführende Signalkombination betrachtet werden.

Um die Entkopplung zwischen den einzelnen Antennentoren zu validieren, wurde der Envelope Correlation Coefficient (ECC) ρ_{ECC} aller Torpaare ermittelt. Dieser Wert beschreibt die mittlere statistische Korrelation zweier Signal-Ausgänge zueinander (siehe Kapitel 3.1.3). In der Abbildung 4.42 werden die Werte von ρ_{ECC} jedes Torpaars über der Frequenz dargestellt, wobei eine Signalkorrelation von unter 0,1 als statistisch ausreichende Entkopplung betrachtet werden kann.

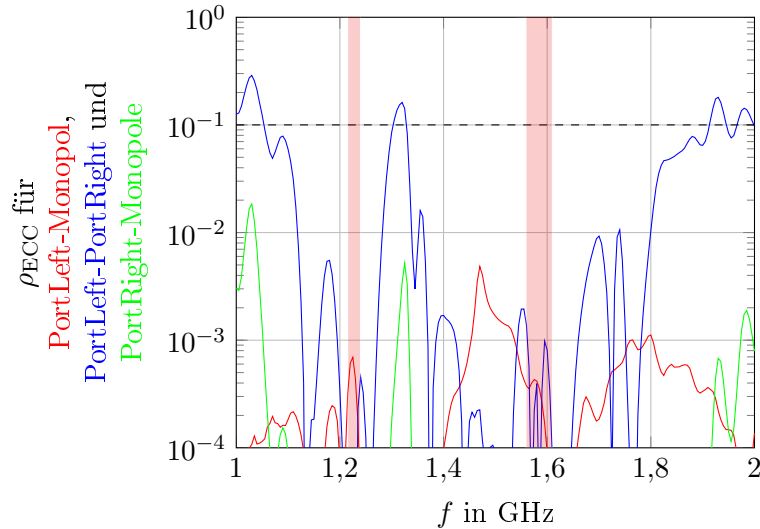


Abbildung 4.42: Aus S-Parametern ermittelter ECC in Abhängigkeit der Frequenz.

Im Diagramm der gemessenen Korrelationen ρ_{ECC} der Torpaare zeigt sich eine sehr hohe Entkopplung der Einzelantennen zueinander. Besonders im Bereich der GNSS-Frequenzbänder herrschen mit Werten von unter 0,001 diesbezüglich sehr gute Verhältnisse.

In den Abbildungen 4.43 und 4.44 werden die Mittelwerte des realisierten Gewinns aller gradweise gemessenen Azimut-Richtungen ($0 - 360^\circ$ in 1° -Schritten) in einem Polarkoordinatensystem jeweils für die Mittenfrequenz der Bänder L1 und L2 gegenübergestellt. Dabei zeigt die Skarabäus-Ringantenne präsentiert durch die beiden Tore PortRight und PortLeft ihr typisches Verhalten, mit der Hauptstrahlrichtung zum Zenit und einer weiten 3-dB-Strahlbreite von über 100° . Hier wird außerdem die bereits erwähnte Anhebung der Monopol-Richtcharakteristik gegenüber der Massefläche durch eine eher atypische Hauptstrahlrichtung von $\theta_{\text{Gmax, Monopol}} = 68^\circ$ sichtbar.

Besonders wegen der großen Strahlbreite der Ringantenne überlappen die Richtcharakteristika aller Einzelantennen in einem niedrigen Elevationsbereich von $40^\circ \leq \Theta \leq 80^\circ$. Innerhalb dieses Bereichs können die Einzelsignale durch Kombi-

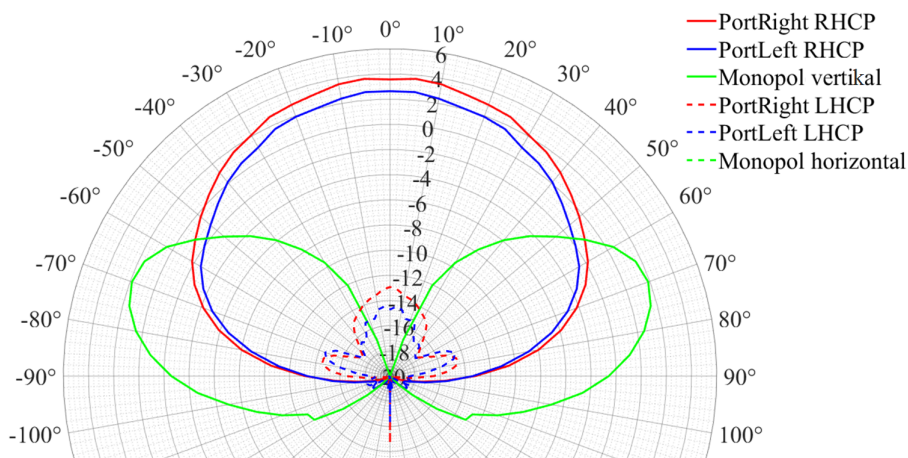


Abbildung 4.43: Azimutale Mittelwerte des realisierten Gewinns aller Einzelantennentore bei der Mittenfrequenz des L1-Bandes.

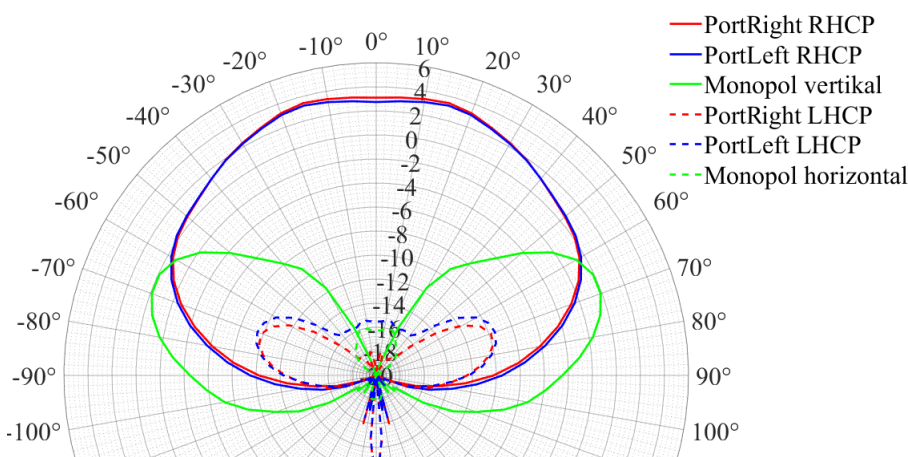


Abbildung 4.44: Azimutalen Mittelwerte des realisierten Gewinns aller Einzelantennentore bei der Mittenfrequenz des L2-Bandes.

nation wirksam für Strahlformung eingesetzt werden. Die unerwünschten Kreuzpolarisationssignale der Ringantenne (LHCP für PortRight und RHCP für PortLeft) sind jeweils im Zenit stark unterdrückt. Für den genannten niedrigeren Elevationsbereich erhöhen sie sich auf ca. -10 dBic. Der Empfangsgewinn der Monopolantenne für horizontal polarisierte Strahlung fällt mit -20 dBic sehr niedrig aus.

Zusammenfassung zum Dualband-Set

Sowohl zum Empfang als auch zur Kombination von GNSS-Signalen im L1- und L2-Band wurde ein neuartiges Antennenset gestaltet. Es ist in der Lage alle derzeit wichtigen GNSS-Dienste GPS, GLONASS und BeiDou unter guten Emp-

fangsbedingungen von 0 - 3,5 dBi und hoher Kreuzpolarisationsunterdrückung XPD zu empfangen. Aus dem Set lassen sich drei weitestgehend unabhängige Einzelantennensignale abgreifen, für ein weiterführendes Signal-Processing oder zur Signalkombination. Seine kompakte Form und kleinen Außenabmessungen ermöglichen den Einsatz des Sets an kleinen Einbauorten, wie sie bei Fahrzeugen typisch sind. Die einfache Herstellung der Antennenstrahler auf Basis eines Pressbiegeverfahrens ermöglicht zudem eine günstige Produktion, besonders bei großen Stückzahlen.

4.2.2 Schalt-Polarisations-Set

Bei der Erstellung von Konzepten praxisrelevanter GNSS-Diversity-Antennen müssen viele Aspekte berücksichtigt werden. Mit dem Ziel kleine, kompakte und einfach herstellbare Gesamtaufbauten zu kreieren, geht auch die kompakte Integration möglichst viel signalverarbeitender Schaltungstechnik einher, die für den Betrieb des finalen GNSS-Diversity-Systems notwendig ist. Idealerweise ist das alle betriebsrelevanten Komponenten umfassende GNSS-Diversity-System ähnlich klein und kompakt, wie eine handelsübliche Einzelantenne. Jeder unabhängige Antennensignalausgang eines Mehrantennensets bietet zwar einerseits mehr Möglichkeiten zur Signalkombination, dies zu nutzen setzt andererseits jedoch jeweils große HF-Leitungsstrukturen mit Phasenstillelektronik voraus. Diesbezüglich gilt es zu vermeiden, dass die durch Schaltungen aufgespannte Fläche die Außenabmessungen des Mehrantennensets überschreitet.

Konzept

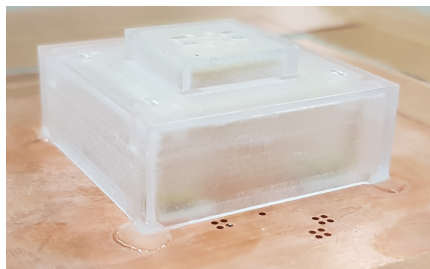
Durch ein zusätzliches Schaltnetzwerk kann die empfangene links- und rechtszirkular polarisierte Strahlung auf einen einzigen Signalanschluss geführt werden. Auf der Basis eines Wechselschalter-Systems lässt sich damit zwischen dem RHCP-Tor und dem LHCP-Tor einer Skarabäus-Ringantenne hin- und herschalten. Dieses Wechselschalter-System ist kleiner und einfacher ausführbar als ein typischer Einzelsignalfad mit Phasensteuerungselektronik. Dadurch kann die Schaltungsgröße und die Komplexität des Gesamtaufbaus deutlich reduziert werden.

Aufbau

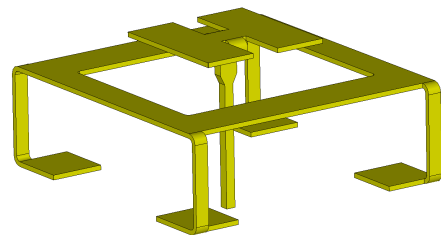
Grundlage des zirkular polarisierten Signalempfangs bildet eine für das GNSS-L1-Band optimierte quadratische Skarabäus-Ringantenne [43, 70, 62, 61, 60]. Durch Variationen der sich gegenüberstehenden, parallelen Ringseiten wurde die Ringstruktur in einer Weise verändert, dass sich bei konzentrierter Anregung an einem Punkt nur eine rechtszirkular orientierte Welle ausbildet, während die linkszirkulare Wellenrichtung unterdrückt wird. Auf dieser Grundlage weist die Antenne bereits ohne eine zusätzlich eingeführte Schaltung eine Vorzugsrichtung für zirkular polarisierte Empfangsstrahlung mit einer hohen Kreuzpolarisationsunterdrückung XPD auf. Je nachdem an welchem der vier Antennenfüße das HF-Signal

abgegriffen wird, kann entweder RHCP- oder LHCP-Strahlung empfangen werden, wobei die Polarisationsorientierung von einem zum nächsten, benachbarten Antennenfuß immer alterniert. Im vorliegenden Aufbau wurden die Signale zweier benachbarter Antennenfüße durch Leitungen einem Wechselschalter-System zugeführt. Durch Variation eines dem Wechselschalter von extern zugeführten Gleichspannungs-Schaltsignals U_{Sw} lässt sich entweder das RHCP-Signal ($U_{Sw} = 0 \text{ V}$) oder das LHCP-Signal ($U_{Sw} = 3,3 \text{ V}$) an den Ausgangssignalanschluss leiten.

In das Zentrum der Ringantenne wurde wie in [48] eine Monopolantenne als zweite unabhängige Signalquelle gesetzt. Wie auch beim Dualband-Set aus Kapitel 4.2.1 sind beide Einzelantennen aufgrund ihrer unterschiedlichen Antennenordnungen elektrisch entkoppelt. In der Abbildung 4.45 wird die Oberseite des realisierten Schalt-Polarisations-Sets gezeigt. Durch die Verschachtelung der Einzelantennen kann ein sehr kompakter Gesamtaufbau mit den Außenmaßen von $19 \times 19 \times 18 \text{ mm}^3$ erreicht werden. Die oberseitige Kunststoffhalterung fungiert dabei zusätzlich als geschlossene ESD-Schutzhaube.



(a) Realisiertes Antennensystem



(b) Verschachtelter Antennenstrahler

Abbildung 4.45: Blick auf Oberseite des Sets mit Anordnung der beiden Einzelantennen.

Die vier Parallelkapazitäten an den Füßen der Skarabäus-Antenne ermöglichen die Verlängerung der elektrischen Länge des Rings. Dadurch kann die Ringstruktur eine Umlauflänge (oder: Umfang) $l_{U, Ring}$ von $< \lambda$ aufweisen und dennoch in Resonanz gebracht werden. Diese Fähigkeit des Skarabäus-Konzepts ermöglicht die Gestaltung sehr kompakter Ringantennen. Im vorliegenden Modell wurden die Parallelkapazitäten als Plattenkondensatoren ausgeführt, mit Luft als Dielektrikum. Da alle vier Antennenfüße in derartige Kondensatoren münden, schwebt die Antenne quasi in der Luft über der Massefläche. Gehalten wird der metallische Ringstrahler durch eine Kunststoffhaube. Dafür wurde ein handelsübliches Polycarbonat mit der Bezeichnung Macrolon verwendet, das sich neben einem sehr geringen Verlustfaktor ($\tan \delta = 0,015$) auch durch gute Verarbeitungseigenschaften auszeichnet. Der im Rahmen der computergestützten Antennensimulation und -optimierung kreierte Halterungsentwurf wurde mit einer hochpräzisen Industriefräsmaschine aus einem Halbzeug ausgeschnitten. Dieser sehr einfache, schnelle

und gut automatisierbare Herstellungsprozess bildet eine ideale Grundlage für die Produktion großer Stückzahlen.

Um die Antennenstrahler in der Kunststoffhalterung zu fixieren, sind darin spezielle Fixierungsbügel an den vier Ecken der Ringantenne eingebracht worden. Dieses Konzept der oberseitigen Haltevorrichtung der Ringantenne wird in der Abbildung 4.46 gezeigt.

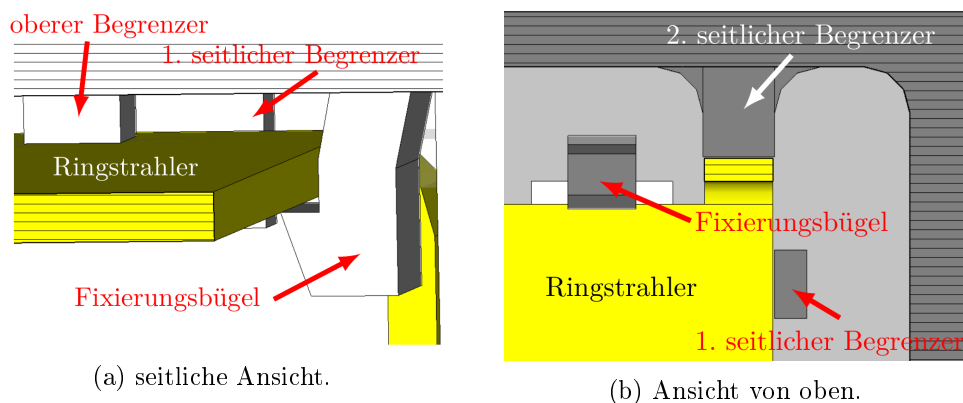


Abbildung 4.46: Antennenaufnahme der oberseitigen Kunststoffhalterung mit den zur Antennenfixierung nötigen Elementen.

Neben der Ringstruktur besteht der metallische Strahler auch aus vier, von den Ringecken ausgehenden vertikalen Elementen, die in die oberen Platten der Antennenresonanz-Kondensatoren münden. Durch das Einsetzen des Strahlers in die Halterung werden die inneren Ecken der oberen Kondensatorplatten auf lange vertikale Haltepfosten gesetzt, die bei Erreichen der Endposition des Strahlers den exakten Plattenabstand sicherstellen. In der Abbildung 4.47 sind die vertikalen Haltepfosten der Kondensatorplatten in der Ringmitte gemeinsam mit den anderen Halteelementen der Ringantenne dargestellt. Besonders in der Nähe der Plattenkondensatoren befindliche verlustbehaftete Trägermaterialien würden wegen des dort relativ hoch konzentrierten elektrischen Feldes den Wirkungsgrad der Antenne stark reduzieren. Eine wesentliche Fähigkeit der oberseitigen Halterung ist das stabile und formgenaue Tragen des Strahlers bei geringstmöglicher elektrischer Beeinflussung. Dabei kann zwar der positive Effekt der elektrischen Verkürzung durch die erhöhte effektive relative Permittivität kaum ausgenutzt werden, stattdessen wird aber der höchstmögliche Wirkungsgrad für eine kompakte Ringantenne mit ESD-Schutzhaube erreicht.

Der Monopolstrahler basiert auf dem gleichen Pressbiege-Herstellungsverfahren, wie die Ringantenne. Dabei werden die dreidimensionalen Strukturen zunächst als sog. „Auffaltung“ oder „Netz“ aus einem dünnen (Stärke $t = 0,5$ mm) Messingblech ausgeschnitten und danach in Form gebogen. Gegenstand der An-

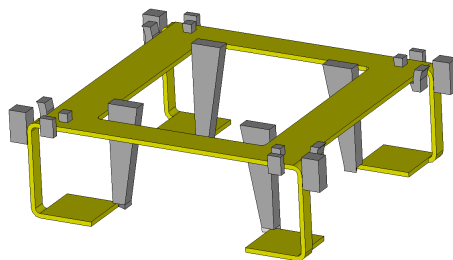


Abbildung 4.47: Oberseitige Halterung mit stützenden Elementen für den stabilen Halt der Ringantenne.

tennoptimierung ist demnach auch die Modellierung eines für die Weiterverarbeitung funktionierenden Netzes. Um höchstmögliche Symmetrie zu erreichen, sieht der Entwurf des Monopol-Netzes zwei identische Stücke für dessen langes Vertikalelement vor. Beide Blechstücke werden schließlich um die Dachkapazität herum gebogen und in der Mitte zu einem geschlossenen Vertikalelement zusammengeführt. Die Kunststoffhalterung sieht zur Fixierung des Monopolstrahlers ähnliche Fixierungen wie für die Ringantenne vor. Der in Form gebogene Monopolstrahler wird dazu in die umgedrehte Halterung geführt und dort an dessen Dachkapazität exakt positioniert und fixiert.

Die gesamte oberseitige Halterung wird nach dem erfolgten Einsatz der beiden Antennenstrahler auf eine Schaltplatine gesetzt, auf dessen Unterseite die Antennenschaltungen platziert sind. Spezielle Aussparungen in der Schaltplatine sorgen für die exakte Positionierung der Antennenhalterung. Da die Ringantenne nicht durch Leitungen mit der Platine verbunden ist, sondern nur mithilfe der Plattenkondensatoren kapazitiv verkoppelt ist, bedarf es diesbezüglich keines Lötvorgangs. Bevor die Kunststoffhalterung mit der Platine verklebt wird, können durch kleine Abstandselemente zwischen der Halterung und der Schaltplatine die Plattenabstände der Kondensatoren justiert werden, bis die Antenne exakt bei der gewünschten Frequenz resonant ist². In einem letzten Installationsschritt wird der Monopolstrahler mit der zugehörigen Anpassungsschaltung verlötet. Diese doppelte Fixierung des starren Monopolstrahlers mit der Halterung und der Schaltplatine im Zentrum des Gesamtaufbaus erschafft eine zusätzliche Stabilität.

Die neue oberseitige Halterung für das vorgestellte Drei-Antennen-Set zeichnet sich vor allem durch eine relativ einfache Antennenrealisierung aus, da sich die automatisch gefertigten Einzelteile schnell, exakt und mit wenigen Arbeitsschritten zusammenfügen lassen. Durch die geschlossene äußere Form der Halterung ist keine zusätzliche ESD-Schutzhaube nötig. Dieser sehr stabile und gut reproduzierbare Gesamtaufbau ist ideal für die Herstellung großer Stückzahlen geeignet und bietet auch eine gute Grundlage zur schnellen Gestaltung von Funktionsmustern

²Hierzu müssen die Fußpunktimpedanzen mithilfe vorübergehend eingefügter Signalabgriffe gemessen werden. Eine genauere Erläuterung befindet sich in Kapitel 4.2.3

kompakter Mehrantennensets.

Das für den umschaltbaren Abgriff der zirkularpolarisierten Welle von der Ringantenne eingefügte Wechselschalter-System basiert auf einer differentiellen Pin-Diodenschaltung. Bei einer Pin-Diode handelt es sich typischerweise um ein diskretes Halbleiterbauelement, das mehrere Dioden in einer Schaltung zusammenfasst und an verschiedenen, von außen ansteuerbaren Zugangspunkten (Pins) eine Steuerung der Diodenzustände ermöglicht. Die für diese Arbeit verwendete Pin-Diode besteht aus zwei in Serie geschalteten Dioden gleicher Orientierung und ermöglicht neben dem Ein- (1) und Ausgang (2) der Serienschaltung eine Pin-Steuerung zwischen den Dioden (3). Dabei wurde eine Modellsorte verwendet (*BAR63-04 Infineon* [80]) verwendet, die neben einer ausreichend hohen Umschaltgeschwindigkeit im relevanten Frequenzbereich gute HF-Eigenschaften aufweist. Verbindet man den Eingang eines Pin-Diodenelements 1 (Pin 1,1) mit dem Ausgang eines weiteren Pin-Diodenelements 2 (Pin 2,2) und den Eingang des Pin-Diodenelements 2 (Pin 2,1) mit dem Ausgang des Pin-Diodenelements 1 (Pin 1,2) so ergibt sich ein geschlossener Serienkreis aus vier Dioden gleicher Orientierung, wobei sich die Arbeitsspannungen zwischen jedem Diodenpaar durch externe Pins ansteuern lassen. Zur Vorbereitung der Wechselschaltung müssen die Pins 3 beider Pin-Dioden (also 1,3 und 2,3) konstant mit $U_0/2 = 1,65$ V versorgt werden. Je nach Spannungsniveau U_{Sw} an den anderen Pins des Diodenkreises (1,1-2,2 und 1,2-2,1) werden die HF-Signale in individuelle Richtungen weitergeleitet. Ist die Schaltspannung $U_{Sw} = 0$ V, wird das HF-Signal am Pin (1,2-2,1) zum Pin (1,3) und damit zum GNSS-Empfänger geleitet, während das HF-Signal am Pin (1,1-2,2) zum Pin (2,3) und damit zur Masse geleitet wird. Da der RHCP-Antennenport am Dioden-Pin (1,2-2,1) angeschlossen ist, verhält sich die Gesamtstruktur ohne angelegte Schaltspannung wie eine typische GNSS-Antenne. Legt man hingegen eine Schaltspannung $U_{Sw} = 3,3$ V an, wird das LHCP-Signal am Pin (1,1-2,2) zum Pin (1,3) und damit zum GNSS-Empfänger geleitet, während das RHCP-Signal am Pin (1,1-2,2) zum Pin (2,3) und damit zur Masse geleitet wird. Um zu verhindern, dass die DC-Steuerungskomponenten den HF-Signalfad stören, wurden jeweils große Spulen ($L_{DC,LH} = L_{DC,RH} = L_{DC,U/2} = 100$ nH) an die DC-Signaleingänge der Schaltung gesetzt. Um umgekehrt zu verhindern, dass die DC-Steuerspannungen der Dioden durch die HF-Komponenten beeinflusst werden, wurden die HF-Leitungen in der Nähe der Dioden-Pins durch relativ große Kapazitäten unterbrochen ($C_{DC,LH} = C_{DC,RH} = 150$ pF). Bei der simulationsbasierten Optimierung des Wechselschalter-System wurde erkannt, dass an den HF-Ausgängen der Dioden-Pins (1,3) und (2,3) niedrige Serienkapazitäten erforderlich sind, um die ordnungsgemäße Funktion zu gewährleisten. Die dafür optimierten Serienkapazitäten $C_{HF,Aus} = 4,3$ pF und $C_{HF,GND} = 2,7$ pF erfüllen zusätzlich die Funktion der Unterdrückung von Gleichströmen. In der Abbildung 4.48 wurden in einem vereinfachten Schaltbild alle genannten Elemente zusammengefasst, wobei die HF-Elemente rot und die DC-Elemente grün dargestellt wurden.

Zur Anpassung der Einzelantennenports wurden jeweils ein Serien- und ein Parallelement vorgesehen, welche am praktischen Aufbau optimiert wurden.

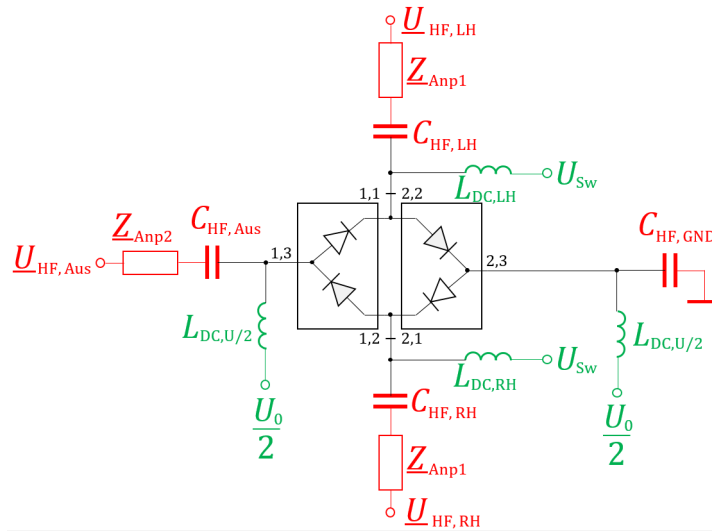


Abbildung 4.48: Schaltplan für das Wechselschalter-System zum gezielten Abgriff der gewünschten Antennenpolarisation von der Ringantenne.

Hierfür wurde eine Parallellinduktivität $L_{P,Anp1} = 3,9 \text{ nH}$ für beide Antennenausgänge ermittelt, wobei als Serielement ein 0-Ohm-Widerstand aufgebracht wurde. Die auf der Substratunterseite platzierte Schaltung des Schalt-Polarisations-Sets umfasst neben der erwähnten Wechsel- und Anpassungsschaltung der Ringantenne auch die Anpassungsschaltung der Monopolantenne. Dafür wurde im Layout ebenfalls ein Serien- und ein Parallelelement vorgesehen, welche erst auf Basis einer praktischen Justierung an einem Netzwerkanalysator bestimmt wurden. Hierfür wurden die Werte $C_{S,Anp,Monopol} = 3 \text{ pF}$ und $L_{P,Anp,Monopol} = 1,8 \text{ nH}$ als Optima ermittelt. Der für die praktische Realisierung der Platine gestaltete Layout-Schaltplan, ist in der Abbildung 4.49 dargestellt.

Die Unterseite des realisierten Schalt-Polarisations-Sets wird in der Abbildung 4.50 dargestellt. Zu erkennen ist eine nach oben herausragende Drahtschleife, die die Übertragung der Arbeitsspannung $U_0/2$ von einer auf die andere Seite des Pin-Dioden-Paars sicherstellt. Durch die Verwendung einer Multilayer-Platine wäre in einer ersten Überarbeitung eine noch kompaktere und einfacher zu realisierende Schaltung möglich.

Messungen

Um den Grad der Anpassung der Einzelantennen an ein 50Ω -Speisenetz zu beurteilen, wird der Betrag des Reflexionsfaktor $(r)_1 = |\underline{S}_{11}|$ betrachtet. In der Abbildung 4.51 sind die Reflexionsfaktoren der Einzelantennen gegenübergestellt.

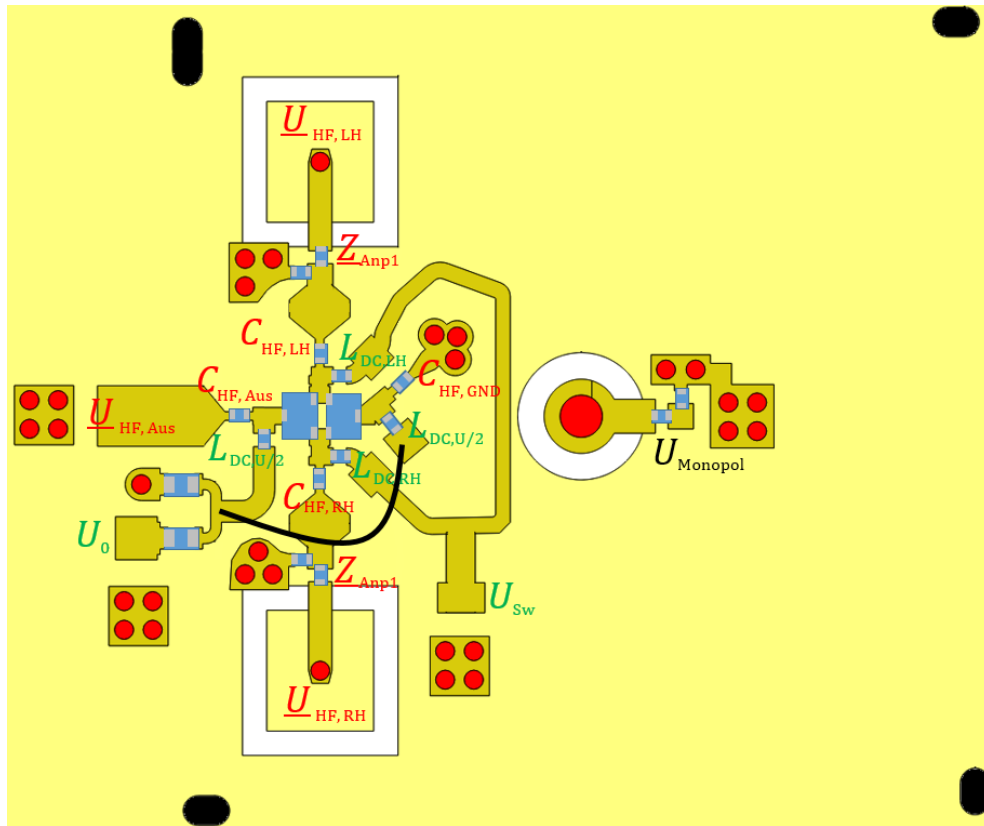


Abbildung 4.49: Layout-Schaltbild des Schalt-Polarisations-Sets mit sämtlichen für die Anpassung der Einzelantennen nötigen Schaltungen sowie dem Wechselschalt-System der Ringantenne.

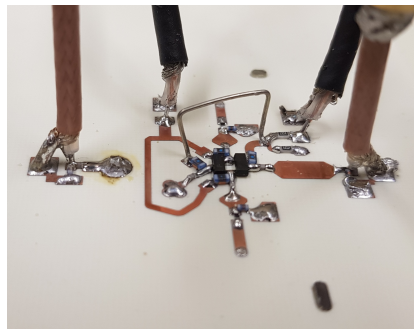


Abbildung 4.50: Ausschnitt der Unterseite des realisierten Schalt-Polarisations-Sets mit sämtlichen funktionsrelevanten Schaltungen.

Die Reflexionsfaktoren sind insgesamt auf einem guten Niveau von $|\underline{S}_{11}| \leq -10$ dB innerhalb der relevanten Frequenzen des L1-Bandes. Lediglich die Monopol-Antenne weist einen leichten Frequenzversatz zu kleineren Frequenzen auf. Hier wäre eine Nachjustierung möglich, mit Blick auf die ohnehin geplante Dämpf-

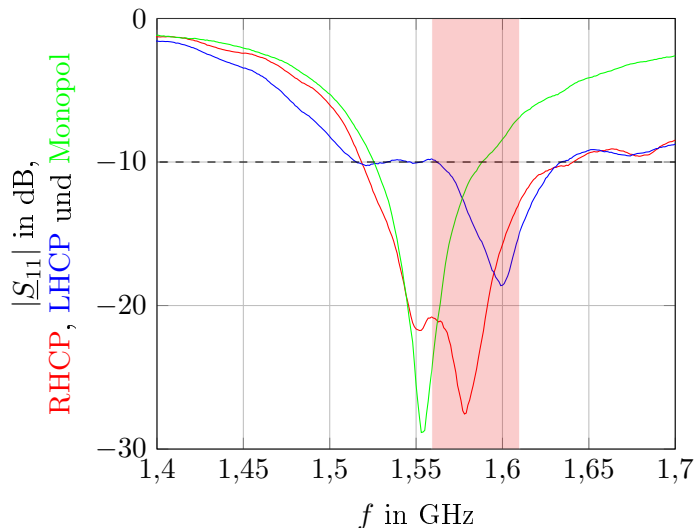


Abbildung 4.51: Gemessene Reflexionsfaktoren der Ringantenne bei zugrundeliegenden Schalterstellungen zum Empfang von RHCP und LHCP sowie der Monopolantenne.

fung des Monopolsignals für die Kombination mit dem Ringantennensignal (siehe Kapitel 5.1.1), aber nicht notwendig.

Während eine Ringantenne in Richtung Zenit strahlt, weist das Strahlungsmaximum eines vertikalen Monopols typischerweise nach $\theta = 90^\circ$. Im Rahmen dieser Arbeit wurde das Antennenset auf einer elektrisch großen (Radius $r = 0,6 \text{ m} > 6\lambda$) mitzirkulierenden runden Massefläche gemessen, was zu einer leichten Anhebung der Richtcharakteristik über der Massefläche führt. Dadurch weist die Monopolantenne eine Hauptstrahlrichtung in $\theta = 70^\circ$ auf. Betrachtet man die realisierten Gewinne der Antennen in ihren jeweiligen Hauptstrahlrichtungen und -polarisationen, so ergibt sich die in Abbildung 4.52 gezeigte Darstellung. Dabei ist die jeweilige Hauptpolarisationsrichtung stets als durchgezogene Linie und die Kreuzpolarisation als gestrichelte Linie dargestellt.

Die rote Gewinn-Linie stellt den Empfangsgewinn der Ringantenne bei der Schalterstellung $U_{\text{Sw}} = 0 \text{ V}$ dar, wobei sich ein typisches GNSS-Antennen-Verhalten einstellt. Der RHCP-Gewinn erreicht Maximalwerte von ca. $G_{\text{Real}} = 5 \text{ dBic}$ und weist ein XPD von ca. 15 dBic auf. Ähnliche Verhältnisse liegen für die blau gezeichneten LHCP-Kurven vor. Der leichte Frequenzversatz beider Kurvenpaare von ca. 40 MHz ist auf eine leichte Asymmetrie der Ringantennen zurückzuführen. Um eine eindeutige und fehlerfreie Positionierung der Antennen auf der Substratplatte zu gewährleisten, sind vier individuelle Steckbolzen an der Unterkante der Kunststoffhaube angebracht worden, die in die formgleichen Aussparungen in der Substratplatte gesteckt werden müssen. Diese Aussparungen befinden sich an

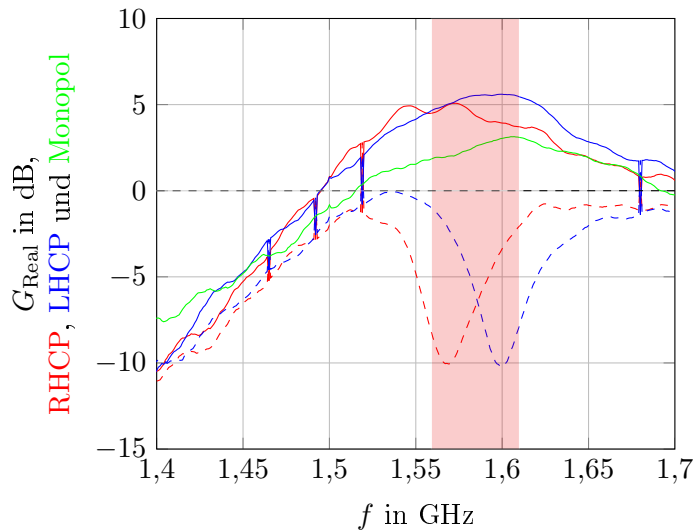
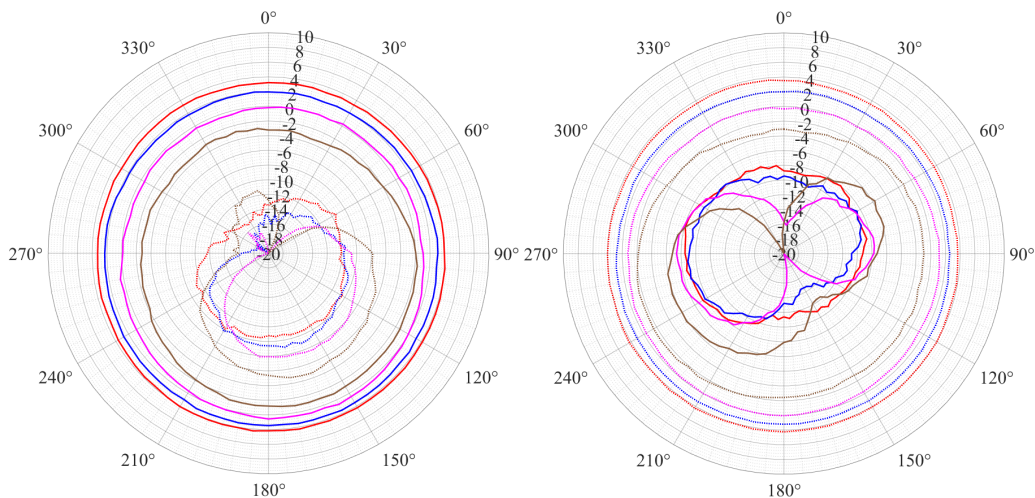


Abbildung 4.52: Gemessener realisierter Gewinn der Antennen in ihren jeweiligen Hauptstrahlrichtungen und -polarisationen.

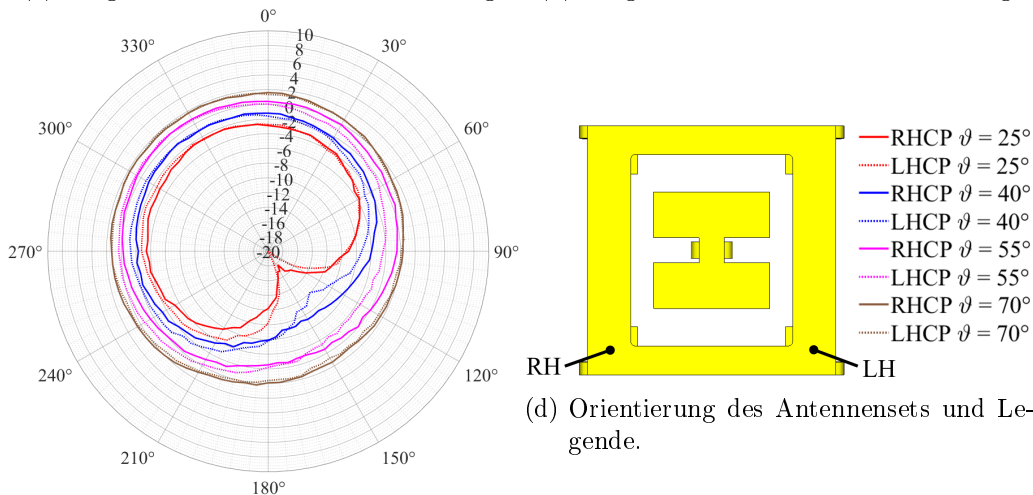
den Ecken der quadratischen Platine und wurden in der Abbildung 4.49 durch schwarze Flecken kenntlich gemacht. Gerade in der Nähe der Speisekapazität für den LHCP-Abriff der Ringantenne befindet sich der größte dieser Bolzen und kommt der Kapazität darüber hinaus noch, wegen seiner Ausrichtung näher als sein Gegenstück am RHCP-Port. Die Auswirkungen dieser Asymmetrie auf das Strahlungsverhalten konnten in der Simulation nicht erkannt werden, weil der Einfachheit wegen, nur die RHCP-Seite simuliert und für die LHCP-Seite von einer hinreichenden Symmetrie ausgegangen wurde. In einer folgenden Überarbeitung der Antenne sollten die Haltebolzen möglichst symmetrisch und mit ausreichendem Abstand zu den Fußkapazitäten der Antennen angelegt werden. Nichts desto trotz befinden sich beide Kurvenpaare der Ringantennen-Gewinne noch innerhalb der relevanten GNSS-Frequenzen. Dadurch ist trotz des genannten Problems, die Ringantenne mit Wechselschalter-System einsatzfähig.

Auch die Monopolantenne weist mit Werten von ca. $G_{\text{Real}} = 2,5$ dBil einen guten Gewinn auf. Damit stellt sie eine hinreichende Ergänzung zur Ringantenne dar und kann im Rahmen der Signalkombination einen großen Beitrag leisten.

Eine wichtige Voraussetzung für Beamforming ist eine omnidirektionale Richtcharakteristik. Um zu beurteilen wie gleichförmig und symmetrisch die Richtcharakteristika der Einzelantennen des untersuchten Sets sind, werden in der Abbildung 4.53 sog. Vertikalschnitte der Richtcharakteristika bei verschiedenen Elevationswinkeln dargestellt.



(a) Ringantenne in RHCP-Schaltstellung. (b) Ringantenne in LHCP-Schaltstellung.



(c) Monopolantenne während Ringantenne in LHCP-Schaltstellung..

(d) Orientierung des Antennensets und Legende.

Abbildung 4.53: Richtcharakteristika der Einzelantennen des Schaltpolarisations-Sets .

Durch die gezeigten Vertikalschnitte der Richtcharakteristika wird deutlich, dass die gewünschte Omnidirektionalität beim ersten Aufbau des neuartigen Antennensets noch nicht erreicht wurde. Besonders bei der Ringantenne in RHCP-Schaltstellung ist ein deutlich stärkerer LHCP-Empfang aus der Azimutrichtung $\phi = 150^\circ$ zu erkennen und eine Gewinn-Differenz $G_{\max/\min} = 25$ dBic. Die hier erkennbaren Kurvenformen sind in der Simulation ebenfalls erkennbar, jedoch in einem kleineren Verhältnis. Die Asymmetrie der Kreuzpolarisation der Ringantenne in LHCP-Schaltstellung (siehe Abbildung 4.53b) ist ebenfalls erkennbar, führt jedoch nicht zu einer ähnlichen Strahl-Konzentration. Auch bei der Monopolantenne ist durch einen deutlichen Einzug bei $\phi = 150^\circ$ eine Asymmetrie festzustellen.

len. Da Beamforming jedoch schwerpunktmäßig in einem Elevationswinkelbereich von $45^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ stattfindet, kann die Asymmetrie der hohen Elevationen weitgehend vernachlässigt werden.

Um die statistische Unabhängigkeit der Einzelantennensignale voneinander zu bewerten, wird der ECC ermittelt (Siehe Kapitel 3.1.3). Die Abbildung 4.54 stellt den ECC der Ringantenne in RHCP-Schaltstellung gegenüber der Monopolanterenne (rot) und in LHCP-Schaltstellung gegenüber der Monopolanterenne (blau) dar.

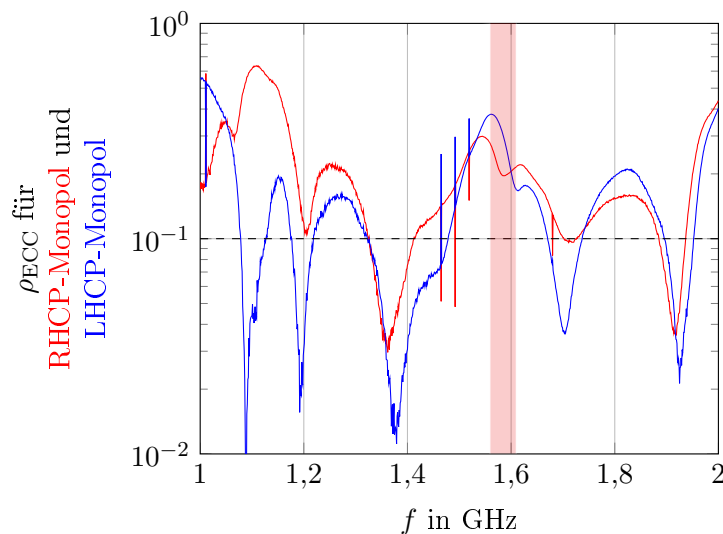


Abbildung 4.54: Aus den Fernfeldmessdaten generierter ECC der Ringantenne zur Monopolanterenne in Abhängigkeit der Frequenz.

Hier fällt im Bereich der relevanten GNSS-Frequenzen eine Erhöhung des ECC auf ca. 0,3 auf. Dieser Wert stellt mit Blick auf die geplante Signalkombination eine zu hohe Verkopplung der Einzelsignale dar. Da hier die Verkopplung zwischen der Ringantenne in LHCP-Schaltstellung und dem Monopol größer ist als die die Verkopplung zwischen der Ringantenne in LHCP-Schaltstellung und dem Monopol, kann angenommen werden, dass das bereits bekannte Problem der asymmetrischen Haube daran einen Beitrag hat. Unabhängig von der Bewältigung dieses Problems gilt es in einer ersten Überarbeitung des Sets die Entkopplung der Einzelsignale zu erhöhen.

Zusammenfassung

Im Bestreben ein kompaktes schaltbares GNSS-Diversity-Antennenset zu gestalten wurde das in Kapitel 4.2.1 vorgestellte Antennenset auf den Empfang des L1-Bandes optimiert und mit einer Wechselschaltung versehen. Diese direkt am Antennenfußpunkt integrierte Schaltung ermöglicht einen wahlweisen Empfang von LHCP- oder RHCP-Signalen. Durch Kombination des Ringantennensignals mit

dem Signal eines im Zentrum des Sets stehenden Monopols wird Beamforming für niedrige Elevationswinkel ermöglicht. Für praktische Messungen wurde ein erster Testdemonstrator realisiert. Messungen haben gezeigt dass das Set im PortRight-Modus als Einzelantenne bereits hinreichend gut funktioniert, um als GNSS-Antenne zu agieren. Um die Einzelantennen wie beabsichtigt, mithilfe eines externen Diversity-Systems zu kombinieren, aber auch im Einzelantennenmodus bedarf es jedoch noch einer geringfügigen Verbesserung der Symmetrie der Ringantenne.

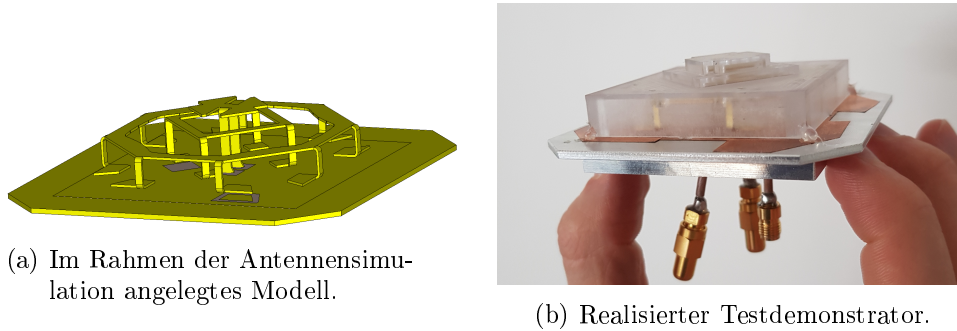
4.2.3 3-Antennen-Set für SDARS

Zum Empfang von bis zu drei unabhängigen Satellitenradio-Signalen wurde im Rahmen dieser Arbeit ein kompaktes Drei-Antennen-Set gestaltet. Das dafür verwendete Konzept zeichnet sich insbesondere durch seine einfache und sehr gut reproduzierbare Herstellung aus. Die drei durch ein Pressbiegeverfahren geformten Antennenstrahler können dabei in eine Kunststoffhaube eingesetzt werden, die parallel als physische Schutzabdeckung sowie der ESD-Verhütung dient. Die Außenabmessungen der Haube betragen $52 \times 52 \times 15 \text{ mm}^3$. Darüber hinaus wurde das Set für den Einsatz im Zentrum einer relativ kleinen Massefläche von $75 \times 75 \text{ mm}^2$ optimiert, was insbesondere die Installation an und in Fahrzeugen ermöglicht, wo eine adäquate Anbindung an eine kontinuierliche Massefläche nicht immer gegeben ist.

Aufbau

In der Abbildung 4.55 wird das SDARS-Antennen-Set als Simulationsmodell und als realisierter Testdemonstrator gezeigt. Durch die Verschachtelung der drei Einzelantennen ineinander wurde ein sehr kompaktes Design erzielt. Dabei wurde in eine Ringantenne zweiter Ordnung eine Ringantenne erster Ordnung untergebracht und innerhalb dieser wiederum eine Monopolantenne. Beide Ringantennen basieren auf dem Skarabäus-Konzept, wobei die innere einen quadratischen und die äußere einen achteckigen Ringstrahler aufweist. Mithilfe der an den Ringecken angeschlossenen Parallelkapazitäten wurden die elektrischen Längen der Ringantennen so eingestellt, dass die Außenabmessungen so kompakt wie möglich, die Einzelantennen zueinander jedoch so entkoppelt wie nötig sind. Aufgrund der unterschiedlichen Antennenordnungen der Einzelantennen kann von einer prinzipiellen Entkopplung ausgegangen werden, wofür dennoch Mindestabstände erforderlich sind.

Bei der Herstellung des Antennen-Sets müssen die in Form gebogenen Antennenstrahler zunächst in die Innenseite der Kunststoffhaube eingesetzt werden. Spezielle Fixierungsbügel sorgen dabei für eine exakte Positionierung und einen stabilen Halt. Das Halterungskonzept gleicht dem in Kapitel 4.2.2 gezeigten Aufbau. Die Kunststoffhaube mit allen darin befestigten Einzelantennen wird dann auf eine kupferkaschierte Platine mit den Kantenlängen $54 \times 54 \text{ mm}^2$ gesetzt. Spezielle Aussparungen sorgen hier für eine korrekte Positionierung. Gerade bei



(a) Im Rahmen der Antennensimulation angelegtes Modell.

(b) Realisierter Testdemonstrator.

Abbildung 4.55: Drei-Antennen-Set für den Empfang des US-Amerikanischen SDARS.

der praktischen Nachjustierung der Ringantennen-Resonanzfrequenz erweist sich das oberseitige Halterungskonzept als besonders sinnvoll. Eine Skarabäus-Ringantenne wird typischerweise durch ihre Parallelkapazitäten hindurch kapazitiv angeregt. Wird die dabei entstehende Antennen-Fußpunktimpedanz breitbandig in einem Smith-Chart dargestellt, so sind die Resonanzen der Antenne als deutlich sichtbare Schleifen erkennbar. In der Abbildung 4.56 sind die simulierten Fußpunktimpedanzen beider Ringantennen dargestellt, wobei die Resonanzfrequenzen hervorgehoben wurden. Sofern diese sehr schmalbandigen Resonanzschleifen nach einer ersten Platzierung der Antennen noch nicht gleich der SDARS-Mittelfrequenz von $f_{\text{SDARS}} = 2,332$ GHz sind, kann dies durch leichte Variation der Antennenhöhen nachjustiert werden.

Zur Sicherstellung einer weitgehend homogenen Massefläche ist die Substratoberseite bis auf die für Antennenspeisungen nötigen Flächen kupferkaschiert. Der Signalabgriff sowie kleine Anpassungsschaltungen der Einzelantennen befinden sich auf der Unterseite der Platine. Der gesamte Aufbau ist, wie die Abbildung 4.55 zeigt, in einen Aluminiumsockel eingelassen, der einerseits die obere Massefläche etwas vergrößert und andererseits die Schaltung auf der Substratunterseite nach unten vor physischer Einwirkung schützt. Um objektiv beurteilen zu können, welche Außenlänge der Masse mindestens erforderlich ist, um die Funktion der Einzelantennen aufrecht zu erhalten, wurde eine spezielle Untersuchung angestellt. Dabei wurde die parametrisierte Seitenlänge l einer quadratischen Massefläche mithilfe einer Simulation variiert. Es zeigte sich, dass besonders bei der Ringantenne 2. Ordnung ab einer Mindestlänge von ca. $l_{\text{min}} = 66$ mm sowohl der Wirkungsgrad steiler fällt, als auch die typische Richtcharakteristik nicht mehr gegeben ist. Dieser Zusammenhang wird auf Basis der realisierten Maximalgewinne der Ringantenne 2. Ordnung in der Abbildung 4.57 graphisch hervorgehoben.

Um zu beurteilen ab welcher Mindestkantenlänge einer Massefläche l das typische Resonanzverhalten einer Skarabäus-Ringantenne nicht mehr gegeben ist,

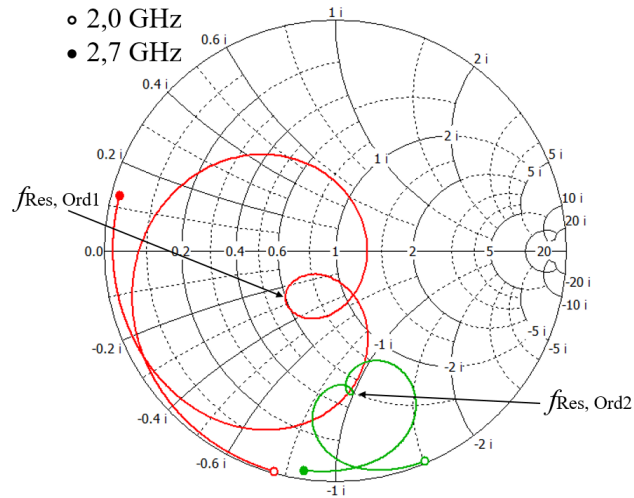


Abbildung 4.56: Schmalbandige Schleifen der Fußpunktimpedanzkurven der Skarabäus-Ringantennen erster ($f_{\text{Res,Ord1}}$) und zweiter Ordnung ($f_{\text{Res,Ord2}}$) und Markierungen der jeweiligen Resonanzfrequenzen.

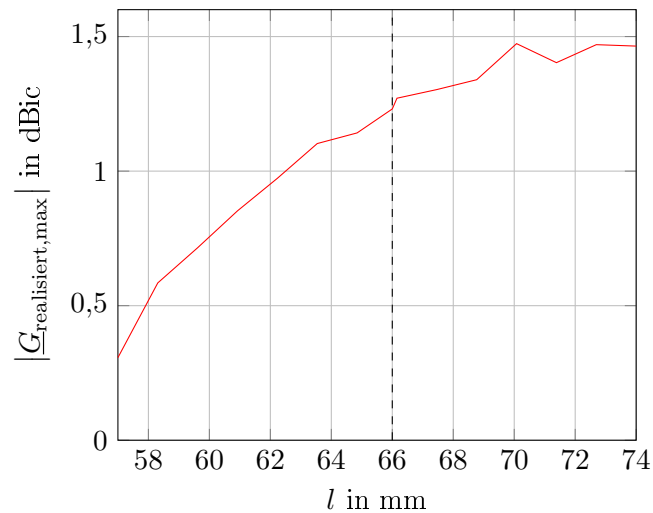


Abbildung 4.57: Realisierter Gewinn der simulierten Ringantenne 2. Ordnung in Abhängigkeit der Kantenlänge l der Massefläche.

kann erneut die markante Resonanzschleife der Impedanzkurve betrachtet werden. In der Abbildung 4.58 werden die Impedanzkurven der Ringantenne 1. und 2. Ordnung für verschiedene Kantenlängen l dargestellt. Hier zeigt sich, dass die Ringantenne 2. Ordnung ab einer Kantenlänge $l \leq 66$ mm kaum noch eine erkennbare Resonanzschleife aufwies, wodurch ein Zusammenhang mit dem parallel auftretenden stark reduzierten Strahlungswirkungsgrad und -gewinn hergestellt werden kann. Die Ringantenne 1. Ordnung hingegen wies nahezu unveränderte

Impedanzkurven bei der Variation der Massefläche auf.

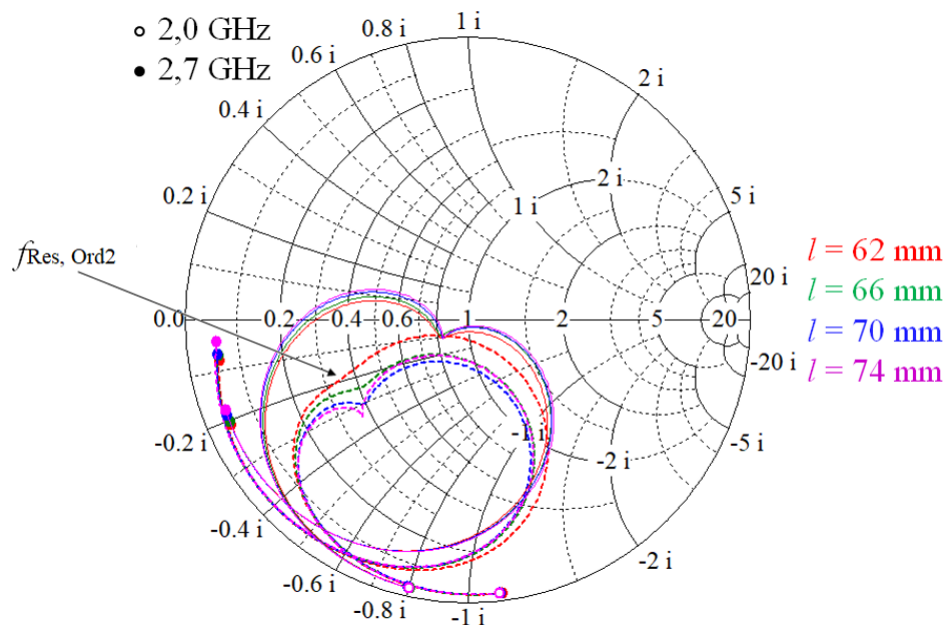


Abbildung 4.58: Impedanzkurven der Ringantenne 1. Ordnung (durchgezogene Linie) und Impedanzkurven der Ringantenne 2. Ordnung (gestrichelte Linie).

Messergebnisse

Die Einzelantennen wurden mithilfe kleiner Anpassungsnetzwerke bestehend aus je einem diskreten Serien- und einem Parallelelement an 50Ω angepasst. In der Abbildung 4.59 sind die Beträge der Reflexionsfaktoren in Abhängigkeit der Frequenz zusammengefasst.

Nach vollzogener Anpassung wurden die Fernfelder der Einzelantennen in einer Absorberkammer gemessen. Die Abbildung 4.60 zeigt die Frequenzverläufe der Einzelantennengewinne in ihrer jeweiligen Hauptpolarisationsrichtung (Ringantenne 2. Ordnung $\theta = 60^\circ$, Ringantenne 1. Ordnung $\theta = 0^\circ$ und Monopolantenne $\theta = 70^\circ$). Die durchgezogenen Linien stellen dabei die Hauptpolarisation dar (für die Ringantennen LHCP und für die Monopolantenne vertikale Polarisation) und die gestrichelten Linien die Kreuzpolarisation (für die Ringantennen RHCP und für die Monopolantenne horizontale Polarisation).

Die Ringantenne 1. Ordnung erreicht mit ca. 4,5 dBic sowohl einen hohen LHCP-Gewinn als auch eine sehr gute Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) von ca. 16 dBic im Zenit. Die Ringantenne 2. Ordnung erreicht trotz ihrer sehr kom-

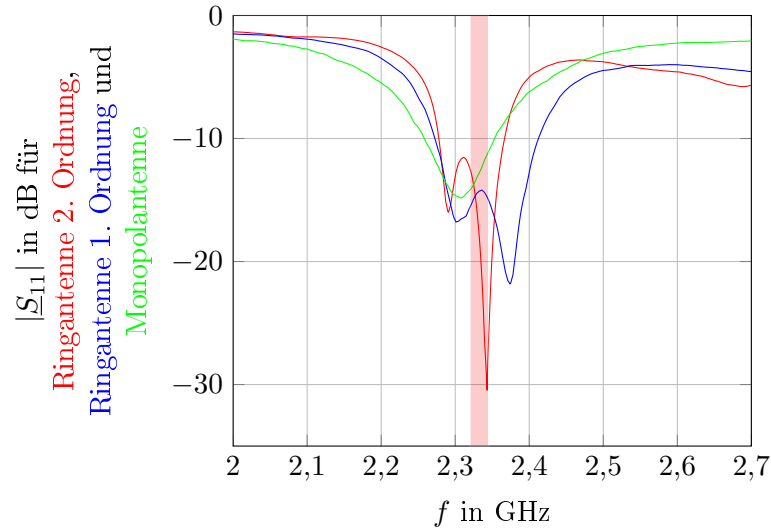


Abbildung 4.59: Reflexionsfaktoren der Einzelantennen.

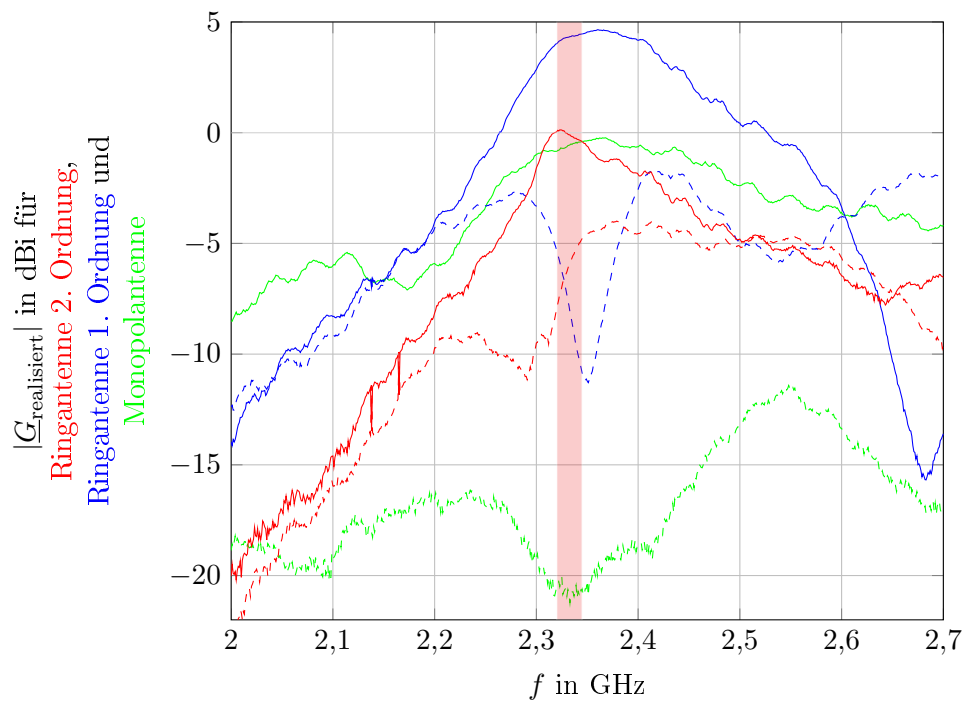


Abbildung 4.60: Realisierter Gewinn der Einzelantennen in Abhängigkeit der Frequenz, wobei die durchgezogenen Linien bei den Ringantennen LHCP und bei der Monopolantenne die vertikale Polarisation abbilden. Die gestrichelten Kurven stellen dazu jeweils die Kreuzpolarisationen dar.

pakten Bauweise und der grenzwertig kleinen Massefläche noch einen Maximalgewinn von etwas mehr als 0 dBic als auch ein XPD von ca. 7 dBic. Die Monopolantenne kann mit einem Gewinn von ca. 0 dBic einen etwa gleich großen Diversity-Beitrag in niedrigen Elevationswinkeln leisten.

Die Richtcharakteristika der Einzelantennen bei der SDARS-Mittenfrequenz von $f_{SDARS} = 2,332$ GHz sind als Vertikalschnitte in der Abbildung 4.61 dargestellt. Die dabei gezeigten realisierten Gewinne sind jeweils die Mittelwerte aller in 5°-Schritten gemessenen Azimutrichtungen.

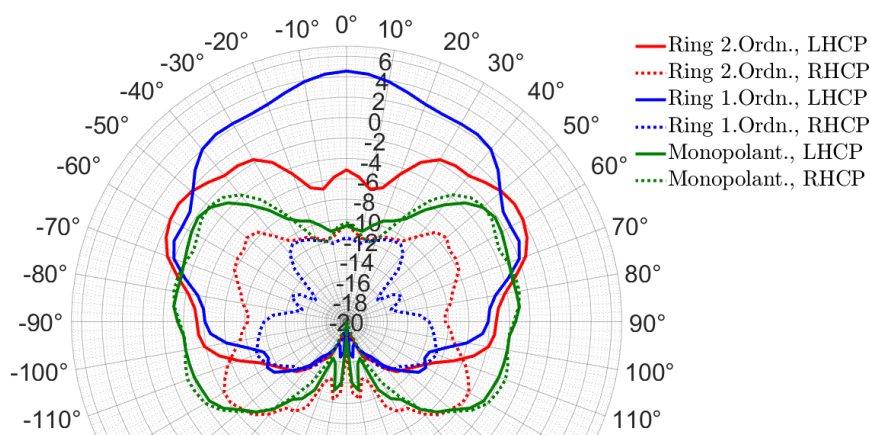


Abbildung 4.61: Die mittleren Gewinne der Einzelantennen in vertikalen Polarkoordinaten.

Die Darstellung aller drei Einzelantennengewinne in zirkularer Polarisation ermöglicht einen direkten Vergleich ihrer individuellen Diversity-Beiträge. Hierbei wird sichtbar, dass der Gewinnverlauf jeder Einzelantenne in ihrer jeweiligen Hauptstrahlrichtung über die Gewinnverläufe der anderen Antennen hinausragt. Während die Ringantenne erster Ordnung RHCP-Strahlung eher aus hohen Elevationsrichtungen empfängt, erreichen die anderen beiden Antennen höhere Gewinne für niedrige Elevationswinkel.

Fazit zum SDARS-Antennenset auf oberseitiger Halterung

Ein für den mobilen Satellitenradioempfang neugestaltetes Mehr-Antennen-Set stellt bis zu drei Einzelantennensignale zur Verfügung. Die leichte Herstellung erlaubt die Produktion großer Stückzahlen. Eine einteilige Kunststoffhaube ermöglicht mithilfe von einrastbaren Fixierungen einfache und gut reproduzierbare Aufbauten. Das verwendete Skarabäus-Konzept erlaubt für die beiden Ringantennen eine praktische Nachjustierung. Die Antennen sind gut an ein 50 Ω -Speisenetz angepasst und erreichen akzeptable Gewinne von ca. 0 - 4,5 dBi in ihren jeweiligen Hauptstrahlrichtungen. Das Set eignet sich damit für den Einsatz in einem SDARS-Diversity-System.

Antennenset mit oberseitiger Halterung für GNSS

In weiterführenden Untersuchungen ist das vorgestellte Antennenkonzept mit oberseitiger Halterung auch für den GNSS-Empfang optimiert und realisiert worden. In der Abbildung 4.62 ist ein dabei gestalteter Testaufbau eines Drei-Antennen-Sets für den Empfang im GNSS-L1-Band mit den Außenabmessungen von $84 \times 84 \times 14 \text{ mm}^3$ dargestellt.

4.2.4 3-Antennen-Set auf MID für GNSS

Im Zuge der Gestaltung kompakter Mehr-Antennen-Sets geht die Verbesserung der Empfangseigenschaften oft mit der Erhöhung der Komplexität einher. Dies spiegelt sich insbesondere in komplexeren Aufbauten und der damit einhergehenden Erhöhung der Herstellungskosten wieder. Gerade mit Blick auf die Produktion großer Stückzahlen müssen Arbeitsschritte, der Einsatz verschiedener Materialien sowie der Bedarf an manuellen Nacharbeiten soweit wie möglich reduziert werden, um am Markt konkurrenzfähig zu bleiben. Auf Basis einer neuartigen Technologie kann ein mit Metallpartikeln durchsetzter elektrisch nicht leitender Kunststoff MID-Körper an seiner Oberfläche gezielt leitend gemacht werden. Dafür kann der entsprechende Teil der Oberfläche beispielsweise mithilfe eines Lasers strukturiert werden, sodass in diesem begrenzten Bereich die Metallpartikel aus dem Inneren des Kunststoffs an die Oberfläche gebracht werden. Dieser Prozess wird auch Laser Direkt Strukturierung (LDS) [98] genannt. In einem weiteren Schritt wird der Kunststoff in ein Metallisierungsbad getaucht, wo sich weitere Metallpartikel an die aus dem Kunststoff herausragenden Partikel anlagern, sodass eine geschlossene Metaldecke entsteht. Dadurch sind feinste Metallstrukturen auf dreidimensionalen Körpern in allen drei Raumdimensionen möglich. Ein weiterer Vorteil dieser Technologie besteht in einem weitgehend maschinellen Herstellungsprozess. Während die Laseraktivierung voll automatisch und hochpräzise durch Industrielaser realisiert wird, können viele Kunststoffkörper gleichzeitig in einem Tauchbad metallisiert werden.

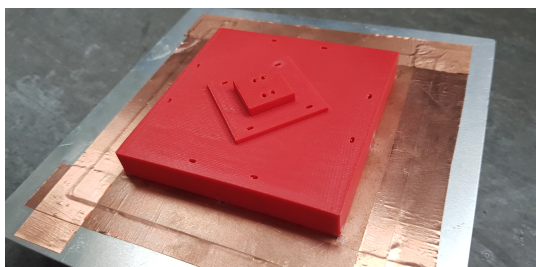


Abbildung 4.62: Nach dem Prinzip der oberseitigen Halterung (siehe Kapitel 4.2.3) gestaltetes Drei-Antennen-Set für GNSS.

Auf der Grundlage dieser Technologie existieren bereits mehrere Ansätze zur Gestaltung von Einzelantennen [54, 42], sowie kompakten Mehr-Antennen-Systemen [73, 53]. Speziell für den GPS-Empfang wurde eine dreidimensionale Patch-Antenne gestaltet [46].

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein neuartiges LDS-Verfahren angewendet. Mithilfe eines sogenannten ProtoPaint-Lackes [10] kann dabei die Oberfläche eines herkömmlichen Industriekunststoffs mit einem Lack aus MID-Material überzogen werden. Dadurch ist es möglich einfache 3D-Druckteile zu dreidimensionalen Schaltungsträgern umzugestalten.

Aufbau

Die Grundlage für das im Rahmen dieser Arbeit gestaltete neuartige Mehr-Antennen-System bildet ein ähnliches Konzept für das europäische Satellitenradio-projekt Ondas Media [71]. Auch hier wurden zwei linear polarisierte Antennen und eine zirkular polarisierte Antenne in einem kompakten Antennen-Set zusammengefasst. Neben einer Skarabäus-Ringantenne erster Ordnung ermöglicht die Kombination aus einer horizontal polarisierten Schleifenantenne (wie in Kapitel 4.1.3 voruntersucht) und einem vertikalen Monopol einen zweiten entkoppelten Empfangskanal zirkular polarisierter Strahlung. In der Abbildung 4.63 ist ein schematischer Anordnung aller Einzelantennen des Antennen-Sets dargestellt. Dabei ist die horizontal polarisierte Schleifenantenne grün, die Skarabäus-Antenne rot und die Monopolantenne gelb dargestellt.

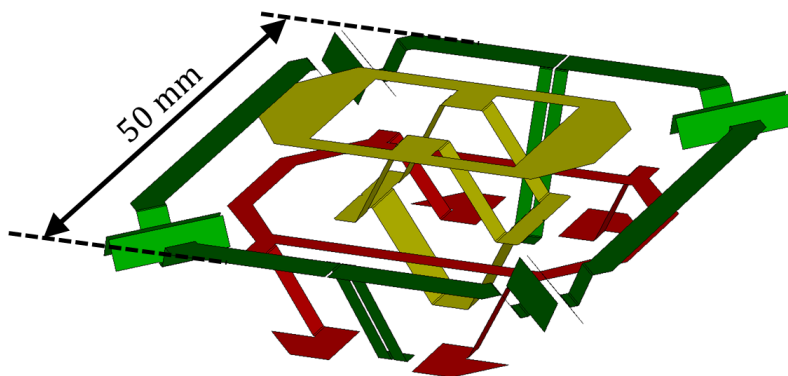


Abbildung 4.63: Kompaktes Set verschachtelter Einzelantennen in unterschiedlichen Farben dargestellt (Die unter ihnen verlaufende Massefläche ist der Übersichtlichkeit wegen nicht dargestellt).

Die horizontal polarisierte Schleifenantenne weist mit einer Kantenlänge von 46 mm den größten Durchmesser auf, wodurch sie maßgeblich die Außenabmessungen des Antennen-Sets bestimmt. Sie umgibt eine achteckige Skarabäus-Ring-

antenne mit vier Parallelkapazitäten. Im Zentrum des Sets befindet sich eine 16 mm lange Monopolantenne mit vier treppenförmig hinauf verlaufenden Vertikalelementen und einer relativ großen Dachkapazität. Alle Einzelantennen sind auf der inneren Fläche eines becherförmigen 3D-Kunststoffteils angelegt. In der Abbildung 4.64 ist das Antennen-Arrangement an der Oberfläche des Kunststoff-Antennenträgers dargestellt.

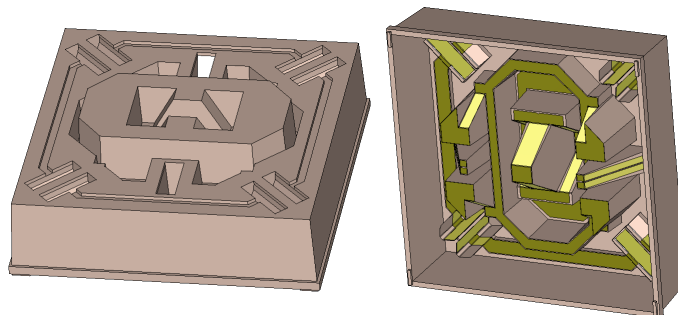


Abbildung 4.64: Zeichnung des MID-Körpers mit Blick auf Oberseite (rechts) und Blick auf Unterseite (links) mit auf den Innenflächen aufgetragenen Metallstrukturen der Antennen.

Der Kunststoff umschließt die Antennen vollständig im Sinne des physikalischen Schutzes der Antennen sowie der Vermeidung elektrostatischer Entladungen. Die Außenmaße des Antennen-Sets betragen $52 \times 52 \times 17 \text{ mm}^3$. Ein Schwerpunkt bei der Gestaltung des MID-Antennen-Sets bestand im Entwurf eines Metallisierungs-Konzepts, das ein Laser aus einer Position heraus strukturieren kann. Durch die Vermeidung der manuellen Veränderung der Halbzeugposition während einer Laserstrukturierung wird der Herstellungsaufwand erheblich reduziert. Dieser Umstand stellt ein wesentliches Kriterium für die Konkurrenzfähigkeit der Nutzung dieser Technologie gegenüber anderen marktüblichen Herstellungsverfahren dar. Daraus resultiert eine wesentliche technische Auflage: die Vermeidung senkrechter Metalloberflächen. Zur ausreichenden Strukturierung einer MID-Oberfläche sollte ein maximaler Winkel von 60° zwischen dem Laserstrahl und dem Ebenenvektor vorliegen. Da der Laser von unten in den 3D-Körper strahlt dürfen zu metallisierende Flächen nur maximal 60° gegenüber der z-Achse ausgelenkt sein. Aufgrund dieser Auflage sind die vier Kapazitäten der horizontal polarisierten Schleifenantenne, sowie die üblicherweise vertikalen Elemente der Skarabäus- und Monopolantenne schräg ausgeführt. Der Verzicht auf senkrechte metallische Elemente schränkt die ohnehin engen räumlichen Verhältnisse innerhalb des Antennen-Sets zusätzlich ein. Da die Laseraktivierung typischerweise aus einer zentralen Position und nur durch Verkippen des Lasers stattfindet, kann in der xy-Ebene jeder Koordinate nur eine Fokussier-Reichweite zugewiesen werden, an dem der Laser die Oberfläche strukturiert. In der xy-Ebene können also keine überlappenden Strukturen realisiert werden, was die Nutzung des zur Verfügung stehenden Raumes innerhalb der Schleifenantenne zusätzlich einschränkt. In der Abbildung 4.65 wird

das aufwendige Arrangement der Einzelantennen innerhalb der xy-Ebene durch einen Blick auf die Unterseite des Antennen-Sets verdeutlicht.

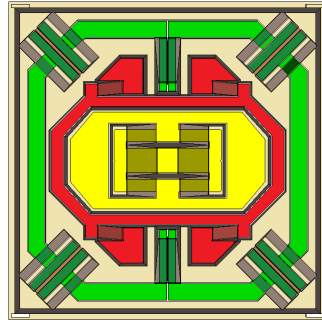


Abbildung 4.65: Arrangement von drei Einzelantennen im Inneren der Kunststoff-Hülle. Die horizontal polarisierte Schleifenantenne (grün) umschließt die Skarabäus-Antenne (rot), welche wiederum die Monopolantenne (gelb) umgibt.

Die darin abgebildete **horizontal polarisierte Schleifenantenne** stellt dabei eine Aneinanderreihung von Dipolen dar, welche durch ihre Dachkapazitäten kapazitiv miteinander verkoppelt sind. Im Gegensatz zum voruntersuchten Entwurf aus Kapitel 4.1.3 ist das hier modellierte Design mit vier anstatt mit acht Kapazitäten ausgeführt. Aufgrund des Verzichts auf senkrechte Metallflächen mussten die Kapazitäten schräg ausgeführt werden, was zu einer erheblichen Vergrößerung ihrer Fläche führte. Bei der Verwendung noch kürzerer Dipol-Elemente hätten die Kapazitäten noch größer sein müssen. Obwohl die Schleifenantenne dadurch die Gleichförmigkeit des Gewinns in Abhängigkeit der Azimutrichtung erheblich reduziert, kann das Antennenprinzip dennoch erfüllt werden. Obwohl aufgrund der kapazitiven Kopplung der Dipol-Elemente nur eine Schleifenspeisung erforderlich ist, bewirkt eine möglichst symmetrische Mehrpunkt-Speisung eine Erhöhung genannter Gleichförmigkeit. An beiden schräg nach unten führenden Koplanarleitungen muss eine phasengleiche aber spiegelverkehrte, symmetrische Einspeisung stattfinden.

Die **Skarabäus-Antenne** ist aufgrund des zwiebelschalenartigen Aufbaus des Antennen-Sets am meisten in ihrer Form beschränkt. Da die großflächigen Parallelkapazitäten 0,5 mm über der Massefläche verlaufen, sind lange schräge Elemente erforderlich, um auf die Höhe der Ringstruktur von 7,8 mm zu gelangen. Wegen der räumlichen Beschränkung wurde die Ringstruktur als ovales Achteck gestaltet. Um eine möglichst hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung der LHCP-gegenüber der RHCP-Strahlung zu erreichen, wurden sowohl die Längen als auch die Breiten der Ringleitungselemente variiert.

Die **Monopolantenne** muss wegen ihrer herausragenden Höhe über eine Zwischenebene treppenförmig nach oben geführt werden. Um möglich hohe Symmetrie zu erreichen, wurden vier aufwärts führende Elemente gestaltet, die alle in eine gemeinsame Dachkapazität münden.

Realisierung

Für die Herstellung des Kunststoff-Körpers wurde ein 3D-Drucker mit einem Kunstharz verwendet. Dabei entstand die in der Abbildung 4.66 gezeigte Struktur, die zunächst noch ohne Monopolantenne ausgestattet war.

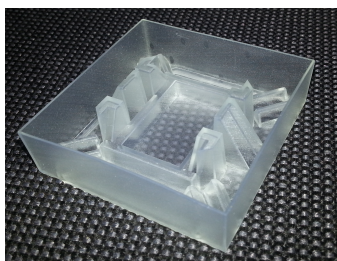


Abbildung 4.66: Kunststoffkörper als dreidimensionale Stützstruktur für die Antennen, welcher durch einen 3D-Drucker erzeugt wurde.

Um das Verhalten des ProtoPaint-Sprühlackes während des Auftrags zu untersuchen, wurden zunächst Durchleuchtungs-Tests mit einem Kunststoff-Farbsprühlack aus dem Modellbau durchgeführt. Dabei zeigte sich, dass die ursprünglich geplante becherförmige Struktur die Luftzirkulation innerhalb der Kunststoffhaube derart stört, dass keine gleichmäßige Lackbeschichtung entsteht. Darauf basierend wurden verschiedene Aussparungen der äußeren Wände des Kunststoffkörpers untersucht, um den Effekt hinreichend zu reduzieren. In der Abbildung 4.67 sind verschiedene Versionen des Kunststoffkörpers nach unterzogenen Lackiertests dargestellt.

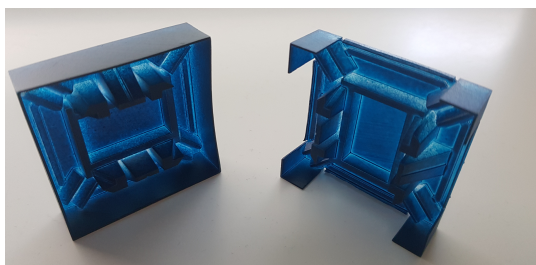


Abbildung 4.67: Zur Vorbereitung der ProtoPaint-Lackierung erstellte und bearbeitete Lackier-Testobjekte.

Die gleichmäßigste Lackierung wurde bei einem 3D-Körper erreicht, der anstatt geschlossener Außenwände lediglich Stützbalken aufweist. In der Abbildung 4.68 ist das realisierte Antennenset nach erfolgreicher Lackierung und Metallisierung dargestellt. Sowohl Lackierung, Laserstrukturierung, als auch Metallisierung wurden von einer darauf spezialisierten Firma durchgeführt.



Abbildung 4.68: Unterseite des lackierten Trägerkörpers mit kupfernen Antennenstrukturen.

Das Aufsprühen des Lackes bewirkte einen ungleichmäßigen Farbauftrag, der besonders auf kleinen, aus der Struktur herausragenden Oberflächenelementen kissenartige Ausbeulungen entstehen ließ. Bezogen auf die Metallstrukturen bewirkte dieser Umstand eine leichte Variation der Höhe. Dies führt insbesondere bei der Skarabäus- und der Schleifenantenne zu einer Verringerung des Plattenabstandes der Kapazitäten und damit zu einer Reduzierung der Resonanzfrequenzen. Die realisierte Gesamtstruktur fixiert auf einer Leiterplatte wird in der Abbildung 4.69 gezeigt.

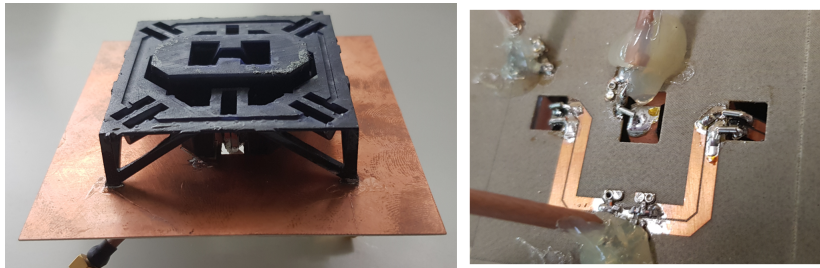


Abbildung 4.69: Realisiertes Drei-Antennen-Set für GNSS auf MID (links) sowie Anpassungs- und Speisernetzwerke der Antennen auf Platinenunterseite (rechts).

Während die metallisierte Oberseite der Platine das Masse-Niveau für die Antennen definiert, befinden sich auf ihrer Unterseite die Anpassungs- und Speisernetzwerke der Antennen. Für die Monopolantenne, die die Platine im Zentrum durchstößt, ist ein einfaches LC-Anpassungsnetzwerk angefügt worden. Die Skarabäus-Antenne wird über eine der vier Parallelkapazitäten gespeist. Von der anre-

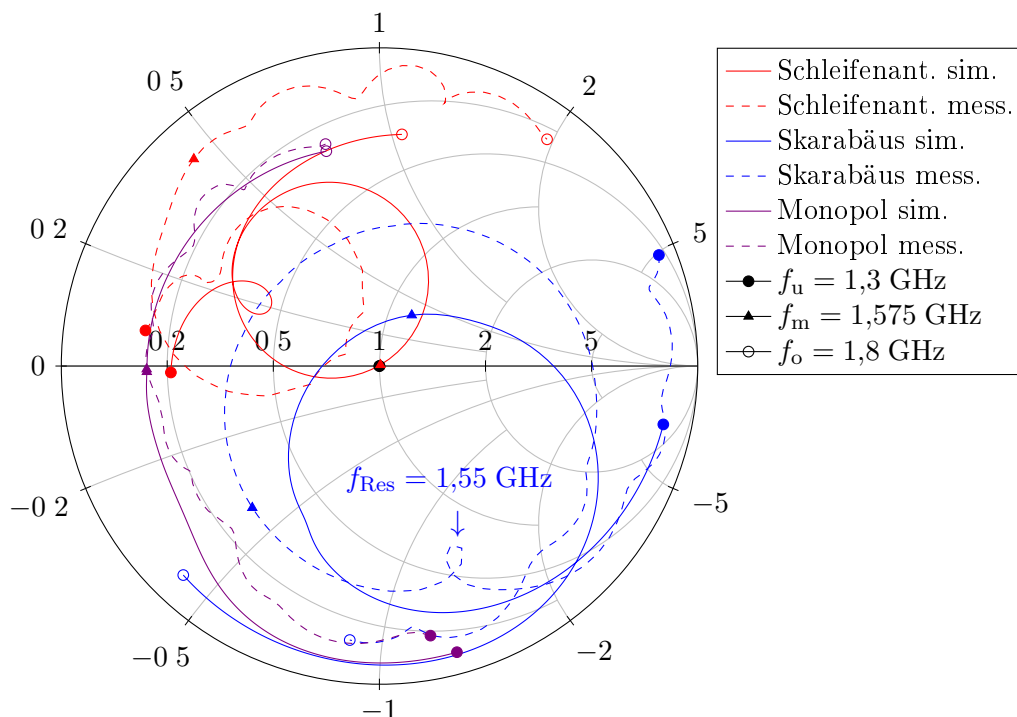


Abbildung 4.70: Frequenzabhängige Fußpunktimpedanzen der Einzelantennen in einem auf 50Ω normierten Smith-Diagramm.

genden Speisefläche der Skarabäus-Antenne auf der Substratoberseite ausgehend ragt nur eine Durchkontaktierungs-Niete auf die Substratunterseite (im Bild oben links). Auch hier wurde ein einfaches LC-Glied aus diskreten Bauelementen zur Anpassung ergänzt. Da die horizontal polarisierte Schleifenantenne an zwei Seiten differenziell gespeist wird, ist hierfür ein umfangreicheres Speisetzwerk erforderlich. Um die differenzielle Speisung an ein asymmetrisches Speisetzwerk anzupassen, wurde auf beiden Seiten je ein Balun auf Basis diskreter Bauelemente ergänzt. Die Anpassung der Antenne wurde in der Simulation aus einer Kombination der Parameter der koplanaren Antennenzuleitungen sowie der Balun-Bauelemente erreicht.

Messung

Beim realisierten Aufbau wurden zunächst nur die Fußpunktimpedanzen der Einzelantennen gemessen und dafür die Anpassungselemente vernachlässigt. In der Abbildung 4.70 werden die gemessenen und simulierten Fußpunktimpedanzen der Einzelantennen in einem Smithchart zusammengefasst.

Insgesamt ähneln die Verläufe der gemessenen Impedanzen nur in Teilen den simulierten. Im Impedanzverlauf der gemessenen Skarabäus-Antenne ist eine markante Resonanzschleife bei $f_{\text{Res}} = 1,55 \text{ GHz}$ zu erkennen, die in der simulierten

Kurve derart nicht hervor sticht. Bei der Schleifenantenne fällt trotz ähnlichen Kurvenverlaufs eine deutliche Frequenzverschiebung auf. Während die simulierte Fußpunktimpedanz bei der Mittenfrequenz in annähernd perfekter Anpassung ist, liegt der gemessene Wert weit am Rand des Smith-Diagramm. Die Kurven des Monopols sind annähernd deckungsgleich. Trotz der offengelegten Abweichungen zwischen den Mess- und Simulationen tragen die Ergebnisse innerhalb des gestreckten Ziels einer kurzen Machbarkeitsanalyse insgesamt zum Erkenntnisgewinn bei. Um die Kurven hinsichtlich ihrer Frequenzverläufe besser interpretieren zu können, werden sie in der Abbildung 4.71 nochmal als Reflexionsfaktoren betragsmäßig dargestellt.

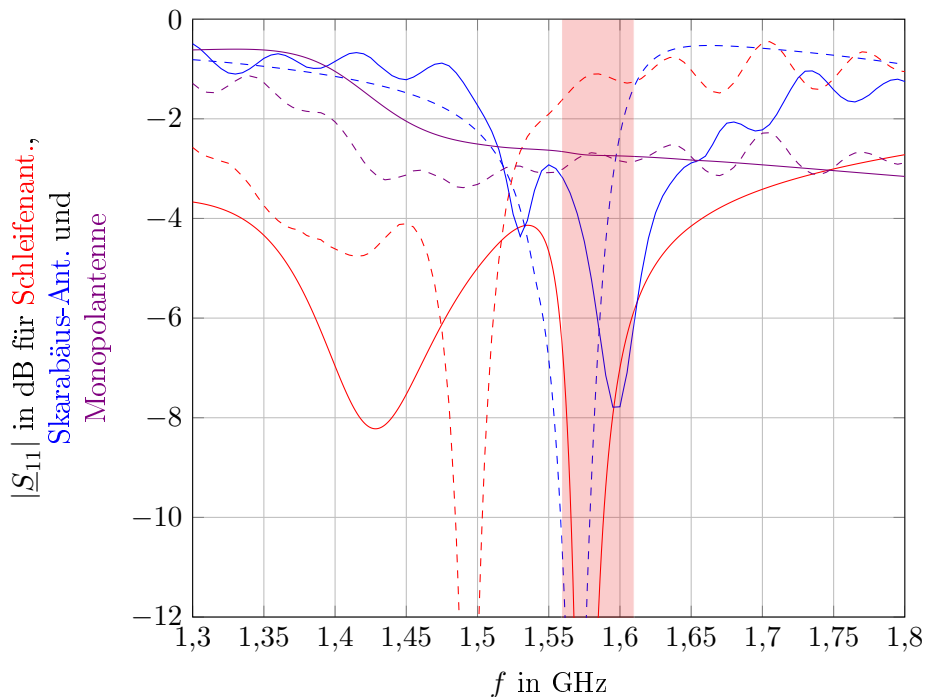


Abbildung 4.71: Vergleich der simulierten (durchgezogene Linie) mit den gemessenen (gestrichelte Linie) Reflexionsfaktoren.

Da die simulierten Antennen so optimiert wurden, dass sich ihre Resonanzfrequenzen annähernd bei der GPS-Mittenfrequenz von 1,575 GHz befinden, lässt sich bereits auf Basis der gemessenen Reflexionsfaktoren einschätzen, inwieweit eine Verschiebung der Resonanzfrequenz vorliegt. Die Schleifenantenne ist in Resonanz bei ca. 1,495 GHz und weist dadurch mit ca. 80 MHz den größten Frequenzversatz auf. Die Skarabäus-Ringantenne und die Monopolantenne weisen in der Messung hingegen eine sehr ähnliche Frequenzabhängigkeit, wie in der Simulation auf, was auf die korrekte Lage der Resonanzfrequenzen schließen lässt.

In der Abbildung 4.72 sind die gemessenen und simulierten IEEE-Gewinne der Schleifenantenne als azimutale Mittelwerte bei $\theta = 45^\circ$ zusammengefasst. Dabei wies die Schleifenantenne bis auf den erwarteten Frequenzversatz eine grundsätzliche Übereinstimmung zwischen den gemessenen und simulierten Werten auf.

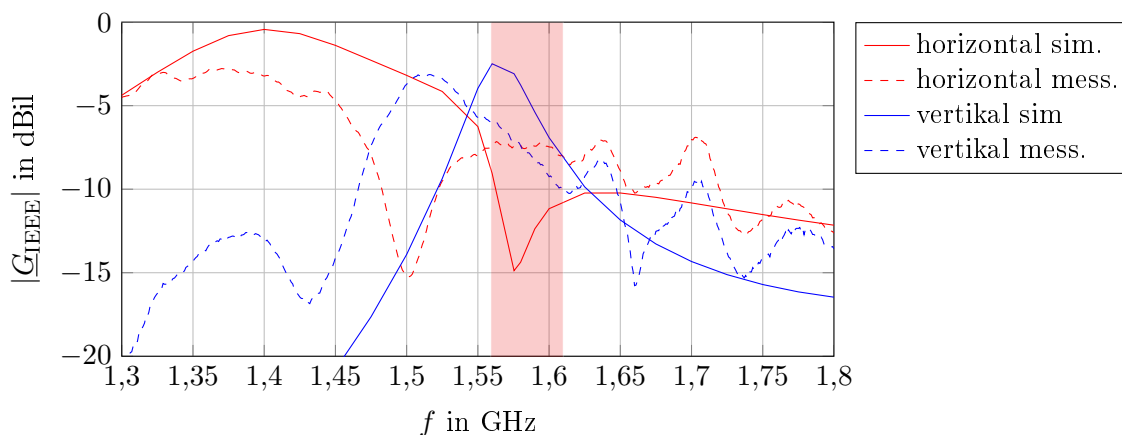


Abbildung 4.72: Gewinn der Schleifenantenne in Abhängigkeit der Frequenz.

In ihrer Hauptstrahlrichtung von ca. $\theta = 45^\circ$ weist die horizontal polarisierte Schleifenantenne bei ca. $f = 1,51$ GHz eine hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) von ca. 12 dBil auf. Da sie von dem bekannten Frequenzversatz abgesehen ein sehr ähnliches Verhalten wie das simulierte Modell aufweist, kann davon ausgegangen werden, dass ihre Wirkungsweise dem Antennenprinzip entspricht. Mit einem maximalen Gewinn von ca. -3 dBil stellt die Antenne jedoch keine nennenswerte Ergänzung zu einem typischen GNSS-Einzelantennen-System dar. Da wegen des Herstellungsverfahrens die Kapazitäten räumlich vergrößert werden mussten, konnten im vorliegenden Entwurf nur vier statt typisch acht Kapazitäten eingesetzt werden. Dies könnte durch eine Verlängerung der Schleife bei doppelt so großem Umfang erreicht werden, entspräche dann aber nicht mehr der kompakten Form eines Einzelantennen-Systems. Ein weiterer Grund für die Gewinnreduktion kann aufgrund hoher Materialverluste des Trägermaterials angenommen werden. Das verwendete 3D-Druck-Material ist kein typischer HF-Kunststoff und für derartige Anwendungen herstellerseitig nicht vorgesehen.

In der Abbildung 4.73 sind die gemessenen und simulierten IEEE-Gewinne der Skarabäus-Antenne zusammen dargestellt. Dabei weisen die Simulations- und Messergebnisse relativ große Unterschiede zueinander auf.

Hier handelte es sich lediglich um eine kurze Machbarkeitsuntersuchung, um die Schwierigkeiten der Behandlung von HF-Effekten bei dieser Herstellungsmethode kennenzulernen. Es bestand nicht der Anspruch ein für den GNSS-Empfang funktionierendes Antennensystem zu gestalten. Eine tiefgreifende Untersuchung

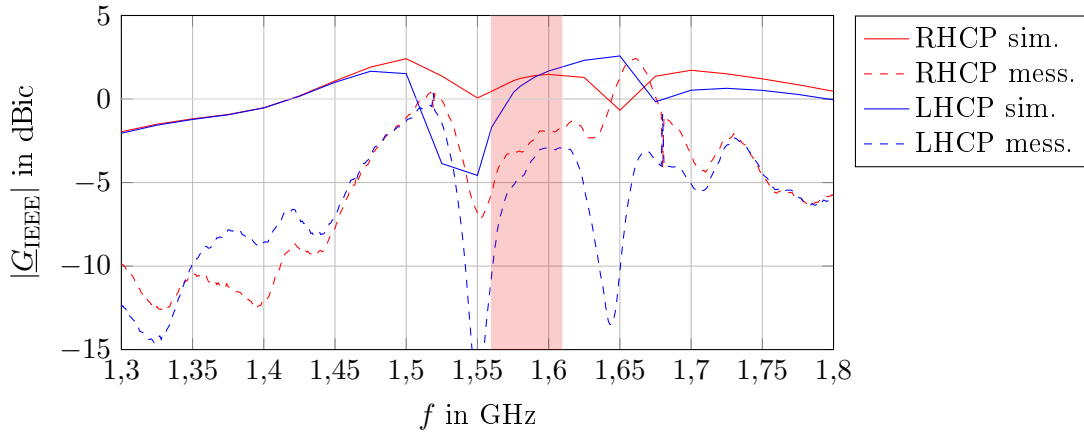


Abbildung 4.73: Gewinn der Skarabäus-Antenne in Abhängigkeit der Frequenz.

der Ursachen für die Abweichungen zwischen Simulation und Messung war nicht vorgesehen und in Anbetracht der wenigen zur Verfügung stehenden Versuchssubjekte kaum möglich. Ein erster technischer Ansatz für die Abweichungen wurde jedoch auf Basis weiterführender Simulationen gefunden. Da das Speisetzwerk der Schleifenantenne erst nach der Herstellung des Antennenkörpers entstanden ist, wurde die dadurch hervorgerufene starke Beeinflussung der Skarabäus-Antenneneigenschaften nicht erkannt. Die marginal erscheinende aber bedeutsame Änderung dieses Modells gegenüber dem ursprünglichen Modell aus [71] besteht in der symmetrischen Speisenzuleitung der Schleifenantenne. Im ursprünglichen Aufbau wurde dafür eine Bandleitung mit hohem Leitungswellenwiderstand ($Z_L \approx 50 \Omega$) verwendet, die als $\lambda/4$ -Transformator agierte und die gegenüberstehenden Leiterpaare jeweils auf die erforderliche Impedanz von 100Ω anpasste. Im vorliegenden Modell konnte wegen der Auflage einer Laserstrukturierung aus einer zentralen Position lediglich eine koplanare Leitung verwendet werden. Dadurch ist der Leitungswellenwiderstand der Speisenzuleitung mit ca. 150Ω zu hoch für eine $\lambda/4$ -Transformation. Dadurch muss ein erheblicher Teil der Anpassungen durch zusätzlich eingeführte Bauelemente sichergestellt werden. Weiterhin wurde im hier betrachteten Modell ein Balun integriert, welcher in [71] vernachlässigt wurde. Die kompakte Kombination aus dem Balun und der darin integrierten Anpassungsschaltung bewirkt eine extreme Verstimmung der Skarabäus-Antenne. Trotz der nicht einsatzfähigen Einzelantenne besteht eine gute Übereinstimmung zwischen dem gemessenen und dem simulierten Gewinn der Skarabäus-Antenne. Dadurch zeichnet sich das Herstellungsverfahren als hinreichend genau und präzise aus, wodurch auf reproduzierbare Aufbauten möglich sein sollten. In der Abbildung 4.74 ist der simulierte Gewinn der Skarabäus-Antenne in Abhängigkeit der Frequenz, vor der Vollendung des Speisetzwerkes der Schleifenantenne dargestellt. Hierbei zeigt sich das von ihr erreichbare Empfangsverhalten, sofern die Verkopplung mit der Schleifenantenne aufgehoben würde.

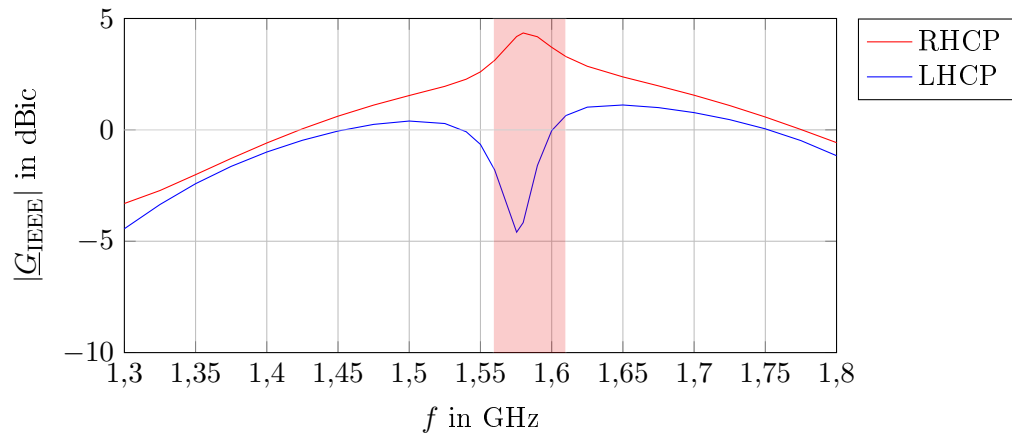


Abbildung 4.74: Simulierter Gewinn der Skarabäus-Antenne in Abhängigkeit der Frequenz bei nicht vorhandener Zuleitung und Anpassungsschaltung der Schleifenantenne.

Die Abbildung 4.74 zeigt, dass bei der Unterdrückung der Einflussnahme durch die Schleifenantenne die Skarabäus-Antenne ein typisches Empfangsverhalten aufweisen würde. In der Abbildung 4.75 ist der gemessene und simulierte IEEE-Gewinn der Monopolantenne jeweils als azimutaler Mittelwert bei $\theta = 85^\circ$ zusammengefasst.

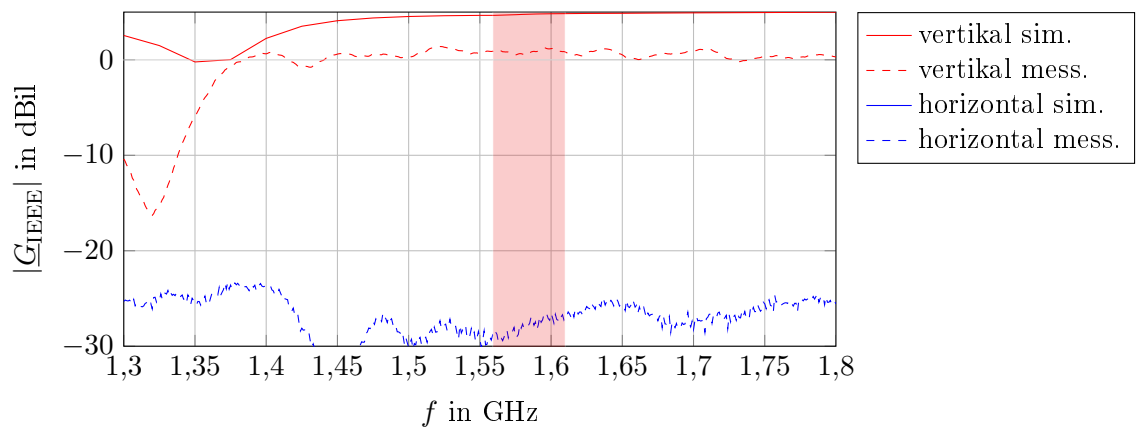


Abbildung 4.75: Simulierter und gemessener Gewinn der Monopolantenne in Abhängigkeit der Frequenz.

Trotz der insgesamt erkennbaren grundsätzlichen Übereinstimmung zwischen den simulierten und gemessenen Werten wird besonders bei den Gewinn-Kurven der Monopolantenne deutlich, wie sehr verlustbehaftet die Antennenstruktur ist. In weiterführenden Untersuchungen des verwendeten 3D-Druck-Materials ergab sich ein Verlustfaktor von ca. $\tan \delta = 0,07$, wobei in der Simulation ursprünglich

von $\tan \delta = 0,02$ ausgegangen wurde. Neben dem Einfluss der Stützstruktur stellen auch Lötkontakte ein Problem dar. Während die Skarabäus-Antenne kapazitiv angeregt werden kann, mussten bei der Schleifen- und Monopolantenne Leitungen an den Antennenkörper gelötet werden. Dieser Vorgang stellte sich als äußerst schwierig heraus, da das Trägermaterial bei zu hoher Hitze zu schmelzen beginnt und sich dabei auch die darauf befindlichen Leiterbahnen verschieben. Das Setzen eines definierten Löt punktes war unter diesen Umständen kaum möglich. Wie in der Abbildung 4.69 (rechts) zu sehen, mussten große Mengen Löt zinn aufgetragen werden, um eine hinreichende Stabilität der Drahtelemente zur Verbindung der Leiterstrukturen des Antennenkörpers mit denen der Platine zu gewährleisten.

Zusammenfassung

Die angewendete Methode zur Herstellung eines MID-Antennen-Sets mithilfe des ProtoPaint-LDS-Verfahrens wurde mit bedingtem Erfolg abgeschlossen. Da die Messergebnisse den simulierten Werten sehr ähnlich sind, kann das Verfahren für Antennenanwendungen in einem Frequenzbereich von $f < 2$ GHz hinsichtlich der Herstellungsgenauigkeit und Reproduzierbarkeit von Einzelexemplaren als gut bewertet werden. Obwohl die Wahl eines sehr verlustbehafteten Trägermaterials zu einer deutlichen Gewinnreduktion führte, kann die Flexibilität bei der Auswahl des geeigneten Trägermaterials insgesamt als eine entscheidende Stärke dieses Verfahrens betrachtet werden. Bei der Auswahl eines hitzeunempfindlicheren Materials wären auch Löt kontaktierungen einfacher realisierbar. Das Aufbringen der MID-Beschichtung mithilfe des proprietären Sprühlackes bedarf hoher Expertise und handwerkliches Geschick. Um diesen Arbeitsschritt für die Massenproduktion zu automatisieren, müssten spezielle Antennenträgerdesigns gestaltet werden. Auch beim hier betrachteten Antennen-Set war eine intensive Untersuchung sowie Überarbeitung nötig, um ein lackier-kompatibles Design zu erreichen. Wegen der offensichtlichen Lackkonzentrationen an herausragenden Flächen und in Innenkanten kam es mitunter zu leichten Veränderungen der Antennenhöhen (ca. 0,2 mm). Insbesondere für höherfrequente Anwendungen könnte sich dieser Effekt deutlicher negativ auswirken.

Im Rahmen dieses Projekts sollte das bewährte Drei-Antennen-Set aus [71] auf der Basis des neuartigen ProtoPaint-LDS-Verfahrens realisiert werden. Dabei sollte eine Laserstrukturierung aus einer einzigen Laserposition heraus möglich gemacht werden. Die dadurch nötige Veränderung der horizontal polarisierten Schleifenantennen im Vergleich zur Version aus [71] führte zu Kopplungseffekten mit der Skarabäus-Antenne, wodurch diese nicht mehr einsatzfähig war. Auch die Schleifenantenne wies aufgrund ihrer Veränderungen ungenügende Empfangseigenschaften auf. Um die obengenannte Zielstellung dennoch zu erfüllen, wird deshalb empfohlen, die Schleifenantenne durch eine Skarabäus-Antenne zweiter Ordnung zu ersetzen. Durch ihr kontaktloses Speisekonzept und ihre hohe Antennenfußpunktimpedanz können mit der Skarabäus-Antenne die Schwächen des hier verwendeten Herstellungsverfahrens deutlich besser kompensiert werden.

4.2.5 3-Antennen-Set auf MID für SDARS

Eine der gebräuchlichsten Herstellungsverfahren der MID-Technologie ist die Laserdirektstrukturierung von MID-Halbzeugen, die durch Spritzgießen in Form gebracht wurden. Das Spritzgießen verschiedener Kunststoffe, wie auch MID, wird von darauf spezialisierten Firmen durchgeführt. Der Arbeitsaufwand zur Erstellung eines funktionalen Gussteils ist derart hoch, dass nur eine größere Stückzahl von Spritzguss-Erzeugnissen (typ. > 1000) diesen wirtschaftlich rechtfertigt. Für den Prototypenbau oder bei der Erzeugung kleiner Stückzahlen eignet sich demnach solch ein Halbzeug-Spritzguss typischerweise nicht. Um die MID-Technologie bei der Herstellung weniger Exemplare dennoch nutzen zu können, bedarf es einer alternativen Methode zur dreidimensionalen Gestaltung von MID-Körpern. Im Rahmen dieser Arbeit wurde versucht, ein Drei-Antennen-Set auf einem MID-Körper zu realisieren, der durch eine hochpräzise Fräsmaschine aus einem Halbzeug herausgearbeitet wurde. Das Antennen-Set für den Empfang des US-amerikanischen SDARS sollte dabei auf der Innenseite eines becherförmigen MID-Körpers angelegt werden, wobei die Laserstrukturierung aus einer einzigen Laserposition heraus ermöglicht werden sollte. Der Umstand, dass ein MID-Körper während der Laserstrukturierung nicht versetzt oder gedreht werden muss, um sämtliche zu metallisierenden Flächen zu strukturieren, spart komplexe manuelle Eingriffe in den Herstellungsprozess und dadurch erhebliche Herstellungskosten ein.

Aufbau

Die dafür gestaltete Mehr-Antennenstruktur ist der aus Kapitel 4.2.3 nachempfunden. Das Set besteht aus drei Einzelantennen, die zwiebelschalenartig einander umschließen. Die äußere Skarabäus-Ringantenne zweiter Ordnung umschließt eine Skarabäus-Antenne erster Ordnung, die wiederum eine Monopolantenne im Zentrum des Sets umgibt. In der Abbildung 4.76 wird die Anordnung der Einzelantennen schematisch dargestellt.

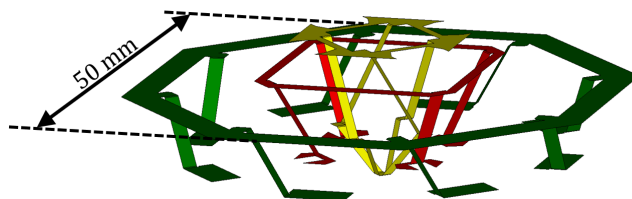


Abbildung 4.76: Set aus drei Einzelantennen in verschiedenen Farben schematisch dargestellt (Die unter Ihnen verlaufende Massefläche ist der Übersichtlichkeit wegen nicht eingezeichnet).

Die schrägen Verläufe der typischerweise senkrechten Vertikalelemente der Antennen rühren aus der Vorgabe einer Laserstrukturierung aus einer Position her-

aus. Da der Laser sich dabei zentral unter dem MID-Körper befindet und von dort aus lediglich verkippt wird, erreicht der Laserstrahl ausschließlich Oberflächenabschnitte, die nach unten weisen und nicht durch ein anderes MID-Körper-Element verdeckt werden. Damit ein Oberflächenabschnitt durch den Laser strukturiert werden kann, konzentriert dieser seine Strahlungsleistung an einem allmählich fortschreitenden Punkt. Oberflächenabschnitte dürfen deshalb eine maximale Auslenkung von 60° zum Laserstrahl nicht überschreiten, um die zur Strukturierung nötige Strahlungsleistung zu gewährleisten.

Die äußere, im Bild grün dargestellte Einzelantenne ist eine **Skarabäus-Ringantenne zweiter Ordnung** mit acht rotationssymmetrisch angeordneten Parallelkapazitäten. Diese wird wie auch die Skarabäus-Ringantenne erster Ordnung mithilfe einer Parallelkapazität gespeist. Da sich zur Erfüllung des Funktionsprinzips auf dem horizontalen Ring der Skarabäus-Antenne eine zeitlich rotierende Strombelegung einstellen muss, stellt ein rotationssymmetrischer Aufbau dafür die geeignetste Grundlage dar. Je nach Orientierung dieser strukturellen Rotation wird die Ausprägung links- oder rechtszirkular fortschreitender elektrischer Potentiale angeregt. Mithilfe der verwendeten Struktur lag bereits ohne eine zusätzliche Variation der Seitenbreiten eine Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) von 6 dBic des RHCP-Empfangs gegenüber dem LHCP-Empfang bei 2,332 GHz vor. Bereits eine leichte Vergrößerung jeder zweiten Seitenbreite um 4,7 %, anstatt eines typischen Werts von 45 % wie bei der Skarabäus-Antenne erster Ordnung, genügte um den LHCP-Empfang der simulierten Ringantenne zweiter Ordnung vollständig zu unterdrücken.

In einem Abstand von mindestens 7,6 mm befindet sich innerhalb der Skarabäus-Ringantenne zweiter die **Skarabäus-Ringantenne erster Ordnung**. Um eine hohe Entkopplung von der äußeren Antenne zu erreichen, wurden ihre vier Parallelkapazitäten im Inneren des Rings ausgeführt. Aufgrund der räumlichen Beengtheit war dadurch die Anlegung einer rotierenden Struktur nicht möglich.

Im Zentrum der Ringantennen befindet sich eine **Monopolantenne**. Diese besteht aus vier vertikal verlaufenden Elementen, die in eine geschlossene Dachkapazität münden. Mit ihrer Höhe von 13 mm weist der Monopol eine vertikale Länge von ca. $\lambda/10$ auf.

Die Abbildung 4.77 zeigt den modellierten MID-Körper mit den darin angelegten Antennenleitungen. Das gezeigte Modell bildete die Grundlage der Antennensimulation und Parameteroptimierung. Das verwendete MID-Material ist ein Terpolymer namens Acrylnitril-Butadien-Styrol-Copolymer (ABS), das wegen seiner guten Materialeigenschaften vielfach Anwendung in der Industrie findet. ABS weist eine relative Permittivität von $\epsilon_r = 2,74$ und einen Verlustfaktor von $\tan \delta = 0,003$ bei 1 GHz laut Hersteller auf.

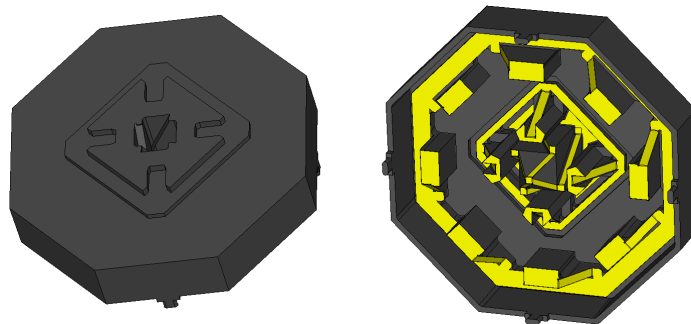


Abbildung 4.77: Oberseite (links) und Unterseite (rechts) des MID-Körpers mit darin eingearbeiteten Antennen.

Die Einzelantennen werden nach Außen durch eine Haube aus MID-Material umschlossen. Dadurch kann auf eine bei Antenneninstallationen typischerweise ergänzte Schutzhaube zur Vermeidung elektrostatischer Entladungen verzichtet werden. Die Außenabmessungen des Antennen-Sets betragen $52 \times 52 \times 13,5 \text{ mm}^3$. Damit spannt das Set bewusst die gleiche Grundfläche, wie das in Kapitel 4.2.3 gezeigte Antennen-Set auf. Eine im Rahmen dieser Arbeit mitgestaltete, kompakte SDARS-Diversity-Schaltung kann dadurch in einer jeweils geringfügig variierten Ausführung beide Antennen-Sets aufnehmen.

Die verwendete CNC-Fräsmaschine weist eine Auflösung von bis zu $1/1000 \text{ mm}$ auf, was einer Mindestschrittweite von $0,001 \text{ mm}$ in vertikaler Richtung entspricht. Umso höher die gewählte Auflösung, desto länger dauert der Herstellungsprozess eines 3D-Modells. Um die Herstellungszeit auf ein adäquates Maß von ca. einer Woche zu reduzieren, wurde lediglich eine Auflösung von $0,05 \text{ mm}$ gewählt. Dadurch entstehen bei den schräg verlaufenden Flächenelementen Stufen von jeweils $0,05 \text{ mm}$ Höhe. Diese Stufen stellen die größte Hürde für die Laserstrukturierung dar, da sie den kontinuierlich schrägen Verlauf diagonalen Flächen in kleine horizontale und vertikale Flächenelemente aufteilen. Die vertikalen Flächenelemente können durch den Laser nicht fokussiert und strukturiert werden. Um die Höhe der Stufen zu reduzieren, wurden die schrägen Flächenelemente des gefrästen 3D-Körpers durch manuelles Feilen und Schleifen nachbearbeitet. Die Laser-Direkt-Strukturierung und Metallisierung fand in einem auf diese Technologie spezialisierten Unternehmen statt. In der Abbildung 4.78 ist die Unterseite des metallisierten realisierten 3D-Körpers dargestellt. Die silbern glänzenden Flächenelemente sind mit Silberleitkleber manuell überstrichene Stellen, an denen die industrielle Kupfer-Metallisierung Lücken gelassen hatte.

Die schräg verlaufenden Antennenanteile mussten nach der industriellen Metallisierung fast vollständig mit Silberleitkleber nachgearbeitet werden. In der Abbildung können die stufenartigen Einschnitte der Fräsmaschine, an der hervorgehobenen Schräge gut erkannt werden. Zur Überprüfung, ob die Metallisierung ei-

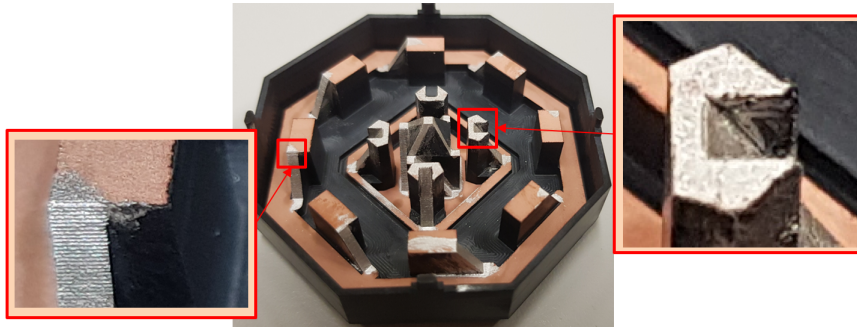


Abbildung 4.78: Unterseite des gefrästen und metallisierten 3D-MID-Körpers mit durch Silberleitkleber ergänzten Elementen.

nes schrägen Flächenabschnitts diesen vollständig und kontinuierlich überspannt, wurde bei den Ringantennen die Leitfähigkeit des Gleichstroms von der jeweiligen Parallelkapazität bis zum Ring gemessen. Mitunter mussten bis zu drei Schichten Silberleitkleber aufgetragen werden, um einen ohmschen Widerstand von weniger als 1Ω pro Abschnitt zu erreichen.

Das lackierte und nachgearbeitete Antennen-Set wurde auf ein PCB gesetzt und mit Heißkleber fixiert. Dieses weist die nötigen Kupfer-Flächenausschnitte zur kapazitiven Speisung der Ringantennen an der Substratoberseite, sowie kleine Anpassungsnetzwerke an der Substratunterseite auf. Die zentrale, durch eine Aussparung in der Platine ragende Monopolantenne wurde mit einem um die Aussparung herum angelegten Kupferring verlötet. Da ABS keine Festigkeit gegen hohe Temperaturen aufweist, ist der MID-Körper unter der Metallbeschichtung beim Lötvorgang leicht verformt worden. Um dennoch eine großflächige Kontaktierung zu gewährleisten, ist hier zusätzlich zu einer schmalen Lötverbindung Silberleitkleber aufgetragen worden. Das Set wurde schließlich in einen speziellen achteckigen Aluminiumrahmen gesetzt. Der Aluminiumrahmen mit einer äußeren Kantenlänge von $72 \times 72 \text{ mm}^2$ bietet den Antennen die mindestnötige Massefläche, sodass das kompakte Set ohne Anschluss an ein äußeres Masse-System freistehend eingesetzt werden kann. Um unter diesen grenzwertigen Bedingungen zu funktionieren, wurde insbesondere die Ringantenne zweiter Ordnung im Rahmen der vorbereitenden Computersimulation optimiert. In der Abbildung 4.79 werden die Ober- und Unterseite des zur Messung präparierten, realisierten Antennen-Sets dargestellt.

Simulation und Messung

Um eine Abschätzung der Funktionsfähigkeit der Antenne zu erhalten, können die gemessenen Fußpunktimpedanzen der Antennen mit den simulierten verglichen werden. In der Abbildung 4.80 werden die simulierten und gemessenen Reflexi-

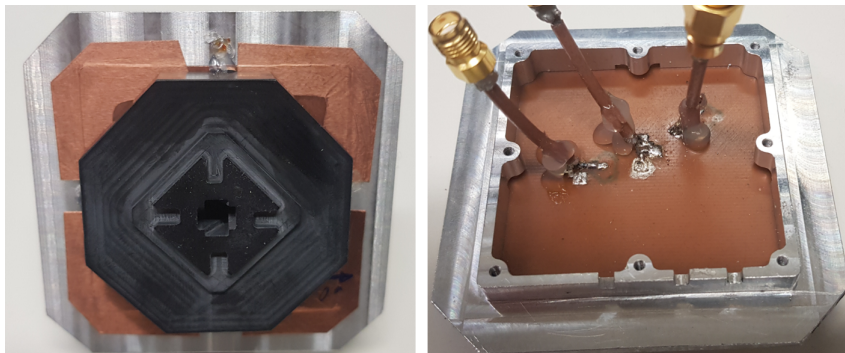


Abbildung 4.79: Oberseite (links) und die Unterseite (rechts) des realisierten Drei-Antennen-Sets.

onsfaktoren gegenübergestellt.

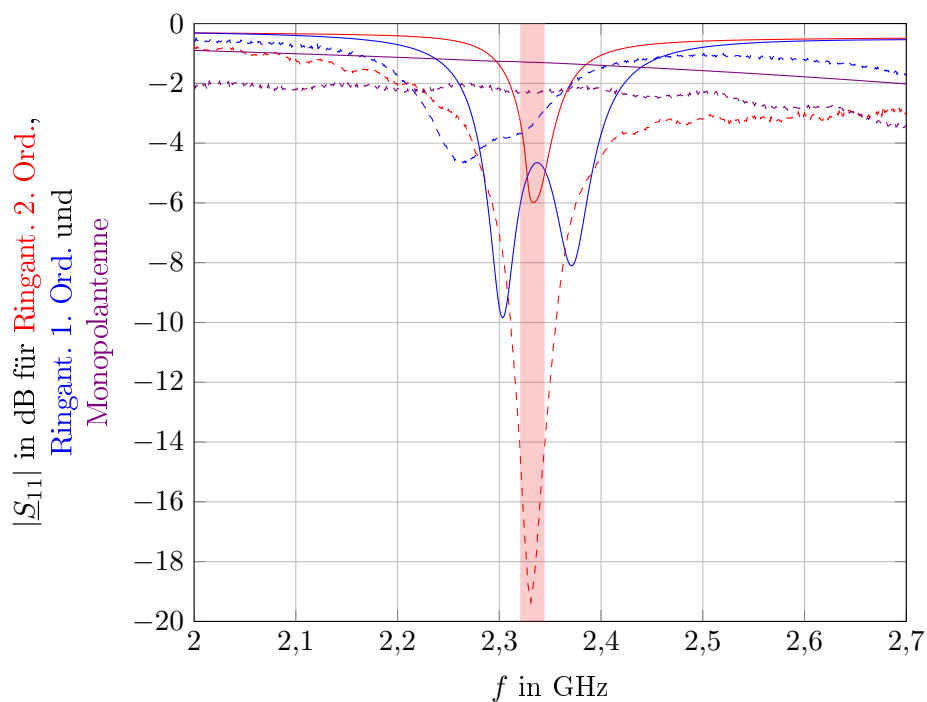


Abbildung 4.80: Simulierte (durchgezogene Linie) und gemessene (gestrichelte Linie) Reflexionsfaktoren der Einzelantennen.

Während die Beträge der gemessenen Reflexionsfaktoren sich mitunter deutlich von den simulierten unterscheiden, befinden sich die Minima der Ringantennen an den ungefähr gleichen Stellen. Lediglich die Ringantenne 1. Ordnung weist einen leichten Frequenzversatz zu niedrigeren Frequenzen auf. Die Tatsache, dass sich die Beträge der Reflexionsfaktoren unterscheiden, während die Resonanzfrequen-

zen weitgehend übereinstimmen deutet darauf hin, dass die effektive Permittivität innerhalb des Simulationsmodells richtig erfasst wurde, der Verlustfaktor jedoch nicht. Tatsächlich ergab eine daraufhin durchgeführte Simulationsreihe mit variierenden Verlustfaktoren des MID-Materials eine relativ hohe Übereinstimmung der Werte für $\tan \delta_{\text{MID-Material}} = 0,05$. Da die Schrägen stufenweise gefräst und manuell nachbearbeitet wurden, liegt nahe dass die dadurch entstandene Rauigkeit der MID-Oberfläche zu einer Erhöhung des Verlustfaktors beigetragen haben.

Eine weitere Möglichkeit zur Untersuchung des Antennen-Sets und zur Beschreibung ihrer Antennen- und Materialeigenschaften stellt ein Vergleich der Kurvenverläufe der simulierten und gemessenen Antennengewinne in der jeweiligen Hauptstrahlrichtung in Abhängigkeit der Frequenz dar. In der Abbildung 4.81 ist eine Gegenüberstellung des gemessenen und simulierten IEEE-Gewinns der Ringantenne 2. Ordnung in ihrer Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 55^\circ$ dargestellt.

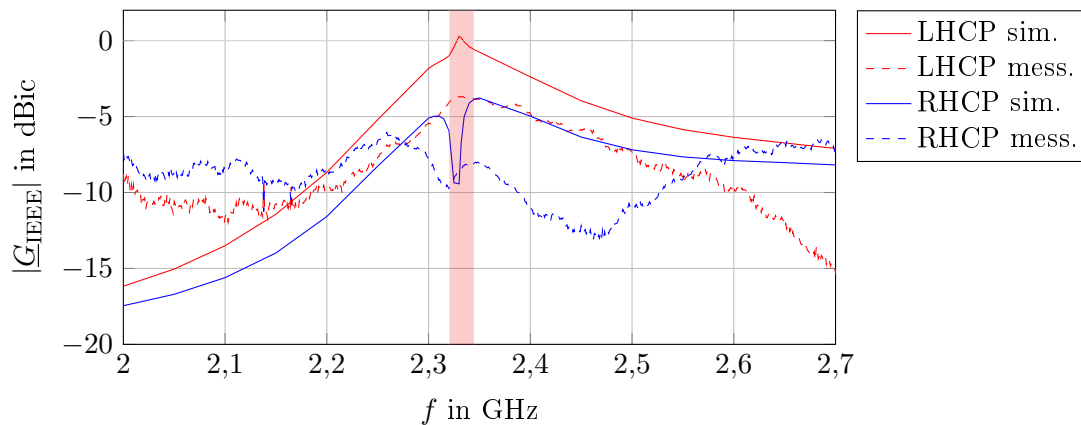


Abbildung 4.81: Vergleich des gemessenen und simulierten IEEE-Gewinns der Ringantenne 2. Ordnung in ihrer Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 55^\circ$.

Wie bereits die Untersuchung der Reflexionsfaktoren gezeigt hat, führt der erhöhte Verlustfaktor zu einer breitbandigen Reduzierung des Gewinns um ca. 3,6 dBic. Die Lage der Resonanzfrequenzen ist in den Mess- und Simulationsergebnissen annähernd deckungsgleich. In der Abbildung 4.82 wird die Ringantenne erster Ordnung in ihrer Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 0^\circ$ betrachtet.

Der bereits aus der Betrachtung der Reflexionsfaktoren bekannte Frequenzversatz der Ringantenne 1. Ordnung um ca. 30 MHz wird auch im Frequenzverlauf des Gewinns deutlich. Der Frequenzversatz kann mehrere Ursachen haben. Da bei der Ringantenne 1. Ordnung im Gegensatz zur Ringantenne 2. Ordnung auch die Oberflächen der Parallelkapazität nachlackiert werden mussten, wurde dadurch die Metallisierungsfläche vergrößert, was zu einer Erhöhung der Parallelkapazität sowie zur elektrischen Verlängerung des Antennenumfangs führt. Der dabei über die Kante geratene Silberleitkleber ließ sich nur teilweise durch nachträgliches

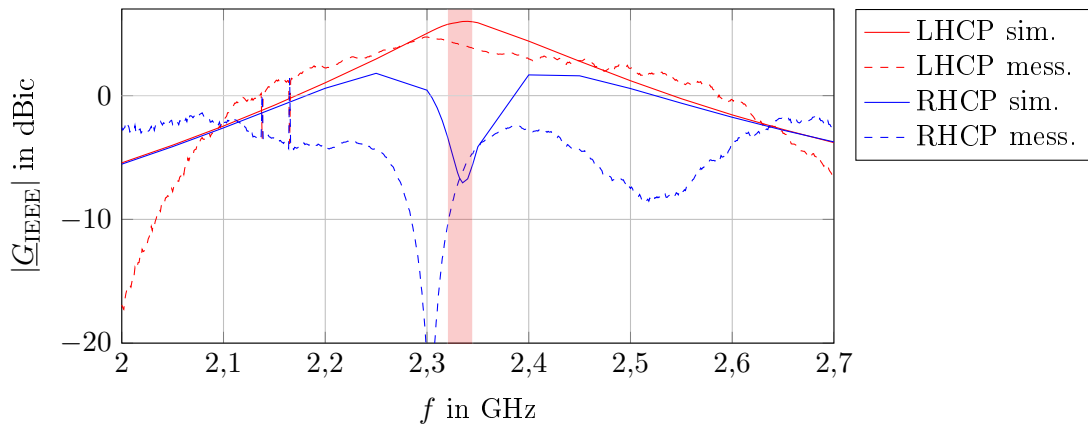


Abbildung 4.82: Gemessener und simulierter ISEE-Gewinn der Ringantenne 1. Ordnung in ihrer Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 0^\circ$.

Abschleifen wieder entfernen (siehe dazu Abbildung 4.78). Da der zusätzlich aufgetragene Silberleitkleber eine Schichtdickenerhöhung bewirkt hat, sind die sich gegenüberstehenden Metallflächen der Plattenkondensatoren näher zusammen gerückt. Dies führt ebenfalls zu einer Erhöhung der Parallelkapazitäten. Simulationen haben gezeigt, dass bei den vorliegenden Plattenabständen von 0,5 mm eine Metallschichtstärke von etwas weniger als 0,1 mm genügen, um allein dadurch die entstandene Frequenzverschiebung um 30 MHz zu erreichen. Auch die geringe Leitfähigkeit des Silberleitklebers kann zu einer Frequenzverschiebung beigetragen haben. Im Rahmen einer Simulation mit reduzierter Leitfähigkeit der nachbehandelten Stellen wurde ermittelt, dass ein Leitwert von $\sigma = 10\,000$ S/m genügt, um allein dadurch eine Frequenzverschiebung um 30 MHz hervorzurufen. Dass allein dieser Umstand die Frequenzverschiebung bewirkt hat, kann ausgeschlossen werden, da es sich sonst ebenfalls auf die andere Ringantenne hätte auswirken müssen. Folglich ist von einer Kumulation aller hier genannten Einflüsse auszugehen. Der gemessene Maximalgewinn liegt mit ca. 4,8 dBic ungefähr 1,3 dBic unterhalb des simulierten Maximalgewinns. Sowohl die höheren Verluste des Trägermaterials als auch die bedingte Leitfähigkeit des Silberleitklebers könnten diese Wirkung hervorgerufen haben.

Auch die Monopolantenne wurde hinsichtlich ihrer Richtcharakteristik untersucht. Aufgrund der begrenzten Massefläche weist sie eine Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 60^\circ$ auf. Da sie in Kombination mit den Ringantennen für ein SDARS-Schalt-Phasen-Diversity-System vorgesehen ist, wird sie hinsichtlich ihrer Empfangseigenschaften von zirkular polarisierter Strahlung beurteilt.

Der Gewinn der gemessenen Monopolantenne fällt in der Nähe der SDARS-Mittenfrequenz ca. 3 dBic geringer aus als die simulierten Werte. Diese enorme Reduzierung der Empfangsleistung könnte neben dem bereits dargelegten erhöhten Verlustfaktor des Trägermaterials auch von der umständlichen Kontaktierung der Monopolantenne her rühren. Da keine definierte Lötkontaktierung zwischen

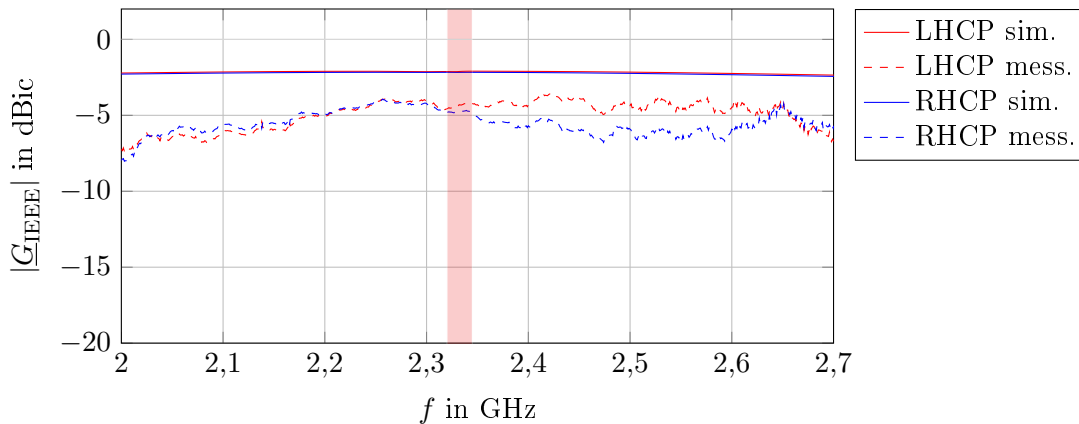


Abbildung 4.83: Gemessener und simulierter IEEE-Gewinn der Monopolantenne in Hauptstrahlrichtung bei $\theta = 60^\circ$ in Abhängigkeit der Frequenz.

der Antenne und der substratgeführten Zuleitung möglich war, könnte an dieser Stelle eine deutlich reduzierte Leitfähigkeit entstanden sein.

Fazit

Im Rahmen der Untersuchung einer neuartigen Antennentechnologie wurde ein Drei-Antennen-Set zum Empfang von SDARS gestaltet. Bezüglich der Voruntersuchung von Antennen über die Erstellung von Mustern stellt eine wesentliche Schwäche der MID-Technologie der Umstand dar, dass sie sich erst bei der Herstellung großer Stückzahlen rentiert. Das typischerweise eingesetzte Spritzgussverfahren zur Herstellung der 3D-Strukturen aus MID-Material erfordert hochpräzises Spritzwerkzeug, dessen Erzeugung sehr teuer ist. Gerade in der Entwurfs- und Prototypenphase von Serienprodukten sowie bei Kleinserien sind jedoch auch geringere Stückzahlen erforderlich. Unter diesen Umständen reduziert sich der Kosten-Nutzen-Faktor bei der Verwendung der MID-Technologie erheblich. In dieser Untersuchung wurde die Gestaltung der 3D-Struktur mithilfe einer Industriefräsmaschine aus einem MID-Halbzeug geschnitten. Die drei Einzelantennen des Antennen-Sets wurden hinsichtlich ihrer Reflexionsfaktoren und Strahlungseigenschaften im Fernfeld gemessen und mit einem idealen simulierten Modell verglichen. Dabei fielen die gemessenen IEEE-Antennengewinne aller Einzelantennen in der Nähe ihrer Resonanzfrequenzen ca. 3 dBic niedriger aus, als die simulierten Werte. Über den gesamten betrachteten Frequenzbereich von 2 bis 2,7 GHz fielen die gemessenen Gewinnwerte im Mittel etwas niedriger aus, als die simulierten Gewinnwerte. Besonders an schräg verlaufenden Flächen der MID-Stuktur entstand aufgrund des Herstellungsprozesses eine erhöhte Oberflächenrauigkeit. Durch die Erhöhung des Verlustfaktors des MID-Materials im Simulationsmodell um das 16-fache, auf 0,05, wurde eine weitgehende Angleichung der simulierten an die gemessenen Werte erreicht. Eine Korrektur der relativen Permittivität war nicht

erforderlich, da die Lage der Resonanzfrequenzen annähernd zwischen Simulation und Messung übereinstimmten. Die Untersuchung hat gezeigt, dass das Ausfräsen einer komplexen und funktionsfähigen MID-Struktur möglich ist. Um jedoch ein hochwertiges, einem Spritzgusserzeugnis ähnelndes Exemplar zu erzeugen und manuelle Nacharbeiten zu vermeiden, wie das nachträgliche Auftragen stromleitender Lacke, müssen schräg verlaufende Flächenabschnitte mit höchstmöglicher Auflösung gefräst werden. Da beim untersuchten Modell auch horizontale Flächen manuell nachlackiert werden mussten, eignen sich gefräste Strukturen insgesamt schlechter als gegossene Strukturen für die Verwendung im Rahmen der MID-Technologie.

5 Diversity-Ansätze zur Empfangsoptimierung bei digitalem Satellitenfunk

5.1 Empfangsoptimierung bei GNSS

Die in Kapitel 3.2.2 zusammengefassten Ursachen, die zur fehlerhaften Positionsberechnung in heutigen GNSS-Empfängersystemen führen, können durch vielfältige Lösungsansätze berücksichtigt und deren Auswirkung auf den Berechnungsprozess unterdrückt werden. Wie bereits dargelegt wurde, kann die Signal-Beeinträchtigung durch die Atmosphäre mithilfe des parallelen Empfangs in mehreren Frequenzbändern identifiziert und in der Positionsberechnung korrigiert werden. Besonders durch den gleichzeitigen Empfang und die kombinierte Berechnung verschiedener GNSS-Dienste wie GPS, GLONASS und BeiDou, wird an fast allen Orten der Welt, ein großes Angebot gleichzeitig empfangener Satellitensignale zu jeder Zeit ermöglicht. Die für eine unabhängige Positionsberechnung mindestens nötige Anzahl von azimuthal dislozierten Empfangssignalen beträgt vier, wobei darüber hinaus empfangene, weitere Signale eine noch präzisere Positionsberechnung zulassen. Das große Angebot weltweit empfangbarer und kombinierbarer Navigationsdienste und Satellitensignale ermöglicht eine unabhängige Positionsberechnung sogar an stark abgeschatteten und zerklüfteten Empfangsorten, wie beispielsweise tiefen Gebäudeschluchten innerhalb von Großstädten.

Wie in Kapitel 3.2.4 erarbeitet, kann der Empfang reflektierter Satellitensignale nicht vernachlässigbar große Fehler bei der Positionsberechnung verursachen. Besonders in Großstädten, wo großflächige, reflektierende Gebäudewände mitunter starke Reflexionssignale hervorrufen, kann der Fehler bis in den zweistelligen Meter-Bereich anwachsen. Gerade mit Blick auf zukünftige autonom fahrende oder durch die Innenstädte fliegende Transportmittel, die wegen des dichten Fadingszenarios immer auf GNSS-Navigation abgestützt werden sein müssen, könnten die aus dem Mehrwege-Empfang resultierenden Fehler verheerende Konsequenzen für die Sicherheit der Verkehrsteilnehmer mit sich führen.

Um zu vermeiden, dass reflektierte Satellitensignale eine fehlerhafte Positionsberechnung verursachen, müssen entweder dem Empfänger vor dem Berechnungsprozess die Reflexionssignale aufgezeigt werden oder sichergestellt werden, dass der Empfang der Reflexionssignale bereits durch die Empfangsantenne unterdrückt wird. Im Zuge dieser Arbeit wurden daher Methoden zur Identifizierung

von Reflexionssignalen untersucht und Konzepte untersucht, die die antennenseitige Reflexionssignal-Unterdrückung ermöglichen.

Auf Basis der in Kapitel 4.2 vorgestellten Mehr-Antennen-Sets lassen sich die unabhängigen Signale der Einzelantennen mithilfe einer externen Phasen-Diversity-Schaltung in einer Weise kombinieren, dass eine formveränderbare Richtcharakteristik entsteht. Dadurch lassen sich Empfangsmaxima als auch -minima hervorrufen, die einen variierbaren Signalempfang in nahezu jede beliebige Azimut-Richtung ermöglichen. Während man damit einerseits in die Lage versetzt wird, den Empfang in Richtung eines stark gedämpften Signals zu erhöhen (konstruktive Überlagerung der Einzelantennensignale) gerät man andererseits in die Lage den Empfang unerwünschter Reflexionssignale zu unterdrücken (destruktive Überlagerung der Einzelantennensignale). In der Abbildung 5.1 wird das beschriebene Empfangsszenario in einer Skizze zusammengefasst. Durch Beamforming kann der Antennengewinn einerseits erhöht werden, um beispielsweise durch dichtes Laub gedämpfte Empfangssignale besser empfangen zu können (links). Andererseits lassen sich störende Reflexionssignale gezielt unterdrücken (rechts). Konkret wurde dieser Ansatz an dem in dieser Arbeit realisierten Dualband-Set aus Kapitel 4.2.1 untersucht.

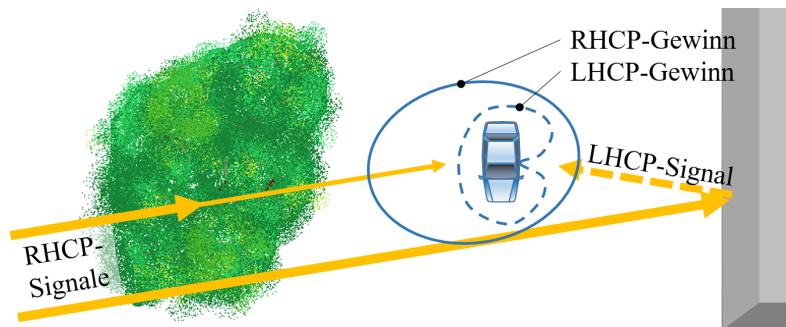


Abbildung 5.1: Szenario zur Erhöhung des Antennengewinns (links) und Unterdrückung störender Reflexionssignale (rechts).

5.1.1 Rechnergestütztes Beamforming

Das Dualband-Set besteht aus zwei Antennenstrahlern, aus denen sich drei entkoppelte Einzelantennensignale, sowohl im L1- als auch im L2-Band generieren lassen. Auf Grundlage einer Skarabäus-Ringantenne lassen sich an getrennten Toren RHCP-Signale und LHCP-Signale abgreifen, die hier als „PortRight“ und „PortLeft“ bezeichnet werden. Die Abbildung 5.2 zeigt die Richtcharakteristik der Einzelantennen des Dualband-Sets bei der Mittenfrequenz des L2-Bandes durch die azimutalen Mittelwerte der realisierten Gewinne in einem Polarkoordinaten-

system in Abhängigkeit des Elevationswinkels θ .

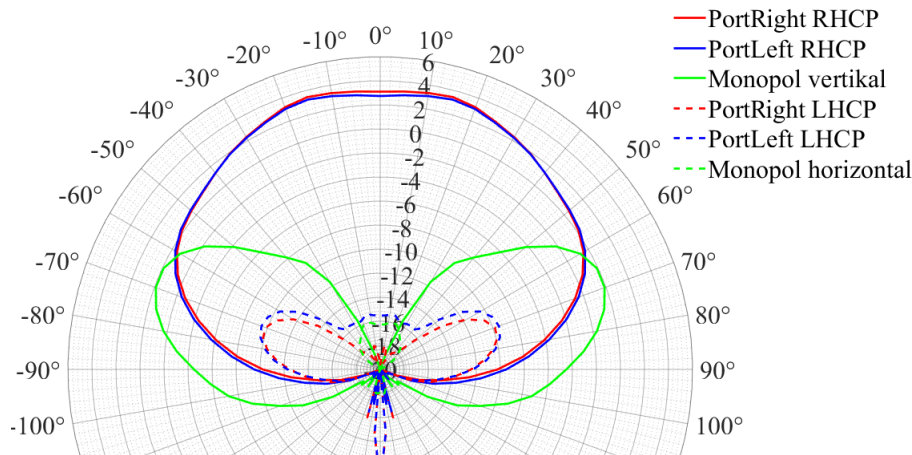


Abbildung 5.2: Azimutale Mittelwerte des realisierten Gewinns aller Einzelantennentore bei der Mittenfrequenz des L2-Bandes.

Die durch die Skarabäus-Antenne erreichten Empfangseigenschaften in der Nähe der Mittenfrequenzen der beiden Frequenzbänder entsprechen denen einer typischen GNSS-Einzelantenne wie beispielsweise einer Patch-Antenne. Dabei wird eine breite omnidirektionale Richtcharakteristik aufgespannt, mit einer Hauptstrahlrichtung zum Zenit und einer sehr großen Strahlbreite, sodass Signale auch aus flacheren Elevationswinkeln von $\Theta < 55^\circ$ empfangen werden können. Die Kreuzpolarisation wird vor allem in Hauptstrahlrichtung unterdrückt, nimmt für flacher werdende Elevationswinkel jedoch zu. Bei der Verwendung einer einzigen GNSS-Antenne besteht also insbesondere das Problem, dass störende, meist linkszirkular polarisierte Reflexionssignale aus niedrigen Elevationswinkeln in nicht vernachlässigbarer Weise von der Antenne empfangen und dem Empfänger zugeführt werden. Da aufgrund der begrenzten Gebäudehöhen, insbesondere aus diesem niedrigen Elevationswinkelbereich mit Reflexionssignalen zu rechnen ist, gilt es Beamforming speziell für diesen Elevationswinkelbereich zu ermöglichen.

Das dritte zur Verfügung stehende Einzelsignal einer zentral im Set angeordneten vertikalen Monopolantenne kann aufgrund ihrer guten omnidirektionalen Empfangseigenschaften im flacheren Elevationsbereich ideal mit der Richtcharakteristik der Ringantenne kombiniert werden. Aufgrund der unterschiedlichen Ordnungen der Einzelantennen bewirkt die Kombination der Monopolantenne mit einem der beiden Tore „PortLeft“ oder „PortRight“ der Ringantenne für die Richtcharakteristik des Kombinationssignals eine Verlagerung der Hauptstrahlrichtung auf eine etwas niedrigere Elevation von ca. $\Theta < 70^\circ$ in eine definierte Azimutrichtung. Die Richtcharakteristik der zirkularen Kreuzpolarisation weist hingegen eine starke Gewinnreduzierung bei etwa gleicher Elevation in der azimutalen Gegenrichtung zur Hauptstrahlrichtung auf. Wird in einem folgenden, signalverarbeiten-

den Schritt die Phasendifferenz φ zwischen den Einzelantennensignalen variiert, lassen sich sowohl die Hauptstrahlrichtung als auch die konzentrierte Empfangsunterdrückung der Kreuzpolarisation im gleichen Sinn azimuthal um die Antenne drehen. Wird also das Tor „PortLeft“ der Ringantenne mit dem Monopol kombiniert, kann einerseits der RHCP-Gewinn in eine beliebige Azimutrichtung erhöht und der LHCP-Gewinn in die Gegenrichtung stark reduziert werden. Durch dieses Verfahren lassen sich gezielt starke Reflexionssignale unterdrücken.

Die Voraussetzung des beschriebenen Kombinations-Ergebnisses bildet die vorherige Abstimmungen der Signallevel der Einzelantennen. Da die Monopolantenne auch bezüglich der zirkularen Polarisation relativ hohe Gewinne für niedrige Elevationswinkel erreicht ($G_{\text{Monopol,L2},\Theta=20^\circ} \approx -3$ dBic), würde sie den am Tor „PortLeft“ abgreifbaren LHCP-Gewinn der Ringantenne ($G_{\text{Ring,L2,LH(PortRight)},\Theta=20^\circ} \approx -10$ dBic) in diesem Bereich völlig überschatten und ihren Einfluss auf das Kombinationsergebnis nahezu auslöschen. Neben der gezielten Unterdrückung einzelner, starker Störsignale dürfen die störenden Effekte weiterer LHCP-Signale aus anderen Richtungen nicht erheblich vergrößert werden. Deshalb muss das Signallevel der Monopolantenne durch Dämpfung soweit reduziert werden, dass in der gewünschten Elevationsrichtung geradeso eine Auslöschung des LHCP-Empfangs erfolgt. Dadurch ist die LHCP-Gewinn-Unterdrückung auf einen kleinen Winkelbereich in Azimut- und Elevationsrichtung konzentriert und die Erhöhung des LHCP-Empfangs in die azimuthale Gegenrichtung so klein wie möglich gehalten.

Im Rahmen einer Voruntersuchung, bei der die real gemessenen Antennengewinne zunächst durch ein in dieser Arbeit erstelltes Computer-Diversity-Programm mathematisch kombiniert wurden, sollten die Funktion und die technischen Möglichkeiten eines realen Diversity-Systems simuliert werden. Das Diversity-Programm liest dazu die vorliegenden komplexwertigen Gewinn-Datensätze $\underline{G}_i(\theta, \phi)$ der verschiedenen Einzelantennen i ein, verarbeitet sie und gibt einen kombinierten Datensatz $\underline{G}_{\text{Ges}}(\theta, \phi)$ aus, der dann als Richtcharakteristik graphisch darstellbar ist. Um die einzelnen mathematischen Operationen des Computerprogramms nachvollziehen zu können, wird in der Abbildung 5.3 ein prinzipielles Blockschaltbild gezeigt, dass in oben beschriebener Weise die Signalverarbeitung der Einzelantennen des Mehr-Antennen-Sets iterativ vollzieht. Dabei werden die passiven Einzelantennensignale zunächst in individuelle Signalpfade geleitet und dort durch variable Dämpfungsglieder an den erforderlichen Signalpegel angepasst. Dies wird im Computerprogramm durch die Multiplikation mit einem reellwertigen Faktor $A_i \leq 1$ abgebildet. Um innerhalb des durch die Richtcharakteristik der Monopolantenne aufgespannten Winkelbereichs alle verfügbaren Freiheitsgrade für das Beamforming ausschöpfen zu können, bedarf es einer individuellen Dämpfung jeder Einzelantenne. Mit Blick auf eine erste praktische Realisierung sind diese technisch etwas anspruchsvolleren variablen Dämpfungsglieder nicht erforderlich. Auf Basis einer ersten mathematischen Untersuchung kann dadurch jedoch das technische Potenzial der Signalkombination abgeschätzt, sowie wichtige Informationen für ein später zu realisierendes, starres Dämpfungskonzept abgeleitet

werden. Weiterhin ermöglichen die variablen Dämpfungsglieder das Ein- und Ausschalten eines Signalpfads, sodass auch beliebige Zwei-Antennen-Kombinationen untersucht werden können. Im gezeigten Blockschaltbild werden die drei Signalpfade der Einzelantennen zu einem finalen Kombinationssignal zusammengeführt, das dann verstärkt und zum Empfänger geleitet wird.

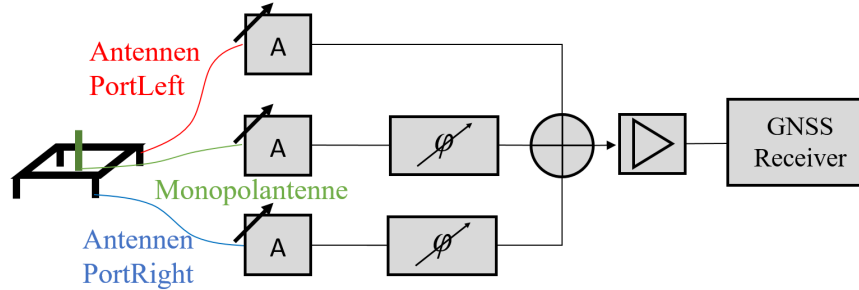


Abbildung 5.3: Blockschaltbild einer einfachen Diversity-Schaltung für Beamforming.

Nach der individuellen Dämpfung jedes Einzelantennensignals i können mithilfe variabler Phasenschieber die Phasenlagen φ_i der Einzelsignale pfadweise variiert werden. Da für das Beamforming lediglich Phasendifferenzen zwischen den Signalpfaden zu variieren sind, kann der Pfad 1 als Bezugssignal betrachtet werden und bedarf keiner eigenen Phasenjustierung. Innerhalb des Computerprogramms findet die Phasenjustierung durch die Multiplikation eines komplexwertigen Einheitsvektors $e^{j\varphi_i}$ statt. Nachdem die Einzelsignale durch ein Summenglied addiert wurden, können sie mithilfe eines Verstärkers auf einen für den GNSS-Empfänger erforderlichen Signalpegel gehoben werden. In der hier beschriebenen Vorgehensweise werden die Einzelsignale zunächst gedämpft und an späterer Stelle wieder verstärkt. Der zunächst stattgefundenen, mathematischen Voruntersuchung verschafft diese Vorgehensweise eine hohe Flexibilität, vor allem durch die optionale Unterdrückung der Einzelsignale. In der Formel 5.1 wird die Wirkungsweise des Computerprogramms mathematisch erläutert, wobei hier auf die Gesamtverstärkung nach der Addition der Einzelsignale verzichtet wurde.

$$\underline{G}_{\text{Ges}}(\theta, \phi) = A_1 \cdot \underline{G}_1(\theta, \phi) + A_2 \cdot \underline{G}_2(\theta, \phi) \cdot e^{j\varphi_2} + A_3 \cdot \underline{G}_3(\theta, \phi) \cdot e^{j\varphi_3} \quad (5.1)$$

In der Abbildung 5.4 wird ein gemäß der Gleichung 5.1 mathematisch erzeugtes Richtdiagramm aus [21] gezeigt, wobei für eine ausgewählte Azimutrichtung (rechts: $\phi = 0^\circ$ und links: $\phi = 180^\circ$) die realisierten Gewinne der Einzelantenne und der Antennenkombination gegenübergestellt wurden. Durch die grün dargestellten Anteile wird das RHCP-Verhalten beider Systeme beschrieben und durch die roten Anteile das LHCP-Verhalten. Mithilfe der Pfeile wird ein beispielhafter Satellitensignal-Verlauf angedeutet, der das Antennen-Set von links als Line-of-

Sight-Signal und rechts von einer Gebäudewand als LHCP-Signal zurück reflektiert erreicht.

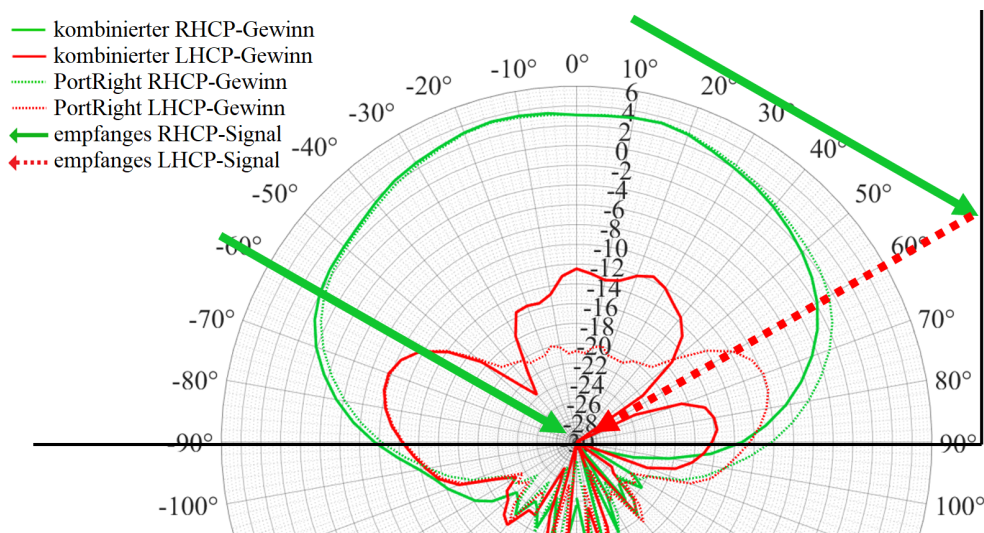


Abbildung 5.4: Vergleich der Richtcharakteristik einer Einzelantenne mit der Antennenkombination, Szenario einer LHCP-Signalunterdrückung in eine gewünschte Richtung.

Bei der gezeigten Darstellung soll nun ein Augenmerk auf die rechte Empfangsseite ($\phi = 0^\circ$) bei einem Elevationswinkel von $\theta = 60^\circ$ gelegt werden. Genau aus dieser Richtung trifft das von der Gebäudewand reflektierte LHCP-Signal $\underline{E}_{\text{Refl}}$ auf die Antenne. In Abhängigkeit des Verhältnisses des Signallevels von $|\underline{E}_{\text{Refl}}|$ nach der Reflexion zum Signallevel des LOS-Signals $|\underline{E}_{\text{LOS}}|$ wirkt sich der durch den Mehrwege-Empfang zustande kommende Fehler auf die Positionsberechnung aus (siehe dazu Kapitel 3.2.4). Betrachtet man also eine einzelne RHCP polarisierte Antenne wie diese durch Abgriff am PortRight realisierte Einzelantenne (gestrichelte rote Linie), so ergibt sich ein LHCP-Gewinn von -12 dBic in dieser Richtung. Dieser Wert mutet zwar niedrig an, dennoch ist er hoch genug, dass ein aus dieser Richtung empfangenes, starkes LHCP-Signal mit ausreichendem Pegel in der Positionsberechnung durch den GNSS-Empfänger berücksichtigt wird. Dies kann insbesondere bei einem gedämpft oder gar nicht empfangenen zugehörigen LOS-Signal große Positionsverzerrungen verursachen. Durch die Kombination der Einzelantennen mithilfe des Computer-Diversity-Systems kann die Richtcharakteristik in einer Weise verändert werden, dass der LHCP-Gewinn in der genannten Reflexionsrichtung völlig ausgelöscht wird. Damit kann das störende LHCP-Reflexionssignal nicht mehr vom Antennen-System empfangen werden und wirkt sich dadurch nicht auf die Positionsberechnung aus. Bei der gewählten Kombination verlagert sich der LHCP-Gewinn stattdessen in die Zenit-Richtung, wo wegen der sehr geringen Wahrscheinlichkeit eintreffender Störsignale kaum mit weiteren Fehlerquellen zu rechnen ist.

Ein weiterer positiver Effekt des erreichten Beamformings ist die Verlagerung des RHCP-Empfangs in Richtung der dem Gebäude abgewandten Seite (links, $\phi = 180^\circ$). Dadurch wird einerseits der LOS-Signal-Empfang aus dieser Richtung erhöht und damit ein noch besseres Verhältnis von $|\underline{E}_{\text{Reff}}| / |\underline{E}_{\text{LOS}}|$ erreicht. Andererseits wird der RHCP-Gewinn aus der der Gebäudewand zugewandten Richtung (rechts, $\phi = 180^\circ$) reduziert, woher das Eintreffen von LOS-Signalen unwahrscheinlich, das Eintreffen von mehrfach reflektierten RHCP-Störsignalen hingegen höher wahrscheinlich ist. Um das gezeigte Diversity-Verhalten hervorzurufen wurden folgende Variablen in das Diversity-Programm eingegeben: $A_{\text{PortRight}} = 1$, $A_{\text{PortLeft}} = 0,14$, $A_{\text{Monopol}} = 0,15$, $\varphi_{\text{PortRight}} = 0^\circ$, $\varphi_{\text{PortLeft}} = -90^\circ$ und $\varphi_{\text{Monopol}} = 61,7^\circ$.

In einer weiteren Kombination wurden lediglich die Tore des für den Abgriff rechtszirkular polarisierter Wellen realisierten Ring-Antennentors PortRight und die Monopolantenne kombiniert, während das Signal des PortLeft-Tores der Ringantenne durch seinen Vorfaktor $A_{\text{PortLeft}} = 0$ im Diversity-Programm unterdrückt wurde. Es ergibt sich das in der Abbildung 5.5 gezeigte Richtdiagramm.

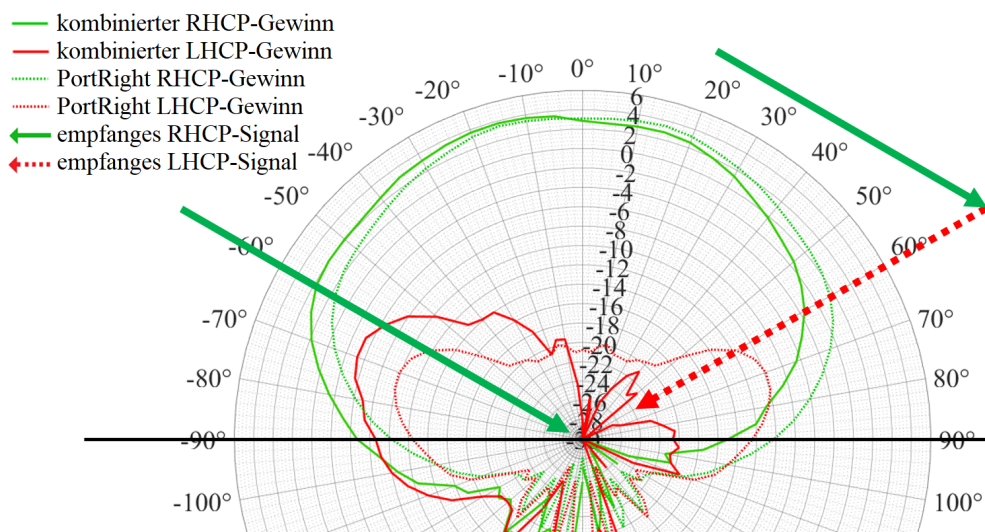


Abbildung 5.5: Vergleich der Richtcharakteristik des am PortRight-Tor abgegriffenen Signals der Ringantenne und ihrer Kombination mit dem Monopolsignal.

In dieser zweiten errechneten Kombination wird ebenfalls eine ausgeprägte LHCP-Empfangsunterdrückung erreicht, die hierbei jedoch einen großen Elevationswinkelbereich umspannt. Angesichts dieses Effekts kann davon ausgegangen werden, dass der LHCP-Gewinn innerhalb des gesamten rechten Halbraums deutlich kleiner ausfällt als bei der Einzelantenne. Dieser positive Umstand führt hingegen zu einer sichtbaren Erhöhung des LHCP-Gewinns in der Gegenrichtung um ca. 5 dBic. Da das Auftreten zweier markanter Störsignale aus gegenüberlie-

genden Richtungen um ein Vielfaches unwahrscheinlicher ist als das Auftreten eines markanten Störsignals kann die verwendete Kombination aus zwei Einzelantennen jedoch eine sinnvolle Variante betrachtet werden. Neben den genannten Effekten bezüglich des LHCP-Gewinns wird durch die untersuchte Kombination auch der RHCP-Gewinn deutlich sichtbar verändert. Es findet, wie auch bei der zuerst untersuchten Drei-Antennen-Kombination, eine Verkippung der Richtcharakteristik in die dem Gebäude abgewandten Richtung statt. Hierdurch wird bei einem Elevationswinkel von $\theta = 60^\circ$ auf der linken Seite der RHCP-Gewinn um ca. 2 dBic erhöht und auf der rechten Seite um ca. 3 dBic reduziert. Dieser Effekt kann aus Sicht einer höheren Wahrscheinlichkeit des Eintreffens von LOS-Signalen von links und durch Mehrfachreflexion entstandenen RHCP-Störsignalen von rechts als positiv interpretiert werden. Um das gezeigte Diversity-Verhalten hervorzurufen wurden folgende Variablen in das Diversity-Programm eingegeben: $A_{\text{PortRight}} = 1$, $A_{\text{Monopol}} = 0,38$, $\varphi_{\text{PortRight}} = 0^\circ$, $\varphi_{\text{Monopol}} = 100^\circ$.

5.1.2 Möglichkeiten und Grenzen der Empfangsoptimierung

Die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Mehr-Antennen-Sets offerieren in Kombination mit einem Diversity-System umfangreiche Möglichkeiten durch Amplituden- und Phasenvariation der Einzelantennen-Signalfade die Richtcharakteristik des Gesamtsignals zu verändern. Durch Verstärkung oder Dämpfung der Einzelsignalfade lassen sich die Gewichte, also die jeweilige Einflussnahme der Antennen auf das Gesamtsignal, variieren. Dadurch können Strahlungsmaxima und -minima in einem begrenzten Umfang in ihrer Elevation verschoben werden. Dies ist aber nur innerhalb eines Winkelbereiches möglich, in dem sich die Richtcharakteristika der gewichteten Einzelantennen überschneiden. Wie oben erklärt, lassen sich die Azimutrichtungen der Strahlungsmaxima und -minima durch Variation der Phasenstellungen verändern. Von der Anzahl der verfügbaren Einzelantennen hängt auch die Komplexität des dadurch ermöglichten Beamformings ab. Verwendet man zum Beispiel das Drei-Antennen-Set auf MID für SDARS aus Kapitel 4.2.5, so können zwei Gewinneinzüge hervorgerufen und in einem weiten Winkelbereich beliebig positioniert werden. In der Abbildung 5.6 ist eine beispielhafte Phasenlage des simulierten Sets in Form eines dreidimensionalen (rechts) und eines zweidimensionalen Richtdiagramms (links) dargestellt. Hierbei sind die erwähnten Einzüge des Gewinns bei ca. $\theta = 80^\circ$ in unterschiedlichen Azimutrichtungen ($\phi_{\text{min},1} = 70^\circ$ und $\phi_{\text{min},2} = 170^\circ$) platziert

Suchradar-Verfahren

Allein auf Basis der oben beschriebenen Richtwirkung, die das kombinierte Dualband-Set aufweist, lässt sich durch die Variation der Phasenstellung φ zwischen einem Ringantennenport und dem Monopol ein sog. Beamsteering betreiben, was in Voruntersuchungen des Instituts für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München am Beispiel von SDARS bereits gezeigt wurde

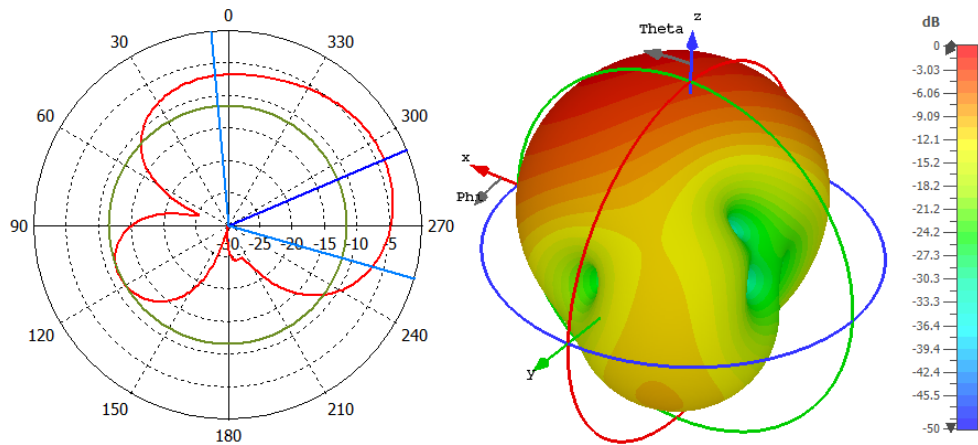


Abbildung 5.6: Kombinierte Richtcharakteristik eines Drei-Antennen-Sets als Vertikalschnitt bei $\theta = 80^\circ$ (links) und im 3D-Diagramm (rechts).

(siehe [56]). Hierbei wird die Hauptkeule in ihrer Form fixiert und durch Variation der Phasenstellung φ azimuthal in beliebige Richtung gedreht. Richtet man die Empfangs-Hauptkeule des RHCP-Gewinns dabei auf einen Satelliten aus, so sollte sich das gemessene SNR des zugehörigen Empfangssignals erhöhen. In gleicher Weise lassen sich durch Drehung der LHCP-Richtcharakteristik auch markante LHCP-Störsignale identifizieren. Da ungünstige Phasenstellungen mehrerer empfangener Signale eines Satelliten dazu führen können, dass eine eindeutige Identifikation der Empfangsrichtung nicht mehr möglich ist, ist das genannte Verfahren bestenfalls als Plausibilitätsüberprüfung angebracht.

Teststellungen

Wie das Beispiel des Suchradar-Verfahrens zeigt, lassen sich von mehreren unabhängigen Antennen zwar eine Vielzahl von Aussagen über den Funkkanal ableiten, aber nur endlich viele, exakte Größen berechnen. Betrachtet man ein beispielhaftes Drei-Antennen-Set, so leitet sich das vom Antennen-Diversity empfangene Gesamtsignal wie folgt her:

$$\underline{E}_{\text{Ges}} = E_1 + E_2 \cdot e^{j\Delta\varphi_{2,1}} + E_3 \cdot e^{j\Delta\varphi_{3,1}} \quad (5.2)$$

Das Gesamtsignal besteht also aus den 5 Unbekannten E_1 , E_2 , E_3 , $\Delta\varphi_{2,1}$ und $\Delta\varphi_{3,1}$, wobei E_i der Pegel des von der Antenne i gemessenen Signals ist und $\Delta\varphi_{i,1}$ der Phasenunterschied des Signals der Antenne i zum Bezugssignal der Antenne 1. Auf Basis von Pegelmessungen in verschiedenen Teststellungen der Phasenlagen lassen sich, wie in [64, 81, 92] gezeigt wird, diese fünf unbekannt Größen eindeutig bestimmen. In einer dabei gezeigten Methode wird die Phasendifferenz zweier unabhängiger Antennensignale durch vier Teststellungen ermittelt. Mithilfe des durch den GNSS-Empfänger durchgeführten Autokorrelationsprozesses

kann einerseits der sehr niedrige empfangene Signalpegel auf ein adäquat weiterverarbeitbares Maß erhöht werden und andererseits jedem Satellitensignal ein individuelles SNR zugeordnet werden. Dadurch lässt sich die eingeführte Formel 5.2 statt für das empfangene, alle Satellitensignale umfassende Gesamtsignal sogar auf das Signal jedes einzelnen Satelliten anwenden. Voraussetzung dafür ist das permanente Abrufen der Rohdaten (nicht durch Kalman-Filterung verändert) des GNSS-Empfängers durch die Diversity-Schaltung und das Abwarten eines Korrelationsergebnisses bei jeder Teststellung.

Auf Basis der komplexwertigen Richtcharakteristik einer Einzelantenne kann jedem Empfangswinkel neben einem betragsmäßigen Gewinn G auch eine Phasenlage $\varphi_i = \varphi_0 + \Delta\varphi_i$ zugeordnet werden. Dabei ist φ_0 der durch die Schaltungs- und Messarchitektur hinzukommende Offset und $\Delta\varphi_i$ der eigentliche richtungsspezifische Phasenwert. Vergleicht man jedoch nur die Phasenlagen φ_a und φ_b zweier Richtungen a und b in Form ihrer Differenz $\Delta\varphi_{b,a}$, so kann der Schaltungsoffset φ_0 vernachlässigt werden und es ergibt sich $\varphi_i = \Delta\varphi_i$. So wie sich der Betrag des Gewinns einer Antenne auf Basis der Richtcharakteristik graphisch darstellen lässt, ist dies auch für die Phasenlage φ_i des Gewinns möglich. In der Abbildung 5.7 werden die dreidimensionalen Phasendiagramme des Ringantennen-Ausgangs PortRight (links) und des Monopols (rechts) der simulierten Dualband-Antenne nebeneinander als Draufsicht dargestellt.

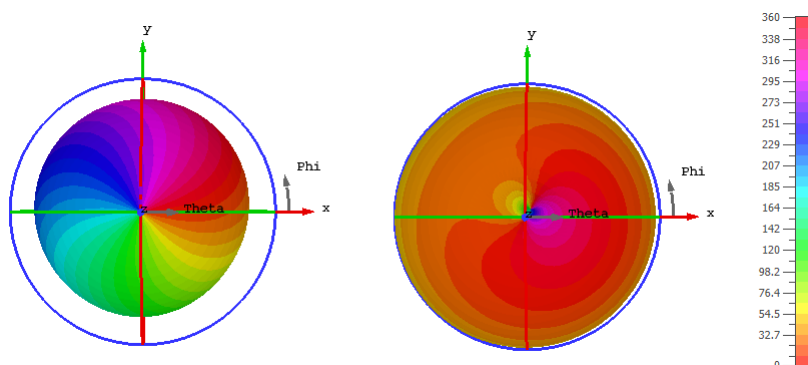


Abbildung 5.7: Phasencharakteristika zweier Einzelantennen des Dualband-Sets.

Jede Farbe präsentiert dabei einen individuellen Phasenwinkel, was in einer Skala zusammengefasst wurde. Die Phasenlage der Ringantenne (links) ändert sich dabei proportional in Abhängigkeit des Azimutwinkels, während bei der Monopolantenne die Phasenlage in alle Azimutrichtungen annähernd konstant bleibt. Würde ein von beiden Antennen empfangenes Signal aus einer Beispielrichtung von $\text{Phi} = 90^\circ$ und $\text{Theta} = 70^\circ$ eintreffen, so würde es am Antennenfußpunkt der Ringantenne mit einer Phasenlage von ca. $\varphi_{\text{Ring}} = 305^\circ$ und am Antennenfußpunkt der Monopolantenne mit einer Phasenlage von ca. $\varphi_{\text{Monopol}} = 40^\circ$ anliegen. Die Phasendifferenz der Einzelantennensignale beträgt damit $\Delta\varphi_{\text{Ring,Monopol}} = \varphi_{\text{Ring}} - \varphi_{\text{Monopol}} = 265^\circ$. Da davon ausgegangen werden kann, dass beide Einzel-

antennen ein LOS-Signal aus exakt der gleichen Richtung empfangen, kann also mithilfe der oben erklärten Methode eindeutig ermittelt werden, aus welcher Richtung das Signal an der Antenne eintrifft. Da mithilfe der GNSS-Empfänger-Daten die Bewegungsrichtung der Antenne und damit auch die Satellitenkoordinaten relativ zur Antenne bekannt sind, kann mithilfe des vorgestellten Verfahrens eine sehr exakte Plausibilitätsprüfung angestellt werden. Auf Grundlage des Wissens über die Herkunftsrichtung eines Satellitensignals lässt sich aussagen ob und in welcher Weise das Signal umgeleitet wurde. Bei der Anwesenheit mehrerer Empfangssignale eines Satelliten (z.B. durch Mehrfach-Reflexion) ist eine Lokalisierung zwar nicht mehr eindeutig feststellbar, aber die Fehlerhaftigkeit des Signals dennoch aufdeckbar.

Schaltpolarisations-Methode

Neben der Möglichkeit des Beamformings existiert beim untersuchten Dualband-Set aber auch bereits beim Schaltpolarisations-Set (aus Kapitel 4.2.2) die Möglichkeit zwischen dem Empfang von RHCP- und LHCP-Strahlung hin und her zu schalten. Während beim Dualband-Set ein externes Diversity-System dafür das Signal des PortRight (RHCP) oder des PortLeft (LHCP) abgreift, müsste beim Schaltpolarisations-Set lediglich ein externes DC-Steuersignal von $U_{DC} = 3,3 \text{ V}$ angelegt werden, um vom RHCP- auf LHCP-Empfang umzustellen. Beide Antennensets würden sich in RHCP-Stellung wie eine typische GNSS-Einzelantenne verhalten und eine hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) des LHCP-Gewinns von $XPD = 10 \text{ dB}$ für höhere Elevationswinkel Θ erreichen. In LHCP-Stellung hingegen wären die Verhältnisse sinngemäß umgekehrt, was bedeutet, dass die Diversity-Antennensets vorwiegend LHCP-Signale empfangen und der Empfang von RHCP-Signalen weitgehend unterdrückt würde. Da sämtliche empfangenen linkszirkular polarisierten GNSS-Signale jedoch im Sinne der Positionsberechnung als Störsignale interpretiert werden können, müsste ein starker Signalempfang in LHCP-Stellung folgerichtig auf einen gestörten Empfang hindeuten. Im Rahmen dieser Arbeit (Kapitel 6.4.2) wurden erste Feldtests unternommen, um mit Hilfe dieser Methode den Störungsgrad der Empfangssituation eines Satelliten zu evaluieren.

5.2 Empfangsoptimierung bei SDARS

Kompakte Mehr-Antennen-Systeme können wie bereits in Kapitel 4 dargestellt auch für den Satellitenradiodienst SDARS zu einer erheblichen Empfangsverbesserung beitragen. Anders als bei den sehr ausführlich betrachteten Satellitennavigationsdiensten geht es hierbei weniger um die Signalintegrität, sondern mehr um die Erhöhung der Verfügbarkeit. Während bei der Satellitennavigation die Hauptaufgabe darin besteht, das echte LOS-Signal eines Satelliten zu identifizieren und dieses aus der Fülle von Störsignalen herauszufiltern, gilt es bei SDARS, möglichst viele verfügbare Signalanteile für den Empfänger nutzbar zu machen. Obwohl die

SDARS-Satelliten ein LHCP-Signal senden, kann dieses in komplexen Fading-Szenarios, wie beispielsweise in dichten Wäldern oder innerhalb großer Gebäude aus unterschiedlichen Richtungen und auch mit unterschiedlicher Polarisation die Empfangsantenne erreichen. Daraus resultiert, dass die für GNSS notwendige hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) für SDARS weniger relevant ist [15, 102, 103].

Schalt-Diversity ermöglicht den Empfang des stärksten, bei der Antenne eintreffenden Signals, während Schalt-Phasen-Diversity zusätzlich eine konstruktive Überlagerung von Signalanteilen ermöglicht, die aus verschiedenen Richtungen an der Antenne eintreffen. Dadurch können einerseits Signalunterbrechungen (Audio-Mutes) reduziert und andererseits der Signal-zu-Rausch-Abstand erhöht werden. Besonders in ausgeprägten Fading-Szenarios wie dichten Wäldern oder stark zerklüftetem Gelände eignet sich eine auf Schalt-Phasen-Diversity basierende Empfangsmethode besonders gut, wie bereits [15] und [58] zeigten.

In Kapitel 6 werden Feldmessungen dargestellt, welche auf Basis einer in Kapitel 4 enthaltenen für SDARS Diversity untersuchten Antennenkombination erfolgten.

6 GNSS-Diversity-Testdemonstrator

Um Messungen, Datenanalysen sowie die praktische Optimierung von GNSS-Empfangsbedingungen zu ermöglichen wurde im Rahmen dieser Arbeit eine neuartige Diversity-Testplattform [11] errichtet. Diese Messvorrichtung besteht aus einer Mikrowellen-Diversityschaltung zur Phasenvariation und Kombination einer elektronischen Steuerungseinheit sowie einem GNSS-Empfänger. Aussparungen im zugehörigen Metallgehäuse erlauben die Aufnahme eines beliebigen Antennensets mit bis zu drei unabhängigen Einzelantennen sowie den externen Anschluss eines Messrechners. Um erste Messungen zu ermöglichen, wurde ein Mehr-Antennen-Set ähnlich dem Dualband-Antennenset aus Kapitel 4.2.1 in die Testplattform integriert. Dieser Aufbau ermöglicht die Kombination von drei unabhängigen Signalpfaden. Der Signalempfang basiert auf zwei Antennenstrahlern, die bei gleichem Phasenzentrum auf einer gemeinsamen Massefläche in der Mitte der kreisförmigen Messplattform platziert sind. Die Steuerung der Scan-Phased-Diversity-Einheit mithilfe eines Mikrocontrollers ermöglicht beliebiges Beamforming. Die durch den GNSS-Empfänger generierten Daten können unmittelbar ausgelesen und mit Blick auf das Empfangsszenario und die Empfangsqualität analysiert werden. Wegen ihrer praktischen Größe und Form sowie ihres geringen Gewichts kann die gesamte Testplattform einfach gehandhabt und mobil verwendet werden. Dies ermöglicht insbesondere einen Einsatz im Freien sowie mobile Feldtests. Neben der Gestaltung dieser Testplattform mit allen funktionsrelevanten Bestandteilen und der Justierung ihrer Komponenten auf das initial eingesetzte Dualband-Set wurden im Rahmen dieser Arbeit auch Labor- und Fernfeldmessungen sowie auch erste Freifeldmessungen damit durchgeführt.

6.1 Aufgaben und Herausforderungen

In den letzten Jahren geriet insbesondere das Autonome Fahren in den Fokus der Fahrzeug- und Landwirtschaftsindustrie. In diesem Zusammenhang steigt auch der Bedarf an zuverlässigen und präzisen Navigationssystemen. Neben den technischen Fortschritten auf dem Gebiet der Odometrie [90, 95] sowie begrenzt verfügbare terrestrische Navigationslösungen wird die Satellitennavigation stets eine wesentliche Säule der mobilen Positionsbestimmung und Navigation bleiben. Trotz der stetig steigenden Anzahl an Navigationssatelliten, neuen Frequenzbändern und weiterentwickelter Empfängeralgorithmen unterliegt diese Technologie unvermindert dem Einfluss von durch den Mehr-Wege-Empfang verursachten Ortungsfehlern. Besonders die Empfangsbedingungen in dichten Großstadtszenarien sind geprägt von mannigfaltigen Signalreflexionen und -streuungen, sowie der häufigen Abschattung von LOS-Signalen, was das Problem des Mehrwege-Empfangs

erheblich forciert. Die Abbildung 6.1 visualisiert den Haupteffekt und seinen Einfluss auf den Positions-Berechnungsprozess. Wegen des späteren Eintreffens der reflektierten Satellitensignale vermutet der GNSS-Empfänger, seine Antenne sei näher am Gebäude oder sogar innerhalb. Die zu einer Wolke kumulierten, grünen Punkte in der rechten Darstellung zeigen real gemessene Positionen, die auf eine geokodierten Karte der tatsächlichen Empfangsumgebung projiziert wurden.

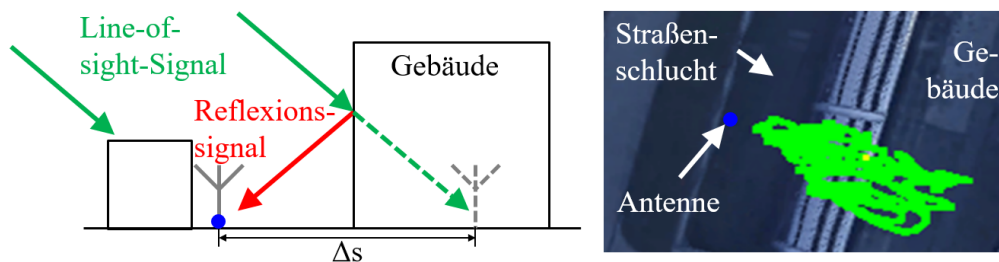


Abbildung 6.1: Empfangsszenario einer Messung bei der eine Fahrt durch eine tiefe Häuserschlucht innerhalb einer Großstadt simuliert wurde.

Eine mögliche Lösung, um diesen störenden Effekt zu vermeiden, besteht in der konstruktiven Kombination mehrerer Einzelantennen im Rahmen von Antennen-Diversity. Ein hilfreicher Umstand in diesem Zusammenhang ist, dass sich die Polarisationsrichtung einer zirkular polarisierten Welle bei einer einfachen Reflexion, wie beispielsweise beim Auftreffen auf eine vertikale Gebäudewand umkehrt. Dadurch treffen störende Reflexionssignale typischerweise als LHCP-Strahlung bei der Antenne ein. Um also den störenden Effekt reflektierter Empfangssignale zu reduzieren, ist es erforderlich das Empfangsverhalten der Antenne in einer Weise zu optimieren, sodass LHCP-Signale identifiziert und isoliert werden können.

Um weiterführende und tiefere Erkenntnisse bei der Erforschung des Mehr-Wege-Empfangs auf die Satellitennavigation sammeln zu können, wurde eine neue Testplattform gestaltet. In diesem Kontext ermöglicht sie die Untersuchung verschiedener Diversity-Konzepte sowie Analysemethoden in unterschiedlichen Empfangsszenarien. Konkret ist damit bereits eine separierte Untersuchung von rechts- und linkszirkular polarisiert empfangener GNSS-Signale möglich, als auch die Analyse des Einflusses der variierbaren Antenneneigenschaften auf die Positionsgenauigkeit. Durch gezieltes Beamforming können gedämpft empfangene Satellitensignallevele erhöht werden, wenn diese beispielsweise wesentlich zu einer hohen Position Dilution of Precision (PDOP)¹ beitragen. Der Arbeitsfrequenzbereich aller Hochfrequenzanteile der Testplattform ist hier noch begrenzt auf das L1-Band, innerhalb dessen mehr als die für den Empfang relevanter GNSS-Dienste nötige Bandbreite von 1,559 GHz bis 1,606 GHz abgedeckt wird.

¹PDOP: Positionsgenauigkeit in Abhängigkeit der azimuthalen Satellitenverteilung

6.2 Aufbau

Die für praktische Feldtests präparierte und finalisierte Testplattform besteht aus einem Drei-Antennen-Set, welches im Zentrum einer kreisförmigen Metallfläche angebracht ist. Die metallische Bezugsfläche ist Teil eines Schutzbehälters, der wie eine flache Dose (Durchmesser 500 mm und Höhe 55 mm) sämtliche Schaltungselemente der Diversity-Schaltung umschließt, sodass lediglich die Antennen oben heraus schauen. Um die Mikrocontroller-Steuerung in Inneren des Behälters von Außen zu ermöglichen, führt ein USB-Datenkabel hinaus. Durch weiteres hinaus geleitetes Kabel können GNSS-Daten des ebenfalls im Behälter befindlichen GNSS-Empfängers ausgelesen werden. Die Abbildung 6.2 zeigt den gesamten Testaufbau während einer praktischen Feldmessung. Das im Zuge der Feldmessungen verwendete blaue Zelt, das im Bild sichtbar über dem Testaufbau aufgespannt wurde, dient lediglich dem Schutz vor Regen und hat keinerlei Einfluss auf die praktischen Messergebnisse.

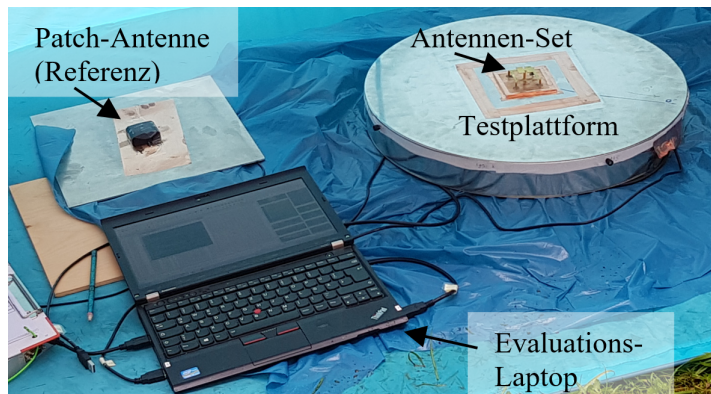


Abbildung 6.2: Testplattform (rechts) verbunden mit einem Laptop, an dem die Empfangsbedingungen analysiert, optimiert und evaluiert werden können.

Zur Durchführung der Feldtests wurden die aus der Testplattform führenden USB-Steuerungskabel an ein Laptop angeschlossen. Mithilfe dieses Laptops können parallel sowohl die Steuerbefehle an den Mikrocontroller übermittelt als auch Positions- und andere Messdaten des GNSS-Empfängers ausgewertet und gespeichert werden. Wegen ihrer sehr flachen Form können die Antennen sehr niedrig über dem Erdboden positioniert werden, wodurch das Auftreten von Rippeln in der Richtcharakteristik vermieden wird. Mithilfe der Patch-Antenne können die Messergebnisse des Antennen-Diversity-Systems referenziert und validiert werden.

In der Abbildung 6.3 wird ein Blockschaltbild des Testaufbaus gezeigt. Neben den extern angeschlossenen Komponenten werden auch die HF- und Steuerungselemente innerhalb des Metallbehälters dadurch zusammengefasst. Obwohl das Dualband-Antennenset aus nur zwei metallischen Strahlern besteht, können drei unabhängige Signale daraus generiert werden. Zwei Signale werden von einer Ska-

rabäus-Ringantenne über deren Ausgänge PortRight und PortLeft bereit gestellt und ein drittes Signal von einer Monopolantenne, die im Zentrum des Ringstrahlers platziert ist. Die vom Mehr-Antennen-Set ausgehenden drei Einzelsignale werden in die drei Signalpfade des Diversity-Systems geleitet, wo sie durch Low Noise Amplifier (LNA) vorverstärkt und gefiltert werden. Danach durchlaufen die Signale jeweils Phasenschieber-Einheiten, die aus einem $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter und einem analogen DC-steuerbaren 180° -Phasenschieber bestehen. Jeder der Signalpfade kann mithilfe eines Mikrowellenschalters aktiviert oder deaktiviert werden. Die sehr breitbandigen Mikrowellenschalter erreichen eine Durchgangsdämpfung von $|S_{21,an}| < 1$ dB im geschlossenen und von ca. $|S_{21,aus}| = 20$ dB im offenen Zustand. Hinter den Mikrowellenschaltern werden die Einzelsignale an einen Power-Combinier geleitet, wo sie überlagert werden. Nach einer letzten Verstärkerstufe ist das kombinierte Antennen-Diversity-Signal kompatibel für die Übertragung an einen handelsüblichen GNSS-Empfänger.

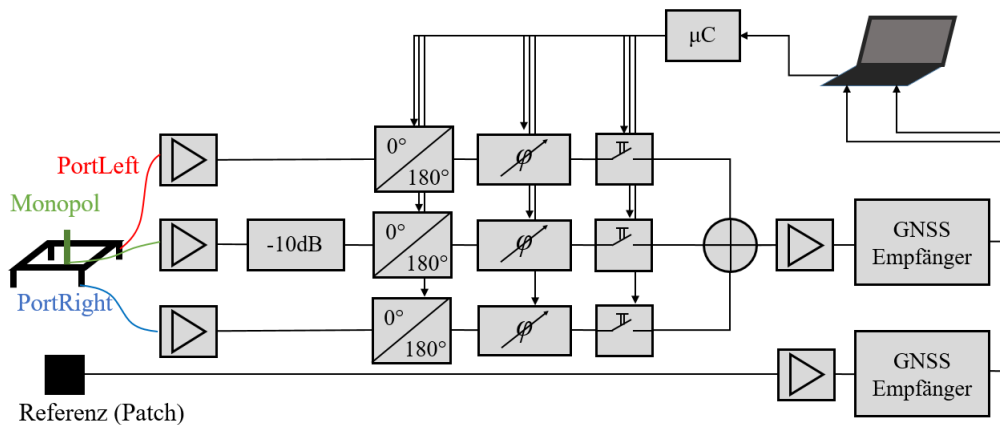


Abbildung 6.3: Blockschaltbild des für Feldmessungen verwendeten Gesamtaufbaus.

Zur Steuerung der Diversity-Komponenten wurde eine umfangreiche Gleichspannungs-Schaltung, bestehend aus verschiedenen elektronischen Modulen in die Testplattform integriert. Sechs aus dem Mikrocontroller herausführende Anschlüsse stellen die Steuerspannungsversorgung der $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter und der Mikrowellenschalter sicher. An drei weiteren Mikrocontroller-Anschlüsse werden jeweils definierte Bit-Folgen generiert, wodurch an drei D/A-Wandlern die Steuerspannungen zur Einstellung der analogen 180° -Phasenschieber erzeugt werden. Die dafür vom Mikrocontroller generierte Bit-Folge beinhaltet neben einem Kommando-Befehl ein 12 Bits umfassendes Datenwort k . Auf Basis des Wertes dieses Datenwortes generiert der D/A-Wandler die für die Steuerung der Phasenschieber nötige Spannung innerhalb eines Bereichs von 0 bis 3,3 V. Ein linearer Verstärker erhöht die Steuerspannung dann um ca. das zehnfache, sodass der typische Arbeitsbereich des 180° -Phasenschiebers von 0 bis 33 V erreicht wird. Jeder der variablen Phasenschieber [29] besteht aus einer T-förmigen Bandpassfilter-

Schaltung, bei der sämtliche Resonanzschaltungen mit diskreten Induktivitäten und Varaktor-Dioden als steuerbare Kapazitäten realisiert sind. In Abhängigkeit der anliegenden Steuerspannung ändert sich die Kapazität der Varaktoren, wodurch eine Phasendifferenz im HF-Pfad von 0° bis 180° eingestellt werden kann. Innerhalb des variierbaren Bereichs des Phasenschiebers wird ein annähernd konstanter Transmissionskoeffizient $|\underline{S}_{21}|$ zwischen 24,6 dB und 25,9 dB aufrecht erhalten, wobei hier der Einfluss der ersten Verstärkerstufe von +36 dB mit eingerechnet ist. Parallel wird an den Ein- und Ausgangstoren der Phasenschieber ein niedriger Reflexionsfaktor $|\underline{S}_{11}|$ von $-20,7$ dB bis $-15,3$ dB erreicht. Eine Stromversorgung, basierend auf Batterien, ist mit einem zweistufigen Aufwärtskonverter verbunden, der die konstante Spannungsversorgung der Verstärker, der Diversity-Schaltung und des Mikrocontrollers sicherstellt. In der Abbildung 6.4 ist die geöffnete Testplattform gezeigt, sodass alle elektronischen Komponenten sichtbar sind. Auf der rechten Bildseite ist der Deckel der Testplattform zu erkennen, in dessen Zentrum die Unterseite des GNSS-Diversity-Antennensets durch eine Deckelöffnung zu erkennen ist. Daran angeschlossen sind die drei Koaxialleitungen der Einzelantennen, welche an die LNAs der Einzelsignalfade geleitet werden, die sich wiederum im grün umrahmten Bereich der Testplattform befinden. Zur Generierung der DC-Steuerspannungen für die Phasenschieber ist die gelb umrahmte Phasensteuerung in die Testplattform integriert worden.

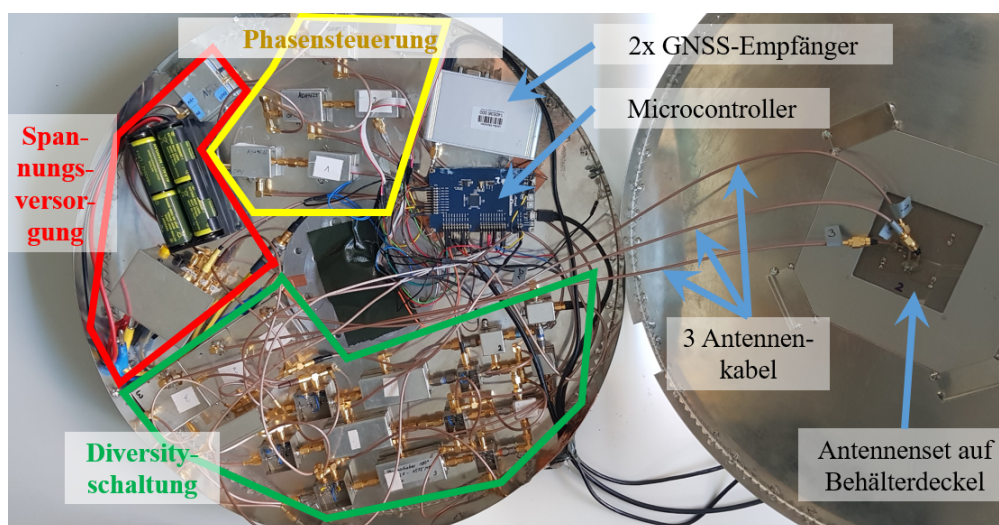


Abbildung 6.4: Geöffnete Testplattform mit allen elektronischen Komponenten.

6.2.1 Mehr-Antennen-Set

Das in die Testplattform integrierte Antennen-Set besteht aus zwei metallischen Strahlern, die auf Basis eines Pressbiegeverfahrens hergestellt wurden. Ein vertikal angeordneter Monopol, bestehend aus zwei aufrecht stehenden Elementen

und einer relativ großen Dachkapazität wurde im Zentrum einer Skarabäus-Ringantenne platziert, sodass sie maximal voneinander entfernt sind und dennoch ein gemeinsames Phasenzentrum besitzen. In der Abbildung 6.5 ist die Oberseite des Antennen-Sets dargestellt.

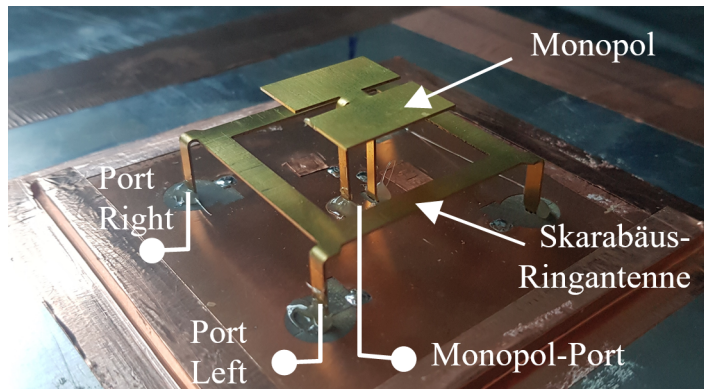


Abbildung 6.5: Das für die Tests verwendete Antennen-Set bestand aus einer Monopolantenne und einem Ringstrahler, vom dem zwei Signale (PortRight und PortLeft) abgegriffen werden.

Die quadratische Ringstruktur ist über ihre vier Ecken durch vertikale Elemente mit Resonanzschaltungen verbunden, die sich auf der Substratunterseite befinden. Mithilfe dieser Schaltungen kann die elektrische Länge des Rings derart variiert werden, dass dieser sowohl im L1- als auch im L2-Band in Resonanz gerät. Auch die Monopolantenne wurde derart gestaltet, dass sie in beiden Frequenzbändern operieren kann. Die hier verwendete Variante des Dualband-Sets weist jedoch keinen Hybridkoppler auf, sodass die beiden von der Ringantenne abgehenden Signalausgänge keine konkrete Polarisationsrichtung aufweisen. Da durch das Diversity-System sowohl eine $\pm 90^\circ$ Phasendifferenz einstellbar, als auch eine hinreichende Entkopplung zwischen den Ringantennen-Ausgängen von $|\underline{S}_{21}| \approx -24$ dB sichergestellt ist, bedarf es dieser zusätzlichen Komponente nicht. Je nach Phasenstellung des Diversity-Systems $\Delta\varphi_{L,R}$ zwischen den Toren PortRight und PortLeft der Ringantenne kann am Ausgang vorzugsweise entweder eine RCHP-Welle ($\Delta\varphi_{L,R} = -90^\circ$) oder eine LCHP-Welle ($\Delta\varphi_{L,R} = 90^\circ$) abgegriffen werden. Wegen der Möglichkeit der annähernd stufenlosen Phasensteuerung konnte durch praktische Optimierung ein relativ reines RHCP- bzw. LHCP-Verhalten der Ringantenne hervorgerufen werden. Jeder der drei Antennenports ist an 50Ω angepasst mit einem Reflexionsfaktor von weniger als -8 dB. Damit sind sie hinreichend adaptiert auf die Low-Noise-Amplifier an den Eingängen der Diversity-Pfade.

6.2.2 HF-Komponenten

Low-Noise-Amplifier

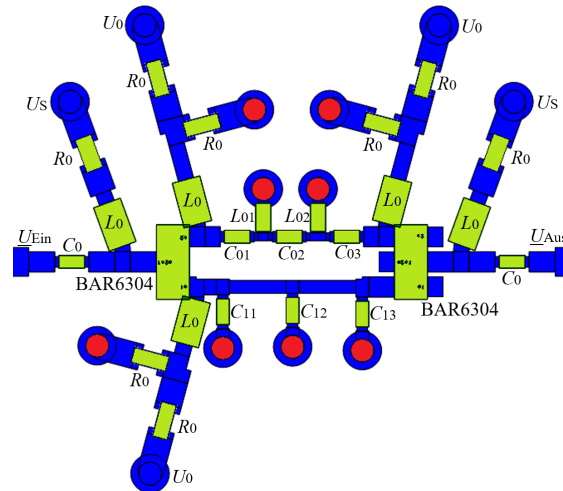
Beim LNA handelt es sich um einen in der Automobiltechnik bereits serienmäßig erhältlichen Verstärker für GNSS-Anwendungen. Auf Basis einer 5 V-Speisung wird eine Verstärkung um 20 dB sichergestellt, wobei die erreichte Bandbreite 1,546 GHz - 1,626 GHz mehr als den erforderlichen Frequenzbereich innerhalb des L1-Bandes abdeckt. Neben der Verstärkung beinhaltet die Komponente eine Bandpass-Filterfunktion, die relativ steile Flanken (-40 dB/10 MHz) hervorruft. In Richtung der Antenne wird der Signalfluss mit $|\underline{S}_{12}| = -60$ dB sehr stark unterdrückt, was zu einer sehr guten Entkopplung der Einzelantennen beiträgt.

Phasenschieber-Einheit

Die Phasenschieber-Einheit besteht aus einem $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter und einem analogen 180° -Phasenschieber. In ihrer Kombination ermöglichen die beiden Komponenten eine weitgehend analoge Phaseeinstellung von 0° bis 360° . Der im Rahmen dieser Arbeit auf das GNSS-L1-Band angepasste Phasenschalter [64, 93] basiert auf zwei auswählbaren Signalpfaden. Mithilfe zweier Schaltdioden kann in Abhängigkeit einer angelegten Steuerspannung U_S entweder ein Signalpfad ausgewählt werden, der eine Phasendrehung um $\varphi_{\text{Pfad1}} = \text{phase}(\underline{S}_{21,\text{Pfad1}}) = -90^\circ$ oder ein anderer Signalpfad, der eine Phasendrehung um $\varphi_{\text{Pfad2}} = \text{phase}(\underline{S}_{21,\text{Pfad2}}) = +90^\circ$ zwischen dem Eingang $\underline{U}_{\text{Ein}}$ und Ausgang $\underline{U}_{\text{Aus}}$ vollzieht. Im Folgenden wird zunächst eine im Rahmen dieser Arbeit praktisch realisierte Form der Phasenschieber-Einheit gezeigt und im Anschluss daran das Funktionsprinzip genauer erläutert.

In der Abbildung 6.6 wird das Layout des realisierten $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalters mit allen relevanten Baugruppen gezeigt, wobei die genannten Signalpfade (1 oben und 2 unten) im Zentrum der Schaltung in der Horizontalen parallel zueinander verlaufen.

Um im oberen Signalpfad eine Phasendrehung um -90° hervorzurufen, wird eine doppelte T-Schaltung aus Serienkapazitäten C_S und Parallelinduktivitäten L_P verwendet. Im unteren Signalpfad wird die angestrebte Phasendrehung mithilfe einer doppelten II-Schaltung aus Parallelkapazitäten C_P und Serieninduktivitäten, die als Leistungsstücke realisiert wurden, erreicht. Der obere Signalpfad 1 wird ausgewählt, wenn die Steuerspannung $U_S = 3,3$ V an den vorgesehenen Pins anliegt. Aufgrund parasitärer Effekte der gegebenen realen Schaltung führt das zu einem Phasenwinkel von $\varphi_{21,\text{Sw1}} = \text{phase}(\underline{S}_{21,\text{Sw1}}) = -250^\circ$. Werden hingegen die mit U_S gekennzeichneten Pins kurzgeschlossen, ergibt sich ein realer Phasenwinkel von $\varphi_{21,\text{Sw0}} = \text{phase}(\underline{S}_{21,\text{Sw0}}) = -70^\circ$. Um dieses Verhalten mithilfe von Schaltdioden [80] hervorzurufen, bedarf es der Anlegung einer Gleichspannung von $U_0 = 3,3$ V an den entsprechend gekennzeichneten Pins. Die Spannung U_0 wird an jedem Pin durch einen Spannungsteiler aus zwei relativ großen Wider-

Abbildung 6.6: Das Layout des gefertigten $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalters

ständen $R_0 = 560 \Omega$ halbiert und an die Signalfade 1 und 2 unmittelbar hinter die Pindioden geführt (Funktionsweise genauer erklärt in Kapitel 4.2.2). Relativ große Serieninduktivitäten $L_0 = 100 \text{ nH}$ sorgen dafür, dass das HF-Signal nicht in die Gleichspannungspfade fließt, während relativ große Serienkapazitäten $C_0 = 100 \text{ pF}$ verhindern, dass die Gleichspannungspotenziale über die HF-Leitungen abgeleitet werden. Beim Umschalten zwischen den beiden Signalfaden ergibt sich also ein Phasenhub von $\varphi(\underline{S}_{21,Sw0}, \underline{S}_{21,Sw1}) = -70^\circ - (-250^\circ) = 180^\circ$. Der zugrundeliegende Phasenoffset $\varphi_0 = -250^\circ$ spielt insofern keine Rolle, da der in einer abschließenden Messung ermittelte Phasenoffset des ganzen Diversity-Systems als Nullstellung betrachtet wird. In der Abbildung 6.7 werden ausgewählte Streuparameter des $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalters in Abhängigkeit der Frequenz gezeigt.

Die Transmissionsfaktoren $|\underline{S}_{21}|$ weisen in beiden Schalterstellungen ca. $-1,5 \text{ dB}$ auf. Die Reflexionsfaktoren des Ein- und Ausgangs der Schaltung verlaufen in beiden Schalterstellungen unterhalb von -15 dB , was mit Blick auf den zentralen Einsatz des $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalters innerhalb eines Einzelantennen-Signalfades ein sehr guter Wert ist. In dieser zentralen Position ist es umso wichtiger, dass eine Komponente durch geringe Reflexionsfaktoren wirksam an der Unterdrückung von Mehrfachreflexionen zwischen Schaltungselementen beiträgt. Der in der Abbildung 6.7c gezeigte Phasenhub weist in der Nähe der L1-Mittenfrequenz ($1,575 \text{ GHz}$) einen Wert von $177,3^\circ$ auf. Außerdem fällt hierbei eine deutliche Veränderung des Phasenhubes in Abhängigkeit der Frequenz auf. Die maximale Abweichung des gemessenen Phasenhubes von den geforderten 180° beträgt $4,7^\circ$ an der unteren Bandgrenze. Dies ist ein sehr kleiner Wert und sollte für die dort agierenden Dienste wie GPS und BeiDou keine wesentliche Beeinträchtigung darstellen.

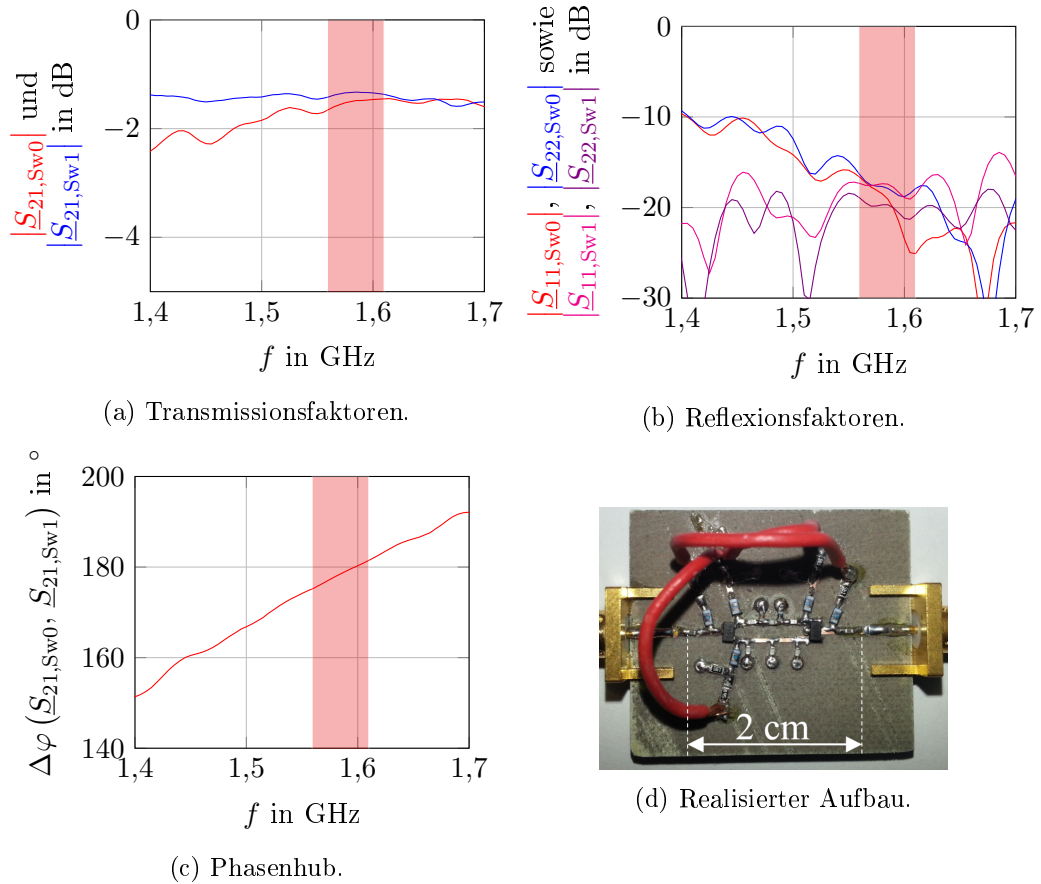


Abbildung 6.7: Ausgewählte Streuparameter des 0°/180°-Phasenschalters.

Der **analoge 180°-Phasenschieber** erlaubt die Einstellung eines beliebigen Phasenhubes in Abhängigkeit einer angelegten Steuerspannung U_S . Der im Rahmen dieser Arbeit auf das GNSS-L1-Band abgestimmte Phasenschieber [29] basiert auf einer T-Schaltung zweier symmetrischer LC-Serienschwingkreise und einem zentralen LC-Parallelschwingkreis. Sämtliche Kapazitäten der genannten Schwingkreise sind als diskrete Varaktordioden ausgeführt. Dadurch kann in Abhängigkeit einer an sie angelegten Steuerspannung U_S ihre Kapazität verändert und damit die Resonanzbedingung der Schwingkreise variiert werden. In der Abbildung 6.8 ist der Schaltplan des Phasenschiebers dargestellt.

Das Funktionsprinzip des Phasenschiebers basiert auf dem Ansatz, dass innerhalb des variierbaren Kapazitätsbereichs der Varaktoren dreimal eine Resonanzbedingung für das T-Glied erfüllt werden kann, sodass der Transmissionskoeffizient $|S_{21}|$ der Gesamtschaltung gegen 1 geht. Werden die Varaktor-Kapazitäten C_{Var} sehr klein und damit ihr Widerstand hoch, können innerhalb der Serienschwingkreise die Induktivitäten vernachlässigt werden, wohingegen innerhalb des Parallelschwingkreises der Strom über die Induktivität abfließen würde, sodass hier die

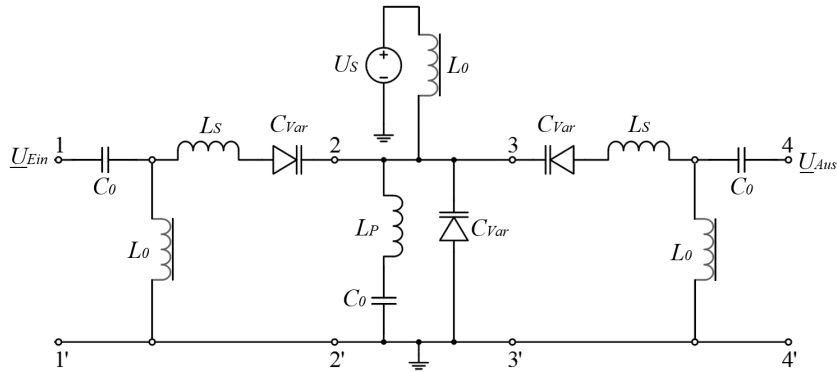
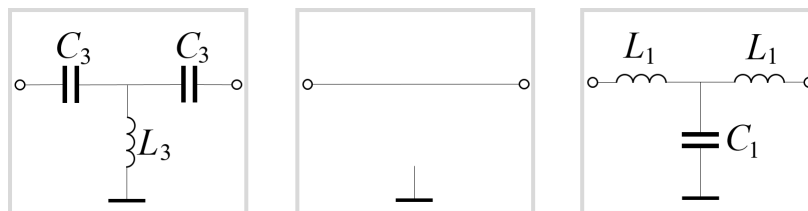


Abbildung 6.8: Schaltplan des analogen 180°-Phasenschiebers.

Kapazität vernachlässigt werden könnte. Für diese Resonanzbedingung entsteht also ein Ersatzschaltbild aus zwei symmetrischen Kapazitäten und einer Parallelinduktivität im Zentrum (siehe dazu Abbildung 6.9 links). Der Phasenhub der Schaltung bei dieser Resonanzbedingung beträgt $\varphi(\underline{S}_{21, \text{Res1}}) = -90^\circ$. Werden die Kapazitäten leicht erhöht, so geraten alle Schwingkreise in Resonanz. Somit entsteht über die Serienschwingkreise ein Kurzschluss und am Eingang des Parallelschwingkreises ein Leerlauf. Das Ersatzschaltbild dieser Resonanzbedingung wird in der Abbildung 6.9 mittig gezeigt. Der Phasenhub dieser zweiten Resonanzbedingung beträgt $\varphi(\underline{S}_{21, \text{Res2}}) = 0^\circ$. Werden die Kapazitäten noch weiter erhöht, so können sie innerhalb der Serienschwingkreise vernachlässigt werden. In dem Parallelschwingkreis hingegen sorgen sie dafür, dass der Strom über sie anstatt über die Parallelinduktivität fließt, wodurch die Parallelinduktivität vernachlässigt werden kann. Für diese dritte Resonanzbedingung gilt also das in der Abbildung 6.9 rechts gezeigte Ersatzschaltbild aus zwei Serieninduktivitäten und einer zentralen Parallelkapazität. Der Phasenhub dieser Schaltung beträgt $\varphi(\underline{S}_{21, \text{Res3}}) = +90^\circ$.

Abbildung 6.9: Die bei den unterschiedlichen Resonanzfrequenzen (f_{Res1} links, f_{Res2} mittig und f_{Res3} rechts) geltenden Ersatzschaltbilder des T-Gliedes.

In der Abbildung 6.10 wird das Frequenzverhalten der idealen Phasenschieberschaltung exemplarisch gezeigt, wobei hier eine konstante Kapazität betrachtet wird. Der Phasenschieber verhält sich bei einer beispielhaft betrachteten kon-

stanten Kapazität also wie ein überkritisch gekoppelter Bandpassfilter. Wird in einem Folgeschritt die Kapazität jedoch verändert, so werden die gezeigten Streuparameter über die Frequenz verschoben, sodass für eine ausgewählte Frequenz jede der obengenannten Resonanzbedingungen eingestellt werden kann. Wegen der umgekehrten Proportionalität $f \sim 1/C$ führt eine Verkleinerung der Kapazität zu einer Verschiebung nach rechts (größere Frequenzen) und eine Vergrößerung der Kapazität zu einer Verschiebung nach links (kleinere Frequenzen), was durch Pfeile hervorgehoben ist.

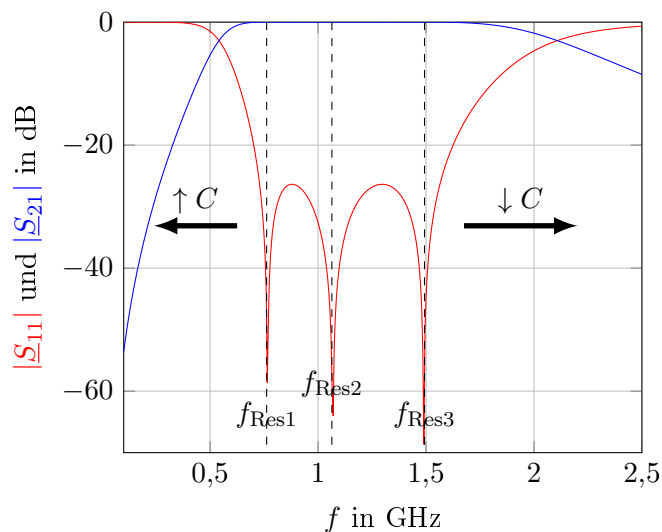


Abbildung 6.10: Theoretischer Frequenzverlauf eines Phasenschiebers unter Annahme idealer Komponenten.

Wird also die Kapazität groß genug gewählt, sodass für die betrachtete Arbeitsfrequenz die obengenannte Resonanzbedingung 1 vorliegt, weist die Schaltung einen Phasenhub von $\varphi_{\min} = \varphi(\underline{S}_{21, \text{Res1}}) = -90^\circ$ auf. Wird die Kapazität allmählich verkleinert so erhöht sich der Phasenhub. Liegt schließlich die Resonanzbedingung 3 vor, so erreicht der Phasenhub eine maximale Höhe von $\varphi_{\max} = \varphi(\underline{S}_{21, \text{Res3}}) = +90^\circ$. Die Differenz zwischen dem minimalen und dem maximalen Phasenhub bildet den Gesamtphasenhub des Phasenschiebers $\Delta\varphi_{\text{Ges}} = \varphi_{\max} - \varphi_{\min} = 180^\circ$, wobei auch hier der Phasenoffset $\Delta\varphi_0 = -90^\circ$ unberücksichtigt bleiben darf.

Als Varaktordiode wurde eine Variante [89] ausgewählt, deren Spannungssteuerung an der Kathode erfolgt. Um den vollen variablen Kapazitätsbereich von ca. 6,8 - 0,6 pF auszuschöpfen, muss ein Steuerspannungsbereich von ca. 1 - 30 V ermöglicht werden. Damit das Steuerspannungspotenzial nicht über die HF-Leitungen abfließt, wurden relativ große Kapazitäten $C_0 = 150$ pF an den entsprechenden Stellen platziert. Umgekehrt wurde durch relativ große Induktivitäten

$L_0 = 100$ nH verhindert, dass durch die Gleichspannungsleitungen Stichleitungen für die HF-Signale entstehen. Im Rahmen einer umfangreichen Schaltungssimulation, die auch die Parasitäreffekte der Bauelemente berücksichtigt wurde die Schaltung optimiert und als Layout für die Platinenherstellung exportiert. In der Abbildung 6.11 ist der realisierte Phasenschieber dargestellt, wobei die eingesetzten Bauelemente gemäß dem Schaltplan aus der Abbildung 6.11 beschriftet wurden.

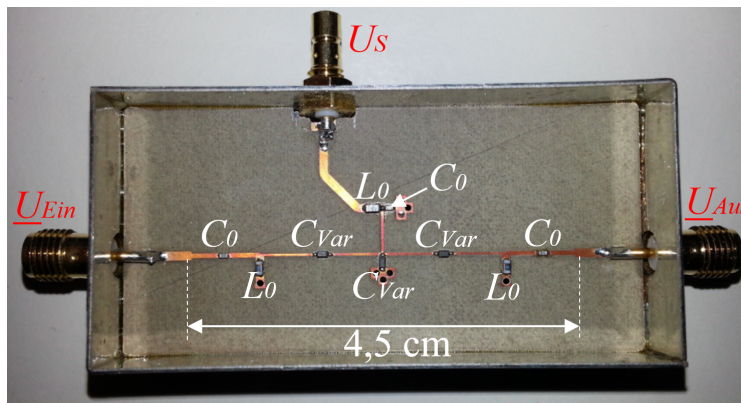
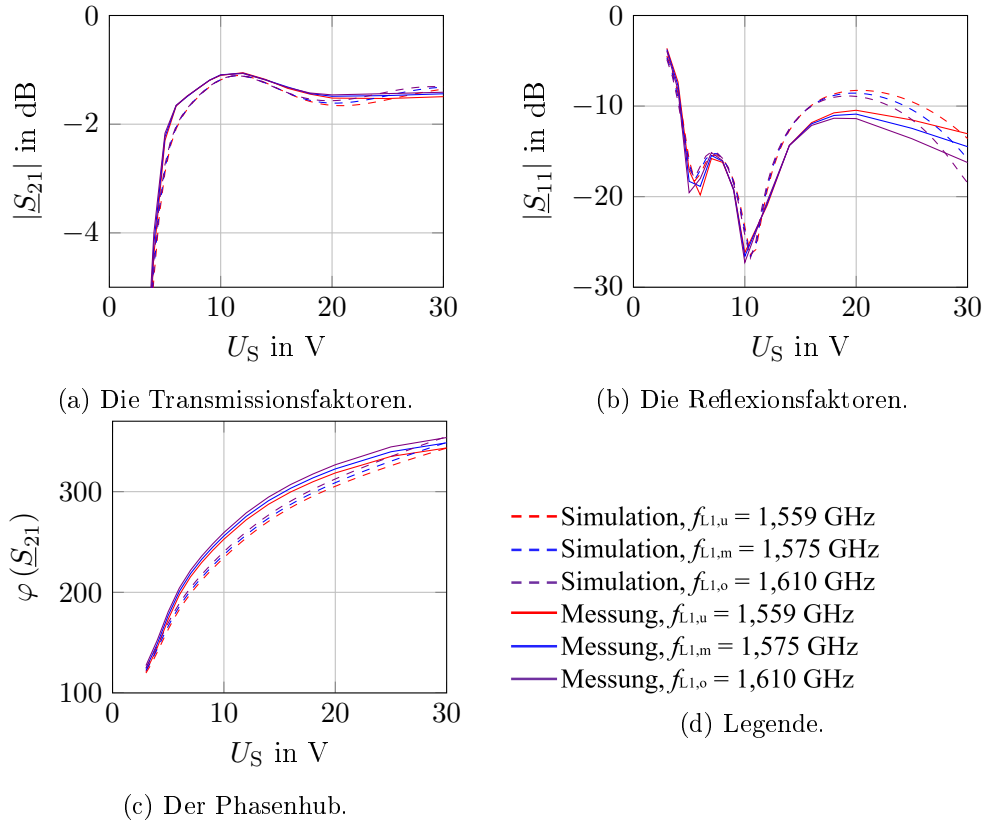


Abbildung 6.11: Realisierter Phasenschieber mit aus dem Schaltplan übertragenen Bauelemente-Bezeichnungen.

Bei dem realisierten Phasenschieber wurden die Induktivitäten der Schwingkreise durch dünne ca. 6 mm lange Leitungsstücke ersetzt. Die Parallelinduktivität L_P wurde vom zentralen Knotenpunkt nach oben geführt und dort über eine Kapazität C_0 zur Masse geleitet. Um eine weitgehend homogene Strombelegung sicherzustellen, wurden am Massekontakt der Parallelkapazität C_{Var} im Zentrum drei kreisförmig angeordnete Durchkontaktierungen angelegt. Die gemessenen Streuparameter des realisierten Phasenschiebers werden in der Abbildung 6.12 zusammengefasst dargestellt, wobei drei Beispielfrequenzen ($f_{L1,u} = 1,559$ GHz, $f_{L1,m} = 1,575$ GHz und $f_{L1,o} = 1,610$ GHz) betrachtet wurden. Da wegen des symmetrischen Aufbaus die Reflexionsfaktoren des Eingangs- und Ausgangstores nahezu identisch sind, wurden der Übersichtlichkeit wegen, hier lediglich die Werte des Eingangstors $|\underline{S}_{11, Ein}|$ dargestellt.

Der realisierte Phasenschieber befindet sich in einer akzeptablen Anpassung $|\underline{S}_{11}| \leq -10$ dB ab einer angelegten Steuerspannung von $U_S \geq 4$ V. Bei diesem Wert beträgt der Transmissionsfaktor ca. $|\underline{S}_{21}| (U_S = 4 \text{ V}) = -4$ dB, was mit Blick auf die zweistufige Verstärkung des Diversity-Systems von > 20 dB relativ gering ist. Die Phasendrehung bei $U_S = 4$ V beträgt 140° , was als Phasenoffset bezüglich des variierbaren Phasenhubs betrachtet werden kann. Bei seiner maximalen Ansteuerung von $U_S = 30$ V erreicht der Phasenschieber eine maximale Phasendrehung von 350° . Wie die gezeigten Diagramme bereits andeuten, kann

Abbildung 6.12: Ausgewählte Streuparameter des analogen 180° -Phasenschiebers.

die Phasendrehung bei einer leichten, gerade noch zulässigen Übersteuerung der Varaktordioden von U_S bis 32 V zwar noch etwas erhöht werden, dies ist jedoch im vorliegenden Fall nicht erforderlich gewesen. Damit wäre ein Gesamtphasenhub von $\Delta\varphi = 350^\circ - 140^\circ = 210^\circ$ möglich. Da aber lediglich 180° benötigt werden, kann der Arbeitsbereich des Phasenschiebers mit Blick auf konstantere Transmission verkleinert werden. Legt man also den Bereich der variierbaren Steuerspannung in einen Bereich von ca. $4,8 \text{ V} \leq U_S \leq 30 \text{ V}$, so werden einerseits gute Transmissionsfaktoren von $-2 \text{ dB} \leq |S_{21}| \leq -1 \text{ dB}$ und andererseits ein ausreichender Phasenhub von ca. 180° erreicht.

Durch weiterführende Schaltungsoptimierung ist im Rahmen dieser Arbeit ein deutlich kleinerer Phasenschieber geschaltet worden. In der Abbildung 6.13 ist ein erstes Muster des kompakten analogen 180° -Phasenschiebers dargestellt. Durch eine U-förmige Anordnung der Leitungsabschnitte fällt seine Form quadratisch und deutlich kleiner aus, als der in Abbildung 6.11 dargestellte.

Innerhalb eines Einzelsignalfades der Diversity-Schaltung wurden die beiden vorgestellten Komponenten der Phasenschieber-Einheit ($0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter

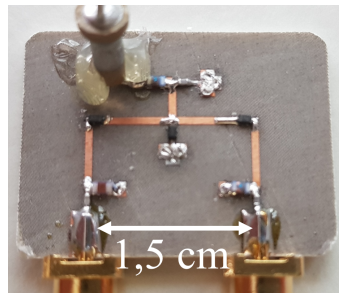


Abbildung 6.13: Realisierter kompakter Phasenschieber.

und der analoge 180°-Phasenschieber) kombiniert. Der analoge 180°-Phasenschieber erreicht bei ausgeschaltetem 0°/180°-Phasenschalter in Abhängigkeit einer angelegten Steuerspannung U_S einen beliebigen Phasenhub von 0° bis 180° bezogen auf die Gesamtschaltung. Wird der 0°/180°-Phasenschalter eingeschaltet, so müssen alle Phasenvariationen des analogen 180°-Phasenschiebers um den durch den Phasenschalter verursachten Phasenhub von 180° ergänzt werden. Dadurch wird ein variierbarer Gesamtphasenhub von 360° möglich. In der Abbildung 6.14 ist die genannte Phasenvariation durch die Kaskadierung beider Komponenten in einem Diagramm hervorgehoben.

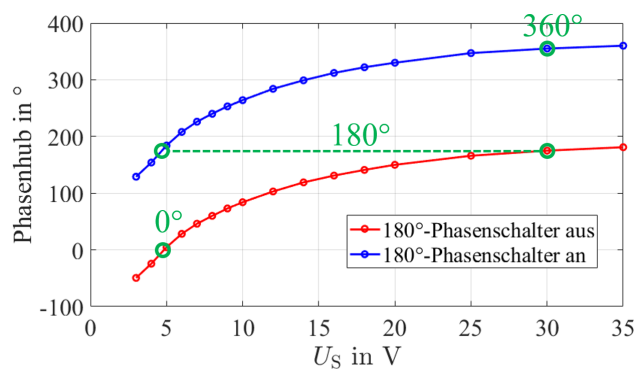


Abbildung 6.14: Phasenhub der gesamten Phasenschiebe-Einheit in Abhängigkeit der eingefügten Steuerspannungen.

Mikrowellenschalter

Der jeweils in die drei Pfade des Diversity-Systems integrierte Mikrowellenschalter erlaubt die Deaktivierung je eines Einzelsignalfades, sodass dieser sich auf das Summensignal nicht mehr auswirkt. Auch dieser Aufbau basiert auf einer schaltbaren Pin-Diode, die durch eine externe Gleichspannung angesteuert werden kann. Liegt keine Steuerspannung an, so leitet die Pin-Diode das HF-Signal zur Masse, während die Verbindung zum Diversity-Signalfad unterbrochen wird. Wird

hingegen am Steuerspannungssignal-Eingang eine Spannung von 3,3 Volt angelegt, so leitet die Pin-Diode das HF-Signal an den HF-Ausgang. Erforderlich für die Funktionsweise der Pin-Diode ist ein konstantes Gleichspannungsniveau von $U_0/2 = 1,7$ Volt an dem dem HF-Ausgangstor zugewandten Dioden-Anschluss. Der für die Integration in die Testplattform realisierte Aufbau des Mikrowellenschalters erreicht im ausgeschalteten Zustand eine breitbandige Signaldämpfung von ca. $|\underline{S}_{21,Sw0}| = -20$ dB sowie im eingeschalteten Zustand $|\underline{S}_{21,Sw1}| = -1$ dB. Sämtliche HF-Anschlüsse des Mikrowellenschalters sind mit einem sehr niedrigen Reflexionsfaktor von $|\underline{S}_{21,Sw1}| = -1$ dB in allen Schalterstellungen sehr gut an die 50 dB-Signalleitung angepasst. In der Abbildung 6.15 ist der realisierte Mikrowellenschalter dargestellt.

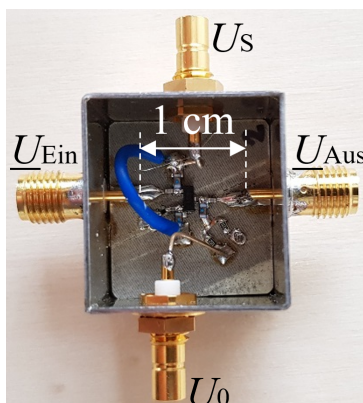


Abbildung 6.15: Der realisierte Mikrowellenschalter.

Leistungskombination

Um die Einzelsignalfade zusammenzuführen wurde ein handelsüblicher diskreter Kombiniierer [12] verwendet. Diese Komponente weist durch einen Arbeitsfrequenzbereich von 1 - 1,6 GHz zwar eine große Bandbreite auf, gerät bei den betrachteten GNSS-Frequenzen von $f_{L1,max} = 1,610$ GHz an ihre obere Grenzfrequenz. Trotz dieses Umstandes können bei der genannten Frequenz noch ausreichend hohe Isolationen zwischen den Einzelsignalfaden von $|\underline{S}_{21}| = -16,7$ dB, $|\underline{S}_{31}| = -20,3$ dB und $|\underline{S}_{32}| = -16,7$ dB erreicht werden. Die Reflexionsfaktoren der Eingangstore liegen auf einem ähnlichen Niveau. Bei der genannten oberen Grenzfrequenz erreicht der Kombiniierer sehr hohe Transmissionsfaktoren der Einzelsignalfade (1,2 und 3) zum Summensignal (4) von $|\underline{S}_{41}| = -5,3$ dB, $|\underline{S}_{42}| = -5$ dB und $|\underline{S}_{43}| = -5,2$ dB.

Ausgangsverstärkerstufe

Für die zweite Verstärkerstufe am Ausgang der Diversity-Schaltung wurde ein handelsüblicher GNSS-Verstärker [65] verwendet. Dieser stellt eine Signalverstär-

kung um $G = 17$ dB bei geringer Rauschzahl von $F = 0,6$ dB sicher. Mithilfe dieser zweiten Verstärkerstufe ist einerseits die durch die Diversity-Schaltung eingefügte Dämpfung kompensiert und andererseits der Gesamtsignallevel auf ein typisches Maß einer handelsüblichen aktiven Referenzantenne gebracht.

6.2.3 DC-Steuerungskomponenten

Wie der Blockschaltplan des Testaufbaus in Abbildung 6.3 zeigt, werden die Steuersignale der HF-Komponenten des Diversity-Systems mithilfe eines Mikrocontrollers vollzogen. Dazu ist im Rahmen der Arbeit zum Thema GNSS-Diversity ein einfaches Programm erstellt worden, das über Konsolenbefehle von einem externen Eingabegerät (z.B. einem Laptop) die Steuerung der I/O-Pins des Mikrocontrollers ermöglicht. Während die Steuerung der $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter und Mikrowellenschalter auf einfachen DC-Steuersignalen (0 und 3,3 V) basiert, muss für die Steuerung des analogen 180° -Phasenschiebers ein spezielles Datenwort generiert werden. Mit diesem einmalig gesendeten Datenwort wird ein D/A-Wandler auf ein entsprechendes DC-Spannungsniveau zwischen 0 und 3,3 V programmiert. Dieser Spannungspegel wird dann mithilfe eines Operationsverstärkers auf den gewünschten Steuerspannungspegel des Phasenschiebers zwischen 0 und 32 V erhöht. Dazu ist die Verlegung weiterer Signalleitungen nötig, da neben der Übermittlung des Datenworts noch ein Aktivierungssignal und ein Clock-Puls übermittelt werden muss. Neben den gerade genannten DC-Steuerungskomponenten stellt ein Linearverstärker die Aufwärtswandlung der 12 V-Batteriespannung auf das für die Phasenschieber nötige Niveau von 32 V sicher.

Mikrocontroller-Einheit

Zur Ansteuerung der Diversity-Schaltung wird ein Mikrocontroller-Evaluation-Kit verwendet. Das dafür ausgewählte Modul [9] zeichnet sich durch umfangreiche Konfigurationsmöglichkeiten sowie 52 programmierbaren I/O-Pins aus. Mit Blick auf eine Chiprate von 1,023 MHz des GNSS-C/A-Codes weist die gewählte Mikrocontroller-Einheit eine ausreichend hohe Taktrate von 48 MHz auf. Auf Basis einer in [17] kreierte einfachen Konsole können durch Eingabebefehle sowohl die Steuerspannungen der $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter und Mikrowellenschalter als auch Datenworte zur Programmierung der DA-Wandler in Echtzeit übermittelt werden.

DA-Wandler

Der in der Testplattform eingesetzte DA-Wandler [85] weist mit insgesamt 4.096 Spannungsstufen einen annähernd analogen Verlauf auf und ermöglicht dadurch eine quasi stufenlose Phasenvariation. Um die Programmierung der analogen Ausgangsspannung sicherzustellen, bedarf es drei digitaler Eingangssignale. Ein Aktivierungssignal (\overline{CS}/LD) aktiviert die Umprogrammierung, ein fortlaufend anliegender Clock-Puls (SCK) dient zur zeitlichen Justierung der Datenauslesung

und des eigentlichen Datensignals (SDI). Das Datensignal besteht aus einem definierten Bitframe aus insgesamt 24 Bits. Da ein einzelnes Bit-Intervall mindestens 36 ns Dauer umfassen muss, ist eine theoretische Phasenwechselfrequenz von $f = 1/(24 \cdot 36 \text{ ns}) = 1,157 \text{ MHz}$ möglich. Während der Clock-Puls und das Datensignal aus je einem I/O-Pin des Mikrocontrollers für alle drei Phasenschieber generiert werden können, benötigt das Aktivierungssignal je einen I/O-Pin pro Phasenschieber. Mithilfe des oben genannten Mikrocontroller-Programms lässt sich die Auswahl verschiedener Analogspannungen durch Eingabe des Datenworts k in Dezimalschreibweise vollziehen. Hierfür gilt folgende Berechnungsvorschrift:

$$U_S = \frac{k}{4096} \cdot U_{\text{Ref}} \quad (6.1)$$

Um das Spannungsniveau der DA-Wandler in den für die Phasenschieber benötigten Steuerspannungsbereich umzuwandeln, wird nach jedem DA-Wandler ein Operationsverstärker eingesetzt. Die hierfür verwendete Variante [36] wurde dafür in eine gegengekoppelte nichtinvertierende Schaltung integriert [17], wodurch eine sehr schnelle Umschaltung innerhalb des geforderten Spannungsbereichs möglich war.

6.2.4 Mess- und Testequipment

Zur Positionsberechnung auf Basis des empfangenen GNSS-Signals dient ein GNSS-Empfänger-Evaluationskit. Das verwendete Modul [3] zeichnet sich nicht nur durch eine hochpräzise Positionsberechnung aus, sondern es kann sogar sehr stark gedämpfte Satellitensignale (bis -30 dB) in der Berechnung berücksichtigen, was eigene Messungen bestätigen. Die berechneten Analysedaten werden nach NMEA-Protokoll per USB-Kabel an einen angeschlossenen Messrechner gesendet. Die Auswertung dieser Daten erfolgt mithilfe eines Computerprogramms namens *μ -Center*. Viele graphische Tools und Tabellen sowie die Möglichkeit der Datenspeicherung bieten eine gute Bewertungsgrundlage.

Für den Betrieb einer zugehörigen Patch-Antenne legt der GNSS-Empfänger auf dem Innenleiter des Antennenanschlusses eine Gleichspannung von 5 V als Phantomspeisung an. Diese Gleichspannungszufuhr ist bei Anschluss des Diversity-Systems an den GNSS-Empfänger mithilfe eines DC-Stop-Gliedes zu unterbrechen, um eine Beschädigung der nächsten HF-Komponente auszuschließen.

6.3 Vorbereitung und Fernfeldmessungen

6.3.1 Praktische Justierung

Durch die DC-Steuerspannungen werden die Hochfrequenzeigenschaften der drei Empfangspfade variiert. Da alle Empfangspfade über den Kombiniierer und dessen nicht perfekte Isolierung zwischen den Empfangspfaden miteinander verbunden

sind, führt die Variation eines Empfangspfades auch zu Veränderungen der HF-Übertragungseigenschaften auf den anderen Empfangspfaden. In anderen Worten erklärt, führt jede Kombination von DC-Steuersignalen der Diversity-Schaltung zu einer jeweils individuellen Übertragungsmatrix. Die Menge der DC-Steuersignale umfasst die folgend genannten:

- Ansteuerung des $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalters für den 1. Empfangspfad $U_{S,PSw,1}$, für den 2. Empfangspfad $U_{S,PSw,2}$ und für den 3. Empfangspfad $U_{S,PSw,3}$ in jeweils zwei Einstellungen (0 V und 3,3 V)
- Ansteuerung des Phasenschiebers für den 1. Empfangspfad $U_{S,Psh,1}$, für den 2. Empfangspfad $U_{S,Psh,2}$ und für den 3. Empfangspfad $U_{S,Psh,3}$ in wegen des DA-Wandlers $2^{12} = 4096$ Einstellungen
- Ansteuerung des Mikrowellenschalters für den 1. Empfangspfad $U_{S,Sw,1}$, für den 2. Empfangspfad $U_{S,Sw,2}$ und für den 3. Empfangspfad $U_{S,Sw,3}$ in jeweils zwei Einstellungen (0 V und 3,3 V)

Dadurch ergibt sich theoretisch eine Gesamtmenge von $3 \cdot 2 \cdot 2^{12} \cdot 2 = 49152$ Kombinationen. Da sich für die Variation des analogen Phasenschiebers praktisch bereits 10 gleichmäßig auf den Steuerspannungsbereich von ca. 5 bis 30 V verteilten Stufen bewährt haben, würde mit $3 \cdot 2 \cdot 10 \cdot 2 = 120$ auch eine deutlich kleinere Anzahl von Kombinationen genügen. Um die resultierenden Richtcharakteristika jeder Diversity-Kombination berechnen zu können, wurden alle 120 Steuparameter-Matrizen im Rahmen einer umfangreichen Variation der Steuersignale gemessen und aufgezeichnet. Auf dieser Grundlage entstand eine Tabelle, die aus allen verfügbaren Diversity-Kombinationen eine schnellere Auswahl des benötigten Empfangsverhaltens ermöglichte.

6.3.2 Fernfeldmessung

Eine wichtige Voraussetzung zur Durchführung von Feldtests ist eine gute Schätzung des Verhaltens des Testobjekts unter den voraussichtlichen Testbedingungen. Aus diesem Grund ist die Testplattform so konzipiert worden, dass sie vollständig in einer Absorberkammer gemessen werden kann. Die Abbildung 6.16 zeigt die Testplattform während einer solchen Messung. Speziell angepasste Schraublöcher erlauben die Anbringung des Schutzbehälters am Positionier. Dadurch dass die Baugruppen innerhalb des Behälters, an dessen Grundplatte angelötet wurden, sind sie einerseits hinreichend fixiert und andererseits auf ein gemeinsames Masse-Niveau gebracht. Dazu wird das verstärkte Ausgangssignal der Diversity-Schaltung vom GNSS-Empfänger gelöst und mit dem AUT-Signaleingang der Messkammer verbunden. Durch Einkoppeln einer DC-Versorgungsspannung über den Innenleiter des AUT-Steckers kann das Messobjekt betrieben und die integrierte Batterie verschont werden. Dadurch werden zeitlich lang andauernde Messstudien ermöglicht. Im Rahmen dieser vorbereitenden Messungen konnten verschiedene Teststellungen des Antennen-Diversity optimiert werden, die in der

folgenden Freifeldmessung zum Einsatz kamen.

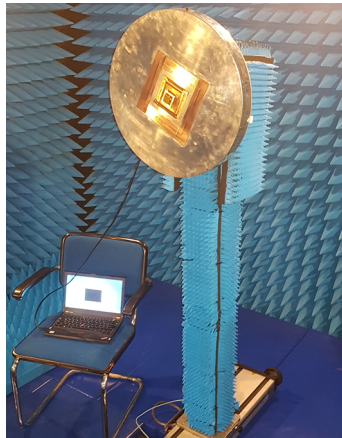


Abbildung 6.16: Die in der Absorberkammer fixierte Testplattform während der Umprogrammierung der Diversity-Stellungen.

Zur Vorbereitung des Beamformings wurden zunächst die Einzelantennen individuell in einer festgelegten Phasenstellung gemessen. Hierzu wurden die $0^\circ/180^\circ$ -Phasenschalter ausgeschaltet und die 180° -Phasenschieber mit $k = 1536 \Rightarrow U_S \approx 12 \text{ V}$ in einen günstigen Arbeitspunkt versetzt. Mithilfe der Mikrowellenschalter wurde der jeweils zu messende Einzelantennenpfad ausgewählt.

Durch die Einstellung einer Phasendifferenz zwischen dem PortRight- und dem PortLeft-Signalfad von $\varphi_{L,R} = -90^\circ$ agiert die Ringantenne als eine Antenne mit sehr reiner RHCP-Polarisation im Zenit. Dabei weist das Strahlungsmaximum mit einem realisierten Antennengewinn von 30 dBic in Richtung Zenit, wie es für eine aktive GNSS-Einzelantenne typisch ist. Während eine typische GNSS-Einzelantenne, wie die verwendete Referenz-Patchantenne einen maximalen LHCP-Gewinn von 20 dBic erreicht, wird dieser beim untersuchten Antennen-Diversity-System auf Werte unter 15 dBic unterdrückt. Diese sehr hohe Kreuzpolarisationsunterdrückung (XPD) von ca. 15 dBic wird bis hin zu niedrigen Elevationswinkeln Θ aufrecht erhalten. Aus Sicht der Unterdrückung des Einflusses des Mehr-Wege-Empfangs ist allein dieser Umstand ein entscheidender Vorteil der Diversity-Antenne gegenüber einer typischen Einzelantenne. In der Abbildung 6.17 wird die Richtcharakteristik der Ringantenne bei Einstellung einer RHCP-Polarisation im Zenit („RHCP-Einstellung“), in einem Polarkoordinatensystem durch vier Vertikalschnitte gezeigt.

Bei Kombination der Ringantenne in gezeigter RHCP-Einstellung zusammen mit der Monopolantenne sollte bezüglich der Richtcharakteristik bei niedrigen Elevationswinkeln $50^\circ \leq \theta < 90^\circ$ eine starke LHCP-Unterdrückung entstehen. Die Voraussetzung dafür ist, dass der Monopolgewinn ähnliche Beträge wie der LHCP-

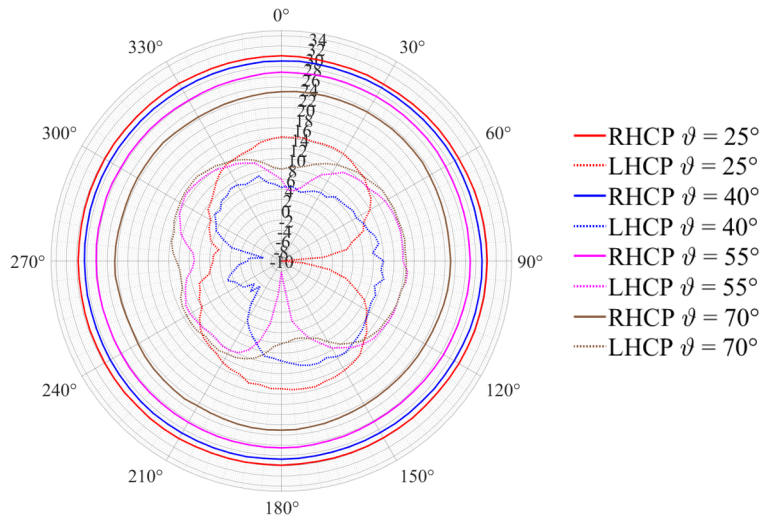


Abbildung 6.17: Richtcharakteristik der Ringantenne bei einer durch das Diversity-System erzeugten Phasendifferenz von -90° zwischen ihren beiden Speisetonen.

Gewinn der Ringantenne in genanntem Winkelbereich aufweist. Im Rahmen der Fernfeldmessung wurde deshalb die Monopolantenne in mehreren Optimierungsschritten gemessen, die Gewinne mit denen der Ringantenne verglichen und die Dämpfung des Monopol-Signalfades nachjustiert. Da sich noch keine variierbaren Dämpfungsschaltungen in den Einzelantennenpfaden der Diversity-Schaltung befinden, war hier der manuelle Austausch von Dämpfungsgliedern erforderlich. In der Abbildung 6.18 wird die gemessene Richtcharakteristik des justierten Monopolpfades gezeigt, während die Ringantennen-Signalfade deaktiviert waren.

Werden die Ringantenne in RHCP-Stellung und die justierte Monopolantenne kombiniert, entsteht die gewünschte LHCP-Unterdrückung für niedrige Elevationswinkel in eine Azimutrichtung von $\phi = 0^\circ$. In Abhängigkeit von einer fest eingestellten Phasendifferenz zwischen den Toren der Ringantenne und dem Tor des Monopols kann das LHCP-Minimum um das Antennen-Set im Azimut herum gedreht werden. Dieser Vorgang gleicht der Drehung einer cardioidförmigen Richtcharakteristik einer Antenne, um ihre zentrale vertikale Antennenachse. In Abbildung 6.19 werden zwei beispielhafte Phasenstellungen als Vertikalschnitte gezeigt, die den Effekt der Strahlenschwenkung sichtbar machen. Neben dem gezeigten Effekt des drehbaren Minimums lassen sich viele andere sinnvolle Kombinationen hervorrufen. Statt in RHCP-Stellung kann die Ringantenne auch in LHCP-Einstellung eingesetzt werden, wobei ein ausgeprägtes RHCP-Minimum im selben Bereich des Elevationswinkels entsteht. Durch die Fähigkeit einzelne Signalfade abzuschalten lassen sich mannigfaltige Empfangseigenschaften erzeugen, die umfangreiche Möglichkeiten bieten, den Funkkanal zu analysieren.

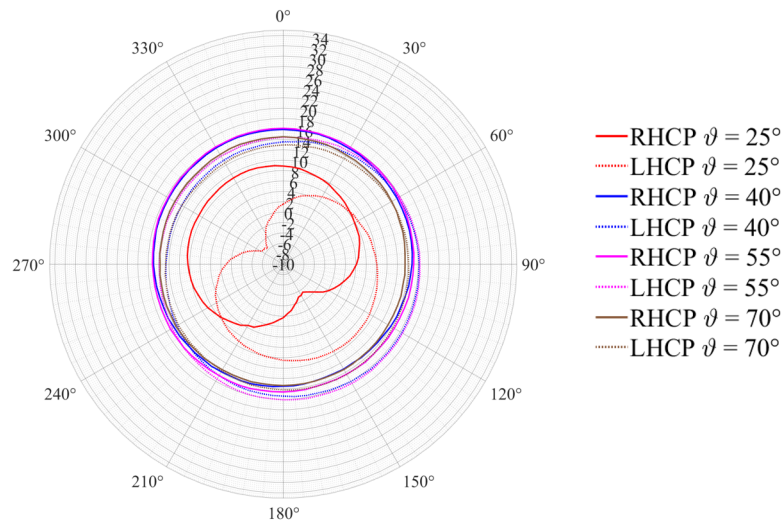


Abbildung 6.18: Richtcharakteristik der Monopolantenne bei deaktivierter Ringantenne.

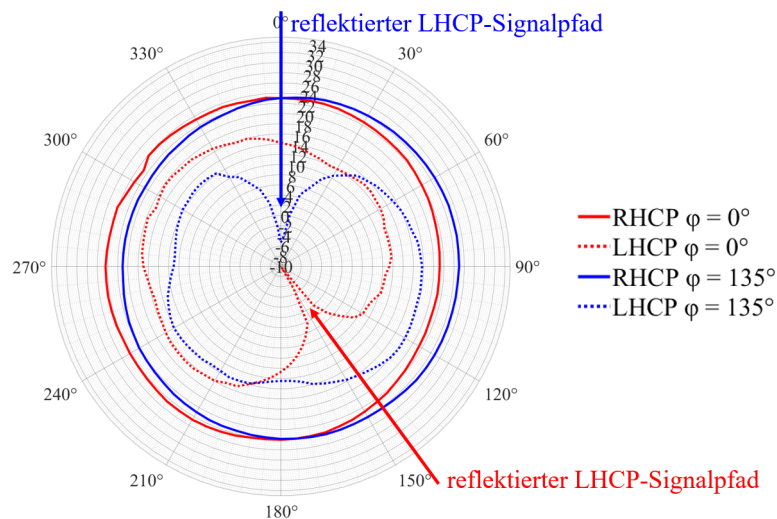


Abbildung 6.19: Realisierter Gewinn zweier beispielhaft gemessener Diversity-Konstellationen bei unterschiedlichen Phasendifferenzen φ zwischen der Ring- und der Monopolantenne. Die cardioidförmigen LHCP-Gewinnkurven sind Vertikalschnitte der Richtcharakteristika bei einem niedrigen Elevationswinkel von $\theta = 70^\circ$.

6.3.3 Quasi-Dämpfung

Obwohl bislang in der Diversity-Schaltung keine variierbaren Dämpfungsmodule integriert wurden, die eine Faktorisierung der Einzelsignalfade ermöglichen, offeriert die bestehende Schaltung eine leichte Dämpfungsvariation. Dabei wird der näherungsweise lineare Effekt des Transmissionsfaktors der analogen 180°-

Phasenschieber in Abhängigkeit ihrer Ansteuerspannung U_S für einen niedrigen Wertebereich von $0 \text{ V} \leq U_S \leq 4,8 \text{ V}$ ausgenutzt. In der Abbildung 6.20 wird der genannte Spannungsbereich und seine Auswirkung auf die Transmission $|\underline{S}_{21}|$ des Phasenschiebers in einem Diagramm hervorgehoben.

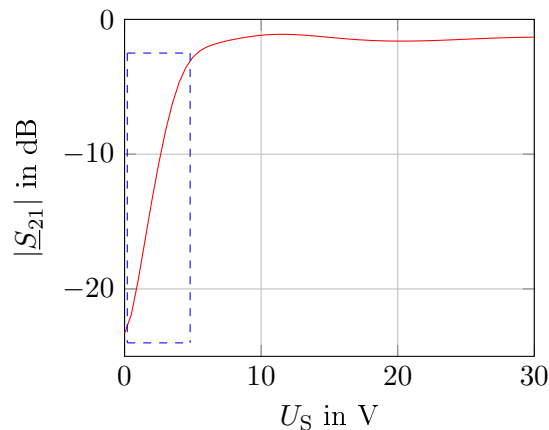


Abbildung 6.20: Der blau umrahmte Bereich der Kurve, kann als Dämpfungskennlinie des analogen 180° -Phasenschiebers betrachtet werden.

Der zunächst für die Funktion des Diversity-Systems ausgeschlossene niedrige Steuerspannungsbereich kann jedoch gezielt zur Variation des Transmissionsfaktors des Phasenschiebers und damit als variierbare Dämpfung des ganzen Einzelsignalpfades eingesetzt werden. Bei der Ausnutzung dieses Effekts muss jedoch berücksichtigt werden, dass innerhalb dieses niedrigen Steuerspannungsbereichs die Anpassung des Phasenschiebers leidet, was erhebliche Reflexionen verursacht. Wird ein Phasenschieber also auf genannte Weise gedämpft, sollte stets auf Basis einer Fernfeldmessung des Gesamtsystems überprüft werden, ob die gewünschte Diversity-Kombination erreicht wurde und sich die Fehlanpassung des Phasenschiebers nicht deutlich auswirkt.

Da Strahlenschwenkung lediglich auf Basis von variierbaren Phasendifferenzen zwischen den Einzelsignalpfaden zustande kommt, wäre prinzipiell der Einsatz von zwei Phasenschieber-Einheiten ausreichend. Es könnte also z.B. der erste Einzelsignalpfad als Bezugsphase betrachtet und in die beiden anderen jeweils eine Phasenschieber-Einheit integriert werden. Da es einerseits zu einer leichten Varianz bei der Transmission des Phasenschiebers in Abhängigkeit der Steuerspannung kommt und andererseits obengenannte Quasi-Dämpfungseffekte des Phasenschiebers ausgenutzt werden können, wurde auch der erste Signalpfad um eine Phasenschieber-Einheit erweitert. Auf Basis der Phasenstellmöglichkeit jedes Diversity-Pfades kann für eine theoretisch ermittelte Phasenkonstellation $(\Delta\varphi_{21}, \Delta\varphi_{31})$ der für das Gesamtsystem günstigste Arbeitspunkt ermittelt werden. Dazu kann die Phase des Bezugspfades 1 φ_1 variiert werden, wobei die Phasen der anderen Signal-

pfade 2 und 3 gemäß der vorgegebenen Phasenkonstellation mit variiert werden ($\varphi_2 = \Delta\varphi_{21} + \varphi_1$ und $\varphi_3 = \Delta\varphi_{31} + \varphi_1$), bis durch Erreichen einer günstigen Diversity-Schaltstellung exakt die gewünschte Richtcharakteristik des Summensignals vorliegt.

6.4 Feldmessungen

Nachdem auf Basis umfangreicher Fernfeldmessungen in der Absorberkammer ausreichende Erfahrungen über das Verhalten der Empfangsverhalten des Antennen-Diversity-Systems gewonnen sowie letzte Justierungen abgeschlossen wurden, bestand die Voraussetzung, um erste aussagekräftige GNSS-Messungen im Freien durchzuführen. Dabei wurde in einer ersten Untersuchung eine Möglichkeit untersucht, durch azimuthales Schwenken des LHCP-Minimums Störsignale aufzudecken. In einer zweiten Untersuchung galt es durch Variation der zirkularen Polarisationsrichtung Aussagen über den Empfangskanal hinsichtlich der Anwesenheit von LOS- und Reflexionssignalen zu treffen.

6.4.1 Ortung von Reflexionssignalen

In einem ersten Feldtest wurde die Testplattform in den achteckigen Innenhof eines 25 m hohen Gebäude platziert. Dabei wurde die Plattform in einem Abstand von 4 m zu einer der Gebäudewände aufgestellt, wodurch der Himmel aus Sicht der Antennen in einen sichtbaren und einen abgeschatteten Halbraum geteilt wurde. Da das Gebäude die Antennen schachtförmig umschließt, wird der sichtbare Bereich des Himmels für niedrige Elevationswinkel zusätzlich eingeschränkt. Die Abbildung 6.21 zeigt das Messareal aus der Vogelperspektive.

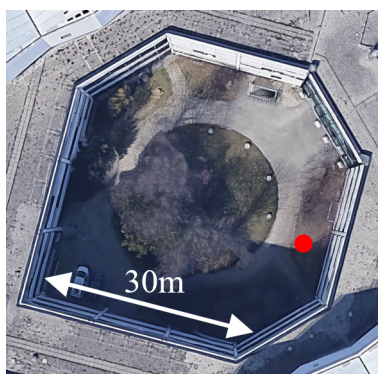


Abbildung 6.21: Testszenario mit geschlossenem tiefem Gebäudeschacht.

Das gewählte Testareal zeichnet sich besonders durch die Bildung verschiedener, starker Reflexionssignalfade aus, wie sie für Großstadtszenarios typisch sind. In einer ersten Untersuchung wurde die oben genannte LHCP-Minimum-Drehung untersucht. Dazu wurde das Antennen-Diversity-System in einer Weise konfiguriert, dass die Ringantenne einen höchstmöglichen RHCP-Empfang und einen

möglichst stark unterdrückten LHCP-Empfang aufweist, wie in Abbildung 6.17 gezeigt wird. Zusätzlich wurde das Ringantennen-Signal mit dem der Monopolantenne überlagert, sodass der resultierende LHCP-Gewinn eine cardioide Form erhält, wie er in der Abbildung 6.19 dargestellt wird. Durch Variation des Phasenwinkels $\varphi_{M,R/L}$ zwischen den justierten Ringantennen-Signalfaden und dem Monopol-Signalfaden lässt sich die Gesamtrichtcharakteristik und damit die Richtung des LHCP-Minimums um die mittlere vertikale Achse der Antennen drehen. Nach diesem Verfahren wurde das LHCP-Minimum im Rahmen der ersten Feldmessung in 45° -Schritten im Uhrzeigersinn gedreht. Nach Einnahme jedes entsprechenden Azimutwinkels verharnte die Diversity-Schaltung für zwei Minuten in der erreichten Einstellung, während die vom GNSS-Empfänger ermittelten Positions- und Satellitendaten aufgezeichnet wurden. Nachdem die Positions-Messwerte einer vollständigen 360° -Drehung des LHCP-Minimums aufgezeichnet waren, wurden sie mit der tatsächlichen Position der Testplattform verglichen.

In der Abbildung 6.22 werden in einem Diagramm die Abweichungen der berechneten Positionen von der tatsächlichen Position in Abhängigkeit der eingestellten Richtung des LHCP-Minimums dargestellt. Die Messung zeigt eine deutliche Verbesserung der Präzision bei der Positionsberechnung, wenn die LHCP-Minimum-Richtung sich innerhalb eines Azimutwinkelbereichs von $0^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$ befindet. Ausgehend von dieser Tatsache muss angenommen werden, dass aus diesen Richtungen starke Störsignale an den Antennen eintreffen.

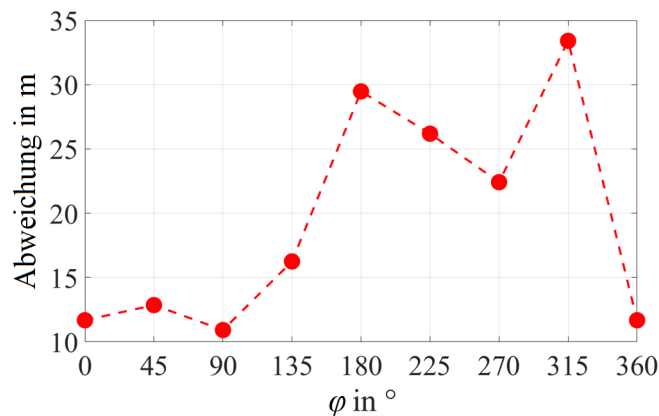


Abbildung 6.22: Durch Drehung des LHCP-Minimums im Uhrzeigersinn verändert sich die Abweichung der berechneten von der tatsächlichen Position.

6.4.2 Identifikation stark verfälschter Signale

In einer zweiten Untersuchung im selben Testareal sollte die Präsenz starker Störeinflüsse allgemein aufgedeckt werden. Durch Umstellung der Phasendifferenz zwischen den Ringantennentoren PortRight und PortLeft $\varphi_{L,R}$ kann die Polari-

sationsrichtung der Ringantennen eingestellt werden. Bei $\varphi_{L,R} = -90^\circ$ wird die Ringantenne als RHCP-Strahler konfiguriert und bei $\varphi_{L,R} = 90^\circ$ als LHCP-Strahler. Um dieses gewünschte Verhalten am Ausgang der Diversity-Schaltung abrufen zu können, muss der Monopol-Signalfad mithilfe seines integrierten Mikrowellenschalters deaktiviert werden. Sowohl für die RHCP- als auch die LHCP-Stellung weist die Diversity-Ringantenne eine hohe XPD auf. Da LOS-Signale rechtsdrehend zirkular und Reflexionssignale stark linksdrehend zirkular polarisiert sind, können sie auf der Grundlage der genannten Antennen-Diversity-Konfiguration jeweils separiert werden.

Zur Evaluation der Testplattform wurden mehrere Satellitensignalfade betrachtet, die zum Zeitpunkt der Messung durch den GNSS-Empfänger erfasst wurden. Auf Basis einer Betrachtung der Messumgebung und dem Wissen über die tatsächliche Position der Satelliten am Himmel wurde zum Messzeitpunkt eine Aufstellung der erwarteten Empfangssituation ausgewählter Satelliten erstellt. Dabei wurde bewertet, ob ein Satellit als LOS-Signal oder aufgrund von Abschattung durch Gebäude nur als Reflexionssignal empfangen werden kann. Verließ der angenommene LOS-Pfad sehr nah an einer Gebäudekante vorbei, sodass keine eindeutige Aussage über einen tatsächlichen LOS-Empfang möglich war, wurde dies in der Aufstellung unter der Rubrik „Line-of-Sight“ mit der Bemerkung „teilweise“ bedacht. Die genannte tabellarische Aufstellung zu den erwarteten Empfangssituationen der verschiedenen Satellitensignale befindet sich in der Abbildung 6.23.

<i>Satellit</i>	<i>Line-of-sight</i>	<i>Reflektiert</i>
<i>GLONASS R17</i>	teilweise	ja
<i>GLONASS R8</i>	nein	ja
<i>GLONASS R23</i>	nein	ja
<i>GPS G22</i>	ja	ja
<i>GPS G1</i>	ja	nein
<i>GPS G18</i>	teilweise	ja

Abbildung 6.23: Bewertung verschiedener ausgewählter empfangener Satellitensignale bezüglich ihrer Empfangssituation auf Grundlage der jeweiligen Satellitenposition am Firmament und der den Himmel verdeckenden Gebäude.

Die Kenntnis über die tatsächlichen Polarkoordinaten der Satellitenpositionen konnte dabei aus einer graphischen Oberfläche mit der Bezeichnung „Sky view“ gewonnen werden, die durch das Graphic User Interface (GUI) des GNSS-Empfängers bereitgestellt wird. In der Abbildung 6.24 wird die genannte Übersicht zum Messzeitpunkt dargestellt.

Parallel zu der genannten Himmelsbeobachtung wurde mit der Testplattform eine GNSS-Messung vollzogen, wobei dreimal zwischen der RHCP-Einstellung und

Auf Basis der tabellarischen Aufstellung zur Beurteilung der erwarteten Empfangssituation der Satelliten (Abbildung 6.23) und der Zusammenfassung der Messergebnisse (Abbildung 6.25) wurde untersucht, ob diesbezüglich Korrelationen bestehen. Für direkt ($G1$ und $G22$) oder teilweise direkt ($R17$ und $G18$) empfangene Satellitensignale ist das SNR mit ca. 40 bis 52 dB in beiden Diversity-Stellungen relativ hoch. Die durch das umgebende Gebäude abgeschatteten Satelliten werden hingegen mit ca. 18 bis 24 dB insgesamt deutlich schwächer empfangen. Weiterhin rufen LOS-Signale einen stärkeren RHCP- als LHCP-Empfang hervor, wobei bei den Satelliten $G1$, $G18$ und $G22$ Differenzen von 2 bis 8 dB erreicht werden. Die vollständig abgeschatteten Satelliten $R8$ und $R23$ weisen dagegen, wie erwartet, ein höheres SNR in LHCP-Stellung als in RHCP-Stellung auf. Die Auswirkungen der in Abbildung 6.23 dokumentierten Empfangssituationen auf die in Abbildung 6.25 zusammengefassten Empfangspegel konnten in der hier durchgeführten Messung relativ deutlich aufgezeigt werden.

6.5 Einordnung der Messergebnisse

Die realisierte Testplattform für GNSS-Antennen-Diversity erlaubt eine separate Analyse des Reflexionsszenarios für jeden Satelliten sowie eine Verbesserung der Empfangsqualität. Eine Separierung erfolgt auf der Grundlage einer umschaltbaren Antennen-Polarisation. Auf Basis einer speziellen Form der Strahlenschwenkung, wobei die Drehung einer konzentrierten Unterdrückung des LHCP-Empfangs in alle Azimutrichtungen ermöglicht wird, ist ein gezieltes Ausblenden starker Störeinflüsse erreichbar. Dazu wurden sowohl umfangreiche Labor-, Fernfeld- als auch erste GNSS-Freifeldmessungen durchgeführt. Die ersten Resultate der Freifeldmessungen zeigen bereits die grundlegenden Fähigkeiten der Testplattform bezüglich der Analyse von Empfangs-Szenarien innerhalb einer Umgebung mit vermehrt auftretenden Reflexionen. Weiterhin wurde die Fähigkeit der Identifikation und Unterdrückung von Reflexionspfaden demonstriert.

7 Kompakter SDARS-Testdemonstrator

7.1 Aufbau und Erweiterung des bestehenden Systems

Mit den immer höheren Ansprüchen der Fahrzeugkäufer an technische Ausstattung, Komfort und Design, sind die Fahrzeughersteller zunehmend gezwungen, immer mehr technische Geräte, möglichst unsichtbar, in immer kleinere Bauräume zu integrieren. Gerade die Sende- und Empfangsantennen von Kommunikations- und Radiodiensten stellen hierbei eine große Herausforderung dar. Um die Funktionsweise dieser Antennen zu gewährleisten, existieren nur wenige infrage kommende Positionen am Fahrzeug. Mithilfe von Antennen-Diversity-Konzepten können mehrere, voneinander unabhängige Signalpfade empfangen und konstruktiv überlagert werden. Dies erhöht beispielsweise die Audioverfügbarkeit von Satellitenradio-Systemen und ermöglicht einen akzeptablen Empfang, auch an bislang als ungünstig deklarierten Antennenpositionen.

Zum Empfang von Satellitenradio-Signalen ist im Rahmen dieser Arbeit ein neuartiges kompaktes Antennen-Diversity-System gestaltet worden (siehe Kapitel 4.2.5). Es besteht aus drei kompakt arrangierten Einzelantennen unter einer Kunststoffhaube sowie einer integrierten Scan-Phase-Diversity-Schaltung [22]. Dabei weist das Antennen-Set Außenabmessungen von $52 \times 52 \times 15 \text{ mm}^3$ auf. Die Antennen wurden optimiert auf eine sehr kleine Massefläche, die mit $75 \times 75 \text{ mm}^2$ die Antennen nur leicht überragt. Da auch die Schaltung von einer metallischen Wandung umschlossen ist, beträgt die Gesamthöhe des Diversity-Systems 26 mm. Das Drei-Antennen-Set besteht aus zwei Ring-Antennen und einer Monopolantenne.

Das neuartige Drei-Antennen-Diversity-Set wurde im Rahmen einer Freifeldmessung, in einem dichten Fading-Szenario in einem Wald nahe Detroit (USA) gemessen. Es zeigte bereits in dieser ersten Untersuchung eine Reduktion von Signalabbrüchen (sog. Audio-Mutes) im Vergleich zu einer typischen Referenzantenne. An zwei untersuchten Antennenpositionen, auf dem Armaturenbrett und stark verkippt auf der Dachkante, konnten die Mute-Zeiten mithilfe des Diversity-Systems auf ein akzeptables Maß reduziert werden. Die Messergebnisse zeigen, dass bei der Verwendung des neuartigen Diversity-Systems auch ungewöhnliche und bislang nicht nutzbare Einbauorte künftig für Satellitenradio-Antennen in Betracht gezogen werden können.

7.2 Kompaktes Drei-Antennen-Set

Das neuartige Drei-Antennen-Set basiert auf dem in Kapitel 4.2.3 beschriebenen Konzept. Eine Ringantenne zweiter Ordnung mit einem Außenradius von 23 mm umrahmt eine Ringantenne erster Ordnung. Beide Ringantennen basieren auf dem Skarabäus-Konzept und werden durch, mit Luft gefüllten Plattenkondensatoren elektrisch verkürzt als auch gespeist. Im gemeinsamen Zentrum der Ringantennen befindet sich eine Monopolantenne mit großer Dachkapazität. Die Antennen werden umschlossen und getragen von einer Kunststoffhaube aus einem Polycarbonat namens Makrolon. Das ebenfalls in dieser Arbeit entstandene Konzept ermöglicht eine einfache Herstellung, gut reproduzierbare Aufbauten sowie mannigfaltige praktische Nachjustierung. In der Abbildung 7.1 wird das realisierte Antennen-Diversity-System mit Blick auf seine Oberseite dargestellt.

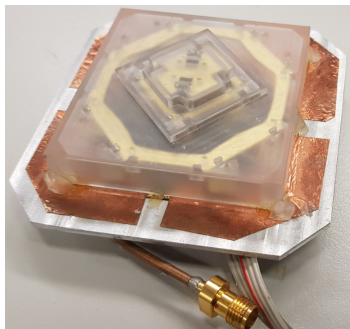


Abbildung 7.1: Antennen-Diversity-System mit einem einzigen Radiosignalausgang und einem Steuerkabel, das nach vollendeter Systemjustierung entfernt werden kann.

Die Kunststoffhaube mit den darin eingesetzten Antennen ist in spezielle Aussparungen eines PCB gesteckt und verklebt worden. Das insgesamt vierlagige Substrat trägt sowohl die Anpassungsschaltungen der Einzelantennen, als auch sämtliche, für das Diversity nötigen Schaltungselemente. Es ist in einen Aluminiumrahmen eingelassen, der neben dem positiven, schützenden und stabilisierenden Effekt für die Schaltung auch eine gezielte Vergrößerung der Massefläche bewirkt. Die Außenabmessungen des Aluminiumrahmens belaufen sich auf $75 \times 75 \text{ mm}^2$, wodurch die Massefläche der äußeren Ringantenne ein sehr kleines, aber gerade noch akzeptables Maß zur Aufrechterhaltung ihres Resonanzverhaltens aufweist. In der Abbildung 7.2 wird ein Blick auf die Unterseite des realisierten Antennen-Diversity-Systems, in einem früheren Entwurfsstadium gewährt.

Neben der vollständigen Diversity-Schaltung, sind zur Anpassung der Einzelantennen, in diesem Aufbau noch Signalleitungen an die Antennenfußpunkte geführt. Diese Signalleitungen wurden in einem späteren Arbeitsschritt, nach voll-

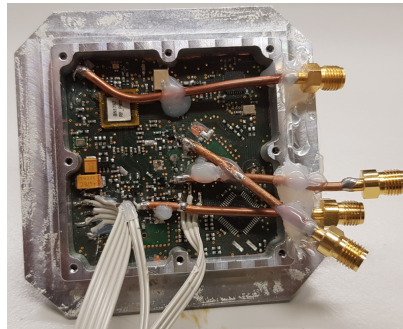


Abbildung 7.2: Unterseite des Antennen-Diversity-Systems mit gesamter Diversity-Schaltung auf mehrlagigem FR-4-Substrat.

brachter Anpassung, wieder entfernt und danach die Einzelantennen jeweils mit ihrem individuellen Diversity-Signalfad verbunden.

7.2.1 Die SDARS-Diversity-Schaltung

Während sich die Antennen auf der Substratoberseite befinden, sind sämtliche Schaltungen auf der Unterseite sowie auf den beiden im Inneren des Substrat liegenden Kupferlagen arrangiert. Die Schaltung inklusive der DC-DC-Wandler ist damit auf einer Substratfläche von lediglich $55 \times 55 \text{ mm}^2$ untergebracht.

Die Diversity-Schaltung ist in der Lage bis zu drei unabhängige Einzelantennensignale in drei individuellen Signalfaden zu verstärken, auszuwerten, zu verarbeiten und zu kombinieren. Insgesamt besteht die Schaltung aus drei Hauptbestandteilen: einer integrierten Mikrowellenschaltung (Diversity-IC) zur Gleichphasung und Kombination von bis zu drei Antennensignalen auf Mikrowellenebene, einer kanalselektiven Pegeldetektion und einem Mikrocontroller (MCU). Der Diversity-IC hat die Aufgabe auf Basis von I/O-Steuersignalen die Einzelsignalfade mithilfe von integrierten Mikrowellenschaltern zu aktivieren oder zu deaktivieren sowie die Phasenjustierung zu vollziehen. Um die erforderliche Schalt-Phasenkonstellation zu generieren, greift die MCU die Daten eines Pegel-Mess-IC's ab. Auf Basis von je vier Teststellungen werden sowohl die Phasendifferenzen zweier Einzelsignale als auch ihre Empfangspegel ermittelt [64, 81, 92]. Je nach Ergebnis wählt die MCU nach dem Prinzip einer Schalt-Phasen-Diversity die bestmögliche Diversity-Konstellation aus. Dabei können in Abhängigkeit der am Detektor gemessenen Pegelverhältnisse mehrere Fälle unterschieden werden:

- 1) Mithilfe von Pin-Dioden-Schaltern werden stets nur die Signalfade ausgewählt, die den höchsten Signalpegel aufweisen. Alle anderen Signalfade werden abgeschaltet. Um in den Schaltmomenten Phasensprünge zu vermeiden, wird durch die Phasenschieber dafür gesorgt, dass die Phasenstellung des „neuen“ Signalfads vor der Umschaltung an jene des „alten“ Signalfads angeglichen wird.

- 2) Werden zwei oder sogar alle drei Signalpfade ähnlich gut empfangen, besteht die Möglichkeit einer konstruktiven Kombination. Dazu müssen zunächst die Phasenstellungen der infrage kommenden Signalpfade angeglichen werden. Nach erfolgter Phasenjustierung werden die Pfade mithilfe der Mikrowellenschalter gemeinsam aktiviert und durch einen Kombiniierer zu einem Ausgangssignal zusammengefasst.

Neben der genannten Pfadselektion und der Phasenstellung findet innerhalb des Diversity-IC's auch noch eine dreistufige Signalverstärkung und die Kombination der Einzelsignalfade statt. Ein vernachlässigbar kleiner Teil des IC-Ausgangssignals wird für die Pegelmessung abgegriffen, während der Hauptanteil einem typischen SDARS-Empfänger zugeführt wird.

7.2.2 Resultierende Richtcharakteristik

Um die Fähigkeiten des Antennen-Diversity-Systems bezüglich des Signalempfangs aufzuzeigen bietet es sich an, die Richtcharakteristik des Summensignals am Ausgang der Diversity-Schaltung zu betrachten. Je nach obengenannter Antennen-Diversity-Kombination entsteht eine individuelle Richtcharakteristik. In der Abbildung 7.3 sind die LHCP-Richtcharakteristika der verschiedenen Antennen-Diversity-Kombinationen als Vertikalschnitte dargestellt, wenn die Einzelsignalfade der Ringantenne 1. und 2. Ordnung kombiniert werden.

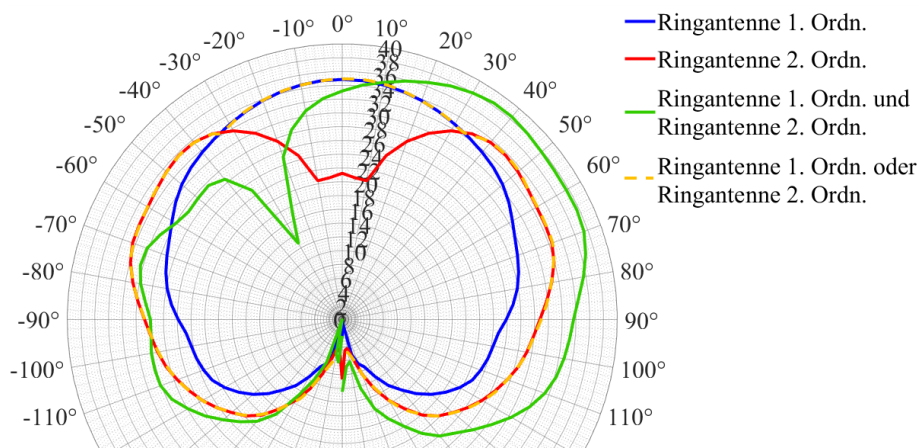


Abbildung 7.3: LHCP-Richtcharakteristika der verschiedenen Schalt-Phasen-Diversity-Konstellationen als Vertikalschnitte.

Die Richtcharakteristika der Einzelantennen werden durch die genannten Verstärkerstufen um ca. 30 dB verstärkt. Bei der Auswahl nur einer Antenne des Schalt-Phasen-Diversity (orange gestrichelte Linie: Ringantenne 1. oder 2. Ordnung) wird nur der Signalfad mit dem höheren SNR aktiviert sofern die SNR-Werte der anderen Antennen mehr als 6 dB darunter liegen und somit nur zu

einer Verschlechterung des SNR-Wertes des Kombinationssignals beitragen würden. Unterschreitet das Empfangssignal einer zunächst ausgewählten Antenne einen bestimmten, vorher festgelegten Schwellwert, wird eine Pegelmessung initiiert, die eine erneute Auswahl des Einzelsignalfades mit dem höheren SNR zur Folge hat. Es entsteht also eine Richtcharakteristik, die sich für jeden Raumwinkel am höchsten Einzelantennen-Gewinn anschmiegt. Durch das Schalt-Phasen-Diversity ist neben der einfachen Pfadumschaltung auch die Möglichkeit einer beliebigen konstruktiven Überlagerung der Einzelsignale gegeben. Bei der Auswahl einer bestimmten Phasendifferenz zwischen den Einzelsignalfaden ergibt sich eine Richtcharakteristik, die in eine Azimutrichtung einen sehr hohen Gewinn erreicht, während der Empfang aus der Gegenrichtung stark unterdrückt wird. Dies wird durch die grüne Linie verdeutlicht. Auch im Rayleigh Fading Szenario wird stets eine Überlagerung mit dem besten SNR-Wert des Kombinationssignals durch die richtige Phasen- und Schaltereinstellung gewählt. Dafür ist keine technisch aufwendige Ermittlung der nötigen Phasendifferenz erforderlich. Da mithilfe der Pegelmessung von definierten Teststellungen die Phasenlage des Empfangssignals jedes Einzelantennenpfades ermittelt werden kann, genügt es diese Einzelsignale durch Phasenverschiebung zu synchronisieren, um eine konstruktive Überlagerung und damit eine Ausrichtung der kombinierten Hauptstrahlrichtung hervorzurufen.

Um die hinreichende lineare Unabhängigkeit der Einzelantennensignale zu bewerten, kann mithilfe der Richtcharakteristika der Einzelantennen der ECC berechnet werden. Dies geschieht hier auf Basis der gemessenen Streuparameter an den Toren der Ringantennen nach der in Kapitel 3.1.3 angegebenen Formel aus [94]. In der Abbildung 7.4 wurde der ECC der Ringantenne erster und zweiter Ordnung in Abhängigkeit der Frequenz dargestellt.

Bei einem ECC von kleiner als 0,1 kann von einer guten Einzelsignal-Entkopplung gesprochen werden. Damit sind die Bedingungen für höchstmögliche Diversity-Gewinne erfüllt.

7.3 Feldmessungen

Die tatsächliche, durch das neue SDARS-Diversity-Modul hervorgerufene Empfangs-Verbesserung kann nur in komplexen Fading-Szenarios wie dichten Laubwäldern erreicht werden. Deshalb wurden Feldtests auf einer Landstraße in der Nähe von Detroit, Michigan in einer dicht bewaldeten Region durchgeführt. Die Teststrecke erstreckt sich mit einer Länge von ca. 3,3 km relativ parallel zum Äquator von Ost nach West und dient mehreren in der Nähe ansässigen Fahrzeughesellern für Testzwecke. Für eine repräsentative Messung wurde die Teststrecke je einmal von West nach Ost und wieder zurück durchfahren. In der Abbildung 7.5 wird die Teststrecke in einem Satellitenbild gezeigt.

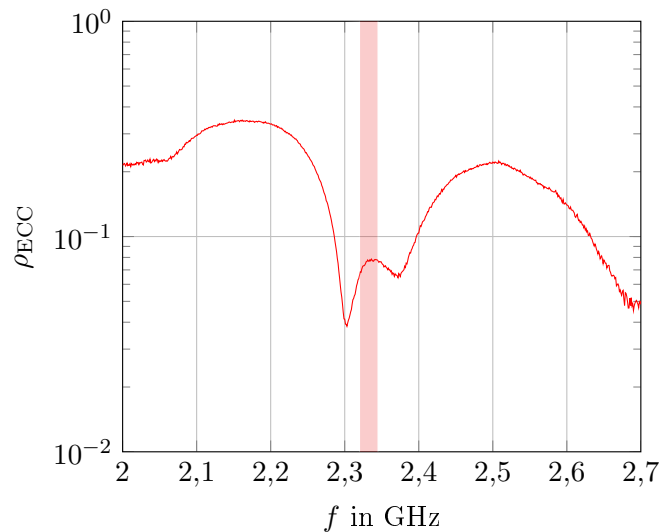


Abbildung 7.4: ECC aus den Streuparametern an den Ringantennentoren in Abhängigkeit von der Frequenz.

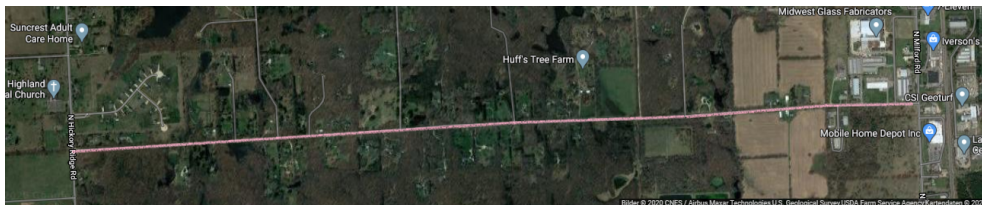


Abbildung 7.5: Die Teststrecke für SDARS-Diversity-Messungen zeichnet sich durch dichtes Laub auf ca. 70 % ihrer Länge sowie ein teilweise sehr hügeliges Terrain aus.

Um die Empfangseigenschaften eines typischen Einzelantennen-Systems mit dem Antennen-Diversity-System vergleichen zu können, mussten beide Antennensysteme in eine ähnliche Position am beziehungsweise im Fahrzeug gebracht werden. Zur hinreichenden Entkopplung der beiden Systeme durfte ein Mindestabstand von ca. $\lambda = 13$ cm nicht unterschritten, zur Sicherstellung einer möglichst vergleichbaren Empfangssituation hingegen kein zu großer Abstand gewählt werden. Es sollten Antennenpositionen gefunden werden, welche ohne Diversity nicht sinnvoll wären, da in diesem Fall eine Mute-Rate im Bereich von mehreren Prozent der Empfangszeit auftreten würden. Durch die Empfangsverbesserung mit Diversity sollten Mute-Raten von unter 1 % erreicht werden. In der Abbildung 7.6 sind dabei untersuchte Antennenpositionen in und am Fahrzeug hervorgehoben worden.

Die untersuchten Antennenpositionen lauten wie folgt:

- 1) an der Fahrzeuginnenseite des Daches in der Nähe des Dachfensterkranzes



Abbildung 7.6: An einem von zwei Testfahrzeugen sind fünf untersuchte Antennenpositionen markiert, bei denen das Einzelantennen-Referenzsystem große Ausfallzeiten hervorgerufen hat.

- 2) leicht verkippt an der vorderen Dachkante
- 3) mittig auf dem Armaturenbrett
- 4) leicht verkippt auf dem Kotflügel
- 5) leicht verkippt an der Vorderkante der Motorhaube

Zur Auswertung der Leistungsfähigkeit eines Empfangssystem wurde ein Analyse-System eines SDARS-Service-Anbieters verwendet. Dieses System greift das Audio-Ausgangssignal eines typischen SDARS-Radios ab und bewertet es in Abhängigkeit der Zeit.

7.3.1 Empfangsuntersuchung auf dem Armaturenbrett

In einer ersten Untersuchung wurde das Antennen-Diversity-Modul gemeinsam mit einer Referenz-Patch-Antenne in die Antennenposition 3 gebracht. Dafür wurde das zweite Testfahrzeug, ein typischer PKW mit Stufenheck und großflächiger, stark geneigter Frontscheibe, verwendet. Die Abbildung 7.7 zeigt den Messaufbau mit Blick von außen durch die Frontscheibe.

An der Antennenposition, die der Fahrerseite näher ist (Pos. 3.1) befand sich das Antennen-Diversity-Modul und an der Antennenposition, die der Beifahrerseite näher ist (Pos. 3.2), befand sich die Referenzantenne. Diese Anordnung wurde auf der Basis von Erfahrung aus vergangenen Untersuchungen gewählt, da in Pos. 3.1 typischerweise häufigere Empfangsunterbrechungen vorkommen als in Pos. 3.2. Um einen eindeutigen Vergleich des Diversity-Moduls zu einer Einzelantenne zu ermöglichen, wurden zwei Modi des Diversity-Moduls betrachtet. Dabei wurde von einer Messfahrten auf die nächste zwischen dem Schaltphasen-Diversity-Modus und dem Einzelantennenmodus hin und her geschaltet. Im Einzelantennenmodus wurde ausschließlich das von der Ringantenne 1. Ordnung empfangene Signal

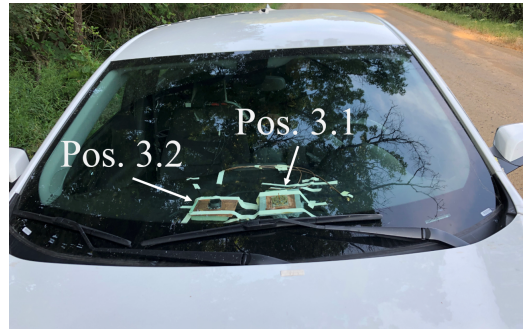


Abbildung 7.7: In einer ersten Untersuchung wurde das kompakte Antennen-Diversity-System (Pos. 3.1) auf dem Armaturenbrett neben einem handelsüblichen Einzelantennen-System (Pos. 3.2) getestet.

an den SDARS-Empfänger weitergeleitet (Signalempfang nur über das Antennen-PortRight). Das Verhalten des Diversity-Moduls im Einzelantennenmodus entspricht einer typischen SDARS-Empfangsantenne, was mithilfe der Referenzantenne in Pos. 3.2 überprüft werden konnte. Dafür wurde die Patch-Antenne auf eine Massefläche gesetzt, die die gleichen Außenmaße wie der metallische Rahmen des Antennen-Sets aufwies. Das Verhältnis der Summe aller Mute-Zeiten zur Gesamtfahrzeit kann als Ausfallwahrscheinlichkeit (engl. Mute-Ratio) bezeichnet werden. Für die Einzelantenne ergab sich nach drei Messfahrten ein Mute-Ratio von 6,5 % [15]. Mit diesem Wert würde die Antenne am gegebenen Einbauort den Mindestanforderungen der Service-Anbieter nicht mehr entsprechen. Unter gleichen Bedingungen erreichte das kompakte Diversity-Modul ein Mute-Ratio von 0,9 %, welches einen Ersatz an diesem Einbauort noch als sinnvoll erscheinen lässt. Die Audioverfügbarkeit konnte mithilfe des Diversity-Systems also um mehr als das 7-fache verbessert werden.

7.3.2 Empfangsuntersuchung an der vorderen Dachkante

In einer zweiten Untersuchung wurden das Diversity- und das Referenz-System in der Antennenposition 2 leicht verkippt an der Vorderkante des Fahrzeugdaches untersucht. Gerade aufgrund der Verkipfung um ca. 20° und der daraus resultierenden Abschattung des Signalempfangs durch das Fahrzeugdach bei ungünstiger Ausrichtung des Fahrzeuges zum Satelliten entstehen Signalunterbrechungen. Dies führt bei typischen Einzelantennen-Empfangssystemen unter dem gegebenen Testszenario zu hohen Mute-Ratio-Werten und damit zur Nichterfüllung der Vorgaben der Service-Anbieter. Die Abbildung 7.8 zeigt, wie die Antennensysteme an der Dachkante zwischen der Frontscheibe und dem Dachfenster angebracht wurden. Mithilfe von Kupferfolie wurden die Masseflächen der Antennen mit dem metallischen Fahrzeugdach verkoppelt. In einem realen Aufbauszenario würde die Dachkante des Fahrzeugs als Kunststoffteil ausgeführt und die Antenne auf einer metallischen Halterung darunter platziert.

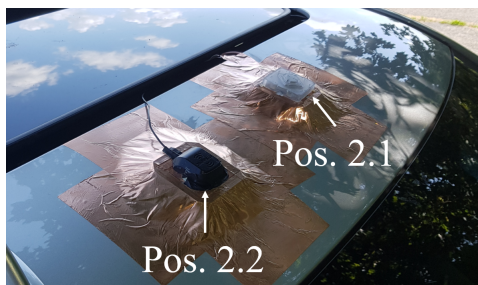


Abbildung 7.8: In einer zweiten Untersuchung wurde ein zentraler Einbauort an der Vorderkante des Fahrzeugdaches untersucht.

Auch in diesem Testaufbau wies die Referenzantenne (Pos. 2.2) etwas mehr zur Beifahrerseite und das Antennen-Diversity-System (Pos. 2.1) etwas mehr zur Fahrerseite. Der Abstand der jeweiligen Zentren der Antennensysteme zueinander betrug ca. 20 cm.

Auf Basis dreier Messungen des genannten Testaufbaus ergaben sich die folgenden Messwerte. Während mithilfe des Einzelantennen-Systems lediglich ein Mute-Ratio von 4,4 % erreicht wurde, kam es mithilfe des kompakten Antennen-Diversity-Systems zu keinem einzigen Audioausfall [15]. Auch in diesem Testaufbau hätte das Einzelantennen-System die Vorgaben des Service-Anbieters nicht erfüllen können, wohingegen das kompakte Antennen-Diversity-System bestanden hätte.

7.4 Einordnung und Vergleich der Messergebnisse

Im Rahmen der Gestaltung und des Aufbaus eines neuen Drei-Antennen-Diversity-Moduls am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Universität der Bundeswehr München wurde in dieser Arbeit ein vorteilhaftes neues Drei-Antennen-Set entworfen und aufgebaut, welches ebenfalls im Rahmen dieser Arbeit erfolgreich im Realszenario getestet wurde. Durch einen dem Antennenset zugehörigen metallischen Sockel mit den Außenmaßen von $75 \times 75 \text{ mm}^2$ können ausreichend hohe Einzelantennen-Gewinne erzielt werden, ohne dass ein Anschluss an eine größere Massefläche erforderlich ist. Das kompakte Antennen-Diversity-Set ermöglicht den Empfang von bis zu drei Einzelsignalfaden. Im Rahmen von Feldmessungen wurde gezeigt, dass in dichten Fading-Szenarios das Diversity-System bei automatischer Kombination von zwei der drei Einzelantennen bereits eine deutlich höhere Audioverfügbarkeit um den Faktor 7 und mehr erreicht als eine typische Einzelantenne. Dadurch werden bislang nicht nutzbare Einbauorte für Satellitenantennen im und am Fahrzeug für die künftige Nutzung erschlossen.

8 Ausblick

Im Folgenden soll ein kurzer Ausblick auf mögliche Weiterführungen der Arbeit gegeben werden. In einem nächsten Schritt ist der Entwurf eines eigenen GNSS-Empfängertools als Software Defined Radio geplant. Dadurch kann einerseits die nicht deaktivierbare Kalman-Filterung des GNSS-Empfängers umgangen, sowie die Auswahl der für die Berechnung auszuwählender Satelliten bestimmt werden, was mithilfe der verwendeten Empfänger-Software aktuell noch nicht möglich ist. Darüber hinaus können dadurch aussagekräftige Rohdaten über die Positionsberechnung generiert sowie der verwendete Algorithmus der Positionsberechnung offengelegt und verändert werden.

Um noch feinere Justiermöglichkeiten des Beamformings zu erhalten, ist geplant variable Dämpfungsglieder einzusetzen und diese in den Einzelsignalpfaden zu ergänzen. Mithilfe von Steuersignalen des Mikrocontrollers kann dann eine Auswahl diskreter Dämpfungsstufen erfolgen. Hierbei könnten die tatsächlich in die Signalpfade integrierten Dämpfungsvarianten insofern voneinander abweichen, sodass für jeden Signalpfad individuell sinnvolle Dämpfungslevel eingerichtet werden.

Mithilfe einer Systementwicklungssoftware (wie beispielsweise LabVIEW) könnte eine automatisierte Messreihe angelegt werden, um die Transmissionsfaktoren der Diversity-Schaltung in Abhängigkeit aller Steuersignale tabellarisch beziehungsweise als Streuvektor wie folgt zu erfassen: $\underline{S}_{\text{Div}} = (\underline{S}_{41}, \underline{S}_{42}, \underline{S}_{43})$. Dabei beziehen sich die verwendeten Indizes 1-3 auf die drei Signaleingänge und der Index 4 auf den Signalausgang der Diversity-Schaltung. Hierzu wird empfohlen die derzeit realisierten 4.096 Schaltstufen des Phasenschiebers auf eine für die Speicherung der Streuparameter praktikierbare Größe zu reduzieren, ohne dabei die Möglichkeit der Phasenfeinjustierung allzu sehr einzuschränken. Es könnten beispielsweise 10 Schaltstufen für den analogen 180°-Phasenschieber vorgesehen werden, was einen ausreichend kleinen Phasenabstand von 18° pro Schaltstellung entspräche. Wegen der zwei Schaltstellungen der 0°/180°-Phasenschalter und der zwei Schaltstellungen der Mikrowellenschalter ergäben sich für jeden Einzelsignalpfad $2 \cdot 10 \cdot 2 = 40$ verschiedene Schaltstellungen. Würde ein variables Dämpfungsglied ergänzt, so müsste dieser Wert noch um die Anzahl der schaltbaren Dämpfungslevel multipliziert werden. Da drei unabhängige Signalpfade vorliegen, ergäben sich $40 \cdot 3 = 120$ Schaltstufen für die gesamte Diversity-Schaltung. Durch eine Systementwicklungssoftware könnten diese 120 Schaltstellungen der Diversity-Schaltung iterativ durchgeschaltet und die parallel von einem Netzwerk-Analysator aufgezeichneten Streuparameter gespeichert und der Schaltkonfiguration

zugeordnet werden. Damit ergäben sich 120 verschiedene Streuvektoren, die sämtliche Systemzustände des Diversity-Systems beschreiben. Mithilfe eines auf dieser Streuparameter-Datenbank basierenden Such-Programms könnten dann sämtliche verfügbaren Empfangseigenschaften des Diversity-Sets berechnet werden, ohne dafür viele zeitraubende Fernfeldmessungen unternehmen zu müssen. In einem Folgeschritt könnte dieses Tool in den Mikrocontroller der Diversity-Steuerung programmiert werden, sodass dieser selbst in die Lage versetzt wird, die passende Richtcharakteristik aus einer Datenbank auszuwählen.

Kern der künftigen Arbeit am GNSS-Diversity-System bildet auch die Gestaltung erster Algorithmen, die z.B. Störsignale identifizieren, um diese in einem folgenden Schritt selbstständig, auf Basis der Steuerung des Diversity-Systems zu unterdrücken.

Literatur

- [1] China Satellite Navigation Office. *Test and Assessment Research Center*. 7.10.2020. URL: <http://www.csno-tarc.cn/en/>.
- [2] T. K. Sarkar, Wicks M. C. und Salazar-Palma M. and Bonneau R. J. *Smart Antennas*.
- [3] u-Blox. *EVK-M8T. Evaluation Kit*. UBX-14041540. User Guide. Version R04.
- [4] European GNSS Agency (GSA). *FANTASTIC Project*. 2020. URL: <http://gnss-fantastic.eu/>.
- [5] ADAC. *Das Auto denkt mit*. 2020. URL: <https://www.adac.de/infotestrat/tests/assistenzsysteme/default.aspx>.
- [6] Federal Space Agency. *Information-Analytical Center*. 2020. URL: <https://www.glonass-iac.ru/GLONASS/>.
- [7] US-Department of Defense, US-Department of Homeland Security und US-Department of Transportation. *Federal Radionavigation Plan*. 2020. URL: <https://www.navcen.uscg.gov/>.
- [8] 2020 Sirius XM Radio Inc. *siriusxm.com*. 2020. URL: <https://www.siriusxm.com/>.
- [9] Microchip Technology Inc. *SAM D21 Xplained Pro Evaluation Kit - Documents and Software*. 2020. URL: <https://www.microchip.com/DevelopmentTools/ProductDetails/ATSAMD21-XPRO>.
- [10] LPKF Laser und Electronics AG. „Creating Strip Conductors with a Spray Can - LDS Coating of 3D-Molded Interconnect Devices with LPKF ProtoPaint LDS“. In: 2020.
- [11] Sebastian Matthie und Stefan Lindenmeier. „A Testing Platform for Investigation of GNSS Antenna Diversity Systems“. In: 2020 14th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP), 2020.
- [12] mini-circuits. *Datenblatt: Ultra-Small Ceramic Power Splitter/Combiner - SCN-3-16+*. 2020. URL: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=SCN-3-16%2B>.
- [13] Inc. MiniCircuits. *Datenblatt: Ultra Small Ceramic Power Splitter/Combiner - QCN-19D+*. 2020. URL: <https://www.minicircuits.com/>.
- [14] Septentrio N.V. *APME*. 2020. URL: <https://www.septentrio.com/en/apme-multipath-mitigation-technology>.

- [15] S. Senega, S. Matthie und S. Lindenmeier. „A Three-Antenna Compact Micro-Diversity Module for Automotive Satellite Radio Reception“. In: The 14th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2020), 2020.
- [16] teltarif.de-Team. *Geschichte und Technik des Global Positioning System (GPS)*. 2020. URL: <https://www.teltarif.de/navigation/gps-technik.html/>.
- [17] F. A. Englert. „Gestaltung einer Mikrocontrollersteuerung zur Vorbereitung von System- und Felduntersuchungen eines GNSS-Diversity-Systems“. In: Bachelorarbeit, 2019.
- [18] US government. „NAVSTAR GPS Space Segment/Navigation User Segment Interfaces IS-GPS.200“. In: 2019.
- [19] S. Hastürkoğlu, M. Almarashli und S. Lindenmeier. „A Compact Wideband Terrestrial MIMO-Antenna Set for 4G, 5G, WLAN and V2X and Evaluation of its LTE-Performance in an Urban Region“. In: 13th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2019), 2019.
- [20] Sebastian Matthie und Stefan Lindenmeier. „A Dualband Smart Antenna Set for Precise GNSS Applications in Car“. In: 2019 13th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP), 2019.
- [21] Sebastian Matthie, Simon Senega und Stefan Lindenmeier. „An Antenna Diversity and Combining System for Improved Mobile GNSS Reception“. In: 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), 2019.
- [22] Simon Senega, Sebastian Matthie und Stefan Lindenmeier. „A Compact Micro-Diversity Module with Integrated Antenna Set for Automotive Satellite Radio Reception“. In: 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), 2019.
- [23] M. Bueno Diez und S. Lindenmeier. „Antenna Micro-Diversity Systems Hidden Underneath the Car Roof for Vehicle-to-X Applications“. In: The 12th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2018), 2018.
- [24] D. Egea-Roca u. a. „GNSS Measurement Exclusion and Weighting with a Dual Polarized Antenna: The FANTASTIC project“. In: *2018 8th International Conference on Localization and GNSS (ICL-GNSS)*. 2018, S. 1–6.
- [25] I. Goncharova und S. Lindenmeier. „Compact satellite antenna module for GPS, Galileo, GLONASS, BeiDou and SDARS in automotive application“. In: *IET Microwaves, Antennas Propagation* 12.4 (2018), S. 445–451.
- [26] S. Hastürkoğlu und S. Lindenmeier. „An Automotive Antenna Set at 26.5 GHz for 5G-Mobile Communication“. In: *2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM)*. 2018.

- [27] S. Matthie und S. Lindenmeier. „A Compact Dual-Wideband Automotive Ring Antenna for GNSS L1- and L2-Band“. In: The 12th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2018), 2018.
- [28] A. Nassar, S. Senega und S. Lindenmeier. „A Multi-Channel Algorithm for Antenna Diversity of SiriusXM High Band Satellite Reception in Vehicles“. In: *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*. 2018, S. 312–315.
- [29] S. Senega und S. Lindenmeier. „A Compact and Wideband Variable Microwave Phase Shifter for Phased Arrays and Diversity in S-Band“. In: The 12th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2018), 2018.
- [30] S. Senega, J. Röber, A. Nassar, R. Weigel, C. Heuert und S. Lindenmeier. „New Compact Antenna Diversity with a Fully Integrated Microwave Circuit for Automotive Satellite Radio Reception“. In: *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*. 2018, S. 1337–1340.
- [31] Michael S. Braasch. „Multipath“. In: *Handbook of Global Navigation Satellite System*. 2017, S. 443–468.
- [32] R. Cornelius, A. Narbudowicz, M. J. Ammann und D. Heberling. „Calculating the Envelope Correlation Coefficient Directly From Spherical Modes Spectrum“. In: The 11th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2017), 2017.
- [33] M. Falcone, J. Hahn und T. Burger. „Galileo“. In: *Handbook of Global Navigation Satellite System*. 2017, S. 247–272.
- [34] S. Hastürkoğlu und S. Lindenmeier. „A wideband automotive antenna for actual and future mobile communication 5G/LTE/WLAN with low profile“. In: 11th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2017), 2017.
- [35] Montenbruck O. Hugentobler U. „Satellite Orbits and Attitudes“. In: *Handbook of Global Navigation Satellite System*. 2017, S. 59–87.
- [36] Analog Devices Inc. *ADA4625-1*. 2017. URL: <https://www.analog.com/en/products/ada4625-1.html>.
- [37] Y. Yang, J. Tang und O. Montenbruck. „Chinese Navigation Satellite Systems“. In: *Handbook of Global Navigation Satellite System*. 2017, S. 273–304.
- [38] John W. Betz. *Engineering Satellite-based Navigation and Timing - Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers*. IEEE Press, 2016. Kap. 12.
- [39] John W. Betz. *Engineering Satellite-based Navigation and Timing - Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers*. IEEE Press, 2016, S. 8.

- [40] John W. Betz. *Engineering Satellite-based Navigation and Timing - Global Navigation Satellite Systems, Signals, and Receivers*. IEEE Press, 2016. Kap. 6.3.
- [41] C. Eiling. „Entwicklung einer diskreten Georeferenzierungseinheit zur Position- und Orientierungsbestimmung leichter UAVs in Echtzeit“. In: Dissertation, 2016.
- [42] A. Friedrich, B. Geck, M. Fengler und A. Fischer. „24 GHz Dielectric Filled Waveguide Fed Horn Antenna Using 3D-LDS MID Technology“. In: *European Microwave Conference 2016 (EuMC 2016)*, 2016.
- [43] S. Lindenmeier und S. Senega. „Handbook of Antenna Technologies“. In: *Satellite Antennas on Vehicles*. Springer publishing house, 2016.
- [44] A. Nassar, S. Senega und S. Lindenmeier. „A time domain model for multipath wave propagation of satellite radio reception underneath dense foliage“. In: *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. 2016, S. 1–4.
- [45] F. Fezai u. a. „Low-Profile Dual-band Circularly Polarized Microstrip Antenna for GNSS Applications“. In: *IEEE Proc. of Int. Symp. EuCAP*, 2015.
- [46] A. Friedrich, L. Berkelmann, T. Martinelli und B. Geck. „An Active Three-Dimensional GPS Patch Antenna Using MID-Technology“. In: *Proceedings of the 12th European Radar Conference*, 2015.
- [47] I. Goncharova und S. Lindenmeier. „A High Efficient Automotive Roof-Antenna Concept for LTE, DAB-L, GNSS and SDARS with Low Mutual Coupling“. In: *The 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2015)*, 2015.
- [48] I. Goncharova und S. Lindenmeier. „An interoperable antenna for GPS and GLONASS services on a car“. In: *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*. 2015, S. 15–16.
- [49] P. S. Kildal. „Foundations of Antenna Engineering: A Unified Approach for Line-of-sight and Multipath“. In: *Artech House Publishers*, 2015.
- [50] S. Lindenmeier und S. Senega. „Satellite Antennas on Vehicles“. In: *Handbook of Antenna Technologies*. 2015, S. 1–33.
- [51] C. Lu, J. Shen, Y. Cao, F. Meng und T. Yin. „Novel Dual-Band and Dual Circularly Polarized Microstrip Antenna“. In: *Proc. of Int. Symp. on APS/URSI*, 2015.
- [52] S. Senega, A. Nassar und S. Lindenmeier. „Compact scan-phase antenna diversity system for high driving speeds“. In: *2015 European Radar Conference (EuRAD)*. 2015, S. 437–440.

- [53] Posselt A., A. Friedrich, L. Ekiz, O. Klemp und B. Geck. „System-Level Assessment of Volumetric 3D Vehicular MIMO Antenna Based on Measurement“. In: 2014 International Conference on Connected Vehicles und Expo (ICCVE), 2014.
- [54] Q. H. Dao, A. Friedrich und B. Geck. „Characterization of Electromagnetic Properties of MID Materials for High Frequency Applications up to 67 GHz“. In: 2014 Trans Tech Publications Ltd, Switzerland), 2014.
- [55] I. Goncharova und S. Lindenmeier. „A High-Efficient 3-D Nefer-Antenna for LTE Communication on a Car“. In: The 8th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2014), 2014.
- [56] J. Kammerer. „Kompakte Ringantennen für satellitengestützte und terrestrische Übertragungsdienste im Fahrzeug“. In: Dissertation, 2014.
- [57] M. Mozaffari, A. Broumandan, K. O’Keefe und G. Lachapelle. „Weak GPS signal acquisition using antenna diversity“. In: *2014 Ubiquitous Positioning Indoor Navigation and Location Based Service (UPINLBS)*. 2014, S. 11–18.
- [58] S. Senega, J. Kammerer und S. Lindenmeier. „Scan-Phase Antenna Diversity for Digital Satellite Radio (SDARS) in a Single Automotive Side Mirror“. In: *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. 2014, S. 3255–3259.
- [59] J. Kammerer und S. Lindenmeier. „A new compact antenna combination with high efficiency for reception of SDARS- and GPS signals“. In: IEEE Proc. of Int. Symp. on Antennas und Propagation, 2013.
- [60] J. Kammerer und S. Lindenmeier. „Invisible antenna combination embedded in the roof of a car with high efficiency for reception of SDARS - and GPS - signals“. In: IEEE Proc. of Int. Symp. of the Antennas und Propagation Society (APSURSI), 2013.
- [61] J. Kammerer und S. Lindenmeier. „Invisible antenna embedded in the roof of a car with high efficiency for reception of Satellite Digital Audio Radio Services (SDARS)“. In: The 7th European Conference on Antennas und Propagation (EuCAP 2013), 2013.
- [62] S. Lindenmeier, J. Kammerer, L. Reiter und S. Senega. „Antenna Technology for Mobile Satellite Radio Reception“. In: International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2013.
- [63] B. Rama Rao, W. Kunysz, R. Fante und K. McDonald. *GPS/GNSS Antennas*. Artech House, 2013, S. 2–3.
- [64] S. Senega. „Mehrdienstfähiges Antennendiversity für den mobilen Satellitenrundfunkempfang“. In: Dissertation, 2013.
- [65] Infineon Technologies AG. *Datenblatt: Silicon Germanium Low Noise Amplifier for Global Navigation Satellite Systems (GNSS) - BGA825L6S*. 2012. URL: <https://www.infineon.com/>.

- [66] „BeiDou Navigation Satellite System. Interface Control Document - BDS-SIS-ICD-B1I-1.0“. In: China Satellite Navigation Office, 2012.
- [67] Autonomes Fahren und Co. *Geschichte des Autonomen Fahrens*. 2012. URL: <https://www.autonomes-fahren.de/geschichte-des-autonomen-fahrens/>.
- [68] G. Saala und S. Lindenmeier. „A compact antenna-design for satellite reception with high efficiency based on low-cost materials“. In: Proc. of the 2012 IEEE Int. Symp. on Antennas und Propagation, 2012.
- [69] S. N. Sadrieh, A. Broumandan und G. Lachapelle. „A weighted combining method for GPS antenna diversity“. In: *Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*. 2012, S. 961–968.
- [70] J. Kammerer und S. Lindenmeier. „A compact car antenna with high efficiency for reception of heo- and geosatellites signals“. In: IEEE Proc. of Int. Symp. of the Antennas und Propagation Society (APSURSI), 2011.
- [71] S. Matthie. „Untersuchung einer 3-Antennen-Diversity-Kombination auf einem MID-Kunststoffkörper für den Empfang von Radiosignalen“. In: Masterarbeit, 2011.
- [72] S. DiPierro, R. Akturan und R. Michalski. „Sirius XM Satellite Radio system overview and services“. In: *2010 5th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and the 11th Signal Processing for Space Communications Workshop*. 2010, S. 506–511.
- [73] D. Müller. „Kompakte Diversity-Antennen für den mobilen Empfang von Satellitensignalen“. In: Dissertation, 2010.
- [74] D. Müller, S. Senega und S. Lindenmeier. „Compact 3-antenna diversity set for HEO and GEO satellite systems with terrestrial repeaters“. In: 2010 IEEE Antennas und Propagation Society International Symposium, 2010.
- [75] D. Müller, S. Senega und S. Lindenmeier. „Novel 2-antenna diversity set for SDARS reception in GEO and HEO satellite systems“. In: The 3rd European Wireless Technology Conference, 2010.
- [76] D. Müller, M. Weickert und S. Lindenmeier. „Investigation of a compact antenna diversity set for satellite radio applications“. In: Proc. of the Forth European Symp. on Antennas und Propagation, 2010.
- [77] G. Saala und S. Lindenmeier. „Compact circular polarized antenna for mobile reception of radio signals transmitted by geostationary satellites“. In: The 40th European Microwave Conference, 2010.
- [78] S. Senega, D. J. Müller, L. M. Reiter und S. M. Lindenmeier. „A fast-switching diversity- and beam-forming-circuit for S-band satellite reception in fading scenarios“. In: *The 40th European Microwave Conference*. 2010, S. 648–651.

- [79] M. Zaheri, A. Broumandan und G. Lachapelle. „Comparing detection performance of polarization and spatial diversity for indoor GNSS applications“. In: *IEEE ION Position, Location and Navigation Symposium*. 2010, S. 737–744.
- [80] Infineon Technologies AG. *Datenblatt: Silicon PIN Diodes - BAR63...* 2009. URL: https://eu.mouser.com/Datasheets/_/?Keyword=BAR6304&FS=True/.
- [81] D. E. W. Barié. „Verbesserung des mobilen digitalen Satellitenempfangs durch schnell schaltende Antennendiversity-Verfahren“. In: Dissertation, 2009.
- [82] G. Saala, J. Hopf und S. Lindenmeier. „Small satellite car antenna for simultaneous reception of LHCP and RHCP signals“. In: 3rd European Conference on Antennas und Propagation (EUCAP 2009), 2009.
- [83] D. Barié, S. Senega, L. Reiter und S. Lindenmeier. „Concept Studies of Scanning and Combined Scan/Phase Antenna Diversity Systems for SDARS“. In: *German Microwave Conference*. 2008, S. 1–3.
- [84] US government. „GLOBAL POSITIONING SYSTEMSTANDARD POSITIONING SERVICEPERFORMANCE STANDARD“. In: 2008.
- [85] Linear Technology Inc. *LTC2640*. 2008. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2640fd.pdf>.
- [86] M. Irsigler. „Multipath Propagation, Mitigation and Monitoring in Light of Galileo and the Modernized GPS“. In: Dissertation, 2008.
- [87] D. J. Muller, L. M. Reiter, D. E. Barie und S. M. Lindenmeier. „Measurement and analysis of Satellite Digital Audio signals in Rayleigh fading scenarios“. In: *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2008, S. 1–4.
- [88] Yang-Kai Wang, Hua-Ming Chen, J. Y. Jan, Yi-Fang Lin, Che-Yen Lin und C. F. Yang. „A Circularly Polarized Square-Ring Patch Antenna for GPS Application“. In: IEEE, 2008.
- [89] Infineon Technologies AG. *Datenblatt: Silicon Tuning Diode - BB837/BB857...* 2007. URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/396152/INFINEON/BB857.html>.
- [90] K. Lee, W. Chung, H. W. Chang und P. Yoon. „Odometry calibration of a car-like mobile robot“. In: 2007 International Conference on Control, Automation und Systems., 2007.
- [91] S. M. Lindenmeier, L. M. Reiter, D. E. Barie und J. F. Hopf. „Antenna Diversity for Improving the BER in Mobile Digital Radio Reception Especially in Areas with Dense Foliage“. In: *2007 2nd International ITG Conference on Antennas*. 2007, S. 45–48.
- [92] S. Lindenmeier. „Vereinfachtes Verfahren der Phasenkorrektur für SDARS Diversity“. In: unveröffentlicht., 2006.

- [93] S. Gosuke. „Phase Shifter 2,320 GHz - 2,345 GHz“. Studienarbeit. Universität der Bundeswehr München, 2005.
- [94] P. Hallbjorner. „The significance of radiation efficiencies when using S-Parameters to calculate the received signal correlation from two antennas“. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4. 2005, S. 97–99.
- [95] C. S. Kim, J. Park, K. Hong und M. H. Lee. „Improving odometry accuracy for car-like vehicles by using tire radii measurements“. In: 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004., 2004.
- [96] D. G. Brennan. „Linear diversity combining techniques“. In: *Proceedings of the IEEE* 91.2 (2003), S. 331–356.
- [97] R. Vaughan und J. Bach Andersen. „Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications“. In: IEE, 2003.
- [98] H. Wissbrock. „Laser-Direkt-Strukturieren von Kunststoffen. Ein neues Verfahren im Spiegel eingeführter MID-Technologien“. In: 2002.
- [99] R. Bischoff, M. Namokel, W. Schulz und G. Heinrichs. „Using diversity of satellite channels for navigation systems“. In: *IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No.01CH37202)*. Bd. 4. 2001, 3011–3015 vol.4.
- [100] M. Chryssomallis. „Smart antennas“. In: *IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume: 42*). IEEE, 2000, S. 129–136.
- [101] R. B. Langley. „Dilution of Precision“. In: GPS World, 1999. URL: <http://gauss.gge.unb.ca/papers.pdf/gpsworld.may99.pdf>.
- [102] H. Lindenmeier, J. Hopf, L. Reiter und R. Kronberger. „Optimization of the antenna-diversity-effectiveness of complex FM-car-antenna systems“. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.99CH37010)*. Bd. 3. 1999, 2058–2061 vol.3.
- [103] L. Reiter, H. Lindenmeier, J. Hopf und R. Kronberger. „Antenna-Diversity Techniques in Cars for FM-Radio, TV and Cellular Phone“. In: *1999 29th European Microwave Conference*. Bd. 1. 1999, S. 147–150.
- [104] A. M. D. Turkmani, A. A. Arowojolu, P. A. Jefford und C. J. Kellett. „An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz“. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 44.2 (1995), S. 318–326.
- [105] Per K. Enge. „The Global Positioning System: Signals, Measurements and Performance“. In: *International Journal of Wireless Information Networks, Volume: 1, No. 2*). 1994, S. 83–105.
- [106] Gerhard C. Boggel. *Satellitenrundfunk*. Hüthig, 1990.

- [107] R. E. Kalman und R. S. Bucy. „New Results in Linear Filtering and Prediction Theory“. In: Journal of Basic Engineering - March 1961, 1961, S. 95–108.